



HAL
open science

Contribution à l'étude de systèmes d'un conversion d'énergie non linéaire et de leur impact sur le (re)dimensionnement des machines électriques

Simon Morel

► **To cite this version:**

Simon Morel. Contribution à l'étude de systèmes d'un conversion d'énergie non linéaire et de leur impact sur le (re)dimensionnement des machines électriques. Energie électrique. Université Grenoble Alpes, 2019. Français. NNT : 2019GREAT046 . tel-03271560

HAL Id: tel-03271560

<https://theses.hal.science/tel-03271560>

Submitted on 26 Jun 2021

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

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

THÈSE

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE LA COMMUNAUTÉ UNIVERSITÉ
GRENOBLE ALPES**

Spécialité : **Génie Electrique**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

Simon MOREL

Thèse dirigée par **Nouredine Hadj Saïd**

Directeur scientifique **Lauric Garbuio**

préparée au sein **G2Elab**

et de **EEATS**

**Contribution à l'étude d'un
système de conversion d'énergie
non linéaire et de son impact sur
le (re)dimensionnement des ma-
chines électriques**

Thèse soutenue publiquement le **25 Juin 2019**,

devant le jury composé de :

M, Jean-Paul Ferrieux

Professeur des universités à Université Grenoble Alpes, Président

M, Hubert Piquet

Professeur des universités à l'INPT-ENSEEIH de Toulouse, Rapporteur

M, Christophe Espanet

Professeur des universités à Université de Franche-Comté, Rapporteur

Mme, Sophie Personnaz

Electrotechnical Director chez Valeo, Examinatrice

M, Nouredine Hadj Saïd

Professeur des universités à Grenoble-INP, Directeur de thèse

M, Lauric Garbuio

Maître de Conférence à Grenoble-INP, Co-Directeur de thèse

M, Laurent Gerbaud

Professeur des universités à Grenoble-INP, Invité



Remerciements

Ces trois années ont été l'occasion pour moi de mûrir professionnellement et humainement parlant. Cette thèse reste pour moi une aventure formidable et la liberté qui m'a été donnée m'a permis de m'exprimer totalement d'un point de vue professionnel et scientifique. Pour cela, je tiens tout d'abord à remercier M. Nouredine Hadj Saïd pour avoir accepté d'être mon directeur de thèse. Je tiens ensuite, tout particulièrement, à remercier Lauric Garbuio pour m'avoir confié ce sujet. Sa confiance en moi a été et reste un privilège que j'ai tenté de lui rendre du mieux que j'ai pu. Je n'oublierais pas, de ces années de thèse, sa bienveillance, son optimisme, sa grande culture électrotechnique et sa passion contagieuse.

Je remercie M. Jean-Paul Ferrieux pour avoir accepté d'être mon président de jury ainsi que Hubert Piquet et Christophe Espanet pour en avoir été les rapporteurs. Je remercie aussi Sophie Personnaz en tant qu'examinatrice pour avoir donné son point de vue industriel sur mes travaux académiques.

Je voudrais également remercier grandement Laurent Gerbaud pour avoir été d'une précieuse aide pour la mise en place des méthodes et outils pour la modélisation. Il a su se rendre disponible et je le remercie pour son altruisme. Je voudrais ensuite remercier Hervé Chazal pour sa grande implication. Je me rappellerais longtemps des pauses cafés qui n'avaient de pause que le nom et étaient, en réalité, des réunions scientifiques passionnantes et ont permis de pousser nos réflexions au point où elles en sont dans ce manuscrit. Je tiens aussi à remercier Pierre Lefranc pour m'avoir conseillé dans la première réalisation d'un prototype et grâce à qui j'ai pu monter en compétences sur les commandes rapprochées et avoir donné un point de vue d'électronicien sur mon travail. Je remercie aussi toute l'équipe MAGE et MADEA pour leur sympathie et pour leur aide, que ce soit Afef pour les modèles de pertes magnétiques ou Christian pour ses connaissances en modélisation de machines. Je remercie également l'ensemble de mes camarades doctorants que je ne citerais pas de peur d'en oublier un en écrivant ces lignes. Je voudrais grandement remercier l'ensemble du pôle technique sans qui la partie expérimentale de ma thèse serait inexistante et plus particulièrement Benoît Sarrazin pour avoir conçu le prototype. Enfin, Je remercie le pôle administratif pour leur gentillesse et leur professionnalisme.

Pour ce qui touche à l'intime, je remercie infiniment ma compagne pour son soutien indéfectible au point d'avoir relu mon manuscrit. Je remercie aussi l'ensemble de ma famille pour leur présence et m'avoir permis de m'aérer les idées. Merci à mes amis et plus particulièrement à Christian pour son aide.

Résumé

Dans un contexte d'électrification massive de nos modes de vie (Transports, Industrie, activités tertiaires), des structures de conversion d'énergie toujours plus performantes (en terme de sobriété, d'efficacité ou ayant un moindre impact sur l'environnement) sont recherchées. Limitées par l'accès et l'utilisation de matériaux rares ou polluants mais également par leurs coûts de mise en œuvre, nos technologies ont été constamment améliorées et optimisées depuis un siècle mais atteignent aujourd'hui une asymptote. De nouvelles technologies en rupture présentent un moyen de faire des bonds significatifs dans cette évolution mais demandent à être découvertes, analysées, modélisées, vérifiées et mises en valeur par les laboratoires de recherche pour être intégrées par le monde industriel. Cette thèse porte sur l'étude, la modélisation et le dimensionnement d'un système innovant et original associant une électronique de puissance non-linéaire et une machine électrique. Cette technologie, encore très peu étudiée aujourd'hui, offre de nouveaux degrés de liberté dans la conception de la chaîne de conversion électromécanique pour la génération d'électricité ou la motorisation par exemple.

Ce travail ambitionne donc de proposer une lecture claire du fonctionnement non linéaire de la chaîne de conversion proposée et d'en comprendre les bénéfices mais aussi les limites et les coûts. Par non-linéaire, on entend ici que ces systèmes sont capables de modifier la topologie profonde ou fondamentale du circuit ou système dans lequel ils sont mis en œuvre et sont capables d'agir sur la dynamique des tensions et courants. Ils peuvent ainsi agir sur la gestion de l'énergie réactive, le facteur de puissance mais aussi sur les niveaux de tensions et courants et par extension de la puissance active et d'en garantir le contrôle.

Le travail synthétisé dans ce manuscrit permet dans un premier temps de recenser les rares exemples adoptant cette philosophie et d'en jeter les bases, permettant à différentes topologies inédites d'y être identifiées. Dans un second volet, une méthodologie de modélisation en phase d'esquisse du système entier est présentée et testée permettant de mener des simulations et des dimensionnements. Fort de cette méthode, un troisième volet conceptuel porte sur son application aux machines électriques et démontre les nouveaux compromis et nouvelles performances possibles, comme l'augmentation sensible des performances mécaniques ou la réduction du volume d'aimant nécessaire. Enfin, un dernier volet expérimental permet de vérifier en pratique les différents résultats théoriques grâce à la mise en place d'un banc d'essai à échelle industrielle.

Abstract

In the context of massive electrification of our lifestyle (Transports, Industry, Tertiary activities), power conversion systems which are always more effective are needed especially in terms of efficiency and limited environmental impact. Electrical technologies have been constantly improved for a century. However, today, electrical systems performance are reaching a limit because of the physical limitation of materials capability. Moreover, the most advanced materials or system are often hard to extract making powerful system difficult to produce and thus expensive but also often polluting. New technological innovations are a good way to improve significantly effectiveness but still need to be discovered, analysed, designed and tested in laboratory before being integrated in the industrial world. The subject of this thesis is about the design of an innovative and original system which consists in a non-linear power electronic system linked with an electrical machine. This technology gives new liberty degrees to design electromechanical chain for power generation or electric motor drive for instance.

The goal of this work is to understand the system operation and to determine its advantages but also its drawbacks and costs. In this case, “non-linear” means, these systems can deeply change the topology of the electrical circuit it is involved in, which allows an action on both the voltage and the current dynamics. In this way, these systems can adapt the reactive power and the power factor, but also control the voltage and current level and thus the active power.

This thesis manuscript first introduces few examples of system wich adopt globally this philosophy, before derscribing a theory allowing new topologies to be invented. Afterwards, a methodology to establish a preliminary design model is introduced and tested. Then, the performances of the system on electrical machine and the impact on it are shown, like the reduction of hard magnetic material for example. Finally, a last part introduces an experimental bench used to validate the theoretical results of the previous parts.

Table des matières

Introduction générale	1
1 Conversion non-linéaire de l'énergie électrique	3
1.1 Définition des termes	3
1.1.1 Conversion de l'énergie électrique	3
1.1.2 Rappel : système non-linéaire	5
1.1.3 Conversion d'énergie non-linéaire	5
1.2 Réactance électronique commutée et conversion non-linéaire de l'énergie	7
1.2.1 Principe	7
1.2.2 Intérêt et champ des applications	7
1.3 Exemple de dispositifs de conversion non-linéaire : Le Magnetic Energy Recovery Switch (ou MERS)	8
1.3.1 Architecture du MERS	8
1.3.2 Les chemins de courants	10
1.3.3 Les formes d'ondes	12
1.4 Conclusion partielle	21
2 Les fonctions du MERS et sa mise en application	23
2.1 Utilisation du MERS et applications	23
2.1.1 Les fonctions théoriques du système dans le circuit	23
2.1.2 Le MERS : une capacité variable?	26
2.2 État de l'art	30
2.2.1 Le MERS : un dispositif de réglage dynamique du facteur de puissance	30
2.2.2 Le MERS : Un système de contrôle et d'asservissement de tension	32
2.2.3 Le MERS : Augmentation de la puissance	33
2.3 Nouvelles opportunités	37
2.3.1 MERS et machine électrique	38
2.3.2 La machine à aimant permanent	41
2.3.3 La machine asynchrone à cage d'écureuil	46
2.3.4 La Machine à Reluctance Variable (MRV)	48
2.4 Des architectures dérivées	50
2.4.1 le SVC-MERS	50
2.4.2 le MERS dual	51
2.4.3 Le MERS inductif série	52
2.5 Conclusion partielle	54

3	Modélisation du système	55
3.1	Introduction du chapitre	55
3.2	Les phases de la conception et choix des modèles associés	56
3.2.1	Les enjeux des différentes phases de conception	56
3.2.2	Différents types de modèle pour différents usages	57
3.3	Spécifications du modèle	62
3.3.1	Un modèle analytique pour du pré-dimensionnement en phase d'esquisse	62
3.4	Ecriture du modèle analytique généralisé du MERS	64
3.4.1	Equations du circuit	64
3.4.2	Estimation des conditions initiales	66
3.4.3	Résolution du système linéaire pour trouver les valeurs des conditions initiales	68
3.4.4	Critères pour sélectionner la bonne solution de t_c	70
3.5	Résolution de la fonction implicite en t_c	72
3.5.1	Résolution de la valeur du temps t_c par la méthode de Newton	72
3.5.2	Résultats de la méthode de Newton Raphson	74
3.5.3	Résolution du problème implicite par Newton-Raphson itératif	76
3.5.4	Résolution du problème implicite par utilisation d'algorithme d'optimisation heuristique	79
3.5.5	Résolution du problème implicite par intégration	82
3.5.6	Implémentation d'une résolution d'une fonction implicite utilisant un algorithme d'optimisation dans un modèle d'optimisation	83
3.5.7	Bilan des différentes méthodes	84
3.6	Modèle analytique d'une machine synchrone à aimant en surface simplifiée	87
3.6.1	Géométrie de la machine	87
3.6.2	Modèle de matériaux	89
3.6.3	Expression du modèle de Behn-Eschenburg	89
3.6.4	Calculs subsidiaires	92
3.7	Modélisation des Pertes Fer	95
3.7.1	Nécessité d'un modèle de pertes fer	95
3.7.2	Les différents modèles	96
3.7.3	Synthèse des différents modèles	97
3.7.4	Utilisation des modèles	98
3.7.5	Introduction des ratios de pertes	98
3.8	Conclusion partielle : Bilan du modèle et optimisation	102
4	Simulation et analyse des performances MERS + machine	105
4.1	Performances d'une machine synchrone à aimant permanent avec MERS	105
4.1.1	Présentation de la géométrie et des termes de Behn Eschenburg correspondant	107
4.1.2	Simulation de la machine sans MERS	108
4.1.3	Simulation de la machine avec MERS	122
4.1.4	Validité du modèle	125
4.1.5	Analyse globale des performances	129
4.1.6	Evolution des pertes	143
4.1.7	Synthèse	147
4.2	Dimensionnement d'une machine avec MERS	149

4.2.1	Objectifs	149
4.2.2	Démarche de dimensionnement	150
4.2.3	Résultats et performances	154
4.3	Conclusion du chapitre	159
5	Mise en œuvre expérimentale et analyse	163
5.1	Présentation du banc d'essai	163
5.1.1	La machine	164
5.1.2	Le MERS	165
5.1.3	Plateforme d'acquisition	168
5.2	Protocole expérimental et résultats	169
5.2.1	Caractéristiques du MERS et de la machine	169
5.2.2	Impact du MERS sur les performances de la machine	172
5.3	Conclusion du chapitre	177
6	Conclusion générale	179
	Synthèse sur les travaux	179
	Perspectives	180
	ANNEXES	183
A	Le MERS et les Flexible AC transmission System (FACTS)	185
B	Explication du mode du MERS en fonction de la valeur de δ par rapport à δ_0	191
C	Expression des termes de l'exponentielle de matrice	195
D	Présentation de l'ensemble des modèles de Pertes Fer existants	199
	Bibliographie	209

Introduction générale

Au cours de l'évolution de l'électrotechnique et plus largement du génie électrique, il y a eu plusieurs ruptures technologiques fortes qui ont eu un impact décisif sur l'évolution du domaine. L'une des plus importantes d'entre elles est sans doute l'avènement de l'électronique de puissance dans les années 60 avec l'apparition des premiers thyristors [1]. Grâce à ces systèmes, il a été possible de modifier la présentation de l'énergie et ainsi de gagner en contrôle et en flexibilité.

Aujourd'hui, l'électronique de puissance a pris une place importante dans tous les domaines du génie électrique. Elle est ainsi devenue une sous-discipline à part entière et est fondamentale, en particulier pour les convertisseurs électrodynamiques. L'importance pour les machines électriques est telle qu'aujourd'hui, certaines machines sont conçues avec un cahier des charges qui dépend directement du convertisseur associé.

Pour autant, la méthode classique de conception d'une chaîne de conversion est basée sur un partitionnement de celle-ci sous hypothèse d'une indépendance entre la machine et son électronique. Pour cela, les formes d'onde des grandeurs frontières à la machine et au convertisseur sont fixées au préalable. Toutefois, il doit être possible, voire nécessaire, de revenir sur cette démarche et supprimer cette hypothèse d'indépendance afin de permettre l'étude des nouveaux systèmes.

Cette thèse propose d'étudier la chaîne de conversion dans le cas d'une interaction forte entre machine et électronique de puissance. Pour cela, cette thèse se focalise sur une famille de systèmes ayant une architecture encore méconnue permettant d'illustrer ces impacts. Cette famille, que l'on peut nommer convertisseur non-linéaire indirect, regroupe un ensemble de systèmes intégrant un ou plusieurs éléments de stockages électromagnétiques (capacités et/ou inductances). L'intérêt de ces systèmes est de pouvoir changer la topologie profonde du circuit afin d'avoir un impact significatif sur les dynamiques de la machine. Ces convertisseurs ont la particularité de posséder une commande impliquant des formes d'ondes à mi-chemin entre courants continus et alternatifs de sorte que les dynamiques qui entrent en jeu ne peuvent être étudiées en considérant la machine et l'électronique de manière indépendante. De ce fait, les deux éléments fonctionnent en synergie.

Ce manuscrit commence par un premier chapitre introductif où les convertisseurs non-linéaires sont définis et illustrés par un exemple original : Le Magnetic Energy Recovery Switch. Puis, dans le deuxième chapitre, un tour des fonctions intéressantes de ce système est fait. A partir de ce point, les problématiques et objectifs de cette thèse sont identifiés. Dans une troisième partie, un modèle du système est proposé. Dans le chapitre quatre, le modèle est testé et vérifié et les résultats de simulations analysés. Un exemple de dimensionnement est également proposé. Enfin, dans le cinquième et dernier chapitre, les résultats théoriques des précédents chapitres

sont vérifiées et comparés à des mesures expérimentales.

Chapitre 1

Conversion non-linéaire de l'énergie électrique

1.1 Définition des termes

1.1.1 Conversion de l'énergie électrique

Depuis la fin du *XIX*^e siècle, le monde industriel utilise de plus en plus l'énergie sous forme électrique, en partie car cette forme a la particularité d'être un excellent vecteur énergétique. C'est-à-dire qu'il est possible de faire transiter efficacement de l'énergie sous cette nature, en particulier sur de longues distances. Les autres formes possibles d'énergie traditionnelle utilisées de manière industrielle, que ce soit sous forme de chaleur, ou de matière (gaz, pétrole, ...), sont souvent bien moins pratiques à transporter, aussi bien du point de vue des infrastructures à mettre en œuvre que de l'efficacité du transport. Cela est moins vrai pour l'essence par exemple, qui reste relativement simple à transporter. Le défaut de l'essence vient surtout du rendement médiocre de la conversion de l'énergie en énergie mécanique dans le cycle de Carnot sans parler des impacts environnementaux et sanitaires dus aux rejets de dioxyde de carbone et de particules fines, par exemple. Un transport d'énergie électrique permet, entre autres, d'assurer une disponibilité en continu, de limiter les pertes et permet une grande flexibilité. Son principal défaut reste sa difficulté de stockage comparativement à certaines autres formes comme le pétrole et ses dérivés. Aujourd'hui, le stockage sous forme électrique reste une niche (inductance supraconductrice, supercondensateur). Les seules techniques existantes de manières industrielles ou domestiques consistent à changer la nature de l'énergie. Cela peut être, par exemple, sous forme d'énergie chimique dans des batteries ou sous forme d'énergie potentielle (mécanique) dans des stations de pompage turbinage (STEP). L'électricité n'étant pas directement disponible dans la nature sous forme exploitable, il faut la produire à partir d'une forme d'énergie primaire grâce à un générateur. Ce générateur constitue la source du circuit électrique ou réseau dans lequel va transiter l'électricité produite vers un récepteur ou charge. Cette dernière va utiliser l'énergie électrique pour la transformer en une autre forme d'énergie (énergie mécanique pour des actionneurs, énergie thermique pour des chauffages,...) ou pour faire de la gestion du traitement de l'information (électronique, informatique). La figure 1.1 représente un schéma simple présentant les différents moments clés du transit de l'énergie électrique. Entre la source et la charge, on retrouve un ou en général plusieurs convertisseurs sensés améliorer les performances de conversion du système ou introduire un degré de liberté permettant la commande de l'énergie. Il y en a bien souvent associés à la source et à la charge et également lors du transport ou de la distribution.

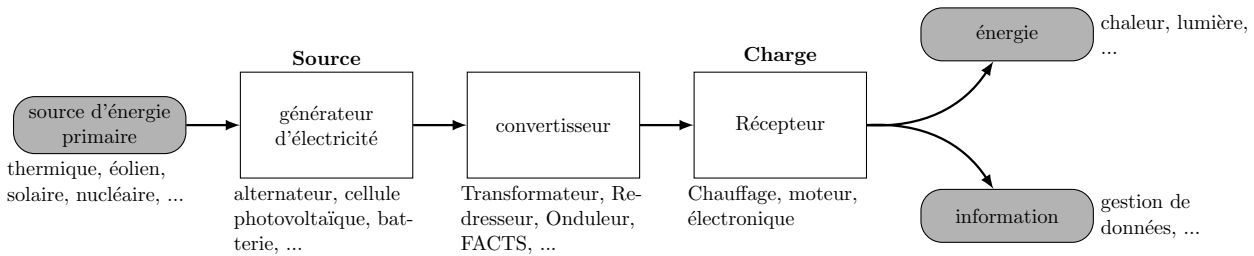


FIGURE 1.1 – Schéma simplifié de la conversion électrique

La conversion de l'énergie électrique consiste à modifier la manière dont se présente l'énergie électrique [2]. On ne change pas sa quantité mais seulement sa présentation. De manière plus concrète, cela se résume par une modification de la nature de la tension et du courant sans en changer la puissance transmise. Les convertisseurs d'énergie électrique sont positionnés dans le réseau entre la source et la charge. Il s'agit donc toujours d'un dispositif qui va recevoir une ou des tension(s) et un ou des courant(s) par une entrée et délivrer une ou des tension(s) et un ou des courant(s) par une sortie. La notion de conversion d'énergie est à opposer à celle de charge ou de source d'énergie dans le sens où il n'y a ni production ni consommation électrique désirée (les pertes ne sont pas à considérer). La puissance en sortie d'un convertisseur est donc la même que la puissance d'entrée, aux pertes près. Celui-ci permet seulement de modifier la présentation de l'énergie en établissant des relations entre leurs grandeurs d'entrée et de sortie.

Les sources et les charges sont également appelées convertisseurs mais le sens est ici différent. Par conversion, il est entendu dans ce cas une conversion de la nature de l'énergie, par exemple de mécanique ou cinétique à électrique pour une machine électrique. On parle alors de convertisseur dynamique pour qualifier le mouvement mécanique du convertisseur.

Un des convertisseurs le plus commun et ancien en génie électrique est le transformateur. En effet, avant l'avènement de l'électronique de puissance, la plupart des convertisseurs utilisaient des propriétés électromagnétiques pour remplir des fonctions de conversion. On peut aussi citer le régulateur d'induction ou les compensateurs synchrones : machines électriques alternatives qui étaient détournées de leur fonction première de convertisseurs électromécaniques pour la gestion dynamique de l'énergie réactive.

Avec la mise au point de composants semi-conducteurs au silicium tels que les diodes, les thyristors puis les transistors, l'électronique de courants forts aussi appelée électronique de puissance a fait son essor et de nouvelles possibilités de convertisseurs sont apparues. L'électronique de puissance est quasi-exclusivement une électronique de commutation pour des raisons de rendement. Ces commutations introduisent des discontinuités dans le fonctionnement du circuit. De ce fait, elle ne permet pas l'usage des raisonnements propres à l'étude de circuit linéaire. On passe par l'examen d'intervalles qui constituent l'ensemble de la période. Chaque intervalle est caractérisé par un état passant et un état ouvert des composants semi-conducteurs. Cela constitue des régimes transitoires se renouvelant de façon périodique. Cette méthode permet de trouver des expressions analytiques des variables [2][3]. En outre, les systèmes de conversion d'énergie basés sur de l'électronique de puissance sont régis par des équations différentielles non-linéaires.

1.1.2 Rappel : système non-linéaire

Par définition, un système non-linéaire est un système qui n'est pas régi par des équations différentielles linéaires. On ne peut donc pas décrire le système homogène sous la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + Be(t), Y = CX + De(t) \quad (1.1)$$

avec A, B matrices constantes (ne dépendant ni de X ni de t). $X(t)$ est le vecteur d'état du système et $e(t)$ le vecteur d'entrée représentant les sources.

Les convertisseurs d'électronique de puissance ne peuvent être modélisés que par un système d'équations différentielles couplées entre elles [4] [5] qui prend la forme :

$$\frac{dX}{dt} = f(X(t), e(t), t), Y(t) = g(X(t), e(t), t) \quad (1.2)$$

où f et g sont des fonctions quelconques.

Dans le cas particulier des systèmes linéaires par morceaux, le système prend la forme :

$$\frac{dX}{dt} = (A + A_u u(t))X + (B + B_u u(t))e(t), Y = CX + De(t) \quad (1.3)$$

avec A, A_u, B et B_u matrices constantes. $u(t)$ est une fonction scalaire continue par morceaux qui représente l'état du système.

La résolution d'équations différentielles non-linéaires reste une difficulté majeure aujourd'hui. Cela est d'autant plus problématique qu'aucun système physique n'est réellement purement linéaire. Les méthodes classiques de résolution des systèmes linéaires ne s'appliquent pas dans ce cas, en particulier les méthodes de résolution fréquentielles basées sur les transformées de Laplace ou de Fourier. Chaque système différentiel est traité au cas par cas. Une modélisation non-linéaire d'un convertisseur basé sur de l'électronique de puissance doit passer par une étape de résolution du système différentiel non-linéaire associé. Il est donc nécessaire de trouver la méthode de résolution la mieux adaptée à ces cas. Dans certains cas trop complexes, la seule méthode de résolution restante est la résolution numérique. En plus de la capacité de calcul informatique, cette méthode peut se retrouver confrontée à des erreurs de calculs numériques liées à des opérations mathématiques entre des nombres d'ordres de grandeurs trop différents.

1.1.3 Conversion d'énergie non-linéaire

Première définition

La première définition d'un système de conversion d'énergie non-linéaire est, comme cela a été décrit dans la partie précédente, un système régi par des équations différentielles non-linéaires. A ce titre, comme l'électronique de puissance est une électronique par commutation, n'importe quel dispositif d'électronique de puissance est un système non-linéaire par définition. Par exemple, dans le cas des systèmes alternatifs, si l'entrée d'un convertisseur d'électronique de puissance est un signal de nature sinusoïdale, sa sortie ne sera pas une sinusoïde. Autrement dit, si on applique un signal à une seule harmonique en entrée, on a en sortie un signal composé de plusieurs harmoniques qui seront dues à ces commutations. D'après cette définition, un convertisseur d'énergie électrique basé sur de l'électronique de puissance est toujours non-linéaire.

Deuxième définition

La première définition est générale à tous les dispositifs. Maintenant, si seule la famille des dipôles est considérée, une seconde définition plus restrictive peut être ajoutée pour définir un dispositif de conversion d'énergie non-linéaire : par opposition aux dispositifs linéaires. Dans le cadre des dipôles, les dispositifs linéaires les plus classiques sont les résistances, les inductances et les capacités. Ces dispositifs sont de nature linéaire c'est-à-dire que la chute de tension à leur borne ne crée pas de nouveaux rangs harmoniques. Par exemple, elle reste sinusoïdale si une source également sinusoïdale est appliquée à ses bornes. A l'inverse, un composant non-linéaire sera un composant ayant une chute de tension régie par des équations non-linéaires. Si on y applique un sinus, sa chute de tension ne sera pas une sinusoïde. Les composants semi-conducteurs tels que la diode répondent à une telle définition. De même un transistor ou thyristor peut être vu comme un dipôle non-linéaire commandable. De la même manière, un triac et donc un circuit gradateur peut être vu comme un dipôle non-linéaire. Pour aller plus loin, on pourrait faire de même avec un circuit d'électronique de puissance entier, le comprendre comme un dipôle non-linéaire commandable. Pour un circuit monophasé, parler de dipôle revient à dire qu'il existe une relation qui peut s'écrire sous la forme $V = f(I)$. Un dipôle non-linéaire sera donc un dipôle où la relation $V = f(I)$ n'est pas linéaire.

Troisième définition

Enfin, une troisième et dernière définition, proche de la première, est possible d'un point de vue de la commande. Lorsqu'un ensemble redresseur onduleur classique est connecté à une machine, il est généralement commandé à haute fréquence par modulation de largeur d'impulsion. Dans ce cas, on ne considère que le fondamental du signal. Les harmoniques ne servent pas à la transmission de la puissance. Dans ce cas, seule la moyenne glissante est considérée, ce qui permet une simplification de la modélisation. Chaque grandeur d'état est considérée comme purement sinusoïdale et ainsi réduite à une amplitude et une phase. Dans le cadre des systèmes "n-phasés", les méthodes classiques utilisées passent par des transformées de Concordia ou de Park, qui restent utilisables en présence de signaux avec un contenu harmonique mais devient impossible si les non-linéarités sont considérées.

En cherchant à définir ce qu'est la conversion d'énergie non-linéaire, on se rend d'abord compte que tous les dispositifs d'électronique de puissance existants respectent la définition. Il n'y a donc pas de structures intrinsèquement linéaires. Les structures dites linéaires ne le sont que par simplification lors de la modélisation et de la commande associée. Dans un second temps, les phénomènes non-linéaires sont minimisés (comme par exemple l'ondulation d'un convertisseur commandé par modulation de largeur d'impulsion -MLI-). Si la plupart des structures modélisées utilisent un modèle linéarisé, c'est grâce à la puissance des outils mathématiques des systèmes linéaires développés qui permettent, malgré les approximations, de dimensionner et de commander les systèmes efficacement. Mais cela n'est valable que si les phénomènes non-linéaires sont négligeables. Les convertisseurs doivent donc vérifier cette contrainte. Or la famille de systèmes qui va être présentée par la suite utilise ces phénomènes non-linéaires pour réaliser plusieurs fonctions. Un modèle linéarisé n'est donc pas envisageable.

1.2 Réactance électronique commutée et conversion non-linéaire de l'énergie

Dans cette thèse, des structures d'électronique de puissance non-conventionnelles sont présentées. Cette partie a pour but de présenter et de définir théoriquement ce type de structure de la manière la plus générale et exhaustive possible. Ensuite, des exemples concrets de structures seront présentés avec leur commande associée.

1.2.1 Principe

Les dispositifs étudiés ici ont une architecture composée d'éléments réactifs (capacités et/ou inductances) et de composants semi-conducteurs (transistors et/ou diodes). L'ensemble de ces éléments est ordonnancé de sorte à pouvoir connecter les éléments réactifs au circuit de manière dynamique et ainsi avoir une topologie variable. En d'autres termes, le circuit électrique et les dynamiques associées varient au cours du temps. Un terme qui peut être employé pour désigner ces systèmes est celui de "réactance commutée". La commutation de l'élément réactif modifie l'évolution des tensions et des courants au cours du temps.

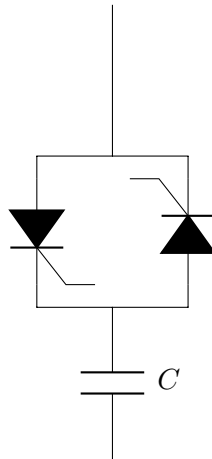


FIGURE 1.2 – Le Thyristor Switched Capacitor (TSC), exemple de FACTS pouvant être qualifié de réactance commutée

Ces systèmes sont utilisés majoritairement dans des circuits alternatifs. Les commutations des éléments ont alors lieu à une fréquence égale ou inférieure à la fréquence du circuit. Les commutations faisant changer la dynamique du système au cours du temps, la réponse du système à une entrée sinusoïdale ne sera pas sinusoïdale. Ils répondent donc directement aux définitions de non-linéarité présentées précédemment. Les équations différentielles associées sont, en effet, linéaires par morceaux. Dès lors, les méthodes classiques du génie électrique utilisant des outils mathématiques propres aux systèmes linéaires comme par exemple l'utilisation de l'écriture complexe ou encore la transformée de Laplace ne sont pas valables dans ce cas. Il est donc nécessaire d'élaborer d'autres méthodes afin de traiter ces systèmes.

1.2.2 Intérêt et champ des applications

En changeant la dynamique du circuit de manière périodique en jouant sur les moments de commutation, il est possible d'avoir un contrôle sur les grandeurs d'état. En changeant le positionnement des éléments réactifs du circuit les uns par rapport aux autres, il est possible de

gérer les "flux d'énergie réactive" ou la magnétisation et la démagnétisation des éléments. Ces techniques proposent donc un fonctionnement étroit entre les éléments réactifs le constituant et les éléments réactifs des autres systèmes du circuit. Ainsi, le fonctionnement de ceux-ci peut être optimisé. Cela permet, par exemple, de gérer localement la magnétisation des éléments et de délester la source. Celle-ci pourra être dimensionnée par rapport à la puissance active au lieu de la puissance apparente. Les problématiques liées à la magnétisation étant levées, les frontières physiques lors du dimensionnement des dispositifs électromagnétiques sont repoussées comme il sera montré par la suite. Des architectures qui n'étaient pas pertinentes peuvent trouver un intérêt quand elles sont utilisées avec ces dispositifs.

Grâce à ces techniques, il est possible de modifier la capacité de conversion de puissance d'un dispositif électromagnétique ou électromécanique. L'intérêt de ces systèmes d'électronique de puissance est autant dans l'amélioration de structures existantes que dans les nouveaux degrés de liberté offerts par ces systèmes dans le dimensionnement de systèmes électromagnétiques. Comme il est expliqué dans les exemples suivants, le champ des domaines d'application est très vaste. Cela va de la génération électrique aux actionneurs en passant par le réseau. Néanmoins, l'impact de ces structures varie suivant celle qui est considérée ou le dispositif électromagnétique avec qui elle est utilisée. Ainsi, l'intérêt d'un système ne sera pas le même suivant que l'application concerne le réseau ou la génération isolée par exemple.

1.3 Exemple de dispositifs de conversion non-linéaire : Le Magnetic Energy Recovery Switch (ou MERS)

Par définition le MERS, ou Magnetic Energy Recovery Switch, est un dispositif d'électronique de puissance de récupération de l'énergie magnétique d'un élément de nature inductive [6]. A chaque période, l'énergie magnétique de la source ou de la charge inductive est récupérée lorsque celle-ci se démagnétise pour être restituée lorsqu'elle se magnétise à nouveau. Le flux d'énergie magnétique est ainsi géré localement, ce qui déleste la source.[6][7] Le MERS étant un système commandable, il est possible de compenser, plus ou moins, l'inductance de l'ensemble (MERS+charge) voire même de le rendre globalement capacitif. L'impédance de l'ensemble vue depuis la source ou le réseau peut alors être contrôlée. Elle peut, en particulier, s'apparenter à une charge purement résistive, la réactance étant inhibée. Il est également possible de s'adapter en permanence à des variations d'impédance ou de fréquence par exemple.

Il s'agit d'un système de nature capacitive utilisé sur des systèmes de nature inductive tels les machines électriques[7][8], les transformateurs [9] ou les fours à induction[10] par exemple. L'utilisation principale de ce système est un contrôle local du facteur de puissance [11] [12] [7] [13]. On peut également montrer qu'il est possible d'augmenter la puissance active d'un système en réduisant la part de puissance réactive [14] [7]. Un champ des applicatifs possibles est présenté ultérieurement.

1.3.1 Architecture du MERS

Le MERS est un dispositif monophasé composé d'un pont en H d'interrupteurs commandables avec une capacité connectée en parallèle des deux bras (Fig. 1.3) [6]. Les interrupteurs

doivent être commandables à la fermeture et à l'ouverture et doivent être réversibles en courant (Fig. 1.4). Pour cela, on pourra utiliser des GTO, IGBT ou encore des MOSFET avec des diodes antiparallèles. Comme il sera montré par la suite, les diodes antiparallèles assurent que la tension aux bornes de la capacité soit toujours positive. Il est donc possible d'utiliser des capacités polarisées comme par exemple des capacités chimiques. Il sera tout de même important de contrôler la vitesse de charge et de décharge, en général plus lente pour cette technologie de capacité. Pour des applications en polyphasé, un MERS est connecté à chaque phase, l'architecture polyphasée n'existant pas telle quelle. Il est à noter qu'une architecture dérivée existe [15].

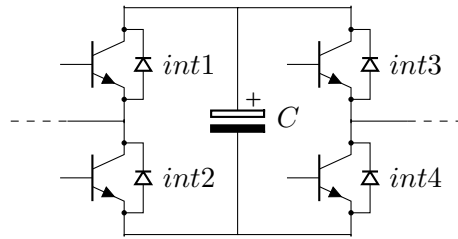


FIGURE 1.3 – Architecture du MERS

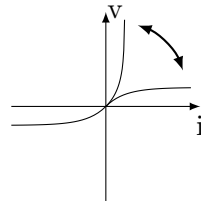


FIGURE 1.4 – Caractéristique de l'interrupteur

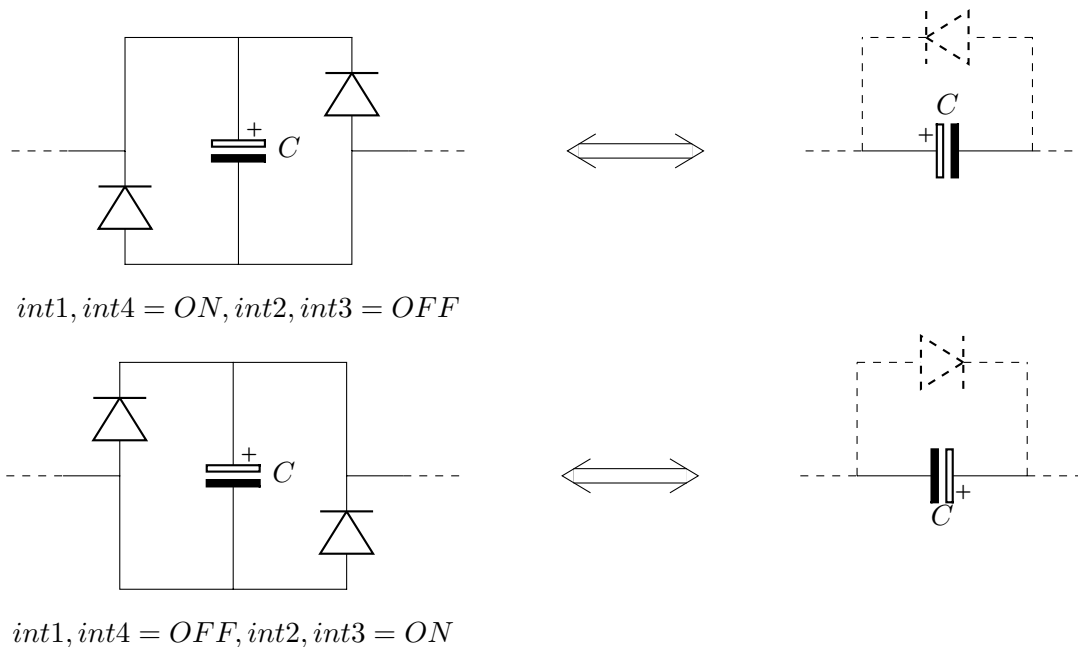


FIGURE 1.5 – Circuit équivalent du MERS commandé

Le signal de commande est complémentaire entre les deux interrupteurs d'un même bras et, en général, complémentaire entre les deux bras (on a alors la même commande sur les diagonales). La commande classique se fait en pleine onde [6] suivant qu'il s'agisse d'une alternance positive ou négative même s'il existe des applications où elle se fait en modulation de largeur d'impulsion

(MLI) [16]. La variable de commande du système est le retard à l'amorçage des interrupteurs (noté δ et exprimé en ratio de période). Ce retard doit être défini par rapport à une origine. Il n'y a pas de règles uniques pour fixer cette origine mais on préférera choisir le passage par zéro d'une source de tension ou de courant. Comme il sera montré plus loin, en jouant sur le retard à l'amorçage, il est possible de plus ou moins charger la capacité. De cette manière, l'effet capacitif du MERS peut varier. Quand un interrupteur est en position fermée, l'ensemble (transistor + diode) se comporte comme un fil aux chutes de tension en conduction près. Quand il est en position ouvert, il est équivalent à une diode. Si *int1* et *int4* sont actionnés alors le système devient équivalent à une capacité en parallèle d'une diode, le tout connecté en série sur le circuit. La diode permet de court-circuiter la capacité de sorte que celle-ci ne puisse pas se charger négativement (Fig.1.5). Le rôle de la diode en parallèle est remplie par les deux diodes anti-parallèles des interrupteurs *int2* et *int3* qui ne sont pas commandés. Si maintenant *int2* et *int3* sont actionnés, le système équivalent sera identique au précédent sauf que la capacité sera connectée en série dans l'autre sens dans le circuit (Fig.1.5). Le circuit du MERS permet donc à la capacité de se connecter successivement dans un sens ou dans l'autre dans le circuit ainsi que d'être by-passée.

1.3.2 Les chemins de courants

Les chemins de courant possibles dans le MERS vont dépendre de l'état des interrupteurs ainsi que du signe de la tension et du courant. Ils sont tous représentés sur la figure. Sur les trois figures de gauche, *int1* et *int4* sont fermés et sont donc modélisés par un fil. *int2* et *int3* sont ouverts et modélisés par des diodes. Si la tension aux bornes du MERS est positive, le courant emprunte le même chemin à travers *int1* et *int4* dans un sens ou dans l'autre. Si la tension V_{MERS} tend à devenir négative, les diodes de roue libre de *int2* et *int3* deviennent passantes. Le courant emprunte alors deux chemins sans passer à travers la capacité. Celle-ci se retrouve ainsi by-passé. La tension aux bornes du MERS reste donc nulle, elle ne sera jamais négative. Ainsi la capacité ne pourra pas se charger négativement. Tant que le courant reste négatif, la tension au borne du MERS reste nulle. La capacité ne recommencera à se charger que si le courant devient positif. Les chemins de courant sont tout à fait similaires quand *int2* et *int3* sont commandés. Ainsi, quelle que soit la tension aux bornes du MERS, il existe un chemin de courant permettant à la capacité de se charger, de se décharger et d'être by-passé. Les interrupteurs commandés dépendent du signe de la tension.

Il est également possible de forcer le by-pass de la capacité, à tout instant et ce, même si celle-ci n'est pas totalement déchargée. Pour cela, la commande du MERS n'est plus symétrique suivant la diagonale. Un seul interrupteur sera actionné ne permettant qu'un seul chemin pour le courant. Une des bornes de la capacité se retrouve flottante, la capacité est donc by-passée même si la tension à ses bornes n'est pas nulle. Il existe plusieurs possibilités de commandes d'interrupteurs et de chemins pour forcer le by-pass en isolant l'une ou l'autre des bornes de la capacité. Cette multiplicité des chemins possibles pour la même fonction pourra permettre d'élaborer une commande plus souple pour le dispositif. La figure 1.7 montre par exemple deux chemins possibles pour une tension aux bornes du MERS et un courant positifs. Il est possible de forcer le by-pass de la capacité :

- soit en commandant *int3* (gauche), le courant passe par le haut à travers la diode de roue libre de *int1*.

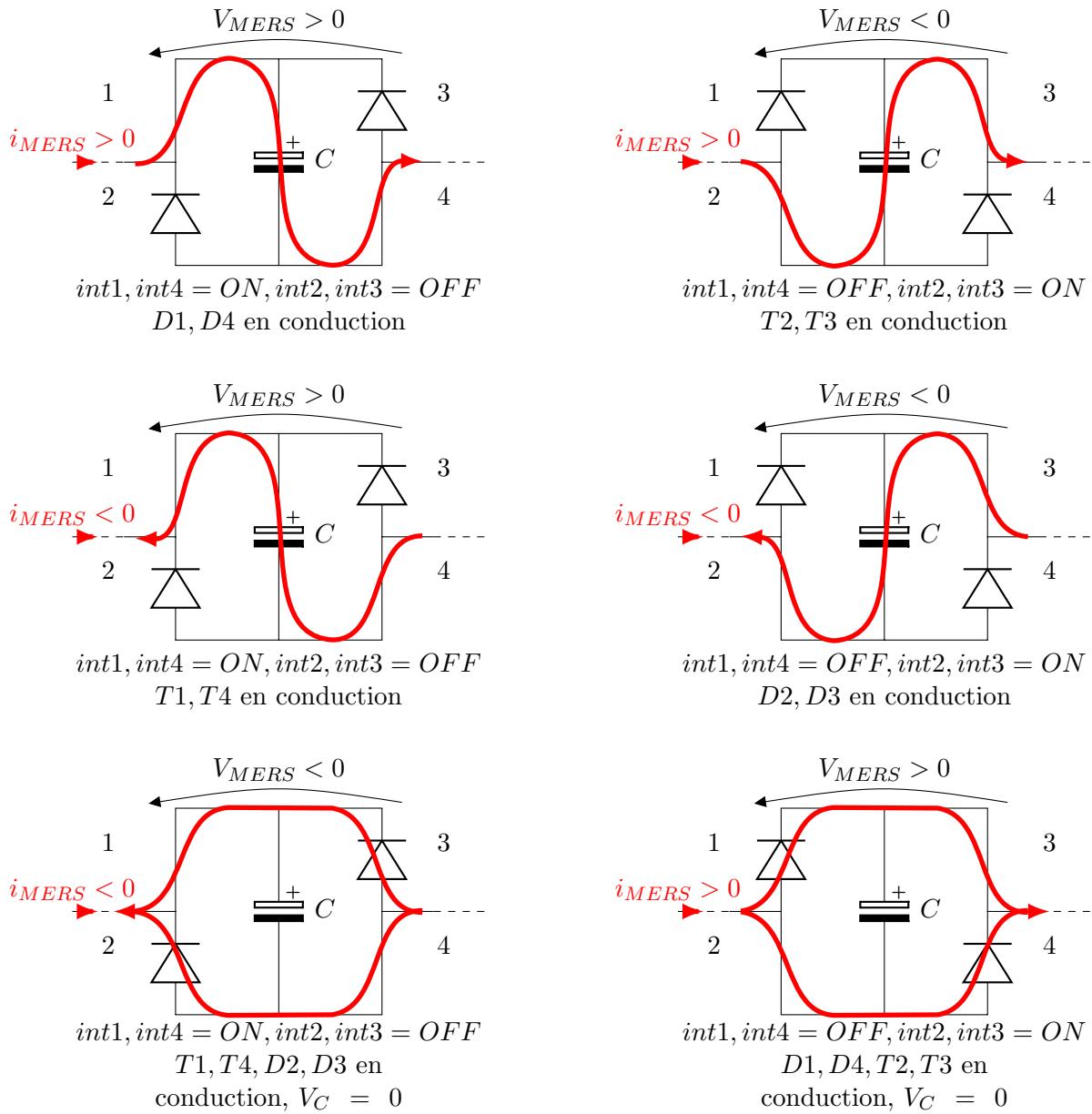
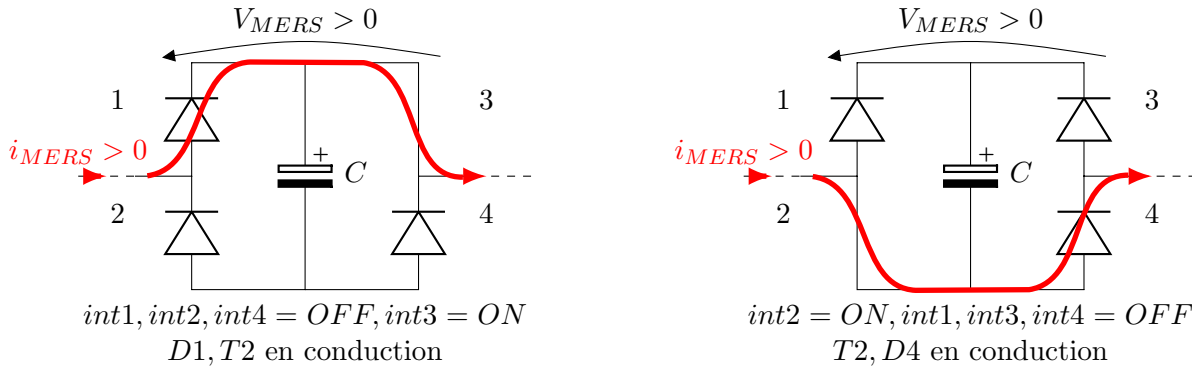


FIGURE 1.6 – Chemins de courant du MERS naturel. Les interrupteurs int_i sont constitués d'un transistor T_i et d'une diode D_i

— soit en commandant $int2$ (droite), le courant passe par le bas à travers la diode de roue libre de $int4$.

Comme il sera montré par la suite, en utilisant ce type de commande, il est possible de contrôler totalement la forme d'onde du MERS. En effet, en utilisant ces chemins de courant, on ajoute un degré de liberté au système en plus du retard à l'amorçage δ . Le temps de by-pass et d'offset de tension est ainsi parfaitement connu et directement maîtrisé grâce aux deux variables de commandes. Cela facilite grandement la modélisation et la résolution des équations différentielles mises en jeu, notamment grâce à l'absence de commutation naturelle.

FIGURE 1.7 – Chemins de courant du MERS forcé pour $V_{MERS} > 0$ et $i > 0$

1.3.3 Les formes d'ondes

L'utilisation la plus courante du MERS est en série avec une charge de nature inductive Fig. 1.8 [6] [14]. Utilisé ainsi, le MERS va pouvoir :

- modifier l'impédance de la charge vue du réseau (ici la source de tension)
- adapter la tension appliquée à une charge ou délivrée par une source [14]

Comme expliqué précédemment, le MERS peut être compris comme étant "un système capacitif commandable". Il peut compenser dynamiquement la partie inductive ou réactive de la charge. Le système pourra s'adapter en fréquence ou à des variations de charge. Il y a donc, par exemple, un intérêt particulier à utiliser un MERS avec une machine électrique alternative dans une application à vitesse variable. De même, le MERS pourra être utilisé pour adapter la tension qui s'applique à la charge (ou à la source) et ainsi rehausser la tension en bout de ligne d'un réseau.

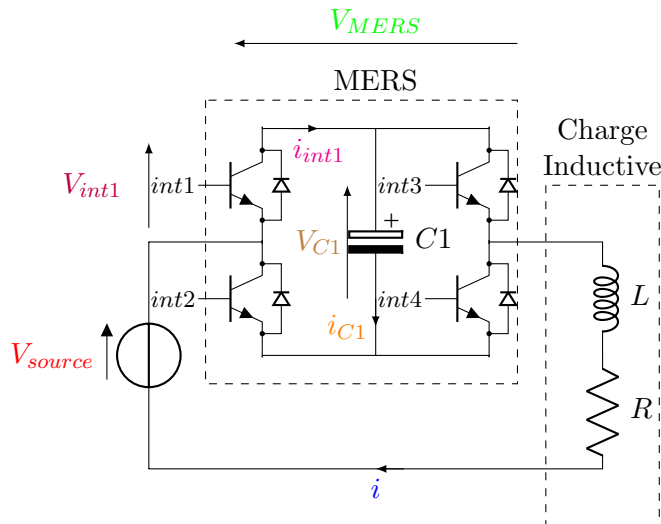


FIGURE 1.8 – MERS en série avec une charge RL

Dans cette thèse, le MERS est principalement pensé comme un organe de compensation utilisé en continu. De ce fait, on s'intéresse principalement aux formes d'ondes en régime établi. Comme il sera prouvé par la suite, grâce aux éléments résistifs présents dans le circuit, le MERS atteint naturellement un état stable en régime permanent lorsqu'il lui est appliqué une impulsion ou un échelon en entrée (retard à l'amorçage δ). Il n'y a donc pas besoin d'une commande dynamique élaborée pour commander le système.

Comme il a été vu précédemment, trois chemins de courant sont possibles à travers le MERS. Ainsi, suivant la commande des interrupteurs et le signe de la tension et du courant, la capacité constituant le MERS sera connectée en série dans un sens ou dans l'autre ou aussi by-passée. Les formes d'onde du circuit seront donc une succession d'états linéaires transitoires, soit d'un circuit RLC, soit d'un circuit RL, comme en témoigne la figure (1.9).

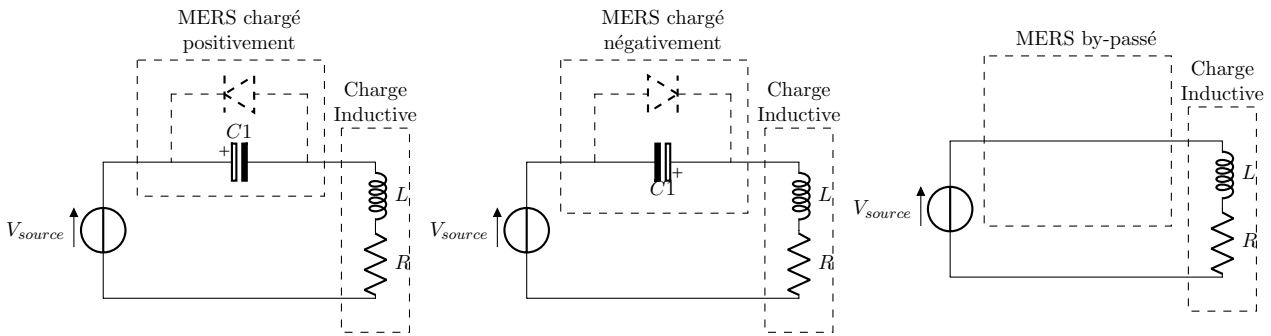


FIGURE 1.9 – Schéma équivalent du MERS en série

Il existe deux modes de fonctionnements naturels du MERS et un mode forcé lorsqu'il est connecté en série. On s'intéresse tout d'abord aux fonctionnements naturels. Par naturel, il est entendu que la tension aux bornes de la capacité est laissée libre.

Comme expliqué précédemment, le MERS est classiquement commandé par un signal pleine onde identique sur une diagonale (*int1* et *int4*) et son complémentaire sur l'anti-diagonale (*int2* et *int3*). Ainsi, à chaque demi-période, on connecte la capacité dans un sens puis dans l'autre. On choisit le moment où l'on commute en appliquant un retard à l'amorçage des interrupteurs (noté δ et exprimé en % de la période : $\delta = \frac{\text{retard}(s)}{T(s)}$ ou aussi en radian $\delta = \frac{\text{retard}(s)}{2\pi T(s)}$) par rapport à la source qui sert, ici, de référence. Il est important de choisir comme référence un signal ayant une phase stable et surtout qui est indépendant de l'action du MERS. Comme il pourra être observé dans la partie expérimentation de ce mémoire, cela est parfois compliqué. La source étant de tension, il est judicieux de choisir la tension de la source comme référence. D'autres références peuvent cependant être choisies suivant les applications.

Dans tous les modes possibles d'utilisation du MERS, il y a toujours une phase de charge de la capacité, une phase de décharge et éventuellement une phase où la capacité est by-passée. La commutation a pour effet d'inverser le sens de la capacité dans le circuit, ainsi le courant traversant le condensateur se retrouve inversé. La tension aux bornes de la capacité est la même que la tension aux bornes du MERS mais redressée. En pratique, la commutation va provoquer la charge de la capacité en y imposant un courant positif. En effet, comme $C \frac{dv_c}{dt} = i(t)$, si le courant est positif, on a donc $C \frac{dv_c}{dt} > 0$, la capacité va commencer à se charger.

La figure (1.10) présente les formes d'onde de la tension aux bornes du MERS, du courant dans le circuit par rapport à la tension V_{source} dans les deux modes de conduction pour une commande classique en pleine onde. Le premier graphe représente ces formes d'ondes dans le cas de la conduction discontinue. Le deuxième dans le cas de la conduction DC-offset tandis que le troisième graphe représente simplement la tension et le courant aux bornes de la charge RL sans MERS. Les détails des formes d'ondes pour la conduction discontinue et DC-offset sont

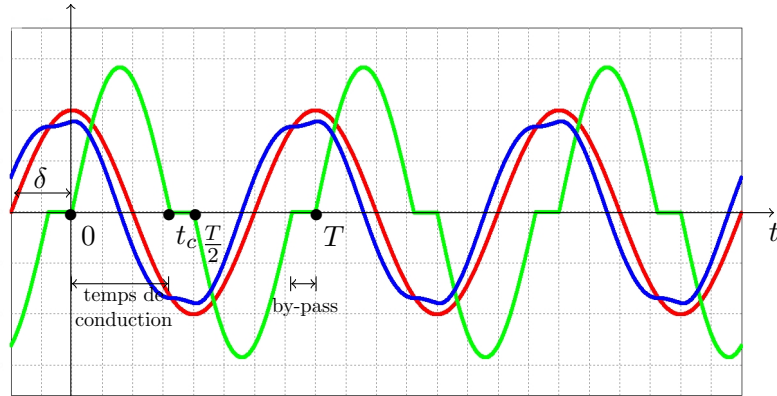
données respectivement sur les figures (1.11) et(1.12)

La différence entre les deux modes de conduction du MERS vient de l'existence ou non d'un temps de by-pass où la tension aux bornes de la capacité est maintenue à 0. Les différents modes de conduction ont été obtenus, pour cet exemple, en modifiant la valeur de la capacité. Le retard à l'amorçage des interrupteurs δ reste inchangé.

Cette figure permet d'observer l'influence du MERS sur l'amplitude et la phase courant.

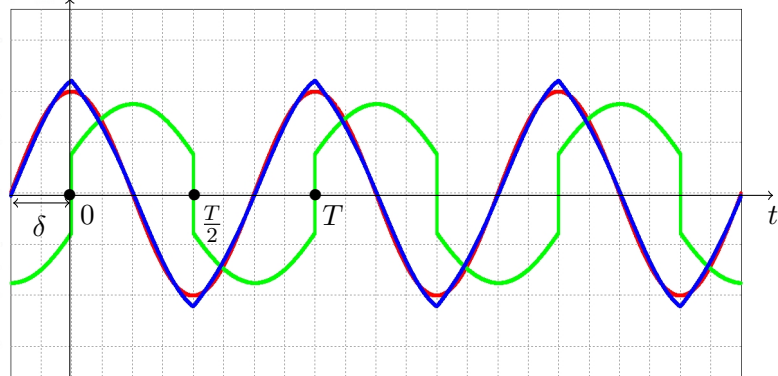
Configuration "Discontinue"

$V_{source} = 100.0,$
 $R = 1.0\Omega,$
 $X_L = 1.0\Omega,$
 $\delta = 0.25\%,$
 $X_C \geq X_L$



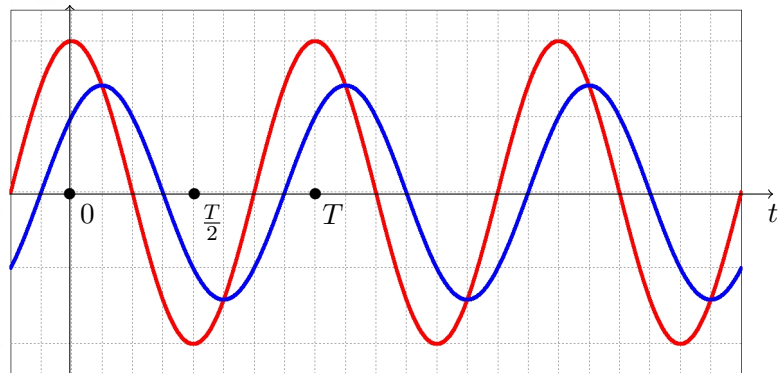
Configuration "DC-Offset"

$V_{source} = 100.0,$
 $R = 1.0\Omega,$
 $X_L = 1.0\Omega,$
 $\delta = 0.25\%,$
 $X_C \leq X_L$



Configuration "Sans MERS"

$V_{source} = 100.0,$
 $R = 1.0\Omega,$
 $X_L = 1.0\Omega,$



Légende

V_{source}
 $i(\text{current})$
 V_{MERS}

Commande

$int1 = int4 = int2 = int3$

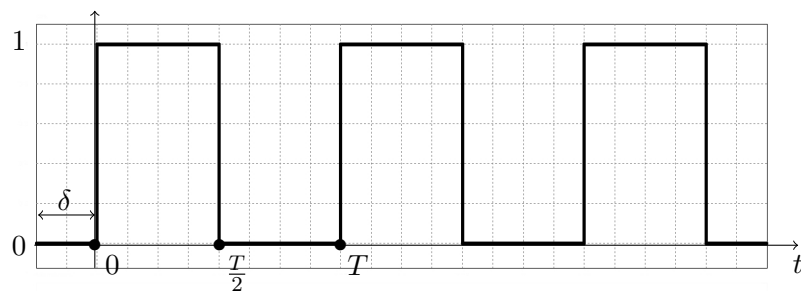


FIGURE 1.10 – Formes d'ondes MERS série

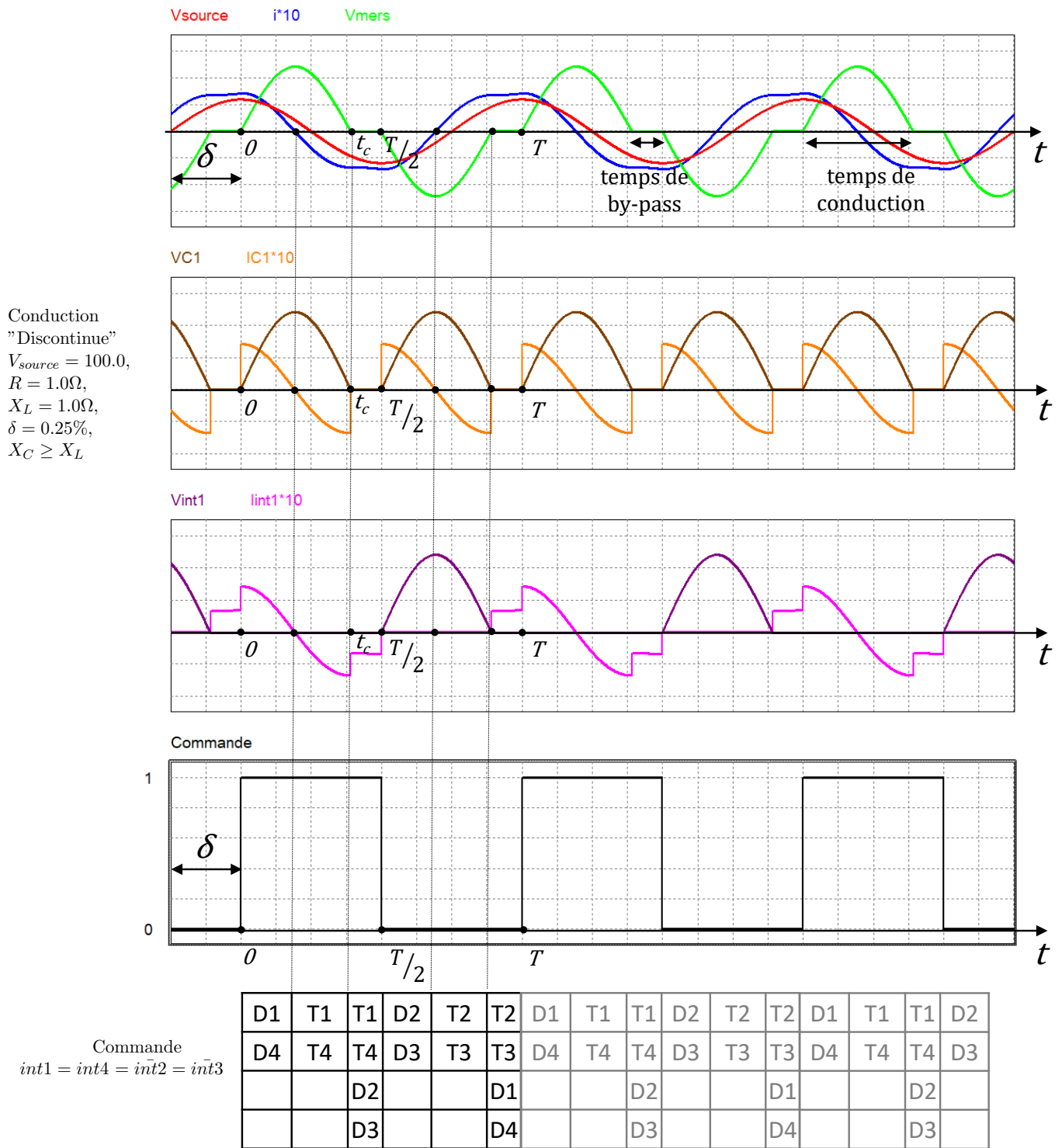


FIGURE 1.11 – Formes d’ondes MERS série pour la conduction discontinue (PSIM)

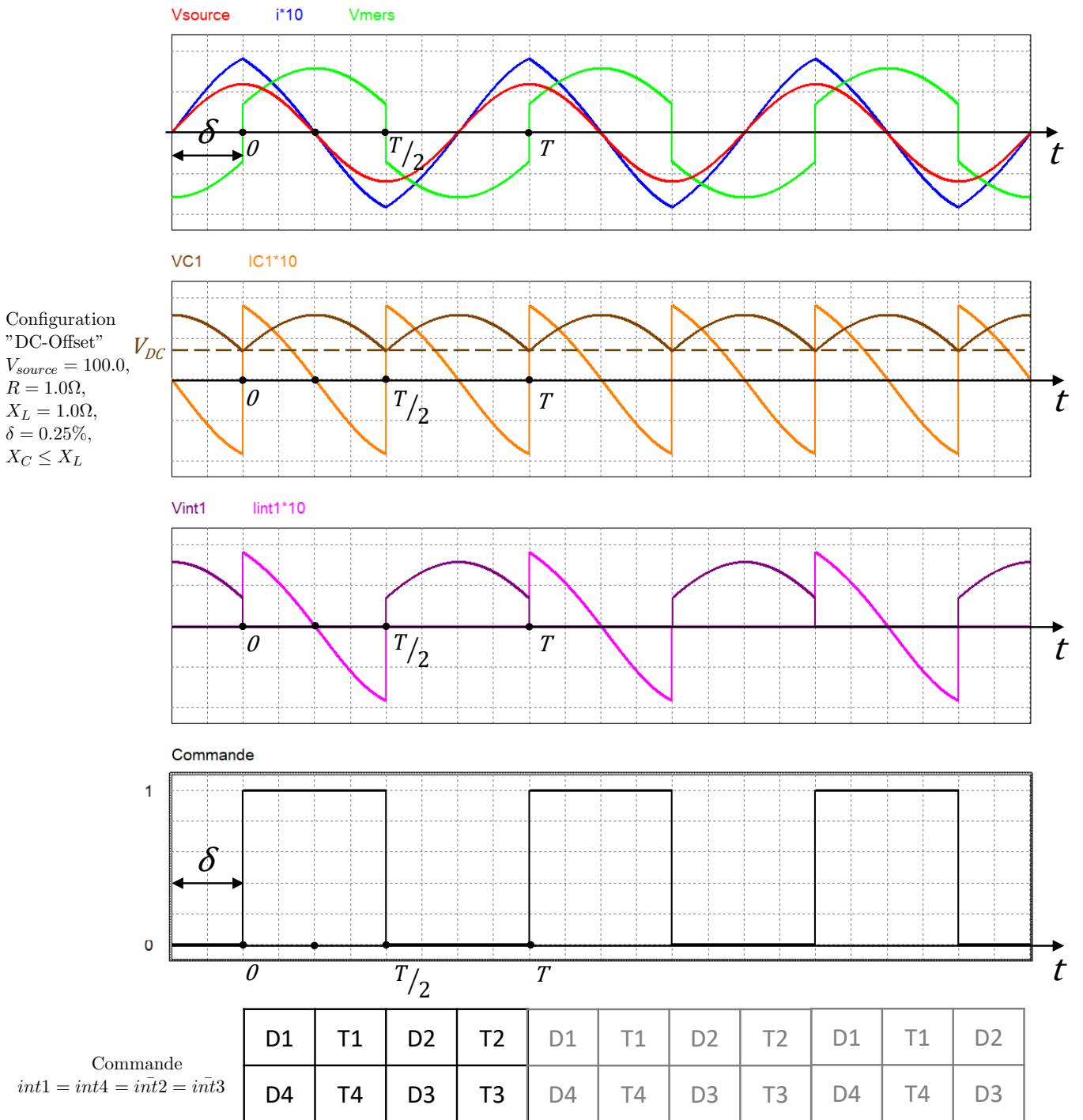


FIGURE 1.12 – Formes d’ondes MERS série pour la conduction DC-offset (PSIM)

Dans le mode discontinu présenté sur la figure (1.11), on peut observer que la capacité a le temps de se charger et se décharger totalement avant la fin de la demi-période avant d'être maintenue à une tension nulle. On distingue donc deux temps dans ce mode : le temps de conduction où la capacité se charge et se décharge totalement jusqu'à la date t_c , le temps de by-pass où la capacité est shuntée jusqu'à la date $T/2$. Au début de la période, la tension est nulle et commence à se charger jusqu'à une valeur maximale. Quand le courant s'annule, la capacité est chargée à son maximum et commence à se décharger jusqu'à ce que la tension atteigne $0V$. Une fois $0V$ atteint, la capacité est by-passée par les diodes de roue libre des interrupteurs non-commandés qui se sont naturellement mis en conduction. La capacité reste by-passée tant que le courant reste négatif par rapport à celle-ci. Elle se chargera à nouveau si le courant repasse naturellement dans les positifs ou au début de la demi-période suivante au moment de la commutation.

Sur les graphes de tension et courant de l'interrupteur *int1*, on peut voir que ce mode est caractérisé par des commutations douces en $t = 0$ ou $t = T/2$, c'est à dire au moment où les interrupteurs sont commandés. Ces commutations douces sont intéressantes pour avoir un système robuste et efficient.

La Figure (1.12) représente le cas de la conduction DC-offset. Dans ce mode, la capacité ne se décharge jamais totalement. A chaque commutation, la capacité se charge puis se décharge jusqu'à une valeur minimale positive appelée tension d'offset V_{DC} . A la commutation suivante, la capacité commencera à se recharger à partir de cette valeur de tension d'offset. La tension V_{MERS} est une alternance à chaque demi-période de ces charges-décharges successives.

Ce mode de conduction est caractérisé par une période propre du couple LC plus grand que la temps de commutation du MERS (égale à une demi-période de la source). Ainsi, la capacité n'a pas le temps de se décharger A l'inverse, la période propre du couple LC lors du mode discontinu est plus faible.

Il existe un cas limite entre les deux modes de conduction. Ce cas limite peut soit être décrit comme un mode discontinu avec un temps de by-pass nul ou un temps de conduction $= T/2$, soit comme un mode DC-offset avec une tension d'offset nulle. En réalité, dans ce mode de configuration limite, le MERS se comporte exactement comme la capacité qui le compose. Si la source est de nature sinusoïdale, la tension du MERS est donc sinusoïdale tout comme le courant qui le traverse. Pour une valeur de capacité donnée dans une application MERS série définie, il n'existe qu'une valeur de retard à l'amorçage des interrupteurs δ qui permet d'atteindre ce mode limite. Par la suite, cette valeur de δ sera nommée δ_0 .

Il est intéressant de trouver la valeur analytique de δ_0 . En effet, connaître δ_0 va permettre de savoir pour des valeurs de R, L, C et δ si le MERS est dans le mode discontinu ou DC-offset. Ainsi :

- si $\delta > \delta_0$ alors le MERS sera en mode discontinu,
- si $\delta < \delta_0$ alors le MERS sera en mode DC-offset.

L'explication du mode du MERS en fonction de δ est détaillée en Annexe 1. Il y est détaillé mathématiquement, à l'aide d'un raisonnement simple, les raisons d'existence des deux modes.

Calcul de δ_0 et condition d'existences de modes

Pour faire le calcul de δ_0 dans le cas du circuit de la figure (1.8), il suffit simplement de calculer le déphasage entre la tension la capacité C par rapport à la tension V_{source} dans un système RLC série équivalent. On trouve :

$$2\pi\delta_0 = \varphi_{(V_C/V_{source})} = \text{atan} \left(\frac{\frac{R\omega}{L}}{\frac{1}{LC} - \omega^2} \right) \quad (1.4)$$

avec $\omega = 2\pi f$. La fonction arctangente est ici définie sur $[0; \pi]$ et non pas sur $[-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}]$ comme cela est fait usuellement.

Grâce à cette formule, il est possible d'apporter quelques éléments sur les conditions d'existence des différents modes. En effet, pour le moment, $2\pi\delta$ peut a priori prendre des valeurs comprises entre $[0; 2\pi]$. A partir de l'équation (1.4), l'équation définissant les conditions limites d'existence des modes est donc :

$$\begin{aligned} 2\pi\delta_0 > 0 \quad [2\pi] \\ \implies \frac{R\omega}{L} > 0 \quad \text{ou} \quad \frac{1}{LC} - \omega^2 < +\infty \iff LC \rightarrow 0 \end{aligned} \quad (1.5)$$

Il y a donc deux conditions nécessaires à l'existence des deux modes. Les deux conditions sont toujours physiquement vérifiées. On peut conclure que les deux modes existent toujours. Néanmoins, si le produit LC tend à être très proche de zéro, le mode de fonctionnement en DC-offset peut être quasi inexistant.

Les modes de fonctionnement dégradé

La valeur de δ ne peut pas excéder une certaine valeur appelée δ_{fin} . En effet, au delà de cette valeur, la commutation a lieu au moment où le courant est négatif ce qui empêche la charge de la capacité. Une telle forme d'onde est représentée sur la figure (1.13).

Lorsque δ prend la valeur δ_{fin} , $t_c = 0$, le MERS est by-passé en continu. La tension V_{MERS} est nulle. Le fonctionnement est équivalent au circuit sans MERS, simplement constitué de la source et de la charge inductive. Comme pour δ_0 , la valeur de δ_{fin} peut être calculée en estimant la phase correspondante. Cependant, il n'est pas possible de calculer la phase de V_C car la tension est nulle. Pour résoudre ce problème, il est possible de calculer la phase entre V_{source} et le courant. Comme la tension aux bornes d'une capacité est toujours en quadrature avec le courant qui la traverse, il suffit d'ajouter $\frac{\pi}{2}$ à la phase. De cette manière, on obtient :

$$2\pi\delta_{fin} = \frac{\pi}{2} + \varphi_{i/V_{source}} = \frac{\pi}{2} + \text{atan} \left(\frac{L\omega}{R} \right) \quad (1.6)$$

Un exemple de formes d'ondes quand $\delta > \delta_{fin}$ est donné sur la figure (1.13). Dans ce mode, la commutation est faite alors que le courant est d'abord dans le mauvais sens, la capacité se décharge ou reste by-passée. Puis, vers la fin de la demi-période, le courant change de sens et la capacité se met à se charger mais la prochaine commutation arrive avant que le courant change de sens à nouveau. Ainsi, on observe une discontinuité de la tension. Ce mode de fonctionnement peut également être décrit comme un mode DC-offset où la tension d'offset est plus faible que l'ondulation de la tension, ainsi une partie est by-passée. Ce mode de fonctionnement donne

généralement des mauvaises performances et est considéré comme dégradé dans la bibliographie [12] comme pour la suite de cette thèse.

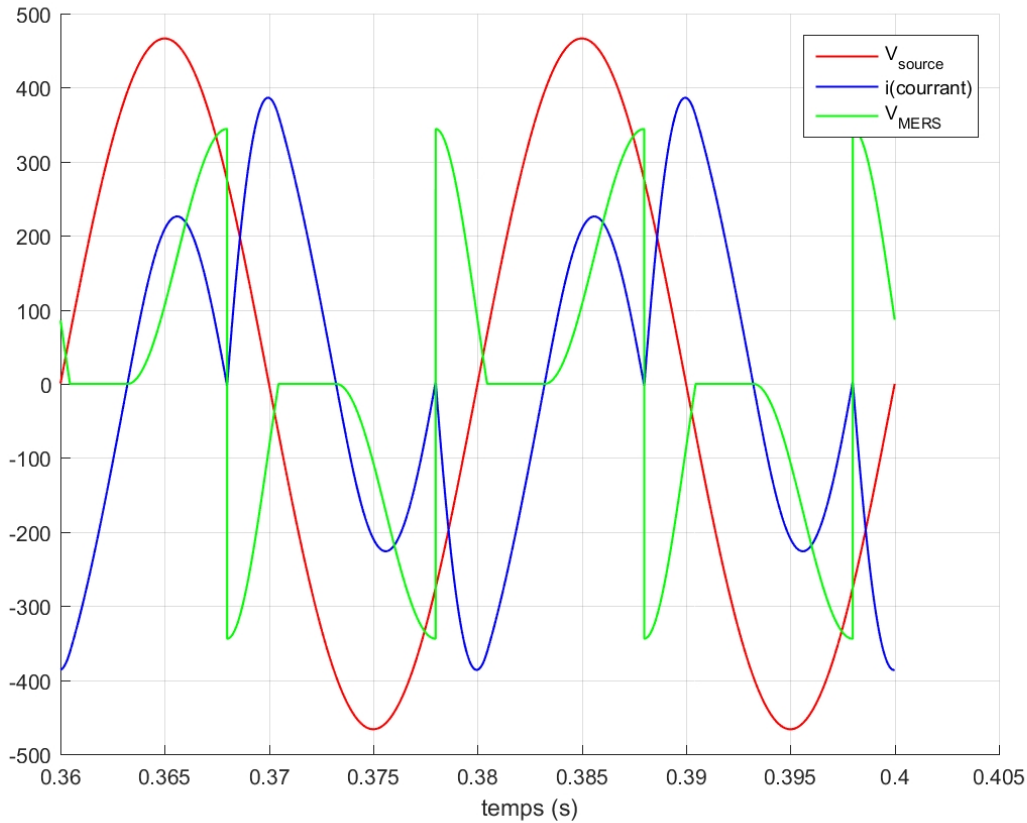


FIGURE 1.13 – Formes d’ondes en fonctionnement dégradé quand $\delta > \delta_{fin}$

Si la fréquence propre du couple LC équivalent tend à être trop grande face à la fréquence du système et si δ prend une valeur trop faible alors il est possible d’obtenir un mode ”dégradé” du MERS. Un tel mode est représenté sur la figure (1.14). Ce qui arrive dans ce cas est l’apparition de lobes secondaires (un seul dans ce cas). Après un temps de by-pass, le courant redevient positif, ce qui a pour conséquence de charger la capacité à nouveau. Ces lobes sont inutiles aux performances du système et dégradent le taux de distorsion harmonique. Ce sont donc des modes à éviter, en particulier pour les circuits alternatifs sinusoïdaux, et qui constituent une limite de plage de dimensionnement et de fonctionnement du MERS qui ne sera pas dépassée dans cette thèse. Une autre raison de second ordre est la difficulté supplémentaire de modélisation de ce type de fonctionnement. Cette difficulté est aussi présente pour trouver la limite entre mode de fonctionnement normal et dégradé. En effet, cela revient à chercher l’existence de commutations douces supplémentaires dues au passage en positif du courant dans le circuit alors que le MERS est en mode by-pass. Comme il va être présenté par la suite, ces calculs passent entre autres par la résolution des équations différentielles non-linéaires. Il n’est donc pas possible de trouver une formulation simple et explicite de cette limite. La méthode la plus simple reste heuristique.

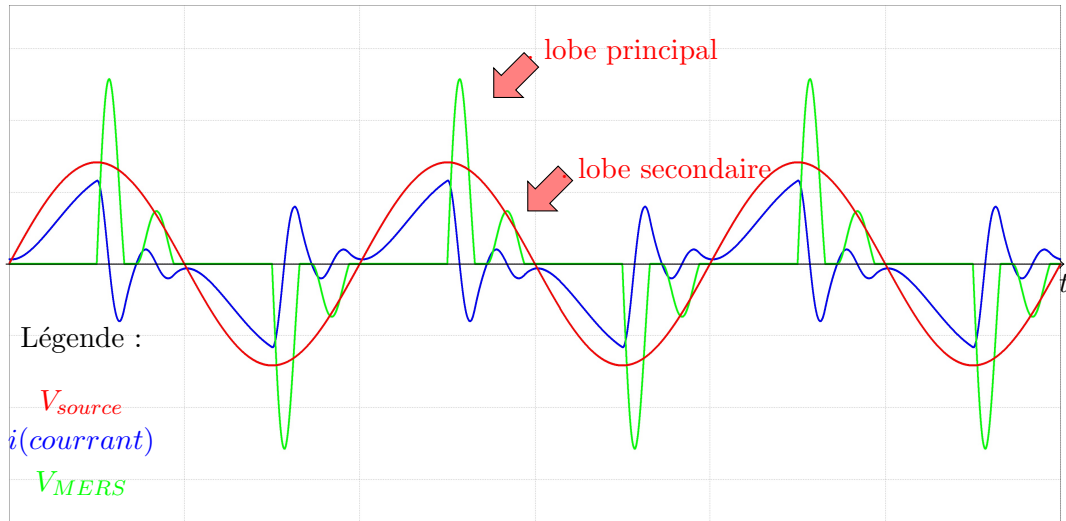


FIGURE 1.14 – Formes d’ondes non-conventionnelles du MERS

Autres types de commande

— Commande forcée

Une autre manière de commander le MERS est en forçant le by-pass du MERS [13]. Pour cela, les chemins du courant présentés dans la figure (1.7) sont utilisés. La commande des interrupteurs $int1$ et $int3$ est déphasée. La figure (1.15) donne un exemple des formes d’onde. A la différence de la commande présentée précédemment, il n’y a pas de commutation naturelle. L’ajout d’un paramètre de déphasage entre la commande des deux bras ajoute un second degré de liberté à la commande du MERS. Le déphasage entre les deux signaux de commande règle le temps de by-pass alors que le retard à l’amorçage permet de régler la valeur d’offset de tension.

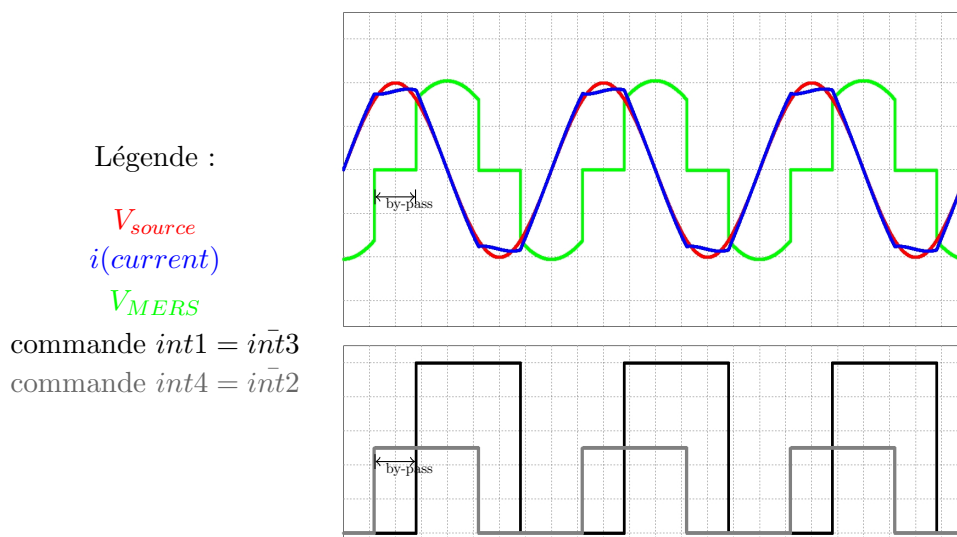


FIGURE 1.15 – Formes d’ondes MERS série en commande forcée

— Commande MLI

Le MERS peut également supporter une commande par MLI [9] [15]. Cependant cette commande est mise en œuvre pour des cas d’application particuliers. Dans le premier cas, il s’agit d’une utilisation analogue à un STATCOM où l’intérêt est porté sur la

réduction de la capacité. Ce cas est relativement intéressant surtout pour une utilisation de type FACTS (Flexible AC Transmission System) où le taux d'ondulation doit être maîtrisé. Néanmoins, dans cette thèse, l'objet de l'étude est porté sur les gains apportés par un fonctionnement non-linéaire. La commande MLI utilisée dans cette référence tend à inhiber ce facteur. Dans le second cas, il s'agit d'une adaptation triphasée du MERS en redresseur où l'intérêt est principalement porté sur l'aspect commutation douce.

1.4 Conclusion partielle

Dans ce chapitre, nous avons porté une réflexion sur la conversion d'énergie et défini le terme de conversion d'énergie non-linéaire. La définition est plurielle mais représente plusieurs facettes d'un même phénomène. S'il peut être conclu, dans un premier temps, que n'importe quel convertisseur statique est non-linéaire, leur mise en œuvre et commande permet bien souvent de passer par une approche linéarisée.

Un système original appelé Magnetic Energy Recovery Switch (MERS) a permis d'illustrer le propos car les méthodes traditionnelles de linéarisation ne s'appliquent pas. Tel que présenté jusqu'à maintenant, le MERS apparaît comme un système d'électronique de puissance atypique dont la fonction n'est pas de changer la nature de l'énergie électrique à l'instar d'un hacheur, d'un redresseur ou d'un onduleur. La partie suivante a pour but de faire le tour du champ des applications que ce soit celui déjà présent dans la littérature ou de nouvelles applications imaginées lors de ces travaux. Le développement des plus pertinentes d'entre elles sont ensuite plus largement développées dans la suite de ce mémoire.

Chapitre 2

Les fonctions du MERS et sa mise en application

2.1 Utilisation du MERS et applications

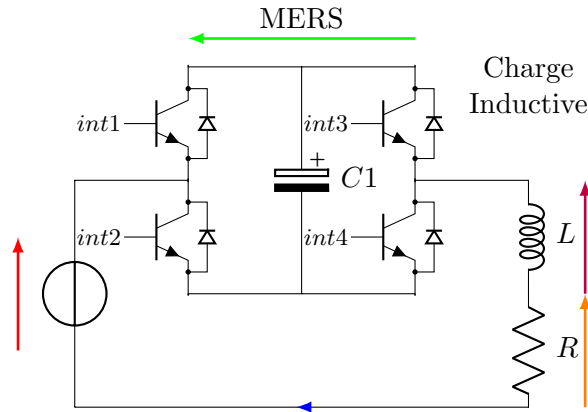
En suivant une approche traditionnelle de l'électronique de puissance, le MERS connecte deux circuits de nature alternative. A ce titre, il fait donc partie des systèmes de type AC/AC. Intégrant un élément de stockage, il est à rapprocher des gradateurs ou plus généralement des FACTS (Annexe A). Les similitudes sont d'ailleurs plus développées dans ce chapitre.

Tout d'abord, une présentation théorique de la fonction du MERS est faite, tel qu'on peut la retrouver dans la littérature avant d'en montrer les limites puis un champs des applications associés à chaque fonction est présenté. Enfin, de nouvelles fonctions du MERS sont présentées et un champ des applications associées est imaginé. Les applications les plus pertinentes, c'est à dire celles qui nous ont semblées les plus prometteuses mais aussi celles qui sont, a priori, les plus simples à aborder dans un premier temps, constituent l'objectif d'étude de cette thèse.

2.1.1 Les fonctions théoriques du système dans le circuit

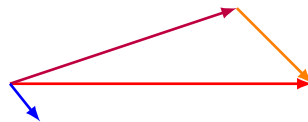
L'utilisation "traditionnel" du MERS porte essentiellement sur les composantes fondamentales des signaux. Ainsi, lorsqu'il est connecté en série, le MERS a la capacité de modifier le déphasage entre deux phaseurs. Il peut s'agir de deux tensions ou d'une tension et d'un courant. Pour cela, le MERS est capable de compenser de manière contrôlée une chute de tension de nature inductive. Avec un raisonnement cantonné au premier harmonique, un diagramme de Fresnel permet de montrer de manière trigonométrique comment la compensation de la chute de tension fait varier le déphasage entre les phaseurs, (figure (2.1)). L'utilisation de diagrammes de Fresnel pour expliquer l'effet du MERS est récurrente dans la bibliographie [14][7]. Vu ainsi, il est possible de faire une analogie avec une capacité variable par rapport à l'action déphaseur des fondamentaux. Cette analogie reste assez réductrice étant donné que le fonctionnement du MERS n'est pas linéaire. Il est donc réducteur de définir une impédance, l'analogie s'arrête donc à cette capacité à déphaser.

La figure (2.2) illustre la variation de la phase entre le courant et la tension V_{source} pour différentes valeurs de δ pour le cas du circuit de la figure (1.8). A $\delta = \delta_{fin}$, Le fonctionnement est équivalent au fonctionnement du circuit sans MERS. Comme, pour ce cas particulier $R = X_L$

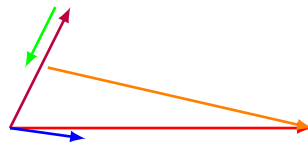


Légende :

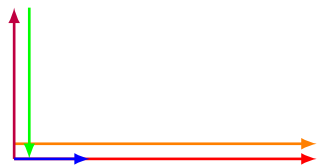
V_{source}
 $i(\text{courant})$
 $V_{(inductance)}$
 $V_{(Resistance)}$
 V_{MERS}



Sans MERS



Avec MERS,
compensation
partielle



Avec MERS,
compensation
totale

FIGURE 2.1 – Diagramme de Fresnel du circuit (raisonnement au 1^{er} harmonique)

(où $X_L = L\omega$), on trouve naturellement un retard du courant de $\frac{\pi}{4}$ par rapport à la tension. Si on diminue δ , le MERS passe progressivement d'un mode discontinu à DC-offset. Dans le même temps, le retard de la phase du courant par rapport à la tension de la source diminue jusqu'à s'annuler à $\delta = 0.25$. A ce point, V_{source} et le courant sont en phase. En diminuant encore δ , le MERS passe en mode DC-offset et le courant est maintenant en avance de phase. La phase théorique maximale est une avance de $\frac{\pi}{2}$ pour $\delta = 0$ même si la forme d'onde est très perturbée. En effet, dans ce cas, les harmoniques 3, 5 et 7 sont plus grandes que le fondamental.

Le MERS permet donc de modifier dynamiquement la phase entre tension et courant sur la plage de valeurs $[-\frac{\pi}{2}, \phi(i/v_{source})_{sansMERS}]$. De plus, l'amplitude du courant varie et est maximale quand la tension et le courant sont en phase. La puissance transmise à la charge a donc augmenté sans que la tension de la source n'ait changé.

Cette explication s'appuie sur la figure (2.2) où $X_C = X_L$ (où $X_C = \frac{1}{C\omega}$). Le choix de la

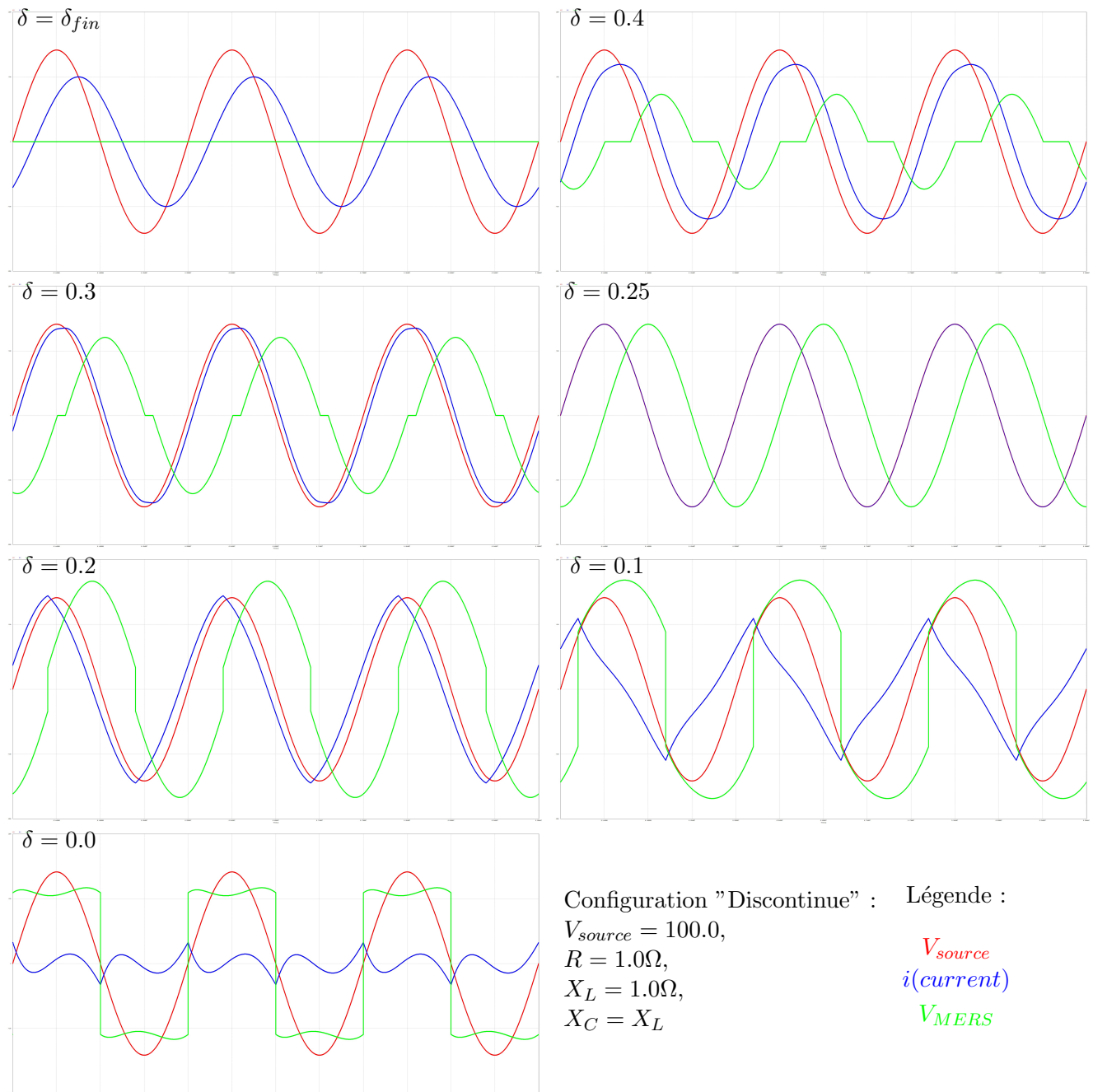


FIGURE 2.2 – Variation des formes d'onde du MERS en fonction de δ pour $X_C = X_L$

valeur de la capacité a été fait pour avoir des courbes illustrant autant le mode discontinu que DC-offset. Il s'agit d'un point particulier où tension et courant sont en phase quand le MERS est en mode limite. En effet, dans un circuit RLC série classique, quand $X_C = X_L$, la capacité compense parfaitement la réactance due à l'inductance. De plus, la tension et le courant sont en phase. Il est donc prévisible que le MERS soit en mode limite dans ce cas. Néanmoins, d'autres valeurs de capacité peuvent être choisies pour avoir tension et courant en phase.

La figure (2.3) montre des formes d'onde de tension et courant qui sont en phase mais où $X_C \neq X_L$. La première courbe est pour $X_C = 10X_L$, la capacité est donc dix fois plus petite. Dans ce cas, tension et courant en phase implique un mode discontinu du MERS. D'après l'équation (B.2), une capacité plus petite implique une dynamique plus rapide et une montée en tension plus forte. La capacité se chargera et se déchargera plus rapidement. Le temps de conduction est donc plus faible d'où le mode discontinu. A l'inverse, pour la seconde courbe,

$X_C = \frac{1}{10}X_L$. De manière analogue, une capacité plus grande aura une dynamique plus lente. Le MERS sera donc en mode DC-offset.

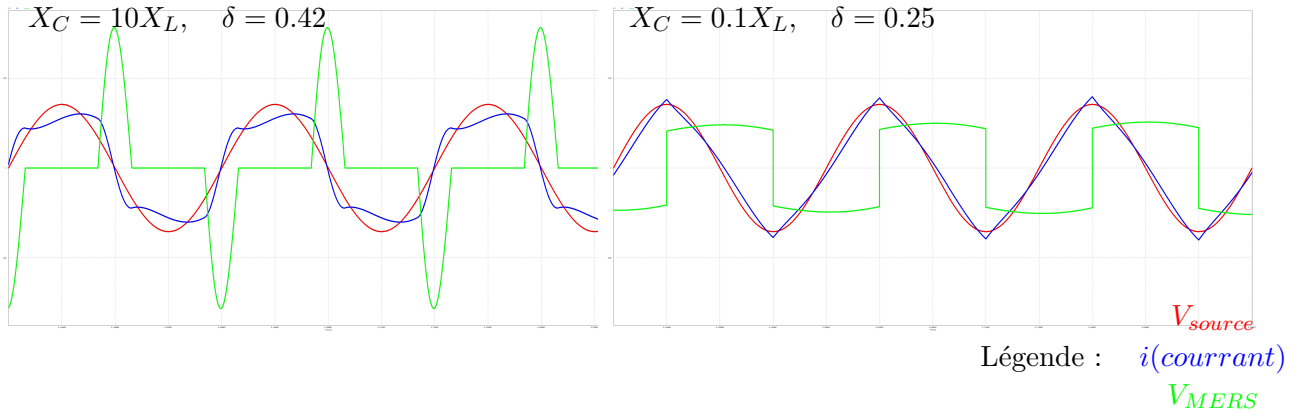


FIGURE 2.3 – Variation des formes d’onde du MERS en fonction de la capacité C

On voit ici une première différence avec une capacité variable où amplitude et phase sont liée. Dans cet exemple, en faisant varier la valeur de la capacité et en adaptant δ de manière adéquate, il a été possible de faire varier la valeur maximale de la tension aux bornes du MERS tout en gardant un déphasage constant entre V_{source} et $i_{courrant}$. Il y a donc, avec le MERS, une indépendance entre tension maximale ou efficace et phase.

Remarque : la première courbe a été obtenue pour $\delta = 0.42 > 0.25$. Il a fallu augmenter δ pour avoir un déphasage nul. Cependant, la seconde a été obtenue pour un retard à l’amorçage identique. Comme la forme d’onde du MERS en DC-offset se rapproche d’un créneau sont avec pour origine δT , le fondamental de la tension est aligné avec la discontinuité de la tension aux bornes du MERS. Ainsi, en mode DC-offset, tension et courant seront toujours en phase pour $\delta = 0.25$.

2.1.2 Le MERS : une capacité variable ?

Comme il a déjà été évoqué précédemment, dans la littérature, le MERS est bien souvent pensé comme une capacité variable. Cela n’est vrai que pour son aptitude à adapter dynamiquement la phase entre deux phaseurs. Mais cela reste réducteur car, il est, par exemple, impossible de définir rigoureusement une impédance. On trouve, néanmoins, des articles définissant une impédance au prix de notables approximations [17].

Nous proposons ici de faire le calcul pour le mode discontinu, le calcul pour le mode DC-offset étant analogue. Tout d’abord, il faut considérer que le MERS en série avec une source de courant de forme sinusoïdale comme proposé dans la figure (2.4).

Pour définir une réactance, il faut uniquement considérer les termes fondamentaux. ainsi on a :

$$X_{MERS} = \frac{\langle V_{MERS} \rangle_1}{I} \quad (2.1)$$

où $\langle V_{MERS} \rangle_1$ correspond au terme fondamental de la tension aux bornes du MERS. En considérant que la tension $V_{MERS}(t)$ est périodique et paire le terme fondamental se calcule de la manière suivante :

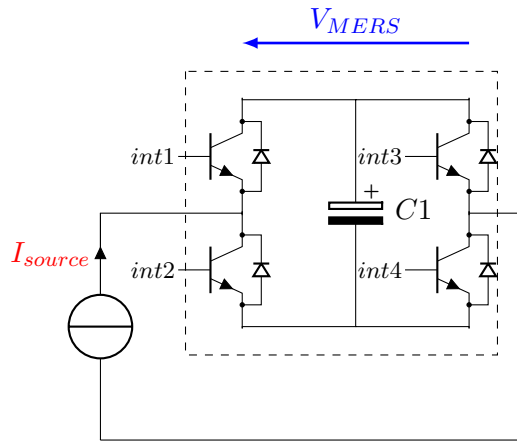


FIGURE 2.4 – MERS en série avec une source idéale de courant avec $I_{source} = I \sin(\omega t)$

$$\langle V_{MERS} \rangle_1 = \frac{8}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} V_{MERS}(\tau) \cos(\omega \tau) d\tau \quad (2.2)$$

La source étant idéale et sinusoïdale, il est possible d'exprimer explicitement la tension V_{MERS} ainsi que les temps de commutations, en particulier l'expression du temps de conduction $t_c = 2\pi - \delta$ visible sur la figure (2.5).

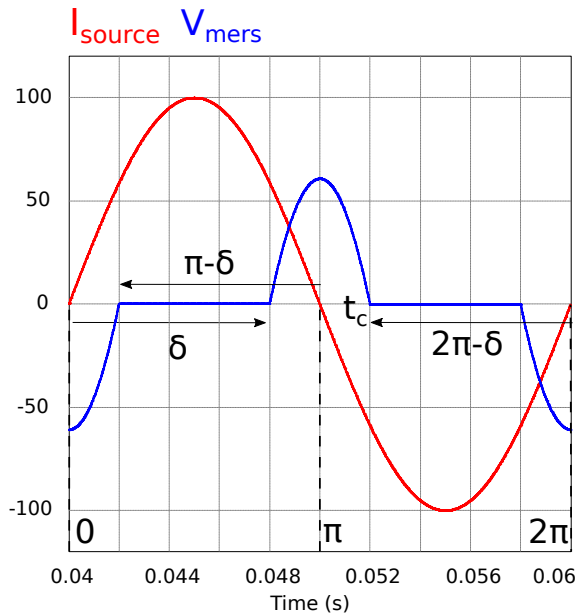


FIGURE 2.5 – Formes d'ondes correspondant aux circuit de la figure 2.4

On trouve alors que :

$$\langle V_{MERS} \rangle_1 = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi-\delta} \frac{1}{C} \left(\int_{\delta-\pi}^{\omega t} i(t) d(\omega t) \right) \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (2.3)$$

$$X_{MERS} = X_C \times \left(2 \left(1 - \frac{\delta}{\pi} \right) + \frac{\sin(2\delta)}{\pi} \right) \quad (2.4)$$

De la même manière pour le mode DC-offset, il peut être montré que

$$X_{MERS} = X_C + \frac{2\sqrt{2} V_{DC}}{\pi I} \quad (2.5)$$

où V_{DC} correspond à la tension d'offset lors de la commutation propre à ce mode de fonction du MERS.

Nous pouvons remarquer à partir de ces expressions que :

- $X_{MERS} \leq X_c$ dans le mode discontinu
- $X_{MERS} \geq X_c$ dans le mode DC-offset

Ainsi, nous pouvons retrouver dans la littérature des figures représentant l'évolution de la réactance du MERS en fonction de δ (figure(2.6)) obtenue dans le contexte circuit de la figure (2.4). Dans cette figure, l'origine choisie pour δ a été par rapport au courant et non à la tension. La partie (b) de la courbe correspond à un fonctionnement en mode discontinu tandis que la partie (d) correspond à un fonctionnement en mode DC-offset. Dans ce dernier mode δ est fixé à 90 deg afin de garder une phase nulle entre la tension de la source et le courant. La valeur de X_{MERS} ne dépend alors que de la valeur de C et de L donnant le valeur de V_{DC} .

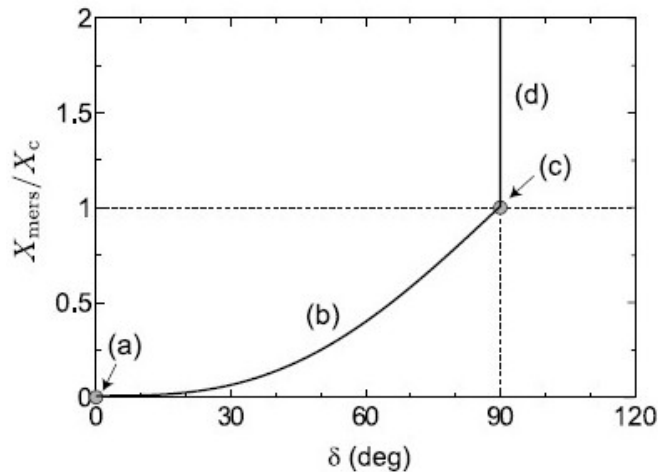


FIGURE 2.6 – Variation de X_{MERS} normalisé en fonction de δ [12]

S'il peut sembler intéressant et pratique d'utiliser ces formules de réactances, elles sont inutilisables en pratique que ce soit pour faire du dimensionnement ou de la commande étant donné que le courant est généralement non-sinusoidal et dépend de la tension V_{MERS} .

En effet, pour le dimensionnement, le calcul de réactance nécessite de considérer uniquement ce qui se passe au fondamental. Or le contenu harmonique est très important que ce soit par exemple pour une estimation des pertes mais aussi de la puissance ou encore d'extrémums comme par exemple une tension maximale. Il est donc impensable de dimensionner un système avec MERS sans prendre en compte les formes d'ondes réelles avec ses différentes harmoniques.

Pour la commande, le calcul fait précédemment se base sur un fonctionnement simplifié du MERS où il est en série avec une source alternative de courant. Or, comme il a déjà été présenté et comme il sera encore montré par la suite, le MERS s'utilise principalement en série d'une source de tension et au minimum d'un élément inductif. Le courant ne peut alors pas être utilisé comme référence pour de la commande car celui-ci est impacté par le MERS. La seule référence envisageable et alors la source de tension. Or le calcul précédent ne peut plus ce faire dans ce cas.

On voit donc que dans les principaux cas où le calcul d'une réactance équivalente pourrait être intéressant, les hypothèses mises en œuvre pour le calcul sont trop restrictives pour rendre le modèle utilisable. Il faudra donc trouver d'autres moyens. Toutefois, cette notion de réactance capacitive adaptative est une bonne analogie pour trouver des applications au MERS. La partie suivante montre comment à partir de cette analogie de nombreuses applications de ce système ont vu le jour.

Nous commencerons par un tour des applications déjà présentes dans la littérature puis nous proposerons de nouvelles voies d'utilisation.

2.2 État de l'art

2.2.1 Le MERS : un dispositif de réglage dynamique du facteur de puissance

La première application qu'on retrouve dans la littérature porte sur le réglage dynamique du facteur de puissance d'une charge alternative de nature inductive. Ainsi, pour ce cas, le MERS est comparé à une capacité variable capable de fournir à une inductance l'énergie réactive qui lui est nécessaire. L'adaptabilité du MERS pour le réglage du facteur de puissance présente surtout un intérêt pour un système inductif ayant une réactance qui varie au cours du temps. En effet dans le cas d'une réactance fixe ou quasi-fixe, un simple banc de capacité peut suffire, même si le MERS peut présenter un intérêt pour améliorer l'encombrement. Il y a deux possibilités pour qu'une réactance varie. Il peut s'agir soit d'une variation de l'inductance par exemple à cause d'un phénomène de saturation, soit une variation de la fréquence.

Les machines alternatives, constituées de bobinages qui sont particulièrement inductifs, voient leur réactance varier lorsqu'elles sont utilisées à vitesse variable puisque la vitesse est directement liée à la fréquence électrique. S'il est possible de faire fonctionner certaines machines comme source de puissance réactive sous, dans la plupart des cas elles se trouvent être des charges de puissance réactive. Cela va augmenter la puissance apparente et donc sur-contraindre les équipements connectés à la machine (tels que le réseau, un variateur...), ce qui pousse à un sur-dimensionnement des équipements. Elles sont donc tout à fait adaptées à une utilisation avec MERS. Il s'agit d'une des applications d'origine du MERS [14]. Le MERS, en tant que source d'énergie réactive contrôlable, va permettre de gérer localement les flux d'énergie réactive et ainsi délester le reste des équipements. Ces mêmes équipements pourront alors être dimensionnés à des tensions et courants plus faibles et ainsi être optimisés. Le but recherché dans ce cas va être de gérer localement et dynamiquement les "flux" d'énergies réactives. De cette manière, le reste du circuit est délesté de cette charge (par exemple le réseau). Le facteur de puissance peut alors être maintenu à 1.

En plus des machines électriques, le MERS série peut être intéressant sur des lignes électriques qui sont de nature inductive. A la manière d'un FACTS [18], il peut permettre de compenser l'inductance de la ligne et ainsi, du point de vue du réseau, de réduire artificiellement sa longueur. Le MERS peut aussi être utilisé sur un transformateur pour améliorer son facteur de puissance [9] et aussi ajouter une partie contrôle, recherchée, par exemple, dans des applications smart-grid.

Le MERS peut aussi être utilisé sur d'autres types de charges tels que les fours à inductions [10], la génération de plasma [19], pour les avantages décrits plus haut (facteur de puissance, puissance massique, ...).

Il existe déjà de nombreux systèmes permettant d'améliorer le facteur de puissance d'un dispositif, voici un rappel sur les systèmes classiques de compensation de l'énergie réactive d'une charge inductive

- **Banc de capacité** : La solution de compensation classique est le banc de capacité. S'il est efficace et bon marché, il a comme désavantage d'être statique et par conséquent il s'adapte mal à des variations de réactance causées par exemple par une variation de la fréquence ou de l'inductance. De plus, pour pouvoir s'adapter par paliers, il est nécessaire

d'adapter le nombre de capacités dans le banc en conséquence. Ainsi, plus on désirera compenser finement l'énergie réactive, plus il sera nécessaire d'augmenter le nombre de capacités, ce qui a pour conséquence d'augmenter le prix et l'encombrement du dispositif. De plus, comme le dimensionnement du banc se fait en puissance, cela nécessite des composants d'autant plus volumineux. La compensation peut être locale ou globale sur une installation. L'installation locale est plus chère mais plus performante car elle permet, entre autres, de limiter les pertes en ligne dans l'installation et de réduire le courant demandé, ce qui permet de réduire la taille de certains équipements.

- **Compensateur synchrone** : Un compensateur synchrone est une machine synchrone que l'on fait tourner à vide ($P_{sortie} = 0$) et commandée uniquement pour être utilisée comme source ou charge variable d'énergie réactive. Cette méthode a l'avantage, à la différence du banc de capacité, de pouvoir s'adapter en continu à la charge réactive. Néanmoins, cette solution est onéreuse et encombrante car elle fait intervenir une quantité importante de matériaux et n'est utilisée que pour faire de la compensation globale d'énergie réactive. Aujourd'hui, cette méthode tend à disparaître au profit d'un compensateur statique d'énergie réactive (SVC ou CSPR) appartenant à la famille des FACTS.
- **les SVC** : Les SVC sont les derniers objets utilisés permettant de compenser l'énergie réactive. Il s'agit d'utiliser des thyristors montés en gradateurs en série avec une charge inductive pour consommer l'excès d'énergie réactive produite par un banc de capacité en modulant l'amplitude du courant passant à travers de la charge[20] (cf Annexe A) . Cette solution permet de pallier à l'un des désavantages principaux du banc de capacité en complétant celui-ci, mais est par extension également plus cher, surtout à cause de systèmes de commandes complexes utilisant des calculateurs comme des micro-contrôleurs. Pour ces raisons, cette solution technique est aujourd'hui utilisée pour compenser globalement de fortes charges réactives. Comme il a été expliqué précédemment, le MERS peut dans une certaine mesure être apparenté aux FACTS. On retiendra comme différences par rapport à cette application, que le MERS ne nécessite pas un organe de commande évolué car les commutations se font à basse fréquence (commande pleine onde), que le MERS est capable d'émuler une capacité supérieure à celle qui le constitue. En effet, comme le MERS est un système commuté, il n'est pas nécessaire de compenser à tout instant la charge inductive. Il est possible de se contenter d'une compensation moyenne sur une période de fonctionnement ($P_{moy} = \frac{\Delta E}{\Delta T}$). Ainsi le dimensionnement se fait sur les énergies et non pas sur la puissance.

Autrement dit, au lieu de vérifier une égalité en :

$$jL\omega = \frac{1}{jC\omega} \quad (2.6)$$

on vérifiera une égalité en :

$$\frac{1}{2}LI_{eff}^2 = \frac{1}{2}CVc_{eff}^2 \quad (2.7)$$

Avec un degré de liberté supplémentaire, il est alors possible de dimensionner au mieux la capacité et, par exemple, de limiter le coût de la capacité ou de choisir des technologies différentes. En contrepartie, il introduit un contenu harmonique non-négligeable potentiellement créateur de pertes.

En ne prenant pas en compte le compensateur synchrone qui est un système électrodynamique n'intervenant que pour compenser de fortes charges et qui impose un fort encombrement, le MERS peut être classé comme étant une solution intermédiaire entre les bancs de capacités et les FACTS. Il propose un réglage dynamique du facteur de puissance sans nécessiter une commande évoluée comme les FACTS faisant souvent l'utilisation d'un micro-contrôleur pour calculer des ordres de commandes hautes fréquences d'une commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Néanmoins, l'introduction d'harmoniques rend la compensation du MERS moins "propre" que celle d'un système FACTS.

2.2.2 Le MERS : Un système de contrôle et d'asservissement de tension

Le MERS a une architecture proche des FACTS. Il est constitué d'interrupteurs et d'éléments impédants. Il est donc naturel qu'il soit capable de remplir des fonctions similaires. Une étude bibliographique des systèmes FACTS et de leurs liens de parenté est proposée en Annexe A.

Si, mis en série, il pourra agir comme un GTO Controlled Series Capacitor (GCSC) ou un static synchronous series compensator (SSSC) et ainsi est capable de faire varier artificiellement la longueur des lignes, c'est en parallèle, associé en série à un inductance qu'il est capable d'asservir une tension à l'instar des Static synchronous compensator (STATCOM). Cette utilisation particulière du MERS est développée dans la section sur les architecture dérivées.

En plus de ce premier cas, le MERS permet d'asservir la tension en sortie du système. Cela peut être particulièrement intéressant, par exemple, pour la génération éolienne par machine à induction à cage et la problématique liée au maintien d'alimentation en creux de tension [17]. En effet, ce type de machine présente un intérêt certain pour la génération éolienne mais cet inconvénient majeur fait que d'autres types de machines sont souvent préférées.

La machine utilisée en génératrice est connectée directement au réseau et fonctionne donc à vitesse fixe. Si utiliser des machines à cage permet en théorie d'avoir des éoliennes robustes et bon marché, un des risques qui existe avec ce type de configuration est la grande sensibilité de la machine aux variations de tension et en particulier aux creux de tension, ce qui peut amener à une déconnexion brutale du parc et ainsi déstabiliser l'ensemble du réseau. Aujourd'hui, le nombre d'éoliennes constituées de machine à cage est estimé à environ 30% du parc. Rendre ce type d'éoliennes plus robuste au creux de tension est donc un réel enjeu.

Ces creux de tension sont causés par un appel de courant important qui peut être dû, par exemple, par un court-circuit ou le démarrage de moteurs. La conséquence d'un creux de tension sur la machine va être une augmentation du courant dans le bobinage, ce qui peut impliquer des dommages sur les équipements. Pour maintenir l'alimentation des éoliennes en cas de creux de tension, il faut protéger la génératrice éolienne de sur-tensions et sur-intensités et pouvoir évacuer la puissance produite par la turbine durant le défaut.

Les éoliennes utilisant des machines de type synchrone ou asynchrone à double alimentation ont des stratégies suffisamment simples pour réaliser la tâche. Pour les machines synchrones, une charge commandée par un hacheur est connectée sur le bus DC du variateur, ce qui permet

d'évacuer la puissance, la tension de la machine étant directement contrôlée par l'onduleur. Pour le cas de la MADA, aucun équipement supplémentaire n'est nécessaire, la gestion du réactif pouvant se faire directement par les organes de commande au stator et au rotor.

Ce qui se passe au niveau de la machine asynchrone à cage d'écuréuil en cas de creux de tension est une accélération de la turbine due à une diminution du couple électromagnétique résistant. Cela a pour conséquence d'augmenter le glissement de la machine. L'objectif de la commande est alors de faire revenir la génératrice à son point de fonctionnement avant faute. S'il est possible avec les autres architectures de machine de gérer le défaut en gérant la gestion de l'énergie réactive, cela n'est pas possible pour la machine asynchrone à cage qui a besoin d'énergie réactive pour fonctionner. Dans le cas de la machine à cage, il n'y a que deux moyens pour gérer les creux de tension. Une des solutions est de faire varier l'orientation des pales de la turbine afin de limiter la puissance captée par le vent. Néanmoins, cette solution mécanique ne permet pas une réaction suffisamment rapide. L'autre solution est d'adapter la tension appliquée au stator. Pour cela, des FACTS tels que le Static VAR compensator (SVC) ou le STATCOM ont été utilisés. Si les deux fonctionnent, il a été montré que le STATCOM permet d'avoir une puissance apparente plus faible et est par conséquent plus efficace [21].

Une étude a montré la possibilité d'utiliser le MERS en série pour ce genre d'application [17]. Elle conclut tout d'abord qu'un système de maintien d'alimentation en creux de tension est plus efficace s'il s'agit d'un système mis en série plutôt qu'un système mis en parallèle. En effet, de manière générale, un système série n'aurait besoin en moyenne, suivant l'impédance des branches, que de 20% de la puissance apparente du dispositif shunt pour réaliser la fonction. Cela vient de la possibilité du dispositif shunt d'injecter un courant également en direction du réseau. Le MERS apparaît d'emblée comme pertinent puisqu'il est un dispositif mis en série capable de réguler la tension. Un des premiers avantages qu'apporte le MERS est sur sa plage de fonctionnement plus grande que les autres systèmes. Que ce soit pour un Thyristor Controlled Series Capacitor (TCSC) ou pour un GCSC, il n'est pas possible d'imposer n'importe quelle tension aux bornes du système pour n'importe quel courant comme on peut le voir sur la figure (2.7). Par exemple un GCSC ne pourra pas avoir un ratio $\frac{V}{I}$ qui dépasse la valeur de la capacité qui le compose comme c'est le cas avec le MERS. Or fonctionner sur ce type de point de fonctionnement permet de réduire la taille de la capacité et ainsi de pouvoir augmenter la compacité et la puissance apparente du système et donc son coût. Un des désavantages de l'exploitation de ce type de point de fonctionnement, et du MERS en général, est la présence non négligeable d'harmoniques. Toutefois, les résultats de simulations et expérimentaux de cette étude ont montré que l'influence de ces harmoniques ne semblaient pas perturber le fonctionnement de la génératrice. Seule une légère déformation sur le couple a été observée pour le point étudié. Il se peut néanmoins que celle-ci devienne plus significative pour une valeur de capacité et une commande du MERS différente.

2.2.3 Le MERS : Augmentation de la puissance

En série, le MERS présente un intérêt autant pour des machines synchrones [12] que asynchrones [8]. Ainsi, dans la littérature, l'association du MERS et d'une machine se trouve être le cas d'application le plus commun. On retrouve plus particulièrement le cas de la génération éolienne. Il s'agit, en effet, d'un exemple pertinent d'utilisation de machines à vitesse variable.

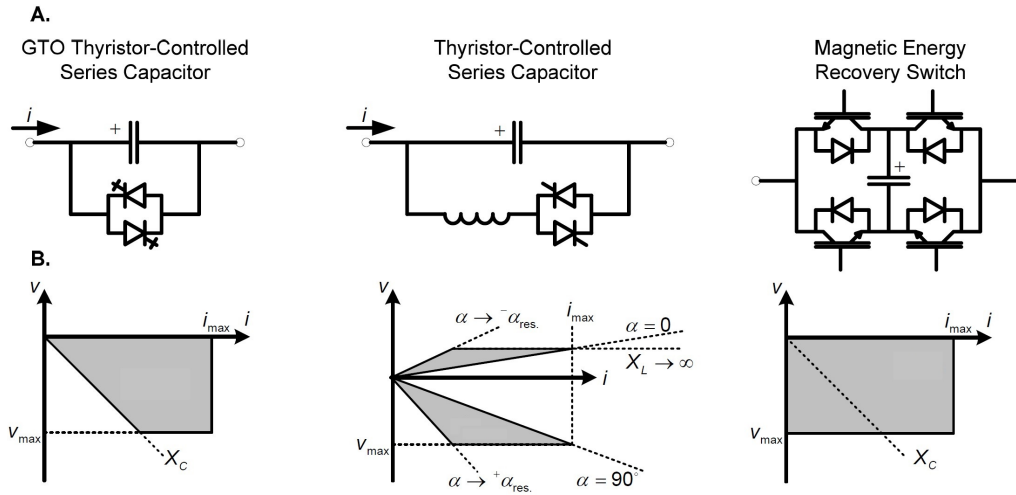


FIGURE 2.7 – Comparaison des points de fonctionnement $\frac{V}{I}$ entre le GCSC TCSC et le MERS [17]. Pour le TCSC, α correspond à l'angle de retard à l'amorçage des thyristors

La figure 2.8 représente un exemple de la chaîne de conversion d'une génératrice éolienne intégrant des MERS. Comme ceux-ci sont des dispositifs monophasés, pour utiliser le MERS avec une machine, il est nécessaire d'en connecter un sur chaque phase. Le MERS permettant le contrôle de la machine, un redresseur constitué d'un simple pont triphasé de diodes est proposé. L'ensemble n'étant pas capable d'augmenter la tension sur le bus DC, un hacheur boost est parfois ajouté sur le bus DC.

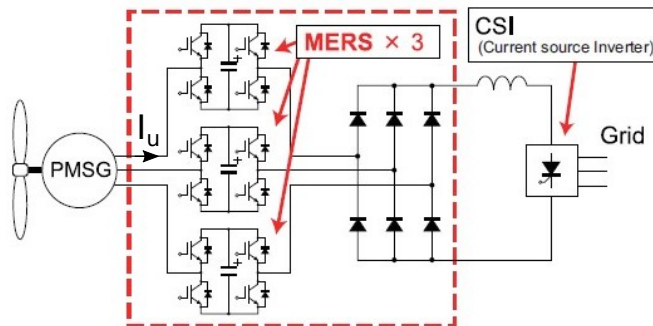


FIGURE 2.8 – Configuration d'une éolienne connecté avec des MERS en série [12]

L'amélioration du facteur de puissance de l'ensemble (MERS+Machine) permet, par extension, d'augmenter la puissance massique de celui-ci vu depuis le réseau ou, plus exactement, augmenter la puissance transmissible par la machine en ramenant la puissance active au niveau de la puissance apparente.[14]. En compensant les chutes de tension causées par l'impédance de la machine, il est possible d'augmenter significativement la puissance à fort courant. L'augmentation sera d'autant plus significative que le courant est fort. Cela peut être observé sur la figure (2.9)

L'impédance de la machine peut s'exprimer par la relation suivante :

$$Z_{s1} = \sqrt{R_s^2 + (X_s)^2} \quad (2.8)$$

où R_s est la résistance synchrone et X_s la réactance synchrone de la machine. En considérant

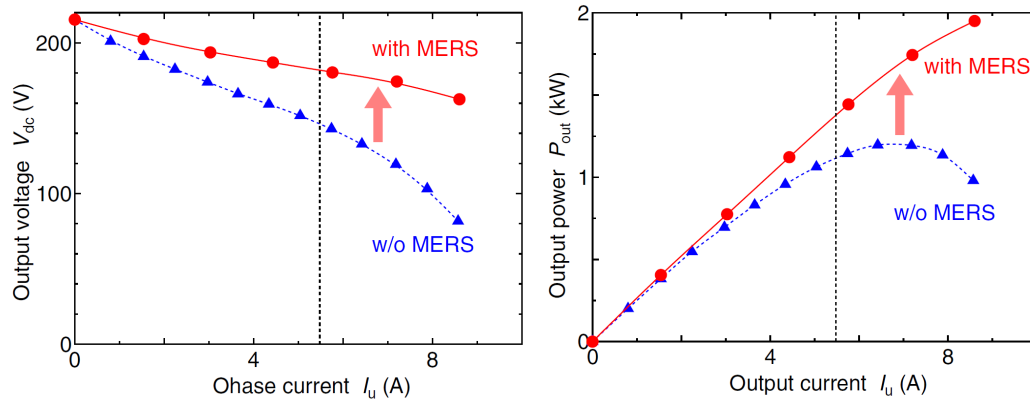


FIGURE 2.9 – Performance d'une éolienne connecté avec des MERS en série et sans MERS [22]

le MERS comme une réactance, l'équation globale du système devient :

$$Z_{s2} = \sqrt{R_s^2 + (X_s - X_{MERS})^2} \quad (2.9)$$

En choisissant judicieusement la valeur de la capacité du MERS, il est possible, en contrôlant le MERS, d'avoir une réactance équivalente qui compense parfaitement la réactance synchrone quel que soit le point de fonctionnement de la machine (inductance ou vitesse de rotation qui varie). Ainsi il ne reste que la chute de tension due à la composante résistive de l'impédance qui vient de la résistivité non-nulle du matériau. Grâce à cela, à tension en sortie de système et à courant fixés, la puissance transmise par la machine est maximisée. On a ainsi une puissance de sortie au plus proche de la puissance apparente aux pertes Joule près. En fonctionnement générateur cela dépend naturellement de la nature de la charge ou du réseau

Ce raisonnement se comprend facilement avec une représentation de Fresnel d'une machine synchrone (Fig. (2.10)). Cependant, le raisonnement reste valide pour une machine asynchrone. Le premier diagramme représente celui d'une machine synchrone seule de manière tout à fait classique. En effet, l'important ici est le caractère impédant général d'une machine alternative. Les différents diagrammes sont représentés plutôt pour une application générateur avec la force électromotrice FEM constante. Toutefois, ces diagrammes restent schématiques et ne représentent pas fidèlement le comportement d'une machine. La résistance synchrone est supprimée pour améliorer la facilité de lecture des diagrammes.

Le diagramme A représenté le diagramme de Fresnel de la machine sans MERS avec les angles ϕ et ψ représentés. Dans ce cas, V_{source} est la tension aux bornes de la machine et est donc confondue avec $V_{machine}$. On observe un comportement classique de machines électriques avec le courant en retard par rapport à la tension. Dans cette configuration, la puissance peut être exprimée de deux manières :

$$P = 3|V_{source}|I \cos(\phi) = 3|FEM|I \cos(\psi) \quad (2.10)$$

Pour maximiser la puissance à tension et courant fixé, il faut que $\cos(\phi)$ et $\cos(\psi)$ soient unitaires. Seule, il n'est pas possible pour la machine de remplir ces deux objectifs en même temps.

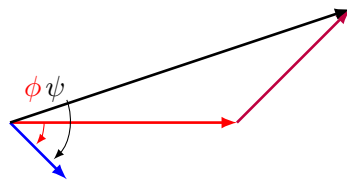
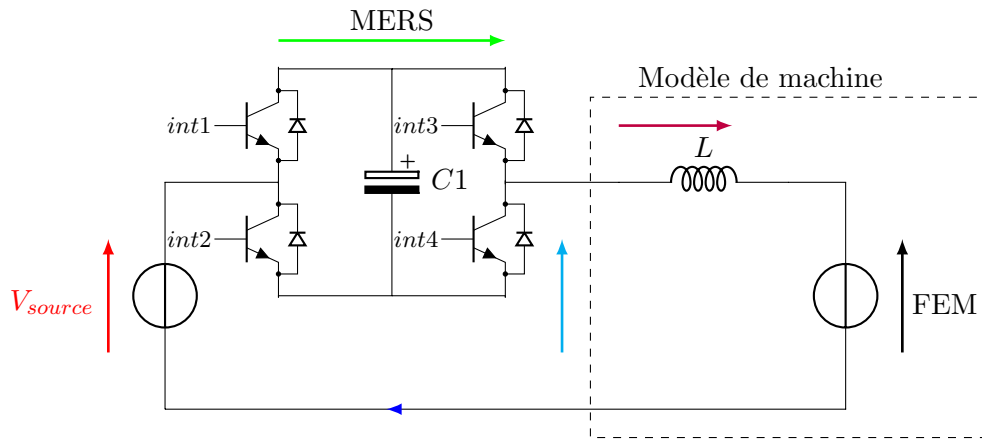


Diagramme A :
Sans MERS

Légende :

V_{source}
 $i_{(courant)}$
 $V_{(inductance)}$
 V_{MERS}
 FEM
 $V_{machine}$

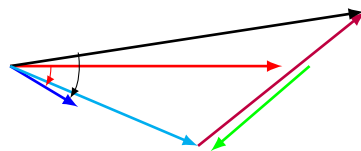


Diagramme B :
Avec MERS,
compensation
partielle

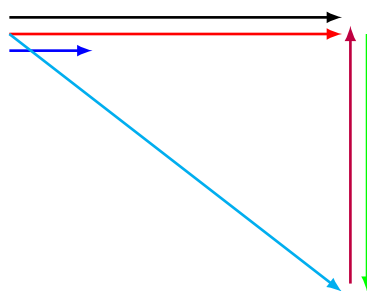


Diagramme C :
Avec MERS,
compensation
totale

FIGURE 2.10 – Diagramme de Fresnel d'une machine synchrone en série avec un MERS

Sur les deux autres diagrammes, un MERS est positionné en série de la phase. Le diagramme B représente une compensation partielle de la chute de tension de la réactance synchrone par le MERS alors que le diagramme C représente une compensation totale. En compensant la chute de tension de l'inductance, il est possible de modifier la phase entre la tension V_{source} et le courant.

Dans le cadre d'une compensation partielle :

— Si la tension du fondamental du MERS compense la moitié de la chute de tension due à

l'inductance synchrone alors on a $|V_{mach}| = |FEM|$ si le courant et la tension au niveau de la source sont en phase.

- Si le MERS compense moins de la moitié, $|V_{mach}| < |FEM|$
- Si le MERS compense plus de la moitié, $|V_{mach}| > |FEM|$

Pour la compensation totale la tension V_{source} et la FEM sont en phase. Si de plus, la charge ou l'impédance du réseau connecté à la machine en ce point est purement résistive, le courant est également en phase avec les deux tensions. De cette manière, nous avons $\cos(\phi)$ et $\cos(\psi)$ qui sont unitaires. Dans cette configuration, la contribution de la FEM est maximisée. Néanmoins, on peut voir, que a priori, la tension aux bornes de la machine est augmentée. Il est donc nécessaire de vérifier que la machine soit capable de tenir la tension. De même la tension V_{source} est augmentée. L'équipement installé en amont doit pouvoir être en mesure d'accepter la montée en tension.

2.3 Nouvelles opportunités

Comme il a été présenté précédemment, le MERS, en tant que dispositif de nature capacitive, fonctionne en synergie avec un système de nature inductif. Un élément inductif est donc indispensable au fonctionnement.

Les charges ou les sources de nature inductive sont très courantes. Le MERS série présente donc une multitude d'applications potentielles. Si de nombreuses mises en application du MERS ont déjà été faites, nous avons mis en lumière de nouvelles potentialités jusqu'alors inexplorées. Nous proposons dans cette partie de les présenter.

Certaines d'entre elles ont été identifiées comme particulièrement pertinentes. Le projet de cette thèse est d'approfondir une partie de ce champ qui est développée dans les prochaines parties. Le choix a été motivé par deux facteurs :

- tout d'abord, évidemment, la potentialité d'une application avec une machine pour une application donnée.
- la logique d'étudier certains systèmes plus simples avant de passer à des combinaisons plus complexes.

Les choix faits sont présentés en conclusion de cette partie.

Parce que les potentialités du MERS sur les machines électriques restent très importantes et encore peu étudiée, nous avons décidé de nous concentrer essentiellement sur l'étude du MERS avec machine dans cette thèse. La partie suivante a pour vocation de détailler les aptitudes du MERS sur les différents types de machines électriques.

Toutefois nous souhaitons souligner que le MERS présente un intérêt pour la dépollution des petites charges inductives, par exemple dans le résidentiel. Aujourd'hui, leur puissance réactive n'est pas compensée à cause d'un surcoût trop important, cependant le fait qu'elles soient très nombreuses et qu'elles aient un facteur de puissance potentiellement mauvais présente un réel

manque à gagner, que ce soit par rapport aux infrastructures ou des pertes Joule en ligne excédentaires. Le MERS, s'il est commandé par une électronique rudimentaire, peut être envisagé comme une solution bon marché et compacte pour compenser ce type de charge. Développé à grande échelle, le gain pour le réseau peut être très significatif car aujourd'hui, seuls les gros consommateurs d'énergie réactive tels que certains groupes industriels la compensent car celle-ci leur est facturée. De plus, la capacité du MERS à être adaptable peut permettre en plus d'être envisagé comme un système de contrôle commande bon-marché.

2.3.1 MERS et machine électrique

Les machines électriques se distinguent en plusieurs sous-familles suivant l'architecture, les matériaux et les interactions électro-magnéto-mécaniques qui interviennent. Le but de la partie à venir est de présenter différents impacts que le MERS peut avoir sur ces systèmes en fonction de leur nature. Dans cet objectif, trois catégories de machines sont présentées. Celles-ci sont :

- La machine synchrone et plus particulièrement à aimant permanent
- la machine à réluctance variable
- la machine à induction à cage d'écureuil

Ces trois types de machines ont été choisis car ces machines sont toutes très différentes les unes des autres, que ce soit d'un point de vue de l'architecture ou de la commande ; elles ont donc un fonctionnement différent et sont utilisées pour des applications en général très différentes. Ainsi, la machine à aimant est aujourd'hui principalement une machine présente sous forme de petits actionneurs ou avec des caractéristiques haute performance et premium à plus haute puissance[23]. La machine à réluctance variable est utilisée aussi bien en tant que machine tournante, qu'actionneur pour la robotique (délivrer une position angulaire) ou capteur (délivrer une information sur un angle ou une vitesse angulaire). En tant que machine, ses principaux intérêts sont, soit de pouvoir délivrer un fort couple à basse vitesse, soit sa capacité de fonctionner à très haute vitesse (de l'ordre de 10 000 tr/min)[24]. Enfin, la machine asynchrone à cage d'écureuil est devenue, en raison de sa robustesse et de son bas coût, la machine industrielle par excellence pour l'entraînement.

Une machine électrique peut fonctionner soit en moteur soit en génération. A l'origine, les développements faits sur les machines électriques avaient pour but de créer la machine universelle performante à la fois dans les deux modes de fonctionnement. Les développements actuels ont plutôt amené à spécialiser les domaines d'application de certaines catégories de machines[25].

De plus, le design (la géométrie et le choix des matériaux) des machines est spécifique à une application suivant les spécifications répondant à un cahier des charges précis. Ainsi, de plus en plus, les machines électriques se spécialisent pour l'utilisation pour laquelle elles ont été conçues.

Ainsi les spécifications attendues d'une machine peuvent être de grandeur, de nature et de priorité très différentes suivant les applications. L'attention sera, par exemple portée sur le rendement dans le cas d'un alternateur d'une centrale nucléaire ou thermique où la ressource primaire a un coût alors que dans le cas des énergies renouvelables, comme les éoliennes, l'importance sera plutôt de maximiser la puissance électrique générée sur la plage de vitesse la plus large

possible par rapport au coût d'investissement. Plus exactement, ce qui est important dans la génération d'électricité à partir de ressources renouvelables telles que le vent ou l'énergie marine est la puissance extraite par rapport au coût des investissements initiaux et de la maintenance des systèmes. Le rendement n'a qu'une importance secondaire. Il n'existe donc pas une architecture qui surpasse unanimement toutes les autres. Chacune d'elles a ses domaines d'application de prédilection qui sont optimisés par un dimensionnement adapté.

Par exemple, entre un fonctionnement générateur et récepteur, les contraintes d'une machine se retrouvent modifiées. Une manière de se rendre compte de la différence, est de considérer une machine fonctionnant tantôt en générateur tantôt en moteur à puissance électromagnétique donnée. Comme cette dernière est fixe, la force électromotrice reste la même. Les chutes ohmiques sont également les mêmes sauf que dans le cas de la génération, elle s'enlève à la valeur de la FEM pour donner la valeur de la tension aux bornes de la machine, alors qu'en fonctionnement moteur, elle s'ajoute. Ainsi, pour une même puissance électromagnétique transmise, la tension aux bornes de la machine est plus élevée en fonctionnement moteur d'une valeur de deux fois la chute ohmique. Pour une même puissance utile transmise, un générateur sera dimensionné pour fournir une FEM plus élevée alors qu'un moteur acceptera une tension plus élevée à ses bornes.

Dans ce cadre, le MERS n'aura pas les mêmes bénéfices suivant la technologie de machine et de l'application concernée. Il est aussi impossible de généraliser sur l'effet du MERS pour toutes les machines. Il est néanmoins possible de généraliser certains effets qui sont communs à plusieurs type de machines.

L'impact du MERS sur une machine électrique existe sur plusieurs plans. Tout d'abord, il y a les performances générales de la machine. Cela revient à étudier les performances du système sur une machine existante. Ensuite, il y a l'utilisation de la machine, la manière dont elle est commandée en regard des performances qui peuvent être atteintes. Enfin, il y a un impact plus fondamental sur le dimensionnement des machines grâce au changement des contraintes de dimensionnement liées à l'opportunité de nouveaux degrés de liberté offerts par le MERS.

L'ensemble des machines alternatives est composé de bobinages à l'induit permettant de récupérer l'énergie électrique. Ces bobinages peuvent être modélisés dans un circuit équivalent simplifié au premier harmonique comme une impédance de nature inductive. Comme expliqué précédemment, le MERS est capable de compenser dynamiquement la réactance de la machine et ainsi d'avoir un contrôle sur l'impédance de l'ensemble. Cette aptitude est valable, théoriquement, pour n'importe quelle architecture de machine que ce soit la machine à aimant, à rotor bobiné ou la machine asynchrone à cage d'écureuil. Le cas de la machine à réluctance variable est plus délicat car la notion même d'impédance n'a pas de sens étant donné que la machine n'est pas nécessairement alimentée en régime sinusoïdal.

Jusqu'à aujourd'hui, le MERS a principalement été étudié comme un système capable de gérer dynamiquement le facteur de puissance et d'augmenter la puissance convertible par une machine à fort courant. Lors de cette thèse, de nouvelles voies d'applications et d'études du MERS sur les machines on été imaginées. Ces nouvelles fonctionnalités sont proposées ci-après.

Le MERS : un système pour améliorer les dynamiques en régime non-sinusoïdal

Le MERS étant de nature capacitive, l'ensemble machine et MERS est un système du second ordre. Le MERS peut donc être en mesure d'accélérer les dynamiques de courants. Qui plus est, l'aspect commandable du MERS permet de gérer ces dynamiques et donc ainsi d'amortir des dynamiques trop fortes tout en améliorant la dynamique générale. Pour réaliser cette fonction, une commande adaptée doit être mise en œuvre.

Le MERS : un boost pour les machines électriques

Si l'on raisonne directement sur les tensions et courants, alors le MERS peut être très simplement compris comme un système capable d'ajouter une tension contrôlée en série. Cela peut permettre d'assurer le fonctionnement de la machine à tension ou courant nominal quelle que soit la fréquence. On accède ainsi à des points de fonctionnement de la machine qu'il n'est pas possible d'atteindre quand la machine est seule.

Pour une machine en fonctionnement linéaire, autrement dit, avec les matériaux magnétiques qui ne présentent pas de saturation, alors, en augmentant significativement la tension aux bornes du MERS, il est possible d'amener la machine à un point maximal de fonctionnement qu'elle ne peut pas atteindre naturellement. Il s'agit d'un fonctionnement forcé ou fonctionnement boost. Dans ce mode de fonctionnement, en plus d'augmenter la tension aux bornes de la machine, on se permet aussi d'augmenter le courant pour atteindre la puissance théorique maximale atteignable par la machine. Dans ce mode de fonctionnement, on peut dépasser la puissance nominale de la machine.

Bien entendu, en pratique, augmenter la tension en sortie de machine et le courant peut compromettre l'intégrité de la machine puisqu'elle fonctionne au delà de ses valeurs nominales. C'est donc a priori un mode de fonctionnement qui doit rester transitoire. De plus, la physique des matériaux et notamment les phénomènes de saturation peuvent compromettre les performances de ce type d'utilisation pour certaines machines.

Le MERS : un nouveau degré de liberté pour le dimensionnement des machines et des convertisseurs statiques

Une grande partie des machines est dimensionnée pour fonctionner à puissance maximale. Ainsi, le matériaux magnétique est utilisé en limite de saturation voire en légère saturation de même que les enroulements sont dimensionnés pour faire passer un maximum de courant en fonction de la dissipation thermique prévue. Il y a donc aujourd'hui peu de machines qui permettent d'obtenir un gain significatif, justement car leur dimensionnement est déjà optimisé pour un point de fonctionnement prédéfini.

Si ces machines sont dimensionnées pour fonctionner pour un point de fonctionnement précis, alors il doit être possible de dimensionner une machine suivant un cahier des charges similaire mais en prenant en considération les impacts que peut avoir le MERS sur la machine. Il doit être possible de trouver une géométrie de machine capable d'atteindre des points de fonctionnements forcés par le MERS qui ont potentiellement des performances significativement meilleures aux

points de fonctionnement naturels de la machine. On obtiendrait ainsi une machine qui a des performances moyennes voire médiocres utilisée seule et dont l'utilisation ne doit pas se faire indépendamment du MERS.

Autrement dit, dans une optique de design, l'impact du MERS peut être vu comme l'opportunité d'utiliser de nouveaux degrés de liberté lors du dimensionnement. Par exemple, étant donné que le MERS est capable de compenser la réactance synchrone de la machine, celle-ci n'est plus contraignante lors du design. Ainsi une machine avec une réactance synchrone démesurément grande qui implique une sous performance par rapport au volume des éléments la constituant, peut retrouver un intérêt si la réactance est compensée par un MERS. On peut pressentir ici que le dimensionnement d'une machine avec MERS peut conduire à des machines ayant une réactance synchrone bien plus élevée que le standard des machines actuelles.

Cet impact sur le dimensionnement ne sera pas exactement le même suivant les technologies de machine. Il peut y avoir des intérêts pour certaines architectures qui ne se retrouvent pas sur d'autres. Les prochaines parties proposent également un tour d'horizon de l'intérêt du MERS sur le dimensionnement des machines.

Une application à envisager consiste à asservir la tension en sortie de machine en vue d'un redimensionnement des équipements amonts. L'adjonction d'une tension en série par le MERS peut permettre de réduire la contrainte en tension des autres équipements (variateurs, transformateurs, ...). De plus, si le facteur de puissance est amélioré, à puissance donnée, le courant peut également se retrouver diminué, la contrainte en courant peut donc également être revue.

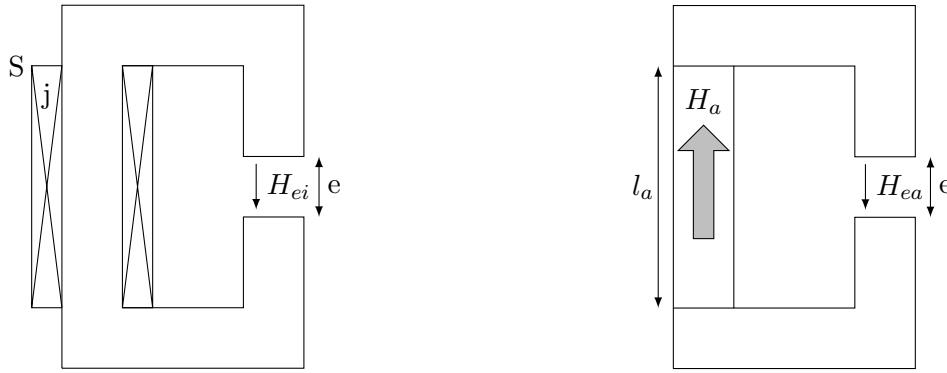
Si un autre type de couplage de la machine, que le couplage en étoile, est envisagé, alors il est possible de supprimer des MERS sur certaines phases en fonction du couplage. Par exemple, pour un couplage triangle d'une machine triphasée, il est possible d'utiliser seulement deux MERS au lieu de trois ce qui peut permettre de limiter le nombre de composants semi-conducteurs. En contrepartie les capacités seront dimensionnées pour une énergie plus élevée. En effet, pour le cas triphasé, l'énergie magnétique stockée est répartie dans deux capacités au lieu de trois.

2.3.2 La machine à aimant permanent

Présentation des intérêts et des enjeux des machines à aimant permanent

L'utilisation d'aimants dans des machines électriques remonte aux premiers dispositifs électromécaniques [25]. La machine synchrone à aimant permanent (MSAP en français ou PMSG en anglais pour Permanent Magnet Synchronous Generator) a, néanmoins trouvé son essor ces dernières années notamment grâce à l'arrivée de matériaux durs très performants tels que les aimants samarium cobalt arrivés dès les années 60 ou les aimants au néodyme (NdFeB) arrivés sur le marché à partir de la fin des années 80. Aujourd'hui, ce type de machine trouve ses applications de puissance principalement dans les systèmes embarqués tels que les éoliennes ou les véhicules électriques. Cette architecture de machine nécessite l'utilisation d'une commande adaptée pour être utilisée en fonctionnement moteur et nécessite systématiquement l'utilisation d'un variateur. En génération, la machine peut être connectée directement au réseau.

Un des avantages offerts par une machine à aimant par rapport aux autres technologies, et



Théorème d'Ampère :

$$H_{ei} = \frac{jS}{e}$$

géométrie divisée d'un facteur k :

$$H_{ei} = \frac{1}{k} \frac{jS}{e}$$

Théorème d'Ampère :

$$H_{ea} = \frac{H_a l_a}{e}$$

géométrie divisée d'un facteur k :

$$H_{ea} = \frac{H_a l_a}{e}$$

FIGURE 2.11 – Comparaison sur l'évolution du champ en fonction des dimensions géométriques pour un circuit magnétique ayant une force magnétomotrice créée par une bobine ou un aimant

en particulier par rapport à l'architecture la plus similaire qui est la machine à rotor bobiné, est illustré sur la figure (2.11). On peut y voir deux circuits magnétiques composés d'un entrefer et d'une force magnétomotrice créée soit par une source d'Ampère tour soit par le moment magnétique d'un aimant. La source d'Ampère tour est réalisée par une bobine caractérisée par sa densité de courant j et la surface correspondante S . L'aimant est caractérisé par l'expression du champ magnétique dans l'entrefer qui est donnée dans les deux cas via un théorème d'Ampère. Si maintenant l'ensemble des longueurs géométriques est divisé d'un facteur k , dans le cas de la bobine, le champ dans l'entrefer est également divisé d'un facteur k alors que dans le cas de l'aimant le champ reste inchangé. La conclusion que l'on peut tirer de cet exemple simple est qu'une structure à aimant est adaptée à la miniaturisation de systèmes électromagnétiques. En pratique, les machines à aimants permettent d'avoir une excellente compacité pour des machines de faible à moyenne puissance, en particulier dans le cas des petits actionneurs, par exemple le moteur d'un disque dur. La force magnétomotrice développée par les aimants dans ce type d'actionneur serait impossible à obtenir avec des enroulements en respectant la compacité du système[26]. Cette technologie de machine offre aujourd'hui la meilleure puissance volumique avec un très bon rendement. On peut, par exemple, citer la EMRAX 268 qui a une puissance volumique de $10kW/kg$ avec un rendement pouvant atteindre les 98% [27]. Elle est donc reconnue pour être la technologie de machine la plus performante. Néanmoins, l'utilisation d'aimants va aussi avec certains problèmes techniques. Tout d'abord, l'aimantation ne peut être changée ce qui pose des problèmes de flexibilité. Ainsi, l'utilisation de ces machines à haute vitesse est délicate car il est difficile de la défluxer. Une autre catégorie de problèmes que posent les aimants est leur robustesse. Tout d'abord, il y a le risque de démagnétisation en cas de présence d'un champ inverse trop élevé. Cela impose au concepteur de la machine d'utiliser des géométries d'aimants particulières et de les disposer judicieusement dans la machine comme par exemple dans le cas de la concentration de flux. Les aimants sont aussi très sensibles à la température. Si la température excède la température de Curie, caractéristique commune à chaque matériau magnétique, l'aimant perd ses propriétés ferromagnétiques.

Enjeux socio-économiques et environnementaux

La machine à aimant n'est pas exempte de défauts en particulier à cause des matériaux constituant les aimants. Les machines à aimants les plus performantes utilisent des matériaux terre rares comme le Néodyme, le Samarium ou le Dysprosium. Ces matériaux ont des désavantages d'ordre économiques et écologiques. Tout d'abord, ces matériaux sont aujourd'hui relativement chers et sont surtout sur un marché qui peut être imprévisible. Cela s'explique par la conjoncture de différents facteurs :

Le premier d'entre eux est la demande croissante en terres rares dans le monde et tout particulièrement en Néodyme pour la confection d'aimants permanents pour des applications électrotechniques. Ainsi, sur la figure (2.12), on peut voir que la production mondiale en terre rare a très fortement augmenté depuis le début des années 80. La confection d'aimants permanents est la plus gourmande en terres rares. Elle représente entre 20% et 23% des usages. De plus, on peut observer qu'à partir des années 90, la Chine devient le producteur principal dans le monde.

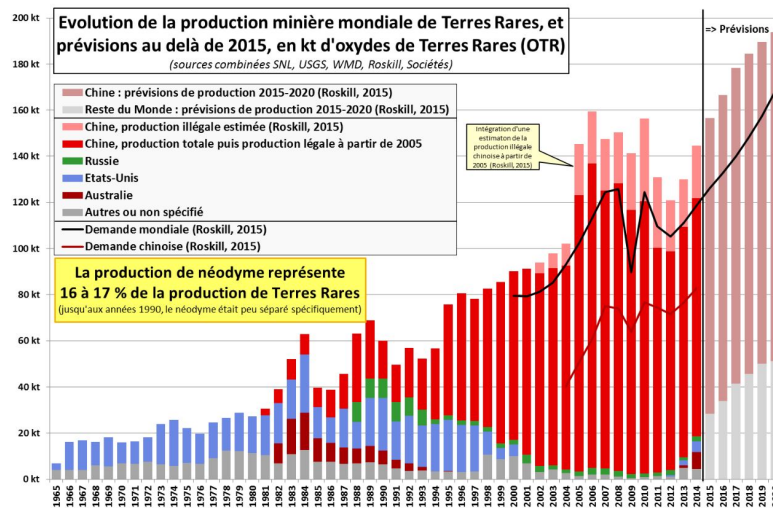


FIGURE 2.12 – Données économiques sur la production du Néodyme (source : Bureau de recherches géologiques et minières (BRGM)[28])

Comme le montre la figure (2.13, B), la production chinoise atteint 88% de la production mondiale en 2015. Elle est donc d'ores et déjà en position de leader voire de monopole sur le marché. Cette situation va très probablement durer étant donné que la ressource chinoise est estimée à entre 47% et 63% de la ressource mondiale (figure(2.13), A). Les autres gisements sont individuellement largement minoritaires (maximum 11% pour le Groenland). Ainsi la Chine est en position de force et capable de dicter les lois du marché des terres rares.

En 2010, suite à un conflit entre la Chine et le Japon en mer de Chine, les exportations de terres rares vers la nation nipponne ont été réduites durant quelques mois. La communauté internationale s'est alors rendue compte de la portée géostratégique de la position de monopole de la Chine vis à vis des terres rares. Suite à l'explosion des prix que cela a engendré, les quotas réalisés par la Chine depuis 2004 n'ont pris fin qu'en 2015 suite à une plainte des Etats-Unis, du Japon et de l'Union européenne devant l'OMC faite en 2012. Comme le montre la figure (2.14), en quelques mois le prix du Néodyme a été multiplié par plus de 20 pour atteindre 467 \$/kg pour le Néodyme métal en juillet 2011 lors de la première crise des terres rares.

C'est ainsi qu'en 2018 et depuis déjà plusieurs années, les terres rares et tout particulièrement le Néodyme sont classés comme substances critiques par le gouvernement français de part l'im-

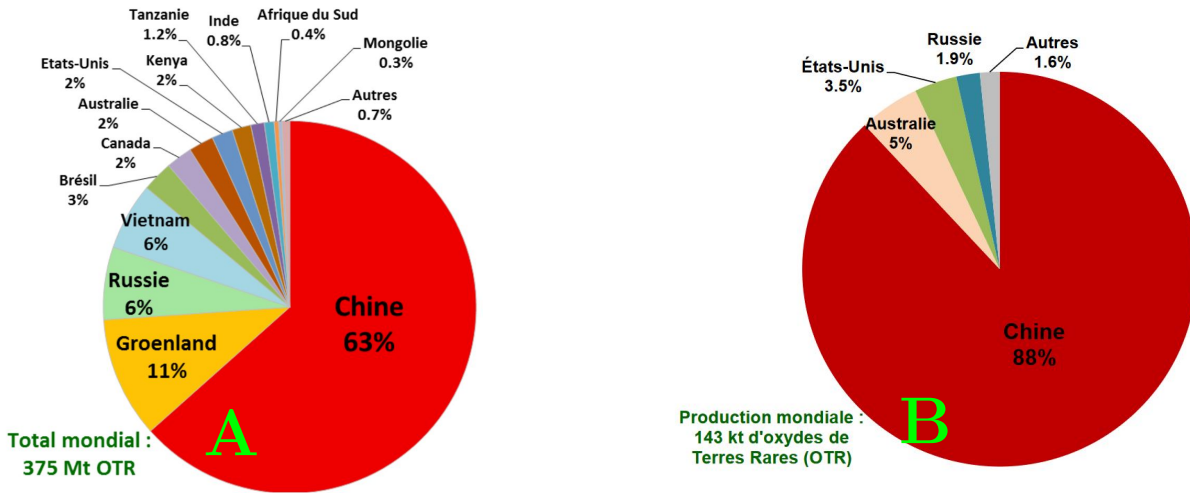


FIGURE 2.13 – Répartition mondiale de l'estimation haute de la ressource **A** et de la production **B** de terres rares en 2015 (source : BRGM)

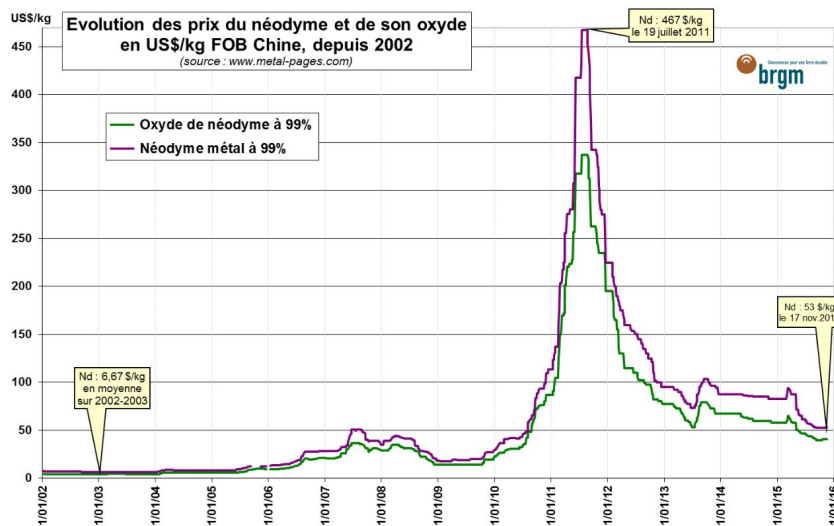


FIGURE 2.14 – Données économiques sur le marché du Néodyme (source :BRGM)

portance stratégique pour l'industrie et les risques élevés sur les approvisionnements. La figure (2.15) représente sur une carte en deux dimensions l'importance stratégique en fonction des risques pour différents éléments chimiques. On peut voir que la totalité des terres rares (points roses sur la carte) présentent tous un risque important sur l'approvisionnement. De plus, parmi les terres rares, le Dysprosium (Dy) et surtout le Néodyme (Nd) font partie des éléments les plus critiques justement car leurs utilisations, qui est majoritairement dans les aimants permanents, sont jugés indispensables à l'heure actuelle.

Un second facteur très important porte sur les conséquences environnementales de l'exploitation de cette ressource. Tout d'abord, le minerai a le désavantage d'être constitué d'éléments radioactifs tels que le thorium ou l'uranium, ce qui impose des mesures de sécurité avancées. Ensuite, l'extraction des terres rares à partir du minerai nécessite l'utilisation de quantités importantes d'eau, d'acides et d'énergie électrique, en particulier lors du raffinage, ainsi que le rejet de métaux lourds. Pour ces raisons, une mine située à Mountain Pass aux Etats-Unis a dû être fermée à la suite de fortes protestations. La situation sanitaire dans la ville de Baotou, en Chine, où se trouve l'une des plus grandes mines de terres rares au monde est rapportée

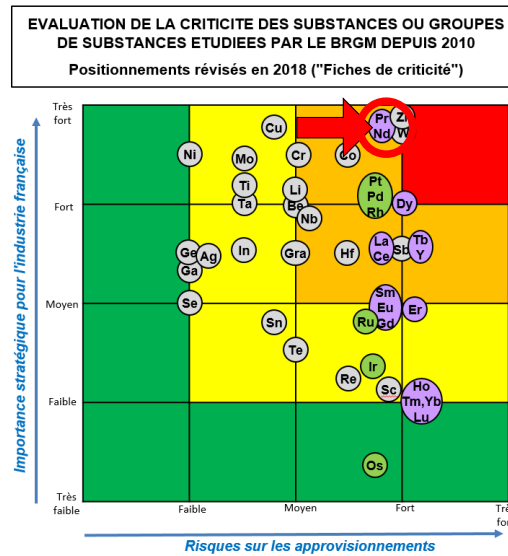


FIGURE 2.15 – Classement de la criticité du Néodyme par rapport à d’autres matériaux critiques (source :BRGM)

comme étant catastrophique avec, entre autres, un taux de cancer et de maladies respiratoires particulièrement élevé. L’eau du Fleuve Jaune y serait très polluée avec un risque de pollution radioactive. Les quantités d’eau polluées sont estimées à 10 millions de tonnes par an. La pollution impliquée par l’extraction des terres rares est un paradoxe environnemental quand on sait que les applications de ces éléments sont souvent en lien avec les problématiques de la transition énergétique comme par exemple les énergies renouvelables ou la mobilité électrique utilisant des machines synchrones à aimant permanent.

Intérêts du MERS spécifique à la MSAP

Comme expliqué précédemment, la MSAP est une machine qui se retrouve principalement sous la forme de petits actionneurs à faible puissance et sous la forme de moteurs ou générateurs à haute puissance volumique de moyenne à forte puissance (de 1kW à 10MW). L’intérêt des aimants est la possibilité de faire des machines compactes et sans balais donc relativement robustes. Un des désavantages bien connu de la MSAP est la complexité de son électronique de commande. Celle-ci nécessite souvent un organe de calcul performant car les variateurs sont utilisés à haute fréquence avec, par exemple une commande vectorielle. Elle nécessite également la présence de capteurs comme par exemple un capteur de position ou un capteur de courant [29].

Or, comme le MERS est un système électronique fonctionnant à basse fréquence (de quelques Hz à quelques kHz) puisque fonctionnant en pleine onde, il peut dans une certaine mesure être utilisé pour commander une MSAP pour la régulation de la puissance ou du couple. Il s’agit d’une version dégradée de la commande vectorielle où puissance active et réactive ne sont pas commandées indépendamment. De plus, la fréquence ne peut être commandée directement et il n’est pas possible de faire de la vitesse variable tout en étant connecté au réseau. Ainsi grâce au MERS, il doit être possible, pour certaines applications, d’obtenir une commande bon marché et robuste ne nécessitant pas la présence de micro contrôleur. Cette idée pour la commande est aussi valable pour la machine à rotor bobiné.

Les machines à aimants présentent un grand intérêt pour des applications où une grande puis-

sance massique est recherchée. Le MERS, en tant que système capable d'augmenter la puissance de la machine pourrait permettre de dépasser les puissances massiques actuelles. Les machines à aimant offrant les meilleurs puissances massiques étant optimisées pour une utilisation sans MERS, les gains du MERS sur celles-ci sont a priori limités. C'est plutôt en dimensionnant une machine en prenant en compte les effets du MERS qu'il est potentiellement possible d'améliorer les performances.

Comme il a été présenté précédemment, Le MERS permet d'apporter des nouveaux degrés de liberté pour le dimensionnement de machines électriques. Un d'entre eux est la valeur de la réactance synchrone qui n'est alors plus contrainte et peut donc être bien plus grande qu'usuellement. Une augmentation de l'inductance signifie un flux statorique plus important à courant donné. Or la puissance d'une machine est égale au produit vectoriel du flux rotorique par le flux statorique [30]. Ainsi, à puissance donnée, une augmentation du flux statorique peut permettre une diminution du flux rotorique. Pour une machine à aimants, une diminution du flux rotorique signifie une excitation plus faible donc une contribution des aimants diminuée. Si la sollicitation des aimants peut être diminuée, alors il doit être possible de diminuer la masse totale d'aimants voire de pouvoir utiliser des matériaux moins performants mais bon marché. Au vu des problématiques autour des terres rares présentées précédemment, cette idée est particulièrement intéressante pour les machines à aimants utilisant des aimants au Néodyme. C'est pour cela qu'un redimensionnement d'une machine utilisant du néodyme est présenté par la suite dans cette thèse.

2.3.3 La machine asynchrone à cage d'écureuil

La machine asynchrone ou à induction à cage d'écureuil est l'une des machines les plus utilisées en particulier dans la motorisation industrielle ou domestique où elle est la plus utilisée. Il s'agit d'une machine bon marché, robuste, et relativement simple à commander si des performances optimales ne sont pas requises. [25]. En effet, une simple alimentation à la fréquence du réseau permet de la faire démarrer. De ce fait, cette machine, à l'origine, a été utilisée bien plus en fonctionnement moteur que générateur, même si depuis l'avènement de l'électronique de puissance, il est possible de trouver des applications en génération par exemple dans les éoliennes ou les centrales hydro-électriques.

La spécificité de la machine à cage d'écureuil est de présenter un circuit rotorique court-circuité sous la forme d'une "cage d'écureuil". L'avantage de cette configuration pour une machine asynchrone par rapport à une machine asynchrone à rotor bobiné est d'avoir un rotor très massif et ne présentant pas de balais, ce qui rend la machine particulièrement robuste et bon marché. Le désavantage est par rapport à la commande et aux performances de la machine par rapport à une machine à rotor bobiné, notamment sur un couple de démarrage plus faible.

La robustesse, le faible coût et le rendement plutôt bon ont fait que la machine à cage est très utilisée dans les applications moteurs dans l'industrie ou le domestique. On la retrouve aussi dans le domaine du transport électrique comme par exemple la voiture électrique ou les premières générations de TGV Atlantiques. Du fait du nombre important de ces moteurs dans le secteur industriel, ils constituent une des charges principales d'énergie réactive. Compenser ces charges est donc un défi majeur.

Intérêt du MERS spécifique à la machine asynchrone

Si des solutions existent aujourd'hui pour compenser l'énergie réactive comme les bancs de condensateurs, les compensateurs synchrones ou certains FACTS, chacun d'entre elles possède des inconvénients qui rendent le MERS intéressant dans ses applications. La compensation d'énergie réactive se fait aujourd'hui essentiellement dans l'industrie et est absente dans le résidentiel, principalement à cause d'un coût d'équipement trop important par rapport au coût de la machine. De plus, aujourd'hui, la puissance réactive représente moins de 10% de la puissance apparente, ce qui ne sur-contraint pas les infrastructures. Une autre raison est que le distributeur d'énergie ne facture pas la consommation en réactif aux particuliers. Elle est seulement facturée sous forme de pénalités aux industriels qui sont grands consommateurs d'énergie réactive comme, par exemple, les sidérurgistes. Ainsi, aucune incitation n'est faite au secteur résidentiel ni aux équipementiers de celui-ci. En réalité, étant donné que la présence d'énergie réactive nécessite des infrastructures plus onéreuses et augmente les pertes en ligne comparativement à s'il elle était absente, le distributeur d'électricité a, en réalité, tout à gagner à réussir à compenser ces charges. De plus, comme il a été expliqué précédemment, il est préférable de compenser les flux d'énergie réactive au plus près des équipements afin d'en limiter la circulation et ainsi d'optimiser les infrastructures et de réduire les pertes. Le MERS, grâce à sa simplicité de mise en œuvre et sa flexibilité, est une solution envisageable pour compenser effectivement la somme des petites charges réactives comme les nombreuses machines asynchrones de faible ou moyenne puissance. Cette compensation est également intéressante pour les systèmes non-connectés aux réseaux pour les mêmes raisons, comme les systèmes embarqués ou îlotés. Ces explications sont valables également pour d'autres types de charge réactive que le moteur à induction à cage d'écureuil. Il s'agit néanmoins de l'une des charges principales en termes de puissance réactive, c'est pourquoi elle a été présentée ici.

Enfin, une dernière fonctionnalité à laquelle on peut penser est le dimensionnement d'une machine asynchrone à cage avec MERS dans le but de réduire le courant de démarrage. Ce courant qui peut atteindre 5 à 10 fois le courant nominal est dû à l'absence de force contre-électromotrice. Ce courant peut être néfaste à la fois pour le moteur mais aussi pour les équipements associés [31]. En effet, le MERS, en tant que source de tension commandable, est capable de contrôler la tension aux bornes de la machine et ainsi de limiter le courant.

Les solutions classiques pour résoudre ce problème sont relativement statiques, que ce soit de jouer sur le couplage de la machine ou d'ajouter des éléments en série. Cela peut avoir pour conséquences de créer des instabilités qu'il convient de maîtriser. Une méthode plus évoluée consiste à utiliser un gradateur permettant également la variation de vitesse [32]. Ce système simple de conception permet une utilisation dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse. Du fait de la dégradation du rendement engendrée par la pollution harmonique, ce système est limité aux faibles puissances et ne permet qu'une faible variation de vitesse de l'ordre de 10% autour de la vitesse nominale.

Le MERS pourrait être utilisé dans le même esprit que le gradateur [33]. Pour vérifier s'il présente un intérêt, il faudrait comparer le taux de distorsion harmonique avec celui du gradateur potentiellement plus mauvais. Dans ce cas, le MERS pourrait permettre d'étendre la plage de fonctionnement de la machine et d'utiliser la technique pour de machines de plus forte puissance. Un intérêt que peut présenter le MERS par rapport au gradateur est de pouvoir servir de source

locale d'énergie réactive ce qui peut permettre d'optimiser l'encombrement de l'ensemble.

2.3.4 La Machine à Reluctance Variable (MRV)

La machine à reluctance variable est, comme son nom l'indique, une machine qui joue sur des variations du circuit magnétique de la machine pour réaliser la conversion électro-mécanique [34]. Pour cela, le rotor de la machine composé uniquement de matériaux magnétiques doux présente des saillances. Dans le cas d'un fonctionnement moteur, en fonction des enroulements alimentés, le rotor va s'orienter de façon à minimiser l'énergie magnétique contenue dans le circuit (entrefer minimisé). En changeant successivement les phases alimentées, le rotor va s'aligner dans l'axe des différentes phases et ainsi avoir un mouvement de rotation. La reluctance du circuit magnétique varie donc en fonction de l'angle de rotation du rotor noté θ . Le couple de la machine est dû à la variation d'inductance propre ou mutuelle de la machine (il est peu fréquent de trouver une machine dont le couple est créé à la fois par l'inductance propre et mutuelle). La force magnétomotrice (FMM) créée par le courant circulant dans les enroulements doit être appliquée en fonction de l'angle du rotor. Dans le cas de la machine à commutation, l'alimentation a une nature différente des machines synchrone ou asynchrone. L'alimentation de la machine ne se fait pas à fréquence fixe car calée par rapport à la position et non pas par rapport à la vitesse. Il existe deux types d'architectures de MRV représentées sur la figure 2.16. Il y a d'une part, la machine présentant des saillances géométriques (A) et d'autre part la machine à barrière de flux (B) présentant des couches de matériaux non ferromagnétique. Le couple de la machine à pôles saillants est proportionnel à la valeur de l'inductance. Pour augmenter cette valeur, la machine à barrière de flux consiste en une augmentation de l'angle d'ouverture du rotor. Parfois il existe des machines où les barrières de flux sont composées d'aimants permanents pour aider à concentrer le flux. On parle alors de machine synchro-reluctante assistée d'aimants permanents.

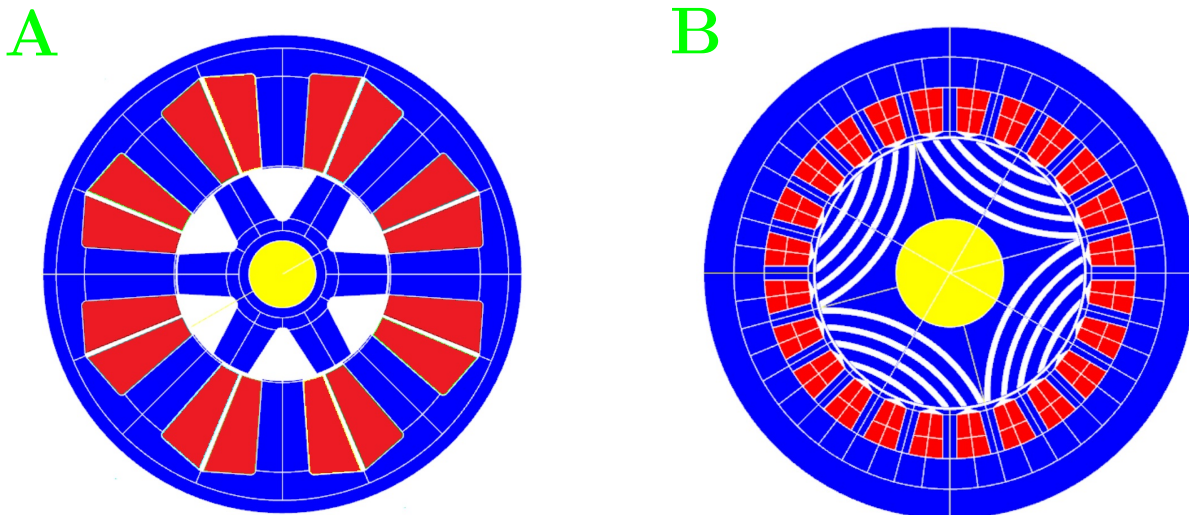


FIGURE 2.16 – Exemple d'architecture de MRV : A machine à rotor saillant, B machine à barrière de flux

Vis à vis de la commande, il est également possible de diviser l'ensemble des machines reluctantes en deux parties. Il y a d'une part la machine à commutations et d'autre part les machines polyphasées sinusoïdales dites "Vernier". La machine Vernier se distingue de la machine à commutation par une force magnétomotrice sinusoïdale[24]. La double saillance du rotor et du stator est essentielle au fonctionnement de la machine Vernier.

Intérêt du MERS pour la machine à reluctance variable

Le cas de la machine à commutation est un cas particulier pour l'utilisation du MERS. En effet, la tension appliquée à la machine n'est pas de nature sinusoïdale. Les formes d'onde induites par le MERS de même que sa commande ne sont donc pas les mêmes. Si la structure reste la même, les formes d'ondes appliquées sont tellement différentes qu'il est envisageable de le considérer comme une nouvelle structure. Qui plus est, l'analogie de réactance variable de nature capacitive n'est plus possible ici. Dans ce cas, le MERS est pensé autrement dans ses utilisations et son intérêt. La démarche adoptée a été de repartir des différents chemins de courant existants. On rappelle que le MERS est un dispositif capable de connecter une capacité en série dans un sens ou l'autre, ou de rester transparent vis à vis du circuit quand la capacité est by-passée. Ces configurations dépendent à la fois des interrupteurs commandés et du signe de la tension à ses bornes et du courant.

D'un point de vue de l'automatique, la fonction de transfert ayant pour sortie le courant et pour entrée la tension appliquée à la machine est une fonction du premier ordre. La nature très inductive de la MRV fait que le retard est souvent assez élevé. Ainsi le régime permanent du courant met un certain temps à s'établir.

Dans une MRV, on cherche à contrôler la FMM en fonction de la position du rotor et cette FMM, par la loi d'Ampère, dépend directement du courant. Or la variable qui est réellement commandée est la tension en sortie de l'onduleur. Une des solutions souvent adoptée pour pallier à ce problème de retard pour la commande, est d'anticiper le retard du courant en commandant l'onduleur légèrement plus tôt. Si cela résout le problème pour la commande, il reste néanmoins un inconvénient. Le fait que le courant ne s'établisse pas instantanément à la commande de l'onduleur ne permet pas une transmission de la puissance optimale. Pour cette raison, la MRV est souvent critiquée pour être une machine avec un mauvais facteur de puissance.

Grâce à un système de type MERS, il doit être possible d'augmenter la dynamique de montée en courant localement sans trop déformer les formes d'ondes et provoquer des surtensions ou des surintensités dans la machine.

Vis à vis du dimensionnement, de manière analogue à la machine synchrone, l'utilisation du MERS peut permettre d'ouvrir de nouveaux degrés de liberté en permettant à l'inductance des enroulements de prendre des valeurs plus grandes qu'habituellement comme pour la machine synchrone. Le retard causé par une grande inductance pourra être compensé par le MERS. Il reste à définir à quoi ce nouveau degré de liberté peut servir dans le dimensionnement des machines à reluctance variable.

Une des premières idées trouvées porte sur l'ondulation de couple. Celle-ci est un autre des problèmes majeurs de la MRV car il peut être assez conséquent. Celles-ci viennent directement de la présence des saillances dans la machine. Or la saillance est également nécessaire à la création de couple. En diminuant la saillance, on diminue alors à la fois l'ondulation de couple mais aussi directement l'amplitude du couple. Celle-ci pourrait toutefois être compensée par une inductance des enroulements plus élevée. Le MERS pourrait donc dans une certaine mesure permettre la création de MRV aux ondulations de couples réduites.

2.4 Des architectures dérivées

2.4.1 le SVC-MERS

Le MERS peut également être utilisé en parallèle à la manière d'un SVC (figure (2.17)). Utilisé ainsi, ses applicatifs sont analogues aux FACTS et plus particulièrement aux STATCOM [35][13][16]. Le MERS est commandé de la même manière qu'en série. Une inductance est connectée en série afin d'avoir le couple LC nécessaire au fonctionnement du MERS. De plus, lors des commutations, la capacité doit être connectée en série avec une source de courant, ce que permet l'inductance.

Utilisé ainsi, le SVC-MERS est à comparer aux autres FACTS correspondants. Il y a deux avantages principaux au MERS par rapport à d'autres architectures de SVC. Tout d'abord, la commande est en pleine onde à la différence d'autres systèmes comme les STATCOM qui sont commandés en MLI. Ainsi, la commande nécessite une technologie plus lente et donc possiblement moins chère et plus robuste que des architectures commandées en MLI. Le second avantage est que, comme il a été vu dans la partie sur le MERS série, le MERS peut mettre le courant plus en avance de phase que ce que peut faire la capacité seule, ce qui n'est pas le cas des autres architectures. Celles-ci pourront au mieux faire comme la capacité. Ainsi, il est possible de réduire le dimensionnement de la capacité par rapport à un STATCOM classique. Il est même possible d'émuler une inductance avec le MERS. LE SVC-MERS peut cependant également être utilisé avec une commande MLI pour limiter le taux d'ondulations [16]. Dans ce cas, l'avantage recherché est la diminution de la capacité.

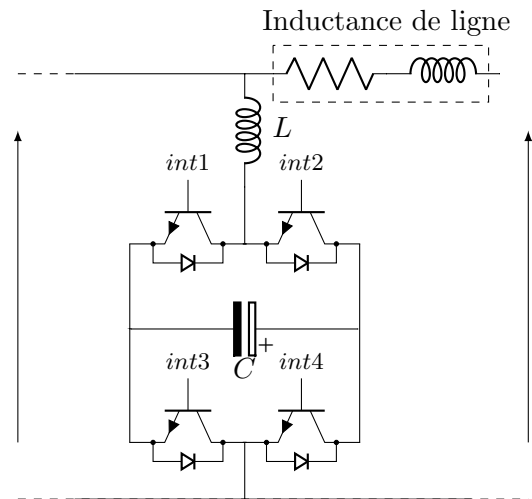


FIGURE 2.17 – SVC-MERS : MERS en parallèle

FIGURE 2.18 – Formes d'onde SVC-MERS

Application

Puisque le SVC-MERS est proche de STATCOM, son domaine d'application est donc le réseau et notamment le smart-grid. Par exemple, Le SVC-MERS permet le contrôle commande du réseau de distribution pour assurer sa stabilité.

2.4.2 le MERS dual

La structure duale du MERS est présentée sur la figure (2.19). La capacité est naturellement remplacée par une inductance et il s'applique aux sources et charges de nature capacitive [16]. Les règles classiques de dualité sont utilisées. Ainsi, le MERS Dual nécessite des transistors plus exotiques que le MERS capacitif puisqu'ils doivent être bi-directionnels en tension et mono-directionnels en courant. Ce type de fonctionnement peut, par exemple, être assuré par une diode mise en série comme représenté sur le circuit. Pour une dualité complète, le système doit être utilisé en parallèle d'une source de courant pour avoir une utilisation analogue au MERS série (Fig. 2.20). Dans cette configuration les formes d'onde sont inversées entre tension et courant. La configuration en parallèle a l'avantage de ne pas ouvrir le circuit si un des composants ne fonctionne plus à la différence du MERS série. La fiabilité est donc meilleure pour ce système car un mode de fonctionnement dégradé existe qui revient au circuit sans MERS dual.

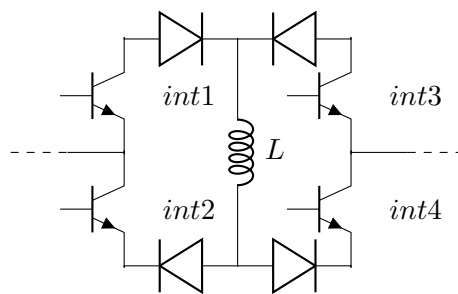


FIGURE 2.19 – Architecture du MERS dual

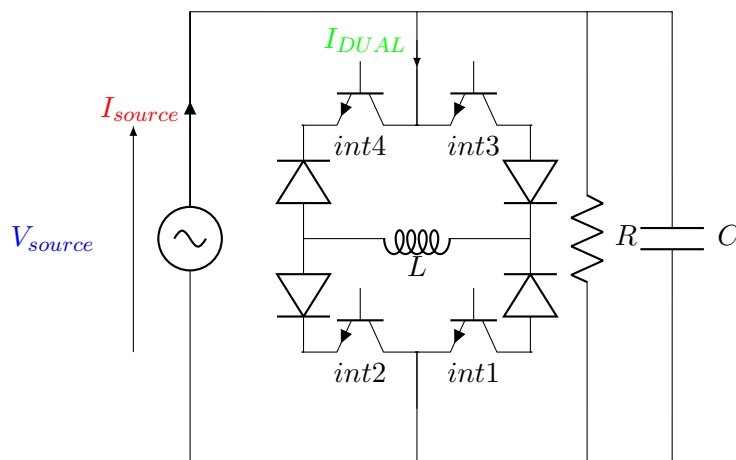


FIGURE 2.20 – Utilisation du MERS dual en parallèle d'une source de courant

La figure (2.21) montre un exemple de formes d'onde du dual pour le circuit de la figure (2.20). Les formes d'onde sont très similaires, en dualité, des formes d'onde du MERS série. Ainsi, tout comme le MERS série, le dual en parallèle est capable de faire varier la phase entre la tension et le courant de la source. Dans ce cas, le dual est réglé de sorte que le courant de la source soit en retard par rapport à la tension. L'ensemble DUAL+charge capacitive est donc vu, pour ce point de fonctionnement, comme une charge de nature inductive. Un autre réglage pourra permettre que le système soit équivalent à une charge purement résistive. La charge est alors neutre d'un point de vue réactif. De la même manière que le MERS série, il est possible de sous-dimensionner la valeur de l'inductance par rapport à une compensation avec un banc d'inductance. Ce sous dimensionnement aura pour effet de dégrader le taux de distorsion harmonique de la tension.

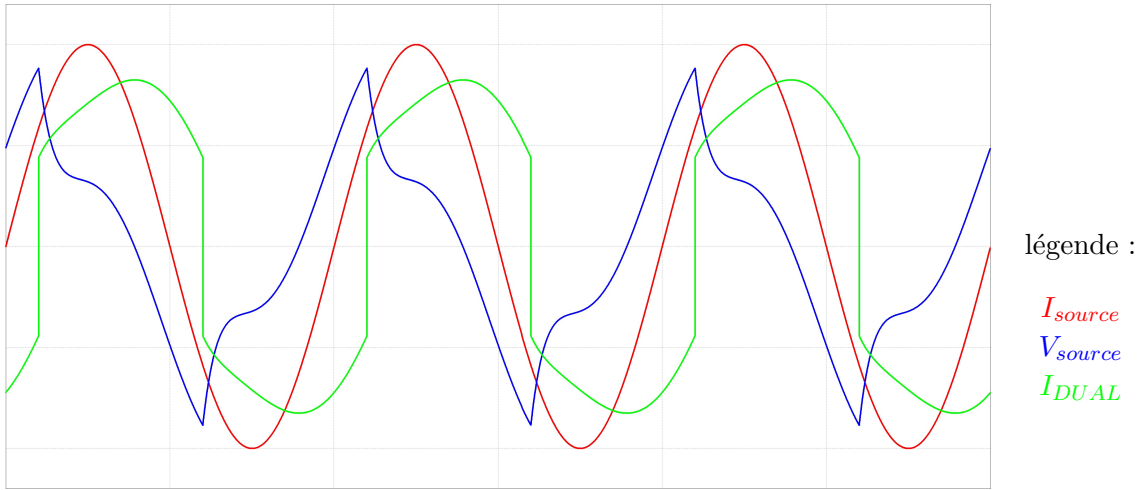


FIGURE 2.21 – Formes d’onde du MERS dual dans le contexte circuit de la figure (2.20)

Application

Le MERS dual est destiné aux sources et charges de nature capacitive. Celles-ci sont beaucoup moins répandues que celles de nature inductive. On peut toutefois citer tous les dispositifs utilisant la piézoélectricité. Par exemple, les actionneurs piézoélectriques ou encore les sonars. Ces types de dispositifs sont connus pour avoir un mauvais facteur de puissance. On retrouve typiquement des facteurs de puissance de l’ordre de 0.6[36]. De ce fait, l’alimentation nécessaire pour les alimenter est souvent largement sur dimensionnée par rapport à la puissance nécessaire. Un des principaux applicatifs possible de l’architecture dual du MERS est justement de servir d’intermédiaire entre ce type de charge et la source afin de diminuer la taille de l’alimentation [37]. De plus, la commande pleine onde du MERS permet d’atteindre aisément la dizaine ou la centaine de kHz nécessaire à l’alimentation des actionneurs piézoélectriques. Ce type d’application est intéressant car, par exemple, les actionneurs piézoélectriques ont l’avantage de pouvoir développer un fort couple malgré leur petite taille. Le faible encombrement est donc un des principaux critères d’utilisation comme par exemple dans des systèmes embarqués. L’encombrement de l’alimentation est donc un inconvénient majeur qui dissuade, aujourd’hui, l’utilisation des actionneurs piézoélectriques dans certaines applications notamment embarquées ou à plus forte puissance.

2.4.3 Le MERS inductif série

Jusqu’à présent, le fonctionnement du DUAL a été montré de manière duale au MERS série. Pour cela, il est connecté en parallèle d’une source de courant et d’une charge capacitive. Néanmoins, les sources sont plus souvent de tension que de courant. Il est donc intéressant de voir si le dual peut être utilisé avec une source de tension.

Si la source est remplacée par une source de tension dans le circuit de la figure (2.20), alors le MERS n’a plus d’effet sur la charge. Il y a en effet deux mailles indépendantes l’une de l’autre. Pour que le DUAL ait un impact, il faut donc nécessairement le mettre en série (figure (2.22)). Le fonctionnement reste analogue au MERS série mais les formes d’onde obtenues sont différentes. Un exemple de formes d’ondes est donné sur la figure (2.23). Dans ce cas, c’est directement le courant qui est en mode DC-offset ou discontinu. Dans le cas illustré ci-dessous, il s’agit du mode discontinu avec les temps de by-pass caractéristiques. Dans cet exemple, tension et courant de la

source sont quasiment en phase. Le MERS dual est réglé de telle manière que l'ensemble charge capacitive et DUAL soit équivalent à une charge résistive du point de vue de la source.

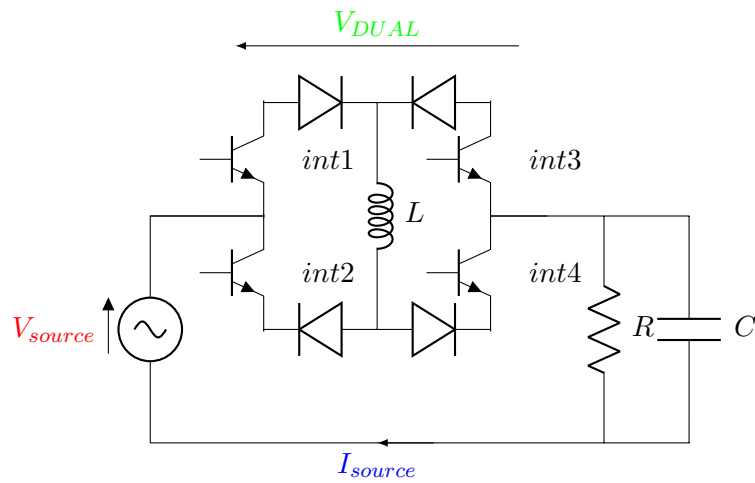


FIGURE 2.22 – Dual mis en série d'une source de tension

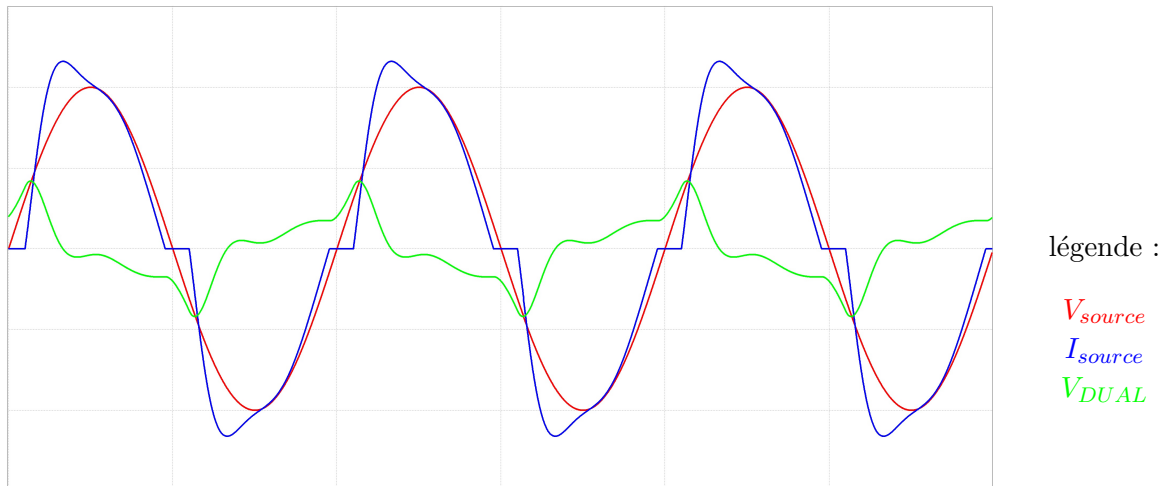


FIGURE 2.23 – Formes d'onde du MERS dual en série

2.5 Conclusion partielle

Dans ce chapitre, il a été vu que définir un terme de réactance (noté X_{MERS}) peut être discuté en général car le fonctionnement même du MERS apporte un contenu harmonique. La notion de réactance n'est donc pas rigoureuse. La seule manière de définir une réactance est en raisonnant sur les termes fondamentaux des tensions et courants dans le système. Or, comme il a été expliqué précédemment et comme il sera montré par la suite, les aspects non-linéaires créateurs d'harmoniques du MERS sont à l'origine même de son fonctionnement et de ses performances. Il n'est donc pas possible de les négliger sans quoi une modélisation ou une commande fidèle du système n'est pas possible. Cependant, cette notion de réactance commandable reste une bonne analogie pour comprendre ce dont est capable le MERS même si pousser l'analogie trop loin peut mener à de fausses idées ou à une fausse représentation.

Le MERS est donc une architecture d'électronique de puissance non-conventionnelle utilisant le comportement transitoire d'éléments réactifs (capacité ou inductance) à l'aide de commutations impliquées par des éléments semi-conducteurs pour agir sur le comportement de système alternatif en régime permanent. Afin de mieux comprendre et appréhender ce type de système une bonne méthode peut être de comparer ce système par rapport à des systèmes existants proches.

Tout d'abord, il a déjà été mis en lumière que ce qui différencie un système comme le MERS des autres architectures classiques d'électronique de puissance est la méthode générale d'étude, de modélisation et de commande qui ne peut pas passer par une étape de linéarisation tant la prise en compte des phénomènes non-linéaires est primordiale.

Le MERS est toutefois similaire à certaines architectures que ce soit au niveau du contexte d'utilisation ou des applications visées. Tout d'abord, le MERS n'est pas un système faisant interface entre un circuit alternatif et un circuit continu. Il s'agit d'un système s'intégrant dans un circuit alternatif. Ainsi, le MERS est à rapprocher de certaines structures comme les convertisseurs matriciels type cycloconvertisseurs, dans le sens où il réalise une conversion de type AC/AC.

Néanmoins de part son architecture, le MERS est en certains points semblable aux convertisseurs modulaires multiniveaux. La commande est néanmoins très différente puisque dans ces derniers cas, la tension aux bornes des capacités est asservie pour rester constante.

Enfin, du point de vue de l'utilisation, le MERS semble très proche des structures FACTS au point où il est possible de le classer parmi elles. Il s'agit des systèmes ayant des comportements les plus proches du MERS.

Parmi les différentes applications évoquées du MERS, l'une des plus prometteuses porte sur le dimensionnement ou le re-dimensionnement des machines électriques en prenant en compte les effets du MERS sur la machine, par exemple en terme de puissance ou de facteur de puissance. Avant de pouvoir dimensionner, une étape de modélisation est nécessaire. La prochaine partie vise à présenter un modèle originale d'une machine avec MERS.

Chapitre 3

Modélisation du système

3.1 Introduction du chapitre

Dans le chapitre précédent, il a été mis en lumière la diversité des potentialités du MERS. Si une littérature non-négligeable existe, la technique reste encore mal documentée vis à vis des démarches de modélisation et de dimensionnement des dispositifs. Un des objectifs de la thèse est donc d'améliorer nos connaissances sur ces techniques au-delà de ce qu'a pu nous fournir nos recherches bibliographiques.

De plus, nous avons trouvé des applications inédites aux machines électriques relatifs à plusieurs architectures que nous avons voulu développer tout au long de cette thèse. Parmi elles, une des principales est le dimensionnement d'une machine en prenant en compte les degrés de libertés offerts par le MERS. Cependant, en fonction de la machine et de l'application ou des objectifs visés, la conception de la machine peut mener à des compromis très différents. Un autre objectif de la thèse est donc d'arriver à dimensionner une machine sur un cas choisi.

Pour mener à bien ces deux objectifs principaux, il est nécessaire de modéliser le système de manière global intégrant la machine et le MERS. Or la diversité des méthodes de modélisation de système d'électronique de puissance et de machines électriques est très grande. Chacune de ces méthodes de modélisation existe pour remplir un rôle précis.

Ce chapitre propose donc, dans un premier temps, d'exposer les enjeux du choix du modèle système et de justifier le mieux adapté pour ces travaux. Dans un second temps, le modèle spécifique du MERS et les problématiques associées sont exposées.

3.2 Les phases de la conception et choix des modèles associés

3.2.1 Les enjeux des différentes phases de conception

La conception et le dimensionnement de système en génie électrique n'est pas un processus qui se fait en une seule fois. Il s'agit d'une succession de phases de dimensionnements et d'affinement des objectifs et du cahier des charges (Cdc). Parmi les différentes étapes, on peut distinguer celles appartenant au pré-dimensionnement, ayant pour but de dégrossir en se concentrant sur le système dans sa globalité et des étapes de dimensionnements ayant pour but de trouver chacune des caractéristiques finales du système.

Durant les étapes de pré-dimensionnement, un large spectre de possibilités est étudié afin de trouver le plus adéquat. Si lors de la conception du système, les étapes de pré-dimensionnement occupent généralement une faible part de l'étude en temps et en investissement allouée, il s'agit néanmoins de la phase ayant le plus d'impacts sur le système final [38]. Les modèles jugés les mieux adaptés au pré-dimensionnement sont appelés modèles "systèmes" ou macroscopiques [39]. Ces modèles ont la particularité de prendre en compte le système de manière global et synthétique sans rentrer dans les détails de l'architecture. L'utilisation de modèles simples permet de tester rapidement différentes alternatives technologiques ; néanmoins la prise en compte de certains systèmes innovants peut être limitée sans la prise en compte des phénomènes physiques associés développés dans des modèles plus fins. A l'inverse, pour les étapes plus fines de dimensionnement, on préférera utiliser des modèles dit "composants" ou microscopiques qui sont bien plus précis dans leur prise en compte de phénomènes physiques ou de la géométrie [39].

D'une manière générale, l'utilisation d'un modèle plus fin nécessite d'avoir une connaissance plus fine du système due à l'augmentation du nombre de paramètres. Or, ces paramètres nécessitent, d'une part une connaissance plus fine des composants ou matériaux utilisés, qui ne sont pas toujours donnés par les fabricants, mais surtout une connaissance plus fine des objectifs et du cahier des charges. Enfin, l'augmentation de la finesse rend l'utilisation du modèle plus coûteuse en calculs mais également plus complexe dans l'analyse des résultats [40]. Néanmoins, les modèles systèmes nécessitent également un haut niveau d'expertise car il faut pouvoir faire preuve d'un recul nécessaire afin d'avoir une vue d'ensemble.

Comme au début d'un projet, le problème est encore mal connu, le cahier des charges reste vague. Seul les objectifs et contraintes principaux sont accessibles. Il est alors inutile d'employer un modèle trop fin qui implique potentiellement l'introduction de beaucoup de paramètres car cela demande de fixer arbitrairement ces paramètres qui sont encore inconnus. Le risque est alors un cumul d'erreurs de dimensionnements ou de conception non-optimale.

Ainsi, pour chaque phase de dimensionnement, il existe une finesse de modélisation la mieux adaptée permettant de minimiser les erreurs. Ainsi, au delà du compromis coûts de calculs/finesse, le concepteur doit également faire attention à la précision du modèle évitant un cumul d'erreur trop important. Au cours de la conception d'un système, il est donc préférable de faire évoluer la finesse du modèle au plus juste en fonction de l'évolution des objectifs de simulations. Le but étant d'obtenir le modèle le moins gourmand en ressource mais vérifiant les bons critères de validité. Il faut également savoir prendre en compte l'évolution des coûts de calculs d'un modèle en fonction de sa finesse qui n'est pas linéaire ou même continue. Mal-

heureusement, le choix du modèle reste encore aujourd'hui peu formalisé et nécessite avant tout d'avoir une bonne expérience des modèles et des techniques associées.

Sous réserve que le modèle est bien utilisé dans son domaine de validité, les erreurs d'un modèle peuvent avoir trois origines :

- l'erreur due au biais du modèle. Cela peut être la formulation mathématique dans le cas d'un modèle analytique ou le raffinement du maillage pour un modèle éléments finis.
- l'erreur due aux incertitudes des entrées. Les incertitudes sur les entrées sont directement liées aux connaissances disponibles dans le cahier des charges.
- l'erreur due aux calculs numériques

Cette dernière source d'erreurs est négligée par la suite car nous partons de l'hypothèse qu'elle peut être maîtrisée. L'erreur globale est donc résumée à la somme des erreurs dues aux incertitudes des entrées et au biais du modèle. Cela est résumé dans la figure (3.1). On peut voir que si le biais du modèle diminue à mesure qu'il est affiné, l'erreur due aux incertitudes des entrées augmente. En négligeant le coût des calculs, il y a donc un finesse optimale non-infinie permettant de minimiser l'erreur globale. Au fur et à mesure des étapes de dimensionnements les incertitudes sur le cahier des charges diminuent. Cela a pour conséquence de déplacer la finesse optimale vers un meilleur point.

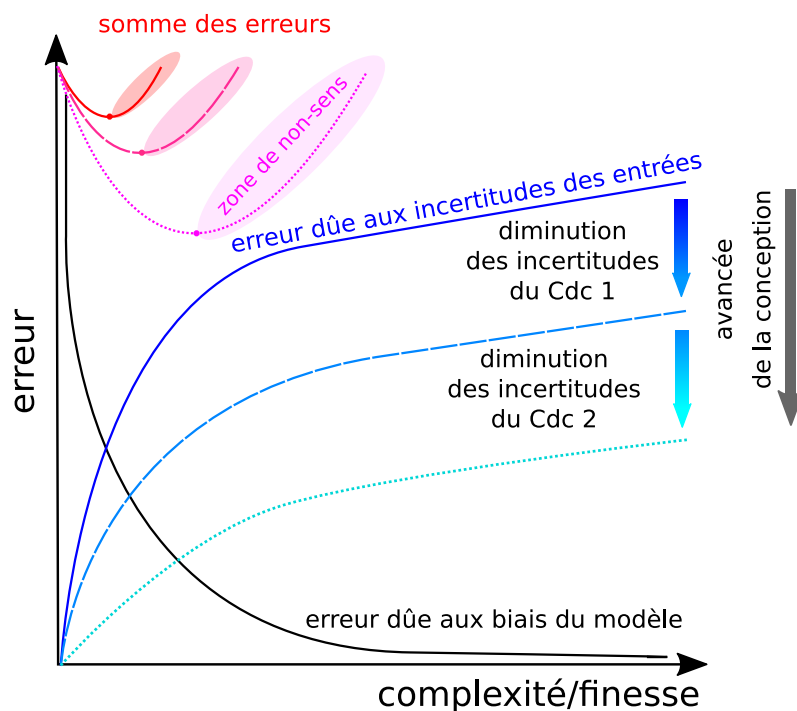


FIGURE 3.1 – Evolution de l'erreur du modèle en fonction de sa complexité et de l'avancement de la conception

3.2.2 Différents types de modèle pour différents usages

Les modèles ne sont pas tous de même nature. Actuellement, trois grandes familles de modèles existent :

- les modèles analytiques, qui sont décrits par des fonctions mathématiques

- les modèles éléments-finis, utilisant une discrétisation de l'espace et du temps
- les modèles semi-analytiques adoptant une approche hybride entre les deux familles précédentes

Ces différentes familles proposent des méthodes de modélisation très différentes entre elles et ne s'utilisent pas de la même façon ni pour les mêmes objectifs.

Les modèles analytiques sont des modèles simples à mettre en œuvre et flexible car directement décrit par des équations. Ils peuvent être directs ou indirects. Ils demandent un coût de calculs très faibles par rapport aux autres méthodes surtout lorsque aucune méthode numérique de résolution n'est nécessaire comme par exemple la résolution numérique d'équation analytique implicite. Ce sont également des modèles pouvant être facilement multi-physique et le calcul des dérivées est en principe simple et dans de nombreux cas exacts (calcul direct).

Néanmoins, si l'utilisation du modèle est simple sa construction est à l'inverse complexe et très longue et devient rapidement très difficile puis impossible à mettre en place à mesure que le système se complexifie (géométrie plus élaborée, prise en compte de phénomènes physiques couplés ou plus complexes) et nécessite, de plus, une connaissance experte pour être mis en place. Enfin ces modèles font souvent appel à des modèles mathématiques identifiées à partir d'essais expérimentaux lorsque la physique devient très complexe, comme par exemple, dans la famille des modèles de calcul des pertes Fer, le modèle de Bertotti ou de Jiles Atherton. Cela rend le recalage du modèle à partir de mesures expérimentales très long à mettre en œuvre. Le modèle perd aussi en flexibilité. De plus, il est souvent complexe de réutiliser un modèle issue de la littérature dans un contexte différent de celui présenté, par exemple à cause d'hypothèses manquantes, ce qui nécessite un long travail d'appropriation. Enfin, la résolution de modèle analytique non-linéaire le rend fortement dépendant aux conditions initiales [41].

Tout comme les modèles analytiques, les modèles éléments finis sont flexibles et permettent de prendre en compte des phénomènes physiques fortement couplés. Ce sont des modèles directs uniquement. Le coût de calcul dépend directement de la précision voulue et du nombre de phénomènes physiques pris en compte. En génie électrique, ce type de modèle est majoritairement utilisé pour le calcul de grandeurs électromagnétiques et thermiques locales dans un système. Cependant, un circuit électrique peut être ajouté pour calculer numériquement des grandeurs électriques. Pour utiliser ces méthodes, les conditions aux limites du domaines de résolution sont nécessaires. Les calculs sont fait à l'intérieur du domaine sur un nombre discret de points décrivant un maillage. Ainsi la précision des calculs dépend du raffinement du maillage, autrement dit, du nombre de points mais également du logiciel et de la formulation adoptée [41]. Elle est donc potentiellement très grande mais pas infinie. Ainsi, l'utilisateur doit s'assurer que la dispersion quantifiable des calculs est inférieure à la précision des mesures expérimentales. On notera aussi que le choix du maillage relève d'un véritable savoir-faire même s'il existe des notions théoriques [42].

Ces modèles sont difficilement utilisables en optimisation car le calcul des dérivées des fonctions objectifs et des contraintes est longue et complexe. De plus, l'origine de la dispersion des résultats est parfois difficile à analyser car elle peut provenir, par exemple tant d'une variation géométrique que du remaillage du domaine.

Un autre avantage de ce type de méthode est qu'il est plus ou moins directement utilisable par un expert en conception, lui épargnant des phases souvent laborieuses de programmation et les problématiques associées. De plus, comme les modèles sont également déjà programmés dans les logiciels, il est possible de simuler très rapidement le comportement d'un système sans avoir à penser le modèle au préalable. Cependant, pour le dimensionnement, et en particulier pour le pré-dimensionnement, ce type de calcul peut devenir limitatif, voire rédhibitoire. En effet, comme chaque point de simulation est éventuellement gourmand en ressources informatiques, en général, seule la prise en compte de l'influence de quelques paramètres du modèle peut être envisagée. Ainsi, l'utilisation de telles simulations suppose généralement que le dimensionnement soit déjà à un stade avancé.

Enfin les modèles semi-analytiques, basés sur des réseaux d'éléments discrets proposent une approche hybride entre les modèles analytiques et éléments finis. La philosophie générale est de calculer des grandeurs analytiquement sur un ensemble discret d'éléments représentant le système physique. On peut ainsi représenter un circuit magnétique par un réseau de réluctance ou un système électrotechnique par un circuit électrique équivalent. Chacun des éléments peut être décrit analytiquement par les paramètres d'entrées du système. Ainsi cette famille de modèle est semblable aux modèles éléments finis par la description en éléments discrets. Ainsi, la précision du modèle est directement lié au nombre d'éléments. Les modèles semi-analytiques sont aussi très proches des modèles analytiques. Ainsi, parmi les avantages, les temps de calculs sont réduits et le calculs des dérivées est relativement simple. Il s'agit de modèles uniquement directs. S'il permet de donner une grandeur magnétique globale, il n'est cependant pas possible d'avoir la vision locale qu'offre un modèle éléments finis.

Ainsi, pour la modélisation de systèmes complexes, chaque modèle répond à un compromis entre erreur et temps de calcul. Ce compromis est résumé sur la figure (3.2) issu de [41]. La figure représente un front de Pareto des modèles pour le compromis entre complexité et erreur. On retrouve les trois familles de modèle. Si les types de modèle à l'intérieur des familles "modèle analytique" et "modèles éléments finis" (comme par exemple modèle de dimensionnement dans modèles analytiques) sont classés les type de modèles de la famille semi-analytique sont positionnées aléatoirement.

Ainsi d'une manière générale, on retrouve d'un côté les modèles analytiques, permettant de modéliser simplement et rapidement un modèle avec une erreur plus importante et de l'autre les modèles éléments finis permettant d'avoir des résultats précis avec un temps de calcul comparativement aux modèles analytiques plus long.

Les modèles peuvent être directs ou indirects. On parle de modèle direct lorsqu'on obtient les performances d'un systèmes à partir de ses paramètres physiques et géométriques et de modèle indirect lorsque c'est l'inverse. Dans ces travaux, nous cherchons à faire de la conception, donc d'obtenir les paramètres du système à partir des performances désirées décrites dans le cahier des charges. Il s'agit donc d'un problème inverse. Pour résoudre ce problème, il est possible d'utiliser un modèle direct ou indirect.

Le modèle indirect est capable de donner, paradoxalement, directement les paramètres. Néanmoins il y a rarement unicité des résultats ce qui rend la résolution complexe. A l'inverse les modèles directs nécessitent une résolution itérative où un jeu de paramètres d'entrées

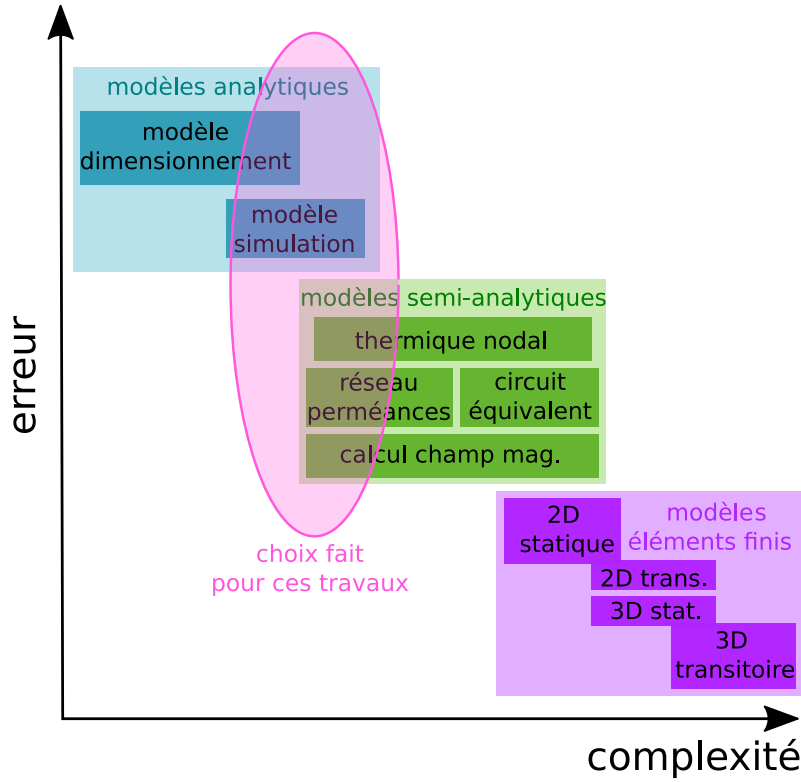


FIGURE 3.2 – Front de Pareto des types de modèles en fonction de l’erreur et de la complexité [41]

est déduit à partir des performances calculées lors de l’itération précédente. Cela peut être fait avec le savoir faire d’un expert en conception ou par un algorithme d’optimisation [43].

Le principe d’une optimisation est d’utiliser des algorithmes qui vont chercher une solution optimale à un problème donné. Ce problème est constitué d’une fonction objectif décrite par le modèle dont le but est de trouver un minimum (ou un maximum qui peut se retraduire en minimum : $max(x) = -min(-x)$). A cette fonction objectif, des contraintes sont ajoutées et forment le problème d’optimisation. De cette manière, un cahier des charges à respecter peut entièrement être traduit en problème d’optimisation. Mathématiquement, un problème d’optimisation est décrit par :

$$\left\{ \begin{array}{ll} Min(f_a(X)) & (X = (X_i)_{i=1..N}, a = 1..A) \quad (a) \\ X_{min_i} \leq X_i \leq X_{max_i} & 1 \leq i \leq n \quad (b) \\ g_j(X) = 0 & j = 1..L \quad (c) \\ h_k(X) \leq 0 & k = 1..M \quad (d) \end{array} \right. \quad (3.1)$$

Avec,

- (a) : le critères de minimisation des A fonctions objectifs f_a ; X est un vecteur contenant les N variables du problèmes X_i qui sont indépendamment des entrées ou des sorties
- (b) : X_{min_i} et X_{max_i} les bornes de la variable X_i
- (c) : Les L contraintes d’égalité g_j
- (d) : Les M contraintes d’inégalités h_k

L'intérêt principal d'un dimensionnement par optimisation est que le dimensionnement trouvé satisfait les contraintes du cahier des charges tout en minimisant ou maximisant l'objectif. Cette méthode est donc capable de trouver le dimensionnement optimal sous réserve que le problème d'optimisation soit bien posé. Un autre avantage est que si le modèle est bien formulé et qu'on a à disposition suffisamment de ressources informatiques, l'algorithme d'optimisation trouvera une solution pour peu qu'elle existe. Cette méthode est donc adaptée au dimensionnement de tout systèmes complexes qui peuvent être modélisés. Toutefois, cette méthode a également des désavantages. Tout d'abord, l'algorithme converge vers la solution suivant une logique purement mathématique. Ainsi, une fois l'optimisation terminée, aucune information n'est donnée sur les raisons d'une convergence en un point précis. Il est donc parfois compliqué de comprendre les raisons physiques qui ont mené à cette convergence. Si des analyses de sensibilités peuvent permettre d'avoir des connaissances globales et locales sur l'évolution des variables, cette méthode agit comme une "boîte noire" et ne permet pas, ou difficilement, de prédire le dimensionnement du système. Une étude ultérieure est nécessaire pour cela, ce qui n'est pas optimal. Toutefois ce désavantage est à relativiser. En effet, la complexité des modèles des systèmes à dimensionner rend souvent l'analyse directe du système impossible à mettre en œuvre [44]. La nécessité de trouver les contraintes de l'espace de recherche représente un autre désavantage tant la tâche peut être complexe et demande de l'expertise.

Une difficulté majeure réside dans la non-unicité des solutions d'où l'intérêt de limiter a priori le nombre de paramètres. Ainsi, on reboucle avec la problématique de la sous-partie précédente où il a été démontré la nécessité de limiter la finesse d'un modèle.

3.3 Spécifications du modèle

3.3.1 Un modèle analytique pour du pré-dimensionnement en phase d'esquisse

Maintenant que la philosophie de choix du modèle et que les grandes familles ont été présentées, il reste à choisir le meilleur compromis pour cette étude. Au préalable, il est important de rappeler les objectifs puis d'en déduire quel type de modèle du MERS est nécessaire et le plus approprié pour les remplir.

Nous cherchons ici à évaluer l'influence d'une technique de conversion non-linéaire, ici le MERS, sur le dimensionnement d'une machine. Il s'agit donc d'un problème inverse où nous cherchons à retrouver les paramètres d'entrées du système à partir des performances. Comme il a été présenté précédemment, ce problème peut être résolu soit par un modèle direct, soit par un modèle indirect. Pour sa simplicité de mise en œuvre et la possibilité d'utiliser n'importe quelle famille de modèle, nous avons choisi une formulation directe du modèle. Pour résoudre, il nous faut donc trouver une méthode de dimensionnement à partir de notre savoir-faire de la technique ou confier le modèle à un algorithme d'optimisation.

Les deux méthodes présentent des avantages pour ces travaux. Dans le premier cas, trouver une méthode de dimensionnement permet d'avoir une méthode de dimensionnement compréhensible suivant une logique mais exige un savoir faire. Dans le second cas, en utilisant un algorithme d'optimisation, le dimensionnement est susceptible d'atteindre un optimum global pour les objectifs et contraintes données pour peu que celui-ci existe et que l'algorithme le trouve. Cela suppose un problème d'optimisation bien posé, ce qui exige tout de même des compétences tant en optimisation mais aussi sur les techniques étudiées. De plus la logique de convergence peut être bien plus abstraite et difficile à appréhender pour le concepteur.

Il est donc nécessaire de pouvoir établir les objectifs et les contraintes. Lors du dimensionnement statique de la structure, les grandeurs principales à prendre en compte sont :

- la puissance moyenne de sortie
- les valeurs maximales des tensions et courants
- les valeurs efficaces des tensions et courants
- les pertes joules
- les pertes fer

A ces grandeurs, d'autres peuvent également être prises en compte comme le taux de distorsion harmonique ou le facteur de puissance.

Il faut donc trouver un modèle qui permette de connaître ces grandeurs de manière suffisamment rapide et précise sur l'ensemble de la plage de fonctionnement des paramètres d'entrée du système en particulier pour faire du dimensionnement par optimisation.

Etant donné que ces travaux n'intègrent aucun contexte particulier, a priori, il n'existe pas de contraintes sur l'architecture de machines ou sur la valeur des paramètres. Le but est donc d'obtenir des résultats généraux sur l'influence du MERS valable quelle que soit la machine. Il sera néanmoins nécessaire, à un moment donné de se projeter sur un cas particulier pour obtenir

des valeurs numériques. Cet exemple doit être choisi suffisamment simple et classique pour que les résultats soient extensibles à d'autres machines.

Il apparaît donc que nous nous situons dans cette thèse à une étape très amont du processus de dimensionnement, soit à l'étape de pré-dimensionnement. D'après la théorie présentée précédemment, le modèle optimal pour répondre aux objectifs doit avoir une finesse relativement faible afin d'éviter un nombre de paramètres d'entrées du modèle trop élevé. Le modèle doit donc être simple et décrire de manière globale le fonctionnement du MERS et de la machine. Le modèle doit cependant rester assez fin pour prendre en compte l'influence du MERS sur les grandeurs électriques et magnétiques, en particulier les non-linéarités. Pour répondre à ces objectifs, les modèles les mieux adaptés semblent donc être les modèles analytiques voir semi-analytiques (figure 3.2).

La suite de cette partie a pour objectif de voir dans quelle mesure il est possible de modéliser analytiquement ou semi-analytiquement une architecture de machine couplée avec un MERS pour du dimensionnement.

3.4 Ecriture du modèle analytique généralisé du MERS

Cette partie a pour objectif de présenter un modèle et une méthode de résolution du MERS pour du dimensionnement de structure. Il a été expliqué précédemment que pour modéliser une structure de convertisseur non-linéaire comme le MERS, il n'est pas possible de se contenter d'un modèle linéarisé. En effet, les non-linéarités doivent être prises en compte car elles ont une influence sur le fonctionnement et le dimensionnement. Les méthodes classiques de modélisation, comme la méthode du modèle moyen, ne peuvent être employées dans ce cas.

Le MERS est modélisé dans le contexte de la figure (3.3) où :

$$e(t) = E \sin(2\pi ft + \delta) \quad (3.2)$$

Ce circuit simple représente le MERS en série avec une source de tension et une charge RL. Il est idéal pour une première modélisation de par sa simplicité car il permet de comprendre les phénomènes de base. De plus, il est suffisamment général pour qu'il soit possible de ramener d'autres configurations à celle-ci, en fusionnant différentes sources ou charges en un seul élément. Par exemple, il peut y avoir le cas d'étude d'une génératrice débitant soit dans une charge résistive, soit dans un réseau modélisé par une source de tension idéale. Dans ces deux cas, il est possible de se ramener dans le cas de la figure (3.3).

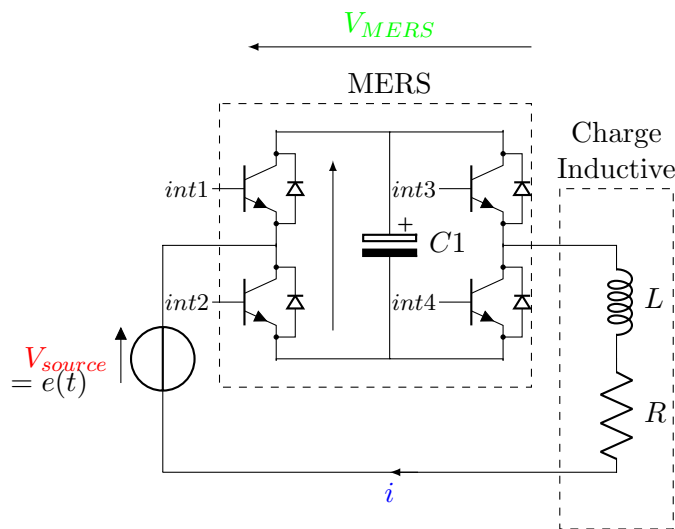


FIGURE 3.3 – MERS en série avec une charge RL

D'un point de vue théorique, il est aussi intéressant de le modéliser car il permet d'étudier l'influence du MERS sur une source qui débite dans une charge inductive et ainsi de pouvoir caractériser l'action du MERS sur la phase et l'amplitude du courant.

Pour la mise en équation, on peut voir que l'expression de la source de tension (3.2) fait intervenir δ , le retard à l'amorçage (définie précédemment et visible sur la figure (1.10)). L'origine des temps qui a été prise pour la mise en équation présentée par la suite est la commutation de début de charge du MERS conformément à la figure (3.4).

3.4.1 Equations du circuit

L'équation différentielle du circuit modélisé sur une demi-période est écrite ci-après :

$$\begin{cases} \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}iu \\ \frac{di}{dt} = \frac{1}{L}(e - Ri - v_cu) \end{cases} \text{ avec } u = \begin{cases} 1 & \text{si } t \in [0, t_c] \\ 0 & \text{si } t \in [t_c, \frac{T}{2}] \end{cases} \quad (3.3)$$

où u est la fonction d'état exprimant la discontinuité du système. La figure (3.4) montre la valeur de la fonction d'état représenté sur les formes d'ondes pour le mode discontinu. On peut voir que $u = 0$ correspond à l'état de by-pass de la capacité tandis que $u = 1$ correspond à l'état de conduction de la capacité. De fait, pour le mode DC-offset la capacité est toujours en conduction donc on a $u = 1$. Ainsi, quand $u = 0$, l'équation différentielle est analogue à celle d'un circuit RL série et lorsque $u = 1$, l'équation différentielle est analogue à celle d'un circuit RLC série.

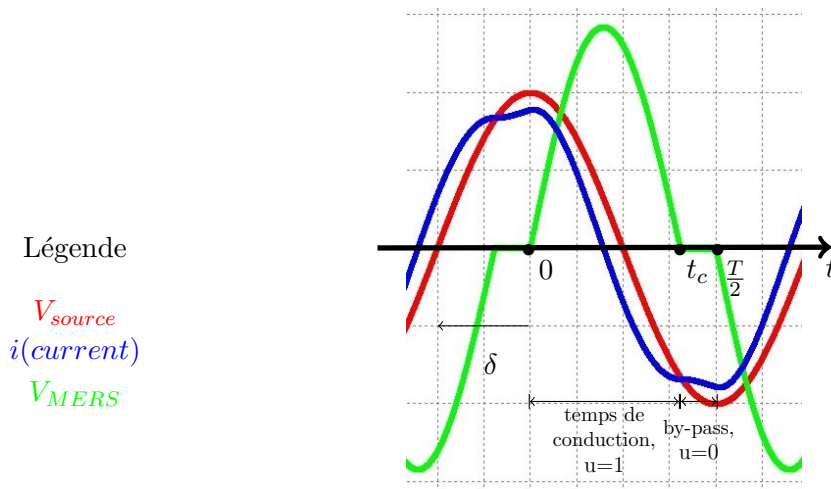


FIGURE 3.4 – Représentation des états sur une demi-période pour le cas discontinu

L'équation différentielle est de dimension deux étant donné qu'il y a deux éléments réactifs (la capacité du MERS et l'inductance de la charge). Du fait de la présence de la fonction u , l'équation n'est pas linéaire. Elle est en réalité continue par morceaux. De ce fait, il est théoriquement possible de résoudre l'équation à condition de connaître les conditions initiales de chaque début d'intervalle de validité (autrement dit pour une valeur de u donnée), celles-ci étant décrites par la fin de l'état précédent pour assurer la continuité des grandeurs d'état.

Pour plus de simplicité, l'équation est représentée sous forme de représentation d'état :

$$\frac{dX}{dt} = A_u X + B e \quad (3.4)$$

$$\text{avec } X = \begin{bmatrix} v_c \\ i \end{bmatrix}, A_u = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C}u \\ -\frac{1}{L}u & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \text{ et } B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Le système est linéaire par morceau. Pour le résoudre, il faut donc prendre en compte les variations de la topologie du circuit pour chaque état du MERS lié aux états de conduction des semi-conducteurs. Étant donné qu'il faut considérer les non-linéarités, les modèles linéarisés ne sont pas envisageables. Le système ne peut donc pas se traiter comme une fonction de transfert ou une simple impédance. De même, les modèles de contrôle comme des modèles moyens ne sont pas pertinents. Il reste des méthodes, plus générales, comme certaines méthodes fréquentielles [44]. Ici, comme les équations le permettent, une résolution temporelle classique est adoptée. La

résolution temporelle comporte des avantages notables. En voici une liste ci-dessous :

- elle permet une résolution analytique exacte du système
- elle permet de calculer simplement et analytiquement la puissance moyenne, les pertes dans une certaine mesure et les valeurs efficaces puisque les formules pour calculer ces termes font intervenir le temps
- le modèle est léger et simple à mettre en oeuvre
- le système étant directement résolu analytiquement, il n'est pas nécessaire de le recalculer à chaque pas d'optimisation. L'optimisation sera donc d'autant plus rapide.

Cependant, il existe aussi des inconvénients non-négligeables qui peuvent rendre cette méthode inadaptée :

- Cette méthode est peu robuste. C'est à dire que si le modèle est complexifié (par exemple, en ajoutant un terme permettant de prendre en compte la saturation d'un matériau magnétique), la méthode de résolution temporelle peut rapidement être impossible à réaliser de manière explicite. Seule une formulation implicite peut être écrite et nécessite alors l'utilisation d'outils numériques.
- La connaissance des valeurs maximales des variables d'état est plus complexe à connaître.
- Il est nécessaire de passer par une transformation de Fourier pour connaître les phases des différentes variables d'état, contrairement à une résolution fréquentielle, par exemple, qui la donne directement.

La résolution temporelle a été choisie principalement car la simplicité du circuit étudiée le permet. A partir de la représentation d'état telle qu'elle est écrite dans l'équation (3.4), la résolution du système différentiel s'écrit :

$$X_u(t) = x(t=0)e^{A_u t} + \int_0^t e^{A_u(t-\tau)} B e(\tau) d\tau \quad (3.5)$$

où X_u représente les différents morceaux de la variable X . Le premier terme dépend des conditions initiales de chaque bloc. Si la résolution mathématique de cette expression ne pose pas de difficulté dans ce cas, notamment le calcul d'exponentielle de matrice qui peut se résoudre analytiquement, la principale difficulté vient de l'estimation de ces conditions initiales associés à chaque changement d'état de conduction des semi-conducteurs. Lors de ce calcul, vient celui d'un discriminant au moment du calcul des valeurs propres de la matrice cf Annexe (B). Ce discriminant a pour expression :

$$\Delta = \frac{R^2}{L^2} - \frac{4}{LC} \quad (3.6)$$

Le signe de Δ détermine si les valeurs propres sont réelles ou complexes.

3.4.2 Estimation des conditions initiales

Pour calculer les conditions initiales, il faut d'abord exprimer des relations entre elles. Ici, nous cherchons à modéliser le système en régime permanent. La justification de l'existence du régime permanent est faite en annexe (B). A partir de cette hypothèse, il est déduit que :

$$X(t=0) = X(t=T) \quad (3.7)$$

Comme la source de tension est alternative et vérifie :

$$e\left(t + \frac{T}{2}\right) = e(-t) \quad (3.8)$$

et que la commande du MERS est de type pleine onde avec un rapport cyclique constant de 0,5, alors, d'après l'hypothèse que le régime est établi, on vérifie :

$$\begin{cases} v_c(t) = v_c\left(t + \frac{T}{2}\right) \\ i(t) = -i\left(t + \frac{T}{2}\right) \end{cases} \quad (3.9)$$

La tension de la capacité du MERS voit la tension de la source $e(t)$ redressée d'où l'absence du signe moins entre les deux termes. Pour continuer le calcul des conditions initiales, il faut distinguer le mode discontinu du mode DC-offset. Pour rappel, le mode peut être connu en comparant la valeur de δ à celle de δ_0 .

Cas du mode discontinu

Dans le mode discontinu, il y a deux configurations : lorsque le MERS est en état de conduction et lorsque la capacité est by-passée. Les temps de ces configurations sont délimités par le temps t_c . Dans ce mode, une demi-période se décompose donc en deux états successifs. Il faut donc déterminer les conditions initiales au début de chacune des deux configurations. Comme la tension de la capacité s'annule en mode discontinu, l'équation (3.9) devient :

$$\begin{cases} v_c(t = 0) = v_c(t = t_c) = v_c\left(t = \frac{T}{2}\right) = 0 \\ i(t = 0) = -i\left(t = \frac{T}{2}\right) \end{cases} \quad (3.10)$$

On peut observer ces conditions sur la figure 3.5.

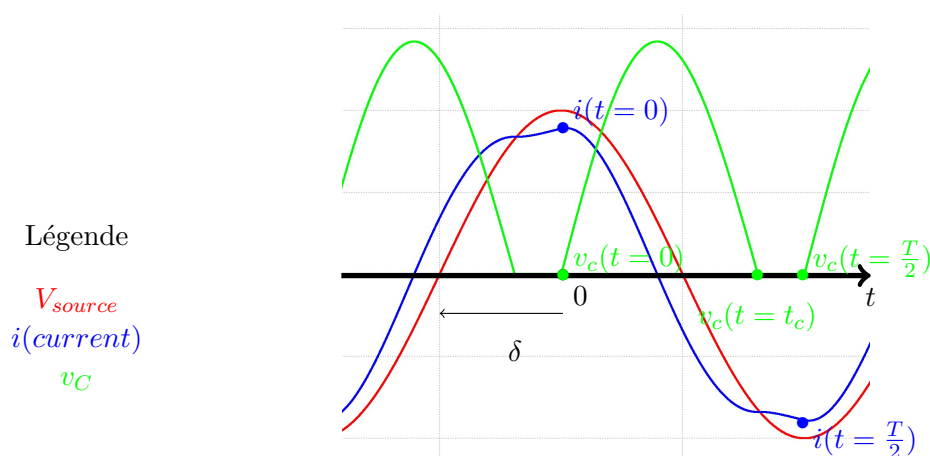


FIGURE 3.5 – Représentation des conditions initiales sur une demi-période pour le mode discontinu

Il n'est pas possible de trouver une condition sur le courant en t_c . Pour connaître cette condition initiale, la seule condition de régime permanent n'est pas suffisante. Le seul moyen est donc de calculer la valeur du courant en t_c . Il convient donc, en premier lieu, de déterminer ce temps t_c .

Cas du mode DC-offset

Dans le mode DC-offset, il n'y a pas de discontinuité liée à la commutation naturelle des diodes. Il n'y a donc qu'un seul état.

L'équation (3.9) se réécrit donc :

$$\begin{cases} v_c(0) = v_c(0 + \frac{T}{2}) = V_{DC} \\ i(0) = -i(0 + \frac{T}{2}) \end{cases} \quad (3.11)$$

On peut observer ces conditions sur la figure 3.6.

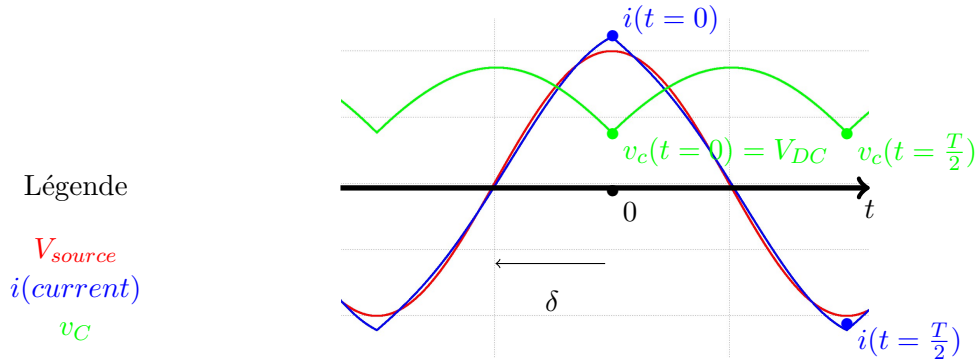


FIGURE 3.6 – Représentation des conditions initiales sur une demi-période pour le mode DC-offset

3.4.3 Résolution du système linéaire pour trouver les valeurs des conditions initiales

Le développement des calculs de l'équation (3.5) donne :

$$X(t) = \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t)v_0 + B(t)i_0 + C(t) \\ D(t)v_0 + E(t)i_0 + F(t) \\ G(t)i_{t_c} + H(t) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

où A,B,C,D,E,F,G et H sont des fonctions usuelles résultant du développement du calcul de l'équation (3.5). On trouvera le détail des expressions de A,B,C,D,E,F,G et H calculées en annexe C.

Le courant $i(t)$ est divisé en deux morceaux $i_1(t)$ et $i_2(t)$ tel que :

- $i(t) = i_1(t)$ sur l'intervalle $[0, t_c]$
- $i(t) = i_2(t)$ sur l'intervalle $[t_c, \frac{T}{2}]$

Il n'y a pas de terme avec $v_{c_{t_c}}$ car celui-ci est toujours nul.

En utilisant les relations sur les conditions initiales (équations (3.10) et (3.11) dans l'équation (3.5), on obtient les systèmes linéaires suivants :

- pour le cas discontinu, l'équation 3.12 s'écrit :

$$\begin{cases} 0 = B(t_c)i_0 + C(t_c) \\ i_{t_c} = E(t_c)i_0 + F(t_c) \\ -i_0 = G\left(\frac{T}{2}\right)i_{t_c} + H\left(\frac{T}{2}\right) \end{cases} \quad (3.13)$$

— pour le cas DC-offset, l'équation 3.12 s'écrit :

$$\begin{cases} v_0 = A\left(\frac{T}{2}\right)v_0 + B\left(\frac{T}{2}\right)i_0 + C\left(\frac{T}{2}\right) \\ -i_0 = D\left(\frac{T}{2}\right)v_0 + E\left(\frac{T}{2}\right)i_0 + F\left(\frac{T}{2}\right) \end{cases} \quad (3.14)$$

Le système (3.14) est bien linéaire. De plus, comme $\frac{T}{2}$ est connu, toutes les paramètres des des termes comme $A\left(\frac{T}{2}\right)$ sont connues et ne dépendent d'aucun autre paramètre. Le système possède deux équations et deux inconnues (v_0 et i_0). Il est donc possible de le résoudre.

Pour le système (3.13), le calcul est bien plus complexe. En effet, dans ce cas, le système n'est pas linéaire étant donné que t_c n'est pas connu. L'équation peut d'ailleurs se réécrire :

$$\begin{cases} 0 = B(t_c)i_0 + C(t_c) \\ i_{t_c} = E(t_c)i_0 + F(t_c) \\ -i_0 = G^*(t_c)i_{t_c} + H^*(t_c) \end{cases} \quad (3.15)$$

où G^* et H^* sont des fonctions ayant respectivement les mêmes expressions que G et H mais où la variable est t_c et non t qui est dans ce cas pris en paramètre et vaut $t = \frac{T}{2}$.

On a donc :

$$G^* : t_c \mapsto G\left(t_c, t = \frac{T}{2}\right) H^* : t_c \mapsto H\left(t_c, t = \frac{T}{2}\right) \quad (3.16)$$

A partir de ce système, une fonction implicite en t_c peut être écrite :

$$G^*EC + BG^*F + BH^* + C = f(t_c) = 0 \quad (3.17)$$

Les termes t_c ont été enlevés pour plus de lisibilité. Par exemple, il faudra bien comprendre $G^*(t_c)$ pour G^* . f est la fonction implicite qu'il convient de résoudre pour trouver t_c . Pour cela, les seules méthodes à disposition sont des méthodes numériques de résolution d'équations implicites [44]. Ces dernières apportent certains inconvénients au modèle. L'utilisation de méthodes numériques rend plus difficile la possibilité d'avoir une approche totalement générique pour étudier le MERS ou d'autres structures. En effet, comme on va le voir par la suite, les méthodes de résolutions de fonctions implicites sont à adapter au cas par cas suivant la nature du problème. Aussi, il est difficile de connaître a priori la méthode la plus efficace. De plus, ces méthodes allongent significativement le temps de calculs car la résolution numérique devra être faite systématiquement, ce qui est plutôt à éviter pour un modèle de dimensionnement par optimisation, en particulier s'il fait intervenir un nombre important de paramètres comme ici.

La fonction implicite f est définie à partir des fonctions A, B, C, D, E, F, G et H . L'ensemble de ces fonctions sont de classe C^1 en t_c . Aussi, la fonction f est également C^1 en t_c . La fonction comporte six paramètres qui sont amenés à modifier son allure. Il s'agit de f, E, L, C, R et δ .

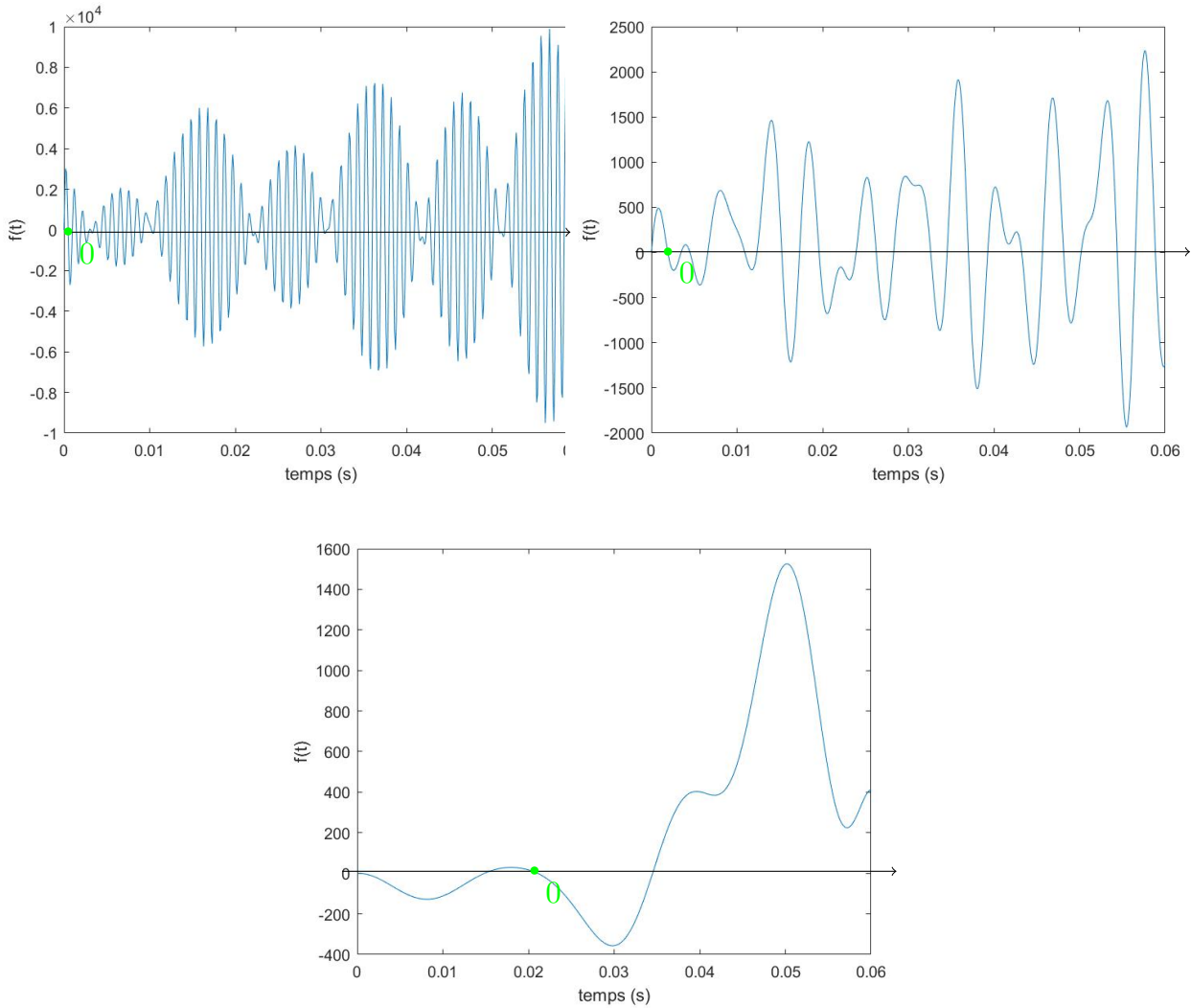


FIGURE 3.7 – Exemples de la fonction implicite en fonction du temps pour différents jeux de valeurs des 6 paramètres (f, E, L, C, R et δ)

La figure (3.7) montre des exemples possibles de la fonction implicite suivant différents jeux de valeurs des paramètres. L'allure change significativement d'un jeu de valeurs à un autre. Un critère éloquent qui montre cette grande variabilité est, par exemple, la dérivée de la fonction à $t = 0$ qui peut être soit positive, soit négative. Les différentes courbes de la figure sont représentées avec le même intervalle de temps borné. Cet intervalle correspond à l'espace de recherche de la solution. Dans cet exemple, il vaut $[0; 0,06]$. Selon les cas, le nombre de zéros solutions varie grandement dans cet intervalle de recherche (de 3 à plus d'une centaine pour l'exemple). Si tous ces zéros sont solutions de l'équation, un seul d'entre eux a un sens physique et représente effectivement la valeur de t_c . Il va donc falloir discriminer ce zéro parmi l'ensemble des solutions de l'équation implicite. Étant donné la grande variabilité de la fonction, trouver une méthode et un critère qui permet de discriminer la bonne solution est particulièrement délicat.

3.4.4 Critères pour sélectionner la bonne solution de t_c

Pour pouvoir discréditer les mauvaises solutions, il est nécessaire de trouver des critères permettant de borner au mieux les valeurs possibles de t_c et de trouver une méthode d'initialisation de la résolution.

Critère sur l'intervalle Tout d'abord, comme les commutations ont lieu à intervalle d'une demi période, t_c prend nécessairement une valeur comprise dans l'intervalle $[0, \frac{T}{2}]$. Les courbes de la figure (3.7) ont d'ailleurs été tracées sur cet intervalle. Comme sur les exemples donnés (figure (3.7)), il existe plusieurs zéros à l'intérieur de cet intervalle. Il faut donc trouver un ou plusieurs autres critères.

Critère sur la dérivée En regardant plus précisément le calcul permettant d'obtenir la fonction implicite f , il est à noter que le zéro à droite de l'égalité de l'expression [3.17] n'est pas anodin puisque il s'agit de la tension aux bornes de la capacité qui effectivement est nulle. Ainsi, on a :

$$f(t = t_c) = v_c(t = t_c) \quad \text{avec} \quad v_c(t = t_c) = 0 \quad (3.18)$$

Il s'agit bien d'une égalité fonctionnelle mais qui n'est vraie qu'en $t = t_c$. Cependant, comme il s'agit d'une égalité sur les fonctions, il est possible de raisonner sur les dérivées :

$$\frac{df}{dt}(t = t_c) = \frac{dv_c}{dt}(t = t_c) \quad (3.19)$$

Comme le temps t_c marque la fin de la décharge de la tension et que la tension aux bornes de la capacité est toujours positive, alors la tension décroît. On en déduit que la pente de la fonction implicite est également négative en ce point.

$$\frac{df}{dt}(t = t_c) \leq 0 \quad (3.20)$$

Cela permet d'éliminer tous les zéros de la fonction implicite où la fonction est croissante.

Critère sur le rang de t_c Enfin, le temps t_c correspond au premier instant où la fonction s'annule différent de $t = 0$ avec une dérivée négative. Cela peut être démontré à l'aide d'un raisonnement par l'absurde :

Si t_c correspond à un zéro à dérivée négative qui n'est pas le premier alors il existe au moins un autre zéro à dérivée négative qui précède. En ce zéro, la relation $f = v_c$ est également vraie donc ce zéro correspond à un temps où la tension aux bornes de la capacité s'annule avec une dérivée négative, ce qui correspond bien à la fin de la décharge de la capacité. Ce zéro est donc t_c . Ainsi, parmi tous les zéros où la dérivée de la fonction est négative, t_c correspond nécessairement au premier zéro à vérifier la condition sur la dérivée différent de zéro.

Les zéros respectant les critères sont représentés sur les exemples de fonctions implicites de la figure (3.7). Du fait de la grande variation du nombre possible de zéros et des variations de la fonction, l'évolution des solutions en fonction des paramètres est également très variable.

La partie suivante a pour but de présenter différentes méthodes de résolution de la fonction implicite. Ces méthodes sont ensuite éprouvées sur l'ensemble du problème. Pour être viable, la méthode retenue doit pouvoir trouver le bon zéro quel que soit le jeu de paramètres de dimensionnement choisi par l'algorithme d'optimisation.

3.5 Résolution de la fonction implicite en t_c

3.5.1 Résolution de la valeur du temps t_c par la méthode de Newton

Présentation de la méthode

L'équation pour trouver t_c étant implicite, une méthode numérique est obligatoire pour résoudre ce problème. Les méthodes les plus utilisées pour résoudre une fonction implicite sont des algorithmes déterministes du second ordre. Plus précisément, une des méthodes les plus utilisées pour résoudre numériquement une fonction implicite continue est la méthode de Newton-Raphson. Ces méthodes ont l'avantage principal d'être légères, rapides et fiables quand elles sont bien initialisées (i.e. valeur initiale approchée de la solution) [44].

Les étapes de l'algorithme sont :

- l'initialisation de l'algorithme à une valeur t_{c0} le plus proche possible du zéro réel.
- le calcul de la dérivée de la fonction en t_{c_k} en commençant à $k = 0$.
- le calcul du terme $k + 1$: $t_{c_{k+1}} = t_{c_k} - \frac{f(t_{c_k})}{\frac{df(t_{c_k})}{dt}}$
- fin des itérations quand $f(t_{c_k}) < \varepsilon$, où ε est le critère d'erreur

Cependant, la phase d'initialisation est aussi le principal défaut de la méthode car si cette étape n'est pas réalisée correctement, il y a un risque de converger vers une mauvaise solution, en particulier pour les fonctions implicites à zéros multiples où un seul zéro est la solution physique (comme c'est le cas ici). En effet, une mauvaise initialisation peut, dans le meilleur des cas, rendre la convergence beaucoup plus longue et dans le pire des cas, faire converger l'algorithme vers un autre zéro. Cet algorithme est donc très sensible aux conditions initiales. Il est donc primordial de trouver une bonne approximation du zéro pour initialiser l'algorithme au plus juste. Le problème est que, comme il a été montré précédemment, la fonction implicite présente des zéros multiples. Il y a donc un risque que l'algorithme ne converge pas vers la bonne solution.

Pour initialiser l'algorithme, une idée est d'utiliser une surface de réponse linéaire. La méthode consiste à approximer la solution par le zéro de la fonction linéarisée en un point proche du zéro $t_{c_{in}}$:

$$f_{lin}(t) = f(t_{c_{in}}) + f'(t_{c_{in}})(t - t_{c_{in}}) = 0 \quad (3.21)$$

Cette surface doit idéalement passer par des points qui sont localement solutions. Les solutions de la fonction implicite définissent un domaine de dimension 6 dans un espace de dimension 7 étant donné que l'équation implicite est unique. Autrement dit, en fixant 6 paramètres sur 7, il n'existe qu'une seule solution scalaire pour le 7^{ème} paramètre. Par exemple, si 5 paramètres sont fixés, la surface de réponse dans l'espace représenté par les deux paramètres restants prendra l'allure d'une courbe de dimension 2.

Deux valeurs de t_c sont connues explicitement. Pour $\delta = \delta_0$, le MERS est en mode limite. Cela revient à dire que $t_c = \frac{T}{2}$. De même, pour $\delta = \delta_{fin}$, le MERS est tout le temps by-passé donc, en d'autres termes, $t_c = 0$. δ_0 et δ_{fin} sont définis en fonction des 5 autres paramètres (f, E, L, C et R). Les valeurs de t_c sont donc connues pour ces deux cas particuliers. A partir de deux solutions particulières, une surface de réponse linéaire peut être tracée entre les deux points. De cette manière, une surface de réponse dépendant de chaque paramètre est construite et peut être utilisée pour initialiser l'algorithme de Newton Raphson. La linéarisation peut se

faire suivant d'autres directions que celle définie par δ . Elle pourrait être faite suivant une direction définie par un autre paramètre ou même une combinaison linéaire des paramètres. Dans ces travaux, uniquement la première linéarisation a été étudiée car le terme δ est le terme contrôlable dynamiquement contrairement à la capacité qui est statique. Il est donc plus naturel de commencer par celui là.

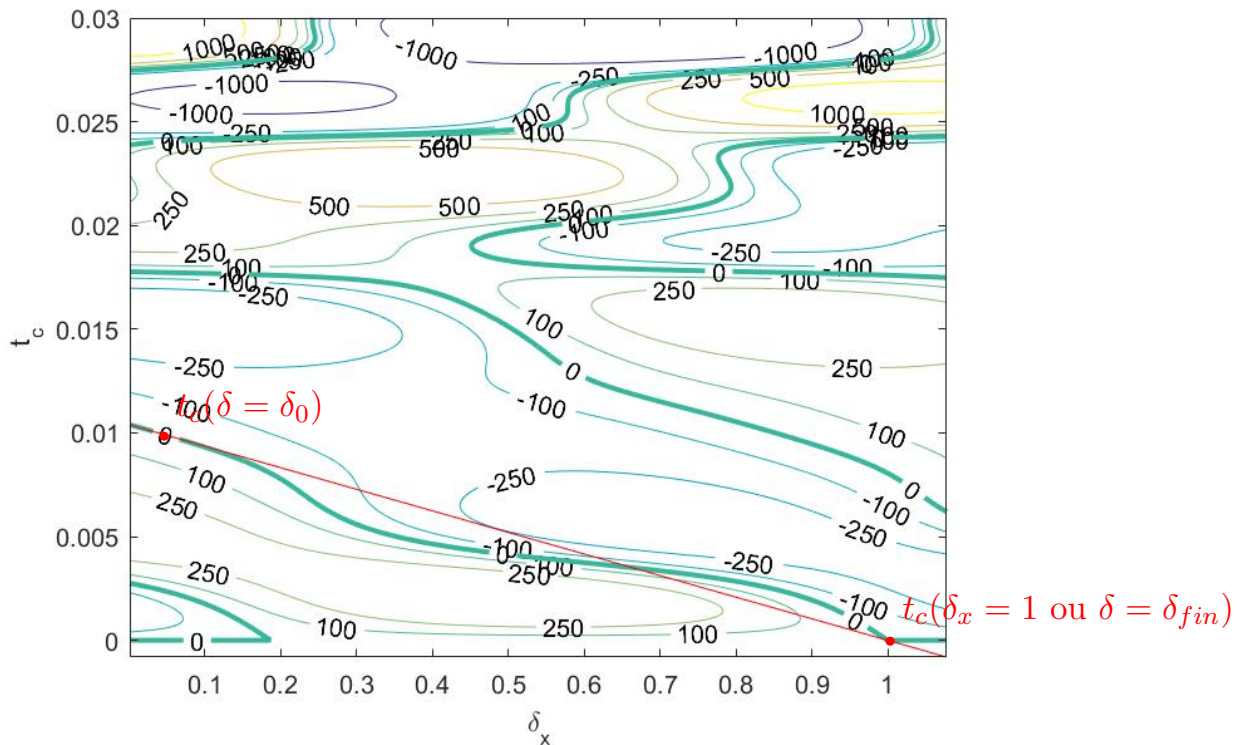


FIGURE 3.8 – Exemples de la fonction implicite en fonction de δ_x et de t_c sous forme de courbes de niveau

La figure (3.8) représente différents exemples de la fonction implicite sous forme de courbes de niveau en fonction de la valeur de t_c et de δ_x . t_c représente la variable de la fonction implicite. Ainsi pour chaque valeur de δ_x , on observe sur chaque verticale l'évolution de la fonction implicite

t_c est solution mathématique de l'équation implicite uniquement si elle se trouve sur une isoaleur à 0, marquée en gras sur la figure.

δ_x est une version normée de δ défini sur l'intervalle $[0, 1]$. Il vaut $\delta_x = 0$ pour $\delta = 0$ et vaut $\delta_x = 1$ pour $\delta = fin$. L'avantage de cette écriture et d'avoir une plage de variation de δ_x fixe quelle que soit la valeur de δ_{fin} .

La droite définie par l'équation $t_c = 0$ est également solution quel que soit δ_x . Pour des raisons de précision de calcul dans Matlab, elle n'est pas représentée sur la figure. Suivant δ_x , la dérivée à l'origine de la fonction implicite suivant t_c change. Elle est d'abord négative entre δ_x à 0 et 0.18 puis positive. Ainsi, la bonne solution t_c se trouve être successivement le troisième zéro puis le second. La distance entre les différentes isoaleurs à zéro est variable tout comme l'allure de la surface (Figure (3.9)). Ainsi, le risque de converger vers un mauvais zéro n'est pas le même suivant la valeur de δ_x . La linéarisation de la fonction telle que décrite

précédemment est également représentée (droite rouge). Du point de vue qualitatif, initialiser avec cette droite semble un choix judicieux car la droite est relativement proche de la solution réelle et en comparaison, éloignée des autres courbes de niveaux à zéro.

3.5.2 Résultats de la méthode de Newton Raphson

Dans cette partie, les différents résultats de convergence de la méthode de Newton-Raphson (appelée NR par la suite) pour résoudre la fonction implicite sont exposés. Comme l'initialisation correspond à une linéarisation en δ , il faut vérifier de manière empirique si la convergence est stable suivant les valeurs de δ . Les résultats prennent donc la forme d'essais discrets suivant δ pour plusieurs jeux de paramètres. La méthode de Newton Raphson nécessite aussi une précision relative minimale à vérifier correspondant à l'erreur minimale acceptable de la fonction. Ce terme n'a pas d'influence sur la stabilité à partir du moment où il est suffisamment faible. Elle est donc fixée arbitrairement à 10^{-5} pour correspondre en terme d'ordre de grandeur à environ 1% de la période (dans cette thèse la fréquence des systèmes étudiés est fixée à 50Hz).

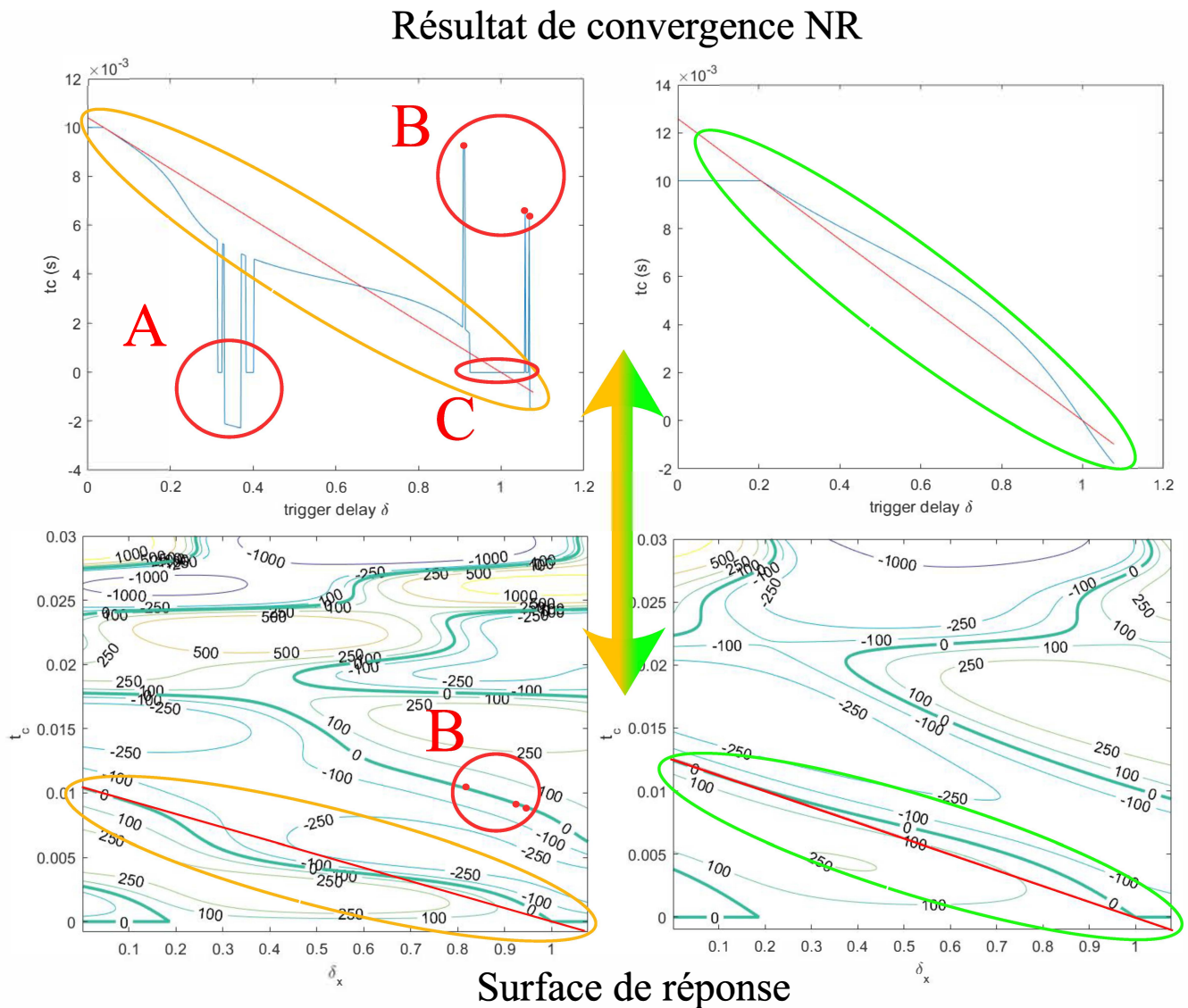


FIGURE 3.9 – Exemples de résultats de convergence obtenues avec NR

La figure (3.9), montre deux cas de figure de résolution :

- Les graphes de droite montrent un cas où la convergence a fonctionné sur l'ensemble des valeurs de δ_x .
- Les graphes de gauche montrent un cas où pour certaines valeurs de δ , l'algorithme se fait piéger et converge vers un zéro qui n'est pas solution

On retrouve en haut les valeurs de t_c trouvées par l'algorithme et en bas le graphe des iso-valeurs correspondant.

Qualitativement, si on compare les graphes des iso-valeurs, on peut constater que les iso-valeurs à 0 sont plus resserrées dans le cas de gauche où la convergence s'est mal passée que sur le cas de droite. On peut également remarquer que les variations de l'isovaleur de gauche sont plus fortes et changeantes que celles de droite. Ces deux observations indiquent que la convergence est potentiellement plus difficile pour le cas de gauche que le cas de droite, ce qui s'est vérifié en pratique.

Si maintenant on observe les points où NR converge vers une mauvaise solution, on distingue trois zones :

- Dans la zone A, NR converge vers l'isovaleur définie par $t_c = 0$ voire une inférieure (valeur de t_c négative). Pour autant, on peut constater que quelques points ont convergé vers la bonne solution. Cela montre l'instabilité de la convergence dans cette zone.
- Dans la zone B, à l'inverse, NR converge vers l'isovaleur supérieure à celle solution.
- Enfin, à l'intérieur de l'intervalle définissant la zone B se trouve la zone C où la convergence se fixe sur l'isovaleur définie par $t_c = 0$. Il a été expérimenté que la zone C où l'isovaleur solution se rapproche de la droite $t_c = 0$ est particulièrement sensible à cette erreur, du fait que la distance entre elles se réduit progressivement vers 0.

Cet exemple montre l'inefficacité de l'algorithme initialisé ainsi. La figure (3.10) illustre la progression de la résolution avec NR en fonction des différentes itérations de l'algorithme pour $\delta_x = 0.35$ où NR échoue à trouver la bonne solution.

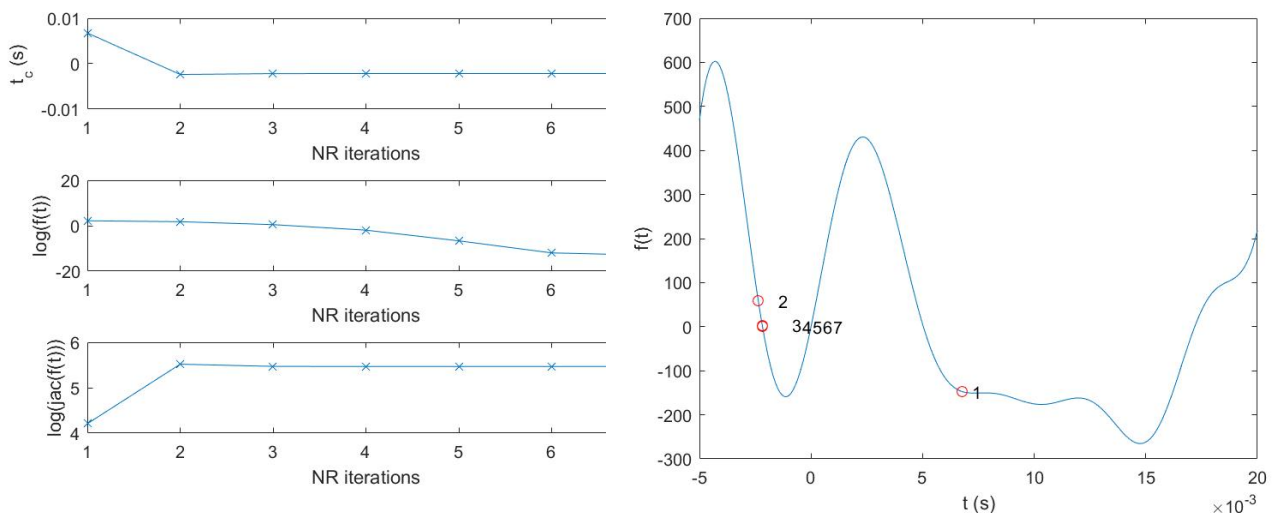


FIGURE 3.10 – Itérations de l'algorithme NR pour le cas présentant des erreurs de convergence

Les trois courbes de gauche représentent du haut vers le bas en fonction de l'indice d'itération de NR :

- les valeurs successives de t_c
- la valeur logarithmique de la fonction implicite $f(t)$
- la valeur jacobienne de celle-ci qui revient au simple calcul de sa dérivée étant donné que la fonction n'a qu'une entrée et une sortie.

La figure de droite représente les itérations successives sur la courbe de la fonction implicite. Le point 1 correspond à l'initialisation. Ce point se trouve relativement proche du vrai zéro et se situe sur la bonne pente. Cependant, la pente de la tangente est relativement faible. La valeur de la dérivée est, en effet, bien plus basse que pour les autres points d'un rapport supérieur à 1. A cause de cela, le point 2 se retrouve très éloigné et sur une mauvaise pente ce qui va faire converger l'algorithme vers une mauvaise solution. La valeur finale de $\log(f(t)) \approx -20$, ce qui montre que l'algorithme converge bien vers un zéro de la fonction mais qui n'est pas physique, notamment du fait qu'il soit à valeur négative. Étant donné que l'algorithme NR est déterministe, à partir d'une même initialisation du problème, il converge toujours vers le même point. Pour corriger cette erreur, il n'y a donc que deux possibilités : soit changer le point d'initialisation, soit changer d'algorithme.

Dans un premier temps, la solution qui peut sembler la plus simple est de changer le point initial. Pour cela, il faut trouver, soit un nouveau critère, soit une nouvelle solution particulière connue. Malheureusement, avec la connaissance actuelle du système, toutes les informations sont déjà utilisées d'une manière ou d'une autre. Il y a donc un manque de connaissance suffisante du problème de résolution de la fonction implicite pour pouvoir la résoudre simplement par un algorithme de Newton Raphson. Les méthodes déterministes échouent à résoudre ce problème implicite à zéros multiples comme c'était déjà le cas pour les problèmes dans [45] et [44]. Comme aucun autre critère n'est trouvé, il est nécessaire de choisir un autre algorithme permettant de résoudre le problème.

3.5.3 Résolution du problème implicite par Newton-Raphson itératif

Présentation de la méthode

Une première solution a été trouvée en cherchant une autre manière d'initialiser l'algorithme de NR. Dans la partie précédente, il a été montré qu'une initialisation à partir d'une linéarisation du modèle se révélait inefficace. Il est donc nécessaire de trouver une valeur initiale plus proche pour éviter une mauvaise convergence. Ainsi, en nous inspirant du principe de NR, nous avons utilisé l'algorithme NR plusieurs fois pour converger progressivement vers la solution. Pour cela, on débute la résolution à partir d'une des solutions particulières de δ :

$$\delta = \delta_{init} = \delta_0 \quad \text{ou} \quad \delta_{fin} \quad (3.22)$$

Ensuite, l'intervalle décrit par δ_{init} et la valeur de $\delta = \delta_{des}$, valeur pour laquelle t_c doit être trouvé, est discrétisé en n morceaux. Puis, de manière itérative de $k = 1$ à $k = n$, l'algorithme est appelé avec pour le $k^{\text{ème}}$ appel de NR, une initialisation par la solution de l'appel $k - 1$. De cette manière, la méthode de Newton est toujours initialisée par une valeur déjà proche de la solution ce qui assure la convergence pour peu que la discrétisation soit suffisamment fine.

Le principal désavantage de cette méthode est l'augmentation du temps de calcul : multiplié "n" fois par rapport à un simple appel. Il y a donc un compromis à trouver entre une valeur de

n suffisamment petite pour que le temps de calcul soit le plus faible possible et une valeur de n suffisamment élevée pour assurer la bonne stabilité de la convergence. La valeur de n optimal dépend du jeu de paramètres de la fonction implicite. Ainsi, soit il existe un critère permettant d'adapter n , soit n doit être surestimé pour assurer la robustesse de la convergence quelle que soit la valeur des paramètres.

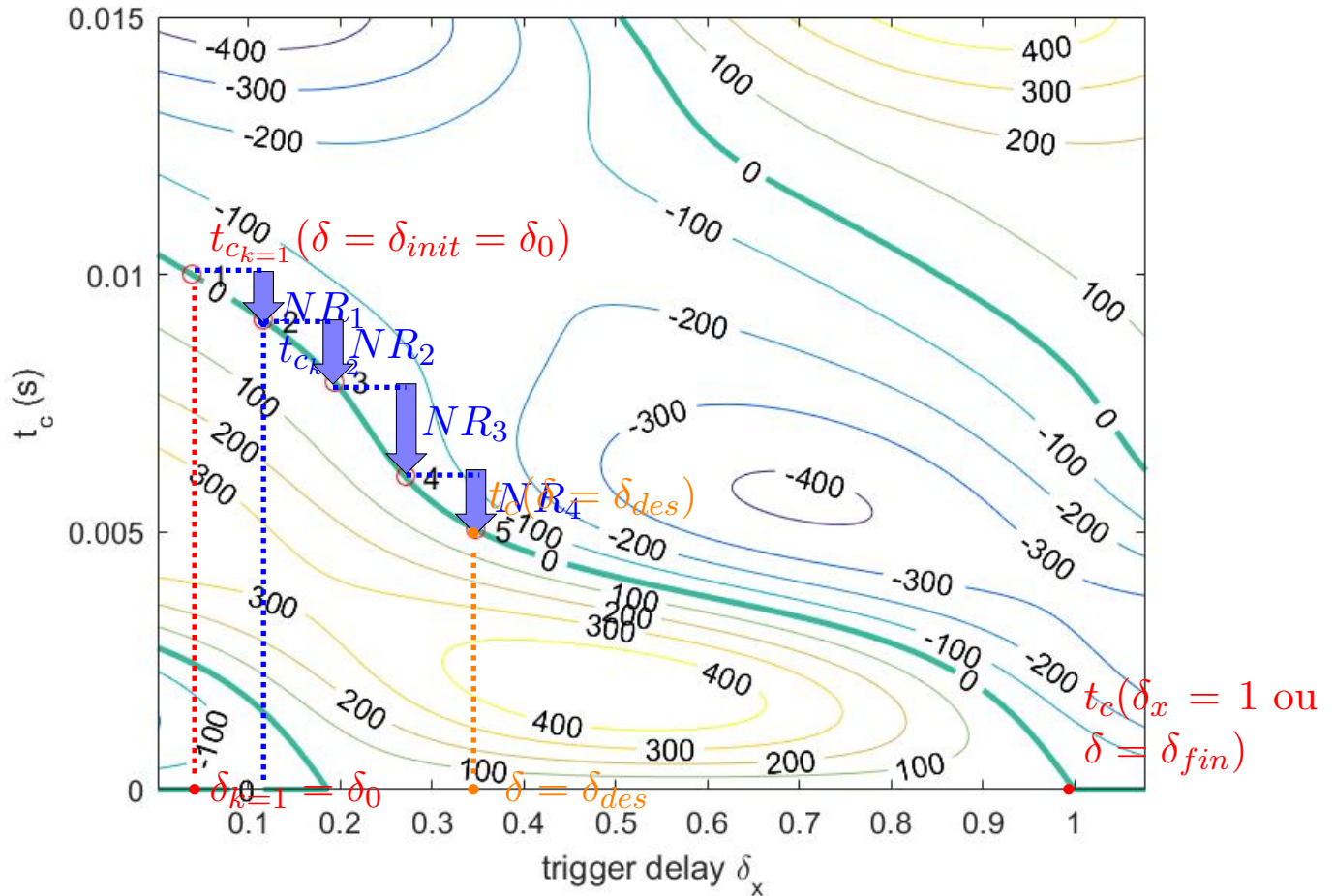
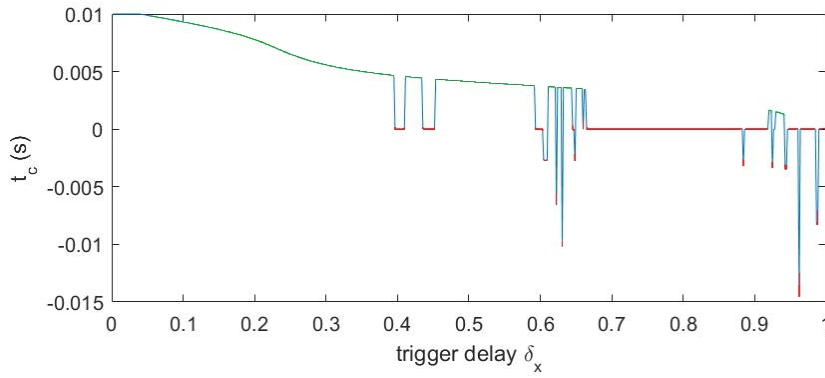


FIGURE 3.11 – Méthode itérative de convergence par Newton Raphson

Résultat de la méthode

La figure (3.11) montre les convergences successives de NR de $\delta_{init} = \delta_0$ à $\delta_{des} = 0.35$ (cas pour lequel NR a mal convergé). La convergence a lieu pour $n \geq 5$. En dessous de cette valeur, l'algorithme converge vers un mauvais zéro. Cependant, cette valeur de n n'est valable que pour $\delta_x = 0.35$. La figure (3.12) montre la convergence de la méthode sur l'ensemble de la plage de valeur de δ_x . On peut voir que pour cette valeur, la méthode est très peu robuste, en particulier pour les valeurs de δ_x élevées. La méthode utilisée ainsi n'est robuste qu'à partir de $n = 12$. Ceci est compréhensible car, comme n est constant, plus δ_x est élevé, plus l'écart entre les itérations est grand et moins l'initialisation est bonne. Il y a deux solutions pour pallier à ce problème :

- Une première solution est de débiter la méthode avec $\delta_{init} = \delta_{fin}$ pour $\delta_{des} \geq \frac{\delta_0 + \delta_{fin}}{2}$. De cette manière, le point le plus critique est $\delta_{des} = \frac{\delta_0 + \delta_{fin}}{2}$ et non plus $\delta_{des} = 1$.



légende :
 vert convergence réussie rouge convergence ratée

FIGURE 3.12 – Exemple d’échec de convergence de la méthode de Newton Raphson itératif pour $n = 5$ en fonction de δ_x

Cependant pour cette approche, le point à δ_{fin} est à l’intersection de deux isovaleurs de niveau zéro. En effet, nous rappelons que la droite $t_c = 0$ est toujours solution quelle que soit la valeur de δ_x . Ainsi, l’initialisation successive à des valeurs de t_c proche de zéro a tendance à faire converger les NR successifs vers cette mauvaise isovaleur. Ainsi, seul δ_0 peut être réellement utilisé pour débiter la convergence.

- Une deuxième solution est d’augmenter progressivement la valeur de n . Au lieu de fixer n , la distance maximale entre deux itérations (appelée *pas*) est fixée. De la même manière qu’il n’y a aucune méthode théorique de choisir n , le *pas* est choisi de manière empirique à partir de la valeur minimale permettant la convergence sur l’ensemble des δ_x , soit $n = 12$. Ce qui donne : $pas = \frac{\delta_{fin} - \delta_0}{n}$.

Cette solution fonctionne bien comme le montre la figure (3.13). La valeur de n varie de 2 à 12 et la convergence a bien lieu sur l’ensemble des δ_x . Cette solution permet d’améliorer la robustesse de cette méthode ainsi que la rapidité de convergence par rapport à une valeur de n fixe.

Malgré l’amélioration de la méthode, nous ne l’avons pas retenue car, malgré tout, nous ne l’avons pas jugée assez robuste. En effet, le défaut principal de cette méthode reste le fait qu’elle repose partiellement sur des considérations expérimentales ayant un impact direct et que les algorithmes sont déterministes. Ainsi, la méthode peut rester piégée dans une mauvaise convergence sans que cela soit prédictible ou connu au moment du calcul.

La partie suivante va montrer avec des algorithmes non-déterministes comment il est possible de s’affranchir des problématiques d’initialisation et ainsi rendre la résolution plus robuste quel que soit le jeu de paramètres considéré.

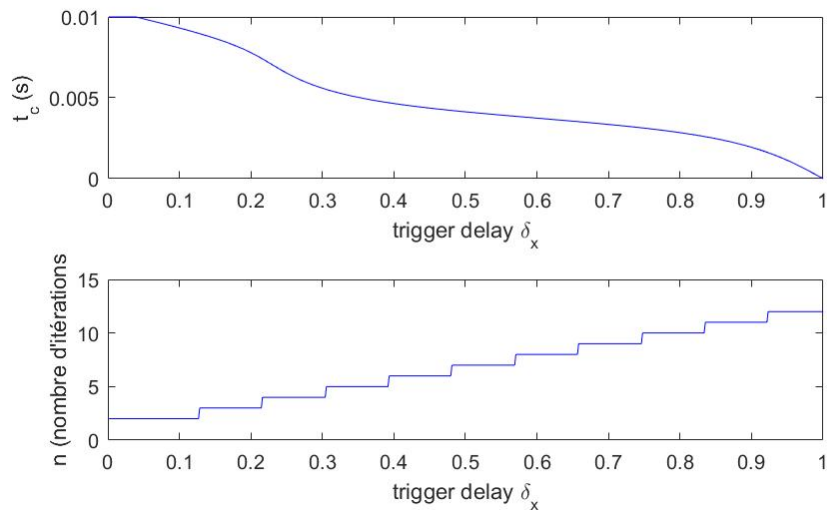


FIGURE 3.13 – Méthode itérative de convergence par Newton Raphson à pas fixe (n variable)

3.5.4 Résolution du problème implicite par utilisation d’algorithme d’optimisation heuristique

Présentation de la méthode

Une autre possibilité pour résoudre le problème implicite est d’utiliser des algorithmes heuristiques ou plus exactement méta-heuristiques, comme par exemple des algorithmes génétiques. Comme le problème vient du manque de connaissances théoriques pour initialiser un algorithme déterministe, l’idée est d’enlever ce problème d’initialisation en utilisant des algorithmes n’ayant pas besoin de l’être. Le principe d’un algorithme heuristique est de trouver une solution approchée d’un problème réputé difficile à résoudre en un temps raisonnable en utilisant des stratégies basées souvent sur un échantillonnage probabiliste inspiré par des phénomènes naturels. Il a la capacité de chercher une solution parmi l’ensemble possible des solutions. Plus largement, une méta-heuristique est un algorithme heuristique général applicable à n’importe quel type de problème d’optimisation. Ce sont des algorithmes d’optimisation capables de trouver un optimum global sans se faire piéger par un optimum local. Quand ce type d’algorithme est utilisé, un des principaux défis est de trouver le plus petit sous-ensemble de recherche de l’ensemble des solutions contenant la bonne solution pour limiter au maximum l’espace de recherche de l’algorithme et ainsi le rendre le plus efficace possible [46].

Parmi les méta-heuristiques, il existe un sous-ensemble d’algorithmes appelés évolutionnistes. Il s’agit d’un ensemble d’algorithmes inspiré de la biologie et plus particulièrement de la théorie de l’évolution de Charles Darwin. Le principe est de faire évoluer des solutions pour qu’elles tendent vers la solution optimale. Ce sont des algorithmes stochastiques, car ils se basent sur des processus aléatoires. Ainsi, à la différence d’algorithmes déterministes (comme NR utilisé précédemment), à chaque exécution, un même programme avec les mêmes paramètres convergera de manière différente et ne donnera par nécessairement le même résultat. De manière plus détaillée, les algorithmes de type évolutionnistes procèdent en différentes étapes. Tout d’abord, il crée une ”population” qui est un ensemble de tests dans l’espace de solutions. Chaque membre de cette population est caractérisé par ses ”gènes” : ensemble de propriétés qui définit ce membre. Chaque membre de cette population est unique. Cette population dite ”mère” donne naissance à une population dite ”fille” en transmettant une partie de ses ”gènes”. Enfin, tous les individus

de la population ne sont pas égaux et les plus adaptés pourront plus facilement transmettre leur gènes que les autres, tout en mutant potentiellement.

Comme il est proposé ici d'utiliser un algorithme d'optimisation à la place d'un algorithme classique déterministe de résolution d'une fonction implicite, il faut traduire le problème de résolution implicite en un problème d'optimisation. Rappelons qu'un problème d'optimisation est caractérisé par :

- la définition d'une fonction objectif que l'on cherche à minimiser

$$f_a(X) \quad (X = (X_i)_{i=1..N}, a = 1..A)$$

- Un espace de recherche

$$X_{min_i} \leq X_i \leq X_{max_i} \quad 1 \leq i \leq n$$

- la définition de contraintes d'égalité (le paramètre de sortie doit être égal à une valeur fixe)

$$g_j(X) = 0 \quad j = 1..L$$

- la définition de contraintes d'inégalité (le paramètre de sortie doit être compris entre deux valeurs)

$$h_k(X) \leq 0 \quad k = 1..M$$

Il faut donc trouver une fonction objectif traduisant le problème implicite et ses contraintes associées. Pour cela, une idée est d'utiliser l'erreur, ou la distance, entre le point testé et zéro. Cependant, cela ne permet pas de différencier la bonne solution des mauvaises solutions. Comme montré sur la figure (3.5.4), la droite passant par δ_0 et δ_{fin} se superpose à l'ensemble des zéros qui sont les bonnes solutions au problème.

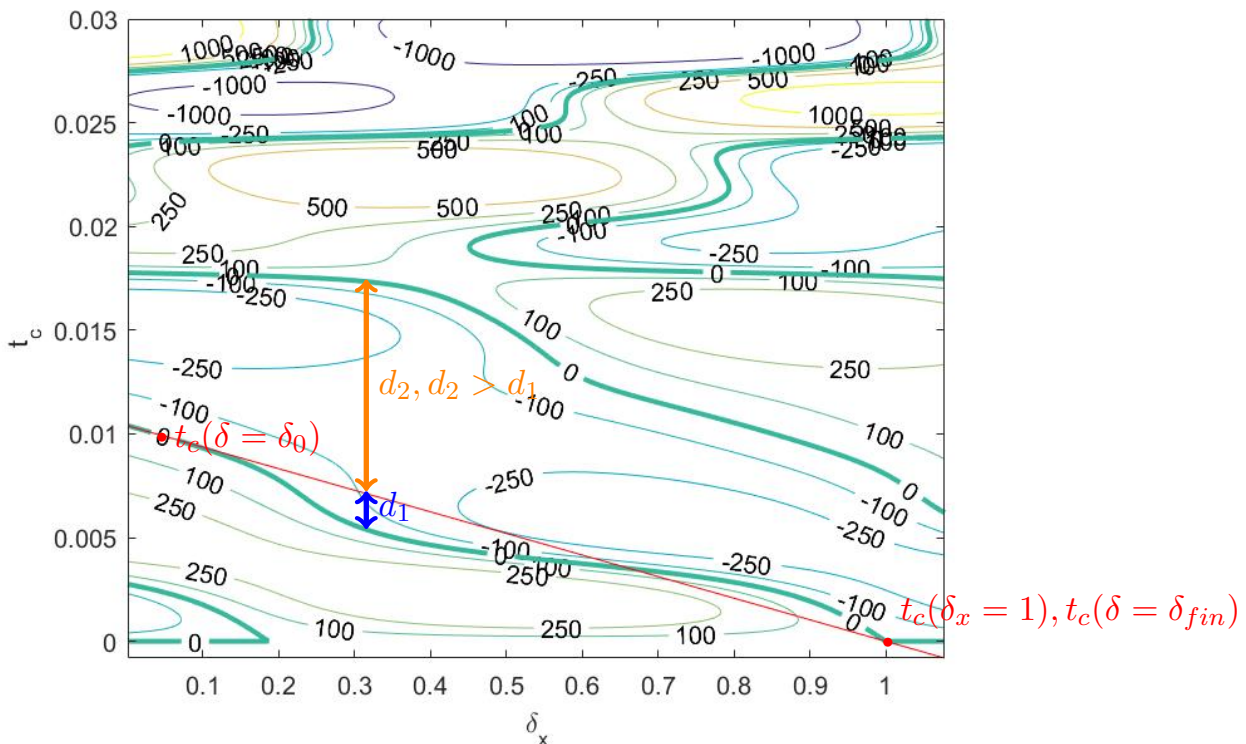


FIGURE 3.14 – distance des zéros par rapport à la droite linéarisée

En effet, il est important de rappeler que t_c est connu pour ces deux valeurs de δ . La distance entre la droite et cet ensemble est comparativement plus proche que la distance par rapport aux autres ensembles de zéros. La distance entre une solution et la droite semble donc être un bon candidat pour définir une fonction objectif. Une condition est que l'approximation linéaire reste suffisamment fidèle. Dans le cas contraire, le risque serait que la distance minimale soit donnée pour un zéro n'étant pas solution.

L'algorithme évolutionniste utilisé pour résoudre le problème est Evolutionary Strategy ou (ES). C'est un algorithme disponible dans le logiciel d'optimisation CADES et développé dans les années 60 par I. Rencherberg, H. P. Schwefel [47], [46]. Le principe de cet algorithme est de considérer " μ " parents qui vont engendrer " λ " enfants. Les enfants sont produits à partir d'un certain nombre de parents puis ils sont "mutés" le plus souvent en ajoutant une variable aléatoire qui suit une loi normale.

Puis, il vient l'étape de sélection qui se fait :

- soit uniquement sur les enfants (on parle alors de sélection virgule ou ",")
- soit sur les enfants et les parents (on parle alors de sélection plus ou "+")[48].

Résultat de la méthode

L'algorithme comporte trois paramètres notoires : le nombre de parents, le nombre d'enfants et le nombre de générations. Il n'existe pas de théorie pour fixer ces valeurs. Le nombre de générations est fixé suffisamment grand pour permettre la convergence avec la précision désirée. Il est admis qu'un rapport 7 entre le nombre de parents et le nombre d'enfants permet généralement une bonne convergence[47]. Le seul paramètre restant est donc le nombre de parents np . Étant donné qu'il s'agit d'un problème d'optimisation avec une seule entrée et une seule sortie, np peut être choisi avec une valeur relativement faible par rapport à d'autres problèmes plus complexes.

Avec une méthode heuristique, il existe une probabilité que la méthode ne converge pas suivant le paramétrage effectué. Pour que la méthode soit considérée robuste, il faut donc a priori que cette probabilité soit la plus faible possible. Le tableau (3.1) représente les performances de l'algorithme en fonction du nombre de parents np considérés.

np (nombre de parents)	pourcentages de réussite	temps moyen d'une convergence (s)	nombre max d'itérations pour 10000 réussites	temps moyen pour une convergence (s)
15	> 99.99	3	10001	30003
12	> 99.9	2.05	10010	20521
9	> 99.5	1.5	10050	15075
6	> 99	1.1	10101	11111
3	> 90	0.7	11111	7778

TABLE 3.1 – performances de l'algorithme en fonction de son paramétrage

Les pourcentages de réussites sont obtenus à partir de 10000 essais sur l'ensemble de la plage de δ_x . Comme expliqué précédemment, du fait du nombre d'entrées-sorties faible, malgré un nombre de parents faible, le pourcentage de réussite est plutôt élevé.

Avec $np = 3$, 1 calcul sur 10 se passe mal. A partir de $np = 6$, c'est moins de 1 sur 100, à partir de $np = 12$, c'est moins de 1 sur 1000 et à partir de $np = 15$, moins de 1 sur 10000. Choisir une valeur de np pour avoir un pourcentage de réussite trop élevé n'est pas judicieux. En effet, comme l'algorithme ES est non-déterministe, ce n'est pas parce qu'un calcul échoue qu'il échoue systématiquement. Ainsi, avec $np = 3$, s'il y a une chance sur 10 que le calcul ne converge pas vers la bonne valeur, il n'y a qu'une chance sur 100 qu'il échoue deux fois de suite si le calcul est relancé. Étant donné qu'une convergence avec $np = 3$ est plus de 4 fois plus rapide qu'avec $np = 15$, sur une base de 10000 itérations réussies, qui peuvent représenter le nombre d'itérations lors d'une optimisation, le temps moyen de la convergence est environ 3.8 fois plus rapide en choisissant $np = 3$ que $np = 15$. Il est donc plus pertinent de choisir un paramétrage de l'algorithme pas forcément très robuste avec un nombre de parents np réduit et d'exécuter l'algorithme plusieurs fois car le gain en temps de calcul d'une itération est plus important que la perte en nombre d'itérations.

Au préalable, il faut toutefois être capable de discrétiser une bonne convergence d'une mauvaise. Heureusement, comme l'algorithme utilisé est un algorithme d'optimisation, il suffit de vérifier si les contraintes sont bien respectées et si l'objectif est atteint.

Les algorithmes évolutionnistes sont réputés lents pour trouver une solution précise. Pour affiner la solution, il peut être pertinent d'utiliser plutôt un algorithme chaîné. Un algorithme chaîné est un algorithme utilisant plusieurs algorithmes en même temps. Une manière particulièrement pertinente est d'utiliser d'abord un algorithme meta-heuristique pour trouver une valeur approchée de la solution puis un algorithme déterministe du second ordre utilisant le gradient pour, très rapidement, converger vers la solution et ainsi trouver une valeur beaucoup plus précise.

3.5.5 Résolution du problème implicite par intégration

Une dernière idée développée au cours de cette thèse, est de raisonner sur l'intégrale de la fonction implicite au lieu de raisonner sur la fonction elle-même. Chercher un zéro de la fonction implicite revient à chercher un extrémum de son intégrale. De plus, il a été montré précédemment que la dérivée de la fonction est négative en ce point, l'extrémum à chercher est donc un maximum. En raisonnant sur l'intégrale, le problème de la fonction implicite est modifié en un problème d'optimisation. Comme seul un maximum est recherché et non un minimum, une solution sur deux peut être supprimée par rapport à la résolution directe de la fonction implicite. Pour résoudre ce problème simplifié, un algorithme déterministe comme SQP (Sequential Quadratic Programming) peut être envisagé. En effet, avec moins de solutions, un algorithme déterministe a moins de chance de se laisser piéger par un minimum local pour la même initialisation.

L'algorithme SQP ("sequential quadratic programming") est un algorithme déterministe de résolution d'un problème d'optimisation non-linéaire. C'est un algorithme qui reprend l'idée de la méthode Newton mais qui sert à résoudre un problème d'optimisation et non à trouver un zéro. L'algorithme consiste à faire un modèle quadratique de la fonction objectif puis à le minimiser successivement. Les contraintes sont linéarisées autour du point d'itération.

Il a pu être vérifié que cette méthode est efficace là où la résolution par NR ne l'était pas avec un temps de convergence meilleur que la méthode utilisant l'algorithme génétique ES. Toutefois, cette méthode doit encore être éprouvée pour vérifier sa stabilité.

3.5.6 Implémentation d'une résolution d'une fonction implicite utilisant un algorithme d'optimisation dans un modèle d'optimisation

Pour faire du dimensionnement par optimisation, le modèle décrit dans cette partie est ensuite implémenté dans un logiciel d'optimisation nommé CADES[49]. Il s'agit d'un outil développé par l'entreprise Vesta-system et qui a été initialement développé au G2Elab. C'est un logiciel bien adapté à l'optimisation de modèles analytiques et semi-analytiques. Il est présenté comme particulièrement pertinent pour les phases de pré-dimensionnement ou d'esquisse d'un projet. Il est donc tout à fait adapté aux besoins de cette thèse. Ce logiciel est basé sur un paradigme de composant logiciel nommé "MUSE" pour "Modèle Unifié pour les dispositifs et Systèmes Energétiques" [50]. Le but de ce paradigme est une interopérabilité entre les logiciels mais aussi entre les différents domaines de la physique. Ainsi un modèle écrit dans un certain langage informatique (java, C++, Matlab, VHDL, ...) peut être transformé en composant MUSE et ainsi peut interagir avec un autre composant MUSE édité dans un autre langage. CADES utilise ce paradigme pour coupler de algorithmes d'optimisation à des modèles de dimensionnement.

Pour utiliser certains algorithmes d'optimisation, il est nécessaire de connaître le gradient ou plus généralement la matrice jacobienne du modèle de dimensionnement utilisé (modèles de la fonction objectif et des contraintes associées). Les modèles peuvent comporter un nombre très important d'équations dont il convient de calculer la matrice jacobienne. Il est donc très fastidieux pour le concepteur d'un modèle de calculer manuellement l'ensemble des matrices jacobienes de chacune des équations et le calcul formel peut vite se retrouver dépassé par la complexité du modèle. Dans ces cas là, la dérivation automatique de programme est une technique judicieuse qui permet de calculer automatiquement la matrice jacobienne d'un modèle de manière exacte (contrairement aux différences finies)[51]. Pour cela, La dérivation automatique de programme se base sur la règle de dérivation des fonctions composées. Un programme est composé d'une juxtaposition d'instructions elles-même composées de sommes et de produits de fonctions usuelles. Un programme peut donc être compris comme une fonction composée. Une dérivation automatique d'un programme consiste donc en une suite de dérivations élémentaires qui sont ensuite recomposées via ladite règle pour former le programme dérivé contenant l'information des matrices jacobienes. La précision du calcul dépend directement de la précision de calcul de l'ordinateur utilisé. Elle est donc, en général, considérée comme exacte au même titre que la dérivation formelle.

Lors du calcul de la dérivation de code, chacune des sorties doit être dérivée par rapport à toutes les entrées qui la composent pour former la matrice jacobienne. Ainsi, chacune des instructions doit être dérivée. Si une seule des instructions n'est ou ne peut pas être dérivée, alors la dérivation de code n'est pas complétée et les algorithmes utilisant l'information du gradient ne peuvent pas être utilisés. Ainsi, dans le modèle exposé jusqu'à présent, un problème se pose. Pour calculer totalement la matrice jacobienne, il est aussi nécessaire de calculer la dérivée de t_c par rapport à l'ensemble des paramètres d'entrées. Or, comme t_c est trouvé à partir d'une résolution d'une fonction implicite par un algorithme dont le code n'est pas accessible à la dérivation, il n'y

a pas de relation explicite permettant de calculer ces différentes dérivées. Il faut donc trouver un autre moyen.

Pour cela nous proposons d'utiliser le théorème de fonction implicite. [51]. Le contexte de ce théorème est très proche de nos problématiques. La manière la plus simple pour appréhender ce théorème est de considérer une fonction implicite de deux variables.

Soit une fonction f définie sur \mathbb{R}^2 à valeur dans \mathbb{R} . On considère un couple de valeur (x_0, y_0) qui vérifie $f(x_0, y_0) = 0$. Une hypothèse importante pour la suite est que la dérivée de f par rapport à y en ce point ne soit pas nulle. On montre alors que sur un voisinage de (x_0, y_0) , il existe une fonction réelle généralement notée φ qui vérifie que $y = \varphi(x)$. Autrement dit, sur un voisinage du point, il est possible d'avoir une expression explicite de la fonction. De manière rigoureuse, le théorème s'écrit :

$$((x, y) \in \Omega \text{ et } f(x, y) = 0) \Leftrightarrow (x \in V \text{ et } y = \varphi(x)) \quad (3.23)$$

où Ω est un voisinage autour de (x_0, y_0) inclus dans l'espace de définition de la fonction implicite, V est un intervalle ouvert contenant x_0 .

Une des conséquences principales de ce théorème, qui est utilisée par la suite, porte sur l'expression de la dérivée de la fonction φ en x_0 . A condition que les hypothèses de dérivabilité soient vérifiées, la valeur de la dérivée vérifie l'égalité suivante :

$$\frac{d\varphi}{dx}(x_0) = -\frac{\frac{\partial f}{\partial x}(x_0, y_0)}{\frac{\partial f}{\partial y}(x_0, y_0)} \quad (3.24)$$

Ainsi, sans même connaître l'expression de la formulation explicite de φ , il est possible d'en calculer sa dérivée en x_0 .

En appliquant ces résultats à la fonction implicite du temps de conduction t_c , cela donne donc :

$$\frac{dt_c}{dx_i}(t = t_{c0}) = -\frac{\frac{\partial f}{\partial x_i}(t = t_c, x_i = x_i^*)}{\frac{\partial f}{\partial t}(t = t_c, x_i = x_i^*)} \quad (3.25)$$

où x_i représente les différents paramètres d'entrées de la fonction implicite : E, R, L, C, δ et ω et dont la valeur est donnée par le point où est calculé le jacobien x_i^* .

Ainsi, grâce à ce corollaire du théorème des fonctions implicites, il est possible d'utiliser des fonctions implicites dans le modèle d'optimisation. En effet, il est possible d'utiliser des algorithmes à l'intérieur de ce modèle pour résoudre la fonction implicite et ensuite résoudre le problème d'optimisation avec des algorithmes utilisant l'information du gradient.

3.5.7 Bilan des différentes méthodes

Dans cette thèse, quatre méthodes différentes ont été mises en œuvre pour résoudre le problème de la fonction implicite. Les performances qualitatives sont résumées dans le tableau (3.3).

La première, qui est la plus connue et la plus utilisée, est basée sur la méthode de Newton-

Nom de la méthode	Facilité de mise en oeuvre	Rapidité	Robustesse
Newton-Raphson	😊	😊	😞
Newton Raphson itératif	😊	😊	😊
Méthodes utilisant des algorithmes d'optimisation			
Algorithme évolutionniste (ES)	😊	😊	😊
SQP sur intégrale	😊	😊	😊 ?

TABLE 3.2 – Synthèse sur les différentes méthodes de résolution

Raphson. C'est une méthode simple à implémenter. Elle est dotée de nombreuses variantes. On peut citer l'algorithme de Levenberg Maquart ou encore des algorithmes de type Newton Raphson utilisant le principe des algorithmes à régions de confiance. La littérature sur la méthode est donc très complète. Néanmoins, dans de nombreux cas, cette méthode s'est trouvée inefficace car il n'était pas possible d'initialiser l'algorithme avec une valeur suffisamment précise. Il a donc été nécessaire de trouver une autre manière de résoudre la fonction implicite.

La méthode de Newton Raphson itérative a été une première réponse à ce problème. Elle est simple à mettre en œuvre et reste éventuellement assez rapide même si elle est a priori bien plus lente qu'un simple NR. La robustesse est moyenne car elle dépend trop de paramètres fixes et empiriques. Il en est d'ailleurs de même pour la vitesse de convergence. Pour ces raisons, cette méthode n'a pas été retenue. Cependant, elle pourrait être améliorée dans le cas où une méthode théorique pour fixer les paramètres de l'algorithme serait trouvée.

La deuxième méthode mise en place part de l'idée de supprimer la problématique d'initialisation au lieu d'essayer de la résoudre. La solution a été d'utiliser des algorithmes méta-heuristiques de type évolutionnistes comme ES. Cependant, un autre algorithme méta-heuristique pourrait être utilisé. Pour cela, il est nécessaire de transformer le problème en un problème d'optimisation. Cette méthode est plus complexe à mettre en œuvre car l'algorithme ES n'est pas prévu à la base pour être utilisé ainsi. Il a notamment été nécessaire de résoudre le problème de dérivabilité du modèle via le théorème des fonctions implicites. Les algorithmes méta-heuristiques sont connus pour être lents à la convergence, en particulier quand la précision recherchée est grande, ce qui est le cas ici. Néanmoins, comme le nombre d'entrées et de sorties est faible et qu'une faible probabilité de convergence n'est pas un problème puisque l'algorithme peut être relancé plusieurs fois jusqu'à l'obtention de la bonne solution. Le nombre de parents et d'enfants peut être réduit de sorte que la vitesse de convergence soit raisonnable. Le paramétrage de l'algorithme reste empirique mais cela est moins gênant car il impacte moins sur la convergence que dans le cas du NR itératif. Pour ces raisons, la méthode est considérée comme robuste.

Enfin, la dernière méthode réalisée au cours de cette thèse est basée sur l'intégrale de la fonction implicite au lieu de la fonction elle-même. Cette idée vient de notre connaissance du signe de la dérivée de la fonction implicite. Cela permet de conclure que le zéro de la fonction implicite correspond à un maximum d'une intégrale de la fonction. Les zéros voisins du zéro recherché se retrouvent être nécessairement des minimums ou des points d'inflexions. Cela permet de discriminer un zéro sur deux. Ainsi, un algorithme d'optimisation déterministe aura moins de chance de tomber sur un mauvais zéro qu'un Newton Raphson sur la fonction implicite pour

une même initialisation. La mise en œuvre nécessite les calculs de l'intégrale, ce qui dans cas de modélisation que le notre peut être délicat voire impossible. Cette méthode ne peut donc pas être utilisée pour tous les modèles. Néanmoins, dans notre cas d'application, cela est possible. La rapidité de convergence est très bonne (équivalent à un simple Newton-Raphson). La robustesse de cette méthode n'a pas encore pu être vérifiée mais elle est théoriquement bien meilleure que celle d'un Newton-Raphson.

3.6 Modèle analytique d'une machine synchrone à aimant en surface simplifiée

Pour pouvoir dimensionner une machine électrique, il faut associer les caractéristiques de la machine aux composants électriques d'un modèle circuit pour connaître l'influence du MERS sur celle-ci. Comme expliqué précédemment, le modèle de Behn Eschenburg est un modèle qui peut facilement s'adapter au circuit modélisé dans la partie précédente (figure (1.8)). Il s'agit du modèle le plus simple pour modéliser une machine synchrone. Il prend en compte le comportement statique d'une machine à pôles lisses en régime permanent et en fonctionnement linéaire. Le modèle est composé d'une source de tension ($e(t)$) en série avec une résistance et une inductance appelées respectivement résistance synchrone (notée R_s) et inductance synchrone (notée L_s). Pour l'élément inductif, on parle aussi souvent de réactance synchrone (notée X_s) qui vérifie l'équation $X_s = L_s\omega$. La source de tension représente la force électromotrice du système (FEM) qui découle directement de la loi de Lenz ($e(t) = -\frac{d\phi}{dt}$). La résistance synchrone R_s représente la résistivité du matériau composant les bobinages statoriques. Enfin, l'inductance synchrone représente le caractère inductif des bobinages supposé linéaire en fonction du courant. L'étude du circuit représenté sur la figure (3.15) va permettre d'étudier les gains possibles en puissance de la machine re-dimensionnée. Il représente la partie résistive de l'impédance d'un système qui peut être un réseau, un moteur ou toute autre charge. Le circuit sur la figure (3.16) représente plus particulièrement la machine connectée à un réseau d'impédance nulle. Celui-ci est alors modélisé par une source idéale de tension.

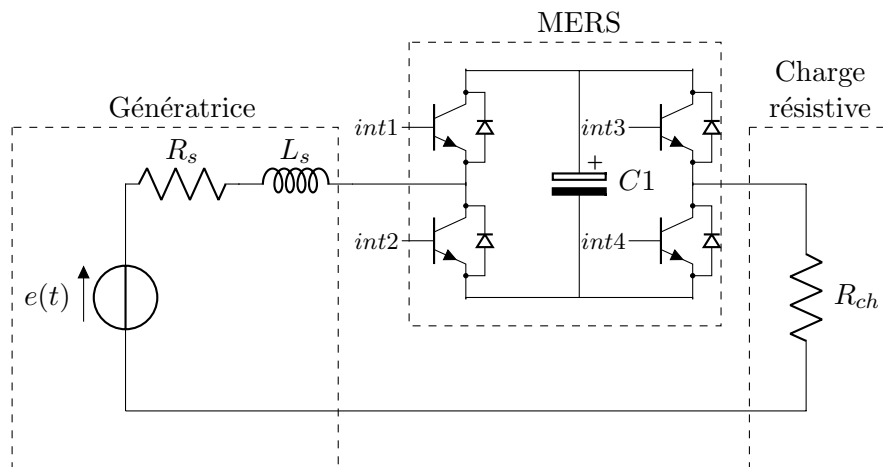


FIGURE 3.15 – Génératrice et MERS en série débitant dans une charge résistive

Bien que représentant une machine en régime permanent au premier harmonique, nous utilisons ce modèle car nous sommes en phase d'esquisse. Pour un modèle plus fin, un modèle prenant en compte les harmoniques temporelles et spatiales de la machine sera à préférer. Pour avoir un modèle complet, il va falloir trouver des relations entre les paramètres définissant la machine et le modèle de Behn-Eschenburg. Une machine est définie d'une part par sa géométrie et d'autre part par les propriétés physiques des matériaux qui la composent. Pour avoir un modèle permettant de faire du dimensionnement, il va donc falloir définir des paramètres géométriques et physiques.

3.6.1 Géométrie de la machine

Il existe de nombreux types de géométrie de machines synchrones. On peut, tout d'abord, distinguer les machines synchrones par leur rotor. Il y a celles utilisant comme inducteur des

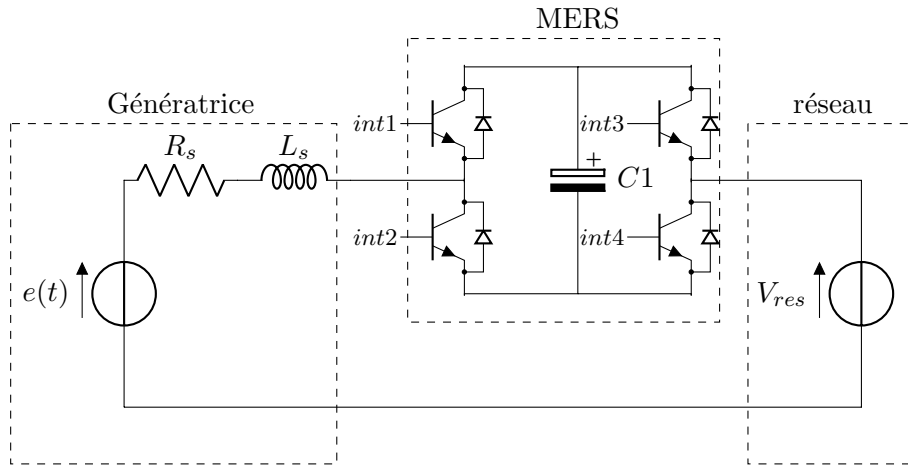


FIGURE 3.16 – Génératrice et MERS en série connectée au réseau

aimants permanents et d'autres des bobinages. Ces deux types de machines présentent un intérêt d'étude avec le MERS. La machine à aimants permanents a été choisie pour plusieurs raisons. Tout d'abord il s'agit d'une technologie de machine qui présente un enjeu important actuellement : en raison, d'une part, de son excellente puissance volumique, et d'autre part de l'utilisation de terres rares. Comme expliqué précédemment, les terres rares sont des ressources critiques car leur approvisionnement pose de nombreux problèmes. La machine synchrone à aimants permanents est une machine très ambivalente car elle cumule à la fois des caractéristiques très intéressantes et des inconvénients majeurs. D'autre part, sous certaines hypothèses introduites par la suite, ce type de machine peut simplement être modélisé pour correspondre au modèle RLE d'une machine et ainsi utiliser la résolution circuit précédemment présentée.

Les MSAP peuvent présenter de nombreuses géométries de rotors ou de stators. Ainsi, au rotor, de manière non exhaustive, l'aimant peut être monté en surface ou enterré ou également être utilisé pour former des barrières de flux. Dans cette thèse, l'objectif est d'étudier l'influence du MERS sur le comportement général de la machine à aimants permanents. Le choix de la géométrie n'est donc, dans un premier temps, pas la priorité ici. Aussi nous avons choisi une géométrie simplifiée qui est plus à même de donner des résultats généraux qui pourront être appliqués à n'importe quelle machine à aimants permanents. Nous avons donc choisi une architecture permettant d'être modélisée par des équations simplifiées

Dans cette thèse, avant de définir des paramètres géométriques qui sont en entrée du modèle, nous avons décidé de fixer au préalable une structure géométrique de machine car elle ne peut pas être paramétrée avec des grandeurs continues. Cependant, des algorithmes d'optimisation topologique peuvent permettre de laisser des degrés de liberté supplémentaire sur la structure géométrique. Dans cette thèse, ce type de méthode n'est pas mis en œuvre et l'étude reste segmentée à une structure fixée. Cependant ces méthodes présentent un intérêt certain qui seraient judicieux à étudier dans des travaux ultérieurs.

La géométrie choisie est présentée sur la figure (4.2). Les choix ont été faits pour limiter le nombre total des paramètres et ainsi faciliter la convergence de l'algorithme d'optimisation. Il s'agit bien entendu d'un modèle en deux dimensions représentant une vue de coupe de la machine. Le comportement des têtes de bobines n'est pas considéré. Le rotor est à pôle lisse pour être en accord avec le modèle de Behn-Eschenburg. Il est constitué d'aimants surfaciques,

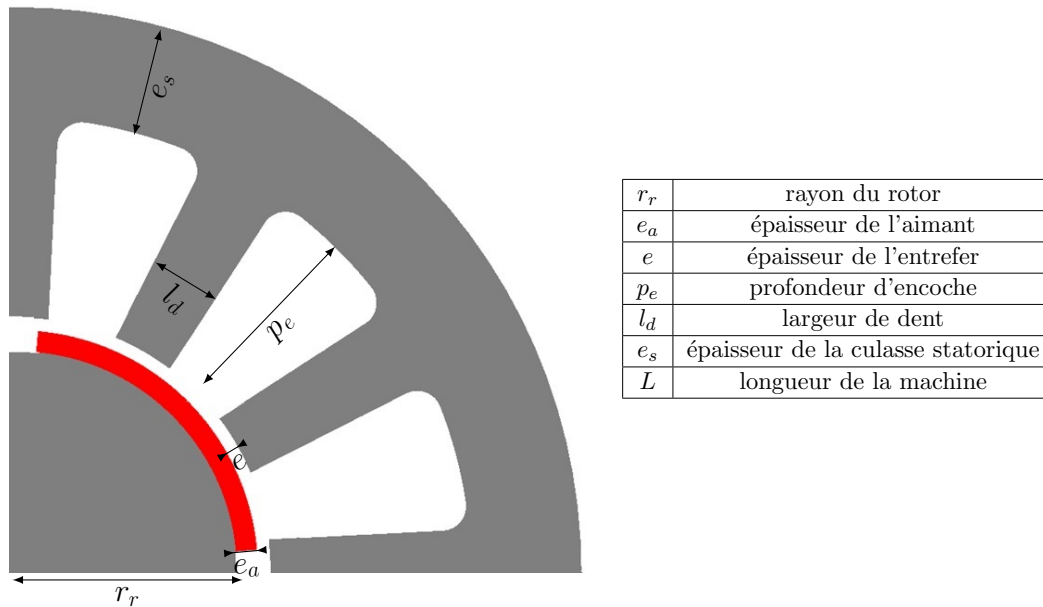


FIGURE 3.17 – Géométrie de la machine

ce qui est plus simple d'un point de vue structurel et limite les flux de fuite en supprimant la contribution zig-zag. Ce montage d'aimants induit une FEM carrée. Cependant notons que le modèle a été calculé pour une source de tension sinusoïdale. Le stator est constitué de dents droites pour permettre un calcul plus simple de la réductance du circuit magnétique et donc de l'induction magnétique. Le bobinage est diamétral non-réparti, ce qui est une configuration usuelle et simple convenant bien au contexte de l'étude. Le nombre de paires de pôles est de 4 sur la figure mais est considéré comme un paramètre du modèle.

3.6.2 Modèle de matériaux

Le matériau doux du circuit magnétique est supposé parfait, donc avec une perméabilité magnétique infinie. Cette hypothèse permet de simplifier les calculs en les rapportant tous dans l'entrefer. Les aimants sont également supposés linéaires, définis par une polarisation J et une perméabilité relative $\mu_r = 1$. Si des phénomènes non-linéaires comme la saturation du matériau doux ou la désaimantation des aimants ne sont pas modélisés, il faudra vérifier ultérieurement que le point de fonctionnement de la machine reste dans des ordres de grandeurs physiques plausibles. Enfin, les bobinages sont définis par la résistivité du matériau ρ supposée constante, le nombre de spires n_s et un coefficient de remplissage c compris entre 0 et 1, (1 signifiant un remplissage idéal).

3.6.3 Expression du modèle de Behn-Eschenburg

Maintenant que la machine est décrite et paramétrée avec les hypothèses associées, il faut calculer les expressions du modèle qui lient cette description à celle du modèle de Behn Eschenburg. Il faut donc trouver une expression pour la force électromotrice $e(t)$, pour la résistance synchrone R_s et pour l'inductance synchrone L_s .

Cas de la résistance synchrone

Le calcul de la résistance synchrone est le plus simple. Comme rappelé précédemment, celle-ci prend en compte la résistivité du matériau conducteur formant le bobinage de la machine. Il faut donc appliquer l'expression liant résistance et résistivité, à savoir :

$$R_s = \rho \frac{l_{fil}}{S_{fil}} \quad (3.26)$$

où ρ est la résistivité du matériau, l_{fil} correspond à la longueur totale du fil constituant la ou les bobines d'une phase et S_{fil} est la section du fil. Il reste à estimer l'expression de l_{fil} et S_{fil} en fonction des paramètres d'entrées du modèle.

Pour le calcul de l_{fil} , il faut considérer que le bobinage d'une phase est composé de p bobines. Ces bobines sont soit mises en série, soit mises en parallèle. Une mise en série permet d'avoir une FEM plus élevée tandis qu'une mise en parallèle permet d'avoir une tenue en courant et une impédance synchrone plus faibles. Comme l'impact du MERS est plus significatif pour les fortes impédances, le couplage série a été choisi. Par ailleurs, il s'agit d'un couplage plus classique. Le schéma de la longueur d'une spire est visible sur la figure (3.18). En fonction de la position de la spire dans l'encoche, le calcul de la longueur de l'arc n'est pas le même. Pour simplifier les calculs, une distance moyenne est choisie pour l'ensemble des spires. L'expression de l_{fil} est donnée par :

$$l_{fil} = p \times n_s \times \left(2L + 4 \left(r_r + e_a + e + \frac{l_d}{2} \right) \frac{\pi}{p} \right) \quad (3.27)$$

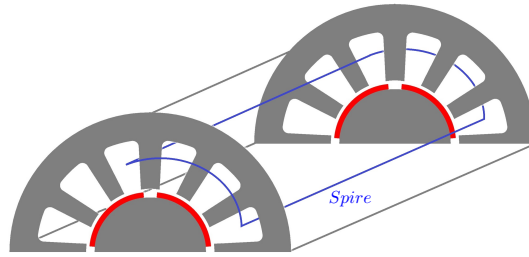


FIGURE 3.18 – Schéma 3D d'une spire

La valeur S_{fil} correspond à une fraction de la surface de l'encoche S_{enc} .

$$S_{fil} = c \frac{S_{enc}}{n_s} \quad (3.28)$$

S_{enc} est calculée à partir de la surface des dents :

$$S_{enc} = \frac{1}{3} \left(\frac{2\pi}{p} l_d (l_d + 2(r_r + e_a + e)) - 3l_d \times p_e \right) \quad (3.29)$$

Cas de l'inductance synchrone

L'inductance est calculée à partir de la réluctance du circuit magnétique :

$$L_s = \frac{n_s^2}{\mathcal{R}} \quad (3.30)$$

où \mathcal{R} est la réluctance du circuit magnétique embrassée par l'enroulement. Comme la perméabilité relative du matériau est supposée infinie, la réluctance du circuit est uniquement donnée par celle de l'entrefer. Le chemin de flux passe deux fois par l'entrefer, soit $\mathcal{R} = 2\mathcal{R}_e$ qui vérifie l'expression :

$$\mathcal{R}_e = \frac{e}{\mu_0 S_e} \quad (3.31)$$

où S_e est la surface moyenne dans l'entrefer. Son expression est :

$$S_e = \frac{\pi}{p} \left(r_r + e_a + \frac{e}{2} \right) L \quad (3.32)$$

Cas de la force électromotrice

La force électromotrice est déduite de la loi de Lenz :

$$e(t) = -\frac{d\phi(t)}{dt} = -n_s \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (3.33)$$

où $\phi(t)$ est le flux total vu par une phase et $\varphi(t)$ le flux vu par une spire. En considérant l'induction sinusoïdale et la loi de Gauss $\varphi(t) = \iint B(t) dS$, on obtient l'expression bien connue :

$$E = p\sqrt{2}\pi B_a n_s S_a f \quad (3.34)$$

où E et B_a sont respectivement la valeur efficace de la fem et la valeur maximum de l'induction magnétique au niveau des aimants. Le terme p est présent car les enroulements sont mis en série. Au lieu de considérer une induction sinusoïdale, mais par exemple carrée, il est tout de même possible d'utiliser cette expression en considérant qu'il s'agit du terme fondamental. Auquel cas, la formule est multipliée par $\frac{\pi}{4}$ pour se ramener à la valeur maximum. Comme le calcul se fait par rapport à l'aimant, S_a est définie par la surface moyenne par laquelle passe le flux à ce niveau :

$$S_a = \frac{\pi}{p} \left(r_r + \frac{e_a}{2} \right) L \quad (3.35)$$

Il ne reste plus qu'à déterminer B_a . Pour cela, quatre expressions différentes sont utilisées. Il y a tout d'abord deux expressions liant le champ magnétique à l'induction magnétique respectivement dans l'aimant et dans l'entrefer :

$$\begin{cases} B_e = \mu_0 H_e \\ B_a = \mu_0 H_a + J \end{cases} \quad (3.36)$$

Ensuite, nous considérons la conservation du flux parfaite (pas de fuite) entre l'aimant et la portion de l'entrefer considérée, d'où :

$$B_e S_e = B_a S_a \quad (3.37)$$

avec S_a la surface donné par l'expression (3.35), et S_e la surface équivalente de passage du flux mais au milieu de l'entrefer :

$$S_e = \frac{\pi}{p} \left(r_r + e_a + \frac{e}{2} \right) L \quad (3.38)$$

La quatrième expression nécessaire s'obtient en calculant la valeur du champ sur un contour d'ampère passant par le chemin du flux. Le contour d'ampère peut être visualisé sur la figure (3.19). L'expression obtenue est :

$$2(H_e e + H_a e_a) = 0 \quad (3.39)$$

En utilisant les expressions (3.36), (3.37) et (3.39), il est possible d'en déduire une expression pour l'induction [52] :

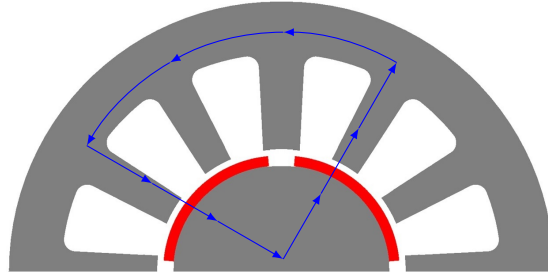


FIGURE 3.19 – contour d'ampère

$$B_e = \frac{e_a J}{e + e_a \frac{S_e}{S_a}} \quad (3.40)$$

Pour vérifier si le modèle est valide dans le cadre des hypothèses considérées, il est nécessaire de passer par une étape de validation du modèle. L'idéal est de s'appuyer sur des résultats expérimentaux. L'étape de validation est présentée dans une prochaine partie sur un exemple concret.

3.6.4 Calculs subsidiaires

Maintenant que l'obtention de t_c est résolue, il convient de terminer le calcul du modèle de dimensionnement complet. Les différentes tensions et courants étant à présent connus, la puissance peut être calculée. La puissance moyenne, par exemple de la source, est définie par la formule suivante :

$$P_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T e(t)i(t)dt \quad (3.41)$$

Comme le modèle est temporel, ce calcul peut se faire directement. De plus, comme l'équation est analytique et suffisamment simple pour être intégrable formellement avec des fonctions usuelles, il est possible d'avoir une expression analytique de la puissance moyenne. Le MERS introduisant des discontinuités, il convient de calculer cette intégrale par morceaux sur chaque intervalle de temps séparé par des commutation de semi-conducteurs (donc changement de l'expression de $i(t)$). L'équation devient :

$$P_{moy} = \frac{2}{T} \left(\int_0^{t_c} e(t)i_1(t)dt + \int_{t_c}^{\frac{T}{2}} e(t)i_2(t)dt \right) \quad (3.42)$$

Calcul du THD et de la phase

Le MERS, n'étant pas un dispositif linéaire, la tension à ses bornes n'est pas sinusoïdale. De ce fait, le MERS est source d'harmoniques. A la différence d'un convertisseur commandé par modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui a un contenu harmonique hautes fréquences (classiquement les groupes d'harmoniques autour des multiples de la fréquence de MLI), le MERS va créer un contenu basse fréquence. Ces harmoniques, si elles ne participent pas à la création de puissance (du moins pour une source purement sinusoïdale), vont cependant créer des pertes : à la fois des pertes Joules et des pertes Fer dans un dispositif électromécanique. Cela va donc dégrader le rendement et contraindre thermiquement la machine, ce qui peut être gênant si celui-ci est critique pour le dimensionnement. Il est donc intéressant et important de pouvoir estimer ce contenu harmonique.

Pour cela, il faut, bien évidemment, calculer la transformée de Fourier du courant ou de la tension. Les calculs présentés ci-dessous sont faits pour le courant mais ils sont équivalents pour la tension. Celle-ci se caractérise par :

$$I(\nu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} i(t) \exp^{-2j\pi\nu t} dt \quad (3.43)$$

le terme $\frac{1}{\sqrt{2\pi}}$ est présent ou pas suivant le choix d'une fonction inverse parfaitement symétrique ou non. Comme le signal est périodique et alternatif, l'équation devient :

$$I_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t) e^{-2j\pi n f t} dt \quad (3.44)$$

Ainsi, on a :

$$i(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} I_n e^{2j\pi n f t} \quad (3.45)$$

$$i(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n \cos(n2\pi f t) + b_n \sin(n2\pi f t) \quad (3.46)$$

avec a_n et b_n qui ont pour expressions :

$$\begin{cases} a_n = 2\Re(I_n) \\ b_n = 2\Im(I_n) \end{cases} \quad (3.47)$$

Les termes a_n et b_n sont alors égaux à :

$$\begin{cases} a_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t) \cos(2\pi n f t) dt \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i(t) \sin(2\pi n f t) dt \end{cases} \quad (3.48)$$

Comme il n'y a pas de relation de parité, les deux termes a_n et b_n doivent être calculés.

A partir du calcul des coefficients de Fourier a_n et b_n , il est possible de calculer la phase des termes fondamentaux et le taux de distorsion harmonique (THD).

La phase est égale à :

$$\varphi_{i/e} = \arctan\left(\frac{b_1}{a_1}\right) \quad (3.49)$$

Le THD connaît plusieurs définitions suivant l'élément de comparaison. Soit la comparaison est faite avec le signal total, auquel cas l'équation du THD est :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}} \times 100 \quad (3.50)$$

Dans ce cas, le THD est compris entre 0% et 100%. Soit la comparaison se fait uniquement par rapport au terme fondamental et l'équation est :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2}}{I_1} \times 100 \quad (3.51)$$

Dans ce cas, le THD peut dépasser 100%. A 100%, cela signifie que le contenu harmonique est aussi important que le fondamental. Une manière plus simple de calculer le THD est en considérant le signal total :

$$THD = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I} \times 100 \quad \text{ou} \quad \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} \times 100 \quad (3.52)$$

I est la valeur efficace du courant qui est calculée en utilisant l'expression de sa définition :

$$I = I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (3.53)$$

L'expression choisie dans le modèle est la première de l'expression (3.52) car elle est plus simple à interpréter puisqu'elle est bornée et par ailleurs, elle est plus simple à calculer dans ce cas.

3.7 Modélisation des Pertes Fer

3.7.1 Nécessité d'un modèle de pertes fer

Pour réaliser un modèle analytique de machine synchrone à aimant permanents fonctionnant avec un MERS, il va être nécessaire de mettre au point un modèle de pertes fer adapté. En effet, le MERS va modifier l'amplitude de la tension appliquée à la machine ainsi que sa forme d'onde. La tension aux bornes de la machine n'est plus sinusoïdale, elle a un contenu harmonique plus riche. L'augmentation de l'amplitude du fondamental et des harmoniques de la tension va, outre augmenter la puissance à courant efficace donné, avoir un impact significatif sur l'augmentation des pertes fer. Il s'agit là d'une des contreparties principales à l'utilisation des systèmes de conversion d'énergie non-linéaire tel que le MERS.

La figure (3.20) donne un bon exemple de l'évolution possible de la tension aux bornes de la machine. Elle représente la tension aux bornes d'une machine sous forme fréquentielle modélisée par le modèle RLE. On y voit clairement une augmentation du fondamental et l'apparition d'un contenu harmonique important. Ainsi le THD mesuré atteint la valeur de 18.5%.

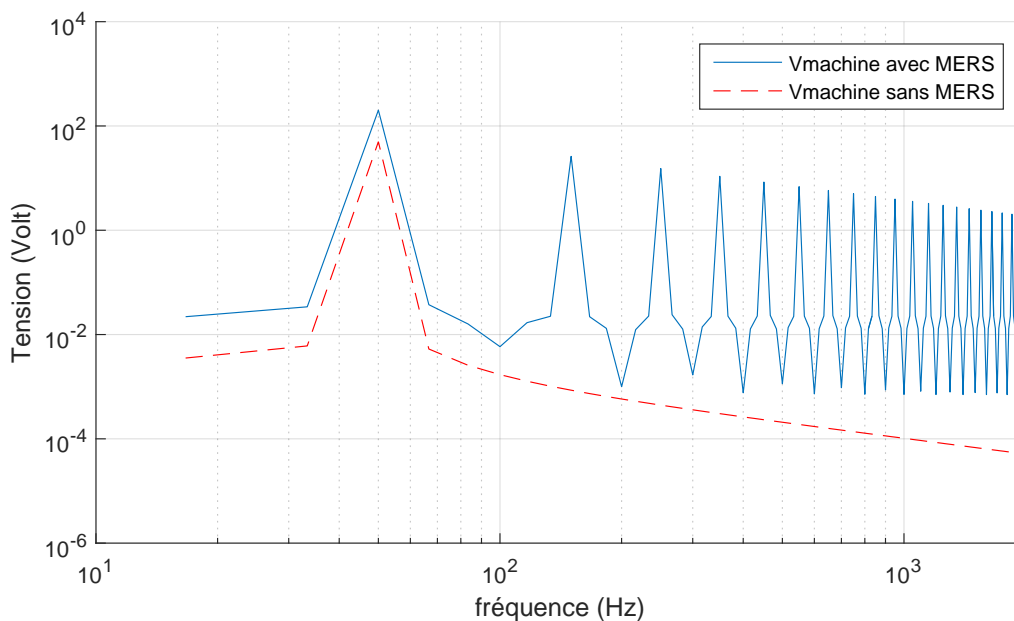


FIGURE 3.20 – Exemple de spectres de la tension aux bornes de la machine avec et sans MERS

L'augmentation des pertes fer peut facilement être expliquée par le raisonnement suivant : La tension aux bornes de la machine est image du flux d'induction magnétique total créé par l'inducteur et la réaction d'induit par l'équation de Lenz :

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{V}{N_s} \quad (3.54)$$

,avec N_s le nombre de spires d'une phase.

Une augmentation de la tension a pour effet une augmentation du flux d'induction magnétique. En considérant une répartition de l'induction globalement inchangée dans le circuit magnétique, l'induction magnétique va également augmenter de manière significative. Or les pertes fer sont directement liées à la valeur de l'induction. Une augmentation de l'amplitude de l'induction a

pour conséquence une augmentation des pertes dites par hystérésis alors qu'une augmentation de la dynamique, qui pourra être influencée entre autres par l'introduction des harmoniques, a pour conséquence une augmentation des pertes par courants de Foucault.

S'il est possible de montrer qu'à courant donné, donc à pertes Joules données, le MERS est capable d'augmenter la puissance de la machine, que ce soit en fonctionnement générateur ou moteur, l'augmentation de la tension qui lui est appliquée a pour conséquence une augmentation des pertes d'origines magnétiques. Dès lors, il n'est pas possible de conclure directement sur l'évolution du rendement et de conclure de manière systématique que le MERS a pour effet de l'améliorer contrairement à ce qui a déjà pu être présenté [14]. A cause des commutations des transistors dans le MERS, la tension aux bornes du MERS présente un contenu fréquentiel différent de celui de la source. Par exemple, si le MERS est inséré dans un circuit où la source est purement sinusoïdale, alors la tension aux bornes du MERS va présenter un contenu harmonique basse fréquence. Le MERS a donc à la fois une influence sur l'amplitude du fondamental mais aussi sur les harmoniques (figure 3.20).

Il est donc primordial d'avoir un modèle de pertes fer adéquat pour prendre en compte ce phénomène. Comme le but ici est de faire du pré-dimensionnement par optimisation via des modèles analytiques, il est nécessaire d'avoir également un modèle de pertes fer analytique. Malheureusement, il n'existe pas, à l'heure actuelle, de modèle analytique exact de pertes fer se basant sur la physique. En effet, les pertes fer ont pour origine des phénomènes physiques complexes pas encore totalement caractérisés aujourd'hui. Tous les modèles auront soit une base expérimentale soit une partie mathématique sans fondement physique modélisant des effets comportementaux.

3.7.2 Les différents modèles

L'origine des pertes fer, ou magnétiques, a toujours, pour origine, la présence de courant induits dans le matériau magnétique. Ces courants induits peuvent être présents à divers échelles : microscopique ou macroscopique. Selon l'identification introduite par Bertotti, on peut distinguer trois types de pertes différentes [53]. Tout d'abord, il y a les pertes par hystérésis. Elles ont pour origine la non-réversibilité du déplacement des parois de Bloch lors des processus d'aimantation et de désaimantation. Ce sont des pertes statiques qui sont caractérisées par le cycle hystérésis du matériaux. D'un point de vue thermodynamique, les pertes hystérésis sont représentés par l'aire de ce cycle. Ensuite, il y a les pertes par courants de Foucault (ou pertes classiques) qui ont pour origine la présence de courants induits dans le matériau au niveau macroscopique. Ces courants macroscopiques sont présents car la conductivité électrique des matériaux magnétiques est souvent non-négligeable. Ces pertes dépendent de la fréquence. Si on observe le parcours du cycle d'hystérésis, on observe que celui-ci est déformé avec une aire qui augmente. Cette augmentation de la surface représente ce type de pertes. Si ces deux premiers types de pertes sont plus ou moins unanimement acceptés au sein de la communauté scientifique, le troisième termes introduits par Jordan/Bertotti est encore sujet à débat aujourd'hui. Ce terme, appelé pertes excédentaires, est sensé caractériser les pertes dues au mouvement des parois de Bloch d'un point de vue dynamique. L'origine de ce type de pertes serait dûe à l'apparition de courant induits au voisinage des parois. Ces courants induits sont causés par l'interaction entre le mouvement des différentes parois dans le matériau et dépendent également de la fréquence.

A cause des phénomènes physiques complexes qui interviennent pour créer des pertes dans le matériau magnétique, il n'existe pas, à l'heure actuel, un modèle analytique parfait pour les estimer. Chaque modèle n'est pas équivalent à un autre pour la prise en compte de formes d'ondes complexes présentant un nombre élevé d'harmoniques comme peut créer le MERS. Il est de même pour la prise en compte d'un champ magnétique tournant comme c'est le cas dans une machine électrique, ou encore de considérer les phénomènes physiques présent dans les matériaux. De plus, il nécessite plus ou moins de données expérimentales afin d'être utilisé. Enfin, les différents modèles ne sont pas équivalents en termes de précision et de temps de calculs.

Pour cette étude, un modèle idéal serait un modèle analytique exact entièrement basé sur la physique du système et du matériau. Néanmoins, tous les modèles existants jusqu'à ce jour font soit appel à des approximations mathématiques pour estimer le comportement du matériau, soit passent par des coefficients empiriques. D'autres modèles encore, non-analytiques, nécessitent de passer par des calculs numériques limitant la souplesse d'utilisation du modèle. Voici un rapide tour d'horizon des différents types de modèles existant aujourd'hui.

Les pertes dans un matériau magnétique s'expriment de la manière suivante :

$$P = \frac{1}{\rho T} \int_0^T \left(\iiint_V \vec{j} \cdot \vec{E} dV \right) dt + \frac{1}{\rho T} \int_0^T \left(\iiint_V \vec{H} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} dV \right) dt \quad (3.55)$$

Cependant, il est impossible en pratique d'appliquer cette formule car j, E, H et B sont des quantités locales et interdépendantes. L'annexe D recense l'ensemble des modèles de pertes Fer classés par leur nature.

3.7.3 Synthèse des différents modèles

Comme le montre l'annexe D, il existe une grande diversité dans les modèles. Chacun d'eux a ses avantages et ses inconvénients et est donc adapté à certain cas d'utilisation. Il convient donc d'être capable d'analyser le pour et le contre de chacun des modèles, de les comparer les uns avec les autres afin de choisir le plus adapté. Dans un premier temps, il est nécessaire de faire un rappel sur les spécifications que doit respecter le modèle qui sera utilisé.











nom de la méthode	type de modèle	souplesse	précision
Steinmetz	analytique		
Bertotti	analytique		
Preisach	numérique		
Modèle d'hystérésis			
Jiles-Atherton	analytique/numérique		
Loss Surface (LS)	numérique		

TABLE 3.3 – Synthèse sur les différentes méthodes de résolution

Étant donné qu'un modèle analytique est recherché, les modèles numériques sont d'emblée écartés. Néanmoins, pour la suite de cette thèse, le modèle LS sera utilisé comme modèle de comparaison sur une machine donnée car il s'agit du modèle le plus fiable et qu'il est directement implanté dans le logiciel de calcul par élément fini FLUX 2D/3D. Il s'agit donc d'un outil

puissant qui permet d'avoir une bonne idée des pertes fer dans un exemple donné.

Les modèles restants sont donc soit un modèle de Steinmetz, soit un modèle de Bertotti. Étant donné que ce dernier modèle est une version plus sophistiquée du modèle de Steinmetz, il permet d'avoir plus de détails tant pour estimer les pertes que pour analyser celle-ci.

3.7.4 Utilisation des modèles

Ici le modèle utilisé est le modèle de Bertotti. En plus d'être un modèle analytique se basant partiellement sur un modèle physique, la décomposition des pertes qu'il propose permet une analyse plus fine de l'évolution des pertes fer due à l'évolution de la source électrique. Dans cette partie, deux utilisations différentes du modèle vont être présentées. La première utilisation a pour objet l'étude des pertes fer dans la machine à aimant de manière générale. Le but ici sera de montrer l'influence du MERS sur les pertes fer indépendamment d'une géométrie ou d'un matériau magnétiques. Seul le facteur de forme de la machine sera pris en compte. Le nouveau modèle mis en œuvre n'a pas pour vocation de donner une valeur précise des pertes fer mais seulement de montrer l'influence du MERS sur les pertes pour différentes formes de machines à aimants. La seconde utilisation sera sur le pré-dimensionnement d'une machine à aimant. Le but ici sera d'avoir un modèle analytique dépendant de la géométrie de la machine qui soit suffisamment fin et réaliste tout en restant assez simple pour qu'il puisse être utilisé lors d'une optimisation où la fonction objectif prend en compte le rendement.

3.7.5 Introduction des ratios de pertes

Le modèle

Pour avoir l'analyse et les conclusions les plus générales possibles sur l'influence du MERS sur les pertes fer dans une machine à aimant, il est nécessaire de mettre en œuvre un modèle qui soit indépendant de la géométrie mais aussi du matériau magnétique. Pour cela il va falloir modifier le modèle de Bertotti pour avoir un nouveau modèle plus général.

Voici un rappel de l'expression de densité des pertes par Bertotti :

$$dP_{fer} = dP_h + dP_{ec} + dP_{exc} \quad (3.56)$$

où

$$dP_h = k_h \times f \times B_{MAX}^2 \quad (3.57)$$

$$dP_{ec} = k_{ec} \times f^2 \times \frac{dB^2}{dt} \quad (3.58)$$

$$dP_{exc} = k_{exc} \times f^\alpha \times \frac{dB^\beta}{dt} \quad (3.59)$$

Les coefficients de Bertotti k_h , k_{ec} et k_{exc} ainsi que les coefficients α et β représentent l'influence du matériau dans le calcul de pertes. L'induction est une valeur d'état interne à la machine et donc dépend de sa géométrie. Du fait que les densités de pertes dépendent de l'induction, elles dépendent aussi de la géométrie. Il faut donc trouver un moyen pour adimensionner

ces expressions.

L'adimensionnalisation se fait en deux étapes :

La première étape est pour rendre les termes indépendants du matériau. A partir de chaque types de pertes un ratio de pertes fer de la machine avec et sans MERS est introduit. On passe donc d'une expression de pertes fer à trois expressions. Elles sont définies de la manière suivante :

$$\eta_h = \frac{k_h \times f \times B_{MAX_{avec\ MERS}}^2}{k_h \times f \times B_{MAX_{sans\ MERS}}^2} \quad (3.60)$$

$$\eta_{ec} = \frac{k_{ec} \times f^2 \times \frac{1}{T} \int_0^T \frac{dB^2}{dt} \text{ avec MERS} dt}{k_{ec} \times f^2 \times \frac{1}{T} \int_0^T \frac{dB^2}{dt} \text{ sans MERS} dt} \quad (3.61)$$

$$\eta_{exc} = \frac{k_{exc} \times f^\alpha \times \frac{1}{T} \int_0^T \frac{dB^\beta}{dt} \text{ avec MERS} dt}{k_{exc} \times f^\alpha \times \frac{1}{T} \int_0^T \frac{dB^\beta}{dt} \text{ sans MERS} dt} \quad (3.62)$$

En gardant les hypothèses du modèle de Bertotti qui considère que les coefficients sont constants, il ne dépendent pas de la valeur de l'induction ou de la fréquence, les expressions se simplifie :

$$\eta_h = \frac{B_{MAX_{avec\ MERS}}^2}{B_{MAX_{sans\ MERS}}^2} \quad (3.63)$$

$$\eta_{ec} = \frac{\int_0^T \frac{dB^2}{dt} \text{ avec MERS} dt}{\int_0^T \frac{dB^2}{dt} \text{ sans MERS} dt} \quad (3.64)$$

$$\eta_{exc} = \frac{\int_0^T \frac{dB^\beta}{dt} \text{ avec MERS} dt}{\int_0^T \frac{dB^\beta}{dt} \text{ sans MERS} dt} \quad (3.65)$$

On se retrouve avec trois ratios qui ne dépendent plus des coefficients de Bertotti donc du matériau à l'exception de η_{exc} où il reste l'exposant β . La plupart du temps, et pour tous les matériaux doux utilisés par la suite $\beta = 1/2$. L'estimation de l'évolution des pertes fer se traduit donc par une comparaison de différentes caractéristiques de l'induction.

La seconde étape vise à rendre ces ratios indépendants de la géométrie. En considérant une induction moyenne dans la machine, l'approximation suivante peut être faite :

$$V(t) = N_s \frac{d\phi(t)}{dt} = N_s \times S \times \frac{dB(t)}{dt} \quad (3.66)$$

où la tension $V(t) = E(t) - L_s \frac{di(t)}{dt} = V_{out}(t) + R_s i(t)$.

On peut décliner cette équation au niveau des différents endroits du circuit magnétique. Par exemple :

$$V(t) = N_s \frac{d\phi(t)}{dt} = N_s \times S_{entrefer} \times \frac{dB_{entrefer}(t)}{dt} \quad (3.67)$$

au niveau de l'entrefer

$$V(t) = N_s \frac{d\phi(t)}{dt} = N_s \times S_{dent} \times \frac{dB_{dent}(t)}{dt} \quad (3.68)$$

au niveau d'une dent

$$V(t) = N_s \frac{d\phi(t)}{dt} = N_s \times S_{culasse} \times \frac{dB_{culasse}(t)}{dt} \quad (3.69)$$

au niveau de la culasse magnétique.

Dans chaque cas l'induction considérée est une induction moyennée sur la surface considérée. Par exemple B_{dent} correspondra à l'induction moyenne sur la surface de la dent prise en compte.

Si les équations des ratios sont réécrites en utilisant cette formulation pour l'induction on obtient :

$$\eta_h = \frac{\int_0^t \frac{V(t)^2}{N_s S_{MAX_{avec\ MERS}}} dt}{\int_0^t \frac{V(t)^2}{N_s S_{MAX_{sans\ MERS}}} dt} \quad (3.70)$$

$$\eta_{ec} = \frac{\int_0^T \frac{V(t)^2}{N_s S_{avec\ MERS}} dt}{\int_0^T \frac{V(t)^2}{N_s S_{sans\ MERS}} dt} \quad (3.71)$$

$$\eta_{exc} = \frac{\int_0^T \frac{V(t)^\beta}{N_s S_{avec\ MERS}} dt}{\int_0^T \frac{V(t)^\beta}{N_s S_{sans\ MERS}} dt} \quad (3.72)$$

Après simplification on va avoir

$$\eta_h = \frac{(\int_0^t V(t))^2_{MAX_{avec\ MERS}}}{(\int_0^t V(t))^2_{MAX_{sans\ MERS}}} \quad (3.73)$$

$$\eta_{ec} = \frac{\int_0^T V(t)^2_{avec\ MERS} dt}{\int_0^T V(t)^2_{sans\ MERS} dt} \quad (3.74)$$

$$\eta_{exc} = \frac{\int_0^T V(t)^\beta_{avec\ MERS} dt}{\int_0^T V(t)^\beta_{sans\ MERS} dt} \quad (3.75)$$

En choisissant $\beta = 1/2$, η_{exc} devient :

$$\eta_{exc} = \frac{\int_0^T V(t)^{1/2}_{avec\ MERS} dt}{\int_0^T V(t)^{1/2}_{sans\ MERS} dt} \quad (3.76)$$

On obtient ainsi trois ratios qui sont indépendants du matériaux de la machine ainsi que de sa géométrie. Ces ratios permettent d'étudier l'évolutions des différents types de pertes fer dans la machine en ne considérant que la manière dont la machine est alimentée. En restant dans les hypothèses du modèle de Behn Eschenburg, la dynamique du système sera similaire à un circuit RL excité quand il n'y a pas de MERS et un circuit tantôt RL tantôt RLC quand il y a un MERS.

Dans chaque cas la tension $V(t)$ à un instant t pourra s'écrire sous la forme $V(t) = E(e^{l_1 t} + e^{l_2 t})$ où l_1 et l_2 sont des coefficients complexes. Comme l'amplitude de l'excitation est en facteur de l'expression, il va se simplifier lors de l'écriture des ratios. Les ratios ne dépendent donc pas de l'amplitude de la FEM ou du réseau à laquelle la machine est connectée. On rappelle que $V(t) = E(t) - L_s \frac{di(t)}{dt} = V_{out}(t) + R_s i(t)$, les ratios dépendent donc de l'impédance synchrone de la machine en d'autres termes de son facteur de forme. Les valeurs des ratios seront différents si la machine a tendance à être plutôt résistive ou plutôt inductive. En particulier, il sera montré

par la suite que plus la machine est résistive, moins le MERS a une influence sur le système car l'énergie réactive stockée par l'inductance est présente en trop faible quantité. Les pertes fer restent donc similaires à celle de la machine sans MERS. Les ratios ont donc tendance à rester très proche de 1.

Ces ratios sont utiles pour avoir une analyse aussi générale que possible sur l'influence des systèmes comme le MERS sur les pertes fer. Comme ils sont indépendants du matériau et de la géométrie où de la source, toute l'analyse qui va suivre reste valide que la machine soit de quelques watts ou quelques Megawatts, que la machine soit à barrière de flux à aimant enterré ou en surface, que l'aimant soit en néodyme ou en ferrite, ...

La force de ces ratios est donc qu'ils montrent bien l'effet du MERS sur la machine. Toutes les analyses qui seront tirées de ces ratios ne peuvent avoir comme explication que l'influence du MERS sur la machine.

Le principal inconvénient de ces ratios est le lien entre pertes et ratio qui n'est pas direct. En effet, pour calculer des pertes il faut réintroduire une géométrie et un matériau. Ainsi une valeur élevée d'un des ratios ne signifiera pas nécessairement une grosse augmentation des pertes. Cela dépendra de la valeur initiale de ce poste de pertes sans MERS.

Domaine de validité du modèle

Le modèle de pertes précédemment décrit utilise des hypothèses assez fortes pouvant limiter son domaine de validité. Ces points seront abordés dans la prochaine partie.

3.8 Conclusion partielle : Bilan du modèle et optimisation

Nous venons de construire un modèle analytique d'une machine synchrone à aimant permanent et de son contexte circuit intégrant le MERS qui peut être utilisé par un algorithme d'optimisation quelconque pour faire du dimensionnement. Ce modèle, adoptant des éléments analytiques et semi-analytiques, permet d'obtenir les performances générales d'une machine en régime permanent à partir des données géométriques de la machine, ainsi que des propriétés physiques des différents composants et matériaux. Le modèle reste simple et général tout en prenant en compte les subtilité qu'apporte le MERS. Une utilisation de ce modèle en problème inverse est donc sensée pourvoir donner une géométrie optimale du système à partir des performances désirées selon un cahier des charges établi pour du pré-dimensionnement.

La figure (3.21) présente l'architecture globale du modèle d'optimisation. Sa particularité réside dans l'imbrication d'une optimisation dans une autre. Ce fonctionnement apparaît d'abord comme un désavantage étant donné qu'une optimisation interne a lieu à chaque itération de l'optimisation externe. Cela peut apparaître vite comme très coûteux en terme de temps de calcul et donc inutilisable. De fait, il n'en est rien pour deux raisons principales. Tout d'abord, l'optimisation interne ne contient que deux paramètres. Il est, en effet, tout à fait possible de limiter le nombre d'entrées et de sorties libres dans l'optimisation interne par rapport à l'optimisation externe. Ainsi, comme il a été précédemment montré, il est possible d'avoir un temps de convergence de l'optimisation interne faible. De plus, en permettant de relancer plusieurs fois des optimisations si elles ne convergent pas, il est possible de sous-évaluer le paramétrage de l'algorithme. Enfin, une utilisation directe d'un modèle équivalent à celui-ci mais ne comprenant pas une optimisation interne n'est pas envisageable. Le trop grand nombre de paramètres d'entrées libres, la nécessité d'utiliser un algorithme stochastique pour l'ensemble de l'optimisation, et la surévaluation les paramètres de ce même algorithme (dans ce cas, il n'est pas souhaitable de lancer plusieurs fois l'optimisation) rendent le temps de convergence rédhibitoire.

Nous noterons qu'ici, les méthodes d'optimisation ont été choisies en fonction de leur performance pour caler au mieux à la nature du modèle :

- ES pour résoudre le problème implicite issu de la modélisation du convertisseur
- SQP ou un algorithme chaîné pour dimensionner un problème avec de nombreuses contraintes, en peu de temps

Des études complémentaires sur cette méthode permettraient de quantifier le gain de cette méthode sur des problèmes particuliers d'optimisation, mais cela n'est pas l'objet de cette thèse.

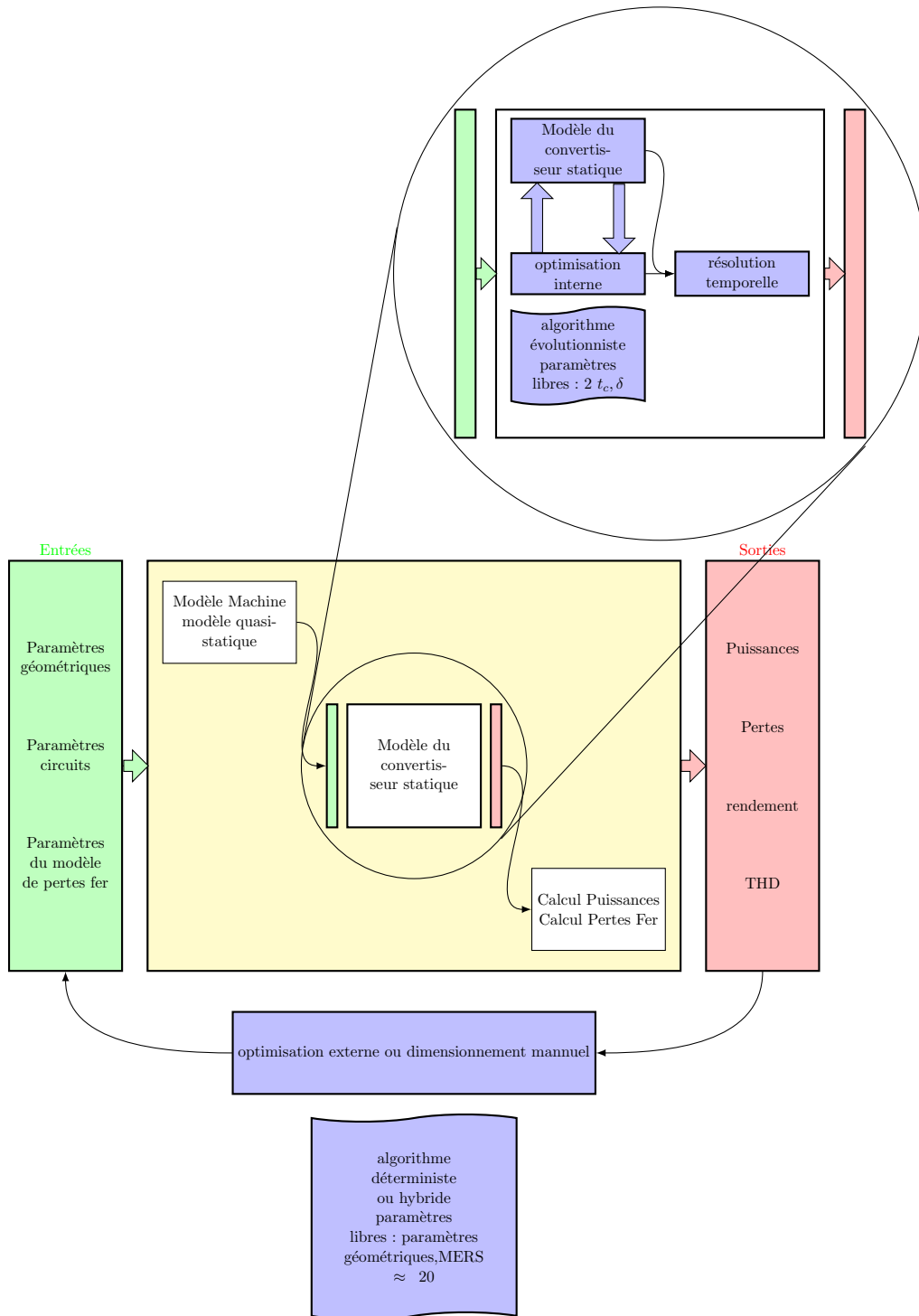


FIGURE 3.21 – Schéma récapitulatif du modèle

Chapitre 4

Simulation et analyse des performances MERS + machine

4.1 Performances d'une machine synchrone à aimant permanent avec MERS

Cette partie a pour but de présenter l'évolution des performances permises par le MERS sur une machine synchrone à aimant permanent. Le cas choisi pour illustrer cette évolution est celui d'une machine utilisée en génératrice à vitesse fixe débitant par le biais du MERS sur une charge de nature purement résistive. Le choix d'une utilisation en générateur ou moteur importe peu tant qu'on ne s'intéresse qu'à l'évolution des performances rendue possible par le MERS. Ce choix présente un intérêt en ce qui concerne l'utilisation et la commande du système. Etant donné la portée générique du modèle, la fréquence ω , à cette échelle, seulement une influence sur le comportement réactif de la machine. Ainsi, les résultats présentés par la suite sont similaires d'un point de vue qualitatif quelle que soit la valeur de la fréquence. Etant donné que le MERS a une influence sur la composante réactive d'une machine, l'évolution ne sera que plus marquée d'un point de vue quantitatif si la fréquence augmente mais les résultats de l'analyse qualitative restent inchangés. Le choix d'une charge résistive permet de faire varier aisément la puissance que délivre la machine en faisant varier les niveaux de charge. Un autre choix possible aurait pu être de débiter sur une source de tension parfaite modélisant un réseau électrique. Cela est possible mais rajoute inutilement des difficultés, notamment sur le calcul de l'angle interne entre la génératrice et le réseau. Au lieu d'avoir deux degrés de liberté avec un réseau (niveau de tension et angle de la phase), on se cantonne à un seul degré de liberté : la résistance de la charge. Ainsi, on se rapporte au cas déjà présenté précédemment lors de la modélisation.

La fréquence étant fixe, mécaniquement la valeur de la FEM est également fixée. De plus, pour que les résultats présentés restent pertinents, la valeur de la FEM, de la résistance synchrone R_s et de l'inductance synchrone L_s sont déduites à l'aide du modèle présenté précédemment à partir d'une géométrie existante de machine. Les valeurs de R_s et L_s sont donc fixées mais une partie de l'étude portera sur l'influence des variations autour de ces valeurs. Exceptées la fréquence et la FEM, on s'intéresse dans cette partie à l'influence des paramètres sur les performances, autrement dit sur les niveaux de tensions et courants, la puissance générée et enfin les pertes dans la machine.

Ces paramètres sont :

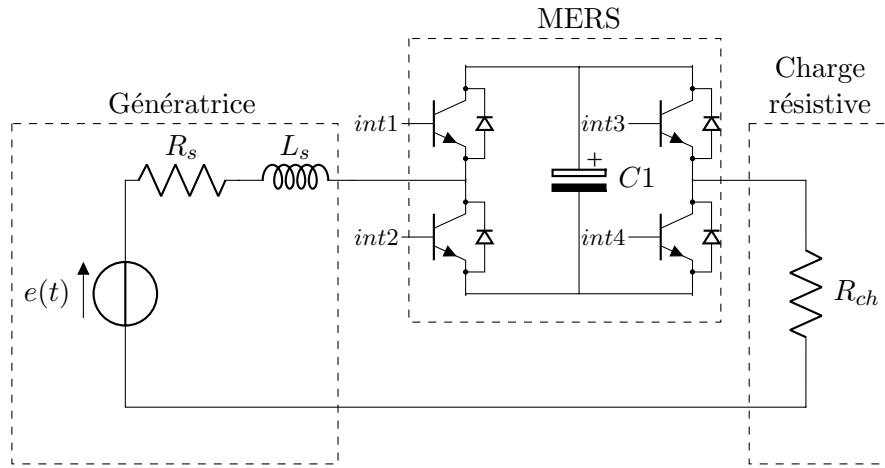


FIGURE 4.1 – Génératrice et MERS en série débitant dans une charge résistive

- R_s : la résistance synchrone de la génératrice [Ω]
- L_s : l'inductance synchrone de la génératrice [H]
- C_1 : la capacité totale du MERS [F]
- δ ou équivalent : le retard à l'amorçage des interrupteurs (paramètre de commande dynamique du MERS) [$s.u.$]
- R_{ch} : la résistance de la charge [Ω]

Cette étude utilise deux moyens de simulation. Tout d'abord, elle se base sur le modèle analytique préalablement présenté. Les résultats obtenus sont en parallèle comparés à des simulations éléments finis de la machine sous FLUX 2D. Ces simulations servent également à analyser le comportement magnétique de la machine lors de l'utilisation. Pour obtenir des résultats les plus fidèles possibles, il est nécessaire d'appliquer les bonnes formes de tension au niveau des enroulements. Pour cela, on se place dans le contexte "magnétique transitoire" qui permet de réaliser des simulations temporelles. Ensuite, un contexte circuit disponible dans le logiciel permet de recalculer à chaque pas de temps les niveaux de tension appliqués aux enroulements en prenant en compte ou non le MERS.

Le modèle de la machine utilisé dans le logiciel doit être suffisamment précis mais ne doit pas être inutilement complexe. Dans ce cas, l'intérêt est porté sur les performances globales de la machine ainsi que sur son comportement magnétique général. Un modèle relativement simple est donc suffisant dans ce cas. En particulier, les hypothèses simplificatrices prises sont :

- un matériau magnétique doux linéaire défini par sa perméabilité magnétique relative (des phénomènes de saturation pourront cependant être pris en compte dans un deuxième temps),
- un matériau magnétique dur défini par sa polarisation à vide ou induction rémanente,
- un matériau conducteur défini par sa conductivité électrique,
- un modèle de la machine en 2D (fuites dues aux têtes de bobines négligées).

De plus, les phénomènes transitoires ne sont pas étudiés ici ; seul l'état du système en régime permanent est pris en compte. Néanmoins, l'ensemble des effets dynamiques dus à la présence d'harmoniques lors du régime permanent est pris en compte.

4.1.1 Présentation de la géométrie et des termes de Behn Eschenburg correspondant

Pour cette étude, une machine de moyenne puissance (1.2kW) est considérée. Il s'agit d'une machine virtuelle se basant sur une architecture industrielle de machines à aimants. Comme le montre la figure (4.2), l'architecture est relativement classique. Il s'agit d'une machine à 2 paires de pôles avec un bobinage diamétral non réparti. En considérant les symétries de la machine, il est possible de limiter la simulation à un quart de la machine. Les enroulements de chaque pôle sont connectés en série les uns par rapport aux autres. Le couplage est en étoile. Les dents disposent de becs d'encoche et sont légèrement évasées. Au niveau du rotor, les aimants sont montés en surface et ont une ouverture de 170 degrés électriques. La vitesse de rotation est fixée à 1500 tr/min qui permet de créer un courant alternatif de fréquence fondamentale de 50 Hz.

Si cette machine est assez réaliste, tous les points nécessaires au dimensionnement réel ne sont pas pris en compte. Tout d'abord, le dimensionnement n'est pas optimal, que ce soit vis-à-vis de la puissance massique ou du rendement. De nombreux paramètres seraient à modifier pour prendre en compte différentes contraintes réelles qu'elles soient sur le circuit magnétique, sur les aimants, sur la thermique ou encore sur la faisabilité industrielle de la machine. Ces différents facteurs influent toujours sur le dimensionnement d'une machine et modifient substantiellement son architecture. Néanmoins, cette architecture volontairement simple n'est pas un inconvénient mais est un choix délibéré. En effet, en gardant une architecture simplifiée, les résultats généraux faits sur cette machine peuvent être étendus à n'importe quelle autre machine ayant une géométrie similaire. L'analyse restera donc générale et ne tiendra pas compte des phénomènes locaux.



FIGURE 4.2 – Géométrie de la machine

Grâce à une architecture de machine simplifiée, seuls quelques paramètres sont nécessaires pour caractériser la machine et ainsi la faire correspondre au modèle analytique. Toutefois, il y a certaines différences. La première est la présence de becs d'encoche. Ceux-ci ont été placés pour faire en sorte que chaque dent capte la plus grande part de flux possible sans pour autant induire des fuites trop importantes. Elles ont été choisies suffisamment épaisses pour être juste en limite de saturation. La deuxième différence est la dent légèrement évasée pour limiter d'éventuels phénomènes de saturation.

L'induction rémanente de l'aimant est similaire à celle que peut avoir un aimant de type Néodyme Fer Bore. Étant donné que le champ coercitif n'est pas pris en compte dans la modélisation, les phénomènes de désaimantation ne sont pas pris en compte non plus. Il sera néanmoins nécessaire de vérifier que le niveau d'induction pour le point de fonctionnement de

Paramètres Géométriques	
rayon du rotor	18 mm
rayon du stator	45 mm
largeur de dent moyenne	5 mm
épaisseur d'aimant	4 mm
entrefer	1 mm
longueur de la machine	90 mm
Paramètres Physiques	
nombre de spires	275
Induction rémanente de l'aimant	1.1 T
perméabilité relative de la tôle magnétique	15000

TABLE 4.1 – Paramètres géométriques et physiques principaux de la machine

l'aimant ne devient pas trop faible pour avoir des résultats réalistes. Le nombre de spires assez élevé en fait une machine à FEM plutôt élevée par rapport à la puissance transmise et de nature particulièrement inductive, donc propice à être utilisée avec le MERS.

4.1.2 Simulation de la machine sans MERS

Présentation de la simulation et définition des objectifs

Le but de cette partie est double. Tout d'abord, les performances de la machine sans MERS vont permettre de servir d'élément de comparaison avec les performances de la machine avec MERS. Tout comme la simulation avec MERS, l'étude se fait en régime permanent en faisant varier la valeur de la charge. Cela permet de moduler le courant en sortie de la génératrice et ainsi d'observer son comportement sur l'ensemble théorique de sa plage de fonctionnement. Les contraintes thermiques en plus des phénomènes non-linéaires des matériaux comme la désaimantation ne sont pas pris en compte. Une exception est faite pour la saturation du matériau doux du circuit magnétique car elle impacte directement les performances. Ainsi, il est possible que certains points de fonctionnement présentés ne soient physiquement pas viables. Ces points seront néanmoins explicités et chaque point présenté comme résultat est vérifié a posteriori.

Le second objectif de cette partie est de comparer le modèle analytique de la machine présenté précédemment à une simulation éléments finis (FLUX) afin de vérifier la viabilité du modèle sur un cas particulier. La simulation éléments finis sert ainsi de référent. Étant donné que les systèmes de conversion de puissance mis en œuvre font apparaître des non-linéarités temporelles, les simulations éléments finis se font exclusivement en régime magnétique transitoire.

Dans le logiciel, il est possible de définir un circuit auquel est relié la machine. Le schéma du circuit est visible sur la figure(4.3). Les trois conducteurs bobinés représentent les trois enroulements triphasés de la machine. Le couplage est en étoile côté machine et côté charge. Ainsi, chaque phase est indépendante l'une de l'autre d'un point de vue électrique. Cela permet d'être en accord avec le modèle analytique qui ne considère qu'une seule phase.

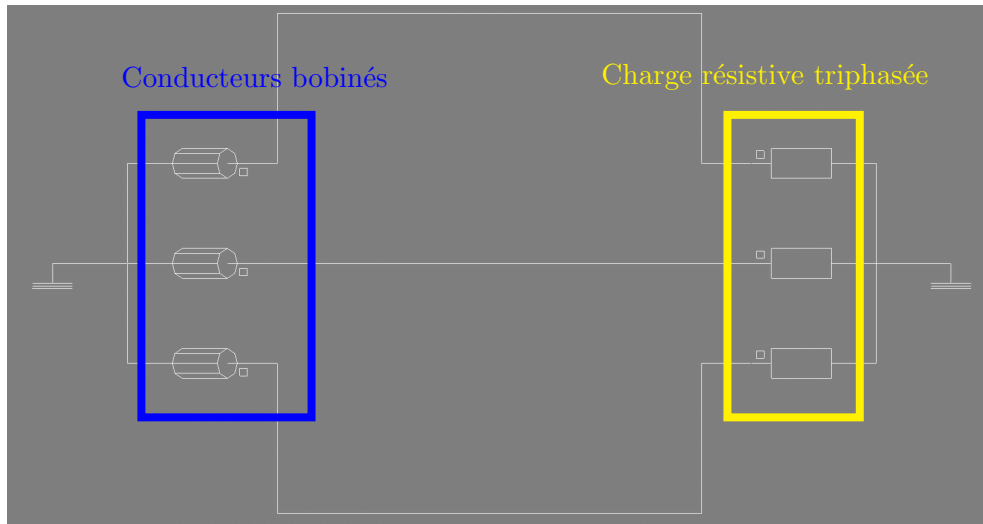


FIGURE 4.3 – Circuit électrique du système sans MERS dans Flux

Pour vérifier le modèle analytique, il est nécessaire de procéder en deux temps. Tout d'abord, il faut vérifier la validité du modèle de Behn Eschenburg pour modéliser les phénomènes physiques de la machine que l'on souhaite prendre en compte en respectant les hypothèses fixées. Ensuite, sous réserve de la validité du modèle, chacun des termes du modèle calculés analytiquement ($e(t)$, R_s et L_s) doit être vérifié par rapport à ceux estimés par éléments finis. La validité des expressions analytiques des termes du modèle de Behn Eschenburg est vérifiée au moment d'un essai à vide et en court-circuit de la machine. La validité de l'utilisation du modèle de Behn Eschenburg pour cet exemple de machine est quant à elle vérifiée lors d'essais en charge sur l'ensemble de la plage de fonctionnement.

Essai à vide et essai en court-circuit

L'essai à vide et en court-circuit sont deux essais extrêmes de fonctionnement d'une machine. En absence de courant, l'essai à vide permet d'observer directement la force électromotrice. Cela est utile pour caractériser le modèle équivalent. L'essai à vide permet aussi d'avoir connaissance de l'effet de l'inducteur seul, que ce soit le champ tournant vu par l'induit ou de la FEM générée. L'essai en court-circuit, quand à lui, permet d'observer le fonctionnement de la machine en régime critique puisqu'il s'agit du point de fonctionnement où la machine délivre le courant maximal. Suivant les applications, on va chercher ou non à ce que la machine puisse tenir son courant de court-circuit pendant un laps de temps plus ou moins long. A partir de la connaissance de la FEM et du courant de court-circuit, il est aussi possible de calculer l'impédance synchrone. Cette dernière pourrait également être estimée lors d'un essai en charge à partir du moment où la valeur de la résistance est connue. Cela n'est pas fait en pratique car, premièrement, l'estimation de l'impédance synchrone se fait souvent expérimentalement sur machine réelle et une charge n'est pas toujours disponible. De plus, il est probable d'ajouter une erreur due à la mesure approximative de la résistance. Dans le cas de la simulation, ces problèmes ne sont pas présents. Il est néanmoins toujours plus pertinent d'estimer L_s à partir du courant de court-circuit car cela permet de minimiser l'erreur relative de calcul fait sur le courant. Pour calculer l'inductance synchrone, On utilise une relation linéaire liant les termes au premier harmonique suivant l'équation suivante :

$$\begin{aligned} e(t) &= Z_s i_{cc}(t) \\ E &= |Z_s| I_{cc} \end{aligned} \quad (4.1)$$

avec,

$$|Z_s| = \sqrt{R_s^2 + (L_s \omega)^2} \quad (4.2)$$

,où $e(t)$ et $i_{cc}(t)$ sont respectivement la force électromotrice et le courant de court-circuit de la machine. Dans ce calcul, on ne prend en compte que le premier harmonique. Comme on peut le voir sur la figure (4.4), la force électromotrice est de forme trapézoïdale relativement proche d'un signal carré. Cela vient de l'aimantation radiale des aimants. De ce fait, le flux magnétique passant dans les enroulements a une forme quasi-triangulaire. En effet, la forme ne sera pas tout à fait triangulaire en raison de l'ouverture des aimants qui est inférieure à 180° polaire (90° réel). Il en résulte par la loi de Lenz que la force électromotrice a une forme trapézoïdale. Elle est de plus caractérisée par une ondulation de la tension. Celle-ci est l'image de l'ondulation de l'induction magnétique. Ces variations sont dues aux variations de la permanence du circuit magnétique dues à la saillance des dents. A ce stade de l'étude, les effets de l'ondulation de tension sur les performances ne sont pas pris en compte, aussi, la FEM est vue pour le moment simplifiée à un signal carré. De cette manière, la relation entre l'amplitude du premier harmonique et la valeur maximale ou efficace est directement connue. On a :

$$E_1 = \frac{\pi}{4} E_{max} \quad (4.3)$$

On rappelle que la valeur maximale d'un signal carré est confondue avec sa valeur efficace. Cette valeur est mesurée en moyennant les ondulations de la FEM.

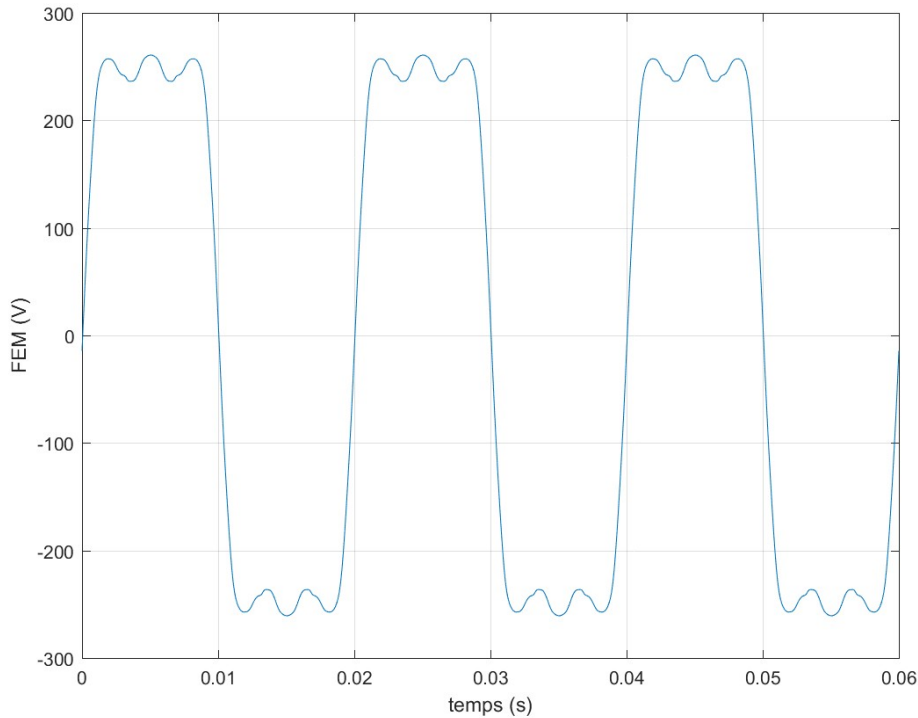


FIGURE 4.4 – Forme d'onde de la force électromotrice obtenue lors d'un essai à vide sous FLUX

Pour ce qui est du courant de court-circuit, celui-ci est naturellement proche d'un triangle

(figure (4.5)). La valeur efficace vaut 5.2 A. Par rapport à la section de cuivre envisagée, on a donc une densité de courant de l'ordre de $10A/mm^2$. on en conclut que la machine est capable de tenir le courant de court-circuit. La valeur efficace d'un signal triangle s'exprime par :

$$I_1 = \frac{\pi^2}{8} I_{max} \quad (4.4)$$

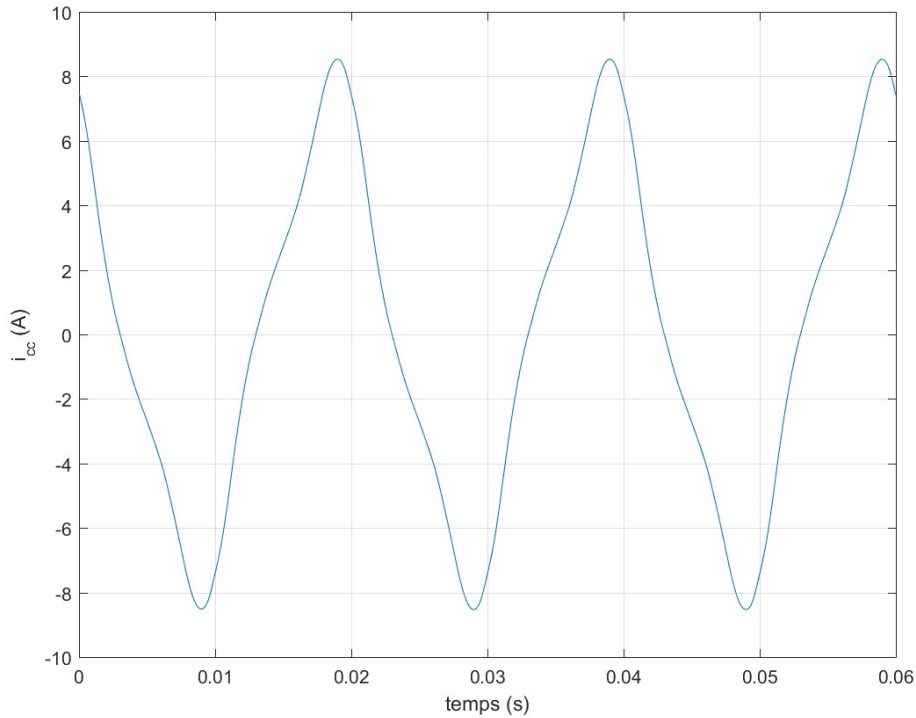


FIGURE 4.5 – Forme d'onde du courant de court-circuit sous FLUX

Que ce soit dans le modèle analytique ou la simulation éléments finis, la résistance des enroulements équivalente à la résistance synchrone est calculée de la même manière. Il n'y a donc aucune différence de modélisation à ce niveau entre le modèle analytique et la résolution par éléments finis.

Le tableau 4.2 montre les paramètres du modèle de Behn Eschenburg pour la machine calculés par le modèle analytique et par identification à partir de la simulation éléments finis.

	Modèle analytique	Calcul éléments finis	Erreur
force électromotrice FEM	230.94 V	228.5 V	1.04 %
résistance synchrone R_S	12.67 Ω	12.67 Ω	-
inductance synchrone L_S	134.6 mH	131.36 mH	2.4 %

TABLE 4.2 – Paramètres du modèle de Behn Eschenburg

On peut voir que les valeurs sont très proches les unes des autres ; les erreurs sont inférieures à 5%. Cela permet de conclure que le modèle analytique représente suffisamment bien les termes du modèle de Behn Eschenburg de la machine suivant les hypothèses simplificatrices considérées.

L'inductance synchrone de cette machine donne une réactance synchrone de 40Ω . Elle est donc du même ordre de grandeur que la résistance synchrone, ce qui en fait une machine réaliste.

La réactance est toutefois bien supérieure à la résistance. On peut donc conclure que la machine est particulièrement inductive. Cela n'a pas été choisi au hasard car de cette manière, l'influence du MERS sur la machine n'en sera que plus visible.

Essai en charge

Pour l'essai en charge, la plage de valeur de la résistance a été prise de telle sorte d'avoir une vue d'ensemble de la plage de fonctionnement de la machine. La figure (4.6) représente le courant efficace en fonction de la charge pour la simulation éléments finis, le modèle analytique et le modèle de Behn Eschenburg pris avec une source de tension de forme carré. Si les courbes sont semblables, il existe un écart significatif entre le courant efficace estimé dans Flux et celui calculé avec le modèle analytique. Cette erreur se répercute d'autant plus sur la puissance (figure 4.7). Elle vient nécessairement d'un écart entre le modèle éléments finis et le modèle classique de Behn Eschenburg. Comme la résistance synchrone est estimée de la même manière dans les deux cas, l'erreur vient soit de la source de tension modélisant la force électromotrice soit de l'inductance synchrone. Dans le premier cas, il existe une erreur sur la forme de la FEM qui a été prise comme sinusoïdale dans le modèle analytique. Une autre erreur possible viendrait d'une mauvaise estimation de l'induction dans l'entrefer lors du fonctionnement à vide. Pour ce qui est de l'inductance synchrone, l'erreur pourrait venir des possibles non-linéarités dues à la saturation du matériau magnétique ou à la présence de fuites. Comme il est possible de le voir sur les deux figures, changer la FEM par un signal carré permet d'améliorer grandement la précision du modèle. Ces courbes ont été obtenues avec un logiciel de résolution circuits (PSim). Cela montre à quel point un modèle ne prenant en compte que le premier harmonique peut vite donner des résultats avec une erreur non-négligeable. Cet exemple confirme l'intérêt d'utiliser des modèles exacts ou prenant en compte les harmoniques pour des systèmes fortement non-linéaires tels que le MERS. Si le modèle avec FEM carrée est plus proche du modèle éléments finis, il reste des différences. Les autres points précédemment évoqués sont à investiguer pour améliorer le modèle. Comme l'objectif de l'étude est de dégager les grande tendances de l'impact du MERS, la précision des deux modèles est suffisante telle quelle.

La figure (4.7) représente l'évolution de la puissance en fonction de la valeur de la charge et du courant. La courbe est concave et possède un maximum pour une valeur de résistance de 41Ω , soit un courant de $3.01A$ (courbe FLUX). L'existence de ce maximum vient de la chute de tension de l'impédance synchrone qui croît à mesure que le courant augmente ou que la charge diminue. Ainsi, dans le cadre d'un raisonnement au premier harmonique et en utilisant la notation complexe, l'expression de la puissance en sortie de machine s'écrit :

$$P_{out} = \Re(\bar{V}_{out}\bar{I}^*) \quad (4.5)$$

,où P_{out} et \bar{V}_{out} sont respectivement la puissance et la tension en sortie de machine. "ℜ" représente la partie réelle et "*" représente le conjugué. Or on a :

$$\bar{V}_{out} = \bar{E} - \bar{Z}_s\bar{I} \quad (4.6)$$

La chute de tension de l'impédance synchrone vient se retrancher à la FEM. La puissance s'écrit donc :

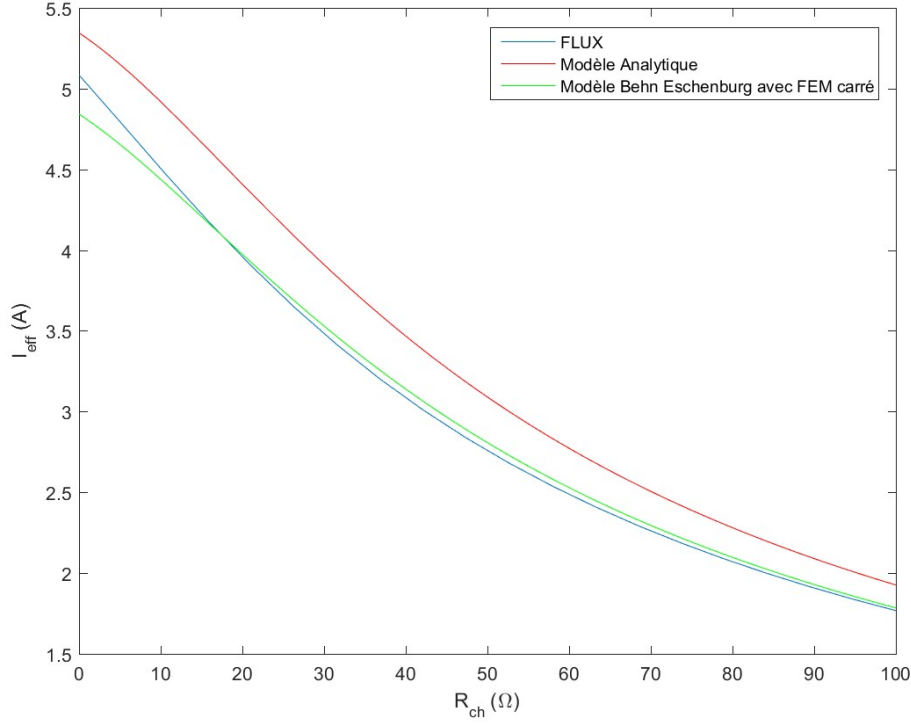


FIGURE 4.6 – Evolution du courant efficace en fonction de la charge et du courant

$$P_{out} = \Re(\bar{E}\bar{I}^* - \bar{Z}_s I^2) \quad (4.7)$$

On a donc une puissance électromagnétique qui augmente linéairement avec le courant auquel vient se retrancher un terme de "pertes" qui varie de manière quadratique avec le courant. Au final, l'évolution de la puissance avec le courant prend la forme d'une parabole présentant un maximum global.

Pour trouver la charge permettant de calculer la puissance maximale, une solution est de partir de l'expression de la puissance dans la charge résistive :

$$P_{out} = \frac{1}{2} R_{ch} \|\bar{I}\|^2 \quad (4.8)$$

or, nous savons que :

$$\|\bar{I}\| = \frac{\|\bar{E}\|}{\|\bar{Z}_s + R_{ch}\|} \quad (4.9)$$

On en déduit donc une expression de la puissance en fonction de R_{ch} :

$$P_{out} = \frac{R_{ch} \|\bar{E}\|^2}{2 \|\bar{Z}_s + R_{ch}\|^2} \quad (4.10)$$

$$P_{out} = \frac{R_{ch} \|\bar{E}\|^2}{2((R_s + R_{ch})^2 + X_s^2)} \quad (4.11)$$

,où R_s et X_s désigne respectivement la partie résistive et réactive de l'impédance Z_s . Grâce à l'expression (4.11) qui donne la puissance uniquement en fonction de la charge R_{ch} , il est possible de calculer et de résoudre l'équation :

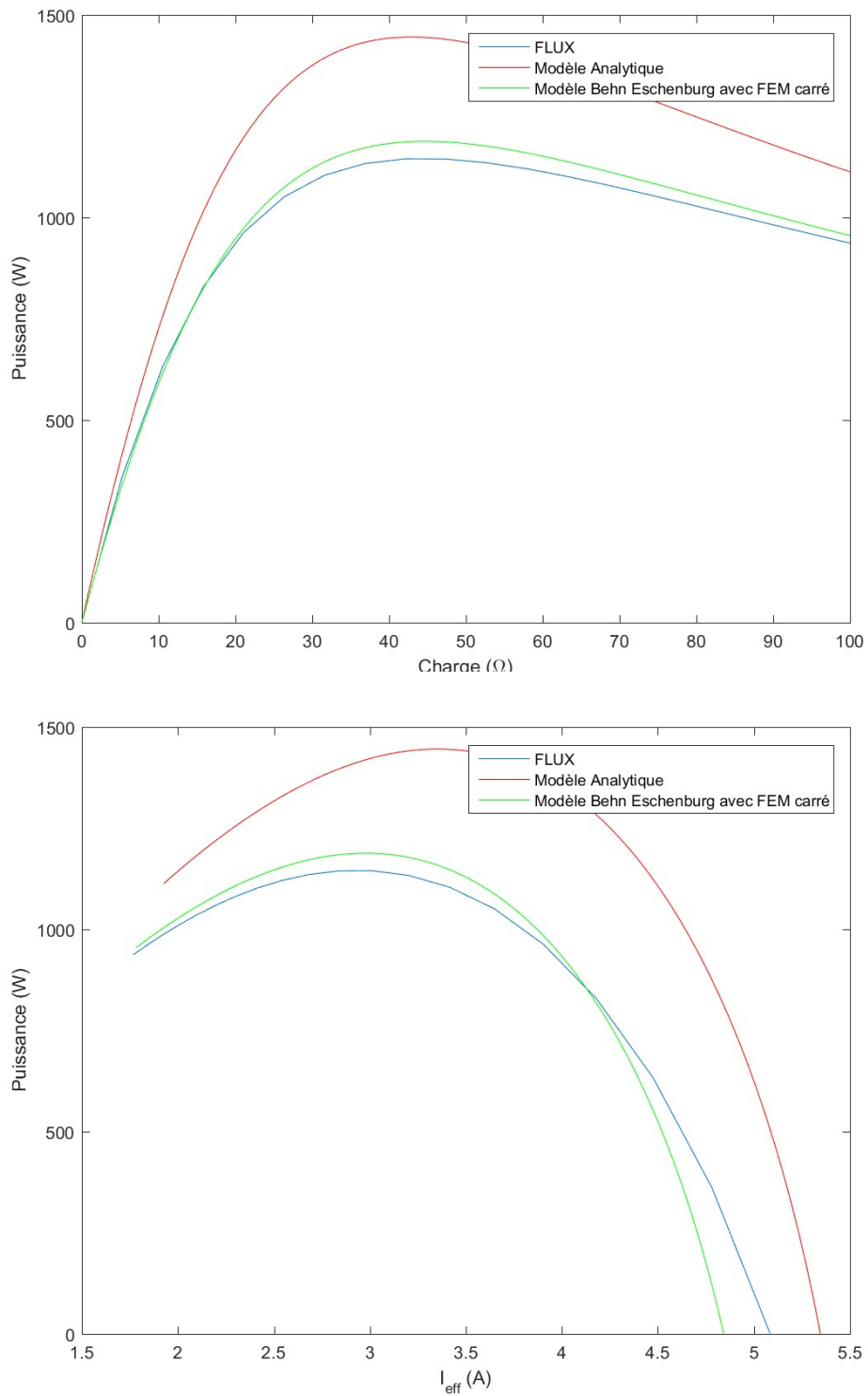


FIGURE 4.7 – Evolution de la puissance en fonction de la charge et du courant

$$\frac{dP_{out}}{dR_{ch}} = 0 \quad (4.12)$$

En passant les détails de calculs, on finit par trouver que :

$$R_{ch}^2 = R_s^2 + X_s^2 = \|\bar{Z}_s\|^2 \quad (4.13)$$

Au final, on trouve :

$$R_{ch} = \|\bar{Z}_s\| \quad (4.14)$$

Ce résultat est bien connu puisqu'il s'agit de la valeur de la charge qui vérifie le critère d'adaptation d'impédance par rapport à l'impédance synchrone. Dans le cas général d'une charge d'impédance de charge Z_{ch} , le critère d'adaptation d'impédance dit que la puissance maximale dans la charge est donnée pour $\bar{Z}_{ch} = \bar{Z}_s^*$. Mais, dans le cas d'une charge purement résistive, le critère évolue en l'égalité donnée dans l'équation (4.14).

Ce raisonnement permet de voir d'une autre manière l'intérêt que présente le MERS pour une machine. En effet, en diminuant l'impédance globale, le critère d'adaptation d'impédance s'obtient pour une valeur plus faible, donc pour un courant plus fort et donc au final une puissance plus élevée. Ainsi, pour une machine donnée, l'augmentation de la puissance maximale que peut délivrer la machine se fera pour un courant plus fort mais également pour une tension plus grande appliquée à la charge puisque la chute de tension est devenue plus faible.

Ce dernier raisonnement est tout à fait valable pour une machine en fonctionnement moteur. La différence se fera par rapport à la tension appliquée à la machine par rapport à la puissance électromagnétique développée par le moteur. Ainsi, à puissance donnée, la tension qui doit être appliquée à la machine est plus faible.

Pour compléter l'étude, il est intéressant d'analyser des points de fonctionnement en charge. Un point naturel à observer est celui de la puissance maximale : d'une part, parce qu'une machine est souvent dimensionnée par rapport à ce point, mais également, parce qu'il s'agit du point qui contraint le plus la machine comme par exemple la saturation du circuit magnétique. La figure (4.8) représente l'allure temporelle du couple électromagnétique pour ce point. On peut y voir que l'ondulation de couple est conséquente (environ 27% de la valeur moyenne). Cette ondulation est relativement importante. Néanmoins, cela n'est pas un problème car l'objectif ne porte pas sur les performances de la machine seule. Le but n'est pas de dimensionner une machine pour une application spécifique mais seulement de dégager les grandes tendances. Ce qui va être étudié est la comparaison de ces mêmes performances par rapport à celles obtenues pour différents points de fonctionnement du MERS.

La figure (4.9) représente l'état d'induction maximale dans la machine pour le point de puissance maximale. On peut voir que l'ensemble est relativement bien magnétisé voire peu magnétisé quand on observe le stator où l'induction ne dépasse pas 1.2 T. Les dents sont naturellement plus sollicitées et il y a même une légère saturation au niveau d'un bec d'encoche (dépassant les 2,1 T - valeur maximale possible de l'induction dans un matériau en fonctionnement linéaire -). Cela n'est pas gênant et relativement classique des machines dimensionnées pour leur puissance massique et leur rendement. Les fuites sont relativement peu présentes par

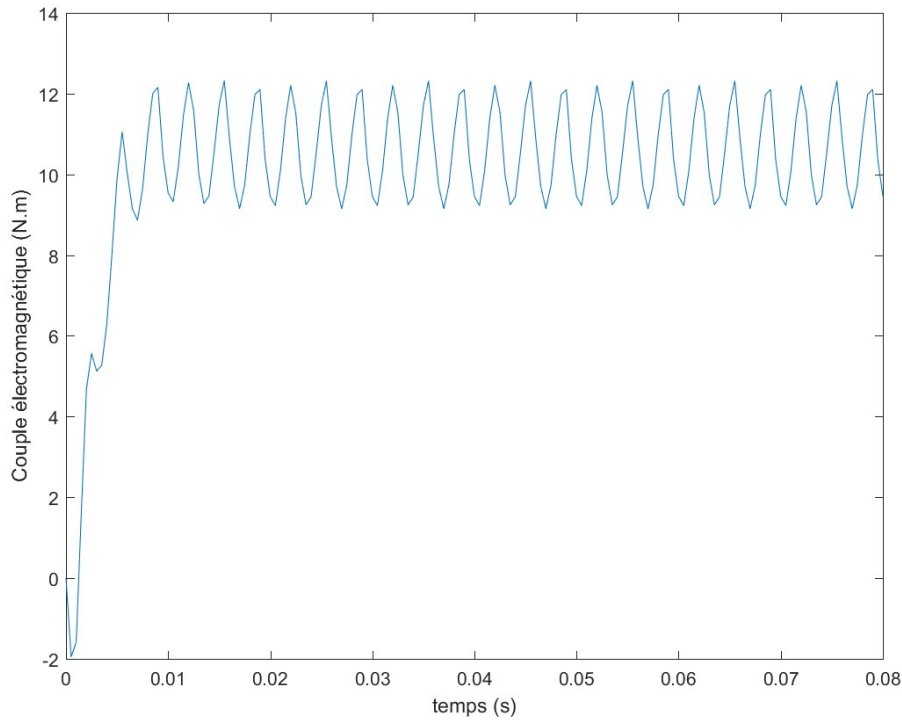


FIGURE 4.8 – Allure temporelle du couple électromagnétique pour le point de puissance maximale

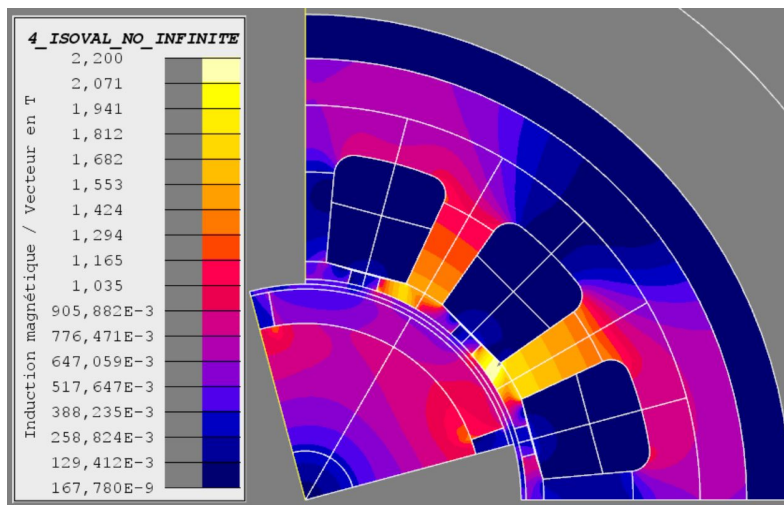


FIGURE 4.9 – Répartition des niveaux d'induction dans le circuit magnétique pour le point P_{max}

rapport au flux total. On peut donc conclure que cette géométrie de machine extrapolée d'une machine réelle représente assez fidèlement celle-ci en fonctionnement nominal. De plus, la machine est globalement bien magnétisée. L'hypothèse de linéarité du matériau doux nécessaire pour affirmer que l'inductance synchrone du modèle équivalent est constante est donc globalement vérifiée. Il est toutefois nécessaire de vérifier à nouveau ces hypothèses pour l'étude avec MERS.

La figure (4.10) représente l'amplitude du champ électromagnétique maximale dans l'aimant. Rappelons que le modèle de l'aimant est linéaire avec une induction rémanente de l'aimant de $1.1T$, ce qui correspond à un aimant au Néodyme. Pour que la simulation par éléments finis soit représentative, il faut vérifier globalement l'état théorique de désaimantation d'un aimant réel dans cette configuration. Le champ rémanent d'un aimant au néodyme est de l'ordre de

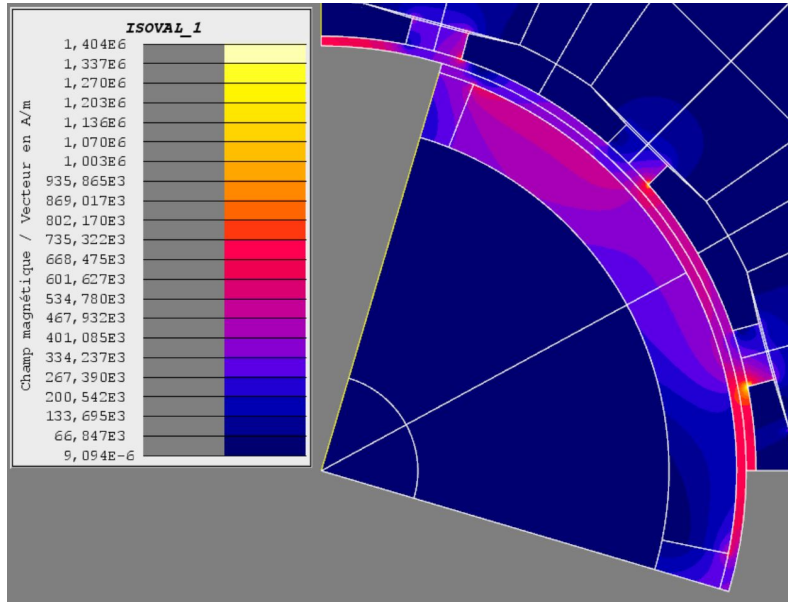


FIGURE 4.10 – Amplitude du champ démagnétisant dans l'aimant

$800.10^3 A/m$. La figure représente le moment où le champ démagnétisant dans les aimants est le plus fort. On peut voir qu'il ne dépasse pas les $600.10^3 A/m$. On peut donc conclure qu'il n'y a pas de risque de désaimantation de l'aimant dans la machine quel que soit son point de fonctionnement.

Maintenant que la puissance de sortie de la machine a été analysée, il reste à analyser les pertes de la machine pour connaître ses performances. Dans cette étude, seules les pertes joules et les pertes fer sont considérées. Les pertes mécaniques sont naturellement négligées car elles ne sont pas modélisées. Elles sont généralement négligeables. De plus, que ce soit pour la modélisation par éléments finis ou pour la modélisation analytique, la thermique n'est pas prise en compte. Cela se justifie car nous sommes en phase d'esquisse et cherchons à comprendre l'influence générale des techniques de conversions non-linéaires sur les machines. Néanmoins, lorsque le but sera de dimensionner une machine réelle, celle-ci devra bien évidemment être prise en compte. Si la thermique n'est pas prise en compte, il est toutefois nécessaire de vérifier que la machine puisse supporter le courant généré. Il a été montré précédemment que la densité de courant de court-circuit est inférieure à $10 A/mm^2$ qui est un bon ordre de grandeur de la densité de courant maximal que peuvent accepter des conducteurs en cuivre. La machine est donc capable de supporter n'importe quel point de fonctionnement car le courant est nécessairement inférieur.

Le calcul des pertes Joules consiste à calculer la puissance dégagée par les enroulements. Comme la thermique est négligée, la résistance des bobinages est fixe. Il est donc très simple de calculer les pertes joules.

$$P_{Joules} = \frac{3}{T} \int_0^T R_s i(t)^2 dt \quad (4.15)$$

$$P_{Joules} = 3R_s I_{eff}^2 \quad (4.16)$$

La figure (4.11) représente l'évolution des pertes Joules en fonction de la charge et du courant efficace. Les valeurs des pertes sont assez élevées. Ainsi, pour le point de puissance maximale

les pertes représentent un tiers de la puissance débitée. Le rendement est donc inférieur à 80%, ce qui est faible pour une machine à aimant. Un nombre de spires plus faibles permettraient de l'améliorer significativement.

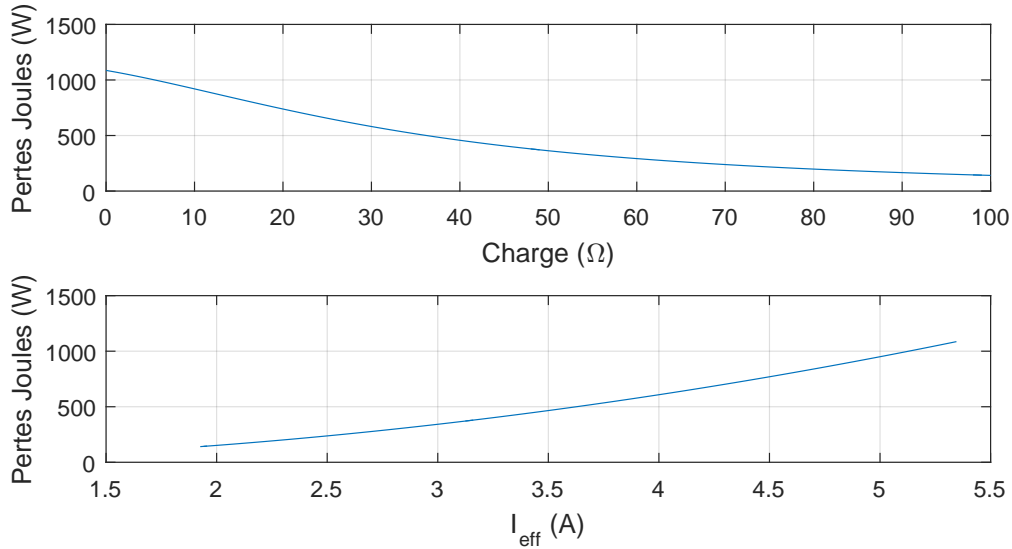


FIGURE 4.11 – Pertes Joules estimées

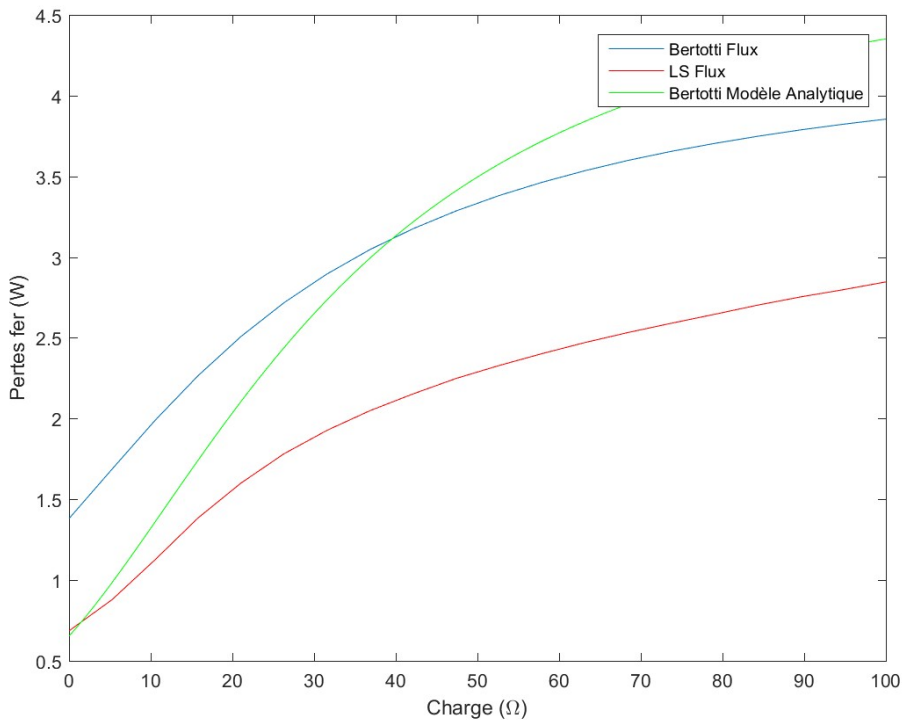


FIGURE 4.12 – Pertes Fer dans la machine estimées par modèle de Bertotti et LS

La figure (4.12) représente une estimation des pertes fer dans la machine en fonction de la charge. Ces estimations ont été faites dans FLUX pour deux de ces courbes à l'aide des deux modèles disponibles dans le logiciel, à savoir le modèle de Bertotti et le modèle LS. La troisième courbe représente une estimation des pertes basée sur le modèle de Bertotti et calculée à l'aide du modèle analytique tel que présenté dans la partie sur les modèles de pertes. Pour rappel, le

calcul des termes du modèle de Bertotti nécessite une estimation de l'induction dans la machine. Celle-ci est en moyenne calculée à partir de la tension de sortie de la machine via la loi de Lenz. Les modèles sont paramétrés pour une tôle M27035A qui est une tôle en fer silicium à grains non-orientés très classique, retrouvée très régulièrement dans le circuit magnétique de machines électriques. Les paramètres du modèle de Bertotti sont dans le tableau (4.3).

k_h	130.246
k_{ec}	1923077
d (épaisseur tôle)	$0.35 \times 10^{-3}m$
k_{exc}	0.357

TABLE 4.3 – Paramètres du modèle de pertes fer de Bertotti

Les coefficients de Bertotti ont été calculés à partir des données constructeurs donnant les pertes massiques en fonction de l'induction. Les coefficients sont déterminés en cherchant à faire correspondre la courbe avec le modèle de Bertotti en choisissant différents points. Cela revient à résoudre un système linéaire où les inconnues sont les coefficients [54].

Tout d'abord, sur la figure (4.12), on peut voir que la valeur des pertes est très faible par rapport à la puissance dégagée par la machine. Cela vient sans doute d'un circuit magnétique sous-contraint. Néanmoins cela n'est pas gênant car il est toujours possible d'avoir une analyse qualitative sur l'évolution des pertes. Ici, on peut voir qu'elles augmentent avec la valeur de la charge. Cela est tout à fait prévisible car en augmentant la charge (R_{ch}), la tension aux bornes de la machine est plus élevée et donc, par extension, l'induction magnétique dans la machine l'est aussi. Si on regarde l'évolution de la tension en fonction de la charge (figure 4.13), on peut voir que quel que soit le modèle de pertes utilisé, l'évolution des pertes est similaire à celle de la tension efficace.

En terme d'erreur relative, les modèles donnent des résultats très différents mais cela est à mettre en perspective par rapport aux valeurs très faibles des pertes calculées. L'évolution des pertes du modèle analytique est différente des pertes calculées avec Flux. Cela témoigne de différences notoires existant sur l'estimation de l'induction dans la machine entre les deux modèles. Ainsi, il est d'ores et déjà possible de conclure que le modèle de pertes (ou de ratios de pertes) basé sur la tension en sortie de machine donne des erreurs non-négligeables par rapport aux résultats éléments finis.

La figure (4.14) et la figure (4.15) représentent respectivement le détail des postes de pertes suivant le modèle de Bertotti calculés dans un cas avec FLUX et dans l'autre cas avec le modèle analytique. Comme il a déjà été vu précédemment, les deux figures sont semblables. Cela vient principalement du fait que les mêmes coefficients de Bertotti ont été utilisés. On voit ici l'impact de ces termes sur l'estimation finale des pertes. Ceci peut être vu comme une faiblesse du modèle car les coefficients sont estimés en grande partie de manière expérimentale. La méthode employée pour les estimer doit donc être rigoureuse. De plus on perd en généralité. On peut voir que le poste principal de pertes est celui des pertes statiques par hystérésis. Les pertes par courant de Foucault et en excès sont très minoritaires. Elles sont d'ailleurs du même ordre de grandeur chacune. La conclusion de cette répartition des pertes est que celles-ci sont davantage

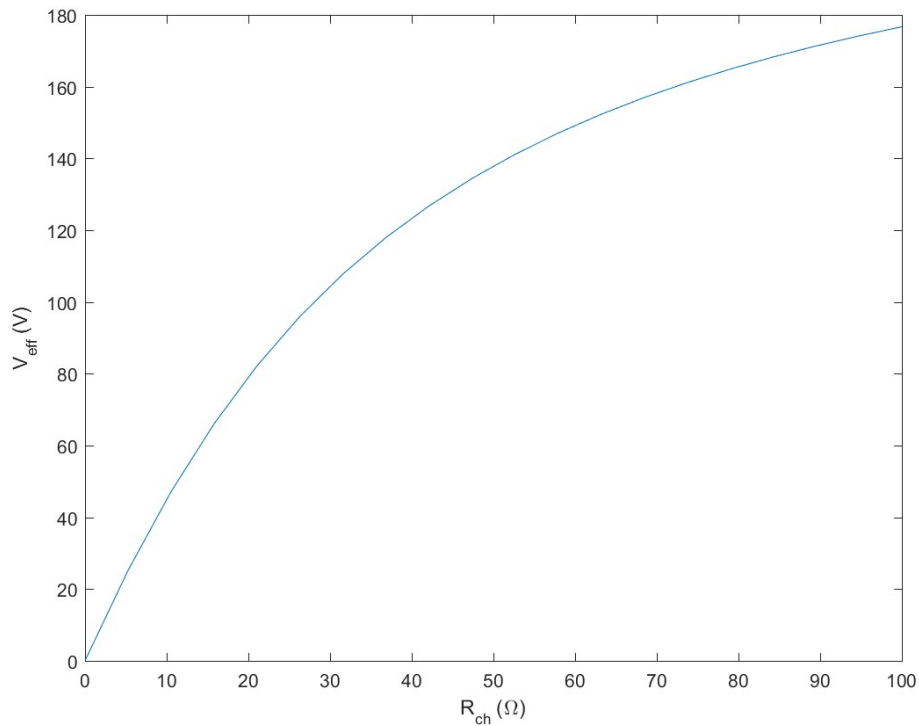


FIGURE 4.13 – Evolution de la tension efficace en fonction de la charge

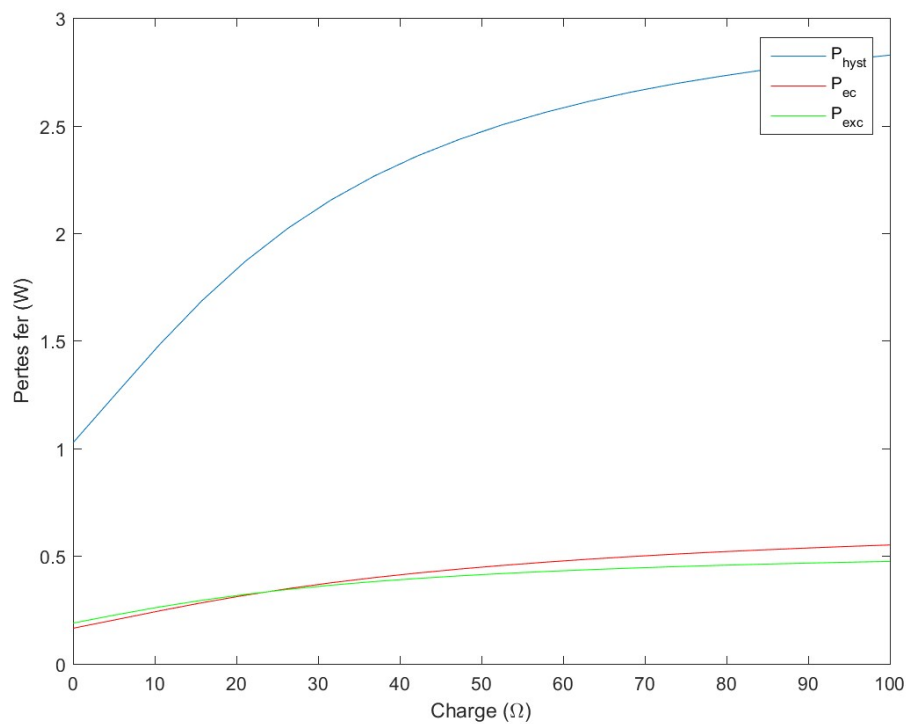


FIGURE 4.14 – Détails des pertes du modèle de Bertotti

générées par des aspects statiques que par des aspects dynamiques. Le MERS introduisant des harmoniques et amplifiant les effets dynamiques, on peut s'attendre à une augmentation significative des pertes par courant de Foucault et des pertes en excès. Une augmentation des pertes par hystérésis est aussi à anticiper car il faut s'attendre à une meilleure magnétisation du

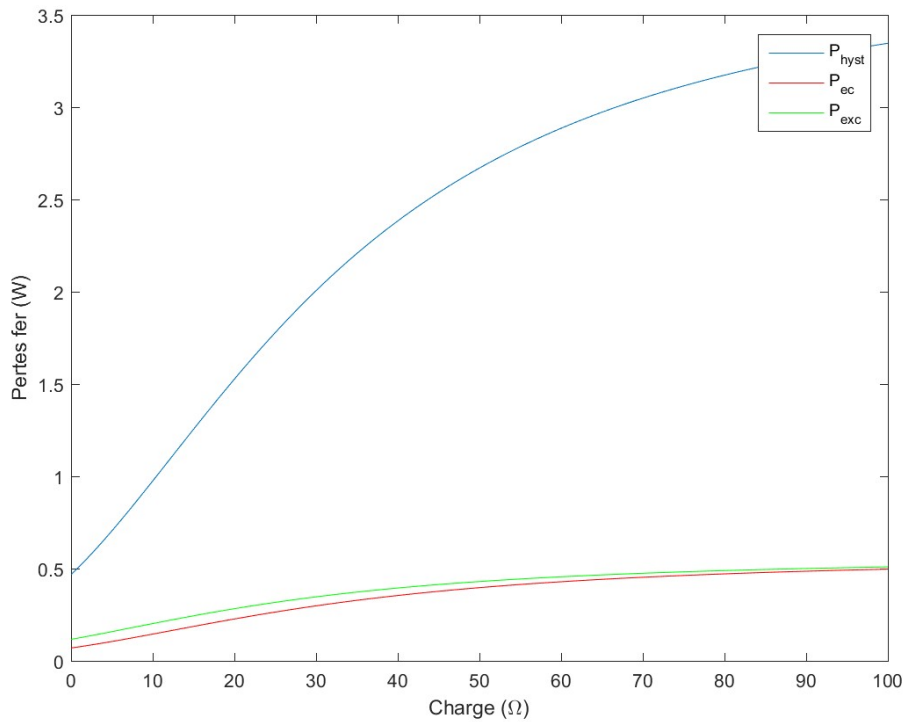


FIGURE 4.15 – Détails des pertes du modèle de Bertotti calculées avec le modèle analytique

circuit magnétique, du moins au niveau des points optimaux.

Conclusion de la sous-partie

Dans cette sous-partie, la machine précédemment décrite a été étudiée. L'objectif de cette sous-partie a été double : d'une part vérifier la validité du modèle de Behn Eschenburg ainsi que le calcul analytique des termes associés et d'autre part, faire une analyse préalable de la machine seule avant de la comparer avec le MERS.

Pour le modèle de Behn Eschenburg, il a été établi que le calcul analytique des termes donne un résultat très similaire à l'estimation faite avec la simulation par éléments finis. Pour les performances du modèle à proprement parler, il y a une certaine divergence. Celle-ci a pu être rattrapée en choisissant une forme de la force électromotrice carrée qui est plus proche de la forme réelle qu'une sinusoïde.

Pour ce qui est de la machine, elle est relativement représentative d'une machine réelle à quelques détails près. Elle est particulièrement inductive, ce qui va permettre de bien mettre en avant l'impact possible du MERS. Le modèle est toutefois moins réaliste sur l'estimation des pertes. En effet, les pertes Joule apparaissent comme très importantes et limitent à elles seules le rendement à 80%, ce qui n'est jamais le cas pour une génératrice synchrone à aimant de type NdFeB. Les pertes fer quant à elles sont a contrario faibles, voire négligeables par rapport aux pertes Joules. Ces pertes disproportionnées font penser que la géométrie de la machine est loin d'être optimale. Cela n'est cependant pas gênant car, dans cette thèse, l'intérêt est porté sur l'évolution de ces pertes avec le MERS et non sur leurs valeurs de manière absolue.

4.1.3 Simulation de la machine avec MERS

Suite à l'analyse des caractéristiques de la machine seule dans la partie précédente, l'étude se porte à présent sur l'impact du MERS sur celle-ci. Comme précédemment, il y a deux objectifs principaux :

- la validation du modèle
- l'analyse de l'effet du MERS sur la machine

Comme il a plusieurs fois été expliqué dans les précédentes parties, le MERS est un système d'électronique de puissance qui peut avoir un impact sur la conversion de puissance d'une machine électrique. Grâce à ce système, les performances de la machine peuvent être significativement modifiées. Par performances, il est principalement entendu puissance active convertie par la machine et pertes associées. Il s'agit donc des principales grandeurs qui seront examinées dans cette partie.

De même que dans la simulation Flux sans MERS, la simulation Flux avec MERS se fait naturellement en magnétique transitoire pour prendre en compte les formes temporelles exactes. Dans ce cadre, il est possible de coupler la machine à un circuit présenté sur la figure 4.16. Tout comme la simulation sans MERS, la machine prend la forme de trois conducteurs bobinés reliés en étoile avec neutre connecté. Chaque bobinage est ensuite relié en série avec un MERS puis à la charge triphasée également connectée en étoile avec le neutre relié. Le fait de relier le neutre à la terre pour la machine et à la charge permet d'avoir une indépendance du fonctionnement de chaque phase de la machine, ce qui simplifie l'étude. De plus, cela permet d'être en accord avec le modèle analytique qui ne modélise qu'une seule phase. Cependant, il peut être intéressant d'essayer de faire fonctionner le système sans relier le neutre. Cela pourrait permettre de supprimer l'harmonique 3 et ainsi d'améliorer significativement le THD, qui est dégradé par la présence des MERS. D'un autre côté, il peut aussi être intéressant de garder cette harmonique car elle peut éventuellement participer à la création de puissance active. Les interrupteurs composants le MERS pour la simulation sont réalisés en mettant en parallèle un interrupteur bidirectionnel commandé à l'ouverture et à la fermeture et une diode. L'interrupteur est caractérisé par deux résistances (R_{ON} et R_{OFF}) modélisant respectivement le mode passant et bloqué de l'interrupteur. Afin d'avoir un fonctionnement idéalisé, les résistances sont choisies respectivement très faibles et très grandes pour avoir des interrupteurs considérés comme parfaits. De même, la diode est caractérisée par deux résistances également choisies pour simuler un comportement parfait. Ainsi les MERS ne sont modélisés que pour prendre en compte leur comportement dans le circuit électrique mais il n'y a aucun modèle physique rattaché aux composants.

Grâce aux simulations éléments finis il est aussi possible d'étudier le comportement interne de la machine. Par exemple, il sera intéressant d'analyser l'évolution de la répartition des niveaux d'induction magnétique dans la machine. En effet, avec une augmentation de la puissance convertie, on peut s'attendre à une augmentation globale de l'induction dans la machine. Cependant, l'évolution de la répartition n'est pas facilement prévisible. Est-elle mieux répartie dans tous le circuit magnétique ? Au contraire, est-ce que les niveaux où l'induction augmente le plus sont là où la machine arrivait déjà à saturation, auquel cas il serait très difficile d'avoir une amélioration significative des performances pour une machine existante ? De même, il est probable que le champ démagnétisant dans les aimants augmente. Il est donc important de

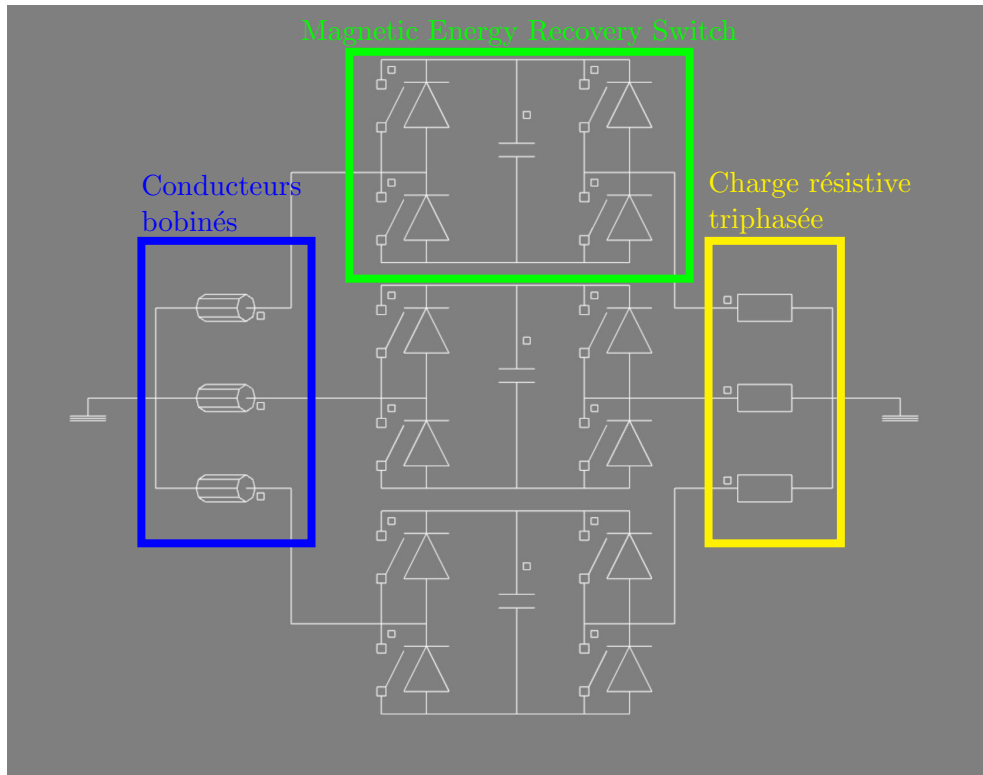


FIGURE 4.16 – Circuit électrique du système dans Flux

vérifier l'évolution du champ magnétique au niveau des aimants. L'analyse porte donc à la fois sur des grandeurs externes (puissance, niveaux de tensions/courants) et des grandeurs internes aux machines (induction, champ magnétique, flux, fuites).

Comme le MERS a une influence sur les grandeurs de manière globale, en changeant les niveaux de tension et de courant transitant dans la machine, les conclusions de cette partie peuvent dans une certaine mesure être étendues à toutes les machines synchrones à aimant et, dans une autre mesure, aux machines électriques alternatives de manière générale.

Le MERS ayant plusieurs paramètres (C, δ) tout comme le système externe (f, R_{ch}), il est important de vérifier l'influence de l'ensemble de ses paramètres les uns par rapport aux autres sur la machine. Les influences n'étant pas indépendantes les une des autres, cela correspond à un espace d'étude à quatre degrés de libertés. Il n'est pas possible d'étudier un tel système en une seule fois car il est trop vaste et trop complexe. Il est donc nécessaire de simplifier l'espace d'étude. Cela est présenté par la suite.

Enfin, comme pour la partie précédente, l'étude de cet exemple est aussi l'occasion de vérifier le domaine de validité du modèle analytique complet qui a été présenté dans la partie précédente. On rappelle qu'un des objectifs est de pouvoir utiliser le modèle pour faire du pré-dimensionnement par optimisation de l'ensemble machine + MERS. Ainsi, si une marge d'erreur sur les termes du modèle est tolérée car le but est de connaître seulement la tendance générale, les valeurs quantitatives doivent, tout de même, garder une certaine cohérence. S'il n'existe pas de cahier des charges pré-établi, les optimisations visées porteront principalement sur les performances donc la puissance de sortie, les pertes et par extension le rendement. D'autres grandeurs seront aussi prises en compte comme, par exemple, le THD ou la valeur maximale de la tension

et du courant mais elles apparaîtront dans l'optimisation plutôt comme contrainte que comme fonction objectif. Le rendement est, sans nul doute, le terme le plus complexe à déterminer. En effet, ce terme est très sensible aux erreurs relatives du modèle entre l'estimation de la puissance et des pertes. Ainsi, une erreur cumulée peut rapidement mener à une estimation fautive du rendement. Pour ces raisons, le rendement sera plutôt à prendre comme indicateur qualitatif que comme objectif de l'optimisation.

De même que pour l'étude de la machine sans MERS, la vérification du modèle analytique se fera en deux temps. Tout d'abord, il faut vérifier la validité du modèle de Behn Eschenburg dans le contexte circuit avec MERS par rapport aux résultats éléments finis. Comme il a été montré dans la partie précédente, un modèle RLE utilisant une source de tension carrée donne des résultats plus réalistes du fonctionnement de la machine. Ainsi, les résultats éléments finis seront comparés aux résultats utilisant le modèle de Behn Eschenburg avec une source de tension sinusoïdale et carrée. On s'attachera, dans un premier temps à comparer les formes d'ondes obtenues puis les grandeurs scalaires moyennées tel que les valeurs efficaces ou moyennes des tensions, courants et des puissances. Cette partie se fera en utilisant le logiciel de résolution de circuit Psim. Ensuite, dans un second temps, les résultats seront comparés à la résolution analytique exacte afin de vérifier la validité du modèle.

Bornes du domaine

Comme expliqué précédemment, les résultats présentés sont donnés, a priori suivant la variation de quatre paramètres : (C, R_{ch}, f, δ) . Cependant, une telle présentation de résultat serait trop longue et complexe à mettre en place. Il faut donc simplifier l'espace d'étude.

Tout d'abord, l'étude se fait à fréquence fixe. L'influence de la fréquence sur le système est prévisible. Plus la fréquence augmente, plus l'effet du MERS sur la machine est important. Ainsi, les analyses faites à une fréquence donnée restent valables à une autre d'un point de vue qualitatif. L'intérêt de faire varier la fréquence est donc limité.

Pour ce qui est du paramètre R_{ch} , la plage de valeur reste inchangée par rapport à l'étude précédente de la machine sans MERS, le but étant de pouvoir visualiser l'ensemble de la plage de fonctionnement.

Il reste à définir les plages de fonctionnement pour les paramètres du MERS que sont C et δ . Pour ce qui est de δ , il faut, bien évidemment, observer l'ensemble de la plage de fonctionnement. On a ainsi δ qui varie de 0 à δ_{fin} ou encore δ_x qui varie de 0 à 1.

Les valeurs limites de la capacité C sont plus complexes à définir. Pour ce qui est de la valeur minimale (C_{min}), elle est prise pour éviter d'avoir un fonctionnement dégradé tel que montré sur la figure 1.14 quelle que soit la valeur de δ . Dans cet exemple, il a été trouvé expérimentalement que $C_{min} = 10\mu F$. Outre le fait que ce type de point de fonctionnement est viable mais donne des sous-performances par rapport aux points de fonctionnements classiques (discontinu à un lobe ou en DC-offset), le modèle analytique ne prend pas en compte ce type de point de fonctionnement, la fonction implicite en t_c n'étant pas définie. Si la méthodologie adoptée pour le modèle analytique peut simplement être adaptée pour prendre en compte ce type de fonctionnement, la mise en œuvre est quant à elle fastidieuse et complique inutilement le modèle.

Les raisons du choix de C_{max} sont très différentes de celles qui ont motivé le choix de C_{min} . Quand la valeur de C_{max} est augmentée, le temps propre de charge et de décharge de la capacité augmente. Ainsi, pour des capacités suffisamment grandes, le MERS fonctionne exclusivement en DC-offset quelle que soit la valeur de δ . Si la capacité continue d'être augmentée, quand le MERS atteint son état de régime permanent, l'ondulation de la tension aux bornes de la capacité due aux charges décharges successives, diminue et tend à devenir nulle. Ainsi, la tension aux bornes du MERS finit par prendre une forme proche d'un carré à mesure que la capacité augmente. Dès lors que la tension aux bornes du MERS se rapproche de cette forme limite, l'influence de la valeur de la capacité devient de plus en plus négligeable. Comme augmenter la valeur d'une capacité implique un coût financier supplémentaire et augmente le volume du système, il n'est pas intéressant d'utiliser une capacité dépassant une valeur limite, qui n'est autre que C_{max} . S'il peut être intéressant de mettre en place des critères arbitraires pour définir cette valeur maximale, comme par exemple sur l'évolution de la forme d'onde, la valeur a ici été fixée de manière empirique pour correspondre à un ordre de grandeur. Ainsi la valeur trouvée pour C_{max} est de $1mF$.

Comme δ est le paramètre de réglage dynamique du MERS, il est important de pouvoir analyser finement l'influence de ce paramètre sur les performances de la machine. De même, la valeur R_{ch} de la charge influe sur la sollicitation de la machine, l'impact de ce paramètre est également important car il permet d'observer l'ensemble des points de fonctionnement de la machine. Etant donné que l'objectif de cette partie est d'apprendre sur l'influence du MERS sur une machine et pas de dimensionner l'ensemble, une analyse fine de la valeur de la capacité n'apparaît pas comme nécessaire. Ainsi, pour alléger la quantité de résultat à analyser, seules les valeurs de capacités correspondant aux différents ordres de grandeur sont prises en compte. Pour résumer, trois valeurs de capacité différentes sont étudiées : $[10\mu F \quad 100\mu F \quad 1mF]$. Comme les variations des points de fonctionnement en fonction des paramètres sont continues, il est possible d'extrapoler le fonctionnement du système et les performances associées pour des capacités intermédiaires. De plus la valeur de capacité ayant une réactance égale à l'inductance synchrone est de $77\mu F$, soit pas si loin des $100\mu F$. Pour cette capacité, on sait qu'il y a à la fois une plage de valeur pour δ où le MERS est en fonctionnement discontinu et une autre plage où il est en DC-offset. Ainsi, avec ces trois valeurs de capacités, le MERS est analysé sur une plage de fonctionnement où il est majoritairement en mode discontinu ($C = 10\mu F$), une plage où les deux modes de fonctionnement sont présents sur une plage de δ comparable ($C = 100\mu F$) et une plage où le MERS est majoritairement en fonctionnement DC-offset ($C = 1mF$).

4.1.4 Validité du modèle

Cette sous-partie a pour vocation de discuter de la validité du modèle analytique pour caractériser le fonctionnement du MERS avec la machine. On se concentrera essentiellement sur la tension aux bornes du MERS et le courant dans le circuit qui sont des sorties pertinentes du modèle. Les formes d'ondes analytiques sont comparées à celles obtenues par les simulations éléments finis. La question est de savoir comment comparer les formes d'ondes, quel indicateur utiliser. Il est nécessaire de trouver un ou plusieurs marqueurs permettant de valider ou non le modèle pour les besoins de l'étude. Dans ce cas, deux indicateurs ont été retenus : l'erreur quadratique moyenne ou Mean Square Error (MSE) en anglais et l'efficacité [55]. L'expression du MSE est :

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (X_i - \tilde{X}_i)^2 \quad (4.17)$$

N est le nombre de termes utilisés pour calculer l'erreur. A l'origine, il s'agit d'un indicateur statistique, où N représente le pas de variation de X . Dans notre cas, l'indicateur est légèrement détourné car N représente le nombre de pas contenu dans une période (ici $N = 65$) sachant qu'en considérant l'ensemble de la période, toutes les valeurs possibles de X sont prises en compte. X_i représente les valeurs mesurées ; dans ce cas, il s'agit des valeurs calculées par éléments finis et \tilde{X}_i représente les valeurs calculées par le modèle. Le principal avantage de cet indicateur est de pouvoir synthétiser en un simple scalaire l'erreur du modèle sur une période de calcul. Cependant cet indicateur mesure une erreur absolue et non relative, ce qui empêche une comparaison entre les différents points du modèle. Il est donc nécessaire d'avoir un second indicateur : il s'agit de l'efficience.

L'efficience dérive directement de l'erreur quadratique. Son expression est :

$$EFF = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N (X_i - \tilde{X}_i)^2}{\sum_{i=1}^N (X_i - \hat{X})^2} \quad (4.18)$$

où \hat{X} est la moyenne des valeurs mesurées sur le nombre N . Dans notre cas, \hat{X} vaut 0 aux erreurs de calculs près dues à la discrétisation puisque X représente soit une tension soit un courant alternatif. Ce calcul n'est pas très éloigné d'un rapport entre le MSE et la valeur efficace au carré de la grandeur mesurée. Il s'agit donc bien d'un indicateur qui mesure une erreur relative. Toutefois, cet indicateur a quelques particularités. Ainsi, s'il est égal à 1, cela signifie que $X_i = \tilde{X}_i$ donc que le modèle est exact et représente parfaitement la mesure. Maintenant, si l'efficience est nulle, cela signifie que la fraction est égale à 1, soit que le modèle ne représente pas mieux le phénomène physique que sa valeur moyenne. Le modèle ne représente donc pas la mesure. L'efficience peut également être négative si le modèle représente une tendance qui est fautive. Pour que le modèle soit considéré comme valable, il faut donc qu'il ait une efficience la plus proche possible de 1.

Les indicateurs sont calculés pour les trois valeurs de capacités considérées sur différentes valeurs de R_{ch} et de δ . Le modèle est vérifié pour 8 valeurs de R_{ch} : [6, 10, 13, 15, 20, 30, 41, 45]. δ prend les valeurs allant de 0.01 à 0.65 avec un pas de 0.04, ce qui donne 17 valeurs. Au total, pour chaque capacité, le modèle est vérifié sur une matrice de 17 par 8, ce qui correspond à 136 valeurs. Malheureusement, le modèle éléments finis n'a pas convergé pour certains de ces points. Ceux-ci seront indiqués par la suite.

Les figures (4.17) et (4.24) représentent respectivement l'efficience et l'erreur quadratique moyenne du modèle pour la tension aux bornes du MERS pour $C = 100\mu F$.

On peut voir que l'efficience du modèle est bonne sur l'ensemble du domaine sauf pour les valeurs élevées de δ . Toutefois, cela n'est pas un problème car si on regarde l'erreur quadratique moyenne dans cette zone, on peut voir que celle-ci est très faible. En effet, pour des valeurs élevées de δ , la tension aux bornes du MERS tend vers 0. La figure (4.19) représente la tension aux bornes du MERS obtenue par éléments finis et avec le modèle RLE. On peut voir, en effet, que les formes d'ondes sont très différentes d'où l'efficience médiocre. Cependant, les niveaux de

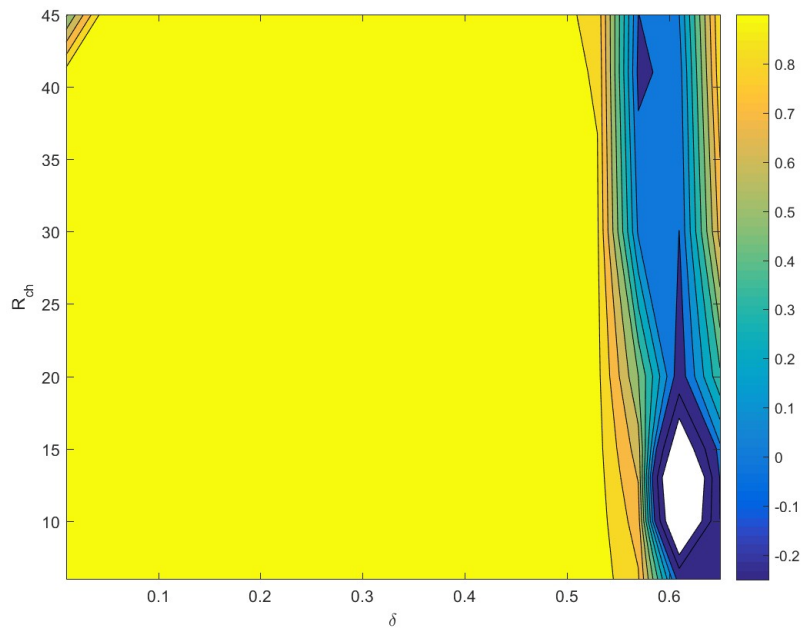


FIGURE 4.17 – Efficacité du modèle par rapport à la tension aux bornes du MERS pour $C = 100\mu F$

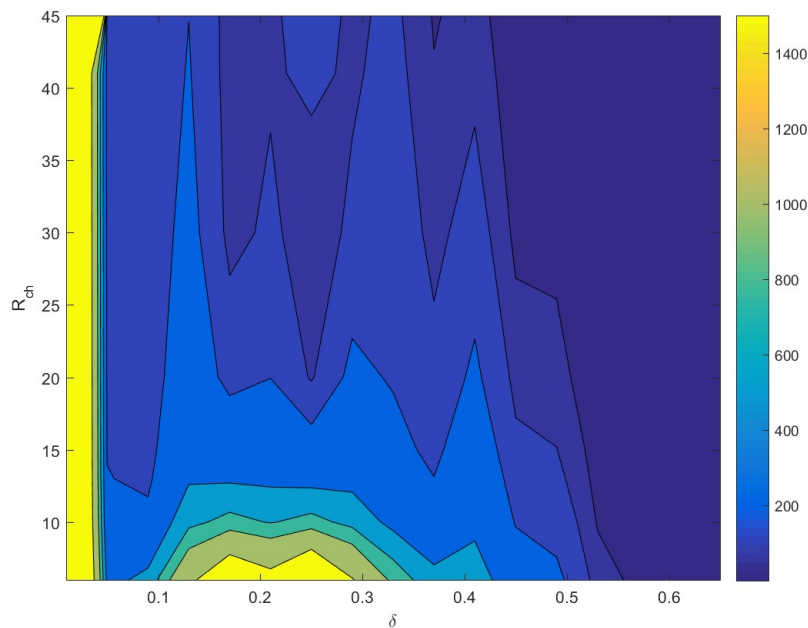


FIGURE 4.18 – Erreur quadratique moyenne de la tension aux bornes du MERS pour $C = 100\mu F$

tension sont très faibles. L'impact du MERS est ici presque négligeable. Il n'est donc pas gênant que le modèle ne soit pas valide à ce niveau. Cette divergence entre les modèles peut s'expliquer par une erreur au niveau de l'estimation de l'inductance synchrone, ce qui modifie légèrement la valeur de δ_{fin} . Quand δ s'approche de cette valeur, la différence entre la simulation éléments finis et le modèle RLE devient notable. Le fait que δ soit légèrement inférieur dans un cas et légèrement supérieur dans l'autre explique cette grande différence entre les formes d'onde qui est observée.

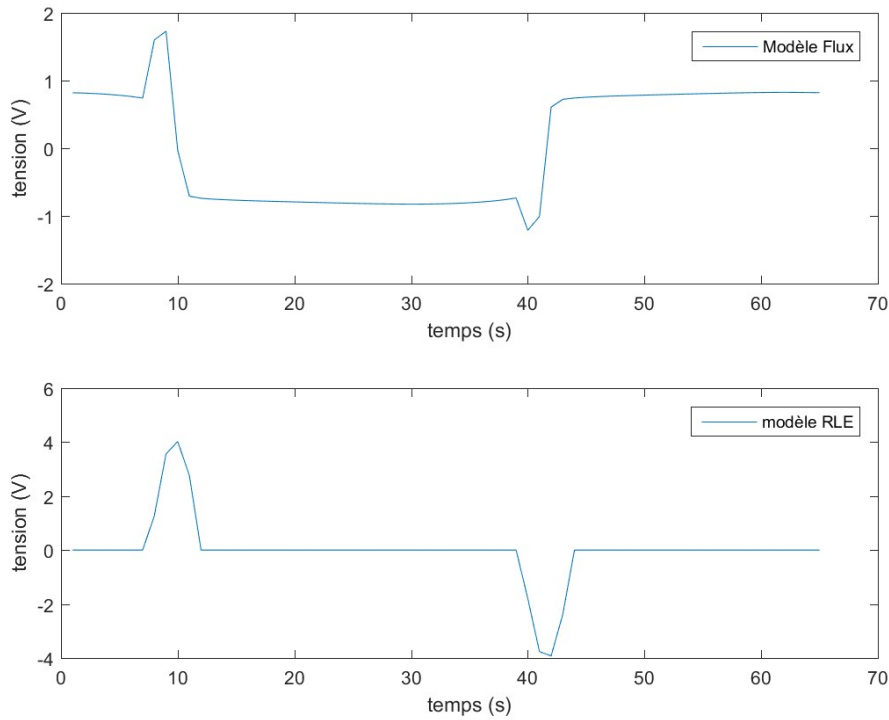


FIGURE 4.19 – Tension aux bornes du MERS pour $C = 100\mu F, R_{ch} = 13\Omega, \delta = 0.61$

Les figures (4.20) et (4.23) représentent respectivement l'efficacité et l'erreur quadratique moyenne du modèle pour la tension aux bornes du MERS pour $C = 10\mu F$.

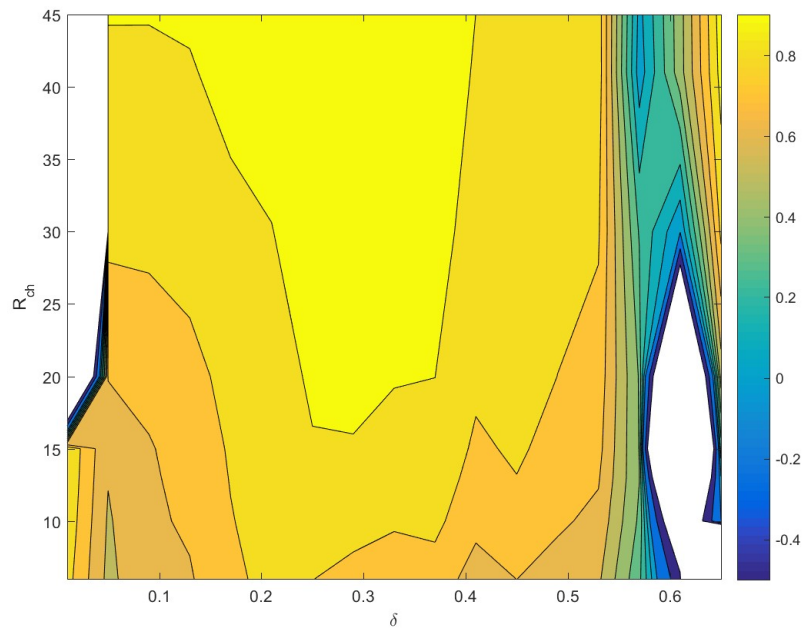


FIGURE 4.20 – Efficacité du modèle par rapport à la tension aux bornes du MERS pour $C = 10\mu F$

On peut voir que l'efficacité ainsi que l'erreur quadratique sont bien plus mauvaises pour cette valeur de capacité. En observant les formes d'ondes, on se rend compte que la forme générale

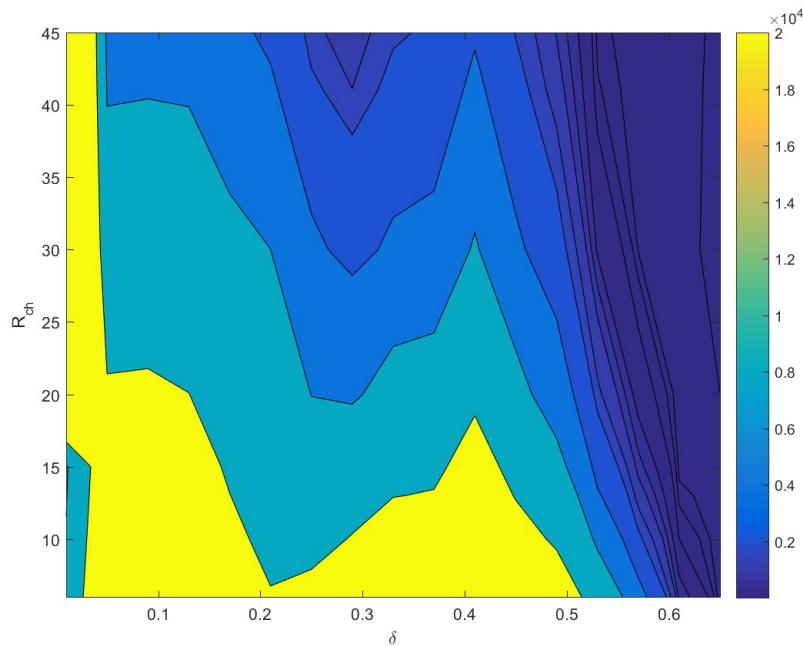


FIGURE 4.21 – Erreur quadratique moyenne de la tension aux bornes du MERS pour $C = 100\mu F$

est respectée mais que les amplitudes ne le sont pas. La figure (4.22) illustre bien cela. Si les formes d'ondes ont l'air similaires dans les deux cas, la tension maximale change significativement (erreur d'environ 40%). De même que pour l'erreur à δ élevée, l'erreur du modèle pour des faibles capacités a pour origine une mauvaise estimation de l'inductance ou plus exactement du flux dans la machine avec le modèle RLE. La capacité faible, qui implique des dynamiques plus fortes (résonance LC plus importante), amplifie cette erreur. Si pour cette valeur de capacité, qui est une valeur limite d'utilisation du MERS, la validité du modèle peut être remise en cause, celui-ci garde de bonnes tendances qui sont suffisantes pour analyser l'influence du MERS sur une machine.

Remarque : la partie en haut à gauche des figures (4.20) (partie blanche) et (4.21) est la partie des simulations qui n'ont pas convergé dans Flux. Elle n'est pas prise en compte dans l'analyse.

4.1.5 Analyse globale des performances

Maintenant que l'analyse sur les formes d'onde et sur la validité du modèle est faite, l'analyse des performances peut être menée. Les figures (4.23), (4.24) et (4.25) représentent l'évolution de la puissance en fonction de la charge et de δ respectivement pour les trois valeurs de capacités de $10\mu F$, $100\mu F$ et $1mF$.

Ces figures ont été tracées à partir de simulations temporelles du système avec modèle ERL à force électromotrice carrée. Ce choix a été fait car le modèle à source carré donne des résultats plus fidèles que le modèle à FEM sinusoïdale. Utiliser la simulation par éléments finis n'est pas possible pour avoir une précision suffisante suivant chaque degré de liberté dans un temps raisonnable. Une diminution du pas de discrétisation suivant δ et R_{ch} augmente de manière quadratique le nombre de simulations. Le temps de calcul devient rapidement rédhibitoire. Si les résultats sont basés sur le modèle de Behn Eschenburg, certains points seront néanmoins

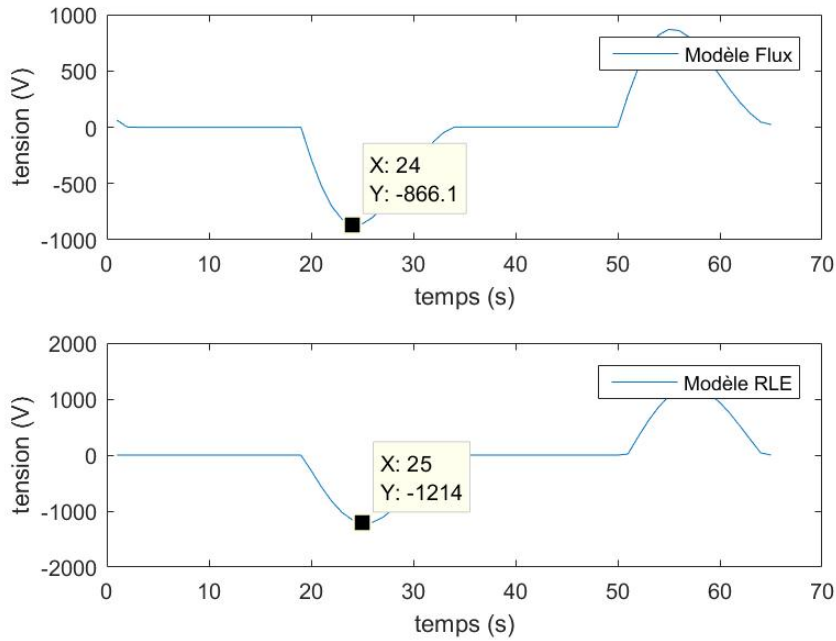


FIGURE 4.22 – Tension aux bornes du MERS pour $C = 10\mu F$, $R_{ch} = 6\Omega$, $\delta = 0.29$

vérifiés par des calculs éléments finis.

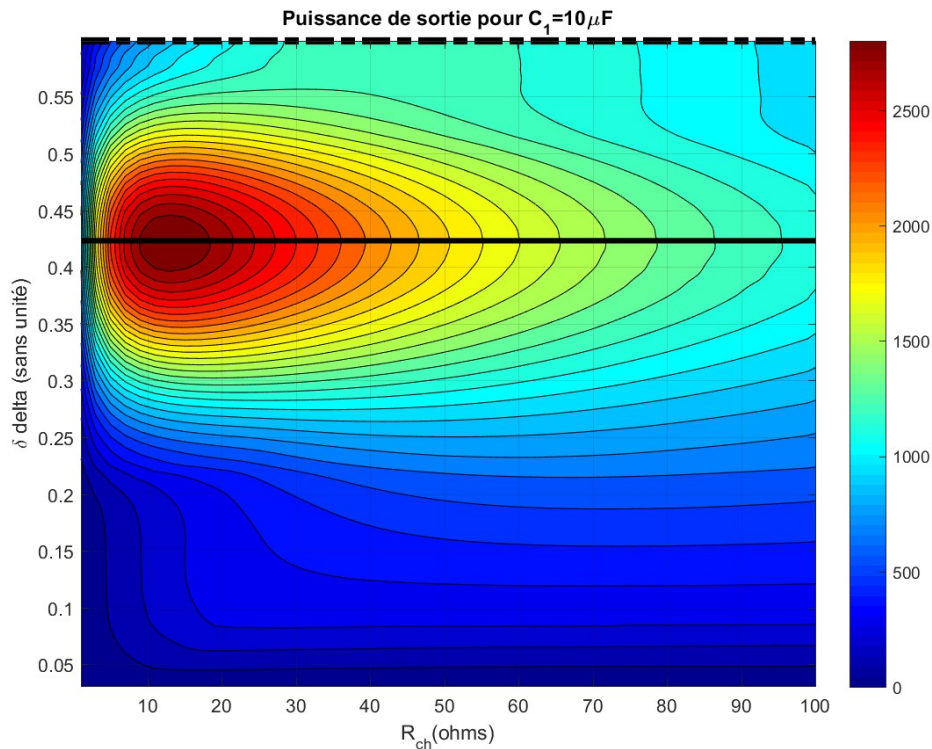


FIGURE 4.23 – Evolution de la puissance en sortie de machine en fonction de la charge et de δ pour $C = 10\mu F$

Les trois figures présentent des similarités et des différences. Tout d'abord, elles ont chacune un et un seul maximum pour un couple R_{ch}, δ donné. Ce couple n'est pas le même suivant la figure. Plus exactement, la valeur de δ change. Néanmoins, la valeur de R_{ch} est la même et vaut

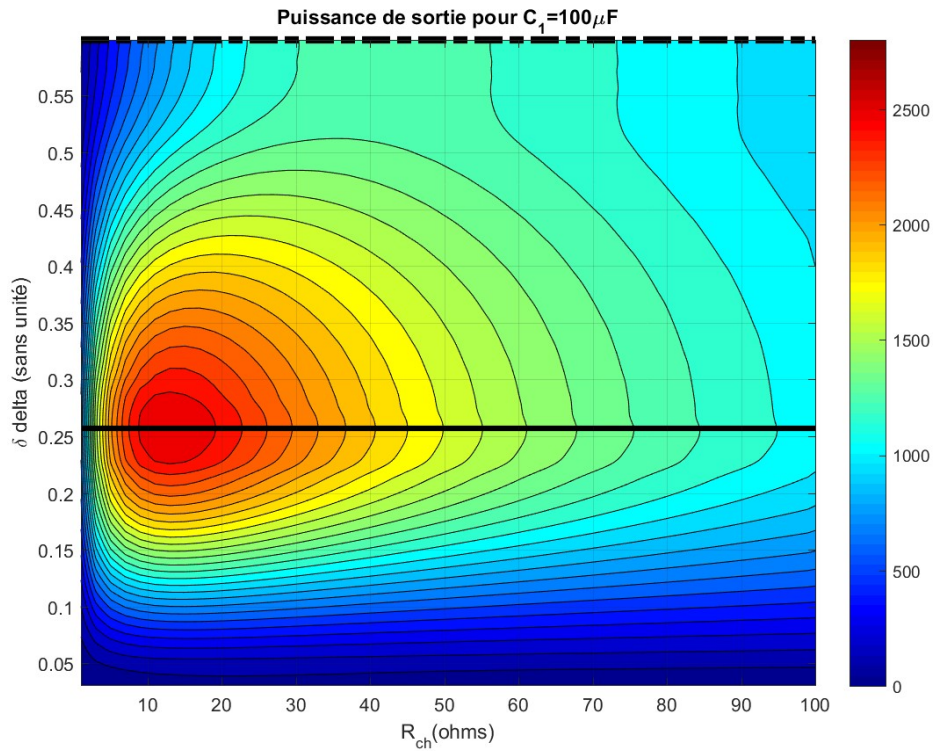


FIGURE 4.24 – Evolution de la puissance en sortie de machine en fonction de la charge et de δ pour $C = 100\mu F$

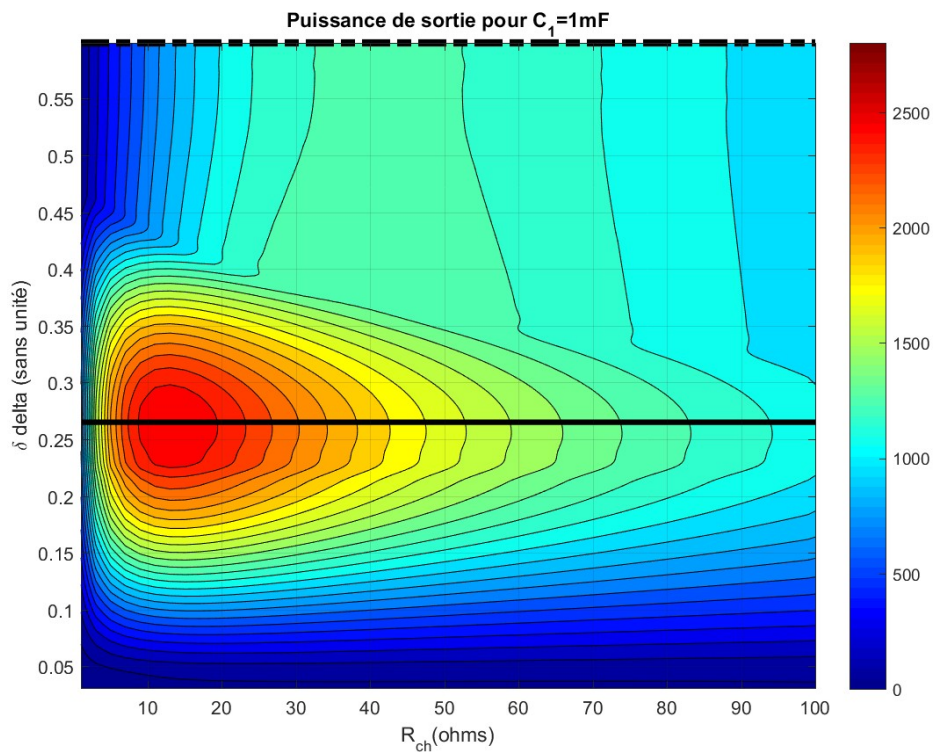


FIGURE 4.25 – Evolution de la puissance en sortie de machine en fonction de la charge et de δ pour $C = 1mF$

13 Ω . Cela s'explique par l'argument de l'adaptation d'impédance. Dans la partie précédente, il avait été établi que la puissance maximale de la machine avait été obtenue pour une résistance de charge équivalente au module de l'impédance synchrone. Ainsi, si on repart de l'équation (4.7)

et (??), on en déduit que l'expression de la puissance maximale dans une machine s'exprime :

$$P_{out} = 3 \frac{E^2}{4Z_s} \quad (4.19)$$

Ainsi, à force électromotrice fixée, pour maximiser la puissance de sortie de machine, il faut minimiser l'impédance synchrone. Comme le MERS n'a d'effet que sur la composante réactive de l'impédance, au mieux, il est possible d'annuler la partie imaginaire de l'impédance afin de minimiser le module.

$$Z_s = R_s \quad (4.20)$$

L'équation (4.19) devient :

$$P_{out} = 3 \frac{E^2}{4R_s} \quad (4.21)$$

Sur les trois figures, la puissance maximale avec MERS est obtenue pour une charge d'environ 13Ω , ce qui correspond au critère d'adaptation d'impédance avec une impédance synchrone réduite à la simple résistance synchrone. Grâce à cette dernière équation, il est aussi possible d'estimer la valeur théorique de cette puissance maximale. Dans cet exemple, elle est estimée à environ $3kW$. Sur les cartes de puissance des figures, la puissance avoisine les $2.8kW$ pour $C = 10\mu F$ et $2.5kW$ pour les deux autres. La sous-performance vient de la forme carrée de la FEM. En effet, le calcul n'est en réalité valable que pour une FEM de forme sinusoïdale. A valeur efficace égale, la puissance avec un signal sinus est plus grande.

Etant donné que sur les trois figures, la puissance maximale est à chaque fois donnée pour une résistance de charge égale à la résistance synchrone, il peut être conclu que le MERS est capable de compenser la réactance synchrone quelle que soit la valeur de la capacité le constituant. Il serait incorrect de dire que le MERS est une capacité variable, car il n'en recoupe pas toutes les caractéristiques. En particulier, il est impossible de définir une impédance avec le MERS comme on peut le faire avec une capacité. Cependant, le MERS a une action sur le déphasage entre la tension et le courant en sortie de machine similaire à ce que l'on peut attendre d'une capacité variable.

Usuellement, tel qu'il est expliqué dans la littérature, pour compenser la charge réactive d'une inductance par une source capacitive, on écrit une égalité entre les puissances, ce qui revient, au premier harmonique, à réaliser une égalité entre les impédances.

$$jL\omega = \frac{1}{jC\omega} \quad (4.22)$$

Il n'existe alors qu'une valeur possible pour la capacité permettant de compenser l'effet inductif. La compensation se fait sur les puissances car, à tout instant, il faut que la capacité compense l'inductance. Avec le MERS c'est différent. Étant donné qu'il y a des commutations périodiques, il est possible de raisonner par période. Ainsi, même si le MERS ne compense pas parfaitement l'inductance à tout instant, il le fait en moyenne sur une période. Cela permet de modifier les règles de dimensionnement en faisant l'égalité non plus sur les puissances mais sur les puissances moyennes sur une période, autrement dit, sur les énergies. Ainsi, la règle permettant le dimensionnement est :

$$\frac{1}{2}Li^2 = \frac{1}{2}Cv^2 \quad (4.23)$$

Cela change totalement la donne, puisque dans cette expression on fait intervenir la tension aux bornes de la capacité et le courant traversant l'inductance. Ainsi, la valeur de la capacité possible n'est plus unique. Il apparaît un compromis entre la capacité et l'amplitude de la tension.

Par rapport au dimensionnement, une première idée est de pouvoir diminuer la taille de la capacité, ce qui a toutefois un impact très significatif sur la tension étant donné que la variation est quadratique. La taille d'un condensateur est proportionnelle à l'énergie qu'il est capable de stocker pour une technologie donnée. Il n'est donc a priori pas possible de gagner sur ce plan si ce n'est en passant d'une technologie à une autre. A l'inverse en augmentant légèrement la capacité, suivant ce raisonnement, il pourrait être possible de relâcher la contrainte sur la tension et ainsi améliorer la fiabilité.

Evolution de la plage de puissance et stratégies de commande associées

Poursuivons l'analyse des figures de puissances (4.23) (4.24) et (4.25). Pour chacune des figures, quelle que soit la valeur de R_{ch} , la puissance maximale est obtenue pour le même δ . La droite a été marquée sur les figures par un trait plein. Il y a aussi un trait en pointillé à δ_{fin} représentant la puissance équivalente au fonctionnement sans MERS. Ces deux iso-lignes sont représentées sur la figure (4.26) pour $C = 10\mu F$. Cette figure permet de se rendre compte du gain en puissance que permet le MERS. Le gain estimé sur la puissance est de 126%. Bien entendu, comme ces données viennent de l'utilisation du modèle RLE, le gain n'est que théorique. Il convient de vérifier si la machine est capable d'atteindre un tel point à l'aide d'une simulation éléments finis adaptée.

Outre l'augmentation des performances, un intérêt que l'on peut trouver au MERS est pour une utilisation en tant qu'organe de commande. En effet, comme on peut le voir sur la figure (4.23) par exemple, en faisant varier δ , il est en théorie possible d'atteindre n'importe quelle puissance de 0 à P_{max} . Ainsi, lorsque δ est suffisamment faible, la puissance tombe à zéro ; le MERS agit ainsi comme un interrupteur ouvert (impédance très grande). Autrement dit, l'ensemble des points de puissance présent sous la courbe en trait plein sur la figure (4.26) est accessible. Un variateur classique ne pourra atteindre que les points en dessous de la courbe sans MERS en pointillé. A partir de cette observation, plusieurs idées de commandes sont imaginables, en voici une liste non-exhaustive :

- Une première commande est de chercher le point de puissance maximale via, par exemple, une commande de type MPPT. Utilisé ainsi, le MERS agit comme un boost de la machine. Celle-ci voit sa caractéristique changer de la courbe en pointillé vers la courbe en trait plein. La machine est "surfluxée" à son plein potentiel.
- Une autre commande imaginable est d'asservir la puissance en sortie de machine. On peut voir, par exemple, qu'il est quasiment possible d'asservir la machine à la puissance maximale sans MERS quelle que soit la valeur de la charge et donc du courant de sortie.

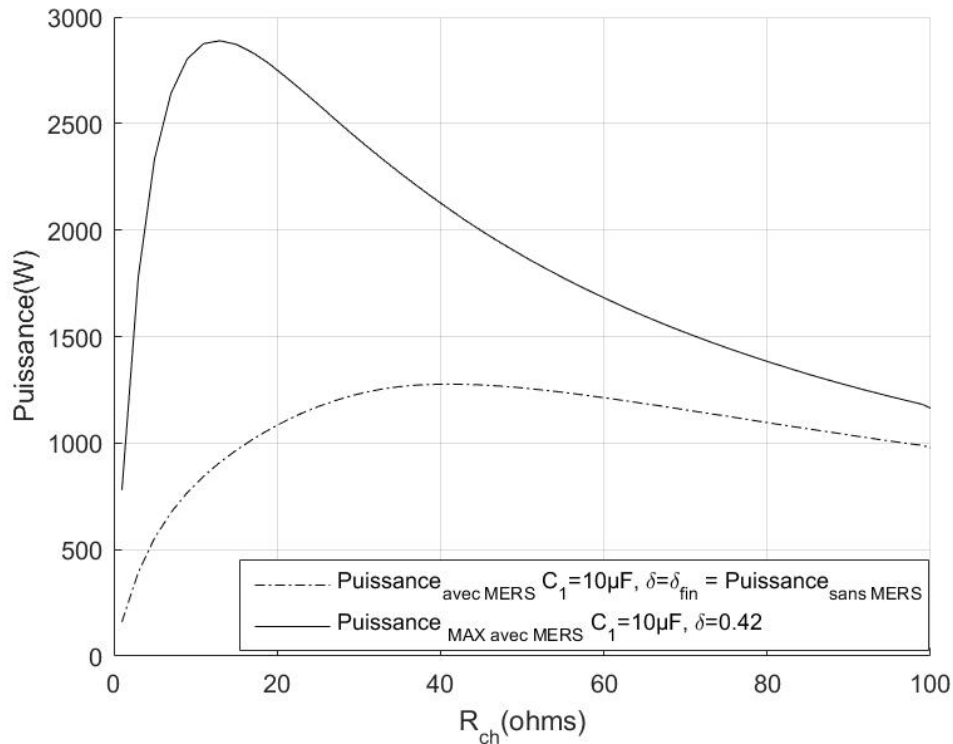


FIGURE 4.26 – Puissance en sortie de machine avec et sans MERS en fonction de la charge pour $C = 10\mu F$

Influence de la valeur de la capacité et de la commande

La figure (4.27) représente l'évolution de la puissance en fonction de δ pour les trois capacités à charge donnée (ici $R_{ch} = 41\Omega$). Les courbes ont une forme globalement concave, présentant un unique maximum. La forme des courbes évolue sensiblement en fonction de la valeur de la capacité. De plus, on peut voir que la sensibilité de la puissance par rapport à δ est loin d'être constante. Cela nécessite d'être pris en compte pour avoir une commande adaptée. Il existe une gamme de puissances qu'il est possible d'atteindre avec deux δ différents. Une question pertinente est alors : "Y a-t-il une valeur de δ à privilégier pour cette gamme de puissance, et si oui laquelle?"

Pour choisir parmi les deux valeurs, une idée peut être de comparer les pertes et le THD pour deux δ donnant la même puissance. La figure (4.28) représente les formes d'ondes de la tension aux bornes du MERS et de la tension et courant dans la machine pour deux δ différents impliquant chacune une puissance de sortie de machine de $2kW$. La capacité est mise à $10\mu F$ ce qui explique que les tensions aux bornes du MERS et de la machine sont particulièrement élevées par rapport à la FEM. Les formes d'ondes donnent déjà une bonne idée de ce que peuvent être les pertes et le THD pour chacun des cas. Les deux valeurs de δ se situent chacune de part et d'autre du maximum de puissance.

On peut voir que la valeur de δ la plus faible implique une tension aux bornes du MERS bien plus élevée que l'autre. Cela a pour conséquence une tension appliquée aux bornes de la machine bien plus élevée. On peut alors s'attendre d'une part à un risque de saturation du circuit magnétique bien plus important et à des pertes fer accrues, en particulier les pertes hystérésis qui sont déjà prédominantes en absence de MERS. Du point de vue du THD, il est clair que

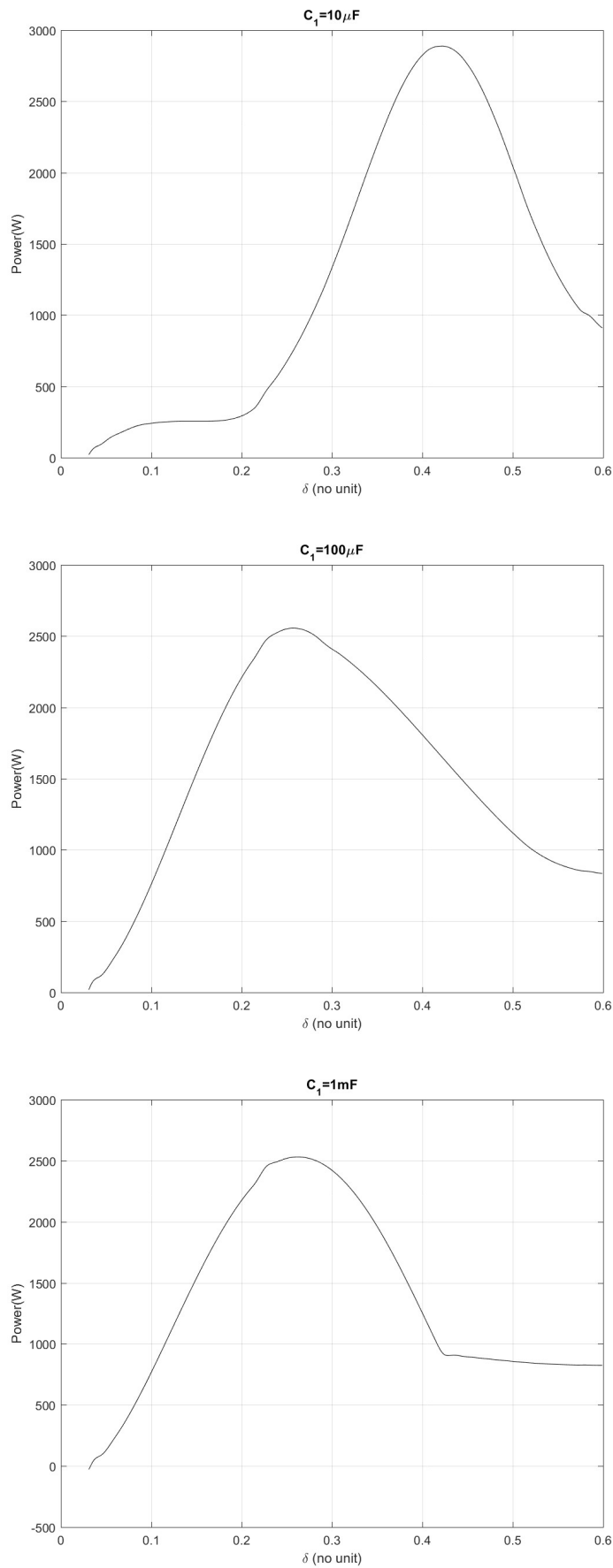


FIGURE 4.27 – Evolution de la puissance en sortie de machine en fonction de δ pour les trois valeurs de capacités **détailler figure**

le choix du δ pour une même puissance a un impact. Dans le cas présent, comme la FEM est carrée, le critère du THD apparaît sans intérêt. Dans le cas d'une machine FEM sinusoïdale, à l'inverse, il sera préférable de minimiser l'impact du MERS; la valeur plus élevée de δ est donc également à privilégier. Pour conclure, il apparaît que les valeurs plus élevées de δ sont à privilégier. Cela implique une commande discontinue de δ pour parcourir l'ensemble de la plage de puissance.

L'analyse qui vient d'être faite porte sur le cas où les deux tensions aux bornes du MERS sont discontinues. Les conclusions sont éventuellement différentes dans le cas de deux tensions en DC-offset et le cas où il y a une tension discontinue et une DC-offset.

Les figures (4.29) illustrent respectivement le cas DC-offset, discontinu à gauche et le cas DC-offset, DC-offset à droite. Les courbes de gauche sont obtenues avec une capacité de $100\mu F$ tandis que les figures de droite sont obtenues avec une capacité de $1mF$. Dans les deux cas, on arrive aux mêmes conclusions que précédemment. Les valeurs plus élevées de δ limitent l'augmentation des pertes fer et du THD et ce quelle que soit la forme d'onde de la tension du MERS.

On peut observer dans chacun des cas que la phase du courant change alors que la puissance est la même, donc la chute de tension due à l'impédance synchrone avec MERS est la même en module. La différence vient du fait que dans un cas, l'angle ψ entre la FEM et le courant est positif alors que dans l'autre, il est négatif.

Influence de la forme de la FEM

En observant la figure (4.23), on peut remarquer que le point de puissance maximale est légèrement plus élevé que pour les autres figures. Ainsi, la puissance dépasse les $2.8kW$ pour $C = 10\mu F$ alors qu'elle est limitée à environ $2.5kW$ pour les autres capacités. Pour des capacités supérieures à $100\mu F$, il est observé que la puissance maximale ne dépend plus de cette dernière. Dans le cas d'une FEM sinusoïdale, cela serait observé quelle que soit la capacité. La différence de puissance pour des faibles capacités, ici, vient principalement de la forme trapézoïdale (ici modélisée par un carré) de la FEM. La puissance électromagnétique théoriquement disponible d'une phase est définie par :

$$p(t) = e(t)i(t) \quad (4.24)$$

à laquelle il faut pondérer les pertes qui sont uniquement modélisées par la réactance synchrone dans le cas du modèle de Behn Eschenburg, pour obtenir la puissance utile.

Ainsi, dans le cas d'une machine sinusoïdale pure, la puissance électromagnétique et utile peut être écrite respectivement :

$$P = 3E_1 I_1 \cos(\psi_1) \quad (4.25)$$

$$P = 3V_1 I_1 \cos(\phi_1) \quad (4.26)$$

Mais dans le cas où la FEM n'est pas sinusoïdale, les expressions deviennent :

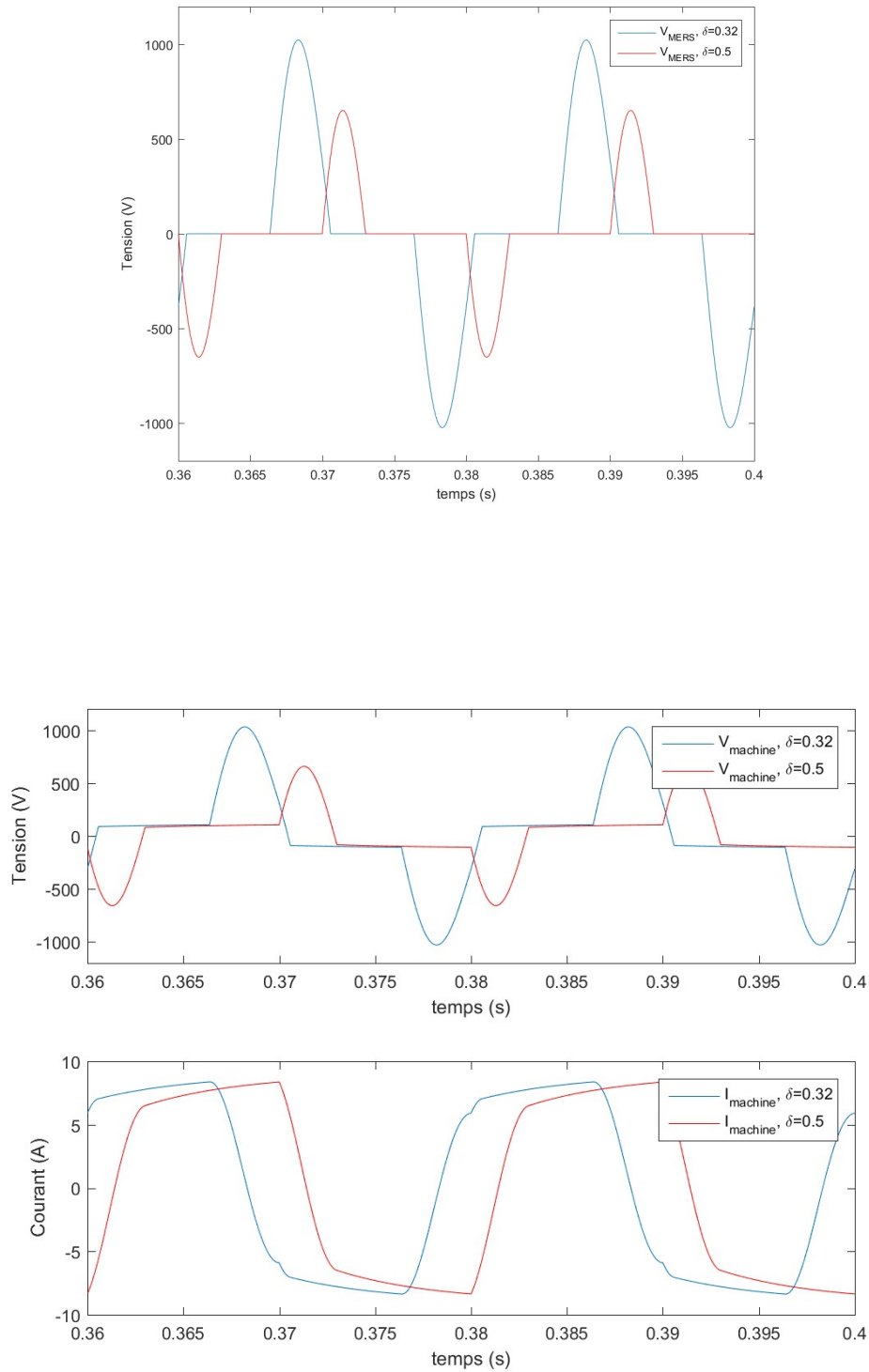


FIGURE 4.28 – Tensions aux bornes du MERS et en sortie de machine et courants pour deux δ donnant la même puissance

$$P = 3 \sum_h E_h I_h \cos(\psi_h) \quad (4.27)$$

$$P = 3 \sum_h V_h I_h \cos(\phi_h) \quad (4.28)$$

où $E_h, V_h, I_h, etc...$ sont les harmoniques des composantes correspondantes. Chaque harmonique de tension et de courant de même rang interagit l'une avec l'autre pour participer à la

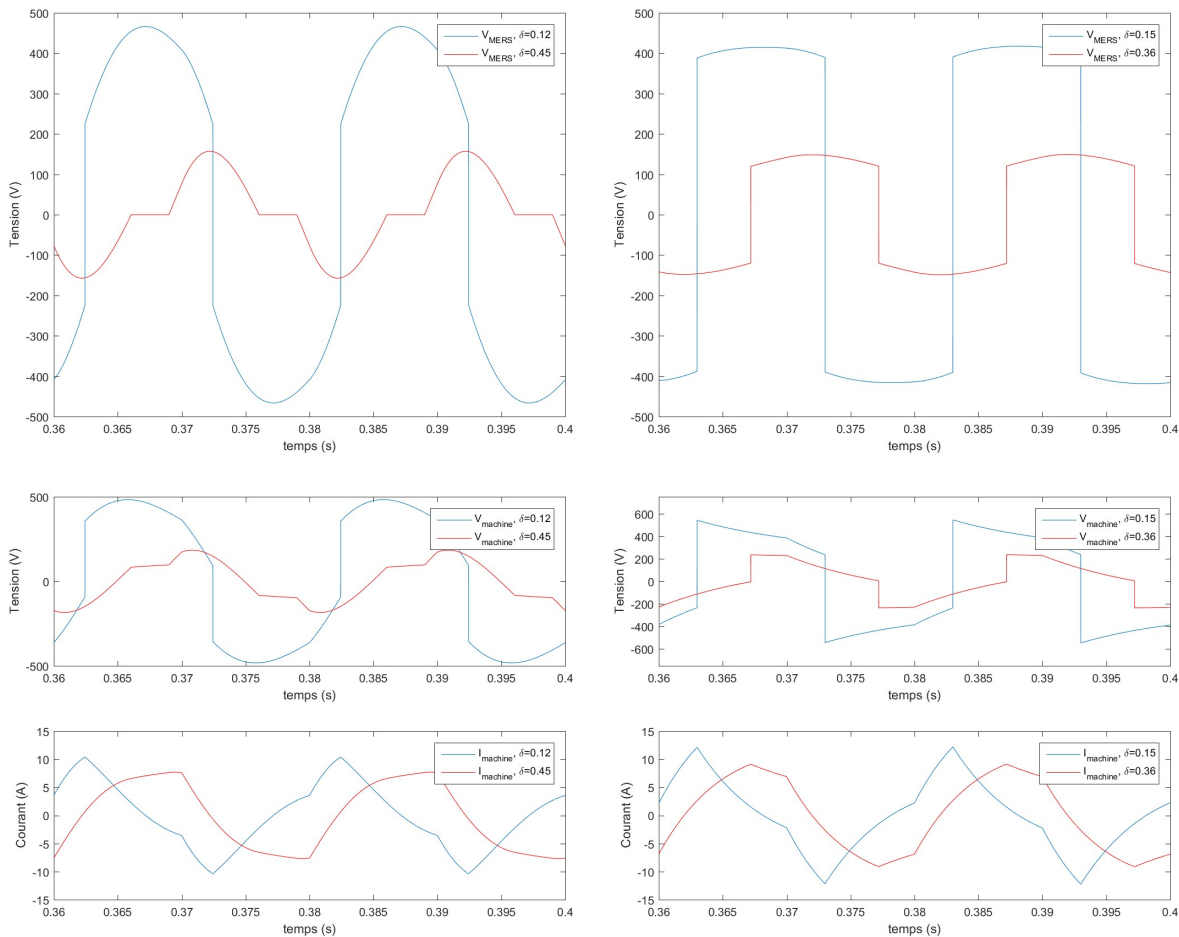


FIGURE 4.29 – Tensions aux bornes du MERS et en sortie de machine et courants pour deux δ donnant la même puissance ; comparaison discontinu, DC-offset

puissance utile. De ce fait, une forme d'onde carrée est la forme qui optimise le ratio puissance par rapport à l'amplitude.

Comme il peut être observé sur les figures (4.28) et (4.29), le courant dans le circuit a une forme plus proche du carré pour $C = 10\mu F$, alors que pour les autres capacités, le courant est plus proche d'un triangle. Ces formes sont similaires pour les points de puissance maximale. Cette variation dans les formes d'ondes vient de la différence de vitesse de charge et de décharge du condensateur en fonction de la valeur de la capacité. Ainsi, une petite capacité permet une variation de la tension à ses bornes plus rapide et permet donc une variation de courant plus grande que des capacités plus élevées.

Choix de la technologie du condensateur

Le choix de la capacité est relatif à l'application choisie et au cahier des charges à respecter mais aussi aux technologies de capacités qu'il est possible d'utiliser ; il n'y a pas de règle absolue. Comme on vient de le voir, une capacité plus faible peut permettre d'avoir de meilleures performances dans le cas d'une machine trapèze mais cela ne sera pas le cas pour une machine sinusoïdale où la puissance de sortie maximale reste la même. Dans ce cas, le choix pourra se faire plutôt sur un gabarit harmonique à respecter ou sur le rendement, en fonction de la plage de

fonctionnement en δ nécessaire. Le volume et le prix sont également des paramètres importants pour choisir la capacité.

Pour ce qui est du choix de la technologie, il n'y a pas de restrictions particulières. Des condensateurs polarisés peuvent être utilisés. Toutefois, les condensateurs électrochimiques sont souvent limités par les niveaux d'ondulation de courant. [?] Cette technologie reste un choix pertinents pour les grosses valeurs de capacité amenant un fonctionnement DC-offset ou les ondulations sont proportionnellement plus limitées. Les condensateurs à film en polypropylène sont également intéressants pour des capacités faibles et moyennes qui permettent d'atteindre des niveaux de tension élevés. En effet, pour les plus faibles valeurs de capacités, il est possible d'observer des variations de tension de l'ordre de $1kV$.

Dans le cas étudié ici, le courant efficace maximal passant dans les capacités est d'environ $7.5A$. Des capacités en film propylène semblent adaptées pour les capacités de $10\mu F$ et $100\mu F$. En effet, ce type de condensateur admet, pour une capacité de $10\mu F$, un courant de l'ordre de $10A$ pour une tension de $1kV$ [56]. Le volume de ce composant est de l'ordre d'une dizaine de cm^3 , ce qui est contenu en comparaison du volume de la machine. Pour la capacité de $1mF$, un condensateur électrolytique est un bon choix, admettant un courant efficace de l'ordre de $1A$. Si l'utilisation de composants uniques est envisageable, il peut être recommandé d'en utiliser plusieurs en parallèle afin de limiter le courant traversant chaque composant et ainsi éviter des températures trop élevées et augmenter la durée de vie.

Vérification des performances

Cette partie a pour but d'étudier les résultats obtenus par éléments finis pour les mêmes cas que la partie précédente avec les mêmes hypothèses. La figure (4.30) représente la puissance dans la charge pour le même paramétrage que la figure (4.23). D'un point de vue qualitatif, l'évolution des performances en fonction des paramètres R_{ch} et δ est semblable à celle obtenue avec le modèle RLE. On retrouve le maximum unique et la vallée présente à $\delta = 0$. L'ensemble des maxima en fonction de la charge se trouve pour le même $\delta = 0.43$. Il y a également un plage de puissance pour laquelle deux valeurs de δ sont possibles.

Cependant, d'un point de vue quantitatif, la puissance est significativement plus faible que la simulation RLE. Cela vient de la différence entre la forme carrée de la FEM dans le modèle RLE et la forme trapézoïdale dans la simulation éléments finis. La figure (4.31) représente le courant pour le point de puissance maximale ($R_{ch} = 13\Omega$, $\delta = 0.41$) obtenue avec la simulation éléments finis. Dans cette simulation, la FEM est de forme trapézoïdale. Les formes limites d'un signal trapézoïdal sont un signal carré et triangle. La figure représente également le courant obtenu pour ces formes d'ondes de FEM limites. Comme le montre la figure, le courant obtenu par élément finis est encadré par les courants obtenus avec le modèle RLE. Comme le courant est ici directement lié à la puissance dans la charge, la différence de puissance entre les modèles s'observe directement sur les courants. On vérifie ainsi que l'écart entre les formes d'onde de la FEM du modèle RLE et de la simulation éléments finis explique l'écart de puissance.

La figure (4.32) représente les niveaux de l'induction dans la machine. En comparant les niveaux d'induction à ceux obtenus sans MERS (figure (4.9)), on se rend compte que la répartition y est semblable. Le MERS ne modifie donc pas de façon significative la répartition de l'induction

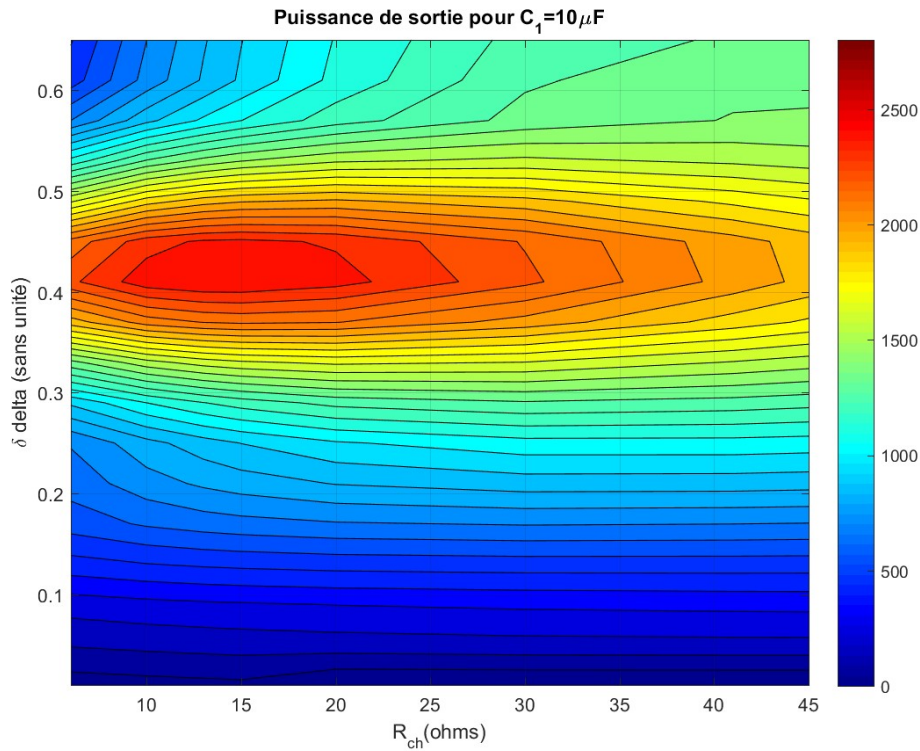


FIGURE 4.30 – Puissances estimées par éléments finis pour un matériau magnétique linéaire en fonction de la charge et de δ pour $C = 10\mu F$

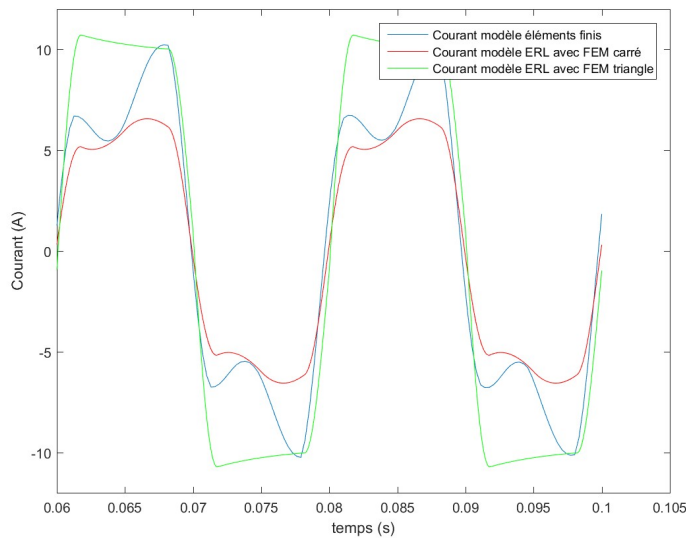


FIGURE 4.31 – Comparaison des courants obtenus avec les modèle éléments finis, modèle RLE avec FEM carré et triangle

dans la machine. On pourra toutefois observer une légère modification de l'angle interne. On peut conclure que le MERS ne modifie pas la manière dont le circuit est magnétisé. De ce fait, les méthodes classiques de dimensionnement des machines restent valables lors de la conception d'une machine avec MERS. Le niveau d'induction est, par contre, différent. Il atteint des niveaux particulièrement élevés. L'induction peut dépasser 3T dans la dent. Aucun matériau magnétique doux ne permet d'atteindre de tels niveaux d'induction en fonctionnement linéaire. Ainsi, quel que soit le matériau qui serait utilisé, il est nécessairement en état de saturation.

Les performances illustrées précédemment ne sont donc pas réalisables physiquement avec cette géométrie en utilisant les matériaux actuels. Pour avoir une idée plus réaliste des performances offertes par le MERS avec cette machine, il est nécessaire de faire une autre simulation avec un modèle de matériaux prenant en compte les phénomènes de saturation.

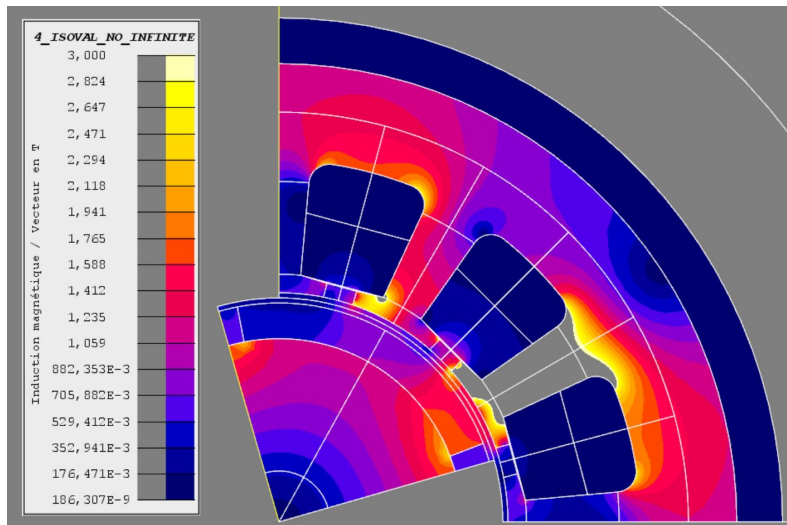


FIGURE 4.32 – Niveau d'induction dans le circuit magnétique pour le point de puissance maximale ($R_{ch} = 13\Omega$, $\delta = 0.41$)

Simulation de la machine avec MERS en considérant la saturation du matériau magnétique.

La figure (4.33) représente la puissance dans la machine avec le MERS, cette fois en considérant un modèle non-linéaire du matériau magnétique. La tôle considérée ici est la même tôle que celle utilisée pour estimer les pertes fer, soit une tôle M27035A. L'impact sur les performances est très significatif.

Tout d'abord, on observe globalement une baisse de la puissance de sortie, comme on pouvait s'y attendre. La puissance maximale est d'environ $1800W$, soit une augmentation d'environ 41% par rapport à la puissance maximale sans MERS. Si l'augmentation reste significative, on est loin de 126% de gain obtenu précédemment ou de 136% théorique. Une seconde observation, moins évidente à comprendre, est le déplacement du point de puissance maximale qui n'a plus lieu pour une charge de $R_{ch} = 13\Omega$. Cela vient de la saturation du circuit magnétique qui n'apparaît pas uniformément en fonction de la charge. Ainsi pour les charges les plus faibles, la saturation arrive plus rapidement.

La figure (4.34) représente la répartition de l'induction dans la machine au point où la puissance était maximale avec le modèle linéaire. On peut observer que la dent est fortement saturée, ce qui explique la baisse de performances.

Sur la figure (4.35), on peut voir le courant et la tension du MERS dans le cas linéaire et non-linéaire. La tension aux bornes du MERS garde le même temps de conduction mais la forme et l'amplitude sont modifiées. La baisse de l'amplitude a pour conséquence d'atténuer l'alternance du courant, ce qui diminue la valeur initiale du courant sur le morceau où la capacité

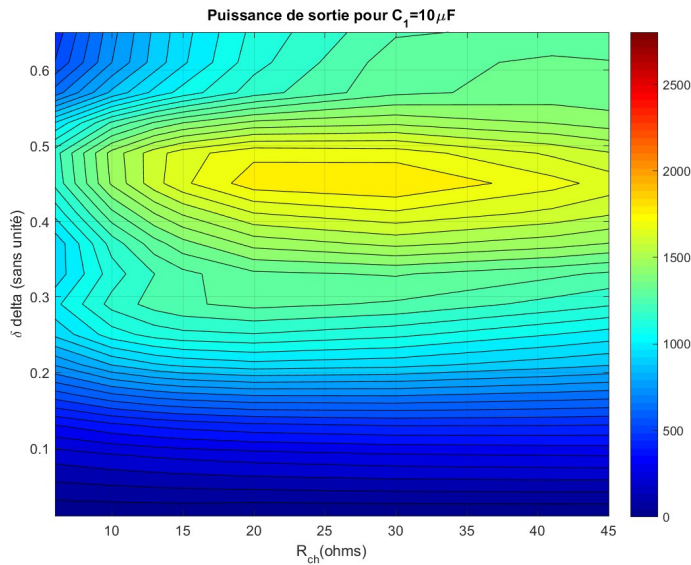


FIGURE 4.33 – Puissances estimées par éléments finis pour un matériau magnétique non-linéaire en fonction de la charge et de δ pour $C = 10\mu F$

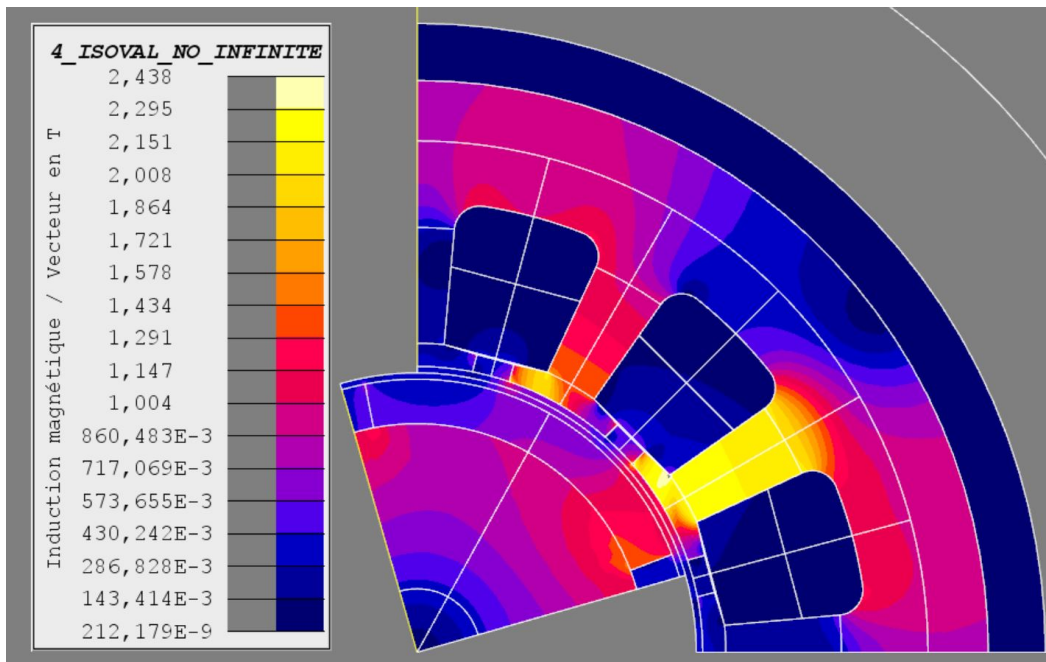


FIGURE 4.34 – Niveau d'induction dans le circuit magnétique pour le point de puissance maximale ($R_{ch} = 13\Omega$, $\delta = 0.41$)

est by-passée. Si le courant tend ensuite à converger vers la même valeur finale que le modèle linéaire, la baisse initiale de courant est suffisamment importante pour induire une forte baisse de la puissance. Cette baisse de courant est directement liée à une diminution de l'inductance synchrone due à la saturation du circuit magnétique.

Comme la saturation apparaît avec de forts courants, il est normal qu'elle soit d'autant plus présente que la charge est faible. Cela a pour conséquence de déplacer le point de puissance maximale vers des charges plus élevées.

Pour ce qui est du champ démagnétisant (figure (4.36)), il ne dépasse pas les $800 \times 10^3 A/m$

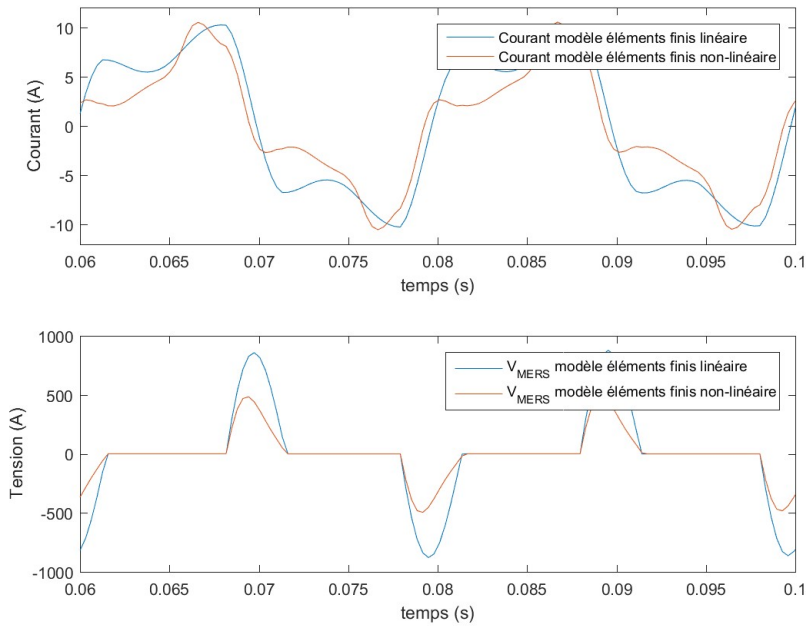


FIGURE 4.35 – Courant et tension aux bornes du MERS obtenus par simulation éléments finis avec matériau magnétique linéaire et non-linéaire pour le point de puissance maximale ($R_{ch} = 13\Omega$, $\delta = 0.41$)

donc il n'y a pas de risque à ce niveau. Par ailleurs, on peut observer que l'amplitude n'a pas beaucoup changé par rapport au fonctionnement sans MERS.

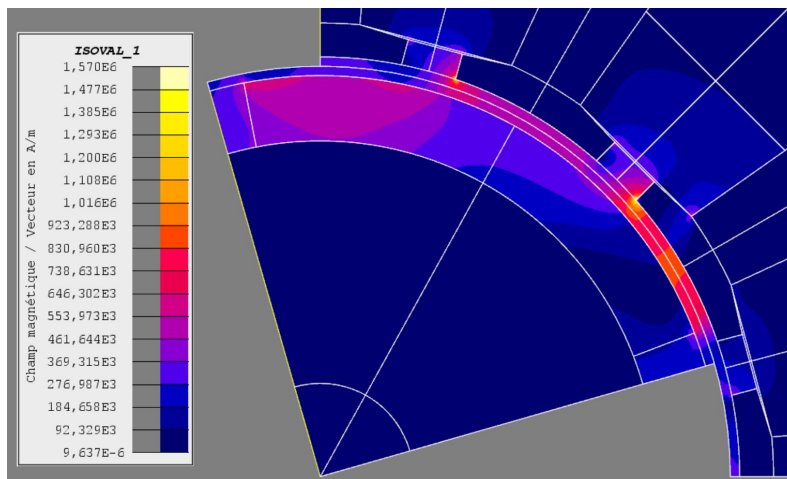


FIGURE 4.36 – Amplitude du champ démagnétisant maximale dans l'aimant pour le point de puissance maximale ($R_{ch} = 30\Omega$, $\delta = 0.45$)

4.1.6 Evolution des pertes

A part la puissance de la machine, ce sont les pertes qui définissent la performance d'une machine. Cela est particulièrement vrai pour les applications de puissance comme le cas de la génératrice étudiée ici. Les pertes ont un impact à la fois sur le rendement mais aussi sur la tenue thermique de la machine. Les pertes ont donc des conséquences à la fois sur les performances mais aussi sur son intégrité. Les pertes sont généralement divisées en deux catégories suivant leur origine : les pertes d'origine électromagnétique parmi lesquelles on retrouve les pertes joules,

les pertes fer et les pertes mécaniques qui sont dues à la friction des pièces mécaniques les unes par rapport aux autres. Ces dernières ne sont pas prises en compte dans cette étude.

Pertes Joule

Etant donné la nature préliminaire de cette étude, la thermique n'est pas prise en compte. Les pertes Joule sont par conséquent uniquement déterminées en considérant une résistivité et une résistance constantes du matériau conducteur. Les pertes sont calculées avec l'estimation de la résistance synchrone relative au modèle de Behn Eschenburg et le courant efficace estimé dans la machine.

Etant donné que dans l'exemple analysé, la génératrice débite dans une charge purement résistive, alors les pertes joules sont proportionnelles à la puissance de la machine d'un ratio :

$$\frac{R_s}{R_{ch}} \quad (4.29)$$

Ce ratio sera d'autant plus faible que la résistance R_{ch} est grande. Il y a donc intérêt, à puissance donnée, de minimiser le ratio pour limiter les pertes. Il y a donc un compromis sur l'impédance de la charge entre l'augmentation de la puissance débitée et le ratio de pertes Joule.

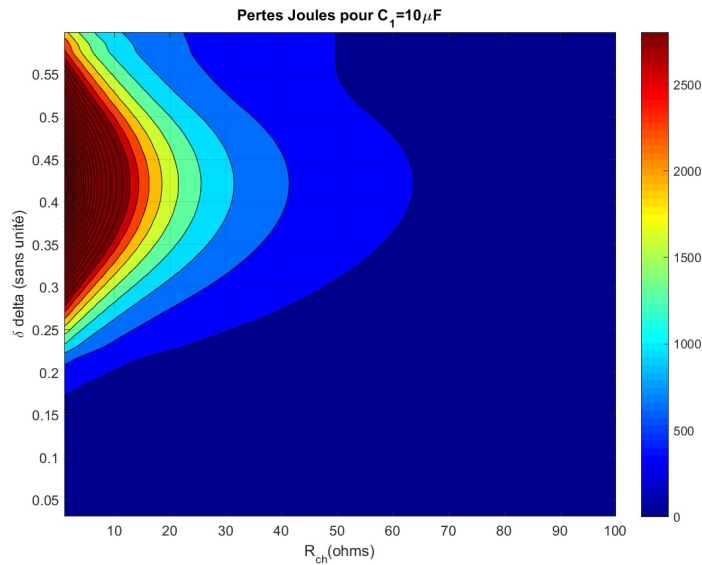
La figure (4.37) représente les pertes Joules dans la machine pour un MERS ayant une capacité de $C = 10\mu F$. Les figures de pertes pour les autres capacités sont équivalentes. On peut voir que les pertes sont plus importantes pour les faibles résistances de charge et autour de la valeur $\delta = 0.41$ donnant la puissance maximale. Les pertes y sont, par ailleurs particulièrement élevées. En effet, comme il a été expliqué précédemment, la puissance maximale est obtenue, dans le cas du modèle linéaire, lorsque il y a adaptation d'impédance. Comme le MERS inhibe la composante réactive, on se retrouve avec $R_{ch} = R_s$. Cela signifie qu'autant de puissance est dissipée dans la charge que dans la résistance synchrone. On peut donc s'attendre pour ce point à un rendement $< 50\%$, ce qui est très mauvais si le rendement est un objectif du dimensionnement. Cela suppose également un échauffement trop important de la machine et peut éventuellement remettre en cause son intégrité.

Ces points à fortes pertes joules restent néanmoins intéressants pour les applications où le rendement n'est pas le critère principal de dimensionnement. Pour les applications générateurs, il peut s'agir, par exemple, des énergies renouvelables, où la ressource est généralement gratuite. Dans ces cas particuliers, le critère le plus important est la puissance captée et transmise par rapport à l'investissement financier. Il faut, bien évidemment, que le dimensionnement thermique soit adéquat. Enfin, il peut s'agir de points de fonctionnement utilisés de manière transitoire.

Enfin, il est important de rappeler que le MERS est capable d'augmenter la puissance à iso-courant, donc pour les mêmes pertes joules, ce qui a plutôt tendance à être favorable pour le rendement. Cependant, cette augmentation de puissance est permise par une augmentation de la tension en sortie de machine, ce qui a pour conséquence une augmentation des pertes fer.

Pertes Fer

L'évolution des pertes fer est une des principales contreparties du MERS avec la dégradation du THD qui peut être anticipée. L'évolution de la tension aux bornes de la machine causée

FIGURE 4.37 – Pertes Joules dans la machine pour $C = 10\mu F$

par le MERS a pour conséquence une augmentation non-négligeable des pertes. Afin de pouvoir avoir une analyse générique de cette évolution sans considérer les caractéristiques physiques d'un matériau magnétique, l'analyse des pertes se fera essentiellement via les ratios de pertes introduits précédemment. Ces ratios ne sont sensibles qu'aux variations d'impédance de la machine et du circuit. Ils sont donc bien adaptés au niveau de description du modèle. Il est néanmoins nécessaire de rappeler que ces ratios sont calculés en considérant une induction globale moyenne dans la machine, ce qui est très approximatif. Ils permettent donc de dégager une tendance mais pas de se faire une idée précise d'un point de vue quantitatif. Leur analyse doit, par conséquent, être seulement qualitative.

Contrairement à ce qui a été fait jusqu'à présent dans cette partie, les ratios sont étudiés suivant des variations de δ (plus exactement δ_x) et de C pour deux valeurs de résistance de charge correspondant au maximum avec MERS et sans MERS. Ce choix a été fait car, dans l'idée, l'étude des ratios est censée motiver le dimensionnement du MERS, soit le choix de la capacité et du retard à l'amorçage correspondant. Les deux choix de charge ont été faits pour des points particuliers. L'un a la particularité de contraindre le plus la machine ($R_{ch} = 13\Omega$) et l'autre permet de se référer aux caractéristiques de la puissance maximale de la machine seule. Le modèle utilisé pour obtenir ces résultats est le modèle RLE avec FEM sinusoïdale du modèle analytique.

Les figures (4.38) et (4.39) représentent les trois ratios pour les deux charges considérées. Dans chacun des cas, on peut voir que les ratios augmentent de manière significative. Cette augmentation suit globalement l'évolution de la puissance dans la machine (figure (4.40)). Il y a toutefois un décalage suivant δ_x entre le point de puissance maximale et le point des pertes fer maximales. La figure (4.41) montre la tension aux bornes de la machine, dans un cas pour le point de puissance maximale et pour l'autre là où les ratios sont le plus élevés. On peut voir que la tension qui permet d'avoir la puissance maximale n'est pas la plus haute tension. Comme la tension est plus élevée pour la courbe $P_{fer_{MAX}}$, il est logique, étant donné l'expression des ratios (eq3.73), qu'ils soient plus élevés, en particulier pour le ratio de pertes par hystérésis qui dépend directement de la valeur maximale de la tension. Ainsi, si une augmentation de la puissance a tendance à aller avec une augmentation des pertes fer de manière globale, une légère

dissymétrie existe, ce qui est favorable pour le dimensionnement en puissance d'une machine par rapport au rendement.

A la différence de la puissance, on peut voir l'existence d'un col pour chacun des ratios sur les deux figures. Ainsi, si la capacité n'a pas d'influence sur la valeur maximale de la puissance, elle en a un sur celle des ratios. Le point de col n'est pas aux mêmes endroits pour chacun des ratios. Cela peut être observé tant sur la figure (4.38) que la figure (4.39). Cela signifie qu'il n'est pas possible de minimiser en même temps chacun des postes de pertes ; si un point a tendance à minimiser les pertes par hystérésis grâce à une amplitude réduite, un autre point peut minimiser les pertes par courants de Foucault en limitant les harmoniques. Si les causes des postes de pertes ne sont pas décorrélées, ce raisonnement donne une tendance qui explique que les points minimisant les pertes ne soient pas les mêmes.

On pourra toutefois noter que les valeurs de capacités optimales sont proches de la capacité ayant un réactance égale à l'inductance de la machine mais restent toutefois différentes. Pour rappel, cette valeur de capacité (ici $C = 100\mu F$ environ) permet au MERS d'annuler le facteur de puissance tout en ayant une tension sinusoïdale. Le MERS se comporte comme la capacité le constituant. Ce point est donc bien indiqué pour être un bon compromis entre puissance et pertes fer. Toutefois, on peut constater que des capacités plus faibles permettent d'obtenir des ratios de pertes hystérésis, par courants de Foucault, ou en excès, plus faibles pour chaque δ . Cela montre que le MERS permet d'atteindre des optimums qu'il n'est pas possible d'atteindre avec une capacité classique.

D'une manière générale, parmi les trois ratios de pertes, celui qui augmente le plus est celui concernant les pertes hystérésis. Cela vient du fait que le MERS augmente très significativement la tension aux bornes de la machine. En effet, augmentant la tension aux bornes de la machine, l'induction dans la machine augmente. Or l'énergie magnétique contenue dans la machine est proportionnelle au carré de l'induction. Donc la puissance convertie augmente en conséquence dans la limite des matériaux. Il apparaît donc judicieux, lors du choix du matériau magnétique, de se concentrer sur des matériaux ayant un coefficient de Bertotti pour les pertes par hystérésis faible.

En comparant les figures (4.38) et (4.39), il apparaît que la variation des ratios est très différente. Pour exemple, pour $R_{ch} = 13\Omega$, η_h dépasse 30 quand il ne dépasse pas 5.5 pour $R_{ch} = 41\Omega$. Ces valeurs sont, d'ailleurs, très élevées. Cela vient du fait que ces ratios ont été calculés à partir du modèle analytique qui considère un matériau magnétique linéaire. Si la saturation était prise en compte, des variations similaires seraient observées mais la saturation du matériau limiterait grandement l'induction dans le circuit et ainsi diminuerait l'amplitude des ratios de pertes. Il peut être conclu de cette différence de variation suivant la valeur de la charge que plus la charge prend une valeur proche de la résistance synchrone, plus il apparaît important de choisir une capacité qui limite la valeur des ratios de pertes.

L'analyse qui est faite sur les pertes fer est essentiellement qualitative. D'une part, l'hypothèse de linéarité exagère les variations des ratios par rapport à la réalité. D'autre part, l'étude même de ces ratios ne permet pas de conclure de manière directe sur les pertes fer. Ainsi, il faudrait prendre en compte les caractéristiques physiques du matériau magnétique (synthétisées dans les coefficients de Bertotti) ainsi que des données géométriques de la machine pour avoir

une conclusion réelle de l'évolution des pertes pour la machine étudiée ici. Les pertes fer dans la machine n'évoluent donc pas exactement de la même manière que les ratios ; cela dépend de la valeur des coefficients de Bertotti et de leurs différences les uns par rapport aux autres.

A l'inverse, l'avantage de l'analyse portée sur les ratios de pertes est d'avoir une tendance et un discours valable pour l'ensemble des machines alternatives de nature inductive pouvant être représentées sous forme de modèle de Behn Eschenburg, donc la plupart d'entre elles. Ces ratios de pertes ne dépendent, au niveau de la machine, que des paramètres du modèle RLE. Ces paramètres ont une influence sur l'importance des variations ou la place du point col par exemple. Mais la forme de ces variations reste la même quelle que soit la valeur des paramètres de Behn Eschenburg.

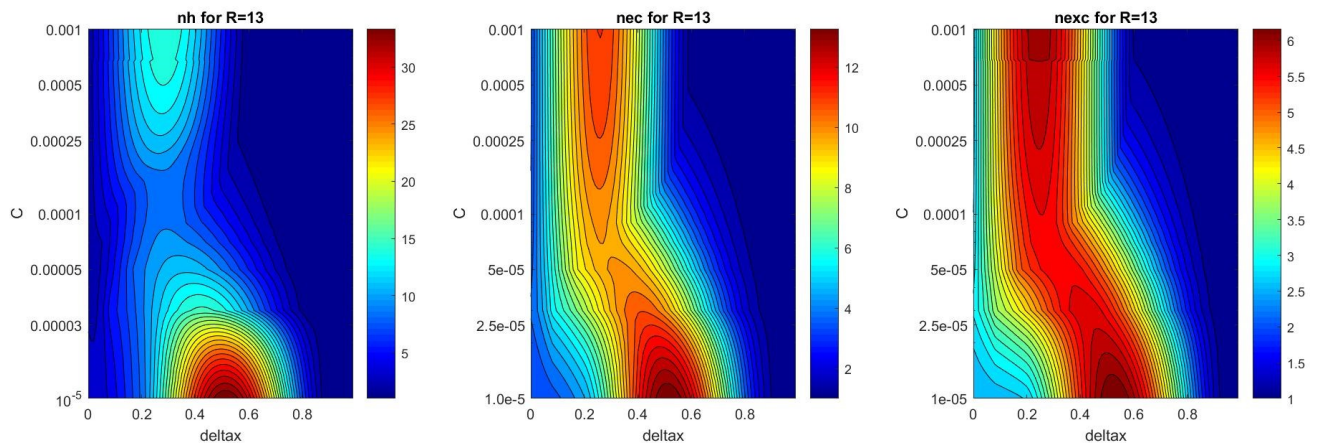


FIGURE 4.38 – Ratio de pertes pour une charge de $R_{ch} = 13\Omega$

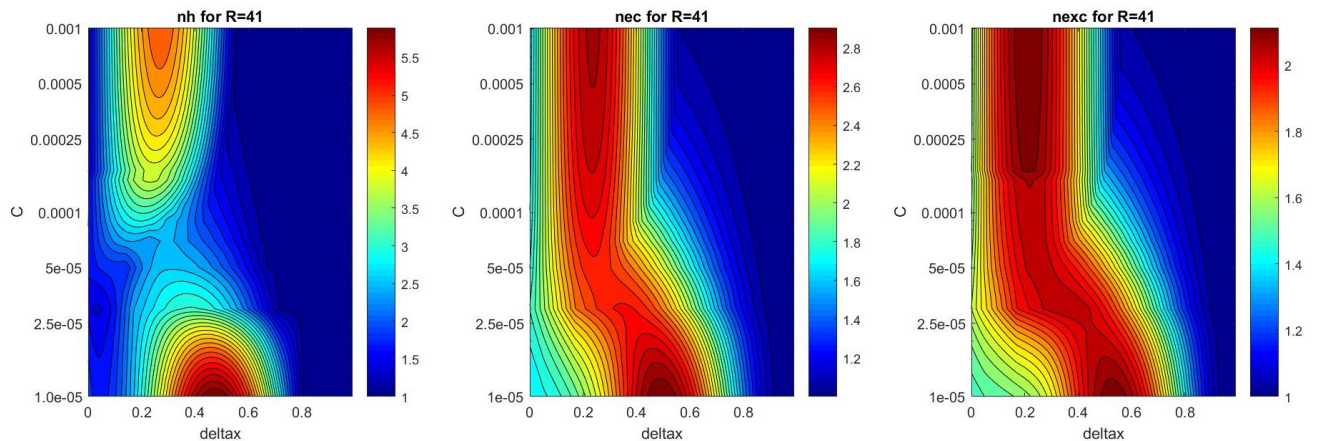


FIGURE 4.39 – Ratio de pertes pour une charge de $R_{ch} = 41\Omega$

4.1.7 Synthèse

Pour conclure sur cette analyse des performances de la machine avec MERS, il a été montré que le MERS est capable en théorie d'augmenter significativement la puissance. Cette augmentation des performances est caractérisée par une augmentation globale du flux dans la machine

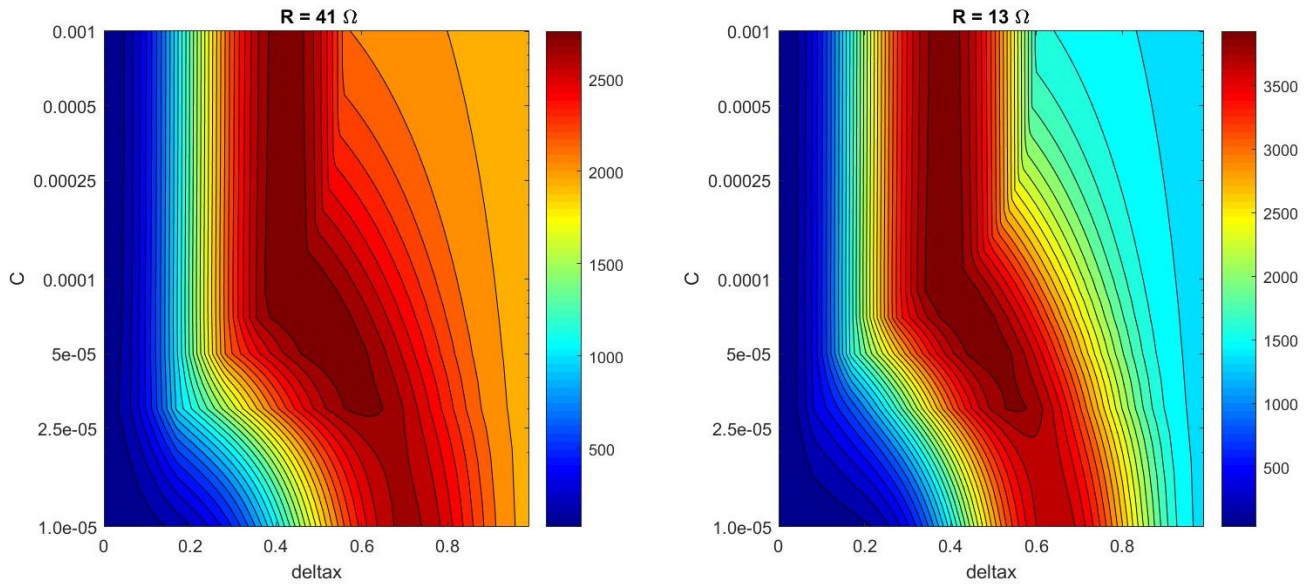


FIGURE 4.40 – Puissances pour une charge de $R_{ch} = 41\Omega$ et $R_{ch} = 13\Omega$

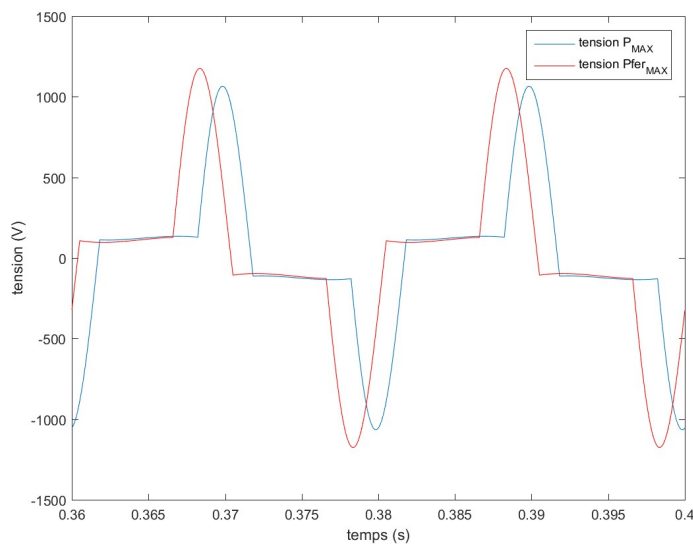


FIGURE 4.41 – Tension aux bornes de la machine pour le point de puissance maximale et le point de pertes fer maximales pour $R_{ch} = 13\Omega$ et $C = 10\mu F$

sans que la distribution de celui-ci ne soit particulièrement modifiée. En pratique, cette augmentation peut être limitée par la saturation du circuit magnétique. La saturation arrive d'autant plus rapidement que la machine a été dimensionnée magnétiquement par rapport à son point de puissance maximale. Ainsi, le gain apporté par une technique non-linéaire tel que le MERS sera d'autant plus limité que la machine a été dimensionnée seule en limite de saturation. Ainsi, si le gain pour la machine est réel, il n'est pas optimal et peut être considérablement amélioré.

Il y a donc un intérêt certain au redimensionnement d'une machine pour l'application considérée afin de profiter du potentiel de ces techniques au maximum. S'il est possible d'améliorer le gain avec une autre géométrie de machine, il n'est pas sûr que les performances soient meilleures que la machine dimensionnée seule. Pour cela, il faut faire une étude comparative

pour l'application visée.

Enfin, du point de vue des pertes, il a été montré que si l'évolution des pertes suivait sensiblement l'évolution de la puissance, il existe tout de même des différences. Il est probable qu'un dimensionnement adapté de la machine puisse accentuer ces différences afin d'optimiser le rendement. Il serait à vérifier, lors d'un dimensionnement par optimisation, si un dimensionnement, où l'objectif serait d'optimiser le rendement, convergerait vers ce type de structure.

4.2 Dimensionnement d'une machine avec MERS

Comme il a été expliqué et démontré dans les parties précédentes, il y a un grand intérêt à dimensionner une machine en prenant en compte les effets du MERS sur la machine afin d'en tirer le meilleur parti. Pour illustrer cela, l'idée dans cette partie va être de reprendre la géométrie de la machine étudiée dans l'exemple précédent et de voir si, en modifiant la géométrie en prenant en compte le MERS, il est possible d'améliorer les performances.

4.2.1 Objectifs

Pour pouvoir dimensionner une machine, il faut au préalable définir un cahier des charges détaillant les différentes spécifications attendues de la machine. Ce cahier des charges est construit au regard de l'application considérée et des performances désirées.

La machine étudiée est une machine à aimants. Comme il a déjà été expliqué précédemment, ce type de machine est très utilisé dans le cas où la puissance volumique ou massique de la machine est un critère important. De plus, il s'agit généralement de machines ayant un excellent rendement. Ces deux paramètres seront donc pris en compte lors du dimensionnement.

Le type d'aimant utilisé dans la machine est un aimant au néodyme. Si ce type d'aimant a d'excellentes caractéristiques physiques, d'un point de vue économique, de l'approvisionnement ou encore écologique, il pose aujourd'hui problème. Il y a donc un intérêt à réduire sa présence dans les machines.

Cette partie propose donc un dimensionnement de la machine couplée avec le MERS dans le but de réduire la quantité de terres rares. Pour cela, il y a plusieurs possibilités :

- Réduire simplement le volume, ce qui réduit nécessairement le champ inducteur.
- Modifier la quantité de néodyme et de dysprosium afin de réduire le volume total (cette possibilité permet des gains limités).
- Utiliser d'autres types d'aimants comme un aimant de la famille des ferrites ou des Alnico. Ces aimants ont de moins bonnes performances que ce soit au niveau de la polarisation, du champs coercitif ou de la température de Curie.

Outre la réduction du volume d'aimants provenant de terres rares, une autre solution pour réduire la consommation de terres rares est la réutilisation d'aimants provenant d'un circuit de recyclage. Cela pose des problématiques de performances étant donné que la forme des aimants n'est pas libre. Cela suppose aussi la conception de machines où le recyclage des matériaux est

facilité. [57].

Pour qu'un dimensionnement avec une quantité de terres rares réduites ait un sens, il faut que ce dimensionnement soit fait pour les mêmes performances, en particulier la puissance volumique.

Dans la suite de cette partie, il est proposé de diminuer le volume d'aimant de la machine précédemment utilisée sans changer les dimensions externes (rayon et longueur) en ayant une puissance équivalente ou supérieure à la machine initiale sans MERS. La vitesse de rotation est également maintenue constante. La topologie de la machine n'est pas modifiée ; seules les données géométriques sont susceptibles de varier. Le but étant d'avoir des caractéristiques similaires, la FEM et la densité de courant dans les bobinages sont maintenues constantes autant que possible. Enfin, la machine redimensionnée doit pouvoir être utilisée dans les mêmes conditions que la machine originale, ce qui sous-entend de pouvoir délivrer la même puissance pour une charge de même impédance. Par la suite, le dimensionnement se focalisera plus particulièrement sur le point de puissance maximale.

Afin d'obtenir des résultats éloquentes, on se propose ici de diminuer le volume total d'aimants par deux et de voir les conséquences sur le dimensionnement. Il ne s'agira donc pas d'un optimal mais plutôt d'une étude théorique de faisabilité. La diminution de la quantité d'aimant va entraîner une diminution du champ inducteur, qui va provoquer une diminution de la puissance totale de la machine. Le MERS va permettre de compenser cette baisse. La prochaine partie expose la démarche du dimensionnement.

4.2.2 Démarche de dimensionnement

Cette partie a pour but d'exposer la démarche de (re)dimensionnement de la machine pour respecter le cahier des charges établi précédemment. Le point de départ est une diminution de l'épaisseur de l'aimant (e_a) par 2. La longueur correspondante est reportée dans la profondeur des encoches $p_e2 = p_e + e_a/2$ pour anticiper l'augmentation à venir comme il est expliqué ensuite. De ce fait, le volume d'aimant enlevé est légèrement plus important que la moitié.

Cette diminution de l'épaisseur de l'aimant a pour conséquence une diminution de l'induction créée par le champ inducteur. En effet, comme il a été démontré avec l'équation (3.40), l'induction créée dans l'entrefer peut s'exprimer :

$$B_e = \frac{e_a J}{e + e_a \frac{S_e}{S_a}} \quad (4.30)$$

En multipliant e_a par un coefficient k , on obtient :

$$B_e = \frac{k e_a J}{\frac{e_a^2}{r_r + \frac{e}{2}} k^2 + e_a k + e} \quad (4.31)$$

Pour $k = 0.5$, la réduction de l'induction dans l'entrefer de l'inducteur est d'environ 20%. L'induction est donc à environ $0.6T$. Cela se vérifie bien sur la figure (4.42), où l'induction moyenne est tombée à $0.61T$ pour un matériau magnétique linéaire contre environ $0.8T$ initialement. Il est intéressant de noter que suivant les cotes de la géométrie de la machine, une diminution du volume d'aimant n'entraîne pas la même diminution de l'induction. Ainsi, plus

le rayon du rotor est grand, plus la machine est insensible à une diminution de l'épaisseur de l'aimant pour ce qui est de l'induction, dans la limite physique de désaimantation des aimants.

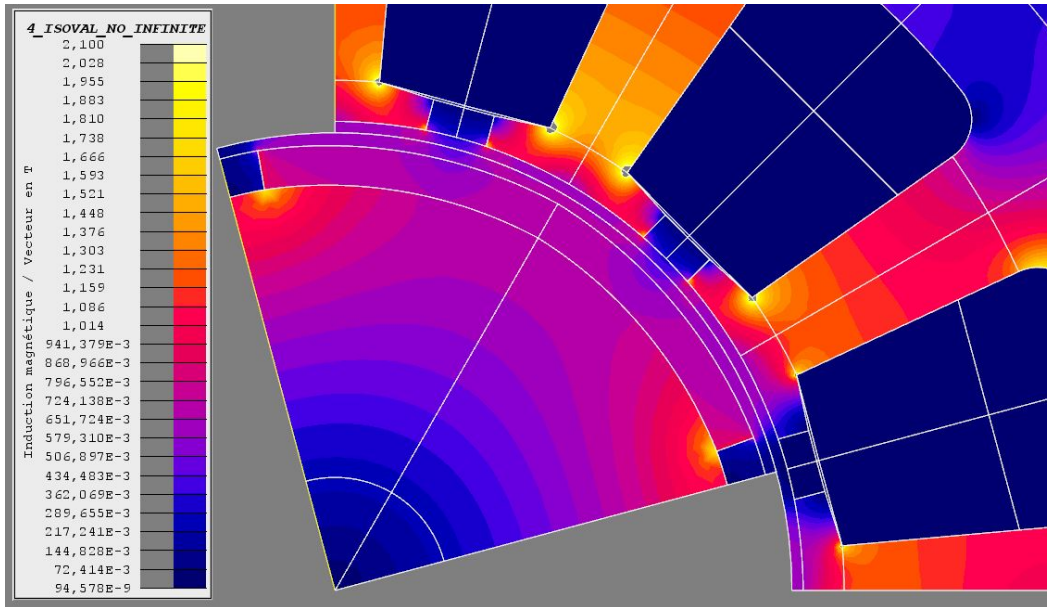


FIGURE 4.42 – Induction dans la machine avec $\frac{e_a}{2}$ à vide

La baisse d'induction provoque directement une baisse proportionnelle de la force électromotrice d'après l'équation (3.34). Comme le but recherché est que la machine redimensionnée soit utilisée dans le même contexte que la machine originale, il faut qu'elle puisse fournir la puissance pour une charge de même impédance. Il est donc important de garder la même FEM.

Étant donné que la vitesse est fixée, les seules solutions pour augmenter la FEM à son niveau initial sont, soit en augmentant le nombre de spires, soit en augmentant la surface des spires. Les cotes extérieures de la machine étant également fixées, il ne reste que le nombre de spires. En augmentant le nombre de spires de 20%, on retrouve une force électromotrice sensiblement identique à précédemment.

Seulement, une augmentation du nombre de spires implique au final une augmentation de la résistance synchrone R_s et de l'inductance synchrone L_s de 44%. S'il est prévu de compenser la chute de tension causée par L_s avec le MERS, une augmentation de R_s est, a priori, indésirable et à éviter. Pour compenser cette augmentation, il est proposé d'augmenter la surface de l'encoche en conséquence en augmentant la profondeur d'encoche p_e . Cela amène à la géométrie de machine schématisée sur la figure (4.43).

Cette géométrie possède des encoches particulièrement prononcées. Sans compter la résistance mécanique de la machine en fonctionnement, qui n'est pas prise en compte ici, il y a un risque prononcé de saturation du circuit magnétique. En effet, on peut voir que l'épaisseur du stator e_s est relativement similaire à la largeur des dents l_d . Or, en première approximation, on peut considérer que si chaque dent voit un tiers du flux, la moitié est susceptible de passer dans la culasse. L'épaisseur du stator est donc sensée être plus grande que la largeur de dent d'un facteur d'environ $2/3$. La machine ne semble donc pas encore correctement dimensionnée. Avant de vérifier cela, le dimensionnement du MERS est réalisé.

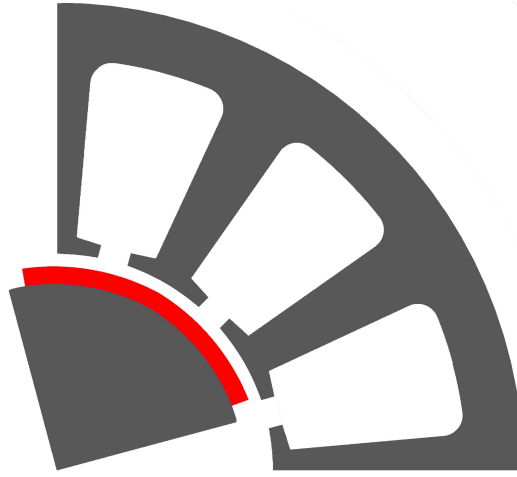


FIGURE 4.43 – Nouvelle géométrie de la machine avec des encoches plus grandes

Dimensionnement du MERS

L'inductance n'étant pas sensible à la variation de la surface, elle reste conséquente et risque de fortement diminuer les performances de la machine. Un MERS est connecté en série de chacune des trois phases dans la même configuration que celle présentée sur la figure (4.16) étudiée précédemment. Utilisé ainsi, le MERS prend une valeur fixe de δ à fréquence donnée. Il faut donc déterminer une valeur de C et de δ adaptée.

L'objectif de dimensionnement du MERS est de pouvoir compenser correctement l'inductance sans causer de surtension excessive aux bornes de la machine. En effet, une augmentation de la tension trop importante aux bornes de la machine a pour conséquence d'augmenter l'induction magnétique en charge dans le circuit magnétique, ce qui risque potentiellement de le saturer.

La figure (4.44) représente les formes d'ondes de la machine originale. On peut voir le déphasage important entre la FEM et le courant caractéristique de la nature déjà fortement inductive de la machine. De plus, on voit une nette chute de tension entre la FEM et la tension en sortie de machine prouve que l'impédance synchrone est significative. Ces différentes remarques sont encore plus marquées pour les formes d'ondes de la machine avec la deuxième géométrie, illustrées sur la figure (4.45). La chute de tension est plus forte et le déphasage plus grand.

Tout d'abord, la capacité du MERS est choisie de telle sorte que sa réactance X_c compense celle de l'inductance X_{L_s} . δ est initialement placé à δ_0 de sorte à avoir le MERS se comportant comme se comporterait la capacité qui le compose, ce qui permet de fixer le facteur de puissance à 1. Les formes d'ondes correspondantes sont observables sur la figure (4.46). Si effectivement, ce point de fonctionnement du MERS permet de respecter la puissance en sortie de machine du cahier des charges, la tension aux bornes de la machine est particulièrement élevée. Il faut donc essayer de la diminuer autant que possible tout en gardant un facteur de puissance globalement unitaire.

Pour cela, la valeur de la capacité est légèrement augmentée, ce qui permet de réduire l'ondulation de la tension aux bornes de la capacité. Comme le système était précédemment en fonctionnement limite, le mode de fonctionnement passe en DC-offset. La valeur de δ n'a

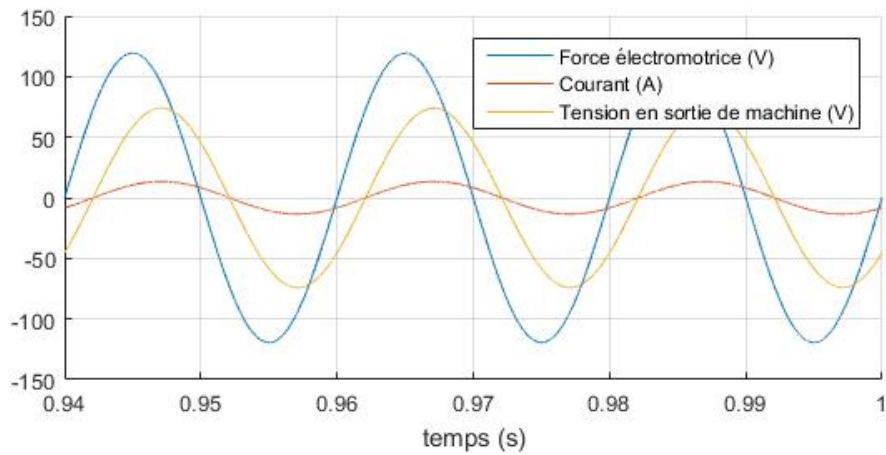


FIGURE 4.44 – Forme d’ondes de la machine originale pour son point de puissance maximale $R_{ch} = 6\Omega$

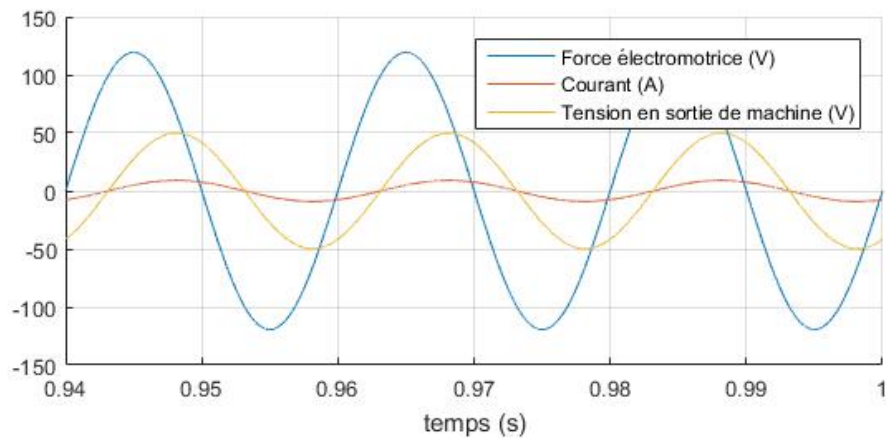


FIGURE 4.45 – Forme d’ondes de la machine redimensionnée pour $R_{ch} = 6\Omega$

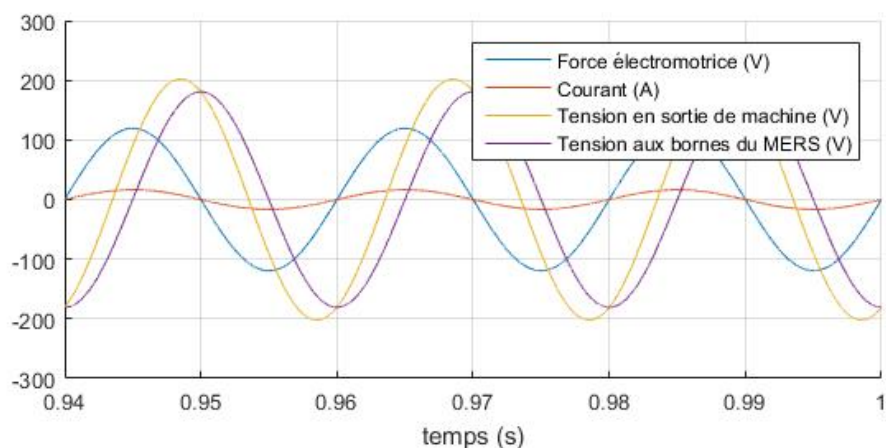


FIGURE 4.46 – Forme d’ondes de la machine redimensionnée avec MERS pour $R_{ch} = 6\Omega$ et $X_C = X_{L_s}$

pas besoin d’être modifiée pour garder un facteur de puissance unitaire. En procédant ainsi, le meilleur dimensionnement ayant été trouvé est présenté sur la figure (4.47). L’augmentation de la valeur de la capacité est d’environ +67%. La diminution de la tension en sortie de machine est de seulement 5%. Cela est relativement faible et est potentiellement insuffisant. La partie

suivante expose les résultats pour ce premier dimensionnement.

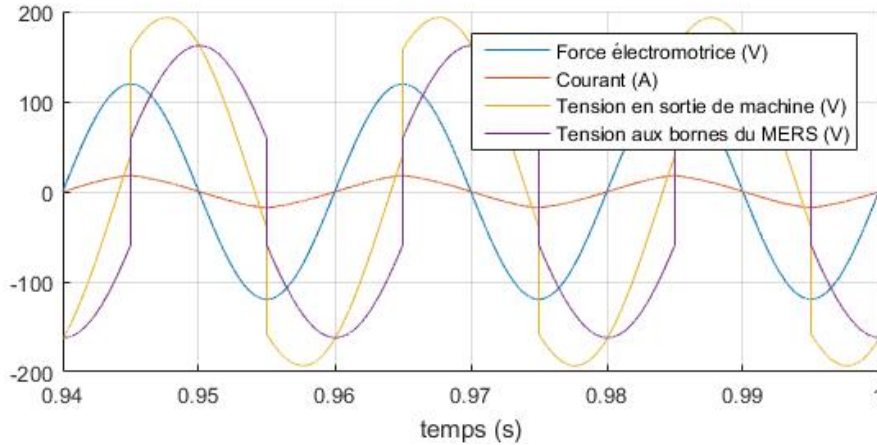


FIGURE 4.47 – Forme d’ondes de la machine redimensionnée avec MERS dimensionnée pour $R_{ch} = 6\Omega$

4.2.3 Résultats et performances

Tout d’abord, La figure(4.48) montre la répartition de l’induction magnétique dans la machine à vide. Pour ce premier cas de figure, les résultats sont obtenus en considérant un matériau linéaire. Le circuit magnétique est plus fortement magnétisé à vide que celui de la machine originale, en particulier dans l’épaisseur de la culasse, comme il avait été prédit précédemment. Le risque de saturation du circuit est donc particulièrement présent.

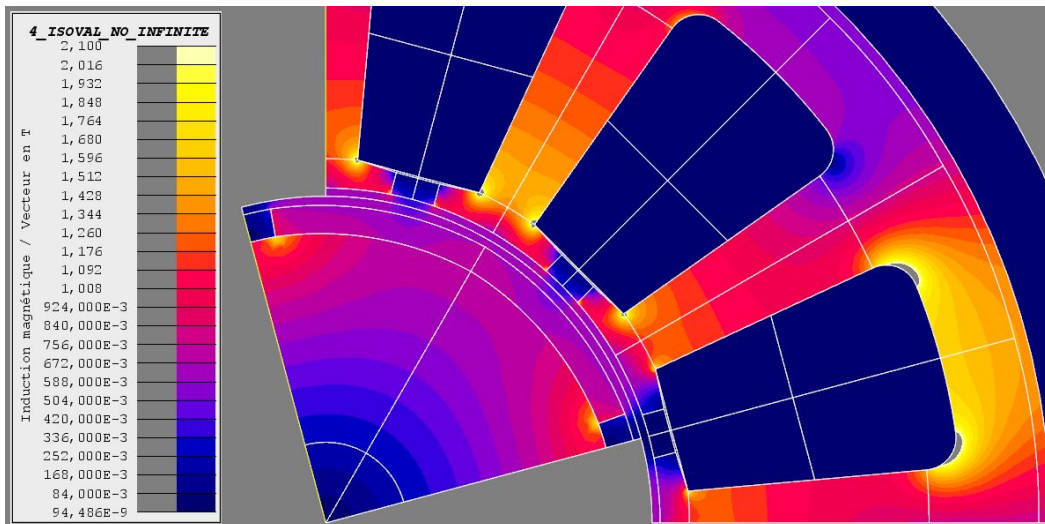


FIGURE 4.48 – Induction dans la machine avec la nouvelle géométrie à vide

La figure (4.49) représente l’évolution de la puissance de la machine en fonction de la charge. La machine redimensionnée a une caractéristique bien en dessous de celle de la machine originale. Cela est d’autant plus vrai pour les faibles résistances de charge (forts courants) et plus particulièrement autour de la résistance de charge permettant d’obtenir la puissance maximale de la machine originale. Pour les valeurs de résistances dépassant les 30Ω , l’écart de performance est moins élevé mais toujours en dessous de celle de la machine originale. Le point de puissance maximale de la nouvelle machine est obtenu pour une résistance de charge plus élevée que

celle de la machine originale. Cela est prédictible car si la résistance synchrone a été maintenue constante, l'inductance synchrone a fortement augmenté. L'adaptation d'impédance est réalisée pour une charge plus élevée.

Si les performances de la machine avec la nouvelle géométrie sont en berne, on peut voir que grâce au dimensionnement du MERS qui a été fait, il est possible d'avoir une caractéristique de puissance proche de celle de la machine originale, en particulier à forte charge, faible courant. Au niveau des charges plus faibles, donc à fort courant, là où la machine atteint sa puissance maximale, le design avec MERS dépasse même significativement la puissance de la machine originale. Ainsi, il y a une augmentation de la puissance maximale de l'ordre de 17% pour $R_{ch} = 3.5\Omega$.

On peut déjà conclure de cette analyse que d'une part, la machine dimensionnée avec le MERS a de piètres performances seule et présente donc que peu d'intérêt si elle est utilisée seule. Il s'agit donc d'une géométrie éloignée des standards actuels sur laquelle il est peut probable de tomber avec les méthodologies de dimensionnements classiques. D'autre part, grâce au MERS, il a été possible d'être au plus près de performances de la machine originale ou de les surpasser. Dans ce cas, une légère variation de δ intégrée dans une commande permettrait d'obtenir la même puissance que la machine originale.

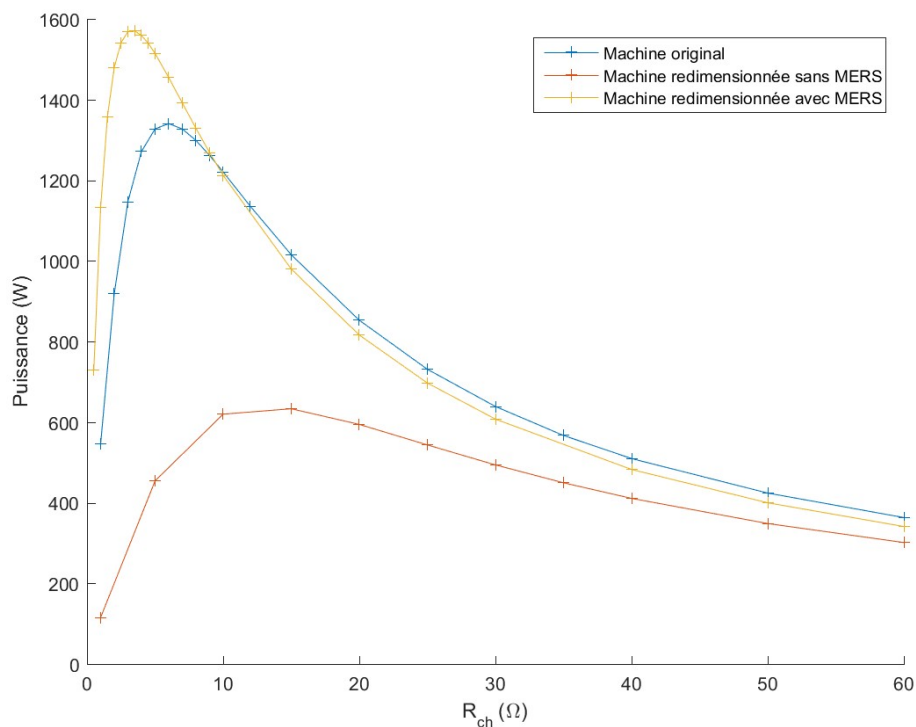


FIGURE 4.49 – Evolution de la puissance en fonction de la charge

Les figures (4.50) et (4.51) représentent l'état magnétique de la machine avec la nouvelle géométrie respectivement sans MERS pour son point de puissance maximale et avec MERS à $R_{ch} = 6\Omega$). Dans le premier cas, la machine est assez correctement magnétisée, l'induction atteignant $1.3T$ dans la dent. Cependant, dans le deuxième cas, l'induction dépasse $2.1T$, induction maximale de saturation possible pour n'importe quel matériau magnétique, dans la dent et la culasse. Ce point de fonctionnement est donc impossible à atteindre avec un matériau magnétique

réel. Ainsi, si théoriquement, il a été vérifié que le MERS est capable de compenser la baisse de performance de la nouvelle géométrie, le flux nécessaire pour obtenir de bonnes performances est trop important pour circuler dans le circuit magnétique ayant cette géométrie.

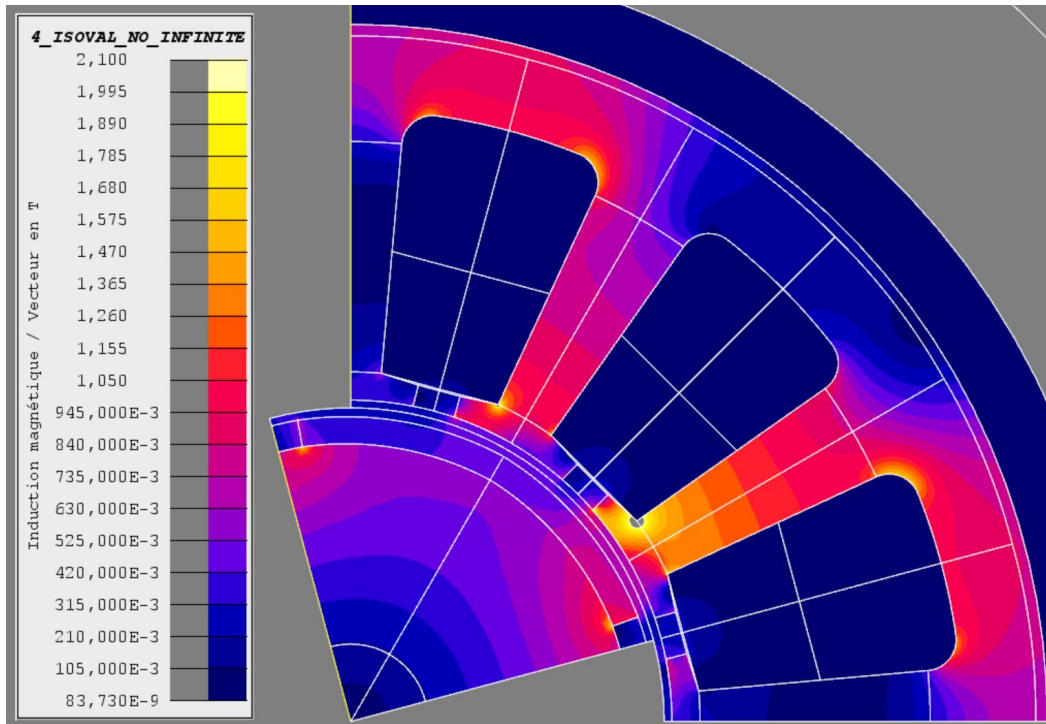


FIGURE 4.50 – Induction dans la machine avec la nouvelle géométrie pour son point de puissance maximale sans MERS ($R_{ch} = 15\Omega$)

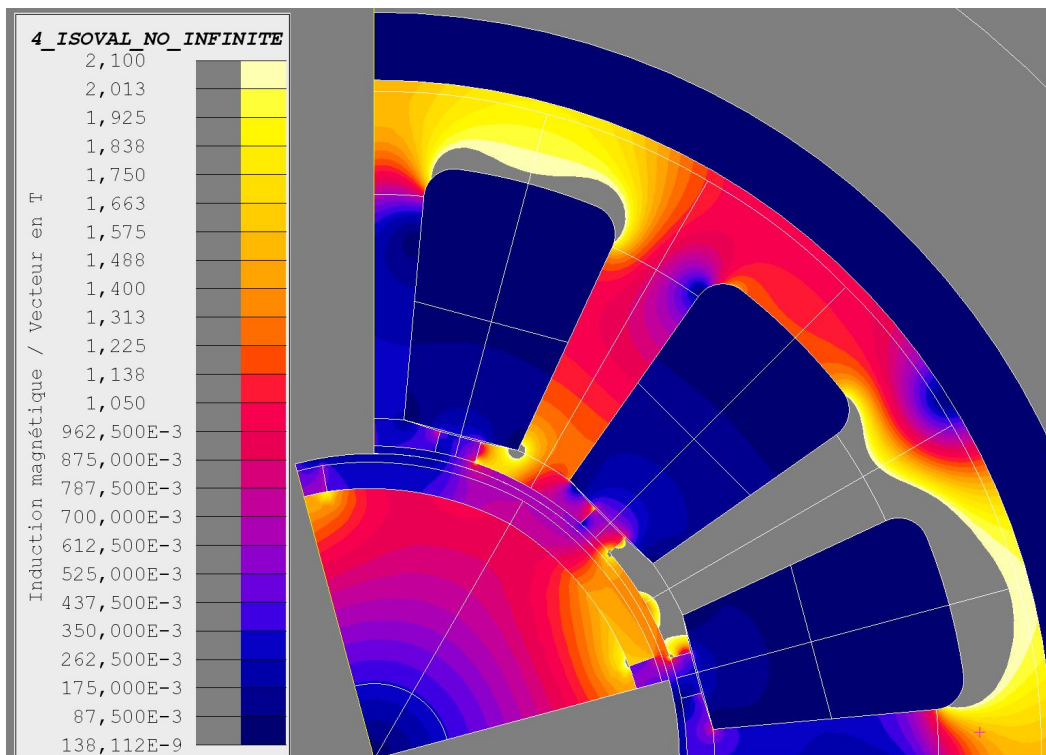


FIGURE 4.51 – Induction dans la machine avec la nouvelle géométrie avec MERS pour $R_{ch} = 6\Omega$

Il est donc nécessaire de reconsidérer la géométrie en augmentant le circuit magnétique au

détriment de la largeur des encoches. Cela a pour principale conséquence une augmentation de la résistance synchrone. La diminution des encoches est réalisée dans la limite d'une densité de courant inférieure ou égale à la densité de courant de la machine ayant la géométrie originale. Cela a mené à la géométrie présentée sur la figure (4.52). Cette géométrie possède une épaisseur de culasse et de dent supérieure à la précédente géométrie. En plus de cela, les dents sont droites pour simplifier l'état magnétique à l'intérieur. Cette diminution de la surface de l'encoche implique une augmentation de la résistance synchrone de l'ordre de 53%, ce qui est a priori important. L'impact réel serait à mesurer sur l'évolution du rendement pour ce qui est des performances et sur la capacité de la machine à évacuer le surplus de pertes.

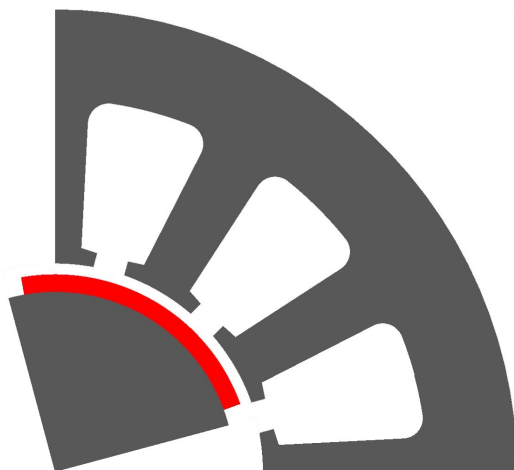


FIGURE 4.52 – Troisième géométrie de machine avec une profondeur d'encoche réduite et dents plus larges

Le dimensionnement du MERS est réalisé de la même manière que pour la machine avec la précédente géométrie. Le dimensionnement mène à une capacité sensiblement identique à la précédente mais avec un réglage du retard à l'amorçage δ légèrement plus élevé car, comme le montre la figure (4.53), le mode de fonctionnement du MERS est en discontinu. Ces courbes, à la différence de celles présentées pour la seconde géométrie, sont obtenues à l'aide du logiciel éléments finis simulant la machine. De plus, le modèle utilisé pour le matériau constituant le circuit magnétique n'est pas linéaire. Il s'agit du modèle présent dans FLUX de la tôle "COGENT_M330_50A_50HZ" prenant en compte la saturation à l'aide d'un modèle isotrope analytique.

Les performances de cette troisième configuration sont exposées sur la figure (4.54). Les performances de la machine avec et sans MERS sont très proches des performances théoriques obtenues avec la précédente géométrie (figure (4.49)) à la différence d'une meilleure performance globale avec MERS. Mais la différence principale avec ces précédents résultats est que ceux-ci sont obtenus avec un modèle de matériaux prenant en compte la saturation tandis que les précédents sont basés sur un modèle linéaire. Ces nouveaux résultats sont donc plus réalistes.

La figure (4.55) représente la répartition de l'induction magnétique dans la machine pour son point de puissance maximale ($R_{ch} = 4\Omega$). Mis à part une légère saturation dans les becs d'encoches, la machine ne présente pas de point de saturation majeur. Si la machine ne présente pas de saturation excessive pour son point de puissance maximale, point pour lequel le circuit magnétique est théoriquement le plus sollicité, alors il doit en être de même pour tous les autres points ($R_{ch} = 6\Omega$ incluse).

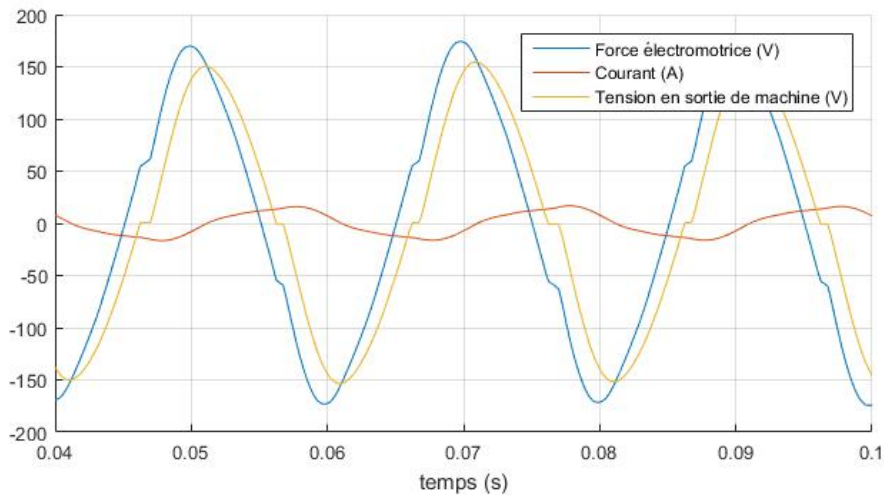


FIGURE 4.53 – Forme d’ondes de la troisième machine avec MERS dimensionnée pour $R_{ch} = 6\Omega$

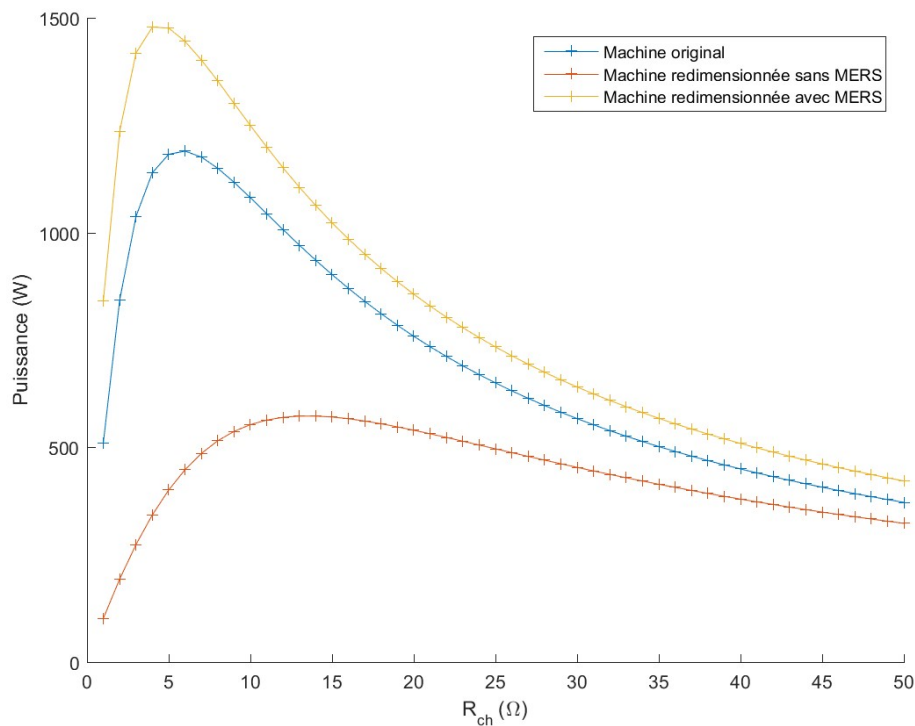


FIGURE 4.54 – Evolution de la puissance en fonction de la charge

Un dernier point important à analyser est le champ démagnétisant au niveau de l’aimant qui peut être observé sur la figure (4.56). On peut voir sur la figure que le champ démagnétisant est très fort dans l’aimant au point où l’induction magnétique à l’intérieur s’annule presque en certains points (figure (4.55)). L’aimant est, en effet, en position défavorable. Tout d’abord, il se situe en position surfacique. De plus, le fait d’avoir diminué l’épaisseur de l’aimant pour réduire le volume rend l’aimant encore plus vulnérable au champ démagnétisant. En gardant le volume de l’aimant constant, les seules solutions sont, soit de réduire l’angle d’ouverture de l’aimant, ou alors de changer la topologie du rotor et de passer à des topologies à aimants enterrés ou à concentration de flux.

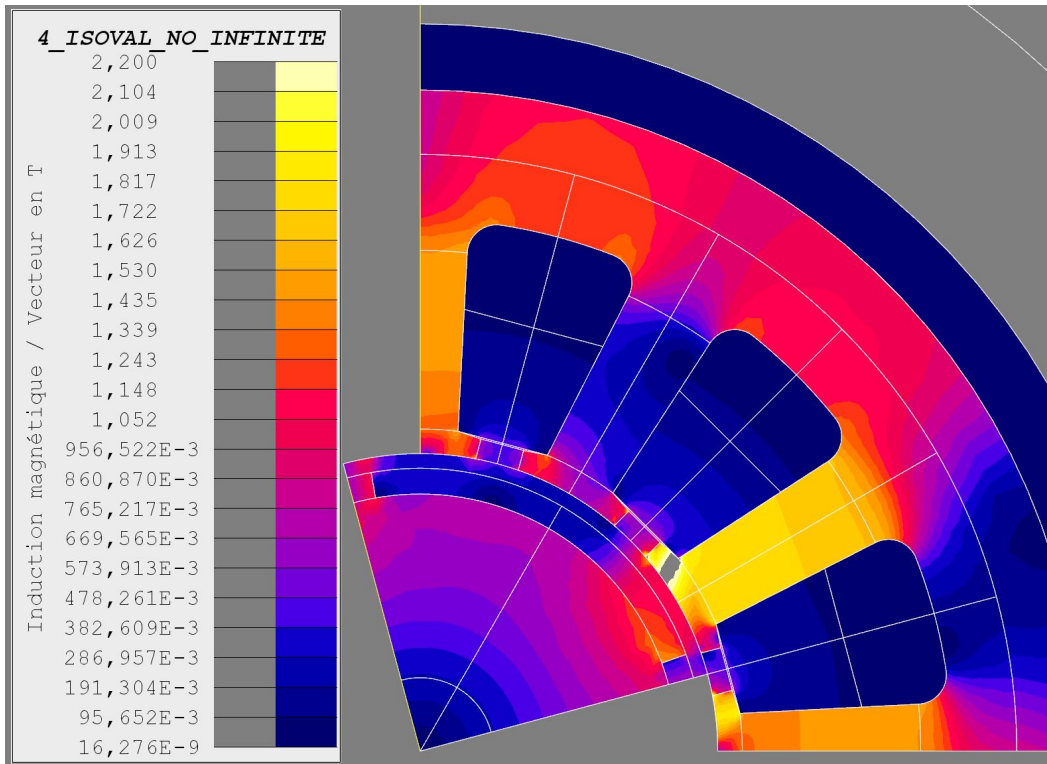


FIGURE 4.55 – Induction dans la machine avec la troisième géométrie pour son point de puissance maximale avec MERS

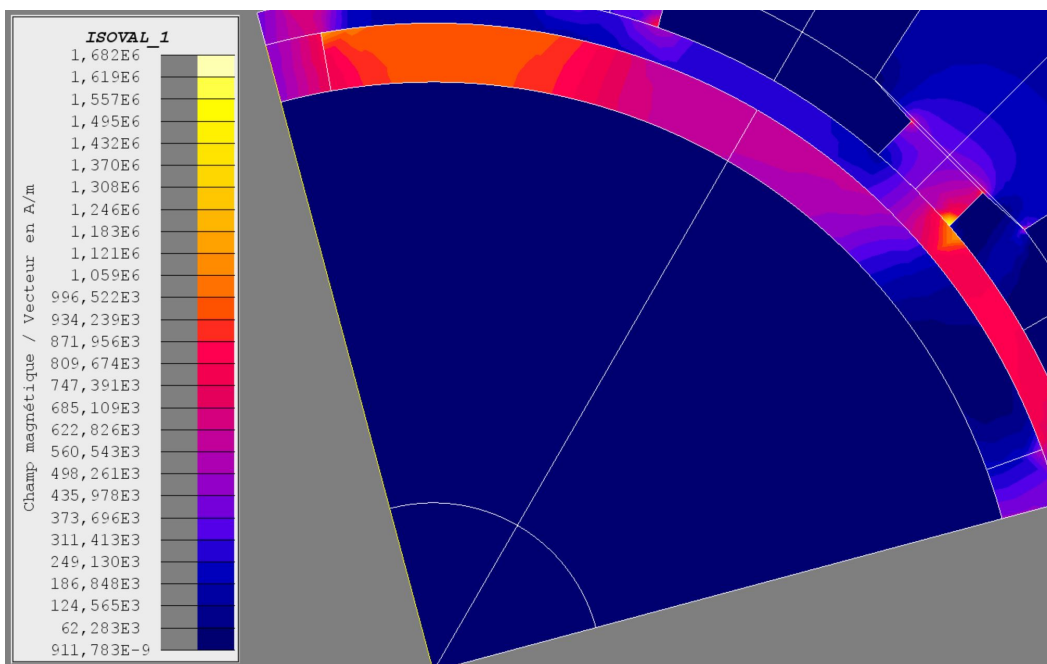


FIGURE 4.56 – Champ démagnétisant présent dans l'aimant

4.3 Conclusion du chapitre

En plus d'une action sur le facteur de puissance, il a été montré que le MERS est capable d'agir sur la puissance active d'une machine. Il a été montré qu'il existe une puissance maximale globale en fonction de la charge et du retard à l'amorçage δ indépendamment de la valeur de la capacité sauf si la forme d'onde de la tension aux bornes de la machine n'est pas sinusoïdale. Cette puissance maximale correspond au point d'adaptation d'impédance entre la machine et la charge. Les résultats théoriques ont été vérifiés par éléments finis. Il a été mis

en évidence que l'augmentation théorique de la puissance dépend de l'état de magnétisation du circuit magnétique. Cela confirme donc tout l'intérêt d'une conception de machine électrique en prenant en compte les effets du MERS. L'évolution des pertes Joules et des pertes Fer n'est pas proportionnelle à l'évolution de la puissance en particulier pour les pertes Joules. Il est donc potentiellement possible d'améliorer le rendement.

S'il n'a pas été possible de répondre directement au cahier des charges de dimensionnement établis, il a pu être montré qu'il est possible d'un point de vue des performances de dimensionner une machine avec deux fois moins d'aimant avec le MERS tout en gardant des performances similaires voire meilleures. En effet, pour une même charge, la nouvelle machine est capable de sortir plus de puissance. En changeant la valeur de δ , il est même possible d'avoir exactement la même caractéristique de puissance en fonction de la charge. La génératrice débite donc le même courant efficace. La diminution de la surface de l'encoche a provoqué une augmentation de la résistance. Il y a donc une sensible augmentation des pertes Joules. Enfin, à l'aide d'un dimensionnement avisé du MERS, l'amplitude de la tension en sortie de machine n'a que légèrement augmenté, ce qui limite l'augmentation des pertes fer qui restent sensibles à l'introduction d'harmoniques causée par le MERS. Ces résultats sont donc très encourageants. L'étude serait à refaire sur d'autres topologies de machine à aimants afin de résoudre la problématique de désaimantation. Un schéma synthétique du dimensionnement est représenté sur la figure 4.57.

L'étude peut également être complétée en réalisant le dimensionnement optimal du volume d'aimant de la machine. Enfin une autre piste pourrait être sur l'utilisation d'autres matériaux magnétiques durs comme les ferrites ou les aimants Alnico. Ces aimants sont bien moins performants que ceux au néodyme mais ne présentent pas de terres rares. Un dimensionnement de la machine avec MERS peut potentiellement permettre de retrouver des performances intéressantes.

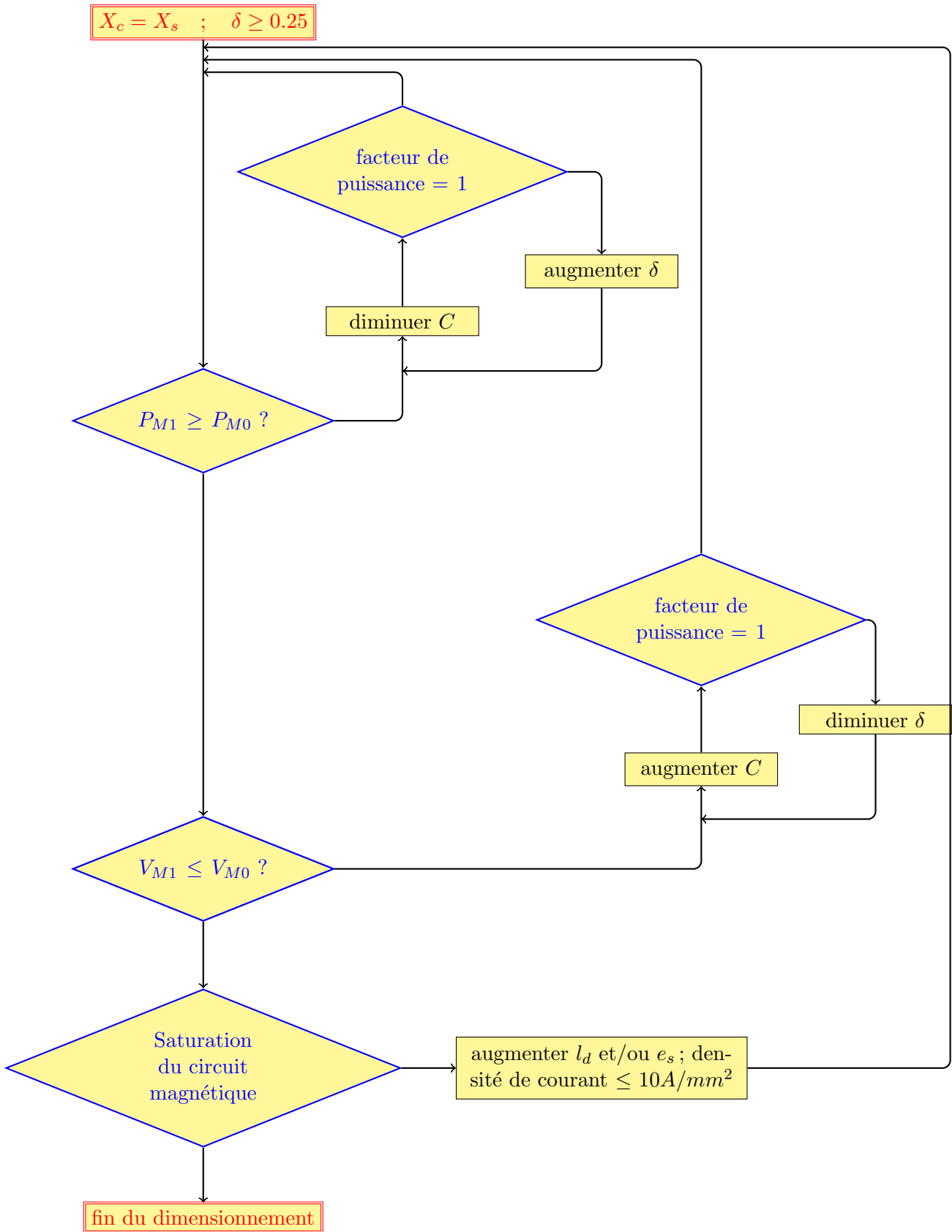


FIGURE 4.57 – Schéma synthétique de la méthode de dimensionnement (M0 : machine originale ; M1 : machine redimensionnée avec MERS)

Chapitre 5

Mise en œuvre expérimentale et analyse

Les résultats expérimentaux peuvent être intéressants pour diverses raisons. Il s'agit tout d'abord d'un moyen de vérifier la viabilité physique et technologique des résultats de simulations et de confronter les deux. Il s'agit également d'observer des phénomènes impossibles à simuler à l'heure actuelle avec des outils informatiques. Enfin, un prototype sert de mise en œuvre d'un travail de conception amont. Dans le cadre de cette thèse, un banc d'essai a été réalisé avec comme objectif chacun des points évoqués.

La réalisation d'un banc d'essai est souvent coûteuse en temps et en argent. Il est donc nécessaire de bien analyser les besoins par rapport à l'étude. Ici, le but est de vérifier expérimentalement l'évolution des performances de la machine avec le MERS, comme observé précédemment en simulation. Il s'agit donc de réaliser un banc de test avec une machine synchrone débitant dans une charge résistive par le biais de MERS.

5.1 Présentation du banc d'essai

Le banc qui a été réalisé est schématisé sur la figure (5.1). Une machine à courant continu (MCC) de 9.5 kW , alimentée par une alimentation à courant continu commandée avec un signal analogique, entraîne une machine synchrone de 3 kW fonctionnant ainsi en génératrice. Le fait que la MCC soit surdimensionnée par rapport à la génératrice synchrone permet d'avoir une source de couple stable en vitesse. N'ayant pas à disposition de machine synchrone à aimant permanent, les essais ont été faits sur une machine synchrone à rotor bobiné. Cependant, ce type de machine présente un intérêt puisqu'il est possible de faire varier le courant inducteur pour faire fonctionner la machine de manière plus ou moins linéaire. L'inducteur de la machine est alimenté par une baie de puissance réglée manuellement.

La machine synchrone est ensuite connectée à trois MERS monophasés indépendants conçus et assemblés au laboratoire. Ils sont dimensionnés par rapport à la machine synchrone. Ils ont la particularité de pouvoir avoir leur capacité modifiée.

Ensuite, les MERS sont connectés à un banc de charge triphasé par le biais d'un wattmètre industriel de type analyseur de puissance qui permet de connaître précisément la puissance

débitant dans la charge. Le couplage de la machine synchrone ainsi que de la charge est en étoile, tout comme les simulations présentées précédemment.

La commande des MERS est générée numériquement avec une carte de commande à partir de la tension en sortie de machine. Celle-ci est utilisée comme référence à laquelle est ajouté le retard à l'amorçage des interrupteurs δ . Étant donné que la tension en sortie de machine dépend du point de fonctionnement du MERS, prendre cette tension comme référence n'est pas idéal. Il est susceptible que des variations linéaires de δ en consigne ne le soient pas en sortie à cause des variations de la tension. La commande n'est donc pas construite exactement de la même manière que pour les résultats de simulations car la force électromotrice n'est pas disponible pour être prise comme référence.

La tension de commande de l'alimentation DC v_{analog} varie linéairement pour adapter au besoin la vitesse de la machine à courant continu. Les essais sont faits essentiellement à vitesse constante.

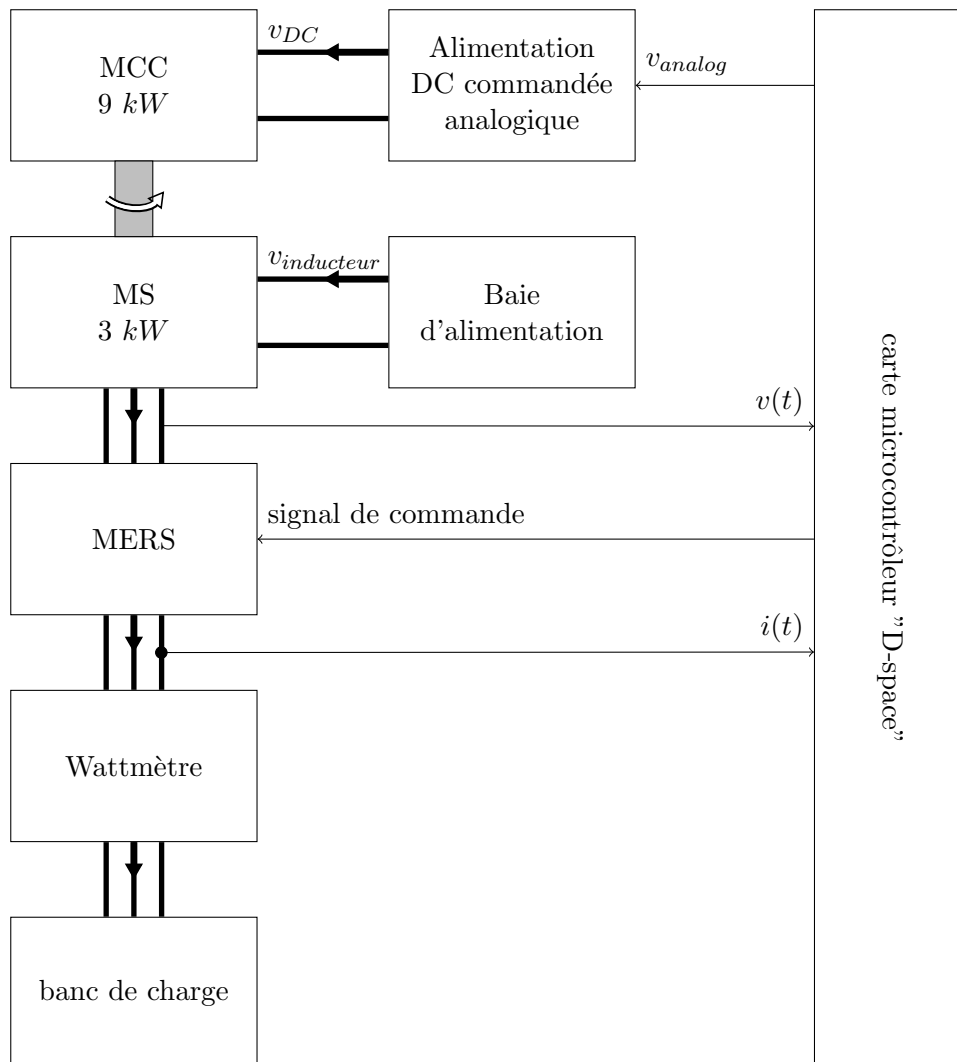


FIGURE 5.1 – Schéma simplifié du banc d'essai

5.1.1 La machine

La machine synchrone utilisée sur le banc d'essai est une machine à rotor bobiné de $3kW$ à 2 paires de pôles conçue pour être utilisée aussi bien en moteur qu'en générateur. Ici, nous

nous intéressons essentiellement au fonctionnement générateur, dont voici les caractéristiques principales :

- $U_n/V_n = 400/230 V$ à $1500 tr/min$
- $I_n = 4.3 A$
- $I_{MAX} = 7.5 A$
- $V_{inducteur} = 62 V$
- $I_{inducteur} = 2.4 A$

Son modèle de Behn Eschenburg équivalent a été identifié pour un courant inducteur de $2.4A$ à l'aide d'un essai à vide et d'un essai en court-circuit.

- $E = 398V$
- $R_s = 5.12\Omega$
- $L_s = 195mH$

La réactance correspondant à cette inductance à $50 Hz$ est $X_s = 61 \Omega$. La machine est donc très inductive. Le terme L_s reste le plus complexe à identifier car il dépend en partie de la saturation du matériau. De plus, lors des essais, la machine est amenée à chauffer, ce qui peut sensiblement faire varier les termes du modèle. S'il n'a pas été possible de faire refroidir entièrement la machine entre chaque mesure à cause de contrainte de temps, la machine a été refroidie lorsque les termes du modèle variaient de manière trop importante, comme la FEM et l'inductance synchrone, en particulier lorsque la mesure de puissance sans MERS pour une charge donnée était trop différente d'une mesure antérieure.

Afin que les résultats exposés soient consistants, la machine a été étudiée uniquement avec ce courant inducteur qui est le courant permettant de mettre le mieux en valeur les résultats car au plus proche du fonctionnement nominal de la machine.

5.1.2 Le MERS

Les MERS ont été réalisés au laboratoire en collaboration avec le pôle technique. Le cahier des charges a été écrit en fonction des besoins de l'étude et des contraintes techniques dont voici les caractéristiques principales.

- $V_n = 230 V$
- $I_n = 10 A$
- $V_{DC} = 1200VMAX$

,où V_n et I_n sont respectivement la tension et le courant nominal du MERS et V_{DC} la tension aux bornes des capacités.

Les MERS intègre une batterie de condensateur mis en parallèle qui permet de faire varier la capacité du MERS.

En plus de cela, un circuit de décharge de capacités a été installé, actionnable par un interrupteur en façade. D'un point de vue de la sécurité, il est important de s'assurer que les condensateurs sont complètement déchargés avant d'en changer. Étant donné que dans certains

protocoles de test la capacité doit être changée un grand nombre de fois, il est nécessaire d'avoir un temps de décharge très court (de l'ordre d'une dizaine de seconde maximum). Enfin, pour ajouter à la sécurité, le dispositif est mis en boîte, relié à la terre, afin d'éviter tous chocs électriques.

Les figures (5.2, 5.3 et 5.4) représentent des photos des faces du prototype fini où il est possible de voir les différentes fonctions possibles.

La figure (5.2) représente la face avant où l'on peut voir l'alimentation de la partie instrumentation et driver. Pour ce prototype, les MERS doivent être alimentés par une alimentation externe. Pour une application embarquée, il faudrait imaginer une alimentation prélevant la puissance nécessaire directement sur la ligne sur laquelle le MERS agit. On peut voir ensuite les voyants de présence de tension aux bornes du bus DC ainsi que l'interrupteur de décharge. La sécurité étant primordiale et la tension aux bornes des condensateurs pouvant atteindre 1 kV , des DELs actives et passives indiquent la présence de tension dangereuse pour l'homme. L'interrupteur de décharge, quant à lui, sert à décharger la charge résiduelle éventuelle aux bornes des condensateurs dans une charge résistive dédiée. Ensuite, un connecteur "BNC" permet d'observer directement le courant alternatif transitant dans les MERS à l'aide d'un transducteur de courant. Les deux connecteurs BNC permettent de commander le MERS. Chacun des connecteurs reçoit un signal permettant de contrôler un bras du MERS, la commande complémentaire étant réalisée matériellement sur la carte. Une dissymétrie entre les commandes peut permettre de faire fonctionner le MERS en mode DC-offset forcé (figure (1.15)). Par la suite, les commandes 1 et 2 sont complémentaires afin d'avoir un fonctionnement classique du MERS en mode discontinu et DC-offset. Enfin, le pont banane peut permettre de faire une mesure du courant alternatif à l'aide d'une sonde différentielle à ajouter.

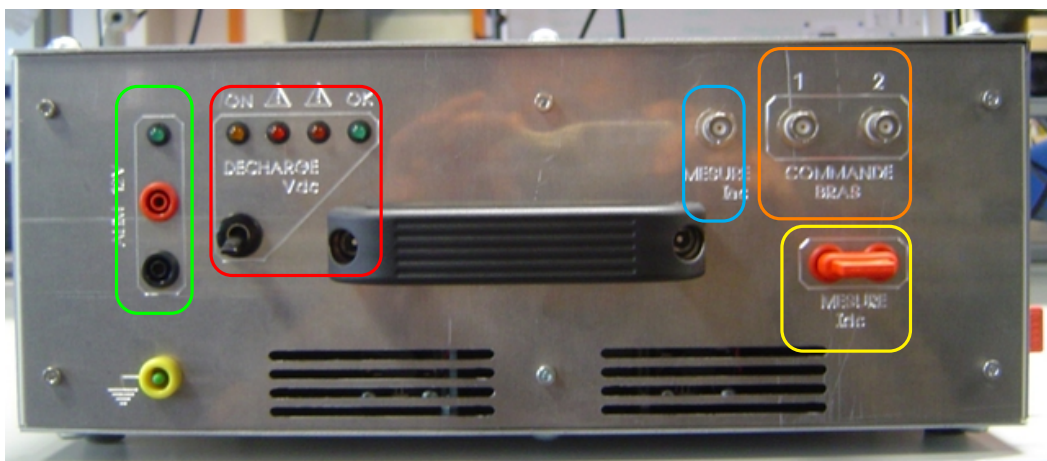


FIGURE 5.2 – Face avant d'un MERS

Sur la face gauche du MERS (figure (5.3)), il y a trois couples de bornes. De la gauche vers la droite, le premier couple sert à connecter la charge résistive de sécurité. Celle-ci est mise en série avec l'interrupteur présent sur la face avant. Le tout est mis en parallèle des condensateurs sur le bus DC. Le deuxième couple donne directement accès au bus DC, ce qui permet de faire une mesure directement aux bornes des condensateurs via une sonde différentielle à ajouter. Enfin, le dernier couple est l'ensemble des deux pôles du MERS qui permet de relier le MERS au reste du circuit.

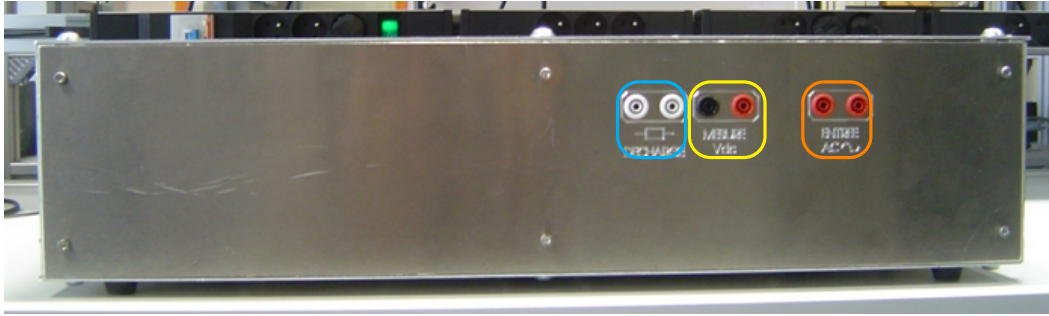


FIGURE 5.3 – Face latérale gauche d'un MERS

Sur la face de droite (figure (5.4)), des ponts bananes permettent d'avoir accès à l'ensemble des condensateurs intégrés au prototype. Les capacités vont de $10\mu F$ à $2200\mu F$ pour les condensateurs. Les condensateurs de $10\mu F$ à $250\mu F$ sont des condensateurs à film polypropylène tandis que les condensateurs de $1000\mu F$ et $2200\mu F$ sont chimiques. En plus de ces condensateurs, deux condensateurs ($2\mu F$, $2000 V$) sont positionnés au plus proche des transistors IGBT afin d'éviter des effets de résonances dues à de potentielles émissions conduites au moment des commutations. Si aucun pont banane n'est installé, il y a au minimum une capacité de $4\mu F$. Ces MERS permettent donc d'avoir accès à des capacités allant de $4\mu F$ à $7604\mu F$ par pas de $10\mu F$. Cette plage de capacité a été choisie en prenant en compte la plage intéressante de fonctionnement du MERS avec la machine étudiée. Il est toutefois toujours possible d'ajouter d'autres condensateurs si besoin, pour augmenter la capacité maximale, via les connecteurs bananes permettant d'avoir la tension sur le bus DC (figure (5.3)).

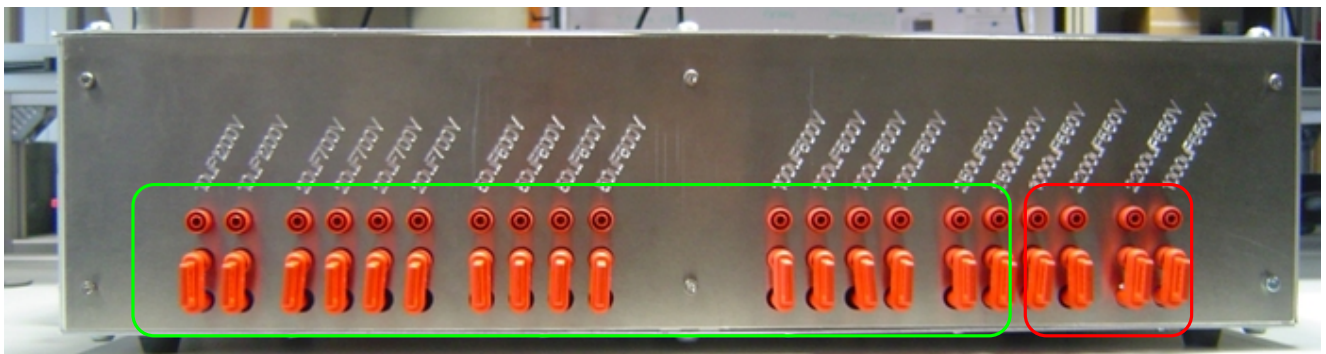


FIGURE 5.4 – Face latérale droite d'un MERS

Les transistors choisis sont des IGBT car la contrainte sur la fréquence de commutation n'est pas très importante étant donné que la commande est de type pleine onde. Ces composants, en plus de la commande rapprochée, permettent, toutefois, de faire de la modulation de largeur d'impulsion jusqu'à $30 kHz$. Les IGBT sont également des composants permettant de tenir des tensions relativement élevées. Ici, les composants sont censés pouvoir tenir la tension maximale du bus DC soit $1200 V$. Un surdimensionnement volontaire a fait choisir des composants pouvant tenir $1700 V$ entre le collecteur et l'émetteur. Ces composants étant discrets et n'ayant pas de diode de roue libre intégrée, il a fallu en rajouter une indépendamment. Le choix de composant discret a été motivé par une raison de coût et de réparabilité. Des modules intégrant un bras complet seraient toutefois une solution intéressante pour avoir un prototype fonctionnel compact. En parlant de commande rapprochée, celles utilisées pour ce prototype ont été réalisées par

l'équipe du pôle technique du laboratoire et prennent la forme de carte "plug'n play". Elles ne présentent pas de protection particulière vis-à-vis des transistors. C'est d'ailleurs un éventuel manque car, à plusieurs reprises, lors des essais, les transistors ont cassé, sans que la raison n'ait pu être identifiée. Des protections adaptées auraient pu permettre d'empêcher cette dégradation et aurait pu faciliter le diagnostic.

5.1.3 Plateforme d'acquisition

La carte d'acquisition et de commande est une carte "dSPACE 1103". Les interfaces se font via des connecteurs coaxiaux pour les entrées et sorties analogiques, et par un port Sub-D pour les sorties numériques (commande des MERS). Une carte d'interfaçage permet de faire la transition entre le port de la carte "dSPACE" et les MERS. Les commandes implémentées dans la carte de commande sont réalisées sur "Matlab Simulink" puis, les entrées sorties sont contrôlées par le logiciel "ControlDesk". Les courbes temporelles présentés par la suite proviennent de ce logiciel.

5.2 Protocole expérimental et résultats

Les résultats présentés ci-après ont deux objectifs principaux :

- observer les similitudes et les différences sur le comportement du MERS et de la machine avec les simulations
- exposer les performances apportées par le MERS sur la machine dans des conditions réelles et analyser l'impact sur le rendement pour ce cas.

Comme expliqué précédemment, les essais sont faits à fréquence fixe (50 Hz), la tension d'alimentation de la MCC a été asservie par rapport à la fréquence du fondamental de la tension (à défaut d'avoir un capteur de position) afin de garder une fréquence fixe. Les erreurs de l'asservissement ont été compensées par l'ajout d'une constante contrôlée manuellement.

Une attention particulière a été apportée à l'échauffement de la machine. Lors des essais avec MERS, la puissance débitée a été vérifiée lorsque la tension aux bornes du MERS était proche de zéro. Si la puissance a présenté une variation trop grande d'une mesure à l'autre, un laps de temps était donné pour que la machine puisse refroidir afin d'avoir des résultats consistants.

5.2.1 Caractéristiques du MERS et de la machine

Tout d'abord, la machine est étudiée seule, sans MERS. La figure (5.5) représente en haut la tension et en bas le courant en sortie de machine débitant dans la charge. On peut voir que la forme d'onde est plutôt triangulaire. La valeur efficace de la tension est de 170 V et la machine débite dans la charge une puissance de 2500 W . Elle ne fonctionne donc pas à son point nominal mais légèrement en dessous. L'intérêt d'étudier la machine à cette résistance de charge est d'ordre pratique ; c'est la charge qui permet au MERS d'avoir une tension stable sur l'ensemble de la plage de δ .

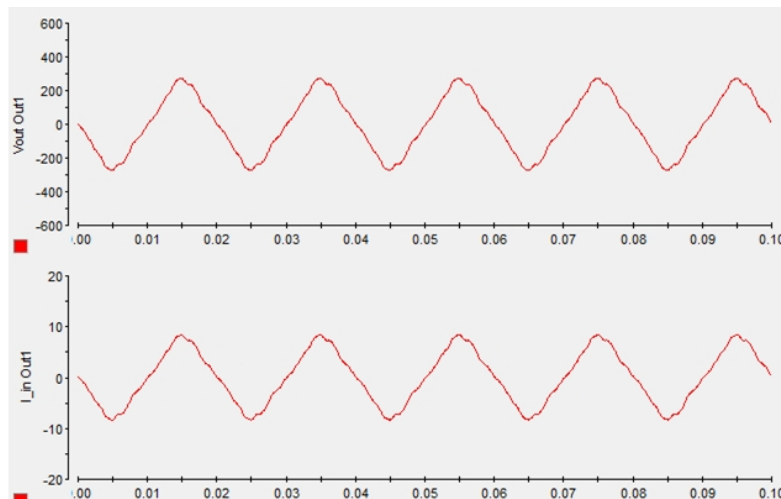


FIGURE 5.5 – Tension et courant en sortie de machine sans MERS ($R_{ch} = 32.6 \Omega$)

La figure (5.6) représente l'évolution de la puissance en fonction de la charge. Il y a d'une part les mesures expérimentales et d'autre part la caractéristique obtenue par simulation à partir du modèle de Behn Eschenburg. Les deux caractéristiques sont proches l'une de l'autre, ce qui montre la pertinence de l'utilisation du modèle de Behn Eschenburg pour ce type d'étude. L'erreur observée entre les mesures et les résultats du modèle est maximale au point maximal de puissance. Cette erreur est due aux erreurs de mesures lors de l'identification du modèle. En effet, une légère erreur sur l'estimation de l'inductance synchrone en particulier de l'ordre de

1 % peut expliquer cet écart.

On peut voir que la puissance maximale est 3100 W. On peut en conclure que la machine a été dimensionnée pour fonctionner en régime nominal sur son point de puissance maximale.

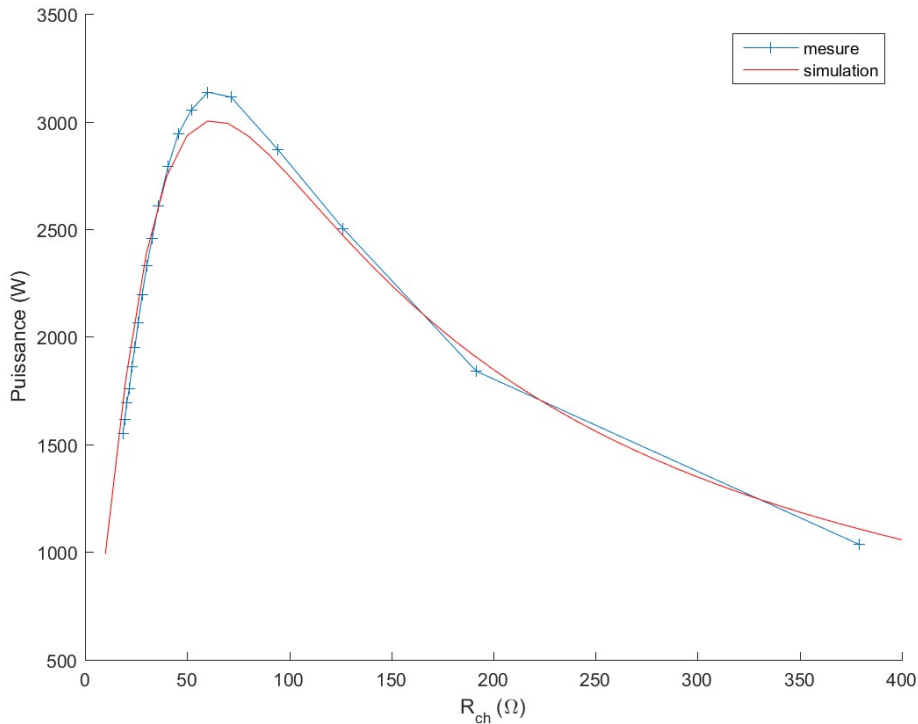
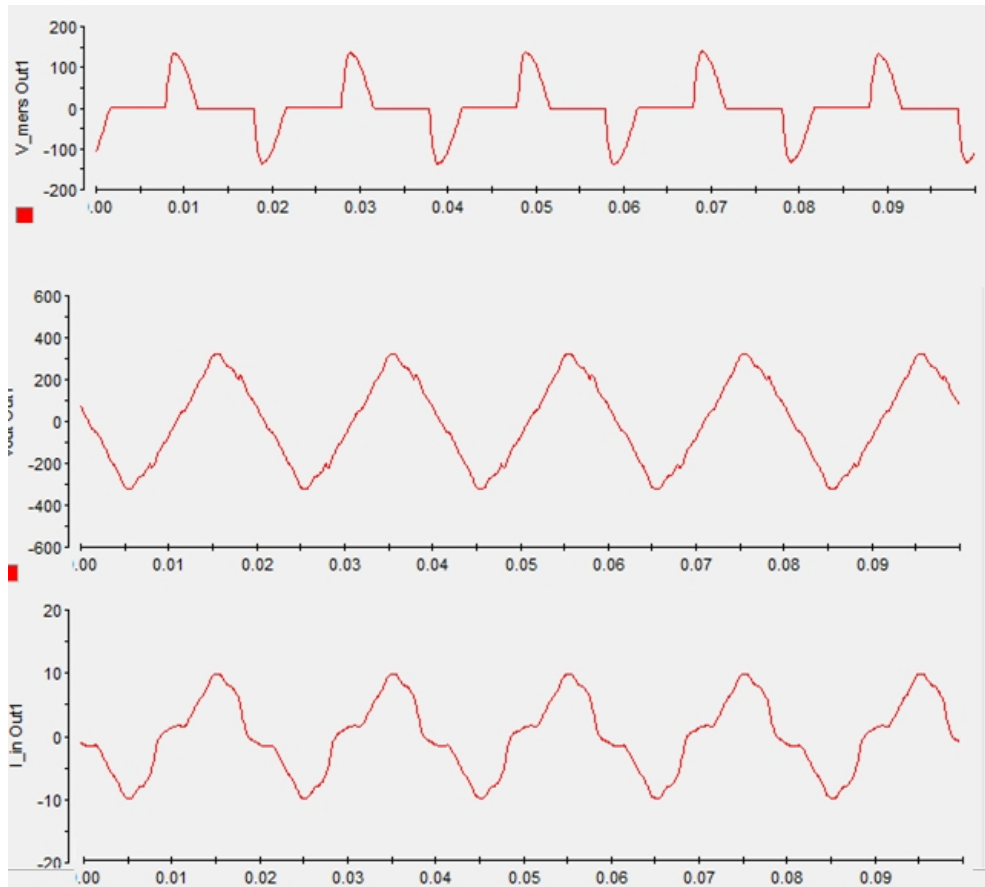


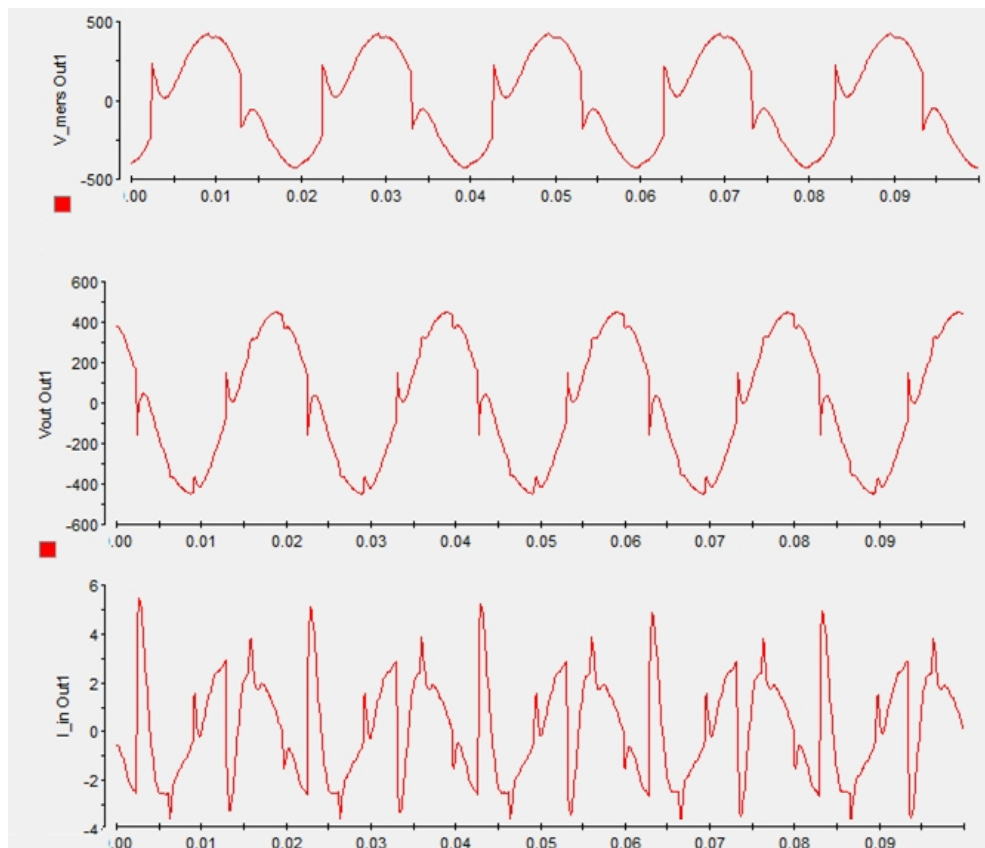
FIGURE 5.6 – Caractéristique de la puissance de la machine

La figure (5.7) représente respectivement, de haut en bas, la tension aux bornes du MERS, la tension simple aux bornes de la machine et le courant circulant dans la phase correspondante. On peut voir que le MERS est en mode discontinu avec un temps de conduction plus ou moins égal à un tiers de période. Si la tension aux bornes de la machine est assez peu impactée, il en va autrement pour le courant. La forme d'onde a significativement changé, ce qui se traduit, a priori, par une augmentation du contenu harmonique. L'amplitude du courant est restée approximativement constante, par contre la phase a bien changé. Si tension et courant étaient en phase dans le cas sans MERS puisque la machine est directement connectée à la charge résistive, avec le MERS on peut voir que le courant est en avance de phase. La FEM est également en avance de phase étant donné que l'impédance synchrone est de nature inductive ; l'angle Ψ de la machine entre FEM et courant a été réduit ce qui a contribué à augmenter la puissance de la machine (pour cet exemple la puissance est à 3140 W). Autrement dit, dans ce cas, le MERS augmente la puissance que transmet la machine uniquement en améliorant l'angle entre le champ statorique et le champ rotorique.

La figure (5.8) représente le fonctionnement de la machine avec le MERS quand le MERS est en mode DC-offset. La valeur de la tension V_{DC} en début de demi-période est relativement faible en comparaison avec l'ondulation de la tension. Ce mode a en effet été obtenu avec une capacité relativement faible sur la plage d'utilisation de cette machine. La tension aux bornes de la machine est, aux artefacts près, globalement inchangée. La forme du courant est, par contre,

FIGURE 5.7 – Tension et courant dans la machine pour $C = 20\mu F$ et $\delta = 0.79$

très perturbée. Pour ce point de fonctionnement, la puissance ne dépasse pas 100 W.

FIGURE 5.8 – Tension et courant dans la machine pour $C = 20\mu F$ et $\delta = 0.29$

5.2.2 Impact du MERS sur les performances de la machine

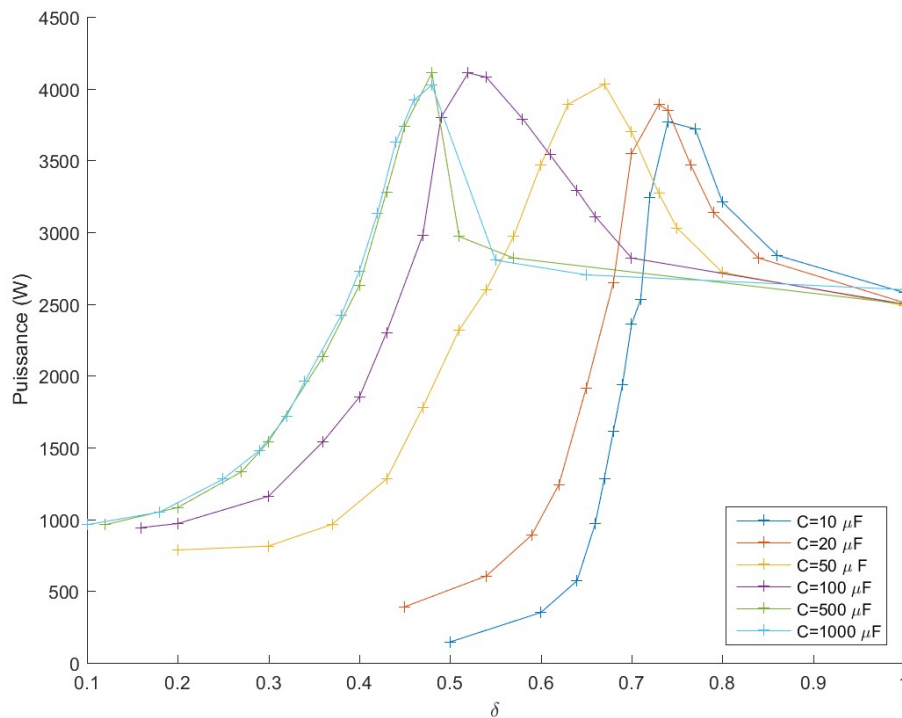


FIGURE 5.9 – Puissance en sortie de machine en fonction de C et de δ pour $EMF = 298V$ et $R_{ch} = 32.9\Omega$

La figure (5.9) représente l'évolution de la puissance débitée dans la charge en fonction de la valeur de la capacité sur l'ensemble de la plage δ pour la charge de $R_{ch} = 32.9 \Omega$. La figure analogue en fonction de la charge n'a pas pu être obtenue à cause de la trop grande instabilité de la commande. Par ailleurs, on rappelle que cette charge permet d'avoir des résultats stables quelle que soit la capacité sur l'ensemble de la plage δ ou presque. De plus, il s'agit aussi de la valeur de charge permettant de faire fonctionner le banc de charge à sa tension et courant nominaux. La résistance de la charge est également inférieure à l'impédance de la machine. Comme la valeur optimale théorique de la résistance de charge pour maximiser la puissance de la machine avec MERS est égale à la valeur de la résistance synchrone $R_s = 5.12 \Omega$, alors cette charge permet de se rapprocher de ce point par rapport à la charge maximale sans MERS. Il n'a pas été possible de faire des mesures pour la charge optimale car le banc n'y donnait pas accès. En effet, le courant qui transiterait pour cette charge dépasse grandement le courant maximal admissible.

Même s'il y a un écart entre la consigne et la valeur réelle de δ , le point $\delta = 1$ correspond bien à δ_{fin} . D'ailleurs, chaque courbe se rejoint en ce point à la valeur de puissance 2500 W égale à la puissance de la machine sans MERS pour cette charge. A partir de ce point, on peut voir que lorsque δ diminue, la puissance augmente quelle que soit la valeur de la capacité jusqu'à une valeur maximale, puis diminue. La puissance croît puis décroît d'autant plus vite que la capacité est faible. Ainsi, la valeur maximale de la puissance est obtenue pour un δ plus élevé à mesure que la capacité diminue. Sur la figure, on peut voir que la valeur maximale de la puissance n'est pas exactement la même suivant la capacité. Il a toutefois été difficile de faire les mesures pour ces points, en particulier pour les plus petites capacités à cause de l'instabilité de la commande.

Pour ces valeurs de δ , l'angle interne de la machine a tendance à varier, ce qui en même temps modifie la commande. La différence sur l'amplitude de la puissance n'est donc pas analysée ici. On observe toutefois que la puissance atteint une valeur de 4110 W. Cela représente une augmentation de la puissance de 64% par rapport à la puissance de la machine sans MERS pour la même charge et de 33% par rapport à la puissance maximale de la machine sans MERS. Il a pu être observé que ce gain est comparable à celui obtenu en augmentant le courant inducteur de la machine au delà du courant nominal. On peut donc comparer ce fonctionnement du MERS à un surfluxage par l'induit. Cependant, à la différence du MERS, ce niveau de puissance a été observé pour la charge correspondant à l'adaptation d'impédance avec la machine sans MERS. Ici, le MERS permet d'avoir cette augmentation quelle que soit la valeur de la charge ou de la capacité. Cela est conforme aux résultats de simulations et confirme bien ce qui a été expliqué précédemment.

Analyse du point de puissance maximale

La figure (5.10) représente respectivement du haut vers le bas : la tension aux bornes du MERS, la tension simple aux bornes de la machine et le courant dans une phase pour le point de fonctionnement donnant la puissance maximale pour $C = 20 \mu F$. Dans ce cas, la puissance en sortie de machine est de 3900 W. La tension à ses bornes est de 270 V alors que la tension aux bornes du MERS est de type discontinu avec une valeur maximale de 335 V. Le MERS a donc une contribution importante en comparaison de la tension aux bornes de la machine. Le courant a d'ailleurs une forme d'onde différente de celle de la tension de la machine avec un contenu harmonique que l'on peut prédire plus riche. Comme la machine débite dans une charge résistive, l'ensemble des harmoniques participe de manière optimale à la puissance. Les résultats seraient plus contrastés dans le cas d'une connexion à un réseau classique. Il a été difficile de mesurer la phase entre la tension et le courant mais il a été trouvé que les fondamentaux des deux signaux sont en phase.

Le niveau de puissance présenté ici est la puissance maximale qu'il a été possible de tirer de la machine toute charge confondue. Il est probable qu'à partir de ce point la machine ait atteint son niveau de saturation empêchant une augmentation significative. On conclut bien que le MERS est donc un organe permettant d'augmenter le flux dans la machine pour tirer le meilleur parti du circuit magnétique quelle que soit l'impédance de la charge ou du réseau sur lequel la machine est connectée.

Une différence qui peut être notée avec les résultats de simulations est la puissance n'atteignant pas zéro quand δ diminue. On observe une valeur asymptotique. Cela est mis sur le compte de l'instabilité de la commande. Avec une commande permettant un réglage plus fin de δ avec une origine fixe, il doit être possible d'annuler la puissance débitée par la machine en ayant une tension aux bornes du MERS égale à la tension en sortie de machine. Si, lors des essais effectués, la puissance de la machine ne s'annule pas, elle est cependant grandement diminuée et atteint des niveaux allant de 1 kW à 150 W suivant la capacité, soit des valeurs bien inférieures à la puissance transmise par la machine sans MERS pour cette charge. On confirme ainsi la capacité du MERS à moduler la puissance de la machine pour une charge donnée ; il peut donc être utilisé comme un organe de commande d'une machine.

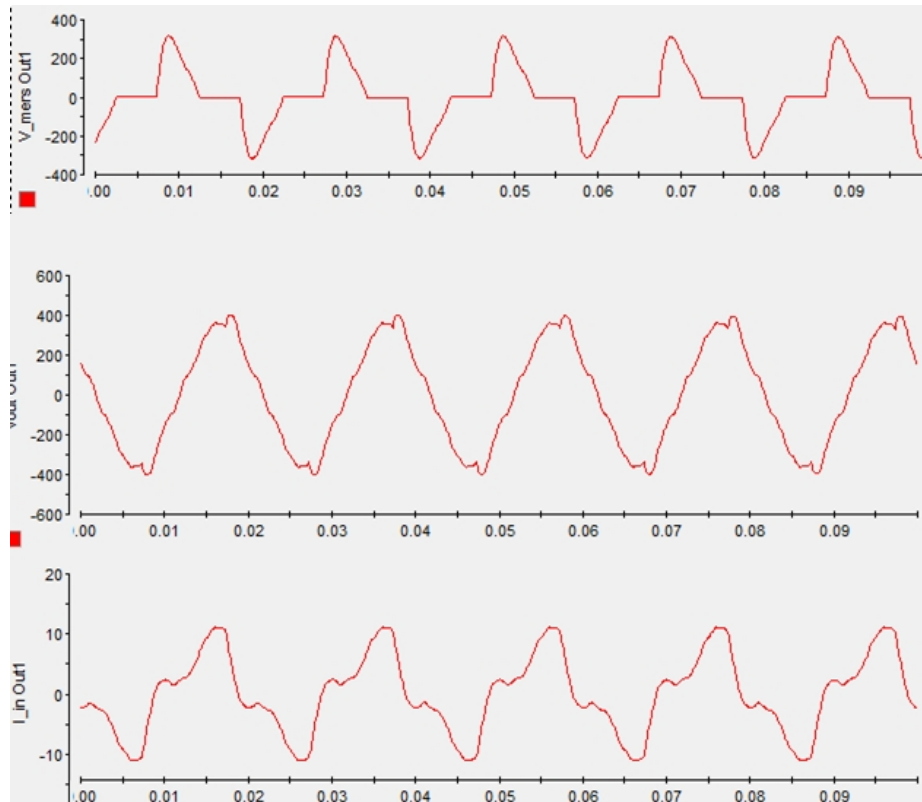


FIGURE 5.10 – Tension et courant dans la machine pour $C = 20\mu F$ et $\delta = 0.73$

Une autre observation pouvant être faite sur cette figure porte sur la courbe pour la capacité $C = 500\mu F$ et $C = 1000\mu F$. Les deux courbes sont pratiquement superposées l'une sur l'autre. Les capacités étant grandes, le MERS fonctionne en mode DC-offset avec une très faible variation d'amplitude sur la tension aux bornes de la capacité. Ainsi, utiliser une capacité de $C = 500\mu F$ ou $C = 1000\mu F$ ne change quasiment plus rien. Cela confirme qu'à partir d'une valeur de capacité assez grande, celle-ci n'a plus d'influence sur le comportement du MERS.

Rendement

Une des analyses qu'il n'avait pas été possible de faire avec des résultats de simulations est l'analyse du rendement. En l'absence d'un capteur de couple, le rendement peut être estimé en comparant la puissance consommée par la machine à courant continu et en la comparant à la puissance consommée par la charge. Calculé ainsi, le rendement de la machine à courant continu est également pris en compte. Etant donné les niveaux de puissance considérés par rapport à la puissance nominale de la machine, il est supposé que le rendement de la MCC est globalement constant dans l'étude. Le rendement sera donc inférieur au rendement de la machine synchrone mais d'un rapport constant. L'évolution du rendement est donc la même.

La figure (5.11) représente les mesures de rendement pour les mêmes points de fonctionnement que la figure (5.9). Le rendement donné à $\delta = 1$, équivalent au fonctionnement sans MERS, est : $\eta = 75\%$. La valeur est en effet assez faible. Lorsque δ diminue, le rendement reste d'abord constant puis diminue plus ou moins fortement suivant la capacité. De plus, la baisse de rendement survient d'autant plus rapidement (à δ élevé) que la capacité est faible, ce qui rappelle l'évolution de la puissance. D'ailleurs, en analysant avec la figure (5.9), on peut voir que le rendement reste globalement constant jusqu'au point de puissance maximale et diminue en-

suite. Si le gain reste constant sur la plage de δ allant de la puissance sans MERS à la puissance maximale, cela signifie que le gain en puissance rendu possible avec le MERS va de pair avec une évolution proportionnelle des pertes. Les pertes augmentent donc dans la machine mais à la même vitesse que la puissance pour une charge donnée.

La figure 5.10 présente un courant ayant un contenu harmonique différent et a priori plus riche que celui de la tension, ce qui d'après la théorie suppose une augmentation des pertes. Expérimentalement, pour ce cas, l'ajout d'harmoniques ne semble pas avoir un impact significatif sur le rendement de la machine.

Ensuite, plus δ diminue, plus le rendement diminue également. Il est d'ailleurs d'autant plus faible que la puissance consommée par la charge est faible. Ainsi avec la capacité $C = 10 \mu F$, le rendement passe en dessous des 30%. Une augmentation de la puissance réactive consommée par la machine peut expliquer une baisse aussi importante du rendement. Le MERS crée une chute de tension trop importante qui diminue fortement la tension vue par la charge tandis que la tension en sortie de machine reste élevée. Il en résulte une baisse du rendement.

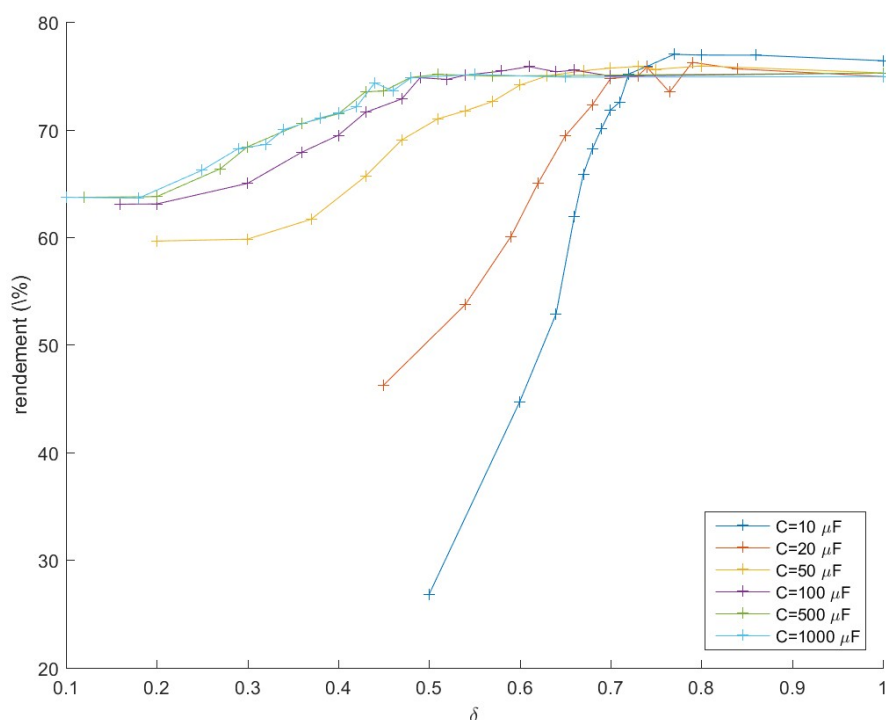


FIGURE 5.11 – Rendement de la machine en fonction de C et de δ pour $EMF = 298V$ et $R_{ch} = 32.9\Omega$

La figure 5.12 représente la tension aux bornes de la machine ainsi que le courant pour le point de fonctionnement du MERS : $C = 10 \mu F$, $\delta = 0.5$, où le rendement est le plus mauvais. Le courant a une valeur efficace de $1.2 A$, ce qui correspond à une tension simple aux bornes de la charge de $40V$. La tension aux bornes de la machine étant de $311 V$, il y a donc une chute de tension due au MERS de $260 V$. Si la tension aux bornes de la machine a une forme d'onde comparable à celle sans MERS, la forme d'onde du courant est différente mais toujours avec un fondamental prédominant. Le courant est très en avance de phase par rapport à la tension

et la phase avoisine les $-\frac{\pi}{2}$. Le MERS fait fonctionner la machine comme une source d'énergie réactive, qui est un point de fonctionnement non-naturel de la machine. Cela montre que le MERS est capable de faire fonctionner la machine à des points de fonctionnements qu'elle ne peut pas atteindre naturellement.

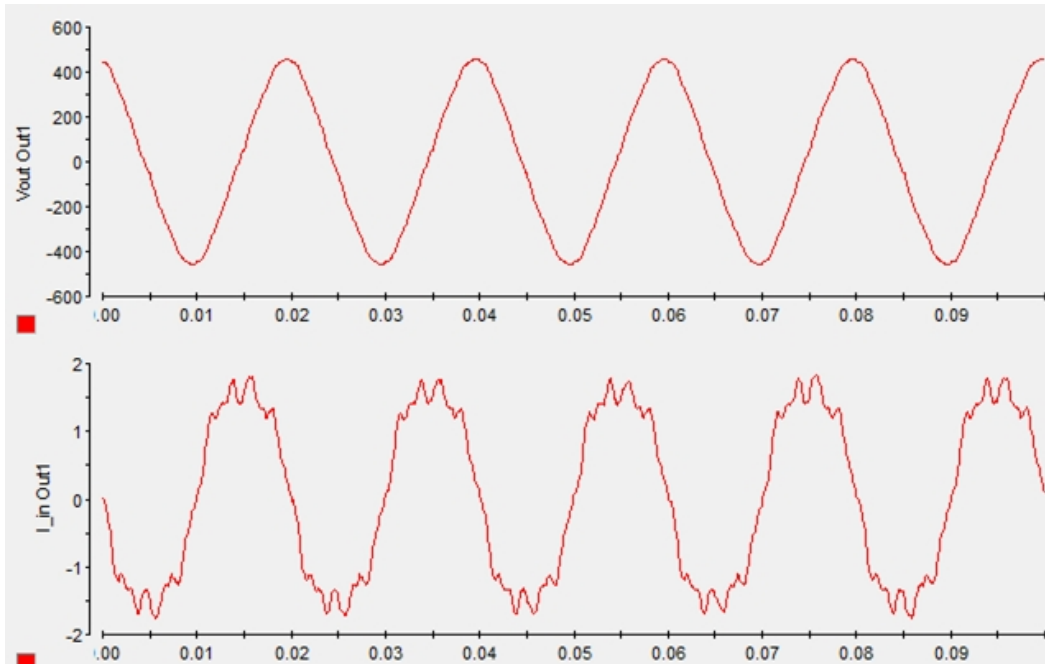


FIGURE 5.12 – Tension et courant dans la machine pour $C = 10\mu F$ et $\delta = 0.5$

Maintenant que des essais ont permis de vérifier les performances du MERS et que l'influence de la capacité et de δ a été analysée, il reste à étudier l'influence de la charge sur le comportement du MERS. Comme il a été dit précédemment, les limites en tension et en courant du banc de charge empêchent d'avoir l'ensemble des points de fonctionnement du MERS pour toutes les charges. Il a donc été décidé de légèrement réduire le courant inducteur à 2 A. Il est proposé ici de vérifier l'aptitude du MERS à contrôler la puissance de la machine. Pour cela, le MERS sera réglé afin de sortir la puissance nominale de la machine (3 kW) quelle que soit la charge. La capacité choisie est $50\mu F$, une valeur relativement médiane sur l'ensemble des points de fonctionnement.

La figure (5.13) représente respectivement la puissance de la machine sans MERS en fonction de la charge et l'évolution de δ en fonction de la charge pour que la machine soit réglée à son point de puissance nominale. La baisse de la force électromotrice conduit à une baisse de la puissance de la machine. La puissance maximale sans MERS indépendamment de la charge est de 2.5 kW. Il a toutefois été possible avec le MERS d'obtenir une puissance nominale pour une charge allant de 20Ω à 60Ω . L'évolution de δ apparaît relativement faible par rapport à l'ensemble de la plage de fonctionnement (de l'ordre de 6%). Toutefois, autour du point de fonctionnement, de faibles variations suivant δ entraînent une grande variation de la puissance. Cela n'est pas toujours le cas.

Il est donc possible, avec le MERS, d'obtenir un système de génération asservi en puissance indépendant de la charge. Il reste à étudier l'évolution des performances pour chacun des points. La figure (5.14) représente l'évolution du rendement de la machine en fonction de la charge sans

MERS et avec MERS avec $P = P_n$. Les deux courbes sont pratiquement confondues. Le rendement est donc inchangé qu'il y ait ou n'y ait pas de MERS. Cela est cohérent avec les résultats précédents sur le rendement en fonction de la capacité et de δ . De même, comme précédemment, un rendement inchangé signifie une évolution proportionnelle des pertes. Il faut donc que la machine soit dimensionnée pour évacuer ces pertes supplémentaires.

Dernier point intéressant à soulever, le rendement évolue significativement en fonction de la charge pour une puissance constante pour le cas avec MERS. Il est donc possible de maximiser le rendement par rapport à l'impédance de la charge ou du réseau et potentiellement d'améliorer de cette manière les caractéristiques de la machine. De même, dans le cadre de la conception de machine, il doit être possible en prenant en compte l'effet du MERS de dimensionner de manière indépendante la machine pour sa valeur de l'impédance optimale pour la puissance et le rendement.

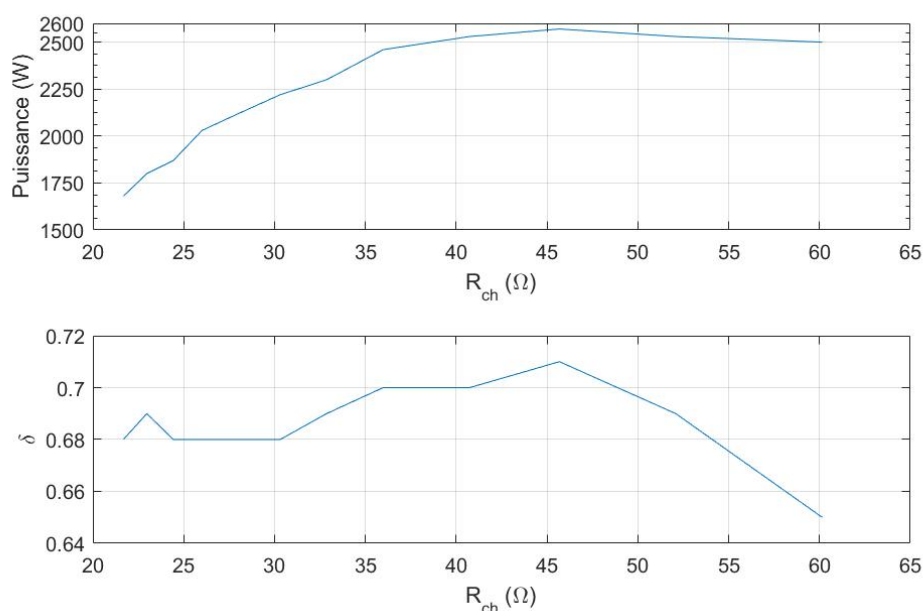


FIGURE 5.13 – Puissance de la machine sans MERS et évolution de δ pour une puissance $P = 3 \text{ kW}$

5.3 Conclusion du chapitre

Ces premiers résultats expérimentaux permettent de révéler et de confirmer les résultats de simulations des parties précédentes et les différentes fonctionnalités identifiées du MERS :

- la fonction "surfluxeur" et "boost" analogue à une augmentation du flux inducteur observé en augmentant le courant inducteur.
- le contrôle commande en puissance
- l'asservissement de la puissance
- l'amélioration de la conversion électromagnétique de la machine ; l'augmentation de la puissance volumique/massique
- le potentiel de dimensionnement de machine avec MERS en exploitant de nouveaux degrés de liberté

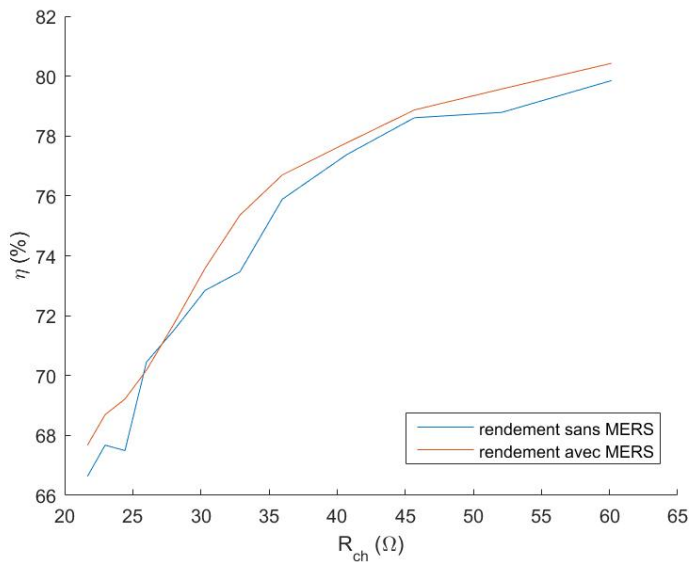


FIGURE 5.14 – Rendement de la machine en fonction de R_{ch} avec MERS pour une puissance de sortie constante de 3 kW et sans MERS

Le rendement a indirectement pu être mesuré et les résultats sont encourageants car le rendement reste globalement constant sur la plage de fonctionnement de δ où le MERS augmente le flux. Il serait aussi possible d'optimiser le rendement par rapport à la charge car le MERS rend la puissance de sortie quasiment indépendante de la charge. Dans tous les cas, les pertes sont susceptibles d'augmenter également. Il faut donc que le dimensionnement thermique soit adapté.

Tous les points de fonctionnement n'ont pas pu être étudiés à cause des limites en tension et en courant admissibles par les différents équipements utilisés sur ce banc d'essai. De même, le manque de temps n'a pas permis d'élaborer une commande du MERS suffisamment adaptée. Ce sont des points d'amélioration importants, à court terme, pour de nouveaux essais.

Chapitre 6

Conclusion générale

Synthèse sur les travaux

Ces travaux de thèses ont portés sur l'impact d'un système d'électronique de puissance original sur les machines électriques et en particulier sur la machine synchrone à aimants permanents. Ce système, nommé Magnetic Energy Recovery Switch (MERS), peut être compris comme étant une réactance commutée impliquant une conversion non-linéaire de l'énergie. Ce système propose de nombreuses fonctions différentes. Suivant la fonction remplie, le MERS peut se positionner en concurrence d'autres systèmes. Il apporte, alors, un lot d'avantages et d'inconvénients lui permettant de se différencier et d'être pertinent dans certains cas. Il existe, également, des fonctions nouvelles, qui sont aujourd'hui, exclusives à ce système.

Dans un premier chapitre, nous avons introduit la notion de conversion d'énergie non-linéaire. Celle-ci est multi-facette et peut être comprise à la fois d'un point de vue de l'analyse différentielle ou d'un point de vue impédant, chaque définition étant simplement un point de vue différent d'un même phénomène. Il a ainsi été mis en évidence l'impossibilité d'utiliser des méthodes de modélisation classiques et en particulier d'utiliser l'approche linéarisée. Il a donc été nécessaire de trouver une méthode adéquate de modélisation. Ensuite, l'architecture du MERS est présentée avec les formes d'ondes associées pour illustrer cette notion et est étudiée par la suite.

Dans un deuxième chapitre, l'état de l'art et le champ des applications du MERS sont donnés. Il s'agit d'un système multi-fonction permettant d'agir sur la dynamique des tensions et courants d'un système inductif. Proche des FACTS, il peut, entre autres, contrôler le facteur de puissance mais aussi augmenter la puissance active d'une charge. S'il présente un intérêt pour n'importe quel dispositif alternatif de nature inductive, son plus gros potentiel reste sur les machines électriques de manière globale. En plus des applications trouvées dans l'état de l'art, de nouvelles opportunités sont présentées. Enfin, en utilisant des règles de dualité, des architectures dérivées sont présentées. A partir de cette analyse, les travaux ont été orientés sur l'analyse du système MERS et machine à aimant permanent principalement et sur le dimensionnement de l'ensemble.

Le troisième chapitre aborde les étapes de modélisation. Étant en phase d'esquisse, le modèle se doit d'être global, général et suffisamment léger pour pouvoir couvrir un nombre important de points de fonctionnement. L'architecture de modèle choisie, se basant sur un modèle RLE de la machine, a permis une modélisation analytique temporelle exacte du circuit. Lors de la modélisation du MERS, la principale difficulté a été la prise en compte des commutations na-

turelles faisant apparaître des fonctions implicites. Les méthodes déterministes classiques de résolution, type Newton-Raphson, se retrouvant inefficaces, une nouvelle méthode de résolution basée sur des algorithmes d'optimisation stochastiques de type évolutionniste a été proposée. Grâce à une approche statistique des résultats, il a été possible de résoudre avec robustesse tout en gardant un coût de calcul raisonnable. Une autre approche prometteuse, se basant sur les fonctions différentielles est proposée mais reste encore à être testée. Pour évaluer l'impact des pertes fer, un modèle, basée sur celui de Bertotti, introduit des ratios de pertes. Ceux-ci ont la particularité d'être indépendant de la géométrie et du matériau magnétique et permet ainsi une analyse variationnelle généralisable de l'impact du MERS sur les pertes Fer de manière qualitative. Toutefois, le lien avec les pertes réels n'est pas direct et les hypothèses simplificatrices nécessaires ne permettent pas une analyse quantitative fiable.

Dans un quatrième chapitre, la validité du modèle du système complet a été comparée et validée par des simulations éléments finis. Grâce à elles, il a pu être observé que le comportement magnétique interne de la machine n'est pas modifié par le MERS. Ainsi, les règles classiques de dimensionnements restent valables. Les résultats obtenus par simulation à partir du modèle et vérifiés par éléments finis ont permis une analyse assez fine du comportement de la machine avec le MERS. Les idées de fonctions du MERS ont pu être observées. Il est ressorti des analyses que les gains théoriques du MERS ne sont atteignables que dans la limite physique de la machine en particulier de l'état magnétique du circuit magnétique. Cela confirme l'intérêt majeur du dimensionnement d'une machine avec MERS. Un dimensionnement d'une machine a ensuite été réalisé en réduisant le volume d'aimant par deux. S'il est théoriquement possible d'atteindre les mêmes performances que la machine originale, l'architecture choisie ne permet pas de tenir le champ démagnétisant dans les aimants. Une autre architecture, par exemple à aimant enterrés, est à envisager. Enfin un dimensionnement par optimisation devrait permettre d'évaluer la quantité d'aimant qu'il est possible de gagner sur le dimensionnement original.

Pour finir, dans le cinquième et dernier chapitre, des résultats expérimentaux ont été obtenus à partir d'un prototype réalisé pour ces travaux. Les résultats de simulations ont pu être vérifiés. N'ayant pas accès à la FEM comme en simulation, il a été complexe de commander le MERS de manière stable. Un capteur de position pourrait régler ce problème. Enfin, le rendement de la chaîne de conversion a été estimé. Il a été montré que, pour ce cas, il est possible d'augmenter significativement la puissance sans dégrader le rendement.

Perspectives

Nous avons donc vu à travers ces travaux tout l'intérêt des systèmes à réactances commutées sur les machines électriques. En plus d'un système pouvant améliorer et contrôler la conversion de l'énergie d'une machine, c'est surtout en tant que nouveau degré de liberté permettant de changer les compromis de dimensionnement que ces systèmes présentent un intérêt. Si un dimensionnement a été fait pour un cahier des charges, de nombreux autres cas de dimensionnement sont à étudier. Il peut s'agir d'améliorer la puissance massique ou de tester d'autres matériaux (comme par exemple l'utilisation de Ferrites comme aimants). Pour ces nouvelles études amonts, un dimensionnement optimale utilisant des algorithmes d'optimisation est particulièrement pertinent. Les perspectives se portent à la fois sur un dimensionnement plus fins mais aussi sur une

conception complète jusqu'à la mise en oeuvre d'un prototype pour tester expérimentalement les gains. Enfin, des études sur d'autres types de machines associés avec le MERS, comme la machine asynchrone à cage et la machine à réluctance variable sont très prometteurs.

Cependant, La modélisation est complexe car il n'est pas souhaitable de masquer les commutations. Cela mène à une résolution d'équations différentielles linéaires par morceaux. Or, il manque encore d'outils de modélisation tant sur les machines que sur les résolutions circuits pour gérer de manière satisfaisante ces problématiques. Dans cette thèse le modèle de machine RLE a été utilisé. Or, son domaine de validité reste limité et valide surtout pour la machine synchrone. S'il est possible dans une première approche de généraliser aux autres machines, il reste nécessaire de changer le modèle de machine pour pouvoir étudier d'autres architectures ou pour affiner le modèle. La résolution temporelle exacte devient alors compromise. Cette méthode de modélisation est donc assez peu flexible et s'adapte difficilement à d'autres architectures de machines ou même de convertisseurs. Il serait donc intéressant dans de futurs travaux de trouver une méthode de modélisation plus générique.

Les composants électroniques intervenant dans la conception d'un MERS ont été peu étudiés dans cette thèse. Une étude bas niveaux sur le fonctionnement du MERS est à prévoir. Les variations de tensions et de courants imposées aux matériaux semi-conducteurs et au matériaux diélectriques des condensateurs restent important. Des composants spécifiques peuvent permettre d'améliorer la compacité et la robustesse, deux critères importants sur la pertinence du MERS.

En plus du MERS, des structures dérivées ont été présentées. Pour chacune d'elles, des études d'analyses des performances et d'intérêts puis de modélisation et de conception restent à faire.

Il apparaît alors que le champs des études des systèmes de conversions non-linéaires est vaste et encore peu étudié mais très prometteur.

ANNEXES

Annexe A

Le MERS et les Flexible AC transmission System (FACTS)

Un FACTS ou Flexible AC Transmission System est un dispositif d'électronique de puissance AC/AC utilisé dans les réseaux électriques pour gérer les transits de puissance. Les systèmes de conversion non-linéaire de l'énergie présentés dans ces travaux de thèse sont fortement similaires aux FACTS utilisés dans les réseaux. Il sera d'ailleurs montré par la suite qu'ils peuvent répondre en partie aux mêmes problématiques que les FACTS et qu'en ce sens, il s'agit de nouvelles architectures FACTS. Il est donc important de présenter ce que sont les FACTS, de comprendre dans quel contexte ils sont apparus, savoir à quelles problématiques ils répondent pour pouvoir distinguer les similitudes et les différences avec les systèmes de conversion non-linéaire de l'énergie. Le but n'étant pas de faire un exposé exhaustif de ces techniques, seulement certaines architectures parmi les plus courantes sont présentées avec leur commande.

A.1 Contexte des FACTS

Les FACTS sont apparus suite à l'arrivée des premiers thyristors puis avec les GTO et les IGBT. Ils ont progressivement remplacé certaines techniques électromécaniques telles que les transformateurs déphaseurs. L'intérêt des FACTS est venu avec la dérégulation progressive des marchés de l'énergie dans le monde ainsi que l'augmentation de la puissance consommée tant par les industriels que par les particuliers. La dérégulation du marché, l'interconnexion des réseaux et l'émergence des énergies renouvelables a considérablement augmenté la longueur des lignes entre production et consommation et a également rendu la production et la consommation beaucoup plus imprévisible qu'auparavant. Enfin, l'augmentation de la puissance transmise couplée aux difficultés à construire de nouvelles lignes a mené à l'utilisation des lignes à la limite physique de leur capacité de transport.[58]

Ce contexte a créé de nouvelles problématiques comme par exemple : "Comment augmenter le flux de puissance que peut accepter le réseau existant pour qu'il soit supérieur à son dimensionnement initial sans risquer de dépasser la contrainte thermique?", "Comment améliorer la stabilité du réseau, affaibli par la dérégulation du marché, ainsi que l'interconnexion des réseaux qui complexifie la gestion?" Les FACTS sont des solutions technologiques permettant de répondre à ces différentes problématiques. Leur rôle principal est de contrôler les flux de puissances dans le réseau, c'est-à-dire d'équilibrer la charge entre les différentes lignes afin d'éviter les surcharges. Ils sont aussi utilisés pour gérer l'énergie réactive et pour réduire les pertes en

ligne. Il existe cinq différents modes d'action que peuvent avoir les FACTS sur le réseau[59] :

- modifier l'impédance de ligne
- déphaser une tension
- compenser l'énergie réactive en un point du réseau
- limiter les courants de défauts
- amortir des oscillations de puissance

Les FACTS sont constitués de composants réactifs (inductance, capacité), de composants semi-conducteurs et parfois de transformateurs pour limiter la puissance à l'intérieur. Il existe différents types de FACTS qu'il est possible de catégoriser en trois suivant la manière dont ils sont connectés au réseau :

- les architectures séries (SSSC, TCSC, ...)
- les architectures parallèles (TSC, TCR, SVC, STATCOM, ...)
- les architectures hybrides (UPFC, ...)

On peut également distinguer deux types d'architecture différentes :

- les structures commandées par thyristor/GTO : TSC, TCR, SVC, TCSC, TCPAR
- les structures utilisant un onduleur comme source de tension : SSSC, STATCOM, UPFC

Les architectures série se mettent en série sur la ligne et permettent généralement de modifier l'impédance de ligne et donc de changer artificiellement la longueur de la ligne. Il permettent aussi d'ajouter une tension série sur la ligne. Les architectures parallèles permettent de contrôler une tension en un point du réseau et permettent également d'ajouter une impédance variable en parallèle. Elles permettent aussi de gérer les flux de puissance en injectant plus ou moins de courant. Les architectures hybrides (à la fois série et parallèle) sont les plus évoluées. Elles vont permettre, entre autres, de contrôler l'angle de transport ou d'éviter les boucles de courant.

A.2 Exemples d'architectures

A.2.1 Exemple d'architecture série classique : le TCSC (Thyristors Controlled Series Compensator)

Le TCSC ou Thyristors Controlled Series Compensator est un des FACTS série les plus courants. Son architecture est schématisée sur la figure (A.1). Il est composé d'une inductance (X_L) en série avec un gradateur de thyristor. L'ensemble est en parallèle d'une capacité (X_C)[59].

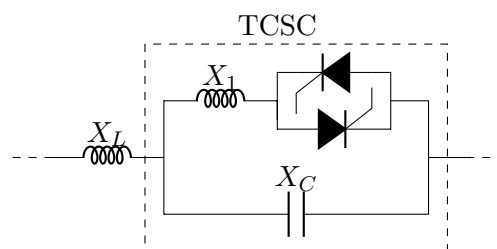


FIGURE A.1 – Architecture d'un TCSC

Les chemins de courants sont les suivants :

- les thyristors ne sont pas commandés, le courant passe alors exclusivement par la capacité X_C .
- les thyristors sont commandés, le courant passe par la capacité X_C et l'inductance X_1 .

La valeur de l'impédance du système dépend de l'angle d'amorçage des thyristors. Son expression est donnée par :

$$X(\alpha) = \frac{X_1}{2\pi(\pi - \alpha + \frac{\sin(2\alpha)}{2}) + X_1 X_C} \quad (\text{A.1})$$

où α est l'angle d'amorçage. Il existe une zone de résonance où cette impédance n'est pas définie. Ce dispositif agit comme une impédance variable contrôlable et permet principalement de modifier l'impédance de ligne. Il permet une meilleure stabilité et améliore les performances dynamiques. En particulier, il permet d'éviter les oscillations sub-synchrones qui peuvent apparaître si la fréquence de résonance de l'arbre d'un générateur coïncide avec une fréquence naturelle du réseau électrique, ce qui peut causer de sérieux dommages. Il peut aussi réduire les courants de court-circuit[60].

A.2.2 Exemple d'architecture parallèle classique : le STATCOM

Un FACTS parallèle classique est le STATCOM. Son architecture est présentée sur la figure (A.2). Il s'agit d'un pont redresseur avec une capacité sur le Bus DC. L'ensemble est en parallèle de la ligne. Suivant les applications, les transistors peuvent être des thyristors GTO ou d'IGBT. La commande est souvent de type MLI pour garder un taux de distorsion harmonique acceptable. En raison d'un stress subi par les composants parfois trop important, il existe des structures alternatives comme des structures multi-niveaux ou commutateur de courant [61]. En se comportant comme une source de tension, ce dispositif injecte un courant alternatif contrôlé en phase et en amplitude. Il sert à contrôler le flux d'énergie réactive dans le réseau.

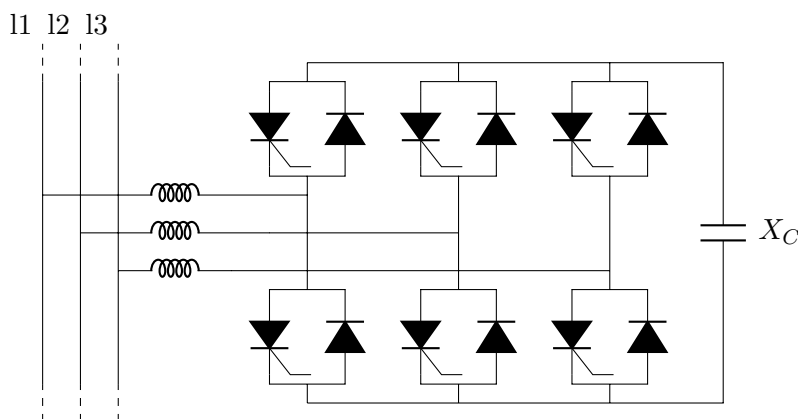


FIGURE A.2 – Architecture d'un STATCOM

A.2.3 Architecture hybride classique : l'UPFC

L'UPFC (ou Unified power flow controller) est une architecture de FACTS hybride, c'est-à-dire qu'il a une architecture à la fois série et parallèle [62]. Pour cela, le système est couplé au réseau via des transformateurs. Son architecture peut être observée sur la figure (A.3).

L'UPFC peut être définie comme étant la combinaison d'un STATCOM et d'un SSSC (Static Synchronous Series Compensator). Les deux structures partagent le même bus DC. Ainsi le

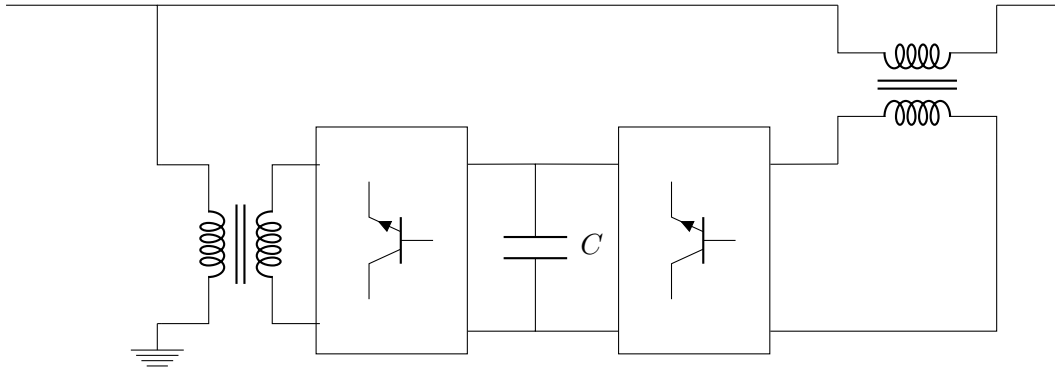


FIGURE A.3 – Architecture d'un UPFC

convertisseur mis en parallèle analogue à un STATCOM prélève du courant. La partie série du convertisseur analogue à un SSSC le réinjecte dans la ligne avec la phase voulue. Tout comme les STATCOM, cette structure sert à injecter du réactif sur le réseau mais à la différence de celles-ci elle est plutôt utilisée dans les lignes hautes tensions. Elle permet également de contrôler le flux de puissance active comme un FACTS série. Son rôle est donc proche d'un transformateur déphaseur à la différence que celui-ci ne peut gérer les flux de puissance réactive [60].

Si l'avantage d'un UPFC est de pouvoir contrôler à la fois la puissance active et réactive sur la ligne, il ne fonctionne que si les courants ne sont pas perturbés.

A.3 Bilan comparatif entre FACTS et convertisseurs non-linéaires

Les FACTS présentent de nombreux points communs avec les systèmes de conversion non-linéaire au point même qu'une des utilisations du MERS est équivalente à un FACTS shunt type Static Var Compensator (SVC). Tout d'abord, les architectures sont très similaires. Dans les deux cas, les systèmes sont composés d'éléments réactifs (capacité ou inductance) et de composants semi-conducteurs de puissance. D'un point de vue architecture, les deux catégories sont indifférenciables. De plus, leur effet sur les structures est comparable puisque dans les deux cas, il s'agit de gestion et de contrôle de la puissance réactive. De ce fait, FACTS et convertisseur non-linéaire ne sont pas des catégories disjointes. Certains systèmes peuvent donc à la fois être catégorisés de FACTS et de convertisseur non-linéaire.

Maintenant, s'il ne s'agit pas d'une seule et même catégorie, quelles sont les différences? Tout d'abord, les FACTS sont des systèmes destinés à être utilisés sur le réseau. Il s'agit donc d'un élément de celui-ci. Les convertisseurs non-linéaires, s'ils peuvent être utilisés en FACTS, sont plutôt pensés pour être utilisés avec des sources ou des charges de nature inductive ou capacitive. Une deuxième différence, plus fondamentale, est sur la modélisation et la commande de ce type de système. Les FACTS sont utilisés sur des lignes AC. Quand ces systèmes sont étudiés, la partie AC est considérée purement sinusoïdale et la partie DC est considérée comme purement continue. Une attention particulière est prise à ce que le THD des tensions ou courants alternatifs ne dépassent pas un certain gabarit de même que la tension ou courant de la partie continue seront maintenus constants. Ainsi, des outils mathématiques comme par exemple la transformée de Park ou des modèles moyens qui ont pour but de linéariser les systèmes sont très souvent utilisés. Avec les convertisseurs non linéaires, la distinction entre courants alternatifs et continus est plus floue. Par exemple, la tension au niveau de la partie redressée d'un pont ne doit pas absolument être constante, elle peut varier comme avec le MERS. Il n'est pas possible de décorrélérer une partie alternative d'une partie continue. Ces systèmes sont utilisés en considérant

leurs non-linéarités pour agir sur une source ou une charge. Une modélisation linéaire n'est pas possible. Ainsi, l'utilisation des structures est très différente des FACTS classiques.

Pour conclure, cette partie a montré que si certaines structures sont très semblables aux convertisseurs non-linéaires, ceux-ci sont néanmoins très différents à cause d'une utilisation particulière des structures qui considère les non-linéarités.

Annexe B

Explication du mode du MERS en fonction de la valeur de δ par rapport à δ_0

Pour mieux comprendre pourquoi le MERS est dans un mode ou dans un autre par rapport au signe de $\delta - \delta_0$, le système est simplifié à une source de courant sinusoïdale en série avec le MERS (figure B.1) qui fait disparaître l'aspect différentiel du système. Dans cette configuration, on commande naturellement le MERS par rapport au courant avec $I_{source} = I\sqrt{2}\sin(\omega t)$. Au lieu d'une équation différentielle qui lie la tension V_{source} et V_{MERS} comme dans le circuit représentée sur la figure (1.8), ici, il s'agit d'une simple relation intégrale liant I_{source} à V_{MERS} . La tension aux bornes d'une capacité est naturellement en quadrature avec le courant qui la traverse. Dans ce cas simple, pour que le MERS soit en mode limite, il faut que δ soit égal à un quart de période donc :

$$\delta_0 = \frac{T}{4} \quad (B.1)$$

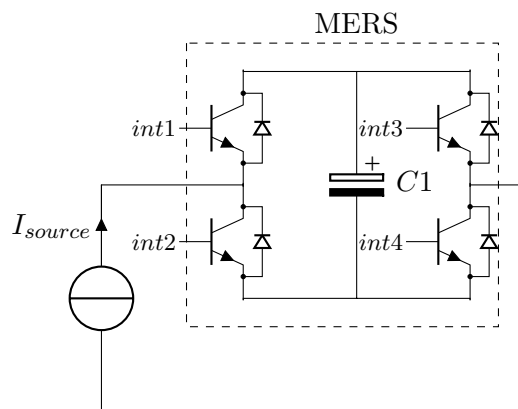


FIGURE B.1 – MERS en série avec une source idéale de courant

La caractéristique d'une capacité est :

$$V_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(t)dt, \quad t \in [0, t_c]. \quad (B.2)$$

où $t = 0$ est bien l'origine de phase et non le début de la conduction du MERS comme c'est le cas sur la figure 1.10. Dans le cas du MERS, sur le temps de conduction, l'équation devient :

$$V_C = \frac{1}{C} \int_{\delta T}^t i(t) dt, \quad t \in [\delta T, t_c] \quad (\text{B.3})$$

Le courant étant sinusoïdal, il y a une symétrie par rapport à $\frac{T}{2}$:

$$i\left(\frac{T}{2} - \Delta t\right) = -i\left(\frac{T}{2} + \Delta t\right) \quad (\text{B.4})$$

Deux conséquences sont tirées des équations (B.3) et (B.4). Tout d'abord, on en déduit que :

$$V_C\left(\frac{T}{2} - \Delta t\right) = -V_C\left(\frac{T}{2} + \Delta t\right) \quad (\text{B.5})$$

et donc que la phase de charge est complètement symétrique à la phase de décharge. Il peut donc également être déduit que :

$$t_c = T(1 - \delta) \quad (\text{B.6})$$

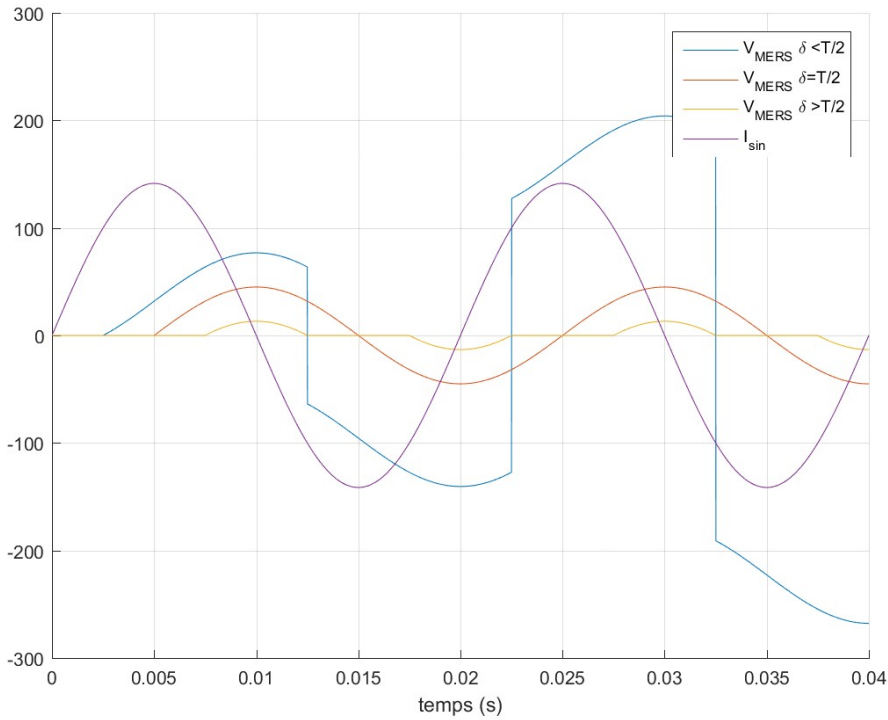


FIGURE B.2 – Forme d'ondes de la tension aux bornes du MERS alimenté par une source de courant alternative idéale

Comme on peut le voir sur la figure B.2, à $\delta = \delta_0 = \frac{T}{4}$, la tension aux bornes du MERS est bien similaire à celle d'une capacité classique. Il s'agit bien du fonctionnement limite. D'après l'équation (B.6), $t_c = \frac{T}{2}$, ce qui est conforme au fonctionnement limite.

Si $\delta > \delta_0$, alors le mode de fonctionnement est discontinu. La capacité commence à se charger plus tard que dans le mode limite. Ainsi, comme il peut être vérifié avec l'équation (B.3) ou bien représenté sur la figure (B.2), la plage d'intégration du courant se retrouve réduite, de plus d'après (B.6), $t_c < \frac{T}{2}$, le MERS est bien en mode discontinu.

A l'inverse, si $\delta < \delta_0$, alors le mode de fonctionnement est DC-offset. La capacité commence à se charger plus tôt que dans le mode limite. Ainsi, d'après l'équation (B.3) ou la figure (B.2),

la plage d'intégration du courant est plus grande, la capacité n'a pas le temps de se décharger complètement avant la prochaine commutation. Le MERS est bien en mode DC-offset. A noter que dans cet exemple, le mode DC-offset est divergent. La cause vient de l'absence d'influence du MERS sur le courant. La commande d'un tel système reste possible grâce à une régulation dynamique. Par contre, Le MERS en fonctionnement DC-offset, dans le contexte du circuit de la figure (1.8), est, naturellement stable. Les raisons de cette stabilité sont expliquées ultérieurement.

Dans le cas de l'exemple présentée sur la figure(B.1), les valeurs de δ_0 et de δ_{fin} sont simples à calculer.

A δ_0 , le MERS se comporte comme la capacité le constituant. Comme la tension aux bornes d'une capacité est en quadrature avec le courant, on en déduit que le retard à l'amorçage doit être $\delta_0 = \frac{T}{4}$.

A δ_{fin} , à l'inverse, la tension de la capacité reste nulle. Il faut donc que la commutation ait lieu au moment où le courant commence à être négatif. En d'autres termes, on a $\delta_{fin} = \frac{T}{2}$.

Annexe C

Expression des termes de l'exponentielle de matrice

Pour résoudre le système différentiel :

$$\frac{dX}{dt} = A_u X + B e \quad (\text{C.1})$$

$$\text{avec } X = \begin{bmatrix} v_c \\ i \end{bmatrix}, A_u = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C}u \\ -\frac{1}{L}u & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \text{ et } B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

qui a pour solution :

$$X_u(t) = x(t=0)e^{A_u t} + \int_0^t e^{A_u(t-\tau)} B e(\tau) d\tau \quad (\text{C.2})$$

, il est nécessaire de calculer les termes : $e^{A_u t}$ et $\int_0^t e^{A_u(t-\tau)} B e(\tau) d\tau$. Comme ici le modèle est analytique, la résolution proposée l'est également étant donné que cela est possible.

Pour plus de lisibilité, nous décidons de développer le calcul de l'équation (C.2) de la manière suivante :

$$X(t) = \begin{bmatrix} v_c(t) \\ i_1(t) \\ i_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t)v_0 + B(t)i_0 + C(t) \\ D(t)v_0 + E(t)i_0 + F(t) \\ G(t)i_{t_c} + H(t) \end{bmatrix} \quad (\text{C.3})$$

où A,B,C,D,E,F,G et H sont des fonctions usuelles résultant du développement du calcul de l'équation (C.2). Le calcul qui suit consiste donc à trouver l'expression de ces huit fonction pour le mode discontinu et DC-offset.

Tout d'abord, il faut commencer par le calcul de l'exponentielle de matrice. Il existe deux méthodes principales pour résoudre : une basée sur la transformée de Laplace, une autre sur le calcul des valeurs propres et le calcul de la matrice diagonalisée. Comme le système est linéaire par morceaux, la résolution doit être réalisée pour chacun des morceaux ($u = 0$ et $u = 1$).

Tout d'abord, si $u = 0$, alors on se rend compte que la matrice est diagonale et les valeurs propres sont respectivement $l_1 = 0$ et $l_2 = -\frac{R}{L}$. Comme une des valeurs propres est nulle, il n'y a en réalité qu'une simple équation à résoudre. En effet, lorsque $u = 0$, le MERS est by-

passé et l'expression de la tension aux bornes de la capacité est $v_c = 0$. L'expression C.2 devient :

$$i(t) = i(t=0)e^{A_0[2,2]t} + \int_0^t e^{A_0[2,2](t-\tau)} B[2,1]e(\tau)d\tau \quad (C.4)$$

$$G(t) = e^{A_0[2,2]t} = e^{-\frac{R(t-t_c)}{L}} \quad (C.5)$$

$$H(t) = \int_0^t e^{A_0[2,2](t-\tau)} B[2,1]e(\tau)d\tau = \frac{E}{L} \left(\frac{R}{L} \left(\sin(wt + \delta) - e^{-\frac{R(t-t_c)}{L}} \sin(wtc + \delta) \right) - w \left(\cos(wt + \delta) - e^{-\frac{R(t-t_c)}{L}} \cos(wtc + \delta) \right) \right) \left(\frac{R^2}{L^2} + w^2 \right)^{-1} \quad (C.6)$$

Il est à noter que le calcul fait ici est également sujet à un changement de variable de t à $t - t_c$ afin que l'expression pour $u = 0$ ou pour $u = 1$ ait la même origine des temps.

Pour $u = 1$, la méthode de résolution proposée ici utilise le calcul des valeurs propres. Pour les calculer, il suffit de résoudre l'équation :

$$\det(lI - A_u) = 0 \quad (C.7)$$

où, l représente les valeurs propres et I la matrice identité. Cela amène à résoudre l'équation du second ordre suivante :

$$l^2 + \frac{R}{L}l + \frac{1}{LC} = 0 \quad (C.8)$$

Les expressions valeurs propres sont :

$$l_{1,2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \sqrt{\Delta}}{2} \quad (C.9)$$

$$\Delta = \frac{R^2}{L} - \frac{4}{LC}$$

où Δ est le discriminant de l'équation. Suivant la valeur des paramètres R, L et C , l'expression peut être à valeur réelle ou complexe.

Une matrice simple des vecteurs propres qui convient est :

$$T = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} & \frac{1}{C} \\ l_1 & l_2 \end{bmatrix} \quad (C.10)$$

Il ne reste plus qu'à calculer l'exponentielle de matrice de la manière suivante :

$$e^{A_1 t} = T \begin{bmatrix} e^{l_1 t} & 0 \\ 0 & e^{l_2 t} \end{bmatrix} T^{-1} = \begin{bmatrix} A & B \\ E & F \end{bmatrix} \quad (C.11)$$

Voici l'expression des différents coefficients :

$$A(t) = \frac{e^{l_1 t}}{l_1 - l_2} \left(l_1 + \frac{R}{L} \right) - \frac{e^{l_2 t}}{l_1 - l_2} \left(l_2 + \frac{R}{L} \right) cc \quad (C.12)$$

$$B(t) = \frac{e^{l_1 t}}{C(l_1 - l_2)} - \frac{e^{l_2 t}}{C(l_1 - l_2)} \quad (\text{C.13})$$

$$D(t) = \frac{e^{l_2 t}}{L(l_1 - l_2)} - \frac{e^{l_1 t}}{L(l_1 - l_2)} \quad (\text{C.14})$$

$$E(t) = \frac{l_1 e^{l_1 t}}{l_1 - l_2} - \frac{l_2 e^{l_2 t}}{l_1 - l_2} \quad (\text{C.15})$$

Enfin, il ne reste plus qu'à calculer le terme $\int_0^t e^{A_u(t-\tau)} B e(\tau) d\tau = \begin{bmatrix} cB_1 \\ cB_2 \end{bmatrix}$. Ici, $e(t)$ est pris sinusoidale. Son expression est :

$$e(t) = E \sin(\omega t + \delta) \quad (\text{C.16})$$

On peut voir que c'est dans l'expression de l'entrée du système différentiel qu'apparaît le terme δ . Le calcul donne :

$$C(t) = \frac{E(l_1 (e^{l_1 t} \sin(\delta) - \sin(\omega t + \delta)) + \omega (e^{l_1 t} \cos(\delta) - \cos(\omega t + \delta)))}{LC(l_1 - l_2)(l_1^2 + \omega^2)} - \frac{E(l_2 (e^{l_2 t} \sin(\delta) - \sin(\omega t + \delta)) + \omega (e^{l_2 t} \cos(\delta) - \cos(\omega t + \delta)))}{LC(l_1 - l_2)(l_2^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.17})$$

$$F(t) = \frac{El_1 (l_1 (e^{l_1 t} \sin(\delta) - \sin(\omega t + \delta)) + \omega (e^{l_1 t} \cos(\delta) - \cos(\omega t + \delta)))}{L(l_1 - l_2)(l_1^2 + \omega^2)} - \frac{El_2 (l_2 (e^{l_2 t} \sin(\delta) - \sin(\omega t + \delta)) + \omega (e^{l_2 t} \cos(\delta) - \cos(\omega t + \delta)))}{L(l_1 - l_2)(l_2^2 + \omega^2)} \quad (\text{C.18})$$

Au final, l'expression de la tension $v(t)$ et $i(t)$ est :

$$X(t) = \begin{bmatrix} v(t) \\ i(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cA_{1,1}v_0 + cA_{1,2}i_0 + cB_1 \\ cA_{2,1}v_0 + cA_{2,2}i_0 + cB_2 \end{bmatrix} \quad (\text{C.19})$$

On se rend compte ici à quel point les formes d'ondes induites par le MERS ne sont pas sinusoidales même si l'entrée l'est. L'étude de l'influence des paramètres R , L et C semble difficile à faire analytiquement. Cela renforce l'intérêt de faire un dimensionnement par optimisation.

Comme autre remarque, on se rend compte que les formes d'ondes font intervenir l'exponentielle des valeurs propres qui sont toujours à partie réelle négative. En effet, le seul cas où une valeur propre pourrait être à valeur positive donne :

$$l = \frac{-\frac{R}{L} + \sqrt{\Delta}}{2} \quad (\text{C.20})$$

Or, nécessairement, on doit avoir :

$$l = \frac{-\frac{R}{L} + \sqrt{\Delta}}{2} > 0 \quad (\text{C.21})$$

ce qui donne :

$$\frac{R^2}{L} - \frac{4}{LC} > \frac{R^2}{L} \quad (\text{C.22})$$

Or, ceci est physiquement impossible.

On peut donc conclure que quelque soit la configuration du MERS et la valeur des paramètres du circuit, le système est naturellement stable. Le MERS configuré ainsi ne nécessite pas de commande intégrale adaptée.

Annexe D

Présentation de l'ensemble des modèles de Pertes Fer existants

D.1 Modèle non-hystérétique

Ces modèles estiment les pertes fer par un calcul direct de la valeur de l'induction dans le circuit magnétique. Parmi ces modèles on peut distinguer trois modèles découlant les uns des autres. Ces modèles ont la particularité d'être analytique avec une origine empirique.

D.1.1 Modèle de Steinmetz

Ce modèle a été proposé par Charles P. Steinmetz en 1890[63]. C'est un modèle global qui prend en compte les pertes hystérésis statiques ainsi que les pertes par courants de Foucault. Pour ce faire, seul l'amplitude de l'induction est prise en compte dans le matériau magnétique. Ce modèle est restreint aux tôles constituées d'un matériau homogène et isotrope. L'effet de peaux est négligé. Le modèle n'est valide qu'à basse fréquence et pour des formes d'onde sinusoïdale. L'équation est définie par :

$$P_{total} = kf^\alpha B_m^\beta [W/kg] \quad (D.1)$$

où f est la fréquence et B_m la valeur maximale de l'induction. k , α , β sont des coefficients représentant le comportement propre d'un matériau. Ils sont déterminés empiriquement à partir d'échantillons.

D.1.2 Modèle de Jordan

En 1924 , H. Jordan apporte une modification à l'expression de Steinmetz en décomposant la contribution statique des pertes par hystérésis et dynamique des courants de Foucault [64].

$$P_{total} = P_h + P_{ec} = k_h f B_m^2 \alpha + k_{ec} f^2 B_m^2 [W/kg] \quad (D.2)$$

Dans l'équation, k_h est le coefficient des pertes hystérésis et k_{ec} est le coefficient des pertes par courants de Foucault. Dans ce modèle les pertes dépendent de l'amplitude de l'induction (B_m^2) et de la fréquence (en f pour les pertes hystérésis et en f^2 pour les pertes par courants de Foucault). Dans l'approche de Jordan, les pertes hystérésis sont représentées par l'air du cycle hystérésis à basse fréquence. Les Pertes par courants de Foucault peuvent être déduites des équations de Maxwell en considérant que l'induction est sinusoïdale.[65] De cette manière le

coefficient de pertes par courants de Foucault k_{ec} peut être exprimé de la manière suivante :

$$k_{ec} = \sigma \frac{d^2}{12} \quad (\text{D.3})$$

avec σ conductivité du matériaux [S/m], d épaisseur des tôles [m].

D.1.3 Modèle de Bertotti

Le modèle de Jordan conduit systématiquement à une sous-estimation des pertes fer dans le matériau, en particulier pour des alliages Fer silicium. Pour compenser cette erreur, un coefficient d'origine empirique est parfois ajouté mais il n'est valable que pour l'échantillon considéré. Une autre solution est proposé en 1988 par Bertotti [53]. Elle consiste à ajouter un troisième terme à la formulation de Jordan appelé : pertes en excès. Ce terme fait encore débat aujourd'hui car selon ses détracteurs, il regroupe en un seul terme les pertes fer supplémentaires et apparaît donc comme étant une construction mathématiques ne décrivant que le comportement du matériaux sans en déterminer les causes. Néanmoins, il reste possible d'expliquer en partie l'origine physique de ces pertes. Le modèle de pertes fer de Bertotti a pour écriture générale :

$$P_{fer} = P_h + P_{ec} + P_{exc} \quad (\text{D.4})$$

avec P_h , les pertes hystérésis; P_{ec} , les pertes par courant de Foucault; P_{exc} , les pertes en excès.

$$P_{fer} = P_h + P_{ec} + P_{exc} = k_h f B_m^\alpha + k_{ec} f^2 B_m^2 + k_{exc} f^\alpha B_m^\beta [W/kg] \quad (\text{D.5})$$

Dans l'équation, comme pour la formulation de Jordan, k_h est le coefficient des pertes hystérésis et k_{ec} est le coefficient des pertes par courants de Foucault. k_{exc} représente le coefficient des pertes en excès. α et β sont des coefficients propres au matériau. On retrouve souvent $\alpha = \beta = 3/2$ pour des Fer silicium. k_{exc} reste un terme empirique. Pour pallier à ce problème, Bertotti a proposé un modèle statistique :

$$k_{exc} = \sqrt{(SV_0\sigma G)} \quad (\text{D.6})$$

où,

- S est la section de la tôle.
- $G \approx 0.1356$ est un scalaire sans dimension représentant l'amortissement des courants de Foucault due au frottement entre les domaines. L'hypothèse prise est la relation de proportionnalité entre la pression sur la paroi de Bloch et la variation de flux associée.
- σ est la conductivité électrique de la tôle
- V_0 représente la distribution statistique du champs coercitif local en prenant en compte la taille des grains.

D.1.4 Modèle de Bertotti pour une f.m.m quelconque

Dans la partie précédente, le modèle de Bertotti a été présenté en supposant des formes d'ondes sinusoïdales. Il est cependant possible de décliner le modèle de Bertotti pour des forces magnétomotrices non-sinusoïdales. En effet, on peut, par exemple, l'écrire sous forme de densité de pertes volumique [$Ws^{-1}m^{-3}$]

$$dP_{fer} = dP_h + dP_{ec} + dP_{exc} \quad (D.7)$$

Dans cette forme on a :

$$dP_h = k_h \times f \times B_{MAX}^2 dt \quad (D.8)$$

$$dP_{ec} = k_{ec} \times f^2 \times \frac{dB^2}{dt} dt \quad (D.9)$$

$$dP_{exc} = k_{exc} \times f^\alpha \times \frac{dB^\beta}{dt} dt \quad (D.10)$$

Pour avoir la valeur des pertes volumiques il suffit d'intégrer la densité de pertes sur une période :

$$P_{fer} = \frac{1}{T} \int_0^T dP_{fer} = \frac{1}{T} \int_0^T dP_h + \frac{1}{T} \int_0^T dP_{ec} + \frac{1}{T} \int_0^T dP_{exc} \quad (D.11)$$

$$P_{fer} = k_h f^2 \int_0^T B_{MAX}^2 dt + k_{ec} f^3 \int_0^T \frac{dB^2}{dt} dt + k_{exc} f^{\alpha+1} \int_0^T \frac{dB^\beta}{dt} dt \quad (D.12)$$

D.2 Modèle hystérétique

Les modèles de pertes présentés jusqu'à présent ne prenaient pas en compte le comportement hystérétique. Seul l'amplitude et la dynamique de l'induction magnétique étaient prises en compte. Il existe une autre catégorie de modèle dont le but est de modéliser le cycle hystérésis entre le champ magnétique et l'induction magnétique. Les pertes fer sont ensuite estimées en calculant l'aire du cycle hystérésis. Le cycle hystérésis est toujours parcouru de manière à ce que le système soit dissipatif.

D.2.1 Modèle de Preisach

Un des premiers modèle d'hystérésis magnétique que l'on retrouve dans la littérature est le modèle de Preisach. Il a, en effet, été présenté en 1935 par Ferenc Preisach [66]. A la base, le but de ce modèle est de lier l'aimantation d'un matériau au champs sous lequel il est soumis. Ce modèle est basé sur la discrétisation du circuit magnétique en une infinité d'éléments caractérisés par un cycle élémentaire appelé hystéron.

Ces hystérons consistent en des commutateurs bistables généralement notés γ_{a_i, b_i} pouvant prendre la valeur +1 ou -1 suivant le champs localement appliqué. De ce fait, ils représentent le comportement dipolaire d'un domaine magnétique élémentaire. Les paramètres a_i et b_i sont les valeurs de champs magnétiques auxquels le matériau doit être soumis pour passer respectivement à l'état bas (-1) ou à l'état haut (+1). Chaque hystéron peut prendre des valeurs différentes pour a_i et b_i . L'ensemble des valeurs prises par a_i et b_i sont généralement représenté sur un plan appelé plan de Preisach.

Ce plan consiste en un plan orthonormé où les deux axes prennent les valeurs de a et b (figure (D.2)). De cette manière, chaque point présent sur le plan représente un des hystérons. Tous les points du plan ne sont pas des points valides. Ainsi la plan de Preisach est limité par le domaine en dessous de la première bissectrice (droite d'équation $a = b$). En effet, pour des

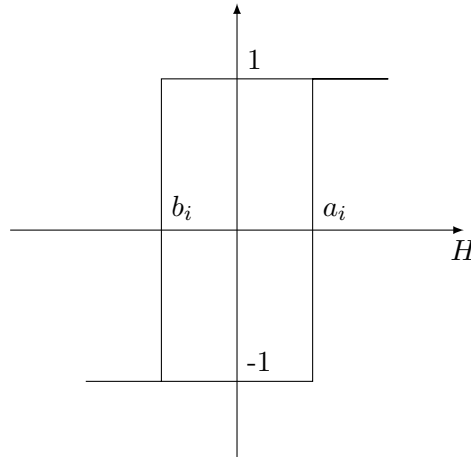


FIGURE D.1 – Schéma d'un hystéron

raisons physiques, chaque hystéron doit être de nature dissipative. La valeur de b ne peut donc pas être supérieure à la valeur de a . De plus, lorsque le champs appliqués sature la matériaux, tous les hystérons sont nécessairement dans le même état. Les valeurs de a et de b sont alors limités par la valeur H_{sat} et $-H_{sat}$ respectivement. Au final, le plan de Preisach consiste en un triangle formés par ces trois limites.

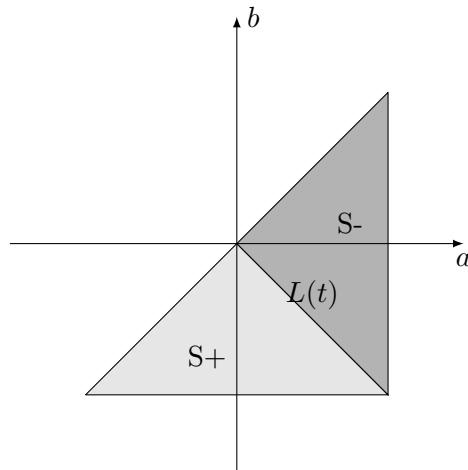


FIGURE D.2 – Plan de Preisach à l'état désaimanté

Pour représenter l'état d'aimantation du matériaux le domaine est divisé en deux sous-domaines. Chacun de ces sous-domaines représentent l'ensemble des hystérons dans un certain état. On note généralement $S+$ la surface où tous les hystérons sont dans l'état $+1$ et $S-$, la surface où tous les hystérons sont à l'état -1 . $S+$ est localisé dans la partie inférieur gauche du plan où les valeurs de a sont plutôt faibles. En effet, les hystérons avec une faible valeur de a ont tendance à être plus facilement dans leur état positif. De même, $S-$ est localisé en haut du domaine, pour des grandes valeurs de b . Lorsque le champ appliqué au matériau est nul et que le matériau est désaimanté, alors il y a autant d'éléments aimantés que désaimantés. Preisach représente l'état du système en 3 zones distinctes. Il y distingue la zone d'aimantation positive, négative et quelconque[67]. En appliquant un champ alternatif évanescent, la zone quelconque est modifié en un zone positive d'un côté et une zone négative de l'autre. Il apparaît ainsi une frontière entre la surface $S+$ et $S-$. Celle-ci est appelé ligne d'état $L(t)$ et permet à elle seule de définir l'état du matériaux. En mettant tous ces différents hystérons en parallèles on obtient le comportement magnétique du matériaux.

La figure (D.3) illustre l'évolution des domaines et de la ligne d'état pour un matériau soumis à un champ décrit sur le graphique. Ce champ à deux phases, d'abord il croît puis décroît sans s'annuler. Ainsi, dans un premier temps la surface de $S+$ augmente et en opposition $S-$ diminue par un déplacement de $L(t)$ vers la droite. En effet, avec une augmentation du champ certains hystérons passe à l'état $+1$. Cela est représenté par le plan de Preisach de gauche. Dans un second temps, c'est $S-$ qui augmente et $S+$ qui diminue par un déplacement de $L(t)$ vers le bas lorsque le champ décroît. Les hystérons qui était à l'état $+1$ avec des valeurs de b élevées passe à l'état -1 . Le plan de Preisach de droite illustre cela.

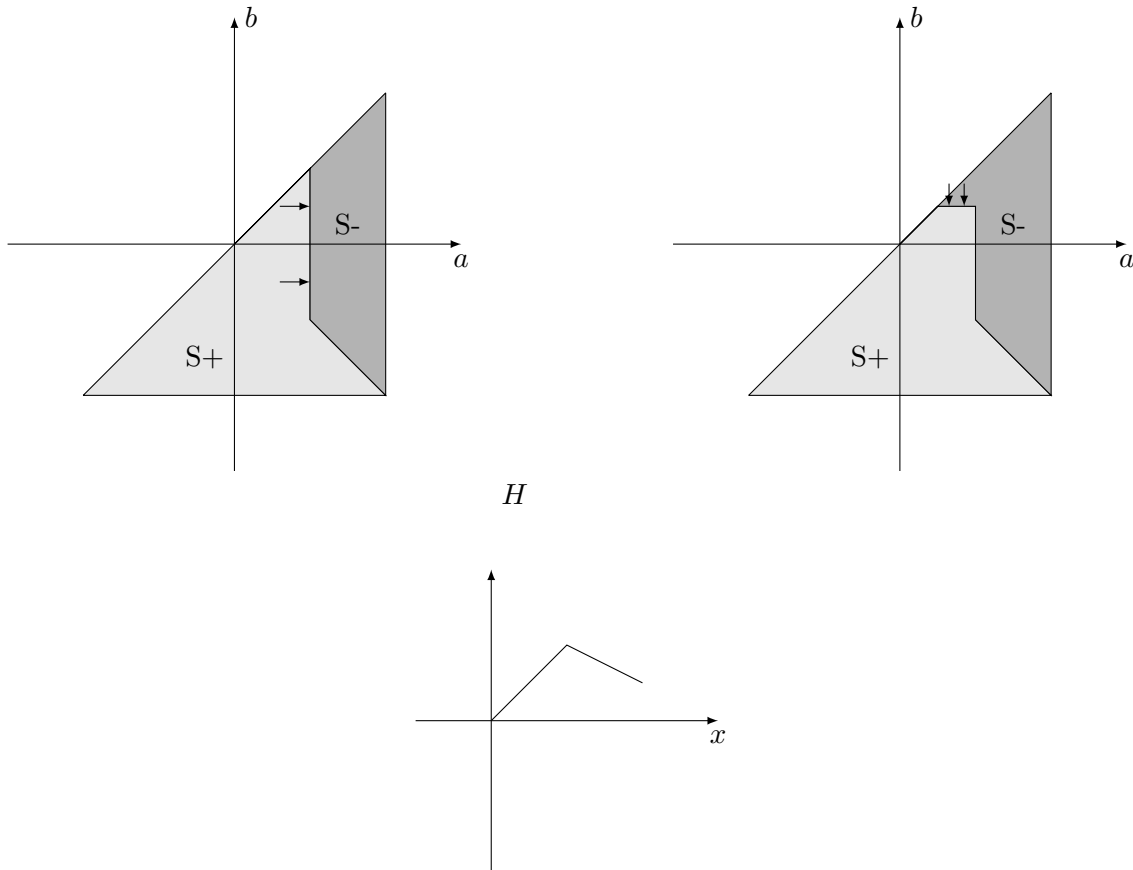


FIGURE D.3 – Evolution du plan de Preisach lors d'une aimantation et d'un désaimantation

L'aimantation totale est calculé de la manière suivante :

$$M = M_{sat} \iint_{\Delta} p(a, b) \gamma_{a,b} da db \quad (D.13)$$

$$M = M_{sat} \left(\iint_{S+} p(a, b) da db - \iint_{S-} p(a, b) da db \right) \quad (D.14)$$

où Δ est l'air du domaine de Preisach. $p(a, b)$ est la densité de distribution des champs. Ce dernier terme peut être calculé de deux manières différentes. Soit en considérant une loi gaussienne soit expérimentalement, à partir de mesures sur un échantillon donné. A noter que des modèles similaires ont été élaborés dans d'autres pans de la physique pour modéliser le phénomène d'hystérésis[68].

D.2.2 Modèle de Jiles Atherton

Ce modèle d'hystérésis a été élaboré en 1984[69]. Le but de ce modèle est de proposer un modèle analytique basé sur la physique des matériaux. Pour cela, le modèle se rapproche de la

théorie des domaines de Weiss et plus particulièrement de la physique des parois interdomaines (appelé parois de Bloch) ainsi que la théorie des champs moléculaires. Plus particulièrement, on considère que les parois sont souples et peuvent dans un premier temps se déformer, il s'agit de déplacements "élastiques" ou réversibles, et dans un second temps, les parois bougent sur des sites d'ancrages. Ainsi, lorsque le champs extérieur est supprimé les parois ne reviennent pas à leur position initiale. Il s'agit de déplacements irréversibles. L'aimantation du matériaux est ainsi divisée en deux termes :

$$M = M_{rev} + M_{irr} \quad (D.15)$$

où M_{rev} est la partie réversible de l'aimantation et M_{irr} est la partie irréversible du déplacement des parois de Bloch (on dit qu'elle saute un cran").

L'énergie potentielle magnétique d'un dipôle associé au couple qu'il a présence d'un champ H peut s'exprimer de la manière suivante :

$$E_m = -mB = -\mu_0 mH = -\mu_0 mH_e \quad (D.16)$$

où m désigne le moment magnétique.

Dans un milieu ferromagnétique, il peut y avoir un couplage entre les domaines de Weiss. Pour prendre en compte ce phénomène, on considère un champ magnétique effectif. L'équation devient donc :

$$E_m = -mB_e = -\mu_0 mH_e \quad (D.17)$$

avec,

$$B_e = \mu_0 H_e = \mu_0 (H - \alpha M) \quad (D.18)$$

où α est un paramètre représentant le couplage entre les domaines. Ce terme ne peut être trouvé qu'expérimentalement. Ce champs effectif est basé sur la théorie de Weiss sur les champs moléculaires moyens. Le Modèle de Jiles propose de calculer l'aimantation par rapport à ce champs effectif. Ainsi dans le cas d'un matériau isotrope l'aimantation anhystérique peut être exprimée de la manière suivante :

$$M_{an} = M_s f(H_e) \quad (D.19)$$

où f est une fonction mathématique arbitraire. La fonction de Langevin défini par $\mathcal{L}(x) = \coth(x) - \frac{1}{x}$ est souvent admise. On trouve aussi d'autre fonction complémentaire en particulier pour traiter le cas des matériaux anisotropes.

En calculant l'énergie magnétique totale, on en vient à calculer l'expression $\int M dB_e$. Ce terme est composé de deux éléments

$$\int M db_e = E_{an}(H_e) - E_{pin} \quad (D.20)$$

Le premier terme se calcul de manière très naturelle de la manière suivante :

$$E_{an}(H_e) = \int M_{an}(H_e) dB_e \quad (D.21)$$

Le second terme (E_{pin}), est lié aux imperfections du matériaux ferromagnétiques (on parle en anglais de pinning sites), dues à la présence d'impuretés non-magnétiques ou à une hétérogénéité locale. Ce terme est simplement exprimé de la manière suivante :

$$E_{pin}(M) = k \int_0^M dM \quad (D.22)$$

,où k est un coefficient représentant l'énergie nécessaire pour franchir les "inclusions non-magnétiques". Ce terme peut varier en fonction de H et M . Il existe des méthodes pour calculer k mais repose sur des mesures empiriques. Finalement on obtient l'équation intégrale suivante :

$$\int M dB_e = \int M_{an}(H_e) dB_e - k \int_0^M dM \quad (D.23)$$

Celle-ci peut aisément être transformée en l'équation différentielle suivante :

$$M = M_{an} - \delta k \frac{dM}{dB_e} \quad (D.24)$$

Le terme δ est apparu pour prendre en compte le sens de l'aimantation ainsi il prendra la valeur $+1$ si H augmente et -1 si H diminue. En écrivant pour le champ magnétique source, l'équation différentielle devient :

$$\frac{dM}{dH} = \frac{M_{an}}{\frac{\delta k}{\mu_0} - \alpha(M_{an} - M)} \quad (D.25)$$

Cette équation ne considère qu'un mouvement irréversible des parois de Bloch. Pour inclure les mouvements réversibles, un nouveau coefficient empirique c représentant l'aimantation réversible est introduit de la manière suivante :

$$M_{rev} = c(M_{an} - M) \quad (D.26)$$

L'équation différentielle précédente s'applique uniquement au terme irréversible, on a donc :

$$\frac{dM_{irr}}{dH} = \frac{M_{an}}{\frac{\delta k}{\mu_0} - \alpha(M_{an} - M)} \quad (D.27)$$

Finalement l'équation totale du modèle de Jiles Atherton s'écrit

$$\frac{dM}{dH} = \frac{1}{1 + c} \frac{M_{an}}{\frac{\delta k}{\mu_0} - \alpha(M_{an} - M)} + \frac{c}{1 + c} \frac{dM_{an}}{dH} \quad (D.28)$$

Pour résoudre cette équation différentielle, il est obligatoire de passer par des méthodes numériques. Si ce modèle se veut basé sur une approche physique, il reste néanmoins des imperfections à ce niveau. Tout d'abord, le modèle définit cinq paramètres qu'il convient de trouver expérimentalement par des méthodes d'interpolation (c, a, k, α et M_{sat}). De plus, ces termes ne sont pas tous constants, il y a donc une approximation. Ils sont pour la plupart arbitraires et ont donc une réalité physique discutable. Par ailleurs, il est difficile de déterminer correctement ces paramètres. Enfin, une grande partie du modèle reste basé sur des lois comportementales du matériaux, en particulier l'estimation de la courbe de première aimantation qui est basé sur une fonction comme celle de Langevin.

D.2.3 Modèle LS

Le modèle LS (pour Loss Surface) est un modèle expérimental basé sur une surface de réponse en $H(B(t), \frac{dB(t)}{dt})$. Un exemple de surface de réponse est donné sur la figure (D.4). Il a été mise en place en 1996 dans la thèse C. Cester [70] puis amélioré à partir de la fin des années 1990 dans la thèse de T. Chevalier [71] sous l'encadrement de A. Kedous Lebouc et B. Cornut. Ces surfaces de réponses sont mesurées expérimentalement sur des échantillons de tôles sur cadre Epstein. Le matériau doux est ainsi sollicité avec des inductions à forme d'onde triangulaire à amplitude et fréquence variable ce qui permet de créer la surface de réponse en $H(B(t), \frac{dB(t)}{dt})$ caractéristique du matériaux. De cette manière il est possible de retracer de manière numérique la réponse d'un matériau à une sollicitation donnée. Afin de réduire le nombre de données à stocker ainsi que de résoudre le problème des cycles mineurs décentrés, une idée ingénieuse a été de considérer deux contribution au champs H : le champs statique H_{stat} correspondant à la valeur du champs pour laquelle $\frac{dB}{dt} = 0$ et le champs dynamique H_{dyn} . Le terme H_{stat} permet de prendre en compte les discontinuités en distinguant les deux branches du cycle hystérétique statique suivant que $\frac{dB}{dt} = 0^+$ ou $\frac{dB}{dt} = 0^-$. Le terme H_{dyn} quand à lui permet de prendre en compte la déformation du cycle.

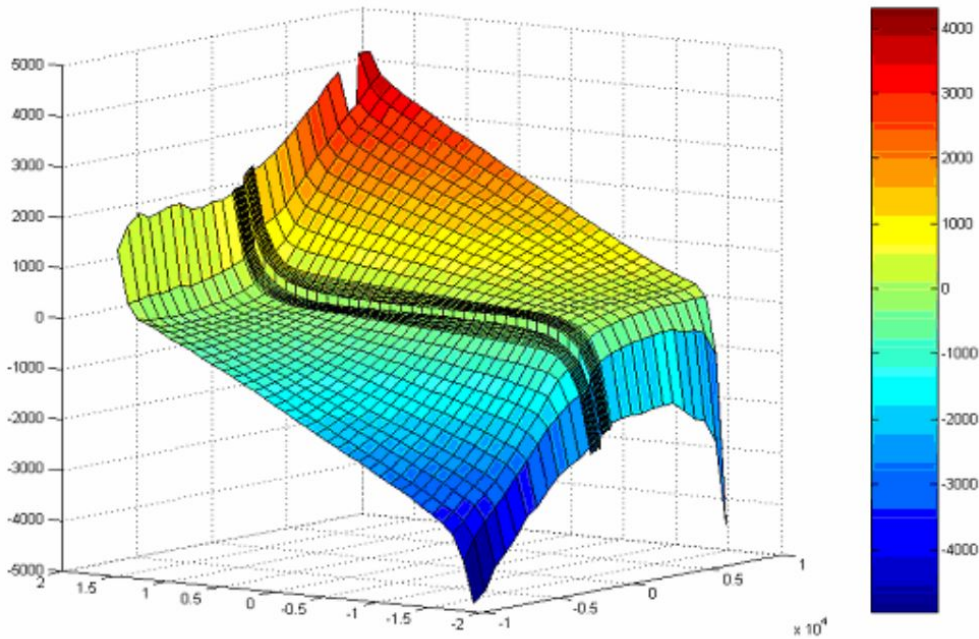


FIGURE D.4 – Surface de réponse $H(B, dB/dt)$ caractéristique du modèle LS

Le terme H_{stat} est calculé en considérant un terme réversible et un terme irréversible comme il a déjà était utilisé, par exemple, dans le modèle de Jiles Atherton présenté précédemment. Le terme H_{dyn} quand à lui est calculé en faisant, sur la surface de réponse, une interpolation du premier et du second ordre pour chaque valeur de B sur les parties linéaires et non-linéaires respectivement de la caractéristique du matériaux.

Ce modèle a été implémenté dans le logiciel de simulation numérique par éléments finis de dispositifs électromagnétiques FLUX 2D/3D. Il est utilisé en "post-processing" en utilisant la valeur calculée de l'induction en chaque point du maillage. Cela permet de calculer de manière très précise la valeur des pertes fer pour une géométrie quelconque du circuit magnétique. Un des premiers points faibles de la méthode est que seul les matériaux caractérisés sur banc Epstein

peuvent être utilisés. Néanmoins aucun modèle de pertes fer ou d'hystérésis actuel arrive à se passer de mesure. C'est donc finalement un désavantage partagé par tous les modèles.

Bibliographie

- [1] Raymond RAMSHAW : The thyristor. In Raymond RAMSHAW, éditeur : *Power Electronics : Thyristor Controlled Power for Electric Motors*, Modern Electrical Studies, pages 10–51. Springer Netherlands, Dordrecht, 1973.
- [2] Guy SÉGUIER, Philippe DELARUE et Francis LABRIQUE : *Electronique de puissance - 10e éd. - Structures, commandes, applications*. Dunod, Paris, 10e édition édition, août 2015.
- [3] Seddik BACHA, Iulian MUNTEANU et Antoneta Iuliana BRATCU : *Power Electronic Converters Modeling and Control - with Case Studies*. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. Springer, septembre 2013.
- [4] Hassan K. KHALIL : *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, 2002.
- [5] M. VIDYASAGAR : *Nonlinear Systems Analysis*. Society for Industrial and Applied Mathematics, octobre 2002.
- [6] T. TAKAKU, T. ISOBE, J. NARUSHIMA et R. SHIMADA : Power supply for pulsed magnets with magnetic energy recovery current switch. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 14(2):1794–1797, juin 2004.
- [7] J. A. WIJK, A. KULKA, TAKANORI ISOBE, KAZUHIRO USUKI, M. MOLINAS, TAKU TAKAKU, T. UNDELAND et RYUICHI SHIMADA : Control design and experimental verification of a series compensated 50 kW permanent magnet wind power generator. In *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 4525–4531, juin 2008.
- [8] T. ISOBE, T. OHNO, T. KAWAGUCHI et R. SHIMADA : A simple and reliable rectifier for variable speed SCIG wind turbines by using series reactive compensator named MERS. In *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pages 1–10, septembre 2013.
- [9] T. ISOBE, K. KOBAYASHI, K. WAKASUGI et R. SHIMADA : Efficiency improvement of contactless energy transfer systems using series compensation device named MERS. In *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10, août 2011.
- [10] H. NAGAO et T. SAKAMOTO : Application of MERS power circuit on the induction heater for metal ring. In *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pages 289–293, juin 2010.
- [11] M. M. CHENG, I. B. MUSTAPHA, I. TAKANORI et R. SHIMADA : Collective dimming of discharge lamps with improved input power factor using MERS-PFC converter. In *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 2857–2864, septembre 2011.
- [12] T. ISOBE, T. KAWAGUCHI, T. SAKAZAKI et R. SHIMADA : A simple and reliable rectifier for PMSG wind turbines by using series reactive compensator named MERS. In *2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–6, octobre 2012.

- [13] D. SHIOJIMA, M. M. CHENG, T. ISOBE et R. SHIMADA : Control and design principle of SVC-MERS — A new reactive power compensator with line frequency switching and small capacitor —. In *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 2045–2052, septembre 2012.
- [14] T. TAKAKU, G. HOMMA, T. ISOBER, S. IGARASHI, Y. UCHIDA et R. SHIMADA : Improved wind power conversion system using magnetic energy recovery switch (MERS). In *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, volume 3, pages 2007–2012 Vol. 3, octobre 2005.
- [15] Y. MIYAJI, T. ISOBE et R. SHIMADA : A soft-switching active rectifier using a concept of magnetic energy recovery switch. In *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, pages 2318–2323, juin 2010.
- [16] T. ISOBE, D. SHIOJIMA, K. KATO, Y. R. R. HERNANDEZ et R. SHIMADA : Full-Bridge Reactive Power Compensator With Minimized-Equipped Capacitor and Its Application to Static Var Compensator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1):224–234, janvier 2016.
- [17] Marta MOLINAS, Elkraft JAN, J.A. WIJK, Jakob OLAV et Fønstelién : *A Solution for Low Voltage Ride Through of Induction Generators in Wind Farms using Magnetic Energy Recovery Switch.* mars 2019.
- [18] J. A. WIJK, F. D. WIJAYA et R. SHIMADA : Characteristics of the Magnetic Energy Recovery Switch (MERS) as a Series FACTS Controller. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 24(2):828–836, avril 2009.
- [19] T. MATSUKAWA, T. ISOBE et R. SHIMADA : Application of Magnetic Energy Recovery Switch (MERS) to power supply systems of nuclear fusion device. In *2009 23rd IEEE/NPSS Symposium on Fusion Engineering*, pages 1–4, juin 2009.
- [20] J. DIXON, L. MORAN, J. RODRIGUEZ et R. DOMKE : Reactive Power Compensation Technologies : State-of-the-Art Review. *Proceedings of the IEEE*, 93(12):2144–2164, décembre 2005.
- [21] M. MOLINAS, J. A. SUUL et T. UNDELAND : Low Voltage Ride Through of Wind Farms With Cage Generators : STATCOM Versus SVC. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(3):1104–1117, mai 2008.
- [22] T. ISOBE, J. A. WIJK, F. D. WIJAYA, K. INOUE, K. USUKI, T. KITAHARA et R. SHIMADA : Improved Performance of Induction Motor Using Magnetic Energy Recovery Switch. In *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, pages 919–924, avril 2007.
- [23] Hamid BEN AHMED, Nicolas BERNARD, Gilles FELD et Bernard MULTON : Machines synchrones Principes généraux et structures. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO.(ref. article : d3520), 2005.
- [24] MAILFERT ALAIN et SARGOS FRANÇOIS-MICHEL : Machines à réluctance variable (MRV) Machines polyphasées. Machines excitées. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO(ref. article : d3681), août 2004.
- [25] Bertrand NOGARÈDE et Dominique Van Den BOSSCHE : *Électrodynamique appliquée - Bases et principes physiques de l'électrotechnique.* Dunod, Paris, mai 2005.

- [26] FODOREAN DANIEL et MIRAOU ABDELLATIF : Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO(ref. article : d3554), novembre 2009.
- [27] EMRAX E-MOTORS : User's Manual for Advanced Axial Flux Synchronous Motors and Generators EMRAX 268/ 268 VHML Technical Data Table (dynamometer test data). http://emrax.com/wp-content/uploads/2017/01/emrax_268_technical_data_4.5.pdf.
- [28] MINERALINFO : Fiches de criticité | Minéralinfo. <http://www.mineralinfo.fr/page/fiches-criticite>.
- [29] BEN AHMED HAMID, BERNARD NICOLAS, FELD GILLES et MULTON BERNARD : Machines synchrones Fonctionnement en régime autopiloté. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO(ref. article : d3524), novembre 2009.
- [30] Jean-Daniel CHATELAIN : *MACHINES ELECTRIQUES. Tome 1*. Bordas Editions, Paris, mars 1993.
- [31] DESSOUDE MAXIME : Moteurs asynchrones Choix et problèmes connexes. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO(ref. article : d3490), juin 1996.
- [32] DE FORNEL BERNARD : Machines asynchrones Alimentation et caractéristiques. *Techniques de l'ingénieur Machines électriques tournantes : conception, construction et commande*, base documentaire : TIB252DUO(ref. article : d3620), août 2004.
- [33] F. Danang WIJAYA, S. A. KUSUMAWAN et H. PRABOWO : Reducing induction motor starting current using magnetic energy recovery switch (MERS). In *2014 6th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE)*, pages 1–6, octobre 2014.
- [34] MAILFERT ALAIN et SARGOS FRANÇOIS-MICHEL : Machines à réluctance variable (MRV) Principes des MRV. Machines à commutation. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO(ref. article : d3680), mai 2004.
- [35] MIAO-MIAO CHENG, D. SHIOJIMA, T. ISOBE et R. SHIMADA : Voltage control of induction generator powered distributed system using a new reactive power compensator SVC-MERS. In *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, pages DS3b.7–1, septembre 2012.
- [36] Lauric GARBUIO et Bertrand NOGARÈDE : *Étude du phénomène de lubrification électroactive à l'aide d'actionneurs piézoélectriques : application à la réduction des forces de frottement sec dans un moteur à combustion interne*. INP Toulouse, Toulouse, France, 2007.
- [37] NOGARÈDE BERTRAND : Moteurs piézoélectriques. *Techniques de l'ingénieur Différents types de machines électriques tournantes*, base documentaire : TIB249DUO(ref. article : d3765), juin 1996.
- [38] Frédéric WURTZ : *Conceptions de la conception pour le génie électrique : de l'approche " Objets -Savoirs - Méthodes - Outils " à l'approche " Systèmes - Connaissances - Compétences - Organisations*. thesis, Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, avril 2008.

- [39] Hussein DOGAN : *Méthodologie de conception des machines synchrones à aimants. Application au véhicule électrique avec chargeur rapide embarqué.* phdthesis, Université de Grenoble, juillet 2013.
- [40] Marija TRČKA et Jan L. M. HENSEN : Overview of HVAC system simulation. *Automation in Construction*, 19(2):93 – 99, 2010.
- [41] Stephane BRISSET : *Démarches et outils pour la conception optimale des machines électriques.* thesis, Université des Sciences et Technologie de Lille - Lille I, décembre 2007.
- [42] Houman BOROUCAKI : Construction de maillages de qualité. Maillage unité, octobre 2004.
- [43] A. KONE, B. NOGAREDE et M. LAJOIE MAZENC : Le dimensionnement des actionneurs électriques : un problème de programmation non linéaire. *Journal de Physique III*, 3(2):285–301, 1993.
- [44] Le Nhat Hoang TRAN : *Modélisation fréquentielle analytique de convertisseurs statiques en vue du dimensionnement de systèmes par optimisation.* Thèse de doctorat, 2015.
- [45] Hieu NGUYEN-HUU, Jean-François LANGE, James ROUDET et Laurent GERBAUD : Using constrained optimization algorithm for the modeling of static converter harmonics. *COMPEL*, 31(3):764–779, mai 2012.
- [46] Hans-Paul SCHWEFEL : *Evolution and Optimum Seeking.* janvier 1995.
- [47] Thomas BÄCK : *Evolutionary Algorithms in Theory and Practice : Evolution Strategies, Evolutionary Programming, Genetic Algorithms / T. Bäck.*, volume 996. janvier 1996.
- [48] Huu Hieu NGUYEN : *Méthodes et outils pour la conception de composants intégrés dans un réseau électrique embarqué.* Thèse de doctorat, 2008.
- [49] Benoit DELINCHANT, Denis DURET, Laurence ESTRABAUT, Laurent GERBAUD, H NGUYEN HUU, Bertrand DU PELOUX, H.L. RAKOTOARISON, Franck VERDIÈRE et Frederic WURTZ : *An optimizer using the software component paradigm for the optimization of engineering systems*, volume 26. avril 2007.
- [50] Bergeon Stephane DELINCHANT BENOÎT : muse-component - Overview. <http://muse-component.org/>, 2018.
- [51] Petre ENCIU : *Dérivation automatique pour le calcul des sensibilités appliqué au dimensionnement en génie électrique.* Thèse de doctorat, 2009.
- [52] Bernard MULTON : *Application des aimants aux machines électriques.* Ecole normale supérieure de Rennes, France, février 2010.
- [53] G. BERTOTTI : General properties of power losses in soft ferromagnetic materials. *IEEE Transactions on Magnetics*, 24(1):621–630, janvier 1988.
- [54] F. FIORILLO et A. NOVIKOV : An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform. *IEEE Transactions on Magnetics*, 26(5):2904–2910, septembre 1990.
- [55] Daniel WALLACH, David MAKOWSKI, James W. JONES et François BRUN : *Working with dynamic crop models.* Academic Press - Elsevier, 2014.
- [56] VISHAY : MKP1848c DC-Link.
- [57] DEMETER : European Training Network for the Design and Recycling of Rare-Earth Permanent Magnet Motors and Generators in Hybrid and Full Electric Vehicles (DEMETTER).

- [58] Yvon BÉSANGER : *Etude des FACTS (Flexible AC Transmission System) et de leur comportement dans les réseaux de transport et d'interconnexion*. thesis, Grenoble INPG, 1996.
- [59] Mohamed ZELLAGUI et Abdelaziz CHAGHI : Impact of Series FACTS Devices (GCSC, TCSC and TCSR) on Distance Protection Setting Zones in 400 kV Transmission Line. In Dylan Dah-Chuan LU, éditeur : *An Update on Power Quality*. IntechOpen, Rijeka, 2013.
- [60] Bindeshwar SINGH, K.S. VERMA, Pooja MISHRA, Rashi MAHESHWARI, Utkarsha SRIVASTAVA et Aanchal BARANWAL : Introduction to FACTS Controllers : A Technological Literature Survey. *ijape*, 1(9):42, décembre 2012.
- [61] Patrice PETITCLAIR : *Modélisation et commande de structures FACTS : (Flexible alternative current transmission system) : application au STATCOM (STATIC COMPensator)*. thesis, Grenoble INPG, 1997.
- [62] L. GYUGYI, C. D. SCHAUDER, S. L. WILLIAMS, T. R. RIETMAN, D. R. TORGERSON et A. EDRIS : The unified power flow controller : a new approach to power transmission control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(2):1085–1097, avril 1995.
- [63] C. P. STEINMETZ : On the Law of Hysteresis. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, IX(1):1–64, janvier 1892.
- [64] H. JORDAN : Die ferromagnetischen konstanten für schwache wechselfelder. *Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft (AEG)*, mars 1924.
- [65] Andreas KRINGS : *Iron Losses in Electrical Machines - Influence of Material Properties, Manufacturing Processes, and Inverter Operation*. Doctoral thesis, monograph, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, 2014. 2014 :019.
- [66] F PREISACH : *Über die magnetische Nachwirkung (On magnetic lag)*, volume 94. mai 1935.
- [67] COLLECTIF et Etienne Du Tremolet De LACHEISSERIE : *MAGNETISME. Volume 1, Fondements*. Presses Universitaires de Grenoble, Grenoble, août 1999.
- [68] Augusto VISINTIN : *Differential Models of Hysteresis*. Applied Mathematical Sciences. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1994.
- [69] David JILES et D L. ATHERTON : *Theory of ferromagnetic hysteresis*, volume 55. avril 1984.
- [70] Christophe CESTER : *Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion*. Thèse de doctorat, 1996.
- [71] Thierry CHEVALIER : *Modélisation et mesure des pertes de fer dans les machines électriques : application à la machine asynchrone*. Thèse de doctorat, 1999.