



**HAL**  
open science

# Machine synchro-réductante à haute température interne (500° C)

Hamed Elmadah

► **To cite this version:**

Hamed Elmadah. Machine synchro-réductante à haute température interne (500° C). Energie électrique. Université de Lorraine, 2020. Français. NNT : 2020LORR0109 . tel-02998707

**HAL Id: tel-02998707**

**<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-02998707v1>**

Submitted on 10 Nov 2020

**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.



## AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : [ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr](mailto:ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr)

## LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

[http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg\\_droi.php](http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php)

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

**THESE**

Présentée à

**L'Université de Lorraine**

En vue de l'obtention du grade de

**DOCTEUR de l'Université de Lorraine**

**Spécialité : Génie Electrique**

par

**Hamed ELMADAH**

---

**Machine synchro-réductante à haute température interne (500° C)**

---

Soutenue publiquement le 9 Octobre 2020 devant la commission d'examen

**Membres du Jury :**

**Président :**

Michel Hecquet

Professeur à l'Ecole Centrale de Lille

**Rapporteurs :**

David Malec

Professeur à l'Université Paul Sabatier

Sami Hlioui

Maître de conférences HDR au CNAM Paris

**Examineurs :**

Maya Hage Hassan

Maître de Conférences à CentraleSupélec

Noureddine Takorabet (Directeur de thèse)

Professeur à l'Université de Lorraine

Daniel Roger (co-Directeur de thèse)

Professeur émérite à l'Université d'Artois

**Invité :**

Farid Meibody-Tabar

Professeur à l'Université de Lorraine

---



# Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué dans le cadre d'une collaboration entre les laboratoires GREEN de l'Université de Lorraine et LSEE de l'Université d'Artois.

Je remercie chaleureusement Monsieur **Noureddine TAKORABET** directeur de ma thèse de m'avoir accueilli au sein du laboratoire GREEN de m'avoir fait profiter de son expérience scientifique ainsi que pour son encadrement, son suivi permanent et sa qualité humaine qui ont contribué à l'achèvement de ce travail.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur **Daniel ROGER**, mon co-directeur de thèse, pour son attention de tous les instants sur mes travaux, pour ses conseils avisés et son écoute qui ont été prépondérants pour la bonne réussite de cette thèse. J'ai pris un grand plaisir à travailler avec lui.

Je tiens à remercier Monsieur **Michel HECQUET**, Professeur à l'Ecole Centrale de Lille, laboratoire L2EP, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

Je suis également très reconnaissant à Monsieur **David MALEC**, Professeur de l'Université Paul Sabatier, laboratoire Laplace, et à Monsieur **Sami HLIOUI**, Maître de Conférences HDR au CNAM Pais, laboratoire SATIE, pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à cette thèse, en acceptant de rapporter sur ce travail. Je remercie aussi Madame **Maya HAGE HASSAN**, Maître de Conférences à CentraleSupélec, laboratoire GeePs, pour l'honneur qu'il m'a fait, en acceptant de siéger dans ce jury.

Je tiens aussi à remercier Monsieur **Farid MEIBODY-TABAR**, Professeur à l'Université de Lorraine, d'une part pour sa participation au jury et d'autre part pour ses conseils et ses analyses pertinentes utiles pour mener à bien ce travail.

Je voudrais dire merci à l'ensemble de personnel du GREEN, chercheurs, secrétaires et techniciens pour leur amitié.



# Sommaire

<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>I État de l'art sur les machines électriques Haute Température (HT°)</b>	<b>7</b>
I.1 Contexte et Problématique : intérêt des machines HT°	8
I.2 Exemple de réalisations de machines inorganiques HT°	10
I.3 Limites en température des matériaux constituant les machines	14
I.3.1 Tôles magnétiques	14
I.3.2 Les aimants permanents	18
I.3.3 Matériaux conducteurs	21
I.3.4 Les isolants	22
I.3.4.1 Les isolants conventionnels	22
I.3.4.2 Les isolants non conventionnels (inorganiques)	24
I.3.4.3 Les imprégnants	26
I.3.4.4 Les isolants inorganiques de fond d'encoche	26
I.3.5 Pièces non actives	27
I.4 Problématiques de tenue mécanique	28
I.5 Choix de la topologie pour les machines HT°	29
I.6 Conclusion	32
<b>II Modélisation et dimensionnement de la machine synchrone à réductance variable (MSRV) HT°</b>	<b>35</b>
II.1 Introduction	36
II.2 Machine synchrone à aimants permanents HT°	36
II.2.1 Cahier des charges	37
II.2.2 Choix du bobinage, vitesse et fréquences d'alimentation	38
II.2.3 Topologies du rotor	41
II.2.3.1 Rotor à aimants en surface	41
II.2.3.2 Rotor à aimants insérés	42
II.2.4 Simulation numérique par éléments finis de la MSAP	43
II.3 Machine à reluctance variable	45
II.3.1 MRV à simple saillance	46
II.3.2 MRV à double saillance	48
II.3.3 Modélisation de la MSRV	51
II.3.3.1 Modèle interne (champ)	51
II.3.3.2 Modèle externe (circuit)	54

II.3.3.3	Modèle de la machine dans le référentiel d-q .....	57
II.3.4	Choix de la topologie de la MSR et minimisation d'ondulation de couple .....	58
II.3.5	Optimisation géométrique .....	62
II.3.6	Dimensionnement de la MRV.....	67
II.3.6.1	En régime linéaire.....	67
II.3.6.2	Prise en compte de la saturation.....	73
II.3.7	Circuit électrique équivalent .....	76
II.4	CONCLUSIONS .....	77
<b>III</b>	<b>Conception des bobines inorganiques adaptées aux machines électriques Haute températures (HT°) .....</b>	<b>79</b>
III.1	Introduction.....	80
III.2	Structure des bobines inorganiques HT° .....	81
III.3	Distribution de la tension entre les spires d'une bobine .....	86
III.3.1	Schéma équivalent HF .....	86
III.3.2	Couplages magnétiques .....	92
III.4	Estimation de la tension au niveau des bobines d'une phase du moteur .....	99
III.4.1	Approche expérimentale.....	99
III.4.2	Simulation Spice .....	103
III.5	Conclusion .....	107
<b>IV</b>	<b>Assemblage et essais de la machine inorganique HT° .....</b>	<b>109</b>
IV.1	Assemblage du prototype .....	110
IV.2	Mise en œuvre de la MSR dans un environnement HT° .....	119
IV.3	Système de mesure des températures .....	129
IV.4	Mesures de température et interprétation .....	131
IV.5	Température interne de la machine HT°.....	141
IV.5.1	Essais préliminaire à basse température.....	142
IV.5.2	Essais principal à chaud .....	146
IV.6	Conclusion .....	151
	<b>Conclusion Générale et Perspectives</b>	<b>153</b>
	<b>Annexe</b>	<b>157</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>171</b>



# **Introduction générale**

Dans le contexte général de réduction des émissions de gaz à effet de serre, les constructeurs des équipements de transports automobiles, aéronautiques ou maritimes mettent l'accent sur l'électrification des chaînes de propulsion. Le concept de l'avion plus électrique a démarré depuis quelques décennies par l'accroissement des équipements électriques de bord. A titre d'exemple, un avion de ligne moyen-courrier (type A320) présentait une puissance électrique de 300kW dans l'année 1990 alors qu'il est passé à 2MW en 2010. En effet, les puissances des réseaux électriques embarqués sont de plus en plus importantes, de nombreuses fonctions qui étaient assurées par des circuits aérauliques et hydrauliques le sont maintenant par des actionneurs électriques qui ont une meilleure efficacité énergétique et des coûts de maintenance plus bas.

Les projets futurs parlent de l'avion moyen-courrier hybride à l'image du projet européen H2020 IMOTHEP (Investigation and Maturation of Technologies for Hybrid Electric Propulsion) récemment lancé entre plusieurs partenaires industriels et académiques dont l'Université de Lorraine. En mai 2017, l'équipementier SAFRAN a mis au point et testé une nouvelle configuration de moteur d'avion appelé « Open Rotor », caractérisé par la présence de deux hélices contrarotatives et l'absence d'inverseur de poussée. En rupture totale avec les turboréacteurs qui équipent les appareils monocouloirs actuellement en service, cette architecture vise à réduire la consommation de carburant et les rejets de CO<sub>2</sub> du transport aérien. Ces avancées technologiques incitent à imaginer des moteurs et générateurs électriques situés au plus près des turbines à des températures ambiantes élevées. D'un autre côté, la course vers la compacité des moteurs électriques incitent à augmenter la puissance massique pouvant conduire à des températures de fonctionnement élevées.

Cette évolution a fait naître des projets de recherche autour des moteurs électriques à haute température ambiante. A titre d'exemple, la FRAE a financé récemment le projet ACCITE dont le but était de mettre au point un actionneur électrique compact, avec convertisseur intégré, capable de travailler à des températures extrêmes. Ce projet a réuni 4 laboratoires français sur ce thème avec de compétence complémentaires. Cette thèse est le prolongement logique à ce projet ; elle implique les laboratoires GREEN de l'Université de Lorraine et LSEE de l'Université d'Artois.

D'autres applications peuvent aussi recourir à des machines électriques capables de fonctionner dans des milieux chauds, où la température dépasse les classes thermiques de l'isolation organique. Le forage des puits de pétrole, les pompes dans les centrales nucléaires, les applications spatiales ou les actionneurs placés dans des volumes fermés, sans moyen de refroidissement, sont d'autres exemples d'application. De plus, certaines applications ont un fonctionnement intermittent, des démarrages fréquents ou des machines dans des environnements avec une ventilation limitée ou impossible.

Les milieux ambiants chauds conduisent à un certain nombre de difficultés techniques à cause des propriétés physiques des matériaux et de leurs comportements à hautes températures. En effet, la conception des machines électriques tournantes repose sur les propriétés mécaniques, électriques et thermiques qu'offrent les matériaux qui les constituent.

Un des problèmes majeurs des machines « haute température » est dû aux limites des Systèmes d'Isolation Electrique (SIE) actuellement principalement composés de matériaux organiques. Les polymères commercialisés qui travaillent aux températures les plus élevées sont des variantes du polyimide (PI). Ils ont une classe de température de 240°C. Le verrou technologique majeur pour dépasser cette limite porte donc évidemment sur l'isolation du conducteur. L'apparition des matériaux inorganiques, aptes à travailler à des températures nettement supérieures à celles des matériaux organiques et qui peuvent garder leurs propriétés mécaniques et électriques pour des régimes permanents de longues durées, permet de dépasser ce verrou technologique et donne des possibilités nouvelles aux concepteurs de moteurs. Néanmoins, le comportement de ces matériaux dans les machines reste assez mal connu. Il s'agit donc d'analyser leurs propriétés mécaniques et électriques.

Du point de vue magnétique, un autre verrou technologique se situe au niveau des aimants. Les seuls aimants disponibles sont des alliages de Samarium et de cobalt, les constructeurs annoncent des caractéristiques intéressantes jusque 340°C au point le plus chaud l'aimant. Ces alliages sont des métaux qui ont une conductivité électrique plus élevée que celle des aimants classiques NdFeB utilisés à des températures plus basses. Les pertes internes par courants de Foucault sont plus importantes. La topologies des machines électriques, et notamment leur mode de bobinage, doivent respecter les contraintes de la haute

température. L'emploi de bobinages distribués est à éviter à cause de la forme trop complexe imposée aux bobines. En effet, les bobines inorganiques HT° sont enrobées d'un ciment capable de protéger les conducteurs et de contribuer à l'isolation du circuit électrique aux températures élevées. Elles sont donc des objets rigides. Dans ces conditions, un stator dont les dents sont munies de bobines préfabriquées, peut être plus aisément envisagé. La technologie du circuit magnétique doux ne pose pas de problèmes particuliers à condition de choisir des tôles isolées par leur oxydation naturelle, en évitant les produits dont l'isolation est renforcée par les polymères. Pour les tôles FeCo, l'induction de saturation ne diminue que d'environ 10% à 500°C par rapport à la valeur à 25°C.

Cette thèse est centrée sur le dimensionnement et la construction des machines électriques hautes températures à aimants permanent ou à réluctance variable, en tenant compte des contraintes imposées par la nature des inorganique du SIE. Ce mémoire de thèse propose des solutions nouvelles aux problématiques des machines électriques à hautes températures internes. Il est composé de 4 chapitres :

- Le premier chapitre résume l'état de l'art sur la problématique de la montée en température des machines électriques. L'accent est mis sur les propriétés des matériaux.
- Le deuxième chapitre est consacré au dimensionnement des machines électriques HT°, en fonction du cahier des charges : vitesse et fréquence d'alimentation. Dans la première partie de ce chapitre, il s'agit de finaliser le travail autour de la machine synchrone HT° à aimants permanents déjà entrepris dans une étude antérieure « Actionneur électrique Compact avec Convertisseur Intégré pour Températures Extrêmes (ACCITE) ». L'objectif de cette partie est de montrer les limites et les difficultés de l'utilisation de la machine synchrone à aimants permanents aux températures très élevées. La deuxième partie traite de la faisabilité de réalisation d'une machine à réluctance variable capables de fonctionner dans des milieux très chauds. L'objectif principal est de dépasser le verrou lié à la présence des aimants, en définissant une structure de machine avec un rotor sans aimants. Des simulations par éléments finis en 2D permettent de choisir la topologie de la machine qui donne des ondulations de couple acceptables. Une étude paramétrique est utilisée pour

mettre en évidence les paramètres géométriques les plus influents sur les ondulations du couple.

- Le troisième chapitre est consacré à la réalisation et la modélisation de bobines spéciales capables de fonctionner dans des milieux très chauds où des températures internes sont de l'ordre de 500°C. Pour fonctionner aux tensions habituelles, les bobinages de la machine HT° doivent être conçus d'une manière spécifique qui permet d'avoir une meilleure répartition des tensions entre les spires pendant le régime transitoire qui suit les fronts raides de chaque impulsion de tension produite par l'onduleur MLI. Les propriétés médiocres d'isolation du fil revêtu de céramique doivent être compensées par une structure spécifique des spires dans les bobines.
- Finalement, le quatrième chapitre présente des étapes d'assemblage du prototype de la MSRVT HT°. Une méthode est utilisée pour contourner l'impossibilité de mettre en place un capteur de position qui fonctionne aux hautes températures. Le système de mesure des températures à certains points critiques de la machine est présenté puis les mesures de température du moteur fonctionnant à vide et à vitesse réduite sont faites à des températures ambiantes différentes. Les résultats sont interprétés en construisant au fur et à mesure un schéma équivalent thermique dont les paramètres sont estimés et leurs variations interprétées.



# **Chapitre 1**

## **I État de l'art sur les machines électriques Hautes Températures (HT°)**

## I.1 Contexte et problématique : intérêt des machines HT°

Les performances générales des machines électriques tournantes et leurs limites dépendent des matériaux qui les constituent. Par exemple, pendant longtemps, atteindre de très grandes vitesses a été impossible pour des problèmes de guidage mécanique. Des progrès dans le domaine de la mécanique ont permis d'atteindre des vitesses élevées de l'ordre de 40000 tr/mn [1]. Actuellement, les densités de courant choisies par les concepteurs des machines tournantes ne dépassent que rarement  $6A/mm^2$ , sauf pour les machines équipées de systèmes de refroidissement évolués, comme les actionneurs refroidis par eau ou les turbo-alternateurs. L'augmentation des densités de courant conduit à des échauffements que les matériaux isolants organiques, utilisés dans la majorité des cas, ne supportent pas. Inversement, accroître la température de fonctionnement des bobines permet d'augmenter les transferts thermiques internes de la machine et les densités de courant.

Certaines applications requièrent des moteurs électriques pouvant évoluer dans des environnements chauds. Un exemple typique est la nouvelle technologie « open rotor », en développement pour les futurs propulseurs des avions. En effet, dépourvues de carénages, ces nouvelles turbines peuvent ne pas accueillir en périphérie les accessoires électriques comme c'est le cas actuellement. Il devient alors nécessaire de les implanter dans la nacelle, près de la turbine où la température avoisine les 200°C. La figure ci-dessous montre une nacelle « open rotor » qui assure la propulsion d'un aéronef [2]. D'autres applications industrielles comme la ventilation d'air chaud en cas d'incendie sont également concernées ainsi que les forages profonds de l'industrie pétrolière ou de la géothermie [3].



Figure I.1. Nacelle « open rotor » contenant un générateur proche de la turbine, en ambiance chaude [2].



La détermination de l'aptitude d'une machine à supporter un fonctionnement, en régime permanent et pendant une durée de vie longue, à une température connue est donc primordiale. Cette grandeur est définie comme étant la classe thermique de son système d'isolation électrique (SIE). Cette classe thermique définit la température maximale de fonctionnement des bobinages. Les trois classes les plus utilisées sont définies par les normes internationales ; elles sont reportées dans le tableau I.1 ; elles fixent les valeurs limites de la température des bobinages. La norme associe la température maximale à la durée de vie prévisionnelle qui est de 20000h à la température de la classe thermique, avec un taux de défaillance de 50% lors d'un essai sous 1000V/50Hz pendant 1 minute.

Tableau I.1 Les classes thermique et Température limite

Classe thermique	A	E	B	F	H
Température limite	110°C	115°C	130°C	155°C	180°C

Associés à une température ambiante donnée, la classe thermique définit l'échauffement maximal des bobinages et donc le compromis entre la puissance maximale et l'efficacité du système de refroidissement. La figure I.2 donne un exemple pour les 3 classes les plus courantes.

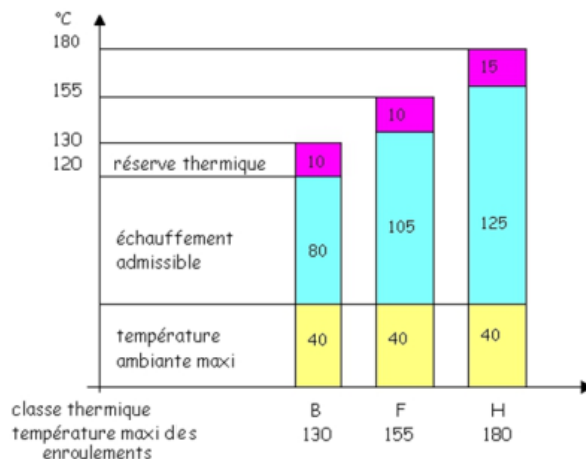


Figure I.2. Échauffements associés aux trois classes thermiques les plus courantes.

La notion de classe thermique est définie par une norme basée sur un certain recul. Les fils émaillés les plus courants, de classe H, sont isolés avec une couche de polyester imide (PEI) qui assure l'adhérence au cuivre et une couche de polyamide-imide (PAI) qui donne les propriétés thermiques de l'ensemble. Les travaux de recherche sur les vernis d'émaillage ont beaucoup avancé ces dernières décennies. L'industrie a mis au point des produits capables

de travailler à des températures plus élevées. La norme a introduit la classe C qui fixe la limite à 200°C. L'industrie chimique a développé d'autres polymères ; le polyimide (PI) est un exemple. Il est plus délicat à travailler, mais il permet de monter à 240°C [4]. Il existe d'autres travaux sur PEEK qui donnent des résultats similaires mais avec un produit très différents car le fil PEEK est extrudé du lieu d'être émaillé. Il n'y pas la réaction chimique de polymérisation au moment de la fabrication du fil mais une simple application du PEEK à la température voulue, sans émanation chimiques polluantes. D'autre travaux sur l'isolation PI chargé de nanoparticules montrent qu'il est possible d'atteindre une classe thermique de 280°C [5].

Le principal verrou technologique pour monter franchement en température est lié à la nature organique du système d'isolation électrique. Pour dépasser le seuil de 300°C, il faut supprimer toutes les matières organiques des composants de la machine et utiliser d'autres matériaux pour assurer l'isolation électrique. Le principe de dimensionnement et de construction d'une machine HT° doit tenir compte de cette forte contrainte qui modifie profondément la démarche de conception. Le calcul analytique ou numérique des performances ne pose pas de problème particulier dès que les propriétés physiques des matériaux sont établies. La construction d'un prototype doit d'abord faire appel à une technicité éprouvée pour les machines électriques classiques. Elle se heurte à des difficultés techniques de réalisation dues aux choix des matériaux et à la manière dont ils sont assemblés pour constituer une machine tournante.

Ce chapitre donne un état de l'art des machines à haute températures, avec un accent fort sur les matériaux et leurs limites. Il permet d'avoir une vue globale de la problématique de la haute température et d'en dégager quelques règles qui permettent d'orienter les travaux de recherche menés tout au long de cette thèse.

## **1.2 Exemple de réalisations de machines inorganiques HT°**

Le cas particulier des machines qui fonctionnent à des températures élevées pendant une durée de vie limitée par l'application elle-même est exclu ce cet état de l'art. Ces machines sont réalisées avec des polymères de haute classe thermique et la loi d'Arrhenius autorise des températures supérieures à la classe thermique à condition de limiter la durée de vie de

la machine. Seuls les exemples de machines capable de fonctionner durablement à des températures interne élevées sont recherchés.

Les premiers prototypes de machines électriques capables de fonctionner à des températures très élevées ont été développées dans des années 60. Citons l'invention portant le numéro de brevet 3,192,861 [6]. Cette invention concerne les moteurs d'entraînement des pompes destinée à mettre en mouvement des liquides à haute température. Dans cette problématique, les enroulements du stator peuvent être portés à une température qui dépasse leur classe thermique à cause du liquide transporté. Par conséquent, une isolation thermique est placée entre le stator et le rotor et un refroidissement spécifique du stator est assuré pour maintenir sa température au-dessous des températures acceptables pour l'isolation utilisée. Le rotor et l'arbre sont soumis aux températures extrêmes alors que le stator est isolé du point de vue thermique comme le montre la coupe longitudinale de la figure I.3. Lorsque la température de l'air ambiant est raisonnable et avec un système de refroidissement efficace du stator, la température des bobines reste dans le domaine d'application des meilleurs polymères. Ceci permet d'utiliser un stator comportant une isolation classique, disponible sur le marché. La pompe développée est destinée à être utilisée dans le pompage des liquides ayant une température comprise entre 450°C et 700°C. Dans ce moteur un refroidissement par convection forcée usuel est suffisant. D'autre part, la chaleur retenue dans la chambre du rotor contribue à maintenir le liquide pompé au-dessus de la température de solidification.

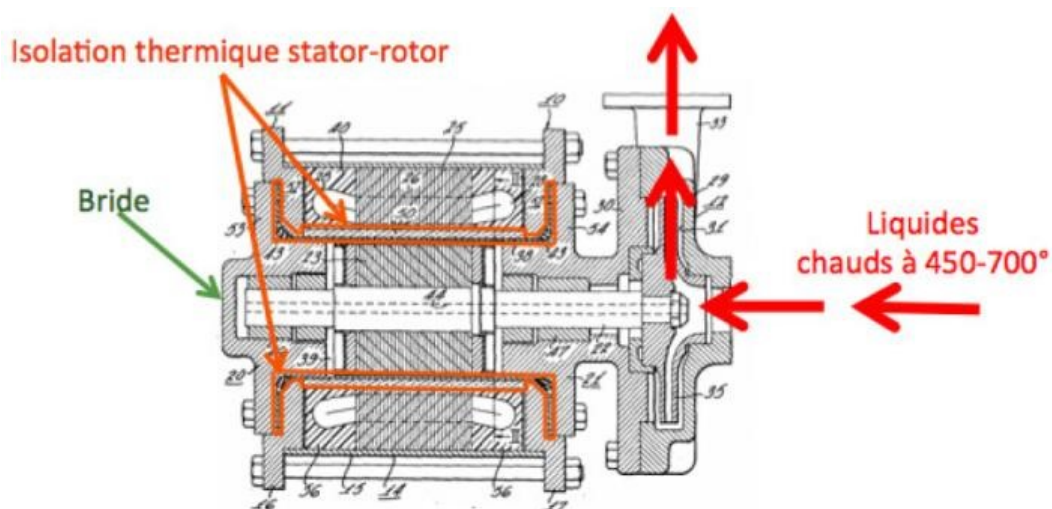


Figure I.3. Pompe électrique HT°, brevet 3, 192, 861, USA1965 [6].

Un autre prototype, capable de travailler à des températures extrêmes, a été construit par des chercheurs de General Electric à Schenectady, New York. Il est montré la figure I.4, [7]. Cette machine de petite taille est capable de fonctionner à des températures de l'ordre de 725°C, elle montre les possibilités d'un conducteur électrique constitué d'un alliage d'argent et de palladium (50%-50%). Le conducteur a été développé par C.S.Tedmon. Ce fil a été réalisé en insérant une tige d'argent-palladium dans un tube de nickel. Le revêtement isolant est l'oxyde de nickel obtenu par oxydation naturelle à 1100°C. Ce fil profite des avantages liés à l'oxyde de nickel qui est inerte et qui résiste à une atmosphère oxydante. Le nickel empêche également la volatilisation de l'argent et l'oxydation du palladium. La couche d'oxyde de Nickel fournit une isolation à basse tension. Le noyau conducteur et la gaine de nickel ont des coefficients de dilatation similaires. Les cyclages thermiques effectués jusque 600°C ont permis d'envisager une durée de vie importante à ces températures. Le fonctionnement a été validé jusqu'à 725°. Des gros problèmes de fabrication se sont posés, mais ce prototype a montré l'efficacité d'un conducteur *AgPd* dans une gaine de *Ni* et une isolation inter-spires mince en *NiO*.



Moteur électrique à 700°C, fil argent-palladium, plaquage Ni, isolation NiO  
Brevet General Electric, New-York, USA, 1971

Figure I.4. Prototype de moteur électrique développé par General Electric [7].

Des études portant sur les machines asynchrones HT° ont été faites, il y a quelques dizaines d'années dans la région Hauts-de-France, chez Jeumont Electric, pour des applications militaires. Le but était de réduire le volume et la masse des actionneurs de fortes puissances.

Le prototype de cette machine asynchrone HT° a été réalisée avec des conducteurs protégés de l'oxydation par des métaux inertes. L'isolation relativement épaisse était réalisée à base de textiles hautes températures. Ces solutions similaires sont utilisées dans l'industrie pétrochimique pour des forages profonds. Elles sont adaptées aux machines assez volumineuses [3].

La problématique des machines HT° a été étudiée ces dernières années par d'autres chercheurs. Dorin Cozonac a travaillé sur la machine asynchrone (MAS) haute température et son dimensionnement [8]. Il a mis en évidence les limites de cette structure. Notamment à cause de l'influence de la température sur la résistance de la cage rotorique. En effet, lorsque la température augmente, la résistance de la cage rotorique augmente ce qui influence le glissement et les pertes dans le rotor et donc de sa température. Ce cercle vicieux est limité lorsque le rotor est fabriqué avec une cage en cuivre de section renforcée. Ce processus cumulatif est la principale limitation en température de la machine asynchrone. Des travaux sont menés au sein du LSEE dans la continuité de ces études afin de concevoir un moteur asynchrone HT° et d'analyser les limites de cette structure [9]. Une vue générale de ce moteur est présentée à la figure I.5.



Figure I.5. Vue générale du moteur à induction HT° [9].

Une autre difficulté mise en évidence est la difficulté de réaliser des bobinages répartis avec des conducteurs HT° qui ont des propriétés mécaniques limitées. Vadim IOSIF, doctorant au LSEE dans les années 2014-2016 a travaillé sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) qui évite les deux limites de la machine asynchrone. En effet, cette machine ne glisse pas, ses pertes rotoriques sont donc limitées. D'autre part, avec une MSAP, il est possible

d'adopter une structure dotée d'un bobinage simplifié à 1 bobine par dent au stator, ce qui permet d'utiliser des bobines préfabriquées puis montées sur les dents du stator [10]. Ce bobinage à pas fractionnaire est bien adaptés aux machines à aimants permanents et aux machines à réluctance variable. Il a mis en évidence que les limites thermiques de la MSAP sont liées à celles des aimants.

Mohamed Lamine ABABSA a mené des travaux de recherche plus larges sur la caractérisation des composants magnétiques et diélectriques des machines HT°. Il a fait des essais de caractérisation magnétique sur des tôles ferromagnétiques FeSi GO et NO jusqu'à 600°C, en utilisant un dispositif de caractérisation adapté qui est un cadre Epstein, élaboré par lui-même, à base des matériaux inorganiques résistants aux températures élevées à la fois original et pratique [11]. Avec ces résultats expérimentaux, il a étudié l'évolution des paramètres du modèle des pertes de Bertotti en fonction de la température.

### **I.3 Limites en température des matériaux constituant les machines.**

Les machines électriques sont constituées de parties actives et parties non actives utilisant des matériaux de différentes natures. D'une manière générale, on s'intéresse aux parties actives de la machine composés essentiellement de tôles magnétiques, d'aimants permanents et de conducteurs électriques. Les parties non actives désignent généralement le carter, les isolants et les accessoires tels que les borniers, le système de refroidissement... Cette liste est non exhaustive. Dans ce qui suit, nous présentons quelques aspects sur les matériaux des machines électriques et leurs limites en température. Quelques autres matériaux inhabituels peuvent palier ces difficultés.

#### **I.3.1 Tôles magnétiques**

Les tôles magnétiques isolées entre-elles sont utilisées pour former le noyau magnétique des machines à courant alternatif. Certains produits commercialisés sous la rubrique "fully process" sont livrés avec un revêtement organique qui renforce cette fonction tout en assurant une meilleure lubrification des outils de coupe utilisées pour le poinçonnage. Ces produits ne conviennent évidemment pas aux machines HT°. D'autres produits à base de FeSi ou de FeCo se recouvrent naturellement d'une couche d'oxyde de fer pendant le

processus de fabrication. Cette couche très fine assure une isolation suffisante pour éviter la circulation des courants Foucault dans la masse du noyau magnétique.

Les tôles magnétiques classiques réalisées en Fer Silicium sont les plus souvent à grains Non Orientés (NO). Si la température d'utilisation augmente, les caractéristiques magnétiques diminuent légèrement jusqu'à la température de Curie. La température Curie est d'environ 700°C pour FeSi [12,13]. Le comportement des tôles FeSi à haute températures a été étudié à l'Université d'Okayama (Japon) [14], [15]. Les caractéristiques de ces tôles sont données aux figures I.6, I.7. Les mesures ont été effectuées sur des tôles magnétiques de FeSi NO, d'épaisseur 0.35mm, naturellement isolées par l'oxyde de fer. Ces tôles peuvent être utilisées, avec des densités de flux élevées, jusqu'à plus ou moins 450°C [16]. Pour les températures élevées les pertes fer diminuent naturellement en raison de l'accroissement de la résistivité du matériau. Les tôles à grains Orientés (GO), qui possèdent une couche isolante inorganique phosphatée, peuvent travailler à des températures très élevées. Des résultats similaires à ceux constatés sur les tôles NO sont obtenus avec des tôles à grains orientés FeSi que l'on décale de 90° pour construire un stator de haute performance [17].

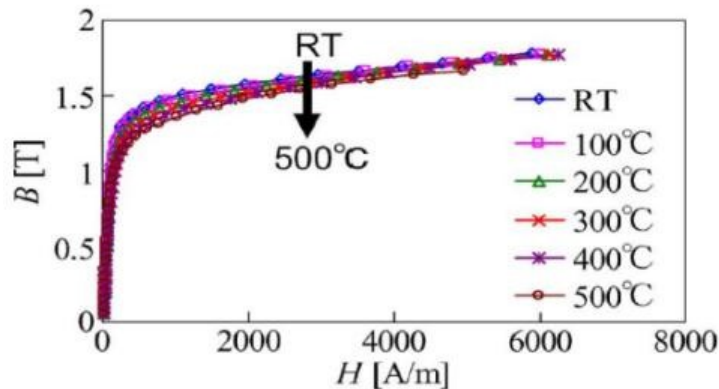


Figure I.6. Courbes B(H) mesurées à l'Université d'Okayama sur les tôles FeSi [14].

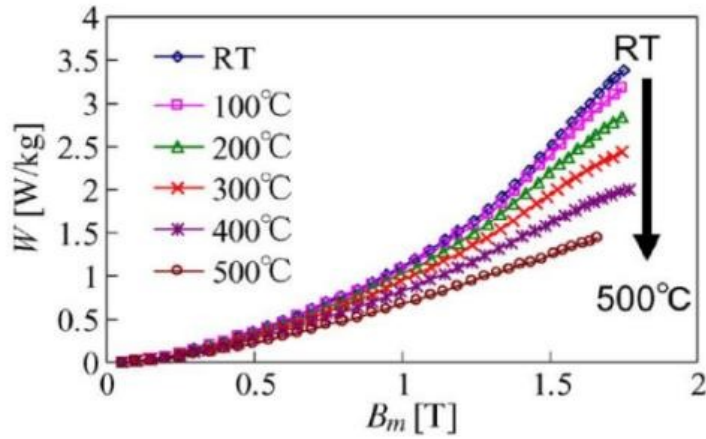


Figure I.7. Pertes fer mesurées à l'Université de Okayama sur les tôles FeSi [14].

Les tôles FeSi à grains orientés peuvent convenir, à condition de les décaler de  $90^\circ$  pour répartir les directions de facile aimantation. Le processus de fabrication crée un revêtement inorganique qui résiste à des températures très élevées, jusque  $800^\circ\text{C}$ .

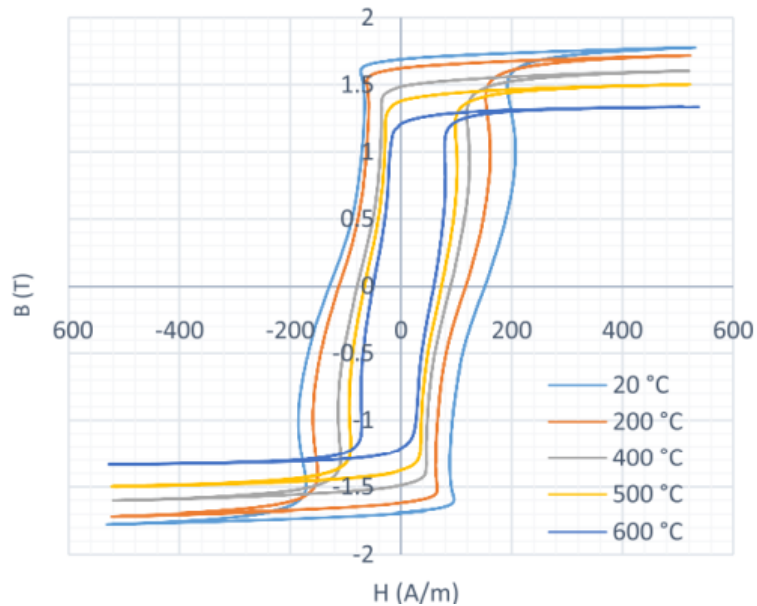


Figure I.8. Cycle d'hystérésis des tôles GO pour diverses températures à 400Hz [11].



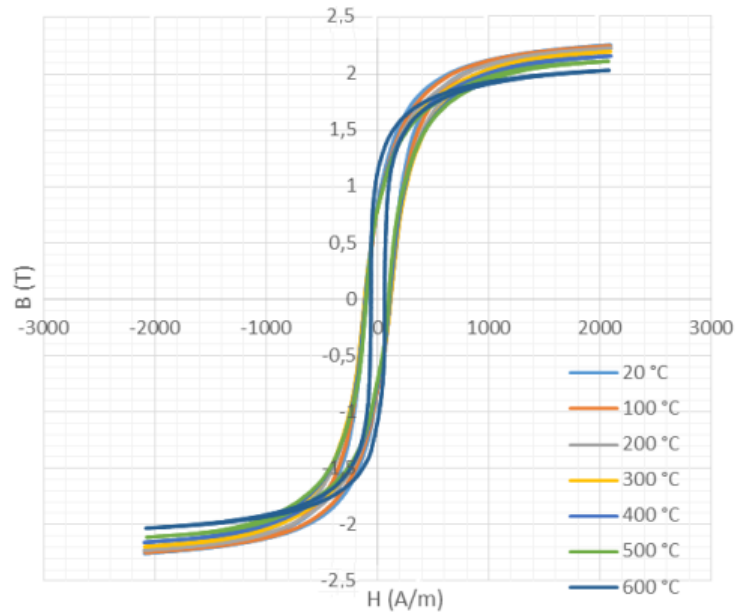


Figure I.9. Cycle d'hystérésis des tôles FeCo pour diverses températures à 200Hz.

La figure I.8 montre que l'induction de saturation des FeSi diminue un peu aux températures élevées. La tôle reste cependant utilisable à condition de dimensionner la machine en prenant en compte une induction de saturation un peu plus faible. Autres travaux, faits au laboratoire LSEE, donnent l'évolution des cycles d'hystérésis des tôles ferromagnétiques FeCo pour différents niveaux de température à 200 Hz. La Figure I.9 montre que ce type de tôle magnétique est également utilisable aux températures élevées.

La figure I.10, issue d'une documentation technique de Vacuumschmelze, montre que le produit VACCOFLUX50 garde une induction de saturation de l'ordre de 2.2 T jusque 600°C. Ce produit a des propriétés supérieures à celles du FeSi dans toute la gamme de température.

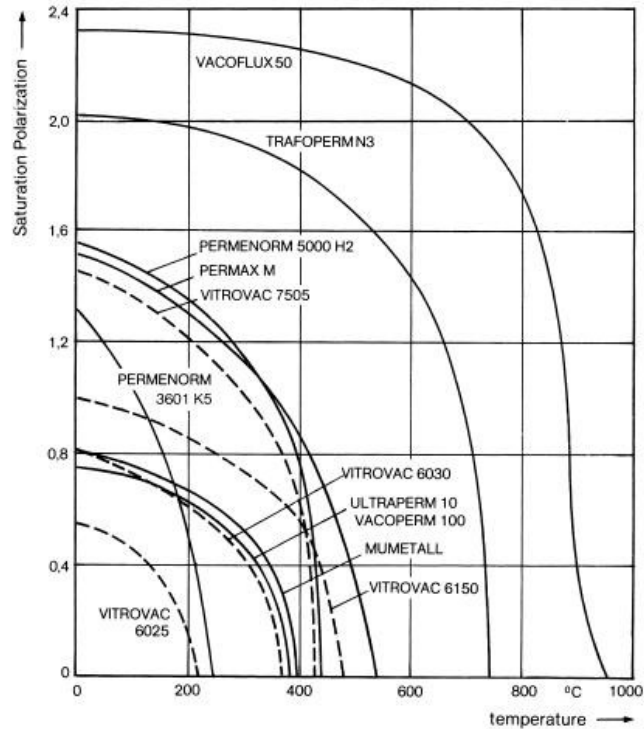


Figure I.10. Évolution de l'induction de saturation en fonction de la température pour divers alliages magnétiques doux.

L'étude des différents alliages converge vers l'utilisation du VACCOFLUX50 pour la fabrication des armatures statorique et rotorique des machines HT°. En absence de vernis, les tôles statoriques ne sont pas collées les unes avec les autres. Elles sont simplement assemblées par des soudures très fines sur la surface extérieure. Ceci crée une difficulté de manipulation du paquet de tôle lors de la réalisation de la machine. Les isthmes d'encoches doivent être fermés par des cales, magnétiques de préférence, un alliage d'acier inoxydable martensitique peut convenir. A défaut, l'utilisation d'un acier inoxydable amagnétique quelconque convient également. L'intérêt d'un matériau magnétique permet de réduire les ondulations du couple et les pertes par courants de Foucault dans les aimants du rotor de la machine à aimants permanents.

### I.3.2 Les aimants permanents

Les aimants permanents perdent leurs propriétés magnétiques à haute température. Seuls des aimants spécifiques à base de samarium-cobalt gardent des fonctionnalités intéressantes [18]. La figure I.11, extraite du catalogue Vacuumschmelze, montre les

caractéristiques d'un alliage spécifique de samarium et de cobalt qui a une température maximale parmi les meilleures.

La partie supérieure de la figure donne la courbe  $B(H)$  du matériau seul ; la partie inférieure prend en compte un circuit magnétique associé à l'aimant et au champ démagnétisant. La courbe  $B(H)$  montre que l'augmentation de la température déplace la courbe vers la droite et réduit donc le champ coercitif. Il n'est plus que de 950 kA/m environ à 300°C. Cette constatation montre qu'une machine réalisée avec un tel aimant doit être conçue avec une droite de charge qui varie peu afin de rester largement au-dessus du coude de démagnétisation. Aux hautes températures, il faut également éviter de travailler à haute vitesse qui impose une commande par défluxage, car elle risque de réduire la durée de vie de l'aimant en approchant son point de fonctionnement du champ coercitif. La conception générale de la machine doit prendre en compte cette limite en adoptant un équilibre thermique différent qui permettra d'avoir des bobinages à haute température sans altérer les capacités des aimants. La conception des aimants est réalisée pour obtenir une valeur de la densité de flux définie dans les dents du stator. Des travaux [19] montrent qu'il est possible d'utiliser les aimants jusqu'à 300°C lorsqu'une légère réduction de l'aimantation est acceptable pour la machine. Le plus souvent, lorsque les aimants sont montés en surface, on utilise une colle pour les fixer solidement à la surface du rotor. Cependant, les colles disponibles sont limitées à une température de fonctionnement de 280°C. Pour obtenir une bonne fixation mécanique, il est nécessaire d'utiliser des frettes non-magnétiques qui améliorent également la rigidité du rotor. Cette solution est la mieux adaptée à une montée en température.

Le cas particulier du Ticonal est à considérer. Cet aimant garde ses propriétés magnétiques jusque 450°C, mais il possède un champ coercitif tellement faible qu'il se démagnétise lorsque le rotor est démonté. Il faut en conséquence prévoir un système complexe de magnétisation après le montage mécanique du rotor.

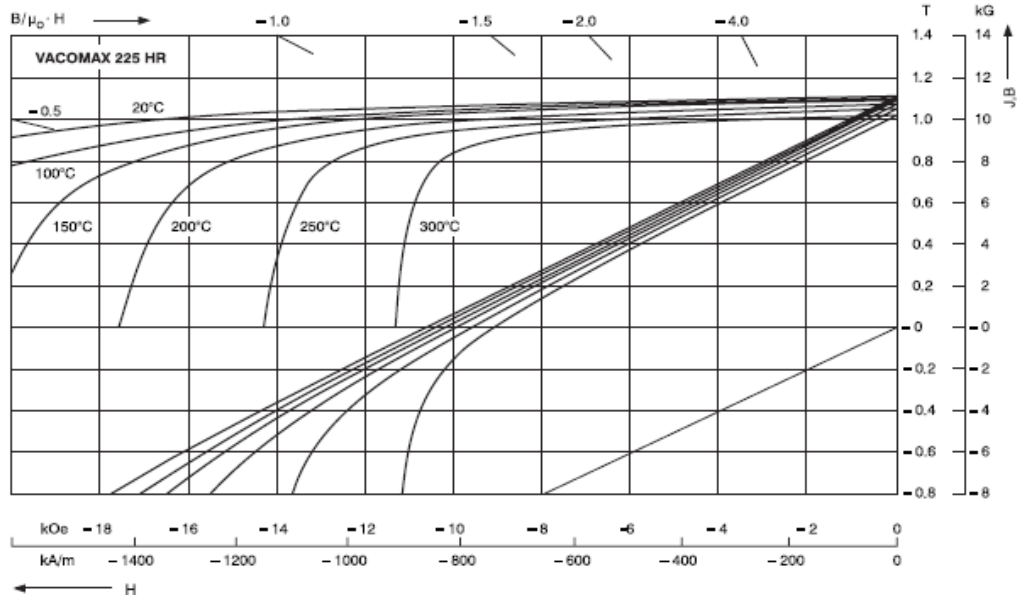


Figure I.11. Caractéristique d'un alliage SmCo qui a une bonne tenue en température.

Pour de nombreuses applications, la densité d'énergie maximale est décisive. Les aimant Nd-Fe-B aussi bien que Nd-Dy-Fe-TM-B (TM: Métal de transition) ont de fortes coercivités  $H_{CJ}$  >24 kA/cm à température ambiante. Ils ont des densités d'énergie maximales plus élevées que les aimant à base de  $\text{SmCo}_5$  et  $\text{Sm}_2(\text{Co,Cu,Fe,Zr})_{17}$  comme présenté dans la figure I.12. À une température maximale d'environ 120°C les aimants  $\text{Sm}_2(\text{Co,Cu,Fe,Zr})_{17}$  frittés sont supérieurs.

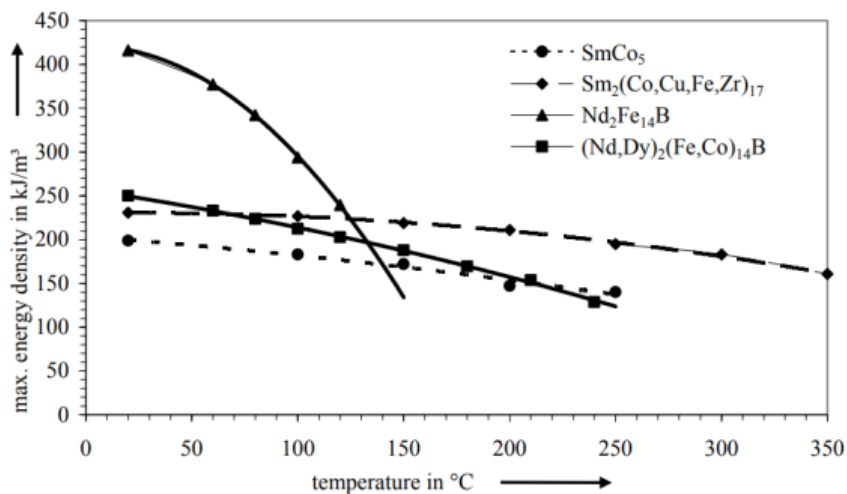


Figure I.12. Densité d'énergie maximale des aimants en fonction de la température [19].

### I.3.3 Les matériaux conducteurs

Pour le bobinage d'une machine électrique, les matériaux les plus utilisés sont le cuivre et l'aluminium. D'autres conducteurs sont également employés au-delà de 200°C avec des températures de fusion élevées. Le tableau I.2 montre les points des fusions des matériaux conducteurs utilisables en HT°, leurs résistivités et leurs coefficients de température.

Le tableau I.2 montre que la résistivité à 500°C devient importante. Cet effet est le principal inconvénient des machines HT° car, avec des résistivités élevées, les pertes joules dans les bobinages est relativement élevée. Le rendement des machines HT° est donc médiocre par rapport à leurs homologues conçues pour des températures plus basses. A 500°C l'argent est le meilleur matériau conducteur, meilleur que le cuivre car son coefficient de température est plus faible. L'aluminium reste un matériau utilisable malgré sa température de fusion assez basse. L'étain est inutilisable car il fond à 232°C. Les autres matériaux présentés sont également éliminés à cause de leur prix.

Tableau I.2. Caractéristiques principales des matériaux conducteurs.

Conducteurs	Résistivité à 300°K (27°C) ( $10^{-8}\Omega\cdot m$ )	coefficient de température ( $10^{-3}K^{-1}$ )	Résistivité à (500°C) ( $10^{-8}\Omega\cdot m$ )	Température de fusion °C
Argent	1.6	3.85	4.51	962
Cuivre	1.7	3.93	4.86	1084
Or	2.2	3.7	6.05	1064
Aluminium	2.8	4.03	8.1	660
Nickel	8.7	5.37	30.8	2913
Fer	10	6.5	40.74	1538
Platine	11	3.85	31.03	1768
Etain	12	4.6	38.1	232
Constantan (Cu+Ni)	50	$\cong 0$	$\cong 50$	1250
Tungsten	5.9	4.4	18.17	3422
Zinc	6	3.8	16.78	419

Dans la littérature scientifique récente, certains travaux sur l'intégration de nanotubes de carbone (CNT) dans du cuivre ouvrent des perspectives intéressantes [20]. Les premiers résultats présentés montrent que ces matériaux nouveaux ont un coefficient de température très inférieur à celui du cuivre, ce qui limite l'inconvénient lié à la résistivité qui augmente en fonction de la température.

La figure I.13 montre que la conductivité de CNT–Cu diminue peu en fonction des températures au contraire du cuivre, de l'argent et de l'aluminium.

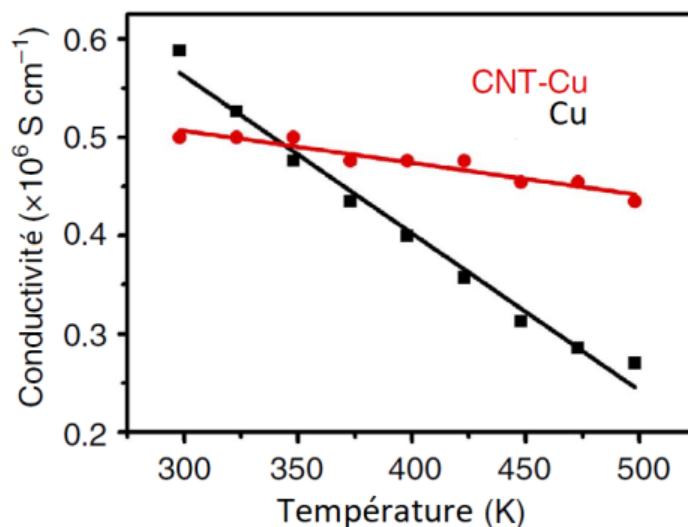


Figure I.13. Variation de la conductivité avec la température pour CNT–Cu et Cu.

Ces matériaux ne sont pas encore commercialisés. Pour le moment, le meilleur choix reste le cuivre. Il faut cependant éviter son oxydation aux températures élevées. En effet, avec un isolant inorganique qui n'est pas étanche, comme le revêtement en polymère utilisé dans le fil émaillé classique, le problème se pose. Ce problème est résolu en utilisant un fil de cuivre recouvert d'une couche de Nickel qui n'est pas sensible à l'oxydation. Nous présenterons plus loin une description plus détaillée des différents types de fils pouvant être utilisés à hautes températures.

### I.3.4 Les isolants

#### I.3.4.1 Les isolants conventionnels

Le système d'isolation électrique (SIE) du moteur est nécessaire pour isoler les différentes parties électriques du moteur entre elles. Aux températures classiques, il se compose de trois éléments principaux : l'émail autour des fils de cuivre, le film isolant de fond d'encoche et le vernis d'imprégnation. Différents types d'isolation existent. Premièrement, une isolation entre les fils de même phase et une isolation entre spires ceci est assuré par l'émail et par la résine d'imprégnation. Ensuite, il y a l'isolation entre phases qui est assuré à la fois par l'émail, la résine d'imprégnation et un film isolant. Enfin, une isolation entre la phase et

la masse est nécessaire, elle est également réalisée par un film. Les trois types d'isolation sont indispensables.

L'émail du fil de cuivre est la première isolation entre le conducteur et l'environnement extérieur. L'émail est constitué de plusieurs couches de vernis d'émaillage déposées successivement selon un procédé spécifique [21]. Ce vernis d'émaillage possède une formulation complexe comportant un solvant, un monomère et de multiples additifs qui permettent améliorer les propriétés d'application et les caractéristiques finales de la couche isolante. La solution est déposée en couche mince (quelques  $\mu\text{m}$ ) puis les réactions chimiques de polymérisation et de réticulation sont réalisées lors d'un cycle thermique bien précis. L'opération est répétée entre 6 et 12 fois pour obtenir l'épaisseur isolante correspondant au grade du fil émaillé.

Différents matériaux polymères peuvent être utilisés comme émail tels que le polyuréthane, le polyester, le polyesterimide au THEIC (Tris-(2-HydroxyEthyl) Isocyanurate), le polyamide-imide, le polyimide.

Le film isolant sert pour l'isolation entre phase et masse mais aussi entre phases. Les matériaux utilisés sont divers. Ces isolants peuvent être souples et tissés, non tissés, laminés ou bien encore cellulosiques. Ces isolants peuvent également être utilisés sous forme de laminés (ensemble de plusieurs films collés). Parmi ces papiers, certains portent une marque déposée et sont utilisés depuis de nombreuses années. Ci-dessous ceux qui sont le plus communément utilisés :

- Le Nomex<sup>®</sup>: fibre en polyamide aromatique (ou polyaramide)
- Le Kapton<sup>®</sup>: film en polyimide
- Le Mylar: film en polyester téréphtalate (PET)
- Film en polypropylène
- Film en polyester

### I.3.4.2 Les isolants non conventionnels (inorganiques)

Les problématiques d'une isolation HT° sont posées par l'adéquation entre la tenue en tension à la température ambiante, l'aptitude à résister à des gradients de température ainsi que le maintien des caractéristiques diélectriques acceptables. Ces données doivent être analysées en gardant à l'esprit une durée de vie compatible avec une utilisation industrielle du moteur. Il existe plusieurs technologies d'isolation HT° :

- Les céramiques sont des isolants capables de monter en température dans les systèmes électriques [22,23]. Les céramiques résistent très bien aux agressions chimiques. Elles conservent leurs propriétés aux températures très élevées. Les céramiques à base d'alumine ont un faible coefficient de dilatation thermique ( $5.5 - 9 \cdot 10^{-6} K^{-1}$ ) ainsi qu'une bonne conductivité thermique ( $15 - 30 W m^{-1} K^{-1}$ ). La tension de claquage dépend du type du conducteur ainsi que de l'épaisseur d'isolation [24, 25].

- Le mica est aussi une bonne solution d'isolation pour les machines à haute température il est couramment employé pour l'isolation des machines de très fortes puissances et sous haute tension (centrales électriques). Sur le marché, on trouve du mica laminé associé à un ruban en fibre de verre qui permet une certaine flexibilité. Il est également disponible sous forme de feuilles qui sont alors plus épaisses et plus rigides. Après un passage en haute température les feuilles de mica deviennent fragiles et cassantes car le polymère ajouté lors de la fabrication, qui permet une manipulation flexible à basse température, disparaît lors de la montée en température. Le mica devient cassant, il ne peut plus être manipulé. Ce type d'isolant peut être utilisé jusqu'à 600° environ [26, 27, 28 et 29].

Dans une machine électrique à haute température, il est primordial d'employer un SIE totalement inorganique. Pour la conception de la bobine haute température, il faut utiliser des matériaux qui résistent jusqu'à 500°C. Un article de synthèse publié dans Fujikura Technical review en 1991 résume la complexité de la montée en température de l'isolation d'un fil de bobinage [30]. Il montre que les céramiques sont une bonne solution en HT°. Il existe d'autres fils avec des isolant en fibre de verre renforcée avec du mica. Ce type de fil est utilisé pour fabriquer les moteurs des pompes à haute température (250-300°C), utilisées dans le domaine de l'extraction pétrolière [3].



Sur le marché il existe plusieurs fils répondant à ce critère :

- Kulgrid 28 - fil de cuivre nickelé, revêtu de céramique. Ce produit est conçu pour des applications dans le domaine aérospatial, nucléaire ou chimique. La température d'utilisation normale s'étend de  $-450^{\circ}\text{C}$  à  $+1000^{\circ}\text{C}$ . Ce fil peut résister à  $1500^{\circ}\text{C}$  en température de pointe [31].
- KD500 - fil de cuivre nickelé dont les caractéristiques électriques ainsi que la structure physique sont très proches de celles du Cerafil 500. La température maximale supportée est de  $800^{\circ}\text{C}$  [32].
- Cerafil 500 - fil de cuivre nickelé, recouvert d'une isolation céramique. La couche isolante est mince, son épaisseur est comprise entre 5 et  $20\mu\text{m}$ . La plage de température de fonctionnement est de  $-90^{\circ}\text{C}$  à  $+500^{\circ}\text{C}$ , la température maximale supportée en pointe est de  $1000^{\circ}\text{C}$  en pointe. Cette isolation céramique résiste aux attaques chimiques des solvants, des huiles et des matières organiques [33].
- SamicaFirewall - fil de cuivre nickelé, recouvert d'une épaisseur composite faite de mica et de fibre de verre. L'épaisseur totale de l'isolation est d'environ 100 à  $200\mu\text{m}$ . Les températures de fonctionnement atteignent  $500^{\circ}\text{C}$  [34].
- CEW - fil de cuivre nickelé, isolé par une épaisseur de céramique recouverte par un isolant organique (polyimide). L'isolant organique placé sur la céramique permet de donner une certaine flexibilité à l'ensemble. Ce type de fil est intéressant car la couche de PI permet d'obtenir des rayons de courbures plus petits. La température de fonctionnement est de  $300-400^{\circ}\text{C}$  pendant des temps limités [35, 36]. Au-delà, le PI s'évapore et laisse de l'air autour de la céramique.
- DGCEW - le fil possède la même architecture que le fil CEW, mais il a une couche supplémentaire en fibre de verre : c'est une isolation épaisse mixte.

Tableau I.3. Fils hautes températures commerciaux.

Référence sur figure 1.11	Type du fil	Diamètre sans isolant (mm)	Diamètre avec isolation (mm)	Fabricant
a.	Kulgrid 28	0.8	0.82	Ceramawire
b.	KD500	0.5	0.518	Karl Schupp AG
c.	Cerafil 500	0.5	0.518	Cables-CGP
d.	SamicaFirewall	0.5	0.7	Von Roll
e.	CEW	1	1.094	Fujikura
f.	DGCEW	1	1.36	Fujikura



Figure I.14. Différents types des fils hautes températures [10].

#### **I.3.4.3 Les imprégnants**

À la place des vernis d'imprégnation organiques classiques utilisés usuellement, il est nécessaire d'avoir recours à des matériaux inorganiques similaires à des ciments. Un certain nombre de ces produits sont disponibles sur le marché. La mise en œuvre de ces ciments requiert des cycles thermiques. Ils sont peu compatibles avec les solutions mixtes qui utilisent des couches de PI relativement épaisses. Les polymères sont détruits aux hautes températures et il est difficile de gérer les résidus chimiques carbonés produits par cette destruction.

#### **I.3.4.4 Les isolants inorganiques de fond d'encoche**

Plusieurs solutions, sont disponibles :

- Le tissu de verre fabriqué avec des fils de verre. Ces rubans sont particulièrement adaptés pour l'isolation des bobines. Ce type de ruban en fibre de verre peut résister à des températures de 450°C [37]. Ils sont associés à des fines couches organiques appelées à disparaître aux températures élevées.
- Les bandes de tissu céramique, il s'agit d'un produit possédant de hautes performances thermiques et mécaniques. Il conserve ses caractéristiques jusqu'à une température de 1370°C [38].

- Le papier de céramique. Il est composé de fibres à haute résistance et d'une très grande pureté (fibre d'alumine et de silice mêlées). Ce type de matériaux supporte des températures très élevées, jusqu'à 1400°C [39].
- Le mica AP MG900, le mica est déposé sur un tissu de verre pour garantir une certaine flexibilité mécanique lors des opérations de bobinage. Ce type de mica résiste des températures de 1200° à 1300° [40].
- Le mica Muscovite, imprégnées de résine de silicone. Le mica désigne un minéral qui a une structure feuilletée et qui possède des propriétés thermiques et isolantes élevées. Le mica Muscovite est disponible sous plusieurs formes et dimensions. Le mica Muscovite a de bonnes caractéristiques diélectriques et résiste à des températures de 450° [41]. C'est un matériau fragile et difficile à manipuler, il est souvent associé à des revêtements organiques fins qui disparaissent aux températures élevées.

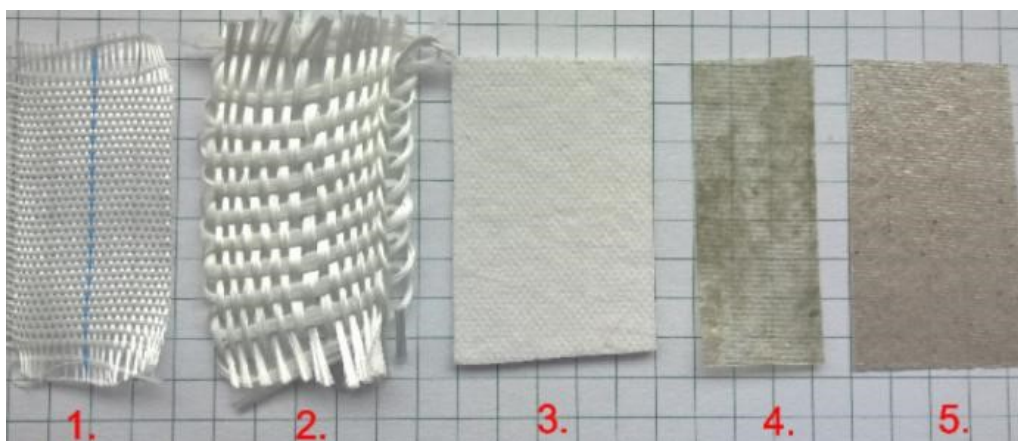


Figure I.15. Les types des matériaux HT° susceptible d'être utilisés pour l'isolation de fond d'encoche. 1. Ruban de verre ; 2. Bande de tissu céramique ; 3. Papier céramique ; 4. Mica type APMG900 ; 5. Mica Muscovite [10].

### I.3.5 Les pièces non actives

Les matériaux non actifs magnétiquement (Carter, arbre, socle, ...) doivent tenir les contraintes thermiques importantes dues aux gradients de température. D'autre part, les phénomènes d'oxydation doivent être considérés pour le choix de ces matériaux. Les variations de la température dans une large gamme de température peuvent provoquer des dilatations thermiques différentielles pouvant mettre en cause la tenue mécanique de

l'ensemble. L'acier inoxydable est une solution convenable. Les points critiques du choix des matériaux sont :

- Les réactions chimiques à des environnements chauds (oxydation) qui risquent de détériorer les performances mécaniques de la structure.
- La dilatation différentielle des tôles et des carters qui sont souvent assemblés avec un certain serrage. Il en est de même pour l'assemblage des roulements sur les arbres. Les aciers doivent avoir des coefficients de dilatations voisins pour que la dilatation différentielle ait peu d'effets.
- L'arbre doit garder de bonnes propriétés mécaniques aux hautes températures.

Les roulements classiques, fabriqués en acier et utilisant des lubrifiants organiques, devront être remplacés par des éléments résistants aux températures élevées. La structure mécanique d'un moteur électrique reste assez simple et jusqu'à des vitesses moyennes, les roulements sont les pièces les plus complexes. Des roulements HT° ont été développés il y a longtemps [42] [43]. Cette technologie est désormais mature jusqu'à 300°C. Cette limite peut être utilisée pour définir une température ambiante maximale raisonnable pour les moteurs HT°, en prenant en compte la résistance thermique du boîtier mécanique et les pertes mécaniques dans les roulements.

Une autre solution consiste à utiliser des roulements en céramique [44]. Ces roulements disponibles sur le marché sont capables de fonctionner jusqu'à 450°C. Ils utilisent un traitement des pièces en acier avec du phosphate de manganèse et/ou de la céramique. Ils sont très résistants [45]. Le lubrifiant HT° est remplacé par un lubrifiant solide comme le bisulfure de molybdène qui résiste jusqu'à 400°C [46] ou le bisulfure de tungstène [47, 48] jusqu'à 650°C.

#### **I.4 Problématiques de tenue mécanique**

Classiquement on évacue la chaleur interne de la machine grâce à un contact entre le circuit magnétique et la carcasse extérieure et par des systèmes de ventilation (internes et externes). La chaleur générée par le cuivre des bobines, impose l'utilisation d'un SIE capable de résister aux hautes températures avec une bonne conductivité thermique [49].

Le verrou principal qui limite la montée en température des machines électriques est la problématique de la dilatation thermique différentielle qui apparaît à différents endroits de la machine. En effet, les constituants de la machine tels que les conducteurs, l'isolant du conducteur, le circuit magnétique ou encore les éléments métalliques sont de formes et de natures différentes. La dilatation différentielle crée des contraintes mécaniques qui peuvent provoquer des fissures ou des crevasses entre le conducteur et son isolant, par exemple, à cause de coefficients de dilatation thermique différents. Plus sensible encore, l'entrefer des petites machines peut avoir une épaisseur inférieure à 0.3mm. Dans ce cas, la dilatation thermique peut conduire à des variations particulièrement gênantes pour le fonctionnement normal de la machine. De plus, le moteur étant constitué de nombreuses pièces de géométries variées, la dilatation thermique ne se manifeste pas nécessairement dans la même direction. Ainsi, les pièces cylindriques vont plutôt se dilater vers l'extérieur et les pièces de formes rectangulaires tendront à se dilater proportionnellement dans toutes les directions. Ces difficultés peuvent être résolues en choisissant des matériaux qui ont des coefficients de dilatation proches. Le coefficient de dilatation des tôles FeSi ou FeCo est de l'ordre de  $(10 - 12)10^{-6} K^{-1}$  celui de l'acier inoxydable de  $16 * 10^{-6} K^{-1}$  alors que l'aluminium a un coefficient de dilatation de  $25 * 10^{-6} K^{-1}$ . Ces chiffres montrent qu'il faut éviter les carcasses en aluminium au profit de carcasses en acier inoxydable. Les ciments céramiques se dilatent très peu. Il est donc nécessaire d'absorber la dilatation de la dent en plaçant un textile HT°, compressible par sa structure, entre la dent et la bobine inorganique. Le textile inorganique agit comme un joint de dilatation qui évite les contraintes thermomécaniques très fortes qui apparaissent lorsque deux pièces faites avec des matériaux durs, aux coefficients de dilatation différents, sont en contact directs. Cette situation est très différente de celle rencontrée avec une machine classique qui travaille à température ambiante. La chaleur générée par les différentes pertes augmente la température jusqu'à des niveaux trop faibles pour détruire l'isolant organique. La faible dilatation des pièces métalliques est absorbée par la plasticité de l'imprégnation organique.

## **I.5 Choix de la topologie pour les machines HT°**

Le choix de la structure de la machine peut être guidé par différents aspects liés principalement aux matériaux utilisés pour la fabrication des pièces actives. D'une manière

générale, il est recommandé d'éviter les machines avec balais pour lesquels le bobinage du rotor est alimenté via un système de contacts glissants. En effet, deux difficultés majeures sont inhérentes à ce type de machines. La première est l'oxydation des pièces en contact qui est accentuée aux températures élevées. Une oxydation des surfaces des contacts glissant provoque une augmentation des résistances électriques une usure plus rapide. La seconde, porte sur la présence même d'un bobinage au rotor fabriqué avec des matériaux inorganiques rigides qui subiraient les efforts mécaniques dues à la rotation, des vibrations en plus des contraintes liées à la température.

La machine asynchrone, à cage ou à rotor massif, est également écartée pour cette étude à cause de la nécessité d'utiliser des bobinages répartis qui sont très difficiles à réaliser avec des matériaux inorganiques rigides. De plus, la longueur des têtes bobines provoque des pertes Joule supplémentaires qui deviennent prohibitives lorsque la résistivité du matériau conducteur augmente. La machine asynchrone n'est donc pas une structure bien adaptée aux températures élevées. L'équilibre thermique de ce type de moteurs est déterminé par une évacuation optimisée de la chaleur permettant de conserver une température de fonctionnement correcte pour l'isolation des conducteurs. Avec la montée en température, il faut faire face à une répartition différente des pertes. Principalement, les pertes Joule du stator et du rotor à cause de l'augmentation des résistances [50]. La résistance thermique rotor/stator a une influence critique sur la température du rotor et donc sur le rendement de la machine asynchrone. Certes, il est toujours possible d'utiliser des bobines rigides mais au détriment de la compacité. La machine asynchrone reste cependant une piste pouvant être explorée à l'avenir.

Mis à part les machines asynchrones, les machines sans balais qui peuvent être adaptées aux hautes températures sont les machines à aimants permanents et les machines à réluctance variable.

Le choix est porté sur une machine synchrone à aimants permanents et/ou une machine à réluctance variable (MRV) de sorte que l'on puisse utiliser un même stator à bobinage dentaire avec deux structures de rotor différentes en architecture et en matériaux. Cela permet d'avoir une solution alternative au cas où le rotor à aimants permanents présente des problèmes de tenue de température au-delà de certaines limites. La figure I.16 donne

une idée des topologies envisagées. Dans les machines synchrones à aimants, deux technologies de montage des aimants sont possibles : le montage en surface et le montage à l'intérieur du rotor. La première option est la plus facile à réaliser mais elle place les aimants près des bobines du stator donc à une température élevée. La seconde solution place les aimants à l'intérieur du rotor, le flux  $\gamma$  est concentré vers l'entrefer par des parties magnétiques douces. La température des aimants est plus faible. Dans le 2<sup>ème</sup> cas la conception du rotor doit prévoir une évacuation directe de la chaleur produite dans les aimants par les courants de Foucault.

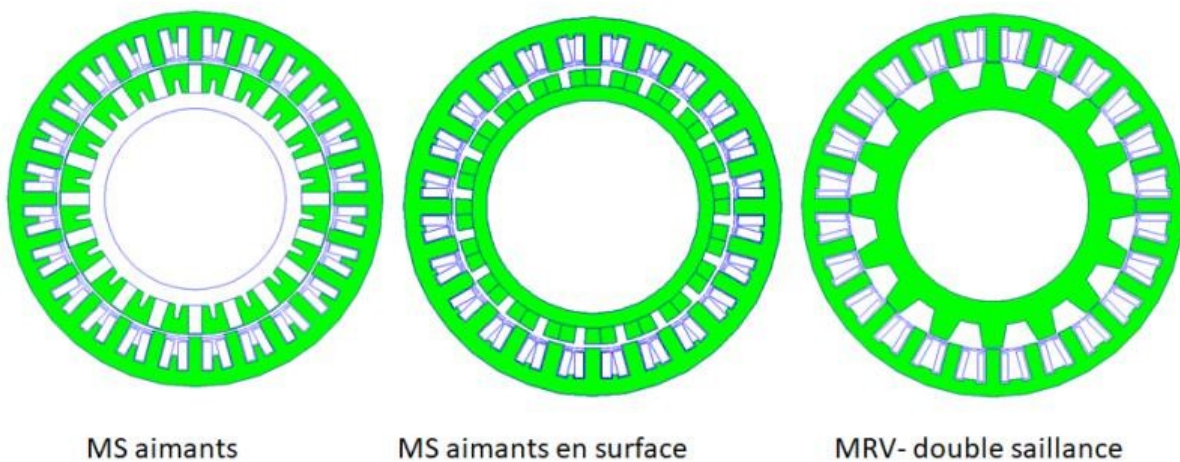


Figure I.16. Différentes topologies envisagées pour le moteur électrique HT°.

Avec la machine à réluctance variable, les aimants sont supprimés, ce qui est très intéressant car cela élimine le verrou technologique lié aux aimants. Cependant, cette topologie a besoin d'un champ d'excitation plus important et un entrefer réduit. Les dilatations thermiques peuvent créer des problèmes mécaniques. D'autre part, cette topologie a besoin d'utiliser un plus grand nombre de spires pour les enroulements du stator ce qui augmente la difficulté de conception des bobines. Cette structure peut fonctionner à des températures plus élevées que la MSAP mais avec un facteur de puissance plus faible et une efficacité énergétique moindre. Ce type de machine reste cependant l'unique solution pour les températures les plus élevées.

Ces machines présentent l'avantage de suivre des règles similaires quant au choix du nombre d'encoches statoriques et nombre de pôles si bien que le stator à une bobine par dent d'une machine à aimants peut être utilisé pour faire une machine à réluctance variable

à condition d'adapter le nombre de spires ou le niveau de tension. Le critère le plus important est la possibilité d'utiliser des bobines préfabriquées, rigides et isolées pour les insérer autour des dents du stator [51]. Cette topologie autorise donc l'utilisation de bobines rigides noyées dans un ciment inorganique. Les avantages et les Inconvénients de ces machines sont résumés dans le tableau I.4.

Tableau I.4 Comparaison des topologies envisagées pour le moteur électrique HT°.

	Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	Machine synchrone à réluctance variable (MSRV)
Avantages	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Forte densité de puissance.</li> <li>- Bon facteur de puissance.</li> <li>- Maîtrise de la commande.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rotor passif permettant un fonctionnement à des vitesses élevées.</li> <li>- La machine à réluctance variable capable de travailler à des températures internes de l'ordre de 500°C.</li> <li>- Le montage mécanique est beaucoup plus simple (pas de force d'origine magnétique).</li> </ul>
Inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> <li>- La présence des aimants constitue un verrou qui empêche de fabriquer des machines compactes capables de dépasser 350°C.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Nécessité d'un rapport de saillance élevé, fabrication délicate en grande série.</li> <li>- La machine doit être magnétisée par son stator, le facteur de puissance et la puissance massique sont moins élevés.</li> <li>- Plus de couples harmoniques de vibrations.</li> </ul>

## I.6 Conclusion

La conception des moteurs HT° soulève plusieurs problèmes scientifiques et techniques. L'absence de matières organiques capables de travailler à des températures très élevées concentre notre étude sur la recherche de solutions de remplacement pour ces matériaux. Les propriétés mécaniques et électriques très différentes des matériaux isolants inorganiques qui remplacent les SIE organiques, doivent être prises en compte lors de la conception de la machine. Avec un SIE inorganique, il ne sera plus possible d'utiliser des



enroulements en vrac très pratiques pour construire des petites machines compactes. La méthode générale utilisée pour la conception d'une machine HT° utilisant un SIE inorganique est très différente de celle exploitée pour les machines classiques. En effet, la forme du noyau doit être adaptée aux caractéristiques des bobines inorganiques rigides qui doivent être conçues pour optimiser la distribution de la tension inter-spires. Les matériaux inorganiques doivent résister à des températures élevées et ces matériaux doivent posséder des caractéristiques diélectriques et mécaniques acceptables. La bobine finale doit tenir en tension malgré les propriétés moindres de l'isolation inter-spires. L'étude est focalisée, tout d'abord, sur la machine à aimants permanents avec les deux types de rotor (à aimants en surface ou aimants intérieurs) pour étudier des limites de la machine synchrone à aimants permanents aux hautes températures. Nous étudions ensuite la faisabilité de la machine à réluctance variable HT°. Avec cette structure, il est possible de supprimer purement et simplement le verrou lié à la présence des aimants qui empêche de fabriquer des machines compactes capables de fonctionner à températures internes élevées. Cette machine requiert cependant une magnétisation par le stator donc des bobines HT° plus performantes. Il sera donc nécessaire de développer des nouvelles méthodes de bobinages qui permettront de fabriquer des bobines multicouches, capables de fournir une force magnétomotrice plus élevée.

Le travail entrepris dans cette thèse consiste à dimensionner des machines électriques, à aimants ou à réluctance variable, en tenant compte des contraintes imposées par la haute température. Ces contraintes sont de nature géométrique comme par exemple le rayon de courbure admissible des fils ou alors de tenue de tension. Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et conception des machines alors que le troisième chapitre étudie en profondeur le comportement des bobines inorganiques et au procédés de fabrication. Un dernier chapitre est consacré à la mise en œuvre expérimentale de la machine complète.



## **Chapitre 2**

### **II Modélisation et dimensionnement de la machine synchrone à réluctance variable (MSRV) HT°**

## II.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la modélisation et à la conception d'une machine à reluctance variable (MRV), pouvant fonctionner à haute température et dont la structure est adaptée aux bobinages inorganiques. Cette étude vient à la suite de travaux de recherche sur la conception de machines à aimants permanents à haute température entrepris lors d'une collaboration entre les laboratoires GREEN et LSEE dans le cadre d'un projet ANR. En effet, l'expérience acquise sur les machines synchrone HT° montre que, avec des bobines inorganiques (sans polymère), la limite en température de la machine est imposée par la température admissible par les aimants permanents. Dans ce chapitre nous allons mettre en évidence les limites des machines à aimants permanents avec deux versions du rotor. Le cas du rotor à aimants intérieurs est plus favorable que celui du rotor à aimants montés en surface ; mais la température pratique au sein des aimants ne peut pas dépasser environ 250°C lorsque l'utilisateur souhaite garder les performances classiques des machines synchrones, notamment la possibilité de fonctionner en survitesse, en appliquant une composante démagnétisante de flux. Pour dépasser ce verrou, une solution simple consiste à supprimer les aimants en passant à la machine à reluctance variable.

Dans ce chapitre, une démarche de conception et dimensionnement d'une machine à reluctance variable est mise en œuvre avec un accent sur le contenu harmonique du couple. Il s'agira de dimensionner une machine à double saillance munie d'un bobinage à une bobine par dent, alimenté par une tension sinusoïdale comme une machine synchro-réductante. L'objectif est d'optimiser la géométrie pour réduire les ondulations du couple.

## II.2 Machine synchrone à aimants permanents HT°

Dans la première partie du travail de thèse, il s'agit de finaliser le travail autour de la machine synchrone à aimants permanents HT° déjà entrepris dans une étude antérieure, « Actionneur électrique Compact avec Convertisseur Intégré pour Températures Extrêmes (ACCITE) ». Dans ce qui suit, nous allons rappeler la démarche entreprise dans ce projet et mettre en évidence les limites de la machine synchrone à aimants permanents et montrer notre contribution à cette phase. Nous présentons un descriptif rapide de la démarche de dimensionnement et conception de la machine synchrone à aimants permanents et

quelques résultats. L'objectif final de cette partie est de montrer les limites et les difficultés de l'utilisation de la MSAP dans un milieu chaud.

La problématique de l'étude de la faisabilité d'une machine électrique pouvant fonctionner à hautes températures ambiantes fait appel à des aspects de matériaux et de leur comportement sous des environnements sévères. Ces aspects ont été largement traités dans le précédent chapitre.

Le principe de dimensionnement et de construction d'une machine HT° doit tenir compte de cette forte contrainte qui modifie profondément la démarche. Le calcul analytique en linéaire ou numérique dans le cas général des performances ne pose pas de problème particulier dès que les propriétés physiques des matériaux sont connues.

### II.2.1 Cahier des charges

L'étude menée dans le projet ACCITE était exploratoire et ne présente ni cahier des charges ni contraintes précises. Néanmoins, il a été jugé intéressant de se fixer un cahier des charges qui se rapproche des conditions d'utilisation des actionneurs en aéronautique. De plus, quelques kilowatts de puissance utile semblent être une bonne valeur pour des raisons de coûts, de facilités de réalisation et d'expérimentation. On prendra une puissance de l'ordre de 4 kW. La vitesse est fixée à 5000tr/mn.

Il est préférable de dimensionner la machine pour un niveau de tension similaire à celui fréquemment utilisé en avionique : soit un bus DC de 540V.

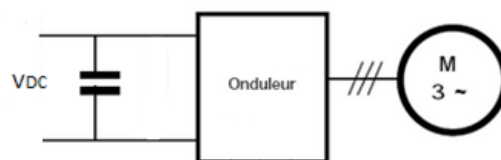


Figure II.1. Architecture globale.

Un onduleur triphasé est prévu pour alimenter la machine ; il est supposé parfait (sans chute de tension). La figure II.1 montre un schéma général de l'ensemble convertisseur-machine.

La fréquence fondamentale, le nombre de pôles et fréquence de découpage doivent être choisis selon des critères que l'on décrit dans ce qui suit.

### II.2.2 Choix du bobinage, vitesse et fréquences d'alimentation

La première démarche consiste à choisir le nombre de pôles, le nombre d'encoches, la topologie de bobinage, et les fréquences d'alimentation en relation avec la vitesse mécanique souhaitée. Le dimensionnement détaillé de la machine vient dans un second temps. Pour la topologie du rotor à aimants permanents, plusieurs possibilités peuvent être envisagées ; pour un même nombre d'encoches (bobines) au stator. La qualité de la force électromotrice (fém), la valeur du coefficient de bobinage, le couple de détente, les efforts radiaux et le taux des harmoniques de la force magnétomotrices sont les critères qu'il faut examiner pour affiner le choix.

En règle générale, un choix de type:  $N_r = 2p = N_s \pm 2$  peut convenir pour des nombres d'encoches relativement faibles [52]. Notons que dans cette topologie, le flux est généré par les aimants et les bobines statoriques conduisent principalement le courant qui produit le couple.

Si l'on souhaite avoir une bonne qualité du découpage au niveau de l'onduleur conduisant à une bonne qualité de la forme d'onde des courants, il est souhaitable d'avoir une fréquence fondamentale inférieure à  $f_{switch}/20$ . La fréquence de découpage généralement limitée à  $f_{switch} \cong 40kHz$ . Dans ces conditions, la fréquence du fondamental doit être inférieure à  $2000Hz$ .

Connaissant la relation qui lie le nombre de pôles, la vitesse et la fréquence ( $N_{(tr/mn)} = 60f_{ond}/p$ ), on peut d'ores et déjà limiter le nombre de paires de pôles à :  $p = 12$ . Aux fréquences élevées les pertes fer deviennent importantes. Cette autre contrainte conduit à une limitation à des fréquences plus basses.

D'une façon globale, le bobinage concentré est destiné à des applications où un nombre important de paires de pôles est nécessaire. Ce type de bobinage simplifie la construction du stator. Cependant, un bobinage concentré crée des harmoniques d'espaces, ce qui implique une déformation de l'onde de la force magnétomotrice.

Dans le chapitre I, nous avons montré l'intérêt de bobinage fractionnaire pour les machines HT° avec des bobines sont rigides qui s'insèrent autour des dents. La figure II.2 montre la forme de bobines inorganiques préfabriquées.



Figure II.2. Forme des bobines inorganiques préfabriquées.

La structure 12 dents – 10 pôles est bien connue pour ses performances en termes de qualité de la fém et de son faible couple de détente. Nous optons pour cette structure, mais nous la dupliquons pour envisager une machine 24 dents et 20 pôles, ce qui permet de réduire la hauteur des culasses rotorique et statorique et par conséquent la résistance thermique entre le bobinage et le carter. Le choix d'une machine 24 dents - 20 pôles conduit à des bobines élémentaires avec des nombres de spires et des volumes plus faibles, réduisant aussi bien les contraintes mécaniques lors de la réalisation de ces bobines que les contraintes hautes fréquences liées à l'alimentation de la machine par une électronique embarquée à composants de commutation très rapide. Ainsi, nous avons :  $N_s = 24$  bobines,  $N_r = 2p = 20$  pôles et  $f=833$  Hz pour 5000 tours/min de vitesse maximale.

Pour ces machines, la démarche de dimensionnement est inversée car la contrainte principale est le rayon de courbure minimal que l'on peut réaliser avec les fils HT° de type CERAFIL500. Nous nous basons sur le rayon de courbure de 4 mm, soit un espace de 8mm pour prévoir une dent avec un certain jeu mécanique. Le nombre de dents statoriques est fixé à 24 (8 bobines par phase) pour une machine triphasée. Ainsi la tension par phase est répartie sur 8 bobines. Ce choix est guidé par les contraintes d'isolations électriques de ces bobines. La géométrie des bobines donne une idée de la section d'une dent qui est de  $7 \times 50 = 350 \text{ mm}^2$  ce qui donne un flux sous une dent  $\phi_0 = 0.525 \text{ Wb}$  crête à 1.5 T dans la dent.

Le calcul du nombre de spires par bobine repose sur la tension disponible et la vitesse selon la formule de Boucherot :

$$E = 4,44 f \phi_0 N_{spires} K_{b1} \quad (II.1)$$

Où :

-  $E$  est la fém de phase supposée légèrement inférieure à la tension

-  $f$  est la fréquence du fondamental

-  $N_{spires}$  est le nombre total de spires par phase :  $N_{spires} = N_{S_b} * 8$

-  $K_{b1}$  est le coefficient de bobinage du fondamental

Ainsi, le nombre de spires par bobine  $N_{S_b}$  est déterminé pour un flux  $\phi_0$  imposé par les contraintes physiques sur une dent.

La figure II.3 montre le détail d'une encoche du stator. Les bobines étant de section rectangulaire, il a été intéressant d'introduire de demi-dents permettant de définir un logement pour chaque bobine. Ces demi-dents, servent aussi comme surface de contact supplémentaire entre les bobines et le stator pour une meilleure évacuation thermique. Elles ont aussi pour rôle d'augmenter le découplage magnétique entre les bobines. Les dimensions de ces détails géométriques de l'encoche ne sont pas considérées dans le pré-dimensionnement analytiques mais seront examinés lors de la simulation numérique par éléments finis.

Les encoches du stator sont obligatoirement ouvertes pour pouvoir monter les bobines HT° qui sont rigides. Cette topologie n'est pas sans inconvénients car les pôles du rotor qui défilent en face des dents du stator voient des variations d'induction très importante à une fréquence élevée. Ces variations d'induction créent des couples harmoniques et des courants de Foucault dans les pièces métalliques du rotor. Pour limiter ces effets négatifs, les encoches seront fermées par des cales d'un matériau magnétique à faible perméabilité. Aux basses températures, il est possible d'utiliser des matériaux magnétiques composites à forte résistivité [53] et aux températures élevées, ces cales sont obligatoirement métalliques et des courants seront induits dans ces cales et augmenteront leur température. Cette démarche de dimensionnement inversée est adoptée du fait de la contrainte sur la forme des bobines.



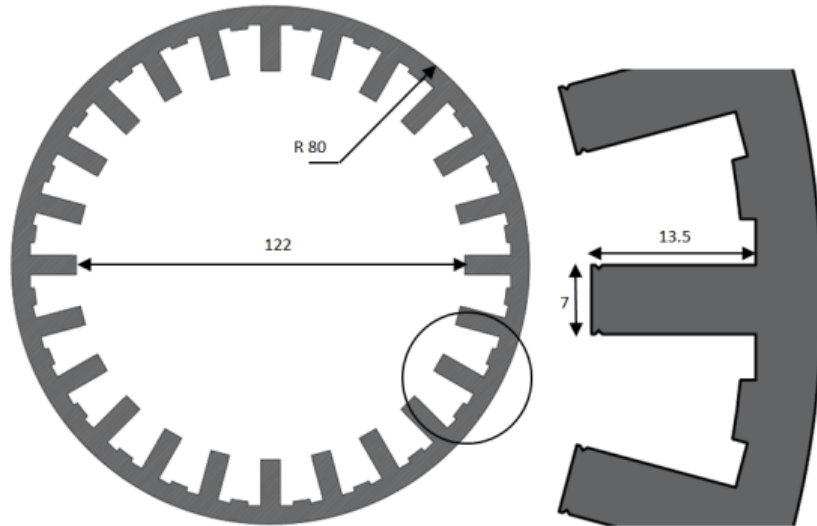


Figure II.3. Circuit magnétique du stator et détail d'une encoche.

### II.2.3 Topologies du rotor

Les machines construites avec des aimants SmCo segmentés insérés dans le circuit magnétique doux du rotor offre une bonne solution pour obtenir des puissances massiques élevées. Deux technologies de montage des aimants sont possibles, rotor à aimants en surface et rotor à aimants insérés.

#### II.2.3.1 Rotor à aimants en surface

Pour la machine à aimants posés en surface, il est nécessaire d'adapter la hauteur des aimants et leur épanouissement de sorte qu'ils produisent le flux  $\phi_0$  nécessaire. Pour cela, on utilise la formule reliant la hauteur des aimants  $H_{aimant}$ , celle de l'entrefer  $H_{entrefer}$  et l'induction d'entrefer  $B_e$  sous des hypothèses simplificatrices.

$$B_e = B_r \frac{H_{aimant}}{H_{entrefer} + H_{aimant}} \quad (II.2)$$

Où  $B_r$  est l'induction rémanente des aimants.

Une attention particulière est portée sur aux pertes dans les aimants dues aux courant induits par les variations de l'induction créés par les dents. Une segmentation de chaque aimant en 4 pièces (2 dans le sens azimutal et 2 dans le sens axial) permet de réduire ces

perdes sans augmenter la complexité de fabrication et d'assemblage. La figure II.4 montre la section transversale de la machine à aimants en surface.

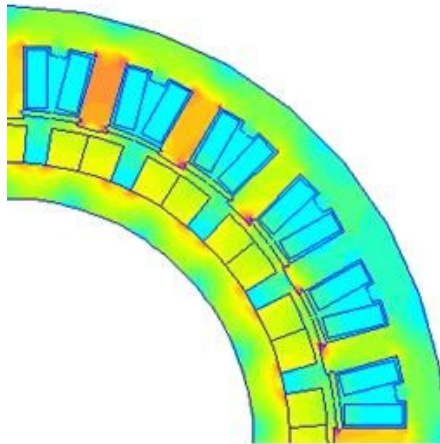


Figure II.4. Rotor à aimants posés en surface.

### II.2.3.2 Rotor à aimants insérés

En ce qui concerne le rotor à aimants insérés, le nombre de pôles est gardé pour conserver le même bobinage statorique. Le prédimensionnement analytique est relativement complexe dans la mesure où beaucoup d'hypothèses simplificatrices sont nécessaires. Il est recommandé d'utiliser directement le calcul numérique.

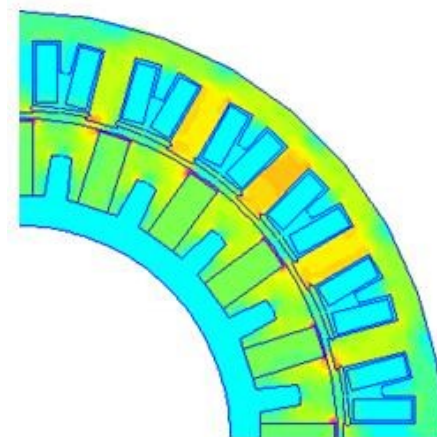


Figure II.5. Rotor à aimants insérés.

La particularité de cette topologie réside dans le dimensionnement des barrières de flux. En effet, il est indispensable de limiter les flux de fuite au rotor afin de profiter pleinement du flux des aimants. La topologie est décrite sur la figure II.5. Le circuit magnétique est ouvert

du côté intérieur de sorte que le flux ne puisse pas se reboucle par le rotor amagnétique. Le côté supérieur, situé près de l'entrefer, est dimensionné de sorte qu'il tienne mécaniquement mais qu'il soit très saturé magnétiquement. De la même manière que pour les aimants posés en surface, les aimants insérés sont également subdivisés en 4 pièces pour limiter les pertes par courants induits et les échauffements. Naturellement, la topologie à aimants insérés protège mieux les aimants qui sont moins exposés aux variations de flux causé par les encoches ni au flux de chaleur provenant du stator.

#### II.2.4 Simulation numérique par éléments finis de la MSAP

La méthode des éléments finis (MEF) est la méthode la plus connue et la plus utilisée dans le domaine de la simulation numérique. En électromagnétisme, cette méthode est très employée dans le domaine des basses fréquences. Un modèle de calcul des machines à aimants est utilisé pour estimer les performances des machines dimensionnées. Il est clair que les deux versions de la machine auront des performances différentes avec le même stator et des rotors différentes. Les principales données géométriques et les paramètres de la machine sont résumés au tableau II.1. Un compromis de dimensionnement est effectué pour obtenir des performances comparables dans les mêmes conditions. Les résultats obtenus sont proches du cahier des charges.

Tableau II.1 Paramètres de la machine

Paramètre	Symbole	
Nombre d'encoches	$N_S$	24
Nombre de paires de pôle	$p$	10
Nombre de spires par bobine	$N_{S_b}$	16 spires
Nombre de phase	$n$	3
Vitesse maximale	$\Omega$	5000 tours/min
Fréquence d'alimentation	$f$	833 Hz
Diamètre extérieur stator	$D_{ex}$	160 mm
Diamètre intérieur stator	$D_{in}$	122 mm
Entrefer	$e$	1 mm
Longueur axiale	$L_z$	50 mm

La figure II.6 montre les performances calculées par éléments finis à 5000 tr/mn pour les deux types de rotor. La colonne de gauche correspond au rotor à aimants posés en surface et celle de droite au rotor à aimants insérés.

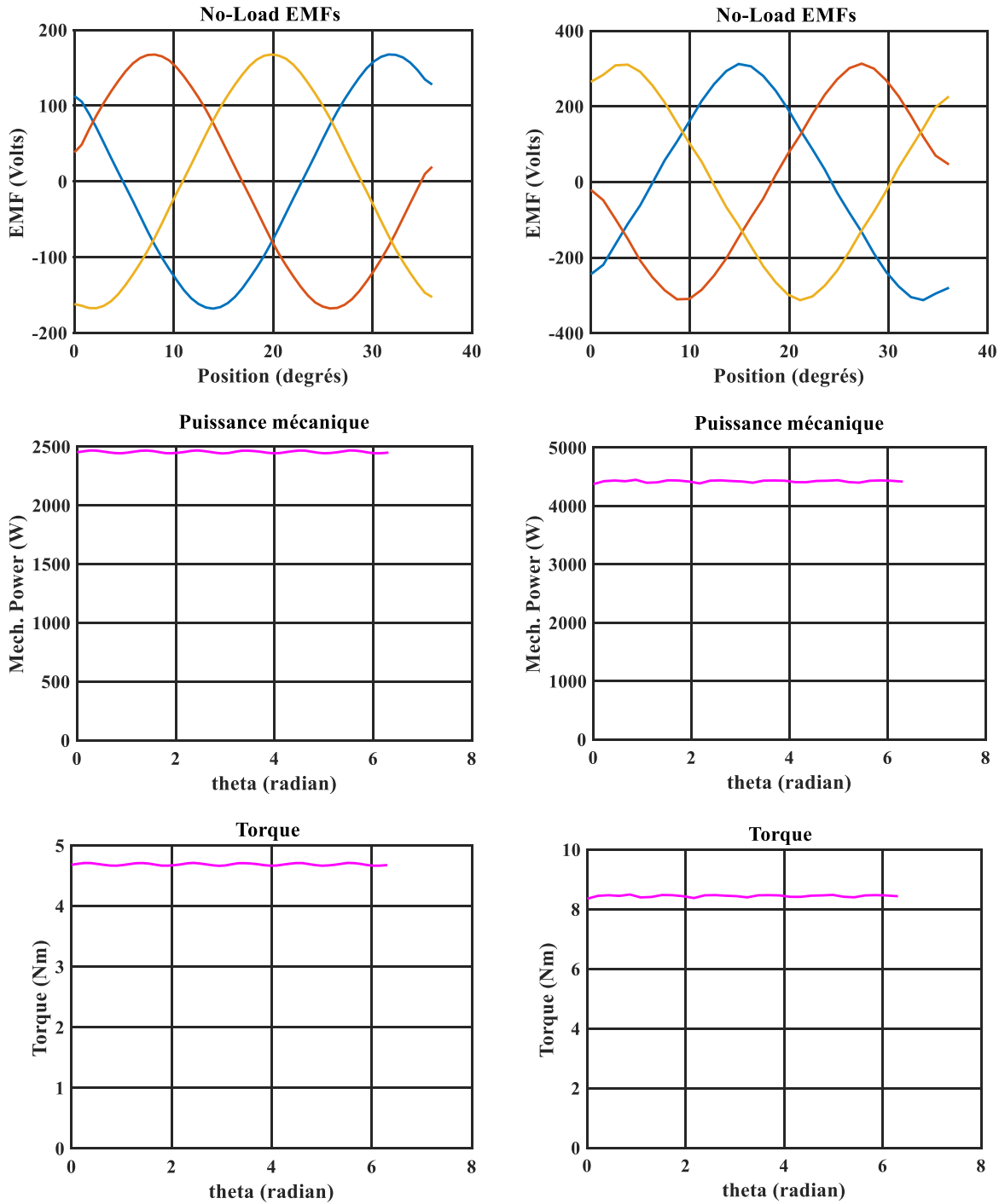


Figure II.6. Performances des machines à 5000 tr/mn.

Ces résultats de simulations confirment que la machine à aimants insérés, qui concentre le flux, aura une puissance massique plus importante que la machine à aimants en surface.

Les deux rotors ont été conçus et réalisés, le premier a une forme simple, ses aimants sont montés à la surface d'un circuit magnétique doux. Le maintien mécanique des aimants est assuré par une frette qui admet les températures élevées. Le second rotor insère les aimants

dans une structure magnétique feuilletée en matériau magnétique doux. Cette solution permet de concentrer le flux des aimants vers l'entrefer et d'obtenir des inductions supérieures qui donnent des densités de puissances plus élevées. La fixation mécanique des aimants est plus sûre. Les aimants sont également plus éloignés des points chauds que sont les bobines inorganiques, mais les formes géométriques sont plus complexes et donc plus difficiles à usiner. Les aimants posés en surfaces sont noyés dans une résine tenant 280°C. Une frète en fibre de carbone de 0.5mm d'épaisseur maintient l'ensemble des aimants à la surface du rotor. En ce qui concerne le rotor à aimants insérés, la surface extérieure est usinée (surfaçage) de sorte que les barrières de flux aient l'épaisseur désirée (0.5 mm). Les rotors sont rigides et facilement manipulables. Nous montrons les deux rotors réalisés sur la figure II.7.



Figure II.7. Les deux versions des rotors réalisés.

Plusieurs essais ont été faits avec les deux versions du rotor, le verrou technologique se situe au niveau des aimants, la température de la surface du rotor ne peut pas dépasser une valeur maximale de l'ordre 250°C. Avec une machine synchro-reluctante à rotor massif, il est possible de lever ce verrou. Cette machine requiert cependant une magnétisation par le stator donc des bobines haute Température (HT°) plus performantes. Les détails de ces essais expérimentaux sont donnés en annexe.

### **II.3 Machine à reluctance variable**

Dans cette partie, nous allons présenter les travaux menés sur la machine à réluctance variable qui constituent le cœur de nos travaux de recherche dans cette thèse. Les difficultés rencontrées avec la machine à aimants permanents ont conduit à envisager un rotor passif

et inerte qui peut supporter des températures élevées sans poser de problèmes d'assemblage mécanique. La machine à réluctance variable semble être ainsi une bonne candidate pour pallier ces difficultés même si on sait que sa puissance massique sera plus faible.

Le principe des machines à réluctance variable est basé sur celui de l'électroaimant. En fait, il s'agit de la plus ancienne méthode de conversion électromécanique [54 ,55].

Deux types principaux de MRV existent, les machines pas-à-pas et les machines synchro-réductantes. Les premières, comme leur nom l'indique, imposent au rotor une succession d'états transitoires séparés ou non par des positions stables ; ce sont des machines à double saillance. Les secondes sont basées le principe d'un champ tournant, créé par un bobinage logé dans un stator qui exerce des forces mécaniques sur les pôles du rotor ; ce sont des machines à simple saillance. Le rotor de la MRV est simplement constitué d'une pièce massive ou d'un empilement de tôles de matériau ferromagnétique doux formant une structure périodique. Il ne comporte ni conducteur électrique ni aimant, ce qui lui confère une grande robustesse et une extrême simplicité. Ce type de machine trouve des applications aussi bien dans les vitesses élevées (absence de bobinage ou d'aimants sur le rotor) qu'aux basses vitesses (où la vitesse est réduite par augmentation du nombre de dents sans bobinages supplémentaires. Nous allons décrire ces deux types de MRV ainsi que leurs modes de bobinage et d'alimentation afin de procéder à une démarche de modélisation et de dimensionnement dans le cadre de notre projet.

### **II.3.1 MRV à simple saillance**

Les MRV à simple saillance, également appelées « machines synchro-réductantes », possèdent le même stator qu'une machine asynchrone ; il est construit sur la base d'un stator polyphasé classique qui crée une force magnétomotrice (fmm) tournante multipolaire lorsqu'il est alimenté par un système polyphasé équilibré. Pour créer un couple moyen non nul, le rotor doit avoir le même nombre de pôles que la fmm tournante créée par le stator. Cette machine présente les avantages suivants : pas de pertes Joule au rotor, à l'exception

des pertes par courants de Foucault, puisque celui-ci n'est pas excité. L'alimentation de cette machine peut être très simple car semblable à celle des MAS ou MSAP [56].

Le bobinage des machines synchro-reluctantes est similaire à celui des machines à champ tournants ; c'est un bobinage distribué qui répond aux règles classiques des systèmes polyphasés. En général, ces bobinages permettent d'obtenir un harmonique de champ tournant prépondérant dans l'entrefer.

La conception des bobinages distribués utilise la notion de nombre d'encoches par pôle et par phase, de pas de bobinage permettant de définir les positions des conducteurs « aller » et « retour » de chaque phase. En effet pour une machine triphasée à pas diamétral possédant  $q$  encoches par pôle et par phase, les conducteurs « aller » de la phase A sont logés dans les encoches numérotées de  $(1 \text{ à } q) + 3q(n - 1)$  ;  $n$  allant de 1 à  $p$ . Les conducteurs « retour » de la même phase A sont décalés d'un pas polaire soit  $3q$  encoches. Les positions de deux autres phases sont déduites de la première par permutation circulaire d'un tiers de période. La figure II.8 donne l'exemple d'une machine triphasée tétrapolaire. Dans cet exemple, le bobinage triphasé est reparti sur les 24 encoches avec 2 encoches par pôle par phase. Il est à pas diamétral. Les faisceaux aller de la phase A occupent les encoches 1, 2, 13 et 14 et les faisceaux retours sont décalés d'un angle correspond à 1 pas polaire soit  $90^\circ$  pour une machine à 4 pôles. Ils sont donc placés dans les encoches 7, 8, 19 et 20. Les phases B et C sont décalées de  $120^\circ$  électrique ou  $60^\circ$  mécanique (4 pas dentaires) pour une machine bipolaire. La position des 24 faisceaux est résumée dans le tableau II.2.

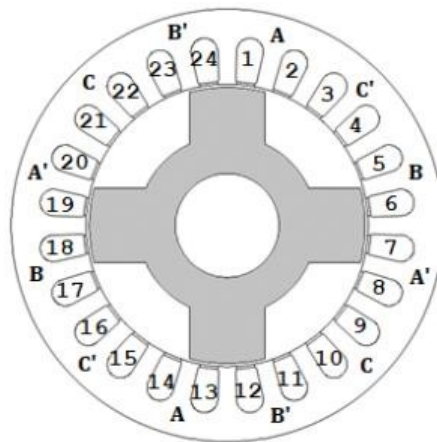


Figure II.8. Exemple de MSRV triphasée tétrapolaire à stator lisse.

Tableau II.2 La position des 24 faisceaux.

	Faisceaux Aller	Faisceaux Retour
Phase A	1 -2-13-14	7-8-19-20
Phase B	5-6-17-18	11-12-23-24
Phase C	9-10-21-22	3-4-15-16

Il est possible de limiter les harmoniques d'espace de la fmm tournante en adoptant un bobinage plus complexe, à pas raccourci par exemple, où les encoches reçoivent deux faisceaux de conducteurs. Un bobinage raccourci à 5/6 du pas polaire permet de réduire drastiquement les harmoniques 5 et 7 de la fmm.

Les machines synchro-réductantes sont généralement alimentées par des courants sinusoïdaux équilibrés de pulsation  $\omega$  permettant d'obtenir une fmm tournante à la vitesse  $\frac{\omega}{p}$  ; les harmoniques de la fmm tournent aux vitesses  $\frac{\omega}{p(1\pm 6k)}$ .

D'une manière générale, les bobinages distribués présentent des têtes des bobines aux extrémités qui peuvent poser des problèmes. Ces bobines ont une forme complexe où il est nécessaire d'avoir des isolations souples pouvoir déformer les têtes des bobines lorsque les faisceaux sont placés dans les encoches depuis l'espace libre à l'intérieur du stator. Cette solution est donc irréaliste avec des bobines réalisées avec le fils HT° du chapitre précédent qui ont une isolation inorganique fragile et qui doivent être encapsulés dans un ciment HT°.

### II.3.2 MRV à double saillance

Ce type des machines se compose d'un stator comportant des bobines montées sur des dents diamétralement opposé par exemple, qui créent un champ magnétique pulsé dans l'entrefer. Ce type d'enroulement permet d'avoir un bon coefficient de bobinage. Cette structure de bobinage permet également d'avoir une tête de bobine courte. Ainsi, avec le même courant d'alimentation, le bobinage produit moins de pertes Joule ; ce bobinage est avantageux du point de vue thermique. De plus, ce bobinage nous permet d'avoir un couplage magnétique entre phases minimal. Ainsi, le flux propre d'une phase est seulement fonction du courant de la phase alimentée et de la position du rotor. Ainsi, en fonctionnement linéaire, le couple peut être déduit directement par la dérivée de l'inductance propre par rapport à la position rotorique.



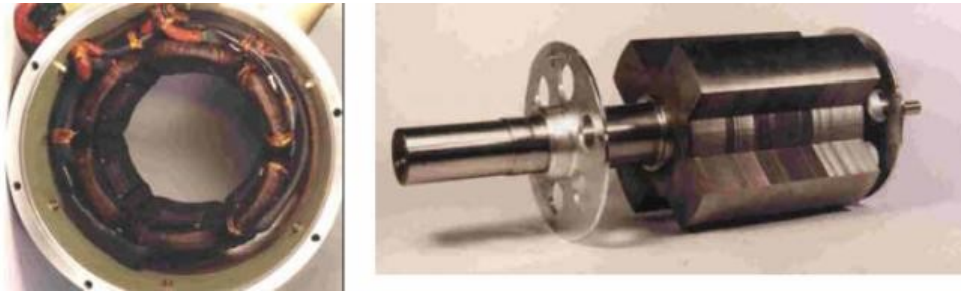


Figure II.9. Prototype de MRVDS 6/4

Les machines à double saillance sont généralement alimentées par des créneaux de courants continus souvent unidirectionnels ; ce sont les machines pas à pas. Il est aussi possible de les alimenter par des courants sinusoïdaux sous certaines conditions. Les bobinages des machines à doubles saillances suivent, en partie, les règles de machines à aimants à pas fractionnaires. La conception de leurs bobinages est basée sur le déphasage entre deux bobines successives noté  $\alpha_u$  :

$$\alpha_u = \frac{2\pi}{N_s} p \quad (II.3)$$

Ce déphasage permet de déterminer les phases des flux des différentes bobines du stator et d'en déduire un mode de connexion permettant de favoriser un harmonique donné. La littérature est abondante sur cette technique de conception du bobinage. Nous donnons ici, l'exemple d'un bobinage à 12 bobines et 10 pôles en spécifiant les vecteurs des flux des 12 bobines ainsi que le mode de connexion.

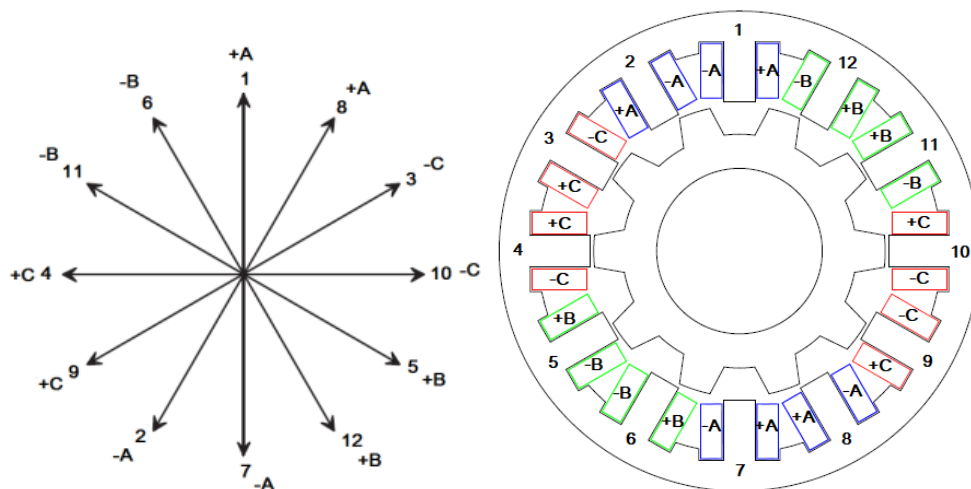


Figure II.10. Bobinage double couche 12 bobines /10 pôles.

Le nombre d'encoches est 12 ; 12 vecteurs sont donc définis. Le vecteur 1 est dirigée vers le haut. Le vecteur suivant, le vecteur 2, est situé à un angle électrique de  $\alpha_u = 150^\circ$  du premier vecteur. Le vecteur 3 est situé à un angle de  $150^\circ$  par rapport au vecteur 2 et ainsi de suite. Les bobines 1 et 2 doivent être connectées en anti-série de sorte que leurs fém s'ajoutent. Il en est de même pour les bobines 7 et 8. Ces deux groupes de bobines doivent être connectées pour former le bobinage de la phase A tel que présenté sur la figure II.10. Les connectiques des deux autres phases sont déduites par permutation circulaire correspondant à  $2\pi/3$ .

Pour concevoir une machine qui soit réalisable avec un bobinage doté d'un SIE inorganique rigide, il faut opter pour un bobinage concentré, réalisé avec une bobine par dent statorique tel qu'il est présenté ci-dessus.

Des études antérieures faites pour les machines à bobinage organique conçu pour les températures ordinaires [57] donnent les combinaisons possibles des nombres d'encoche et du nombre de pôles pour produire un couple moyen lorsque la machine est alimentée par des courants triphasés équilibrés. En triphasé, la combinaison 12 encoches 10 pôles est très utilisée pour sa simplicité et ses bonnes performances. Les 12 bobines du stator se divisent en 3 phases ce qui donne 4 bobines par phase.

L'alimentation de MRV à double saillance est souvent mise en œuvre avec des créneaux courants continus commutés d'une phase à une autre. Cette machine, ainsi alimentée, présente des ondulations de couple importantes et des variations brutales de la fém sur les bobines ; ce qui risque de fragiliser les isolants.

L'étude que nous allons mener consiste à modéliser et dimensionner une machine à double saillance alimentée par des courants sinusoïdaux pour limiter les ondulations de couple et les surtensions brutales dans les bobines. Nous allons présenter le cadre général de la modélisation dans un premier temps, puis nous passerons au dimensionnement de la machine à double saillance pour répondre au cahier des charges imposé.

### II.3.3 Modélisation de la MSRV

La modélisation de la MRV peut être effectuée de différentes manières, nous présentons ici les bases d'un modèle interne utilisant les grandeurs locales (champ) ainsi que la transition vers un modèle externe (circuit) utile pour la commande des machines électriques. L'objectif à terme, est de combiner les deux modèles pour trouver la géométrie optimale de la machine permettant de réduire les ondulations du couple. Le couple peut être calculé avec les modèles internes ou externes.

#### II.3.3.1 Modèle interne (champ)

Les modèles internes sont basés sur la résolution des équations de diffusion du champ dans la machine avec des méthodes analytiques ou numériques. Dans le cadre de cette thèse nous avons opté pour l'utilisation de la méthode des éléments finis en deux dimensions. Pour simplifier et illustrer, nous allons étudier une machine à reluctance variable triphasée (MRV6-4 classique à six dents au stator et quatre dents au rotor). La machine présente un bobinage triphasé de sorte que chaque phase soit constituée de deux bobines placées en vis-à-vis pour assurer un équilibre mécanique des efforts radiaux. Le tableau II.3 présente les données géométriques et les paramètres de la machine étudiée.

Tableau II.3 Paramètres de la machine étudiée

Paramètre	Symbole	
Nombre de paires de pôle	$p$	2
Nombre d'encoches	$N_S$	6
Nombre de spires par bobine	$N_{S_b}$	200
Nombre de phase	$n$	3
Rayon externe du stator	$R_{S_{ex}}$	160 mm
Rayon interne du stator	$R_{S_{in}}$	83 mm
Rayon externe du rotor	$R_{r_{ex}}$	78 mm
Rayon interne du rotor	$R_{r_{in}}$	35 mm
Entrefer	$e$	5 mm
Longueur axiale	$L_Z$	300 mm
Ouverture angulaire de rotor	$\alpha_d$	31.5°

Deux configurations sont envisageables pour le bobinage : bobinage à flux additifs et bobinage à flux opposés (figure II.11).

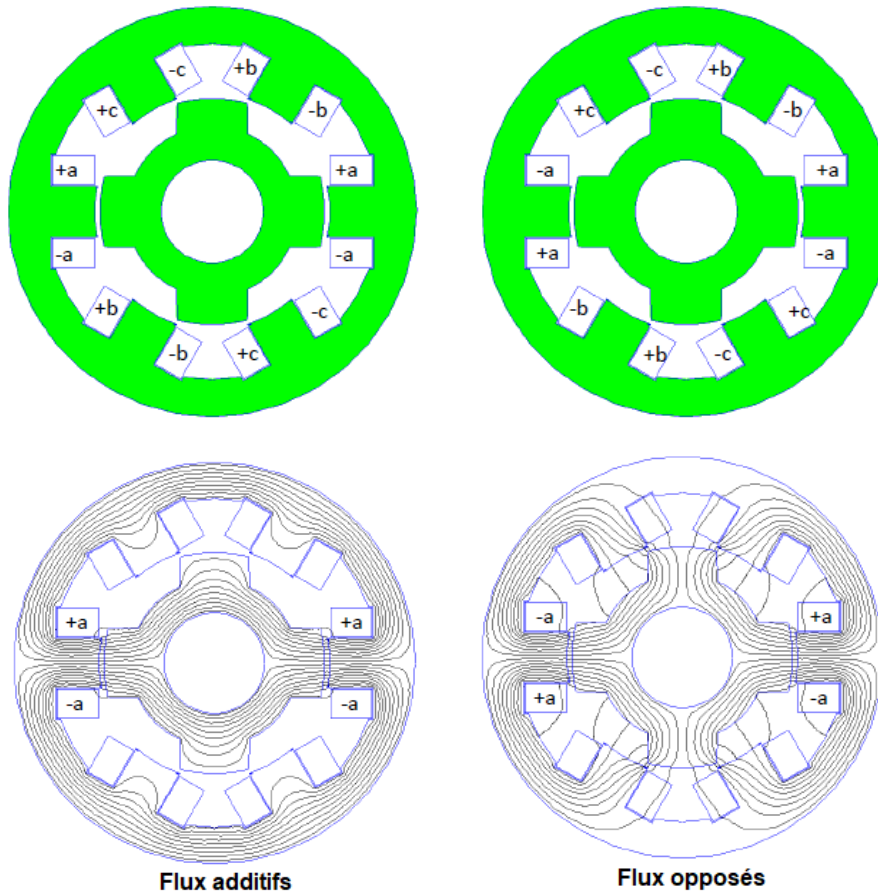


Figure II.11. Cartes de champ pour différentes topologies de bobinage.

Un courant continu  $I_{DC} = 10$  A est injecté dans les bobines représentant une phase statorique selon un bobinage à flux additifs, le calcul du champ dans la machine peut être effectué éléments finis. Le couple est calculé par différentes méthodes :

- Dérivation de la co-énergie magnétique

$$\Gamma = \left. \frac{\partial \tilde{W}}{\partial \theta} \right|_{i=cte} \quad (II.4)$$

- Tenseur de Maxwell sur un contour fermé

$$\Gamma(\theta) = \iint_{S(\Omega)} r \times (\bar{T} \cdot ds) \bar{u}_z \quad (II.5)$$

- Tenseur pondéré (weighted stress Tensor) :

L'avantage de cette méthode par rapport à la méthode avec intégration surfacique est l'élimination de la définition de la surface d'intégration. Cette intégrale volumique peut donc, dans certaines conditions, être plus simple à mettre en œuvre par la MEF.

$$\Gamma(\theta) = \frac{1}{\delta} \int_0^\delta \iint_{S(\Omega)} r \times (\bar{T}(\delta) \cdot ds) \vec{u}_z d\delta \quad (II.6)$$

Les couples électromagnétiques calculés par les trois méthodes sont donnés dans la figure II.12. Les couples sont calculés pour un angle de rotation allant de 0 à  $360/p$ , soit  $180^\circ$ . Où  $p$  est le nombre de paires de pôles. Les couples obtenus par les trois méthodes sont proches avec une différence plus importante pour les valeurs extremums. Cette différence peut provenir des différences de méthodes de calcul. Les couples statiques  $\Gamma_b$  et  $\Gamma_c$  des deux autres phases sont aussi présentés à la figure II.12 en utilisant une permutation circulaire.

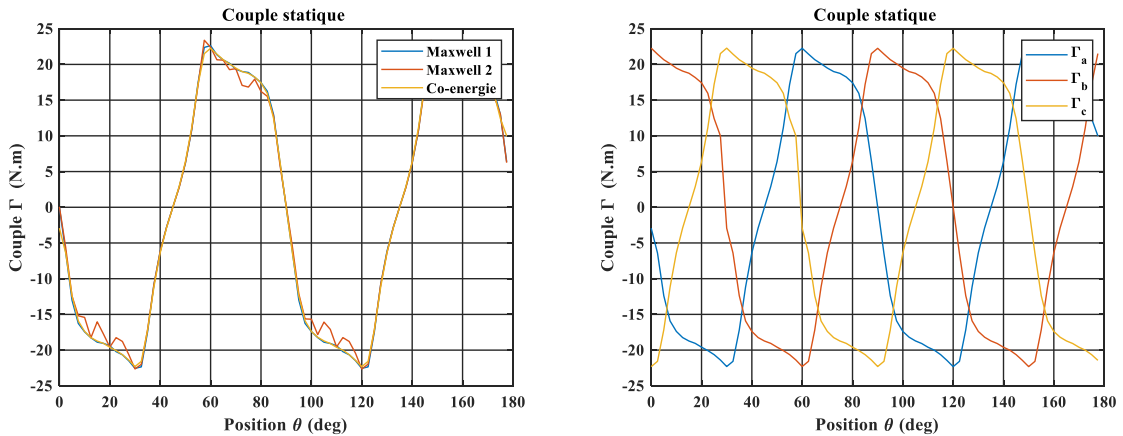


Figure II.12. Couples calculés par différentes méthodes.

Maxwell1 : tenseur de Maxwell sur un contour

Maxwell2 : tenseur de maxwell pondéré

Co-énergie : Travaux virtuels

Le modèle interne permet par ailleurs de déterminer les valeurs des paramètres d'un modèle externe équivalent. Afin de déterminer les inductances des phases, nous procédons au calcul des flux dans les bobines par :

$$\phi_{bobine} = \frac{Ns_b L_z}{S_+} \int_{S_+} A \cdot ds - \frac{Ns_b L_z}{S_-} \int_{S_-} A \cdot ds \quad (II.7)$$

Où  $S_+$  est la surface délimitée par les conducteurs « aller » et  $S_-$  la surface délimitée par les conducteurs « retour » de la bobine ;  $Ns_b$  est le nombre de spires dans une bobines et  $L_z$  la longueur axiale.

Les flux dans les bobines permettent de déterminer les flux de phase  $\Psi = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]$  et d'en déduire la matrice d'inductances de la machine  $L(\theta)$  que nous expliciterons plus loin.

Cette démarche permet de déterminer les inductances propres et mutuelles de la machine en fonction de la position du rotor. Pour une machine synchro-réductante idéale, les inductances sont de la forme :  $L(\theta) = L_0 + L_1 \cos(2\theta)$  de sorte que le couple électromagnétique soit lisse. Naturellement, les inductances n'ont pas de formes sinusoïdales parfaites, des harmoniques de rangs élevés peuvent apparaître. Ceci contribue aux ondulations de couple que nous étudieront plus loin. La figure II.13 montre un exemple d'une inductance propre et mutuelle.

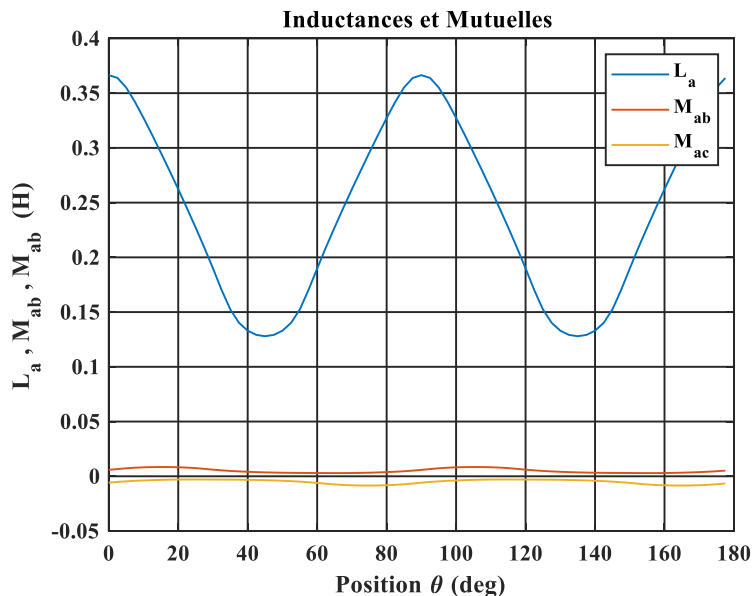


Figure II.13. Exemple : inductances propres et des mutuelles pour une phase.

### II.3.3.2 Modèle externe (circuit)

La figure ci-dessous représente le schéma électrique d'une MRV alimenté par une source de tension triphasé équilibré. Les inductances propres et mutuelles dépendent de la position du rotor.

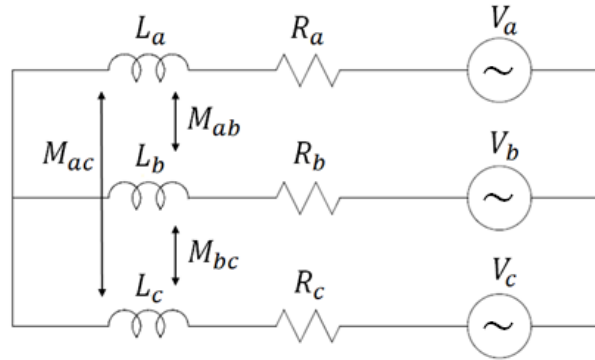


Figure II.14. Schéma électrique équivalent.

Les équations électriques de la MRV s'écrivent :

$$v = R \cdot i + \frac{d\Psi}{dt} \quad (II.8)$$

$$\Psi = L(\theta) \cdot i \quad (II.9)$$

Avec :

$v = [v_a \ v_b \ v_c]^t$  : le vecteur des tensions d'alimentations du stator,

$i = [i_a \ i_b \ i_c]^t$  : le vecteur des courants à travers les enroulements a, b et c,

$\Psi = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^t$  : le vecteur des flux totaux à travers les enroulements a, b et c,

$R$  : la résistance d'une phase du stator ;

$L(\theta)$  : la matrice des inductances du stator,  $\theta$  : la position mécanique

La matrice des inductances peut être mise sous la forme spectrale ci-dessous qui fait apparaître le terme constant, qui ne contribue pas à la conversion de l'énergie, et la série d'harmonique qui dépend de l'angle  $\theta$ . Idéalement, cette série se limite au premier terme d'harmonique 2 mais la réalité des machines électriques fait que cette série peut contenir plusieurs termes non négligeables.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} La_0 & Mab_0 & Mac_0 \\ Mab_0 & Lb_0 & Mbc_0 \\ Mac_0 & Mbc_0 & Lc_0 \end{bmatrix} + \sum_{n=1}^{\infty} \begin{bmatrix} La_n \cos(2n\theta) & Mab_n \cos(2n(\theta + \frac{2\pi}{3})) & Mac_n \cos(2n(\theta - \frac{2\pi}{3})) \\ Mab_n \cos(2n(\theta + \frac{2\pi}{3})) & Lb_n \cos(2n(\theta - \frac{2\pi}{3})) & Mbc_n \cos(2n\theta) \\ Mac_n \cos(2n(\theta - \frac{2\pi}{3})) & Mbc_n \cos(2n\theta) & Lc_n \cos(2n(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Sous l'hypothèse linéaire, la co-energie est exprimée par :

$$\tilde{W}(\theta) = \frac{1}{2} [i]^t [L(\theta)] [i] \quad (II.11)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$\Gamma_{em} = \frac{1}{2} [i]^t \frac{\partial [L(\theta)]}{\partial \theta} [i] \quad (II.12)$$

où :

$$\frac{\partial [L(\theta)]}{\partial \theta} = \sum_{n=1}^{\infty} -2n \begin{bmatrix} La_n \sin(2n\theta) & Mab_n \sin(2n(\theta + \frac{2\pi}{3})) & Mac_n \sin(2n(\theta - \frac{2\pi}{3})) \\ Mab_n \sin(2n(\theta + \frac{2\pi}{3})) & Lb_n \sin(2n(\theta - \frac{2\pi}{3})) & Mbc_n \sin(2n\theta) \\ Mac_n \sin(2n(\theta - \frac{2\pi}{3})) & Mbc_n \sin(2n\theta) & Lc_n \sin(2n(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix}$$

La figure II.15 montre la courbe du couple total en fonction de l'angle pour la machine étudiée. Le couple est calculé par les deux modèles (modèles interne et externe).



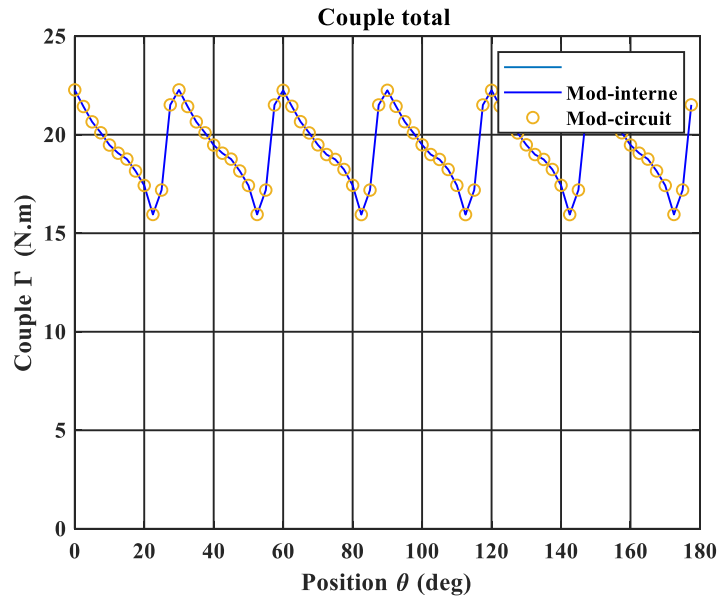


Figure II.15. Couple total calculé par les deux modèles.

### II.3.3.3 Modèle de la machine dans le référentiel d-q

Le modèle de Park de la machine à reluctance variable démarre de l'équation électrique (II.8). En appliquant la transformation de Park on obtient :

$$v_d = R \cdot i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - p \cdot \omega \cdot \Psi_q \quad (II.13)$$

$$v_q = R \cdot i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + p \cdot \omega \cdot \Psi_d$$

L'équation du couple devient :

$$\Gamma_{em} = p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (II.14)$$

Dans le repère lié au rotor, les flux totaux au travers des enroulements d et q s'expriment par :

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_d \cdot i_d + M_d \cdot i_q \\ \Psi_q &= L_q \cdot i_q + M_q \cdot i_d \end{aligned} \quad (II.15)$$

Dans ces expressions,  $L_d$  et  $L_q$  sont les inductances d'axes direct et en quadrature, et  $M_{dq}$  la mutuelle croisée. Les machines à double saillance sont caractérisées par des mutuelles  $M_{dq}$

négligeables de sorte que les phases d et q soient indépendantes. Dans ces conditions, les équations électriques et mécaniques dans le repère d-q s'écrivent [58] :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p\omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

$$\text{et } \Gamma_{em} = p \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (II.17)$$

Dans un premier temps, ces modèles linéaires seront utilisés pour le prédimensionnement de la MRV, nous tiendront compte de la saturation magnétique dans le dimensionnement final de la machine.

### II.3.4 Choix de la topologie de la MSRV et minimisation d'ondulation de couple

Dans le cadre de cette thèse, nous allons étudier une machine à réductance variable pour remplacer une machine à aimants permanents présentée au début de ce chapitre. La topologie du stator étant fixée (24 encoches), il est intéressant d'étudier les différentes connexions possibles entre les bobines montées sur les dents et d'en déduire la topologie du rotor la mieux adaptée. Avec un stator à 24 dents, la littérature scientifique donne plusieurs rotors possibles avec de bons coefficients de bobinages. Trois possibilités sont offertes pour construire le rotor de la MSRV : 24 bobines - 16 pôles, 24 bobines - 20 pôles ou 24 bobines - 28 pôles [59, 60 et 61]. Les figures II.16, II.17 et II.18 montrent les trois topologies et les connexions des bobines d'une phase.

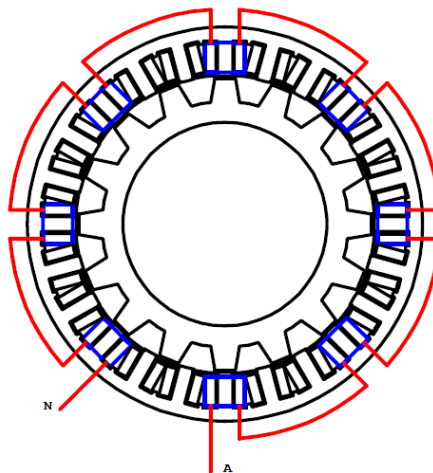


Figure II.16. Machine 24 dents 16 pôles et connexions des bobines d'une phase.

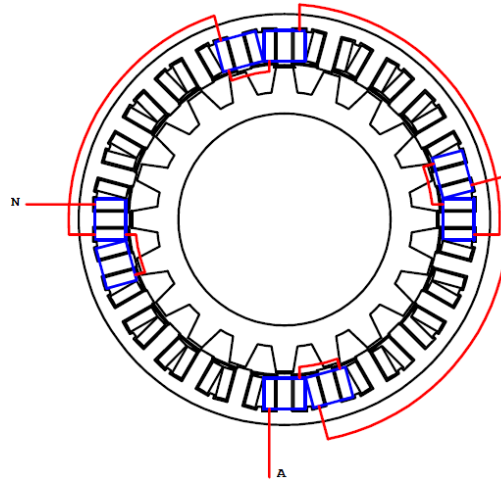


Figure II.17. Machine 24 dents 20 pôles et connexions des bobines d'une phase.

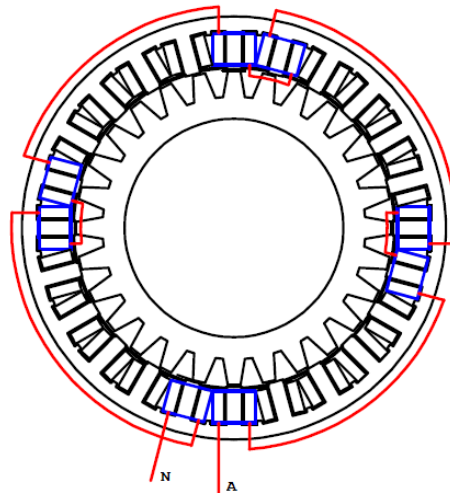


Figure II.18. Machine 24 dents 28 pôles et connexions des bobines d'une phase.

L'ondulation du couple est un paramètre important à prendre en compte, d'autant plus que l'isolation inorganique des fils HT° est fragile. Les vibrations peuvent abimer les bobines. Il est donc important choisir une structure qui limite les ondulations du couple sans trop augmenter la complexité de la réalisation du prototype.

Des simulations 2D, par éléments finis, sont faites pour les trois topologies, avec les mêmes données géométriques :

- Diamètre extérieur stator : 160 mm ;
- Longueur axiale active : 50mm ;
- Diamètre intérieur stator : 122 mm ;
- Entrefer : 0.7 mm.

Un programme spécifique a été développé pour modéliser ces machines à réductance variable par une démarche spécifique basée sur l'analyse harmonique des inductances propres et mutuelles (méthode externe). Quelques précautions d'usage doivent être prises. Le maillage autour de l'entrefer doit être plus fin que celui des autres régions. La figure II.19 montre le maillage utilisé.

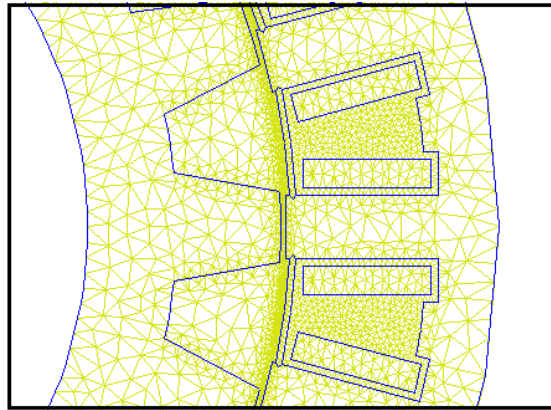


Figure II.19. Maillage de l'entrefer et les régions adjacentes.

Dans un premier temps, nous adoptons l'hypothèse d'un matériau linéaire permettant d'établir un modèle externe utilisant la décomposition spectrale des paramètres de la machine. Nous calculons les flux des phases pour constituer ensuite la matrice des inductances  $[L(\theta)]$  dont les termes sont des fonctions de la position du rotor  $\theta$ . Les inductances propres et mutuelles sont calculées en faisant des simulations pour différentes positions du rotor. Les figures II.20, II.21 et II.22 montrent l'inductance propre d'une phase ainsi que son analyse spectrale pour les trois topologies.

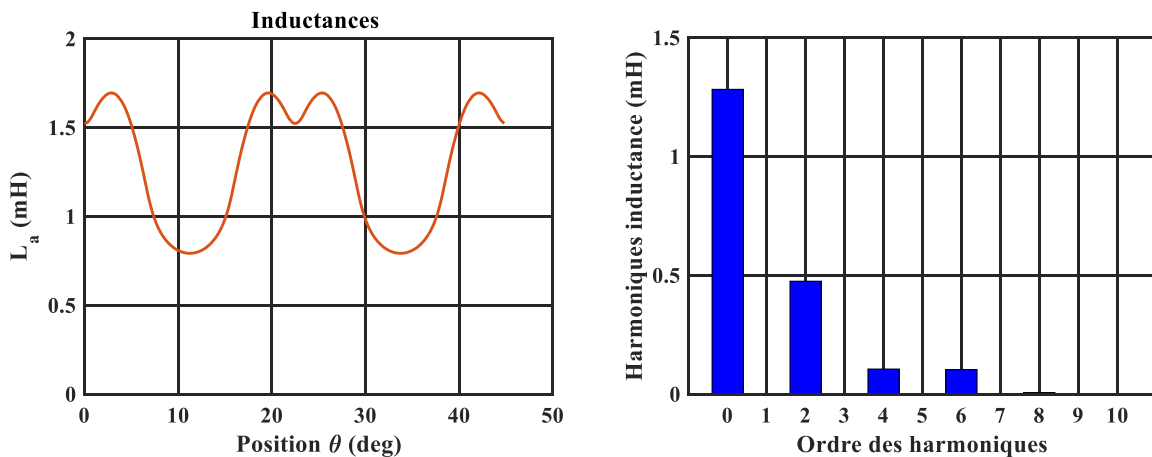


Figure II.20. Inductance d'une phase et spectre correspondant pour la topologie 24-16.

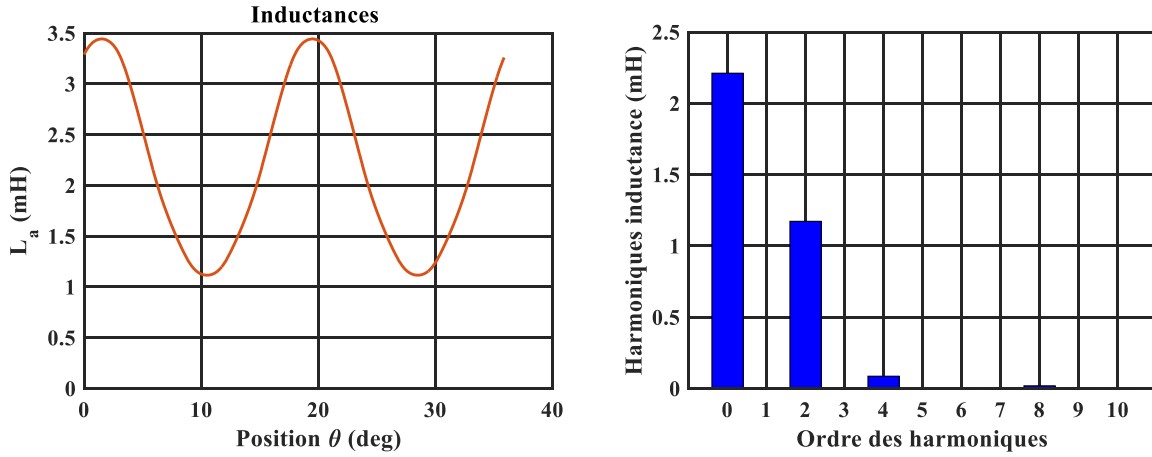


Figure II.21. Inductance d'une phase et spectre correspondant pour la topologie 24-20.

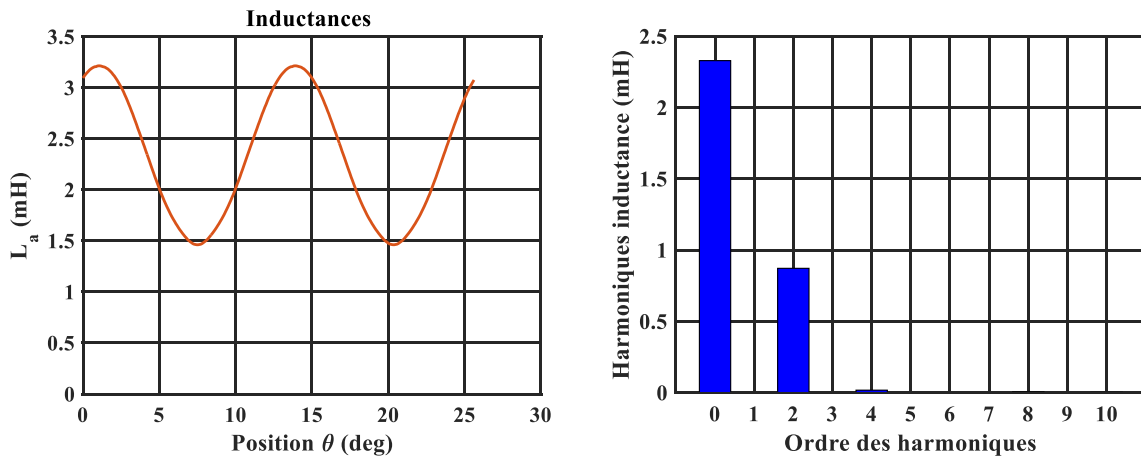


Figure II.22. Inductance d'une phase et spectre correspondant pour la topologie 24-28.

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par dérivation de la coénergie [62] :

$$\Gamma = \frac{1}{2} [I]^t \frac{\partial [L]}{\partial \theta} [I] = \Gamma_{moy} + \sum_n \Gamma_{ond} \cos(2n\theta + \varphi_n) \quad (II.18)$$

La démarche adoptée consiste à trouver la topologie de machine qui produit à un second terme de la matrice des inductances ( $n = 1$ ) le plus grand possible par rapport aux autres car les harmoniques de rangs supérieurs créent des ondulations du couple.

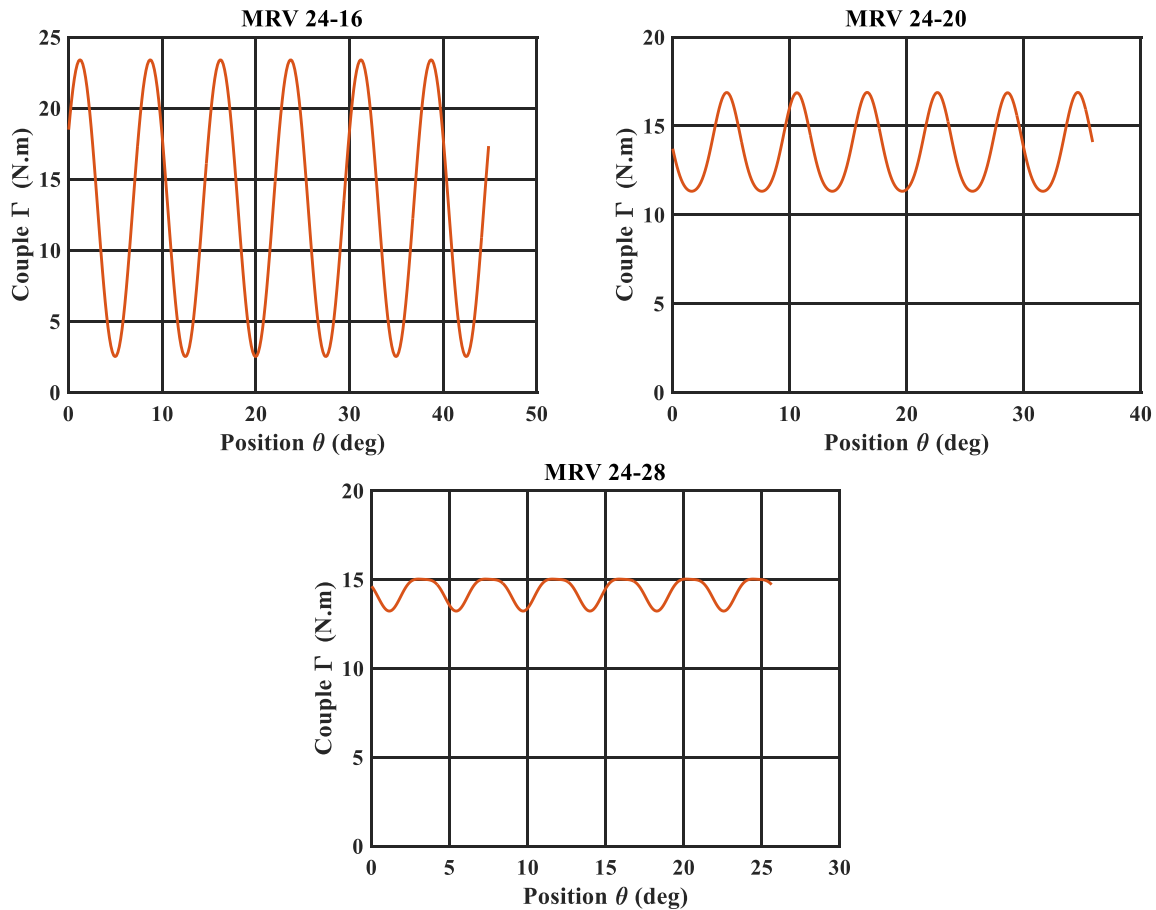


Figure II.23. Ondulations du couple électromagnétique pour les trois topologies et pour des courants sinusoïdaux.

La figure II.23 montre le couple calculé pour les trois topologies. La configuration 24 bobines - 16 pôles présente un taux d'ondulation de couple élevé, elle est donc écartée. Les simulations montrent que les ondulations du couple les plus faibles sont obtenues avec la configuration 24 bobines - 28 pôles. Toutefois cette configuration nécessite une fréquence électrique plus élevée à vitesse imposée car cette machine possède 14 paires de pôles. Les pertes par courants de Foucault dans le fer seront donc plus élevées. Ainsi, le choix de la configuration 24 - 20 est un compromis acceptable qui présente une ondulation du couple moins importante que la configuration 24 - 16.

### II.3.5 Optimisation géométrique

Après avoir choisi la topologie 24 - 20, il faut choisir la forme des dents rotoriques qui donne les performances les meilleures. Une étude paramétrique a été mise en œuvre pour mettre

en évidence les paramètres géométriques qui ont le plus d'influence sur les ondulations du couple. Nous avons considéré les trois paramètres suivants :

- La largeur de la dent définie par son angle d'ouverture au centre  $\alpha_d$ ,
- L'angle définissant l'inclinaison de la dent  $\alpha_p$
- L'épaisseur supplémentaire de l'entrefer aux extrémités de la dent  $e_{ex}$

La figure II.24 présente la géométrie des trois paramètres d'optimisation.

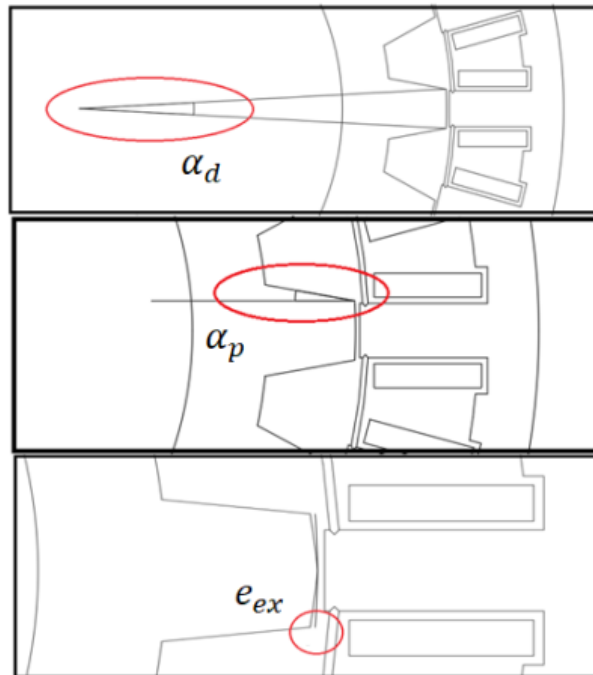


Figure II.24. Définition des trois paramètres d'optimisation :  
 a - Largeur de la dent définie par son angle au centre.  
 b - Angle définissant la pente de la dent.  
 c - Extra-entrefer aux extrémités de la dent

L'étude paramétrique consiste à faire varier un seul paramètre à la fois, dans une plage de variation raisonnable, les autres étant fixes. Pour chaque valeur du paramètre considéré ( $\alpha_d$ ,  $\alpha_p$  ou  $e_{ex}$ ), nous calculons l'inductance de phase  $L(\theta)$  en fonction de la position et nous la décomposons en série de Fourier sous la forme :

$$L(\theta) = L_0 + \sum_n L_n \cos(2n\theta + \varphi_n) \quad (II.19)$$

Le terme  $L_0$  ne contribue pas à la conversion d'énergie ; nous cherchons à maximiser  $L_1$  et minimiser les harmoniques de rangs supérieurs ( $L_2, L_3, \dots$ ). D'un autre côté, nous calculons directement le couple par le modèle externe pour visualiser ses ondulations.

Les figures II.25, II.26 et II.27 montrent l'influence des trois paramètres sur les harmoniques des inductances et sur l'ondulation du couple.

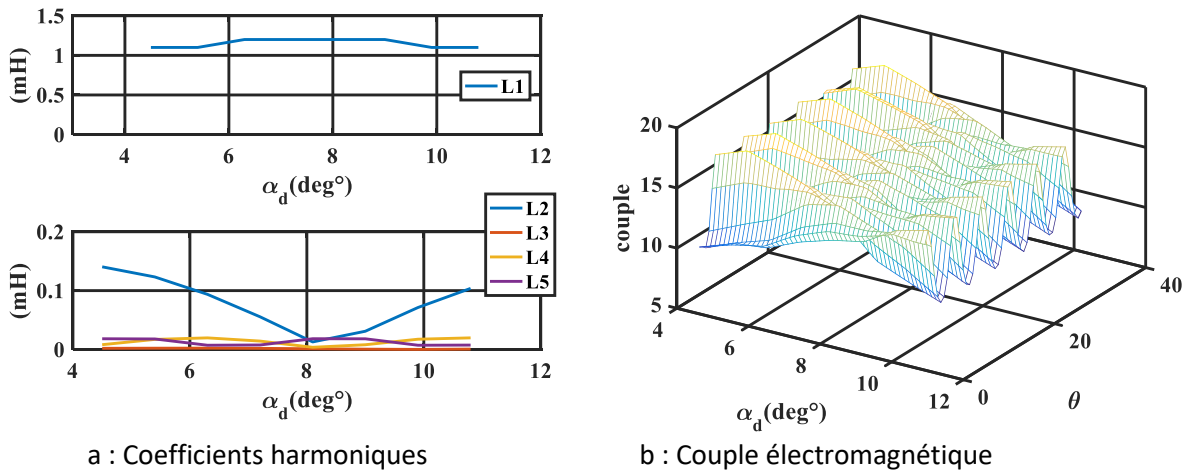


Figure II.25. Influence de la largeur de la dent sur les harmoniques des inductances et l'ondulation du couple.

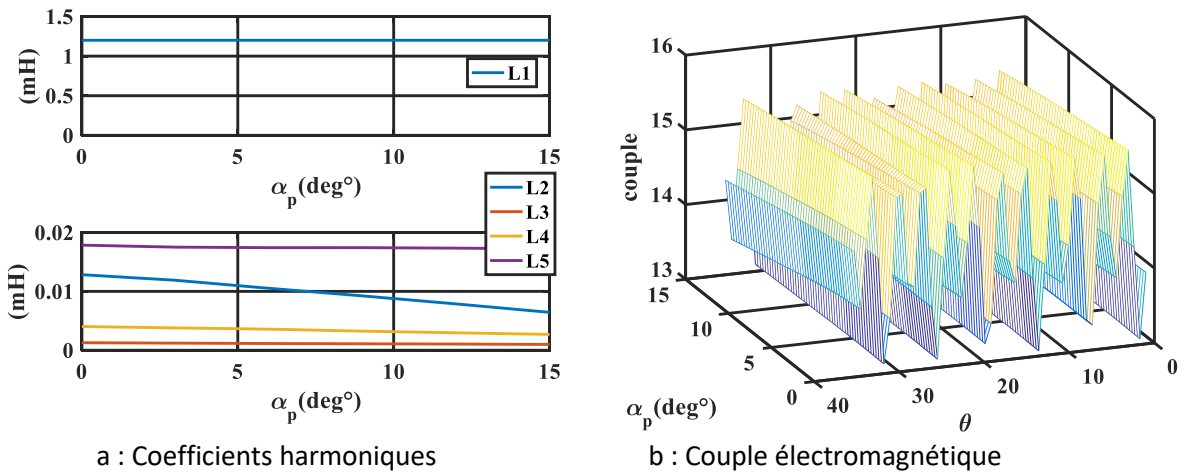


Figure II.26. Influence de l'angle définissant la pente de la dent sur les harmoniques des inductances et l'ondulation du couple.



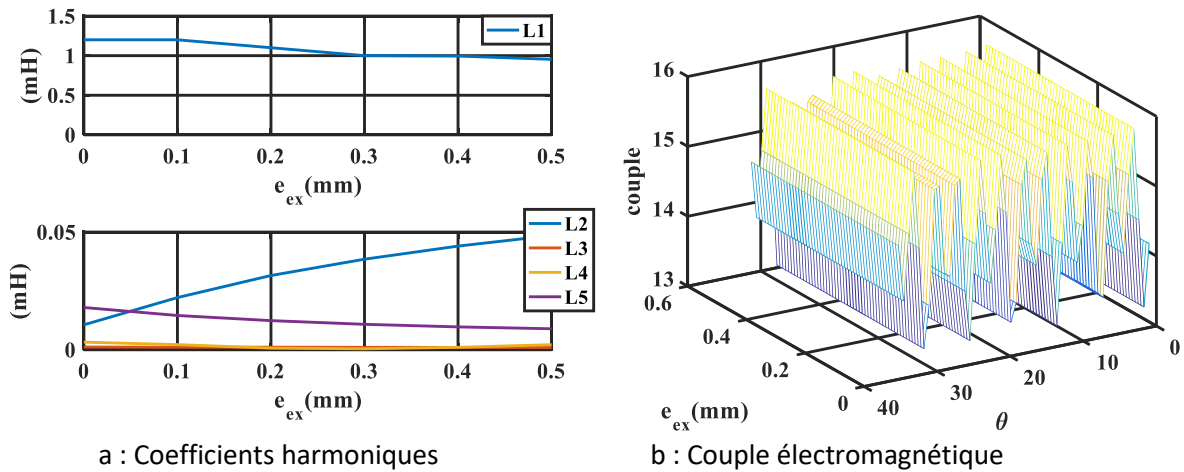


Figure II.27. Influence de l'extra-entrefer aux extrémités de la dent sur les harmoniques des inductances et l'ondulation du couple.

La figure II.25 montre qu'il existe une zone optimale pour l'angle  $\alpha_d$  de l'ordre de  $8^\circ$  mécanique ; ce qui correspond à  $80^\circ$  électriques car le nombre de paires de pôles est égal à 10. Cet ordre de grandeur est conforme à divers résultats antérieurs d'optimisation de MRVDS [63]. On voit bien que, dans cette zone, le coefficient  $L_1$  est maximum alors que les autres coefficients sont à leurs valeurs minimales. Ce résultat est confirmé par la figure II.25-b où les ondulations du couple sont minimales pour un angle  $\alpha_d$  de l'ordre de  $8^\circ$ . La figure II.26 montre que l'angle  $\alpha_p$  a peu d'influence sur le coefficient  $L_1$  qui représente le couple moyen alors qu'il a une influence sur le coefficient  $L_2$  qui décroît linéairement. Ce paramètre  $\alpha_p$  a une influence sur l'harmonique 2 du couple. La figure II.27 montre que l'augmentation de l'entrefer  $e_{ex}$  aux extrémités des dents rotoriques diminue légèrement  $L_1$  et par conséquent le couple moyen. Il a une grande influence sur le coefficient  $L_2$  qui représente l'harmonique 2 du couple. On choisira une valeur faible de  $e_{ex}$  dans le dimensionnement final.

Cette étude paramétrique a permis d'identifier les paramètres qui ont une influence sur les ondulations du couple et de choisir un jeu de paramètres adéquat. Les résultats de l'étude paramétrique permettent de choisir des valeurs raisonnables qui sont  $\alpha_d = 8,1^\circ$ ,  $\alpha_p = 10^\circ$  et  $e_{ex} = 0.05$ .

Les contraintes de la haute température conduisent à des difficultés de fabrication importantes. Les tôles ne doivent pas être isolées par des vernis organiques ni collées, elles doivent être maintenue mécaniquement par un système qui impose une pression. Une autre solution envisageable consiste à construire un rotor massif dans lequel des fentes permettent de réduire les pertes par courant de Foucault. La figure II.28 montre la géométrie du rotor massif obtenu. Des stries longitudinales et des petits trous ont été ajoutés dans les dents rotoriques pour limiter les courants induits.

À titre d'exemple, nous avons mis en œuvre un calcul des pertes dans le rotor massif pour un courant unitaire de la phase A:  $I_a = 1 ; I_b = 0 , I_c = 0$  et pour une large gamme de fréquence. La figure II.29 montre que les fentes au rotor permettent de réduire les pertes induites par courants de Foucault dans le rotor massif. La figure II.30 montre la carte des couleurs de la densité de courant induite : elle permet de visualiser l'influence des fentes. Ces simulations ont été faites avec un courant de phase de 1A pour et une fréquence variant de quelques Hz à 30kHz afin de couvrir une large gamme de fréquences incluant les harmoniques de découpage. Le rotor étant à l'arrêt, nous calculons les pertes Joule dans la masse du rotor en magnéto-harmonique. C'est un calcul qualitatif qui permet de montrer que les fentes permettent de réduire les pertes par courant de Foucault au rotor mais d'une manière raisonnable. L'autre avantage de ces fentes est de réduire l'inductance d'axe transverse  $L_q$  pour une inductance d'axe direct  $L_d$  constante ; ce qui favorise le couple de réluctance.

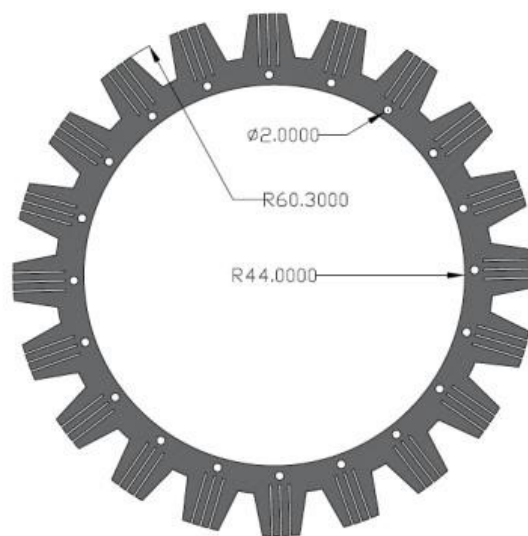


Figure II.28. Forme retenue pour le rotor massif.

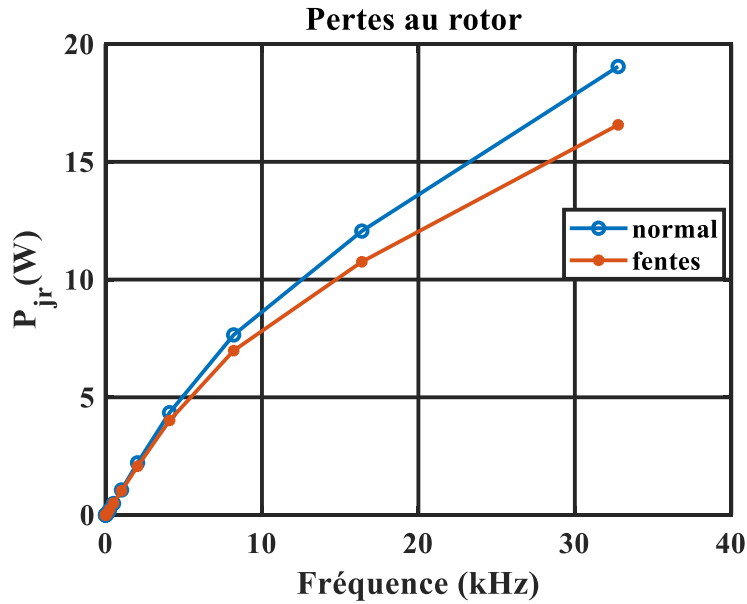


Figure II.29. Pertes induites par courants de Foucault dans le rotor avec et sans les fentes lorsqu' une seule phase alimentée par un courant de 1A.

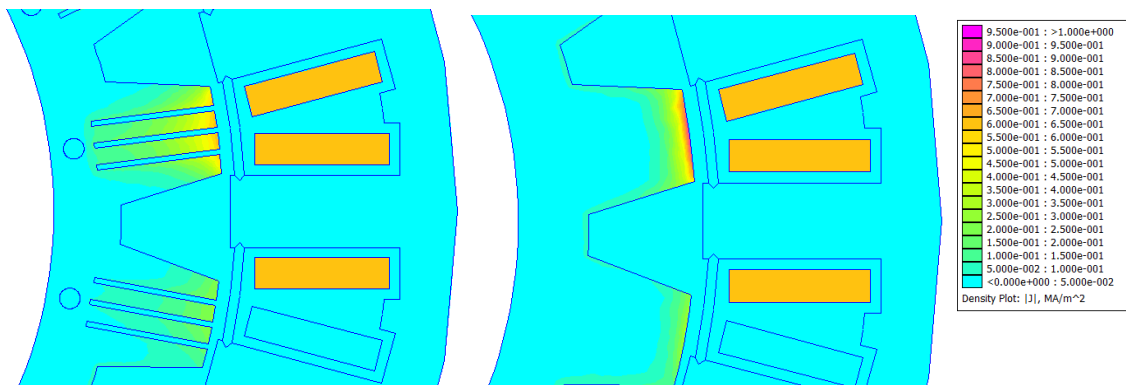


Figure II.30. Densité de courants induite dans le rotor, avec et sans les fentes, lorsqu'une seule phase alimentée par un courant de 1A.

## II.3.6 Dimensionnement de la MSRV

### II.3.6.1 En régime linéaire

Les connexions des bobines d'une phase de la machine 24 - 20 sont définies sur la figure II.17. Pour repérer les positions des forces magnétomotrices (fmm) créées par les courants dans les phases, il est nécessaire de repérer toutes les bobines et les points correspondant de l'entrefer par rapport à un axe de référence unique pris arbitrairement entre les bobines

24 et 1, comme le montre la figure II.31. Cet axe de référence servira également à la commande pour positionner les pôles de la (fmm) tournante par rapport aux pôles du rotor.

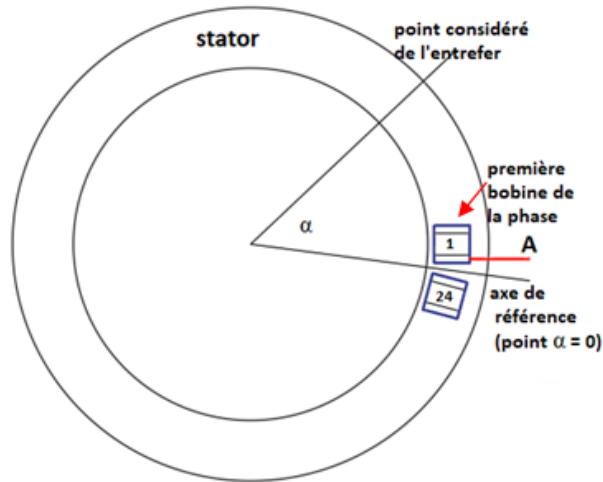


Figure II.31. Repérage des points de l'entrefer par l'angle  $\alpha$  défini par rapport à un axe de référence fixe arbitraire.

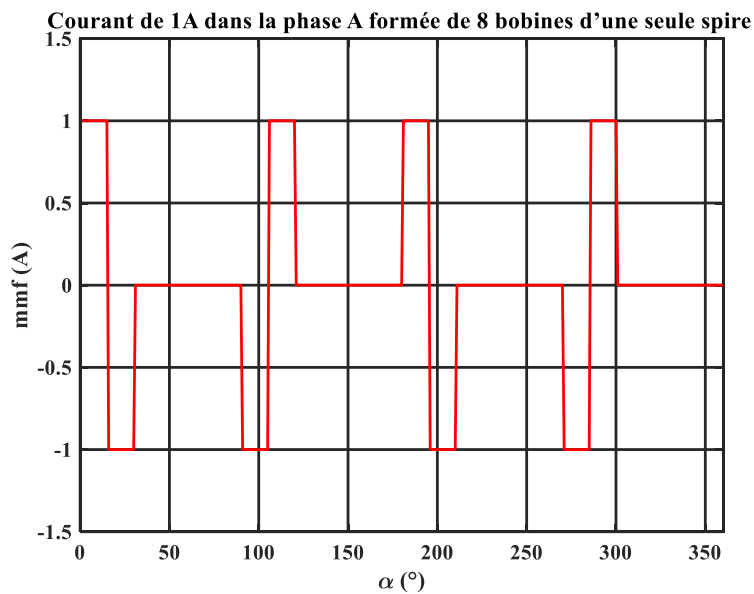


Figure II.32. Distribution spatiale de la force magnétomotrice créée par un courant continu dans la phase A.

La valeur instantanée de la distribution spatiale de force magnétomotrice (fmm) produite par une seule phase parcourue par un courant a la forme très simple de la figure II.32 car les 8 bobines forment 4 paires de deux bobines connectées en opposition.

Cette courbe peut être décomposée en série de Fourier en considérant la superposition de 8 impulsions de 15° de largeur. Pour chaque impulsion, le calcul est bien connu, il faut ajouter

les huit séries de Fourier avec les décalages corrects. Le décalage  $\theta_1 = \pi/24$  situe le centre de la première dent. Les centres des sept autres impulsions sont situés à  $\theta_2 = 3\pi/24$ ,  $\theta_3 = 13\pi/24$ ,  $\theta_4 = 15\pi/24$ ,  $\theta_5 = 25\pi/24$ ,  $\theta_6 = 27\pi/24$ ,  $\theta_7 = 37\pi/24$  et  $\theta_8 = 39\pi/24$ .

Pour une impulsion centrée (fonction paire et pas de symétrie de glissement), le coefficient de rang n de la série de Fourier s'écrit :

$$a_n = \frac{2}{n\pi} \sin\left(n \frac{\pi}{24}\right) \quad (II.20)$$

La série de Fourier de la fmm de la phase A est obtenue en ajoutant les fonctions élémentaires en prenant les déphasages calculés précédemment. L'écriture avec des nombres complexes est moins lourde, les signes des impulsions sont pris en compte dans la somme des 8 termes. Le résultat est :

$$A_n = N s_b \cdot i_U [a_n \exp(-jn\theta_1) - a_n \exp(-jn\theta_2) - a_n \exp(-jn\theta_3) + a_n \exp(-jn\theta_4) + a_n \exp(-jn\theta_5) - a_n \exp(-jn\theta_6) - a_n \exp(-jn\theta_7) + a_n \exp(-jn\theta_8)] \quad (II.21)$$

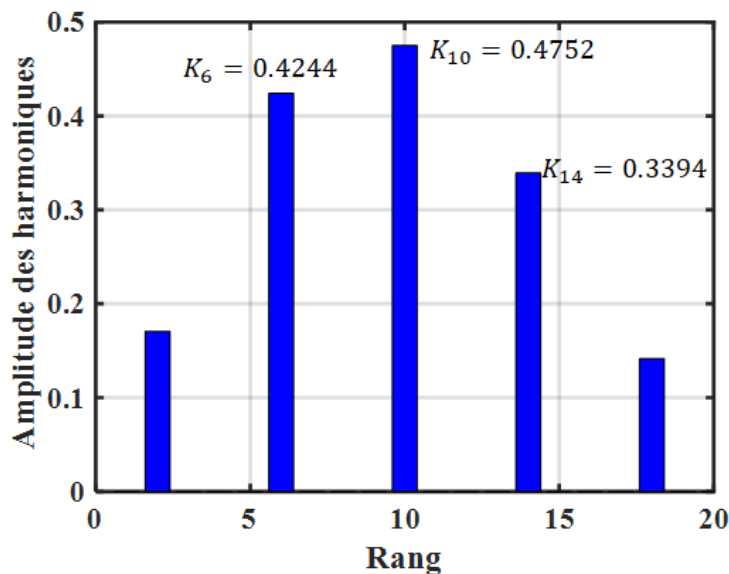


Figure II.33. Amplitudes des raies de la fmm produite par la phase A.

Les applications numériques ont été faites jusqu'au rang 100 pour avoir une recombinaison réaliste de la fmm. Les amplitudes des raies sont données à la figure II.33 jusqu'au rang 20 pour la phase A seule. Les modules des nombres complexes sont identiques pour les phases B et C mais les arguments sont différents. Cette figure montre que le bobinage choisi crée un harmonique prépondérant de rang 10. Lorsque ce bobinage est associé à un rotor à 10

paires de pôles, un couple moyen est produit. Les autres raies ne créent pas de couple moyen mais des couples harmoniques. C'est le principal inconvénient de la machine à bobinage concentré.

Les calculs ont été vérifiés en recomposant la distribution spatiale de la fmm pour chaque phase à partir de leurs séries de Fourier. La figure II.34 montre les résultats obtenus et le positionnement de la sinusoïde représentant l'harmonique 10 qui fait tourner le moteur. Elle représente également la recomposition de la distribution spatiale de la fmm sur un tour complet de 360°. On peut constater de l'harmonique spatiale de rang 10 a bien 10 périodes sur un tour.

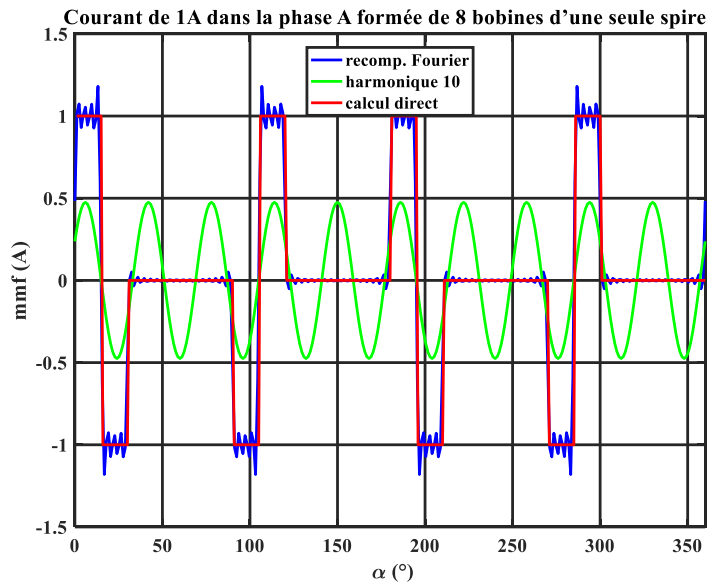


Figure II.34. Fmm lorsque la phase A est alimentée seule.

La figure II.35 est un zoom de la courbe verte de la figure précédente elle montre la première période de l'harmonique de rang 10 de la distribution spatiale de la fmm qui crée le couple en gardant la même position de l'axe de référence  $\alpha=0$ .

Les distributions spatiales des fmm produites par les autres phases sont analogues mais décalées spatialement d'un angle mécanique de 12°.

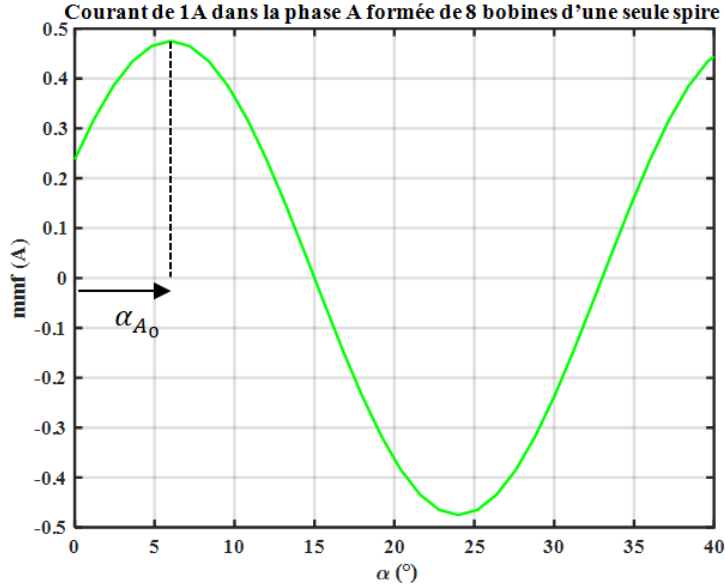


Figure II.35. Une période de la recombinaison de la distribution spatiale de la fmm.

La figure II.35 permet de formuler l'expression de la fmm de rang 10 ce qui est un sinus de période  $\frac{2\pi}{10}$  décalé par  $6^\circ$  ( $\frac{\pi}{30}$  rd)

$$\varepsilon_A(\alpha) = K_{10} N_{S_b} i_A \cos\left(10\left(\alpha - \frac{\pi}{30}\right)\right) \quad (\text{II.22})$$

Cette formule peut être vérifiée en notant que, pour  $\alpha = \frac{\pi}{30}$  ( $6^\circ$ ),  $\varepsilon_A$  est maximale comme sur la figure II.35. La même démarche faite pour les autres phases donne :

$$\varepsilon_B(\alpha) = K_{10} N_{S_b} i_B \cos\left(10\left(\alpha - \frac{\pi}{10}\right)\right) \quad (\text{II.23})$$

$$\varepsilon_C(\alpha) = K_{10} N_{S_b} i_C \cos\left(10\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad (\text{II.24})$$

La fmm résultante est obtenue par superposition

$$\varepsilon(\alpha) = K_{10} N_{S_b} \left\{ i_A \cos\left(10\left(\alpha - \frac{\pi}{30}\right)\right) + i_B \cos\left(10\left(\alpha - \frac{\pi}{10}\right)\right) + i_C \cos\left(10\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right)\right) \right\} \quad (\text{II.25})$$

En substituant les expressions des courants dans la formule de la fmm, après simplification, il vient :

$$\varepsilon(\alpha, t) = K_{10} N_{S_b} I\sqrt{2} \frac{3}{2} \cos\left(\omega t - 10\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.26})$$

Cette expression permet de situer un point où la fmm est maximale.

$$\alpha(t) = \frac{\omega t + \pi/3}{10} \tag{II.27}$$

L'harmonique 10 des distributions spatiales de la fmm créent donc un champ tournant qui possède 10 paires de pôles, capable d'entraîner le rotor à la vitesse  $\omega/10$ .

Les mêmes calculs faits avec les autres composantes harmoniques de la distribution spatiale de la fmm permettent de calculer les séquences et les amplitudes des principales fmm créée par le bobinage. Les résultats sont présentés dans le tableau II.4.

Tableau II.4 Rang séquences et amplitudes des toutes les composantes harmoniques de la distribution spatiale de la fmm.

Rang	Séquence	Amplitude (A)	Coefficient	Position initiale (rd)
6	homopolaire	0	$K_6 = 0.42$	-
10	directe	$\frac{3\sqrt{2} K_{10} N_s b I}{2}$	$K_{10} = 0.475$	$\frac{\pi}{30}$
14	inverse	$\frac{3\sqrt{2} K_{14} N_s b I}{2}$	$K_{14} = 0.339$	$\frac{\pi}{21}$

La figure II.36 illustre la fmm tournante de rang 10 qui produit le couple moteur et qui tourne dans le sens direct tandis que la figure II.37 montre la fmm de rang 14 qui tourne dans le sens inverse et qui perturbe le fonctionnement de la machine.

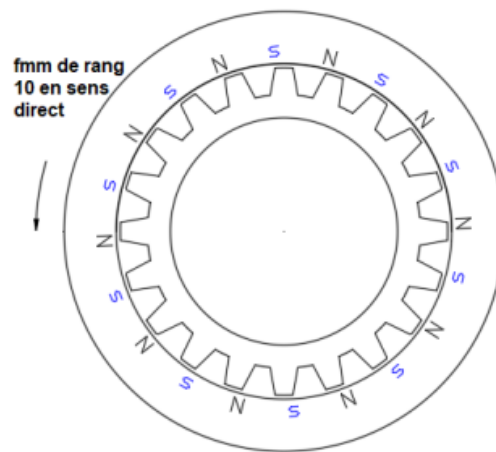


Figure II.36. fmm de rang 10, qui tourne dans le sens direct, et qui produit le couple moyen.



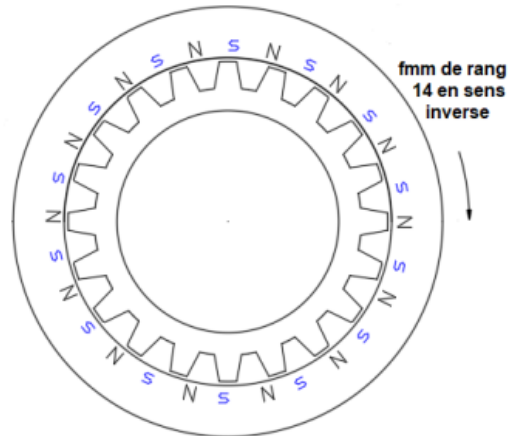


Figure II.37. fmm de rang 14, qui tourne dans le sens inverse, et qui ne produit pas de couple moyen.

Ces fmm fixes et tournantes existent simultanément, elles créent des inductions qui se superposent dans l'entrefer. L'étude est limitée aux harmoniques principaux de rang 10 et 14.

L'amplitude maximale du champ est obtenue aux points et à l'instant où toutes les fmm s'additionnent et lorsque ce point est situé en face d'une dent du rotor. Pour que la machine fonctionne en régime linéaire, il faut que l'induction en ce point soit un peu inférieure au coude de saturation du matériau magnétique.

### II.3.6.2 Prise en compte de la saturation

La répartition spatiale de la fmm permet d'estimer la distribution de l'induction lorsque la perméance de l'entrefer est connue. Pour une MSRV à double saillance l'induction maximale est obtenue aux positions où une dent du rotor est en face d'une dent du stator. Pour ce point le schéma équivalent de la figure II.38 permet d'estimer la fmm correspondant à l'induction maximale qu'il ne faut pas dépasser pour rester dans la zone linéaire. Dans cette figure  $R$  est le rayon moyen de l'entrefer,  $e_0$  son épaisseur et  $l$  la longueur utile de la machine. La perméabilité relative des tôles est supposée très grande.

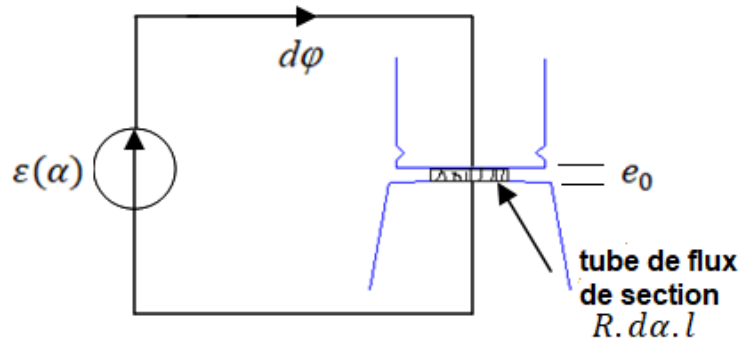


Figure II.38. Schématisation d'un tube de flux dans une dent avec le schéma équivalent.

La perméance de tube de flux s'écrit :

$$d\varphi = \mu_0 \frac{R \cdot d\alpha \cdot l}{e_0} \quad (\text{II.28})$$

Le flux dans le tube vaut donc :

$$d\varphi = \mu_0 \frac{R \cdot l \cdot d\alpha}{e_0} \cdot \varepsilon \quad (\text{II.29})$$

D'autre part

$$d\varphi_{max} = B_{max} \cdot ds = B \cdot R d\alpha \cdot l \quad (\text{II.30})$$

$$B_{max} = \frac{d\varphi_{max}}{R l d\alpha} \quad (\text{II.31})$$

En substituant (II.29) dans (II.31) :

$$B = \mu_0 \frac{\varepsilon}{e_0} \quad (\text{II.32})$$

Pour ne pas saturer la machine il faut limiter la valeur crête de la fmm à

$$\varepsilon_{max} = \frac{B_{max} e_0}{\mu_0} \quad (\text{II.33})$$

Dans la machine réelle les principales composantes de la fmm tournante sont l'harmonique de rang 10 qui tourne dans le sens direct et l'harmonique de rang 14 qui tourne dans le sens inverse. Pour un point fixe de l'entrefer ces grandeurs tournantes se superposent. Il existe donc des instants où leurs amplitudes s'ajoutent. Pour rester dans la zone linéaire il faut que l'induction correspondant à la somme de ces deux composants soit légèrement inférieure à l'induction de saturation du noyau magnétique  $B_{sat}$ .

$$B_{10max} + B_{14max} < B_{sat} \quad (\text{II.34})$$

$$\frac{3\sqrt{2}N_s I}{2} \frac{\mu_0}{e_0} (K_{10} + K_{14}) < B_{sat} \quad (II.35)$$

Le résultat est  $N_s I = 645$  (At).

Le prototype est construit avec des bobines inorganiques moulées dans le ciment HT°. Pour des raisons technologiques elles comportent 24 spires de fil de diamètre 0.8 mm. Pour rester dans le fonctionnement linéaire aux points les plus défavorables le courant doit être limité à 26A crête.

Afin de tenir compte de la saturation du circuit magnétique, nous avons étudié le comportement de la machine en fonction des courants d'alimentation  $i_d$  et  $i_q$  en considérant cette fois-ci, le caractère non linéaire du modèle numérique par éléments finis. Nous optons pour un modèle de Park classique se basant sur les grandeurs d'axes direct et transversal ( $d$  et  $q$ ). Les figures II.39 et II.40 montrent l'évolution des flux  $\psi_d$  et  $\psi_q$  en fonction des courants  $i_d$  et  $i_q$ . De même on montre sur la figure II.41-a le couple moyen calculé à partir de la relation :

$$T(i_d, i_q) = p(\psi_d(i_d, i_q) \times i_q - \psi_q(i_d, i_q) \times i_d) \quad (II.36)$$

Cette carte du couple moyen est comparée avec le couple instantané calculé par le modèle linéaire pour un jeu de courants (figure II.41-b). Nous constatons que le comportement général de la machine n'est pas fortement saturé comme admis dans les hypothèses du prédimensionnement analytique. Ce modèle de Park, néglige cependant, les effets des harmoniques sur le comportement externe de la machine. Une étude plus approfondie en termes de modélisation en vue de la commande, est à envisager.

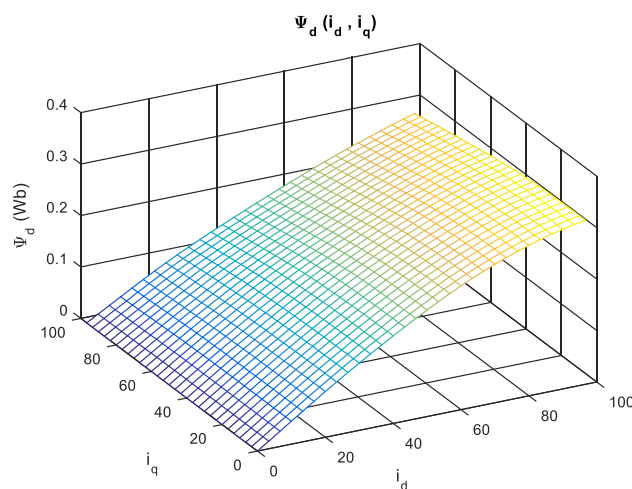


Figure II.39. Évolution du flux d'axe d en fonction des courants des axes d et q.

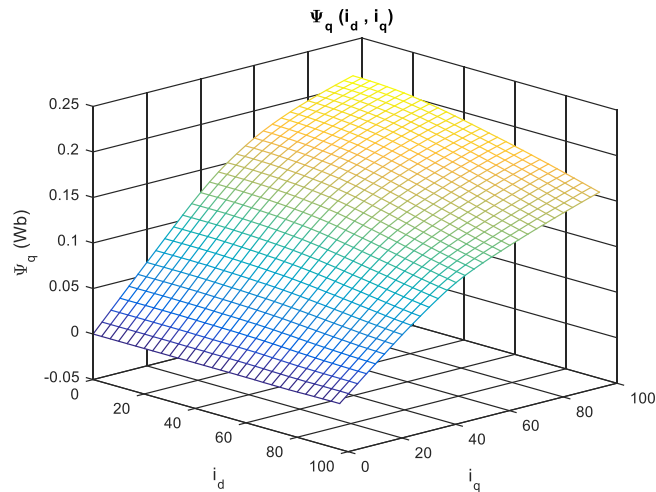


Figure II.40. Évolution du flux d'axe q en fonction des courants des axes d et q.

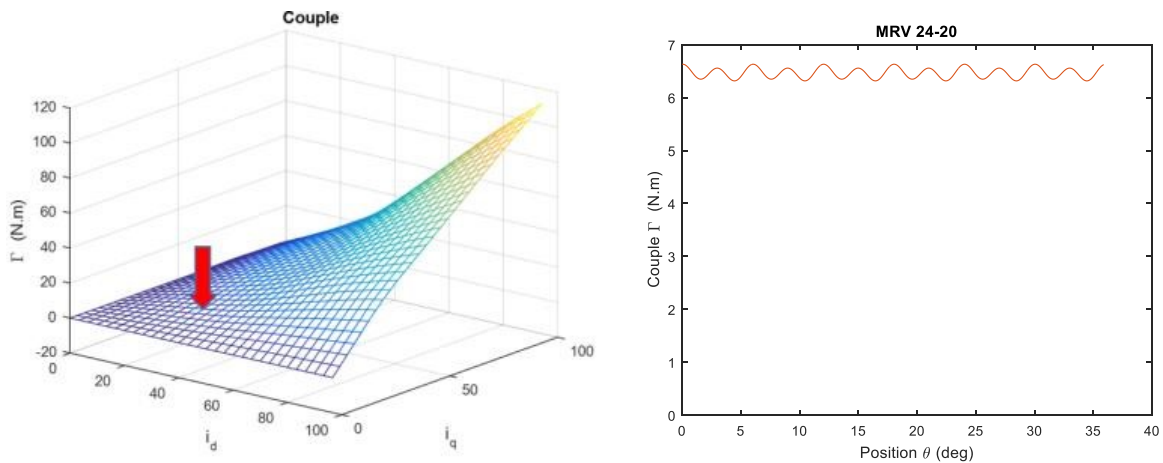


Figure II.41. Couple moyen en fonction de  $i_d$  et  $i_q$  couple en fonction de la position.

### II.3.7 Circuit électrique équivalent

L'étude précédente vient de justifier une modélisation de la machine avec un modèle linéaire de sorte que l'on puisse aisément mettre en place un modèle circuit introduisant la matrice inductance. L'identification des paramètres de la matrice inductance a permis de montrer que les phases sont découplées de sorte que les termes mutuels puissent être négligés. Le tableau II.5 donne les composantes harmoniques des inductances propres et mutuelles bien que cette dernière soit faible. Ainsi seule l'inductance propre, avec ses composantes harmoniques et la résistance sont pris en compte dans le modèle circuit équivalent. On a alors :

$$\underline{V} = R(T)\underline{I} + jL(\theta, T)\omega\underline{I} \quad (II.37)$$

Une approche expérimentale de l'évolution de la résistance en fonction de la température sera mise en œuvre au chapitre IV. Les inductances sont calculées avec des simulations par éléments finis 2D, leurs variations en fonction de la température restent faibles et difficilement mesurable. Par ailleurs, il est intéressant de calculer les inductances dans l'axe direct et l'axe quadrature qui dépendent directement du flux magnétique dans la machine, notamment à entrefer non constant. Nous obtenons les inductances qui font l'objet de la figure II.42. Les paramètres externes de la machine sont résumés dans le tableau II.6.

Tableau II.5 Coefficients des termes prépondérants des séries de Fourier des inductances  $L_a$  et  $M_{ab}$

$L_0$	$L_1$	$L_2$	$L_4$	$L_5$	$M_0$	$M_1$	$M_2$
2.5 mH	1.0 mH	0.0025mH	0.0077mH	-0.0054mH	-0.031mH	-0.015mH	-0.002mH

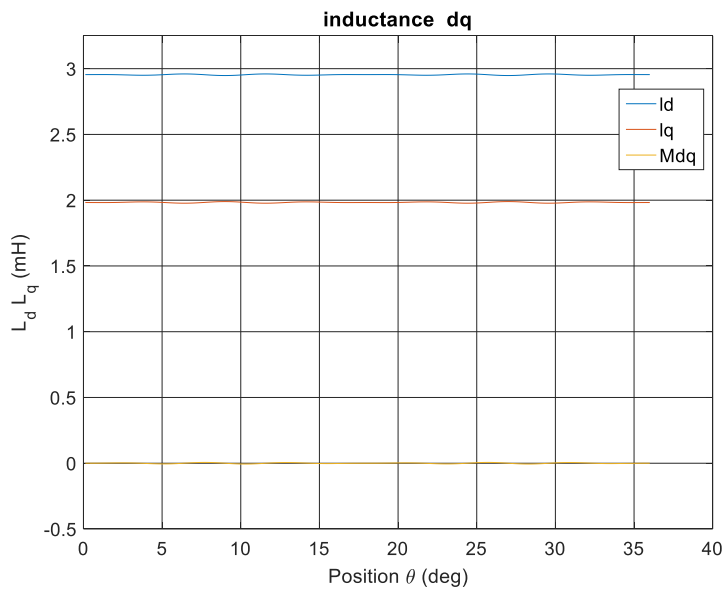


Figure II.42. Inductances dans le référentiel dq.

Tableau II.6 Paramètres externes de la machine

Symbole	$L_d$	$L_q$	$R$
Valeur	3 mH	2 mH	1.25Ω

## II.4 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons présenté les aspects liés à la modélisation et à la conception des machines électriques pouvant fonctionner à haute température. La première phase de ce travail consiste à mettre en évidence les difficultés rencontrées dans les machines à

aimants permanents. Nous avons montré une démarche de conception différente de ce qui est fait habituellement. En effet, cette démarche commence par considérer la géométrie des bobines. En effet, la forme de chaque bobine est imposée par les contraintes liées aux matériaux ; en particulier le rayon de courbure minimum du fil. L'accent est mis sur l'optimisation de la forme du rotor pour minimiser les ondulations du couple. La machine est alimentée en sinusoïdal alors qu'elle est conçue avec une double saillance, bien que ce type de machine soit souvent alimenté en créneaux de courant. Cette situation a conduit à l'étude des harmoniques d'espace liée aux connexions des bobines.

En effet, aux températures classiques la machine synchro-réductante peut être conçue avec un stator à bobinage réparti qui produit un champ tournant. Malheureusement cette solution n'est pas réalisable aux températures élevées car il est très difficile de réaliser un bobinage reparté avec des bobines inorganiques rigides. Nous avons opté pour un stator à bobinage concentré doté d'une bobine par dents. Cette solution convient mieux aux bobines rigides préfabriquées montées depuis l'intérieur du rotor, fixée par des cales de fermeture des encoches et connectées entre-elles après leur montage. Cette topologie est caractérisée par des harmoniques de champ non négligeables. Ces champs tournants ne créent pas des couples moyens mais des couples harmoniques indésirables. Ces effets indésirables peuvent être limités par un choix adéquat du rapport entre le nombre de dents du stator et le nombre de pôles. Le nombre de couches de bobinage (Nb de bobines par dent) permet également d'agir. La solution 24/20 a été retenue pour ses performances mais aussi parce que l'on dispose d'un stator à 24 encoches déjà prêt à être bobiné. Une étude comparative des différentes polarités a été menée et conduit au choix de 20 pôles.

L'approche présentée permet de définir les principaux paramètres d'une MSRV capable de travailler à des températures extrêmes de l'ordre 500°C au cœur des bobines. L'étude numérique a permis de définir la forme de dents du rotor. L'approche analytique permet de définir le courant à ne pas dépasser pour rester dans un fonctionnement linéaire. Un travail d'identification des paramètres de la machine en vue de sa commande a été mise en œuvre.

## **Chapitre 3**

### **III Conception des bobines inorganiques adaptées aux machines électriques Haute températures (HT°)**

### III.1 Introduction

Lorsque les températures internes sont supérieures à 300°C pendant des temps de fonctionnement longs, il est nécessaire de concevoir des machines dotées d'un SIE totalement inorganique. De telles machines, lorsqu'elles sont grandes, peuvent être construites avec du fil de cuivre nickelé isolé par un textile épais en fibre de verre qui contiennent du mica [34]. Pour les petites machines compactes, les isolations épaisses ne conviennent pas, les fils nickelés sont isolés avec une couche mince de céramique d'environ 10 $\mu$ m [33]. Dans les deux cas, les couches isolantes à haute température ne sont pas imperméables, elles ne peuvent pas protéger le fil de cuivre contre l'oxydation. La couche de nickel ajoutée sur le fil de cuivre est indispensable pour assurer cette étanchéité et éviter l'oxydation du cuivre.

Par rapport aux fils émaillés organiques standard, les fils inorganiques HT° ont de mauvaises propriétés mécaniques et électriques. La tension entre les spires est limitée à environ 200  $V_{eff}$  à 500°C [64]. Cette limite doit être comparée aux valeurs habituelles, qui sont de l'ordre de 600  $V_{eff}$  pour le fil émaillé standard, à température ambiante. Par conséquent, pour fonctionner aux tensions habituelles, les bobinages de la machine HT° doivent être conçus spécifiquement pour assurer une meilleure répartition de la tension entre les spires. Les propriétés médiocres d'isolation du fil revêtu de céramique doivent être compensées par une disposition spécifique des spires dans les bobines [65].

Dans ce chapitre, une structure de bobinage de la MSR<sub>V</sub> est proposée. Elle permet d'alimenter la machine avec des tensions usuelles produites par les onduleurs MLI, malgré les performances médiocres du fil revêtu de céramique en termes d'isolation inter-spires. La méthode de réalisation des bobines est développée. La répartition des contraintes électriques à l'intérieur des bobines et entre les bobines d'une phase est analysée avec le schéma équivalent haute fréquence (HF). Les réponses temporelles et fréquentielles sont simulées avec le simulateur de circuit SPICE.



### III.2 Structure des bobines inorganiques HT°

Les fils à revêtement céramique sont fragiles ; les bobines réalisées avec ce fil doivent être enrobées par un ciment HT° qui assure une bonne résistance mécanique. Le ciment protège les conducteurs et contribue à l'isolation électrique entre les spires et entre les spires et les dents du stator. Le choix d'un ciment à petits grains (entre 1 $\mu$ m et 44 $\mu$ m) et la définition d'une procédure opérationnelle adaptée sont nécessaires. Après les cycles thermiques d'évaporation du solvant et le cycle final dédié à la croissance des grains, le ciment devient très dur et protège les fils [66]. Néanmoins la tension de claquage entre les spires reste beaucoup plus faible que celle obtenue avec des fils émaillés organiques utilisés à basses températures [64]. De tels fils inorganiques sont disponibles dans le commerce. Ces produits ont été développés et industrialisés pour réaliser des connections électriques dans des milieux où la température est très élevée, cependant la fragilité mécanique de la couche de céramique ne permet pas son utilisation pour bobiner les moteurs électriques avec les méthodes actuelles. L'analyse des catalogues des constructeurs a permis d'identifier trois produits disponibles commercialisés sous les noms « Ceramawire », "Cerafil 500" et "KD500". Les constructeurs fournissent des fiches techniques très similaires pour le Cerafil 500 et le KD500 ; elles sont un peu différentes pour le Ceramawire. Une étude expérimentale détaillée [67] montre que les caractéristiques électriques du fil Ceramawire sont très limitées et rendent son utilisation difficile pour construire des moteurs électriques. Le Cerafil 500 a été sélectionné pour ses propriétés électriques plus intéressantes. Il permet la construction des bobines prototype avec un produit relativement cher mais facilement disponible.

Une étude antérieure [10] a permis d'obtenir beaucoup d'information sur la tenue en tension du fil Cerafil 500 à 500°C. Cependant quelques essais ont cependant été faits pour confirmer ces données fondamentales avec un autre lot du même produit fabriqué quelques années après.

Le schéma synoptique du système de mesure est présenté à la figure III.1. Un autotransformateur alimente le primaire du transformateur élévateur. Le système est capable de fournir une tension sinusoïdale réglable jusqu'à 1500  $V_{eff}$ . L'ensemble est monté dans une armoire métallique qui permet de réduire le bruit électromagnétique

externe susceptible de perturber la mesure des impulsions rapides de courant créés par les décharges partielles. Le filtre passe-bas permet d'alimenter l'éprouvette et le système de mesure par une source de tension à faible impédance. Le condensateur doit être de bonne qualité avec une tension nominale très supérieure à la tension de travail, il se comporte comme un court-circuit en haute fréquence, ce qui permet la circulation du courant créé par la DP dans l'éprouvette. La résistance du filtre protège l'alimentation lorsque l'éprouvette se met en court-circuit. Ce circuit comporte un shunt non inductif connecté en série avec l'échantillon. Le courant mesuré est amplifié puis visualisé sur un appareil de mesure spécialisé (ICM compact). Les échantillons sont des fils posés l'un sur l'autre perpendiculairement. Le point de contact est stabilisé par une petite masse de 50 g isolée du mica et de la nephalite [68], (figure III.2). Des mesures du SADP ont été faites sur 3 échantillons à température ambiante et des températures élevées. La liaison avec l'armoire métallique de mesure est réalisée par un câble haute température isolé par des couches textiles inorganiques épaisses à base de fibre de verre et de mica. L'isolation de ce câble est trop épaisse pour qu'elle soit le siège de DP, aux tensions appliquées et dans toute la gamme de température. Les seuils d'apparition des décharges partielles (SADP) mesurés sont donnés dans le tableau III.1. La figure III.3 présente les valeurs moyenne du SADP pour les 3 échantillons. La tension de claquage est supérieure, elle correspond à la destruction de l'échantillon.

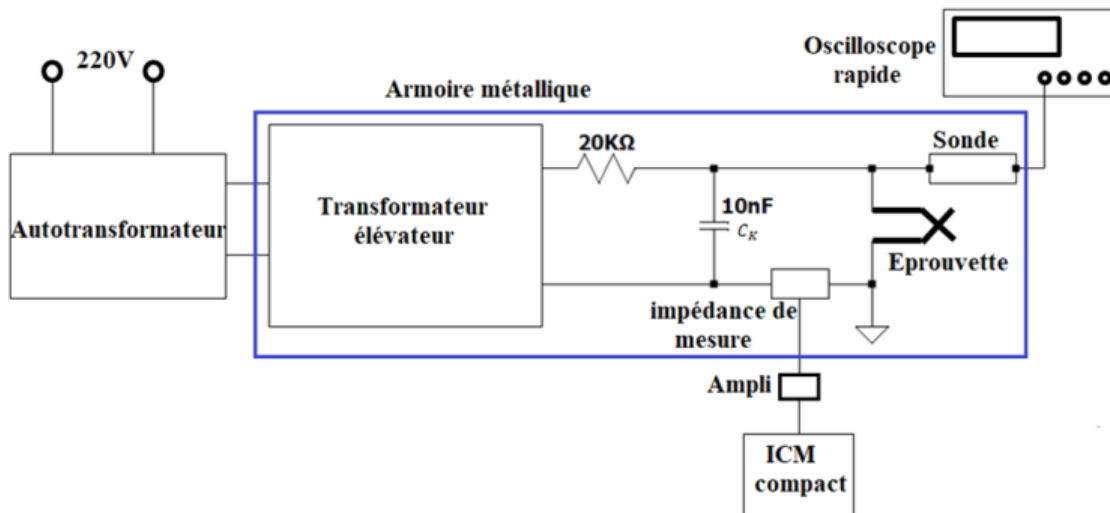


Figure III.1 Schéma électrique du système de mesure du SADP et de la tension de claquage.



Figure III.2 Point de contact des fils HT° en croix.

Tableau III.1 SADP aux différents niveaux des températures.

	échantillon 1	échantillon 2	échantillon 3
<b>T ambiante</b>	352V	350 V	350V
<b>100°C</b>	330V	320V	310V
<b>200°C</b>	260V	262V	270V
<b>300°C</b>	250V	255V	259V
<b>400°C</b>	247V	254V	249V
<b>500°C</b>	241V	247V	240V

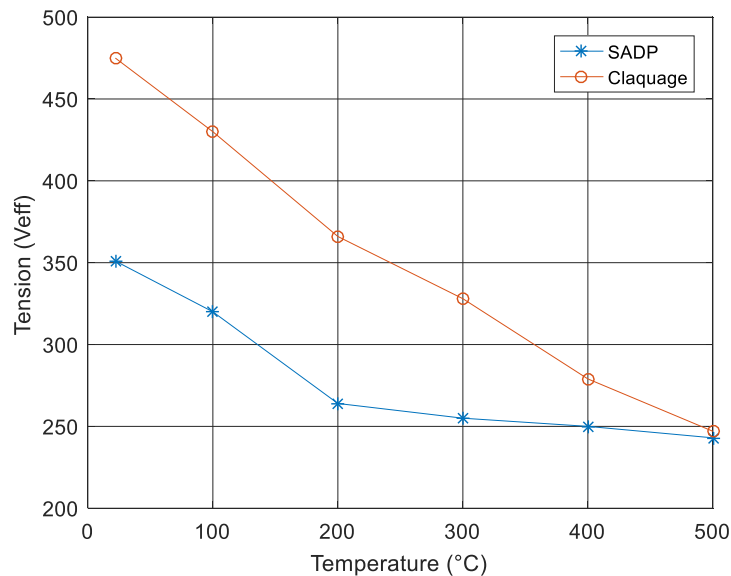


Figure III.3. SADP et tension de claquage en fonction de la température pour 2 fils HT° en croix de diamètre 0.8mm.

Comme la tension de claquage inter-spices à 500°C est nettement inférieure à la tension appliquée à la bobine, une bonne distribution de la tension entre les spires est obligatoire. Elle est assurée par une organisation spécifique du bobinage. La figure III.4 présente la structure d'une bobine de 24 spires constituée de 8 galettes transversales de 3 spires

adjacentes. Le fil d'entrée se trouve au début de la spire intérieure près de la dent du stator. La position du fil de sortie dépend du nombre de couches : pour un nombre pair de couches, le fil de sortie est près de la dent du stator, pour un nombre impair, il est situé à l'extérieur, à l'opposé. Avec 8 couches de 3 spires, la figure III.4 montre que la tension inter-spaires maximale correspond à la tension induite dans 5 spires, (adjacence des spires 1et 6, 4 et 9, 7et 12 .....).

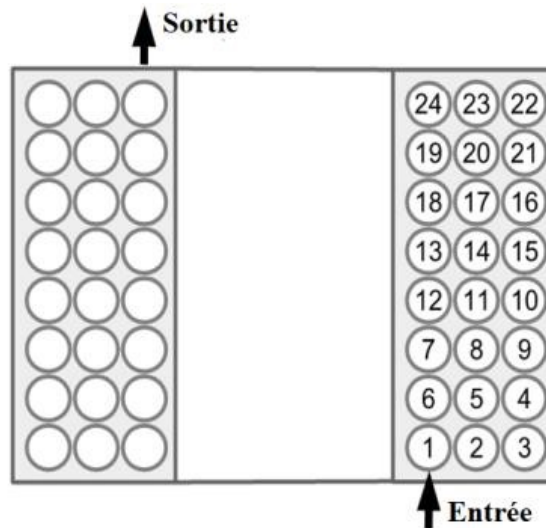


Figure III.4 Position des spires à l'intérieur de la bobine inorganique HT° inspiré de la technologie des transformateurs hautes tensions.

Cette structure est réalisée avec un support plastique de figure III.5. Ce support est réalisé avec une imprimante 3D. La partie supérieure définit la position de chaque spire dans les couches, elle peut être retirée de la partie inférieure constituée de plusieurs "U" qui correspondent à la moitié de la largeur d'une encoche du stator. Lorsque la partie supérieure est enlevée, la couche de trois spires tombe dans la partie inférieure du support plastique. L'image de la figure III.5 est faite lorsque la partie supérieure est dans la position qui permet de recevoir les spires d'une couche paire, il est retourné pour faire les spires d'une couche impaire. Lorsque les 8 couches ont été placées dans la partie inférieure du support en plastique, elles sont délicatement transférées dans un moule en acier inoxydable conçu pour définir les dimensions extérieures de la bobine.

La figure III.6 est une photographie d'une bobine dans le moule après avoir injecté le ciment. Le fil de sortie est placé devant la spire extérieure, pour un nombre pair de spires, il doit

traverser le bout de la bobine créant une petite hauteur supplémentaire à la fin de la bobine qui est hors de l'encoche.

Une procédure stricte, basée sur l'expérience acquise et largement inspirée des consignes données par la fiche technique du ciment, doit être appliquée pour obtenir une bobine sans fissure et peu de vides résiduels. Le durcissement du ciment doit être progressif dans le moule. Le processus de croissance des grains du ciment, qui procure la dureté finale, est obtenu par le dernier cycle thermique à 370°C.

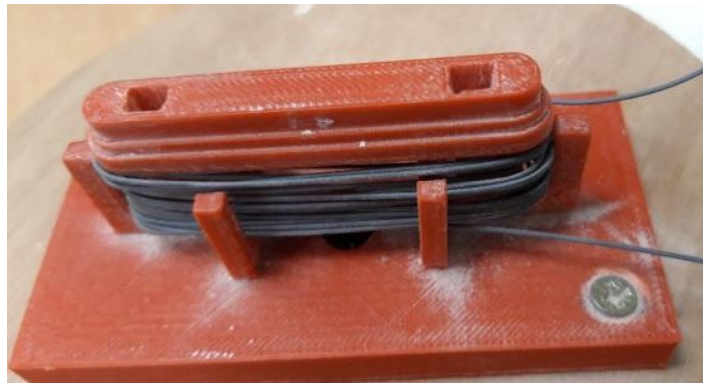


Figure III.5. Support en plastique définissant la position des spires dans les couches.

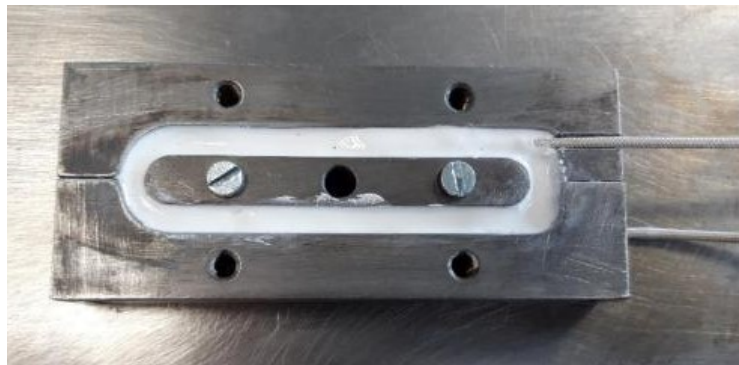


Figure III.6. Moule en acier inoxydable définissant la forme des bobines inorganiques.

Les 11 phases du protocole peuvent être résumées par la liste suivante :

1. Réaliser de la bobine en respectant la structure indiquée dans la figure III.4 avec le support de bobinage de la figure III.5.
2. Agiter le ciment HT° dans son emballage avant utilisation, raclez le fond et les parois pour assurer une homogénéité totale.
3. Préparer d'une petite quantité de ciment HT°, homogénéisation mécanique du mélange à l'air libre pendant 2 à 3 minutes.

4. Poser d'une feuille mince de mica ( $50\mu\text{m}$ ) sur les parois internes du moule.
5. Transférer de la bobine dans le moule.
6. Injecter le ciment HT°, avec une seringue plastique, dans le moule avec des mouvements mécanique pour assurer la répartition du ciment dans le moule et stabiliser les dimensions extérieures de la bobine.
7. Séchage pendant 24 heures dans une atmosphère sèche.
8. Premier cycle thermique de 7 heures à  $50^{\circ}\text{C}$ .
9. Second cycle thermique de 5 heures à  $70^{\circ}\text{C}$ .
10. Troisième cycle thermique de 2 heures à  $120^{\circ}\text{C}$ .
11. Cycle thermique final de 4 heures à  $370^{\circ}\text{C}$ .

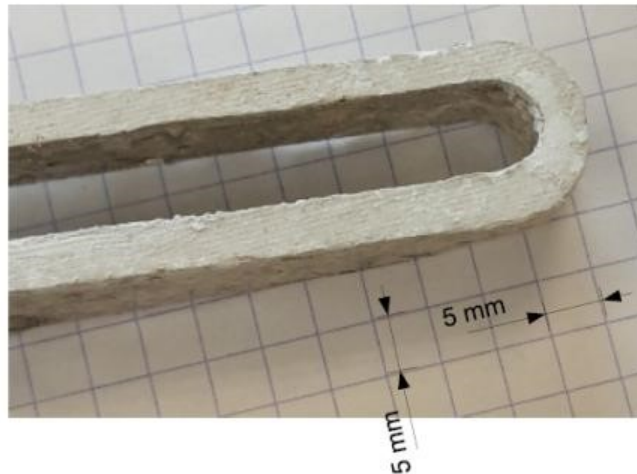


Figure III.7 Exemple de bobine HT° réalisée en suivant le protocole.

La figure III.7 montre un exemple de bobine HT°. Il subsiste de petites irrégularités de surface, elles sont dues à l'injection imparfaite de ciment dans le moule. Cependant, les bobines sont des objets très durs sans aucune fissure profonde visible.

### III.3 Distribution de la tension entre les spires d'une bobine

#### III.3.1 Schéma équivalent HF

Les phénomènes transitoires dus aux tensions à fronts raides imposés par l'onduleur MLI peuvent être analysés à l'aide d'un modèle électromagnétique 3D pleine onde car ils correspondent à un échange d'énergie entre le champ électrique et le champ magnétique.

Cette approche est assez complexe et prend beaucoup de temps. Pour simplifier, le problème peut être traité en considérant que chaque spire de la bobine est beaucoup plus courte que la longueur d'onde à la fréquence la plus élevée de l'analyse. Dans ces conditions, l'analyse peut être effectuée avec un schéma équivalent défini au niveau de chaque spire. L'énergie contenue dans le champ magnétique est représentée par l'inductance de la spire et les inductances mutuelles entre la spire considérée et les autres. L'énergie contenue dans le champ électrique est représentée par les capacités inter-spires.

En supposant que la longueur d'onde soit au moins 10 fois plus grande que longueur de la spire moyenne, avec une spire moyenne de 12 cm, la longueur d'onde doit être supérieure à 1,2 m. Pour un matériau isolant, dont la permittivité relative vaut 10 et une perméabilité relative égal à 1, la vitesse de propagation d'une onde plane est voisine de  $10^8 m/s$ . L'analyse proposée, qui consiste à discrétiser le problème au niveau de la spire, peut être faite pour des fréquences inférieures à 79MHz. Cette limite est suffisamment élevée pour faire l'analyse transitoire d'une bobine de moteur excitée par les fronts raides de la tension imposée par la plupart des convertisseurs électroniques.

La méthode consiste à commencer par l'analyse des régimes transitoires de la bobine seule, sans la dent magnétique du stator car, aux fréquences élevées qui correspondent à la résonance de la bobine seule, l'effet de peau dans les tôles de la dent est très important, le champ magnétique ne pénètre quasiment pas dans chaque tôle. L'influence de la dent magnétique sera considérée pour l'étude des résonances l'ensemble des bobines d'une phase. Avec ce modèle, chaque spire est une entité indivisible qui a une inductance propre et qui est couplée aux autres par les inductances mutuelles et par des capacités inter-spires. La figure III.8 présente la partie de ce schéma équivalent établi pour les 9 premières spires de la bobine HT°. Les nœuds principaux sont numérotés, ils correspondent aux entrées des spires notées sur la figure III.4. Un nœud intermédiaire est ajouté pour connecter la résistance qui représente les pertes HF. Chaque spire est couplée aux 23 autres par le flux magnétique qu'elles partagent. Cet ensemble est représenté par la matrice symétrique 24x24 des inductances. Ce schéma équivalent peut être simulé en transitoire ou en fréquentiel avec SPICE.

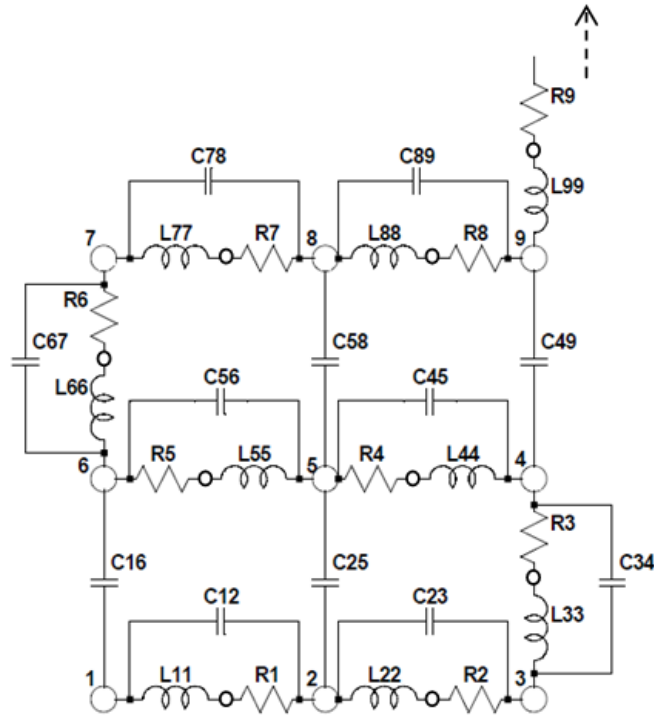


Figure III.8. Schéma équivalent HF des 9 premières spires de la bobine HT°, les inductances mutuelles ne sont pas représentées mais elles doivent être prises en compte.



Figure III.9 Dispositif de mesure de l'impédance d'une bobine dans l'air (vue générale).

L'impédance complexe de deux bobines inorganiques est mesurée avec un analyseur d'impédances pour des fréquences comprises entre 100kHz et 100MHz. La figure III.9



montre le dispositif de mesure. Les modules des impédances relevées sont présentés dans la figure III.10.

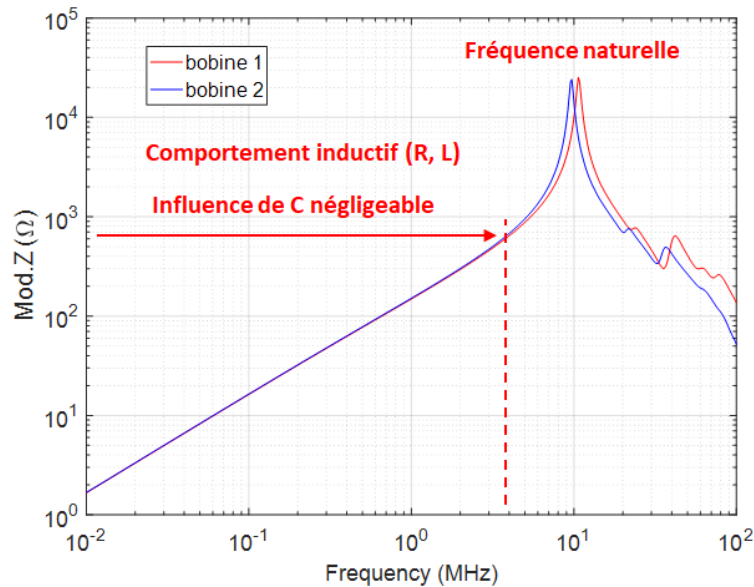


Figure III.10 Module de spectre d'impédance pour de deux bobines HT°.

Cette figure montre que les deux bobines sont quasiment identiques. Avec les échelles logarithmiques, la droite oblique dénote un comportement purement inductif ( $|Z| = L\omega$ ) au-dessous de 5MHz. Les fréquences naturelles sont très proches de 10MHz, avec une petite différence due aux variations de la position des spires qui change légèrement les capacités inter-spires. La résonance principale est observée à environ 10 MHz, ce qui est bien en dessous de la limite principe du modèle évalué aux environs de 80MHz. L'analyse des transitoires peut donc être effectuée avec un schéma équivalent obtenu en discrétisant au niveau de la spire.

Les éléments capacitifs du schéma équivalent HF sont estimés expérimentalement à l'aide d'une bobine spécifique constitué avec deux ensembles non reliés de 2 couches de 3 spires ; cette bobine est utilisée comme banc d'essai. Le processus de construction est le même de la bobine HT°. Avec les 3 spires adjacentes de cette bobine spécifique, la capacité inter-spires est estimée à 1/3 de la valeur expérimentale. La mesure à l'analyseur d'impédance donne  $21pF$  ce qui fait une capacité inter-spires de  $7pF$ . La figure III.11 est une photo de cette bobine. Cette valeur est confirmée par une simulation en électrostatique 2D.



Figure III.11 Bobine spécifique utilisée pour mesurer la capacité inter-spires.

Le module électrostatique de GetDP qui est utilisé pour faire cette simulation en 2D. La géométrie considérée est présentée à la figure III.12 avec son maillage ; elle représente trois galettes de 3 spires avec des frontières externes assez lointaines. Le maillage est très fin dans l'épaisseur de la couche isolante des fils et dans l'air qui les sépare.

La figure III.13 montre les résultats de la simulation quand le cercle représentant la surface du conducteur central est porté à un potentiel de 1V alors que les autres conducteurs subissent un potentiel de 0V.

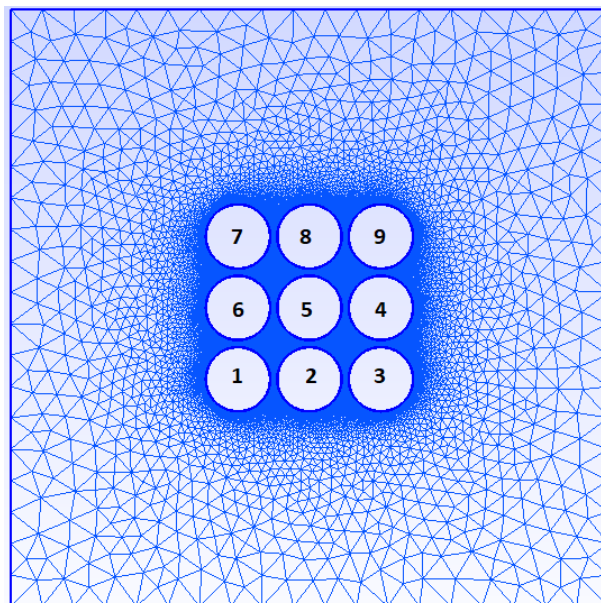


Figure III.12 Maillage 2D des trois galettes de 3 spires d'un côté d'une bobine HT°.

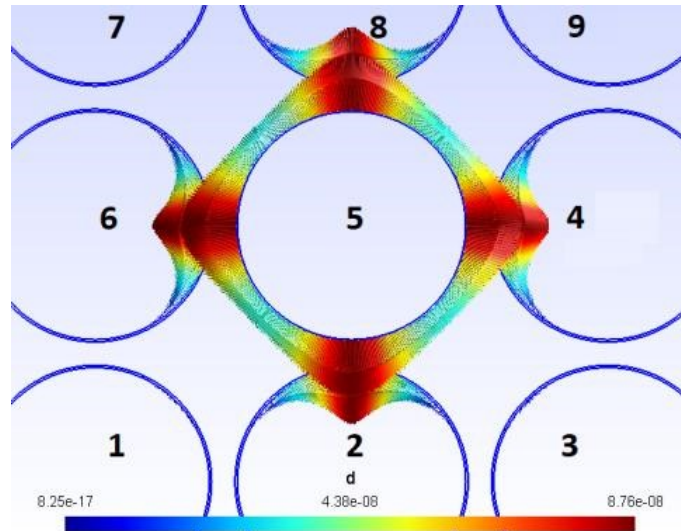


Figure III.13 Induction électrique  $D$  près des 4 adjacences entre les pires.

Cette figure montre que l'induction électrique  $D$  est importante dans l'isolation qui sépare les fils 6-5, 2-5, 4-5 et 8-5. Elle est quasiment nulle dans les zones qui séparent la spire excitée et celles qui sont en diagonale. Cette figure montre que les capacités entre le fil 5 et les fils 1, 3, 7 et 9 sont beaucoup plus faibles que celles qui existe entre le fil 5 et les fils 2, 4, 6 et 8.

La charge  $Q$  accumulée sur la surface du fil est calculée avec vecteur  $D$  (induction électrique) par son intégrale sur la surface fermée proche de celle du fil. Avec GetDP, on ne peut pas exporter les valeurs du  $D$  sur un tel contour fermé. Une solution alternative a été mise en œuvre, elle consiste à exporter les valeurs de  $D$  à tous les noeuds situés dans la région qui représente qui représente l'isolation et leurs coordonnées. Ensuite, un script Matlab prend les valeurs situées à proximité immédiate d'un cercle proche du contour du fil et calcule la moyenne du module de  $D$  sur ce cercle de rayon  $r_m$ .

$$Q = \oint D \, ds \quad (\text{III.1})$$

$$Q = \int_0^{2\pi} |D| |ds| \quad (\text{III.2})$$

Où  $|ds| = |r_m| d\theta \, l$

$$C = \frac{Q}{V} \quad (\text{III.3})$$

La capacité inter-spires, calculée par la simulation est 6.7pF, ce qui est proche de la valeur obtenue par la mesure.

### III.3.2 Couplages magnétiques

Des simulations 2D par éléments finis en magnéto harmonique à différentes fréquences ont été faites pour calculer les éléments de la matrice des impédances équivalente aux différentes spires. La dent magnétique feuilletée située au centre de la bobine n'est pas prise en compte parce que des investigations expérimentales montrent que la fréquence naturelle de la bobine ne change pas de manière significative lorsqu'elle est placée sur une dent du stator. Ce phénomène s'explique par l'effet de peau très important dans la dent magnétique du stator [69]. Cet effet est pris en compte pour l'analyse effectuée au niveau du bobinage complet du stator. Cependant l'influence de la couche de nickel qui protège le cuivre contre l'oxydation est prise en compte. Par conséquent, le maillage doit être très fin dans la couche de nickel pour prendre en compte l'influence des courants induits. La taille des mailles doit être de l'ordre de 1/3 de l'épaisseur de peau dans le nickel. Il peut être moins fin dans l'air.

En alimentant une seule spire, l'inductance propre et les inductances mutuelles avec les autres spires sont déterminées en calculant le flux embrassé par chaque spire.

Les matériaux sont supposés linéaires et définis par leurs résistivités et leurs perméabilités relatives ( $\rho = 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega.m$  et  $\mu_R = 1$  pour le cuivre ;  $\rho = 8.7 \cdot 10^{-8} \Omega.m$  et  $\mu_R = 25$  pour le nickel [70] ) ; l'épaisseur de la couche de nickel vaut  $65\mu m$  ; le diamètre du fil est  $0.8 mm$ . Les figures III.14 et III.15 montrent les résultats de la simulation lorsque la première spire est alimentée par un courant sinusoïdal de  $1A$  crête. Ces figures montrent l'induction à  $t = 0$ , elle est nulle aux points situés aux centres des 2 fils parcourus par un courant ; elle est positive à l'intérieur de la bobine et négatif à l'extérieur. La couche de nickel de chaque fil concentre le flux à cause de sa perméabilité relative comme présenté à la figure III.16 qui est un zoom du côté droit de la bobine. Cette concentration du flux a une influence sur les valeurs d'inductance et sur les pertes.

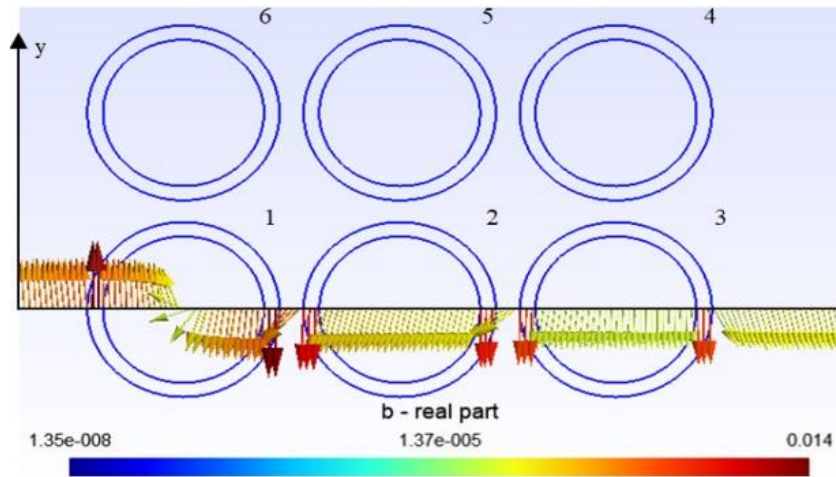


Figure III.14 Carte en couleurs de la densité de flux créée par 1A crête dans la spire 1.

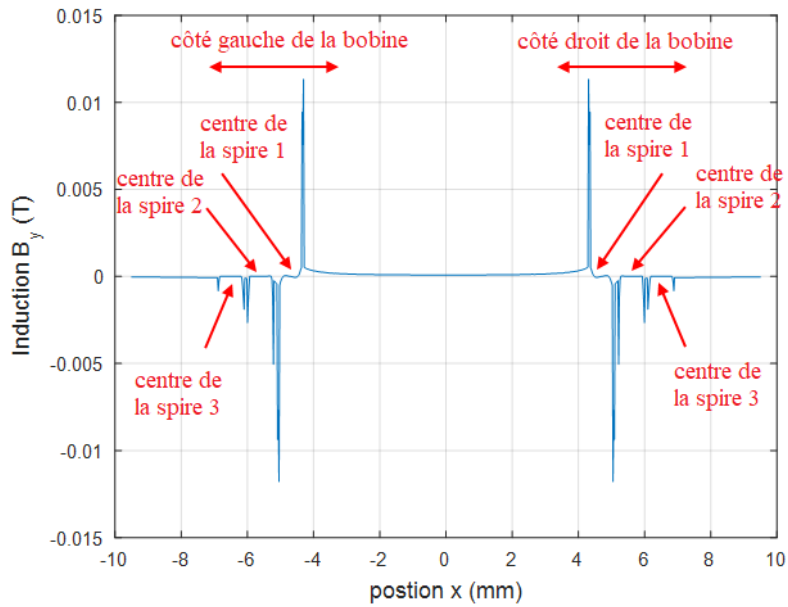


Figure III.15. Induction magnétique en fonction la position sur une droite passant par les centres des spires de la première galette pour 1A crête dans la spire 1.

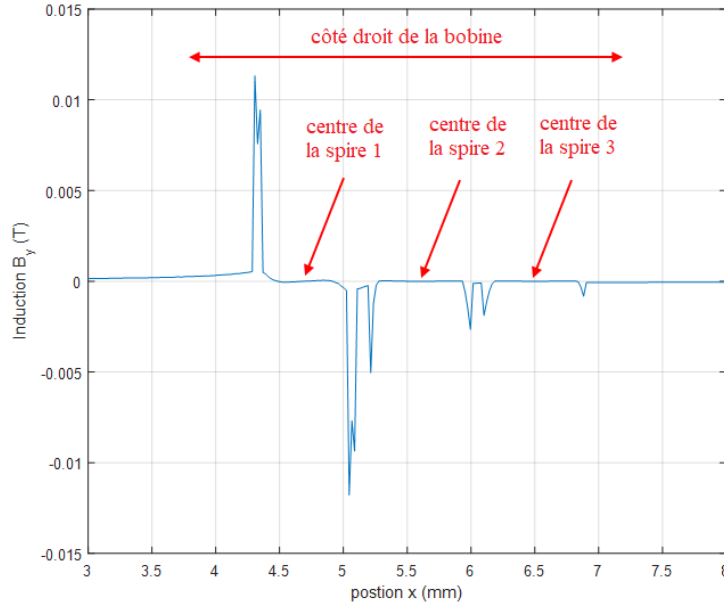


Figure III.16 Zoom du côté droit de la bobine.

D'une manière générale, l'inductance entre les spires  $i$  et  $j$ ,  $L_{ij}$ , est défini comme le rapport entre le flux magnétique  $\phi_j$  dans la spire  $j$  et la courant  $I_i$ . Lorsque  $i = j$ , c'est l'inductance propre d la spire  $i$ ; lorsque  $i \neq j$ , c'est l'inductance mutuelle entre les spires  $i$  et  $j$ .

$$L_{ij} = \frac{\phi_j}{I_i} \quad (III.4)$$

Afin de tenir compte de la présence de courants induits dans les conducteurs, nous définissons les impédances complexes qui tiennent comptes des pertes Joule dans les conducteurs voisin par effet de proximité. On note  $Z_{ij}$  l'élément général de la matrice impédance :

$$Z_{ij} = \frac{j\omega\phi_j}{I_i} = \frac{j\omega L_z}{I_i} \left\{ \frac{1}{S_{j+}} \iint_{S_{j+}} Ads - \frac{1}{S_{j-}} \iint_{S_{j-}} Ads \right\} \quad (III.5)$$

Où  $S_{j+}$  et  $S_{j-}$  sont les sections des conducteurs aller et retour de la spire numéro « j ». On rappelle que  $L_z$  est la longueur axiale d'une bobine.

Les parties réelles de ces impédances sont équivalentes à des résistances supplémentaires qui modélisent les pertes Joule dans les conducteurs massifs par les courants induits par alors que les parties imaginaires correspondent aux réactances causées par les inductances propres et mutuelles :

$$Z_{ij} = R_{ij} + j\omega L_{ij} \quad (III.6)$$

Une simulation élémentaire, où seule la première spire est alimentée permet d'obtenir la première ligne de la matrice des impédances. En analysant les valeurs des résistances et des inductances mutuelles, on évalue le niveau de couplage magnétique entre les spires pour différentes valeurs de la fréquence comprise entre 100kHz et 800kHz. Le tableau III.2, donne les valeurs de l'inductance propre de la première spire ainsi que celles des inductances mutuelles avec les autres spires de la bobine. Les valeurs sont rangées en respectant l'ordre des spires en « pas de pèlerin ». Les effets capacitifs inter spires ne sont pas pris en compte à ce niveau de l'analyse elles seront ajoutées dans une autre partie.

Tableau III.2.  $L_{ij}$  par rapport à la première spire f=100k.

Couche	Spire intérieure	Spire intermédiaire	Spire extérieure
1	163 nH	54.3 nH	35.0 nH
2	53.1 nH	45.2 nH	31.4 nH
3	32.6 nH	31.3 nH	25.0 nH
4	22.5 nH	22.4 nH	19.8 nH
5	16.3 nH	16.6 nH	15.4 nH
6	12.2 nH	12.5 nH	12.2 nH
7	9.0 nH	9.5 nH	9.6 nH
8	6.6 nH	7.1 nH	7.4 nH

Les valeurs  $R_{ij}$  correspondantes sont données dans le tableau III.3. On remarque que la résistance additionnelle crée le couplage magnétique entre les spires s'atténue très vite dès la troisième couche. Néanmoins, les valeurs dépendent de la fréquence d'alimentation à cause de l'effet de peau. Ceci aura pour conséquence une augmentation significative de la résistance de la bobine en fonction de la fréquence.

Tableau III.3  $R_{ij}$  par rapport à la première spire f=100k.

Couche	Spire intérieure	Spire intermédiaire	Spire extérieure
1	7.3 mΩ	1.4 mΩ	0.63 mΩ
2	1.44 mΩ	1.38 mΩ	0.314 mΩ
3	0.314 mΩ	0.25 mΩ	0
4	0	0	0
5	0	0	0
6	0	0	0
7	0	0	0
8	0	0	0

Les parties imaginaires de la matrice d'impédance correspondent aux éléments  $L_{ii}$  du schéma équivalent Spice présenté dans la figure III.8 et des couplages magnétiques entre ces éléments. Les parties réelles sont utilisées pour estimer la résistance additionnelle  $R_{AC}$  due aux effets de peau et de proximité dans la bobine. Chaque bobine est composée de 24 spires, le modèle général peut être écrit sous la forme lorsque chaque spire est aliementée séparément :

$$j\omega \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \vdots \\ \phi_{24} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{1,1} & \cdots & \underline{Z}_{1,24} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \underline{Z}_{24,1} & \cdots & \underline{Z}_{24,24} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ \vdots \\ I_{24} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Avec cette hypothèse, la figure III.8 montre que le courant est le même dans toutes les spires. La formulation de la matrice (III.7) devient plus simple parce que  $I_1 = I_2 = \cdots = I_{24}$ . De même, le flux et la fém totaux sont donnés par la somme des flux ou fém élémentaires de chaque spire  $\underline{\Psi} = \underline{\phi}_1 + \cdots + \underline{\phi}_{24}$  de sorte l'impédance totale vue des bornes de la bobine est exprimée par :

$$\underline{Z} = R_{AC} + \frac{j\omega\Psi}{I} = R_{AC} + j\omega L = \sum_{i,j=1}^{24} \underline{Z}_{i,j} \quad (\text{III.8})$$

La résistance d'une spire est la somme de la résistance en courant continu  $R_{DC}$  et la résistance  $R_{AC}$  en alternatif due aux courants induits dans les parties massives, cette résistance est estimée par (III.9).

$$R = [R_{dc} + R_{AC}]/24 \quad (\text{III.9})$$

La vérification expérimentale n'est pas possible au niveau de la spire à cause des inductances parasites introduites par la connexion des fils. Par conséquent, la vérification expérimentale est faite au niveau de la bobine. Les résistances obtenues par la simulation, dans une bande de fréquence sélectionnée, sont comparées au spectre de résistance d'une bobine HT° mesuré avec l'analyseur d'impédance dans la même bande de fréquence. Les résultats sont présentés à la figure III.17.



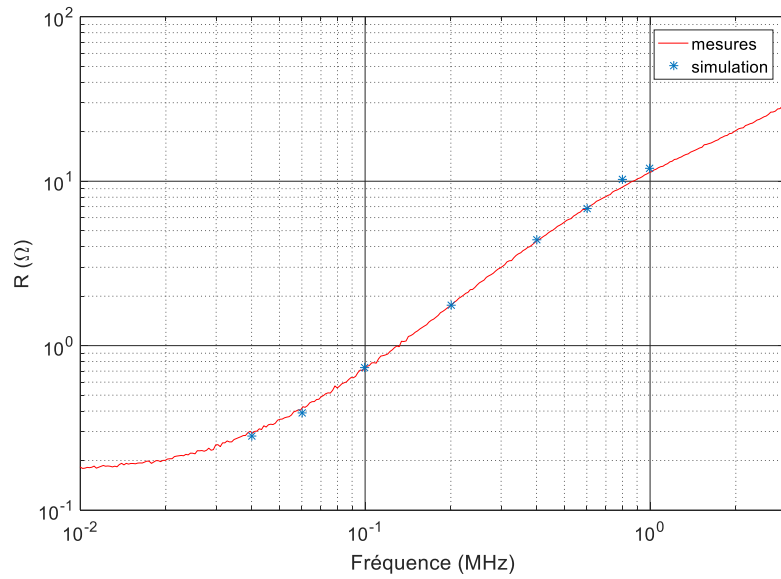


Figure III.17 Comparaison entre les résultats de simulation et les résistances mesurées.

Après avoir identifié tous les éléments du schéma de circuit équivalent de la figure III.8, une comparaison est faite au niveau de la bobine entre l'impédance globale calculée avec Spice et celle mesurée avec un analyseur d'impédance. Les résultats sont présentés à la figure III.18.

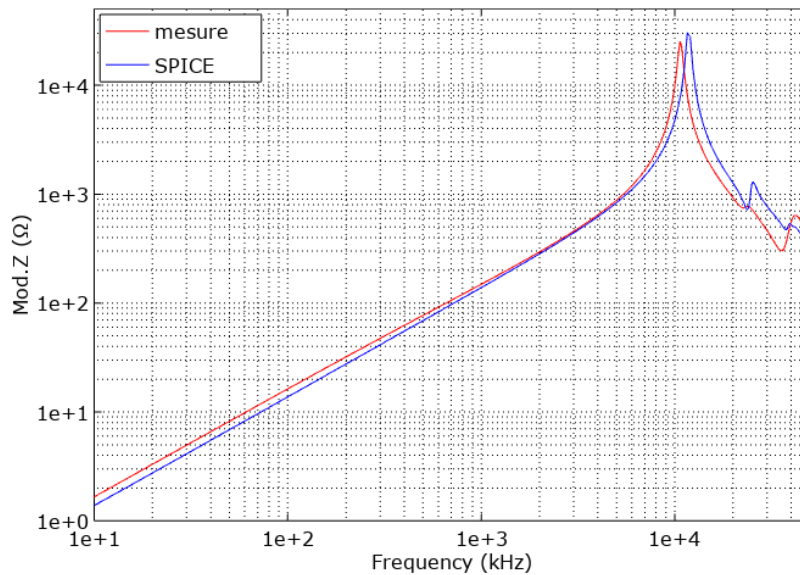


Figure III.18 Impédance globale d'une bobine HT°

Les différences entre l'impédance calculée et l'impédance mesurée peuvent être interprétées par l'estimation difficile de la capacité inter-spires, qui dépend des distances

moyennes entre les spires. Cette distance est mal connue à cause du foisonnement des fils dans le ciment.

A cette étape de nos travaux, nous pouvons estimer que les valeurs de paramètres injectés dans le modèle circuit implémenté dans Spice sont acceptables. Il est donc possible d'effectuer des simulations en régime impulsionnel.

Le modèle Spice est alors utilisé pour calculer la tension spire-terre à chaque nœud du schéma équivalent. Les résultats sont présentés à la figure III.19 pour une impulsion de 100 V qui dure 150 ns imposée entre l'entrée de la première spire et la sortie de la dernière. Les temps de montée d'impulsion et de descente d'impulsion sont réglés à 10 ns. Le régime permanent est presque atteint à la fin de l'impulsion. À cet instant, les résultats présentent une distribution linéaire de la tension entre les spires, avec une différence de tension de  $1/24$  (4.16%) de la tension de l'impulsion.

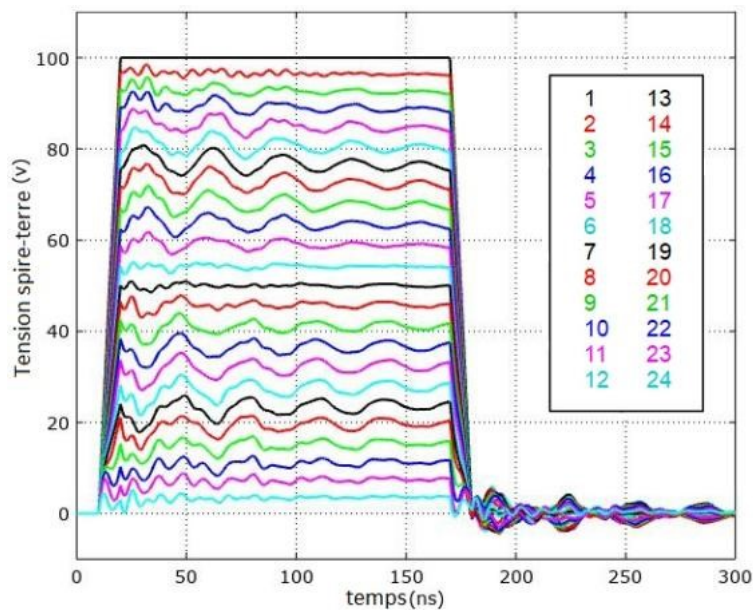


Figure III.19 Tension transitoire calculée aux nœuds du schéma équivalent Spice pour une impulsion de tension de 100V.

La tension inter-spires à chaque point de la bobine est également calculée. La figure III.20 montre la tension entre les spires adjacentes de la bobine compte tenu du pas de pèlerin utilisé. Cette figure présente deux ensembles de courbes en fonction de la différence entre les nombres de spires. Les tensions inter-spires les plus élevées sont obtenues pour les

différences entre les numéros des spires vaut 5 (lignes continues) ; elles sont plus faibles lorsque cette différence est de 3 (lignes pointillées).

Pour une impulsion d'entrée de 100 V et en régime transitoire, la tension maximale vaut 30 V (30%) entre les spires 10 et 15 au centre de la bobine, pour un régime permanent de 20,8 V ( $5 \times 4.16\%$ ). Les résultats sont très similaires pour une distance légèrement plus grande entre les spires parce que les capacités inter-spires diminuent tandis que les inductances propres et mutuelles augmentent un peu.

La tension maximale que peut supporter une telle isolation inorganique à 500°C est de l'ordre de 400 V [10]. Avec la bonne distribution des tensions inter-spires obtenue, une telle bobine peut supporter  $400/0.3 = 1333$  V.

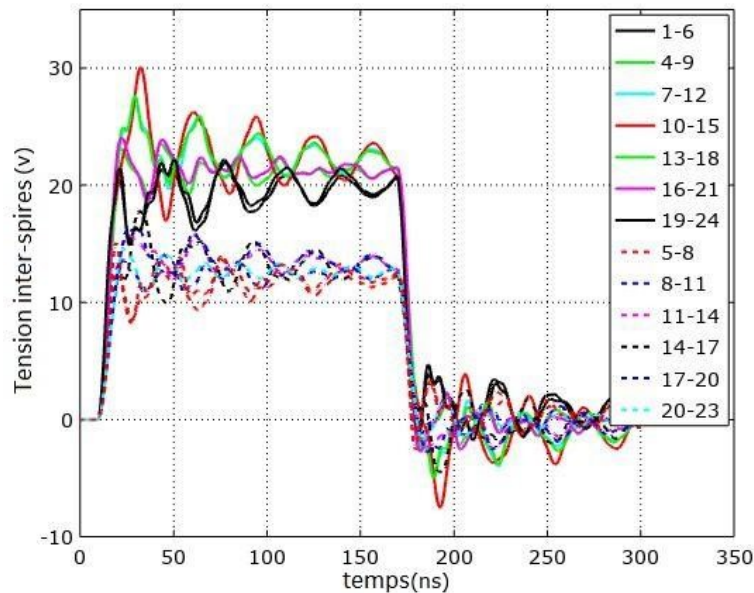


Figure III.20 Tension inter-spires transitoire calculée pour une impulsion de tension de 100 V.

### III.4 Estimation de la tension au niveau des bobines d'une phase du moteur

#### III.4.1 Approche expérimentale

La distribution de la tension, entre les bobines du stator pendant le régime transitoire qui suit les fronts raides de tension est mesurée expérimentalement. Les 8 bobines inorganiques sont placées sur les dents du stator et connectées selon le schéma de la figure III.21. Le signe étoile (\*) indique le sens du bobinage de la bobine : lorsqu'un courant entre dans le côté

repéré par l'étoile, il crée un flux magnétique qui entre dans la dent du stator correspondante. Les bobines sont connectées selon les règles de la MSR<sub>V</sub> 24-20 définies par la littérature sur les machines à bobinages concentrés conçus pour produire un champ fondamental tournant à 20 pôles lorsque le stator de 24 bobines est alimenté par un courant triphasé équilibré [71].

Le montage expérimental se compose d'un générateur d'impulsions haute tension connecté entre l'entrée de la phase A du moteur ( bobine 1) et sa sortie (bobine 7). Le point de masse du générateur d'impulsions est connecté à la sortie de la phase A du moteur et au châssis. La longueur du câble de connexion est de 1m. L'impulsion de tension doit être supérieure à 360 V, qui est l'amplitude maximale de l'impulsion de la tension phase-neutre pour un moteur alimenté par un onduleur MLI connecté à un bus continu 540 V.

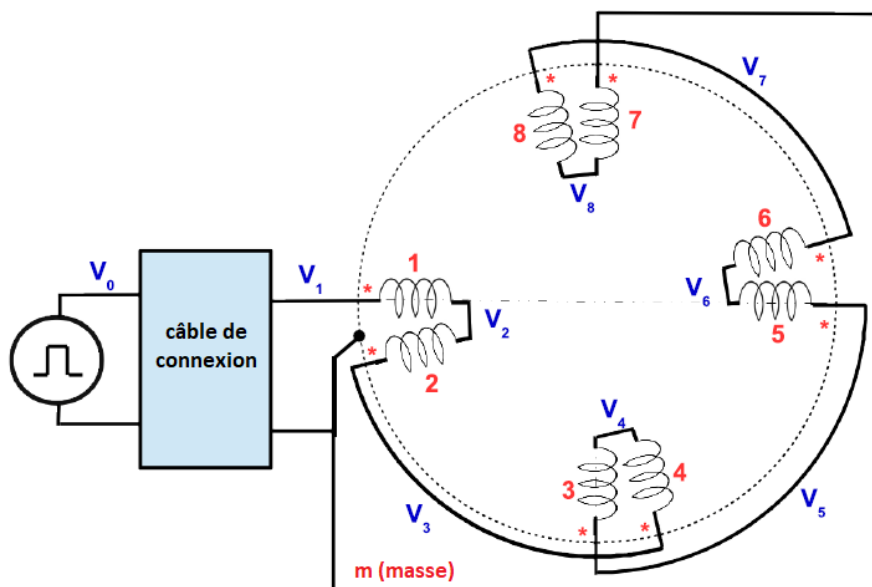


Figure III.21 Connexions des bobines de la phase A du MSR<sub>V</sub> 24-20

Les mesures sont effectuées avec un oscilloscope rapide synchronisé sur la tension de sortie du générateur d'impulsions ( $V_0$  dans la figure III.21). Pour ce canal, les connexions sont effectuées avec une sonde passive de 1/100 - 350MHz. Le point de masse de l'oscilloscope est connecté au point de masse du générateur. Les tensions entre les bobines du moteur sont mesurées avec la même sonde différentielle à large bande (100MHz). Le générateur d'impulsions est réglé pour produire des impulsions de 400 V d'amplitude qui durent 4  $\mu$ s.

La fréquence est fixée à 10kHz. Le délai entre les impulsions est suffisamment long pour démagnétiser le noyau du stator.

La figure III.22 présente l'impulsion d'entrée sur une grande échelle de temps. On peut voir que l'impulsion produite par le générateur n'est pas idéale ; son amplitude est seulement 370 V au moment le générateur est réglé à 400 V à cause de l'impédance interne du générateur. La chute de tension augmente avec le temps parce que le courant augmente. La vitesse de balayage de l'impulsion est 4.28 kV/μs (la tension atteint 300 V en 70ns).

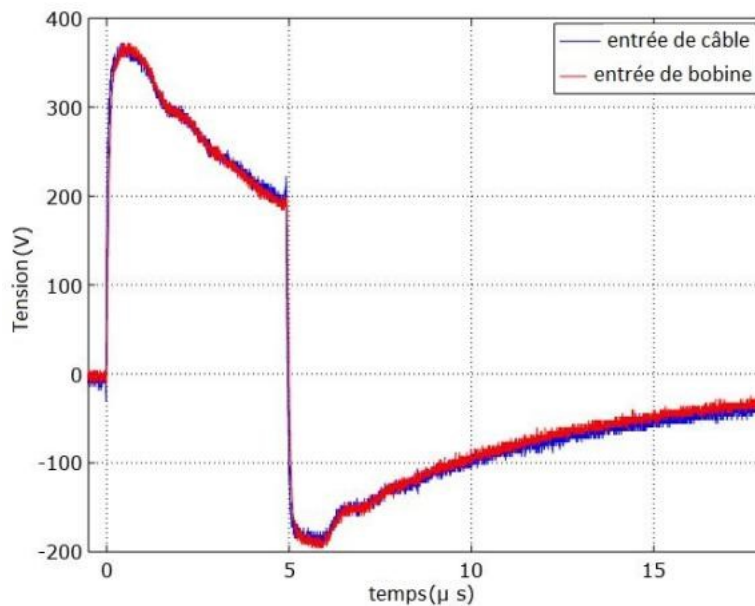


Figure III.22 Impulsion d'entrée utilisée pour les mesures

La figure III.23 montre la tension d'entrée du câble ( $V_0$ ) et les tensions à l'entrée de chaque bobine mesurée par rapport à la sortie de la dernière bobine connectée à la masse par le câble. L'échelle des temps choisie correspondant au régime transitoire. La tension d'entrée de la phase A du moteur  $V_1$  a une composante alternative rapide à cause du régime transitoire du câble de connexion superposée à la tension d'impulsion de la source  $V_0$ . Le transitoire de câble a une faible influence sur  $V_2$  mais aucune influence sur les autres tensions qui ont un régime transitoire plus long.

Une observation attentive de la figure III.23 montre que les formes d'onde ne sont pas des ondes sinusoïdales amorties classiques avec une fréquence angulaire naturelle  $\beta$ , un facteur d'amortissement  $\alpha$  et un décalage  $\varphi$  ( $e^{-\alpha t} \sin(\beta t + \varphi)$ ). La linéarité du système doit être vérifiée.

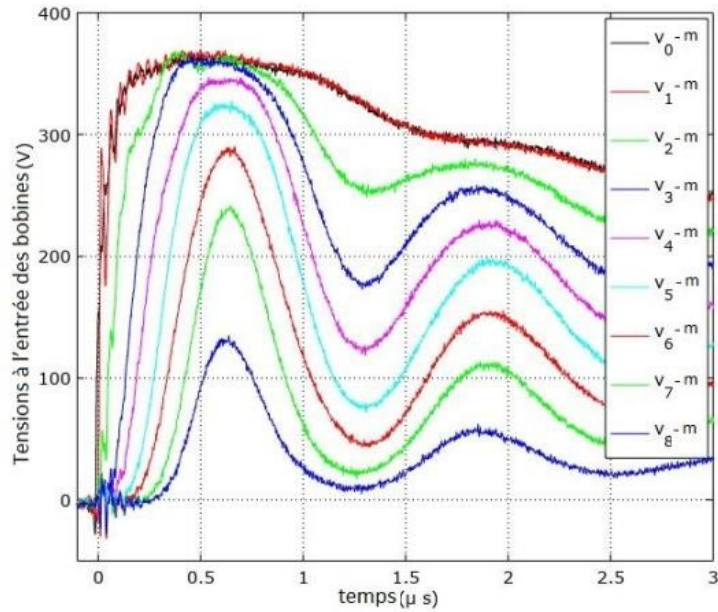


Figure III.23 Mesures de tension transitoire au niveau des bobines de la phase A.

Les mêmes mesures ont été effectuées pour plusieurs forces électromotrices du générateur d'impulsions. Les résultats sont présentés à la figure III.24. Les tensions crêtes entre les bobines et la masse sont proportionnelles à la force électromotrice du générateur. Par conséquent, le système peut être modélisé par un schéma équivalent linéaire pour des tensions jusqu'à 450 V. La figure III.25 montre les tensions entre les bornes des bobines. La première bobine reçoit une tension plus élevée que les autres : 250 V crête au lieu d'environ 120 V pour les autres.

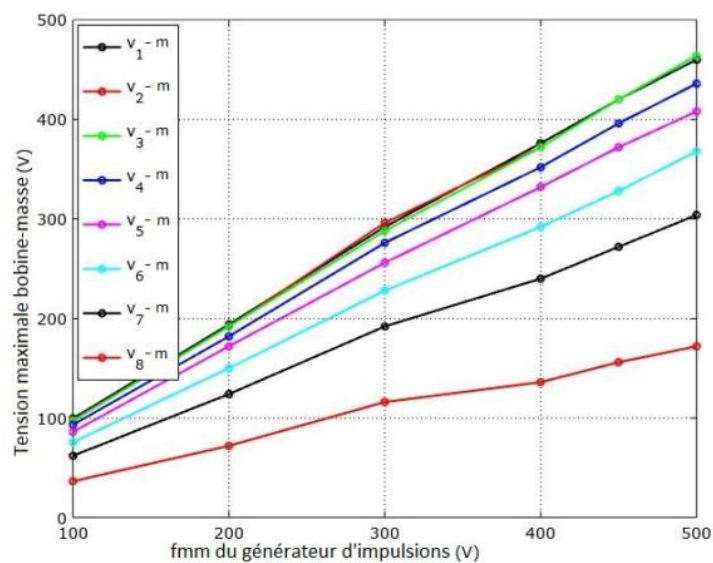


Figure III.24 Tension crête transitoire de chaque bobine.

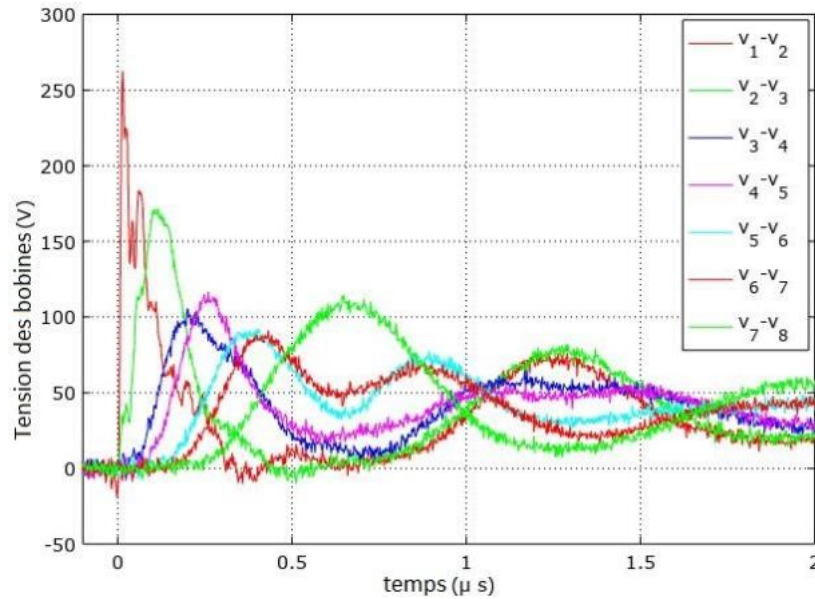


Figure III.25 Tension transitoire de chaque bobine de stator pour une impulsion d'entrée de 370 V.

Ce phénomène est le même pour les bobinages organiques classiques ; les capacités de mode commun (bobine-masse) de la deuxième bobine reste peu chargé pendant le temps de montée d'impulsion. Par conséquent, une tension importante apparaît aux bornes de la première bobine au tout début du régime transitoire.

### III.4.2 Simulation Spice

La figure III.26 présente le schéma équivalent Spice d'une phase du moteur. Chaque bobine est modélisée par circuit RLC ; la résistance est calculée en considérant les pertes HF dans les dents ; les inductances propres de chaque bobine et les inductances mutuelles avec les autres bobines ne sont pas représentées dans le schéma, mais elles sont prises en compte. La présence du circuit magnétique est importante car elle ajoute les capacités de mode commun  $C_m$  connectées entre chaque borne des bobines et la masse. Les points de mesure des tensions définis à la figure III.21 sont reportés dans le schéma équivalent Spice.

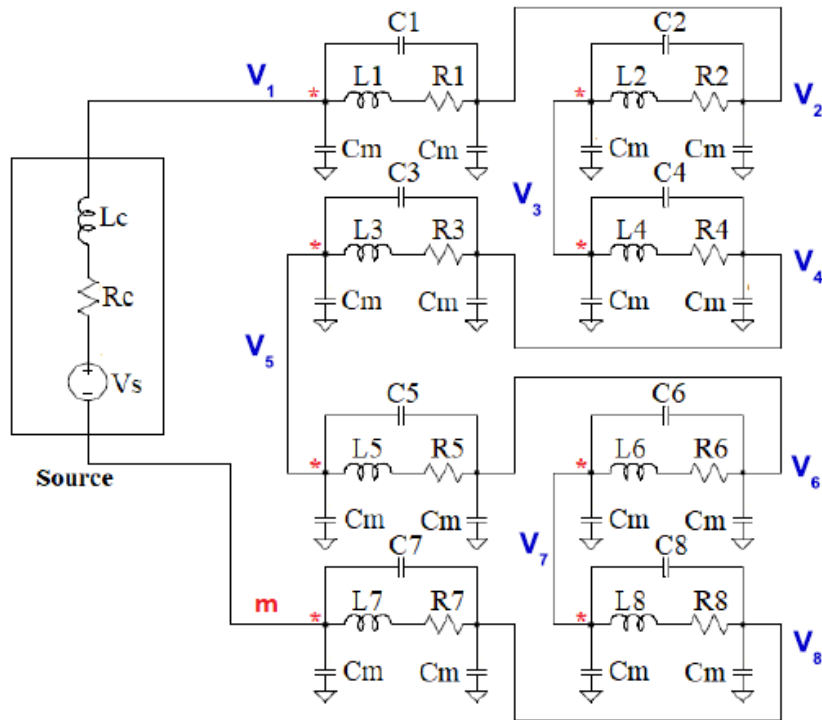


Figure III.26 Schéma équivalent Spice d'une phase du moteur défini au niveau des bobines.

Les paramètres du schéma équivalent Spice sont mesurés avec des ondes sinusoïdales à 1MHz ; Le tableau III.4 présente les inductances propres et mutuelles par rapport la bobine 1 et la position angulaire relative de la bobine correspondante. Avec la convention de signe adoptée ( \* signes sur la figure III.21 ) , toutes les inductances mutuelles sont négatives. Les connexions réelles sont prises en compte dans le schéma équivalent Spice de la figure III.26. Les inductances propres des autres bobines ont la même valeur(116  $\mu H$ ). Les inductances mutuelles par rapport les autres bobines ont également les valeurs du tableau III.4 pour des positions angulaires relatives identiques.

Tableau III.4. Inductances propres et mutuelles par rapport à la première bobine

	$L_1$	$M_{12}$	$M_{13}$	$M_{14}$	$M_{15}$	$M_{16}$	$M_{17}$	$M_{18}$
<b>Angle (°)</b>	0	15	90	105	180	195	270	285
<b>(<math>\mu H</math>)</b>	116	-31	-2.6	-2.13	-2	-2.1	-2.6	-3

La résistance de la bobine prend en compte les pertes dans le noyau. Les capacités de mode commun sont mesurées avec un analyseur d'impédance, le résultat moyen est  $C_m = 43pF$



avec une dispersion des mesures d'environ 5%. La forme d'onde actuelle produite par le générateur d'impulsions est obtenue à partir de résultats expérimentaux. La tension de la source Spice  $V_S$  est définie par assemblage de segments des points extraits de la courbe expérimentale  $V_0$ . La figure III.27 présente les résultats de la simulation et la figure III.28 compare les résultats de la simulation avec les résultats expérimentaux.

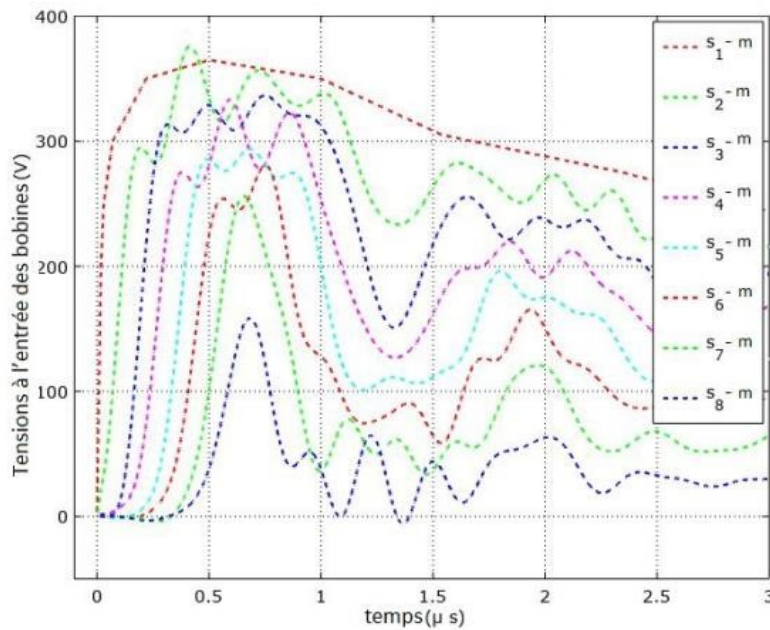


Figure III.27 Résultats de la simulation d'une phase du moteur.

La figure III.28 montre une correspondance globale des résultats de la simulation Spice et des mesures. Cependant, des différences sont observées sur l'amortissement de chaque tension transitoire. Ces différences sont probablement dues au fait que les paramètres du schéma équivalent sont des mesurés en sinusoïdal, alors que Spice les utilise dans le domaine temporel. Les inductances et les capacités mesurées sont presque constantes dans la gamme de fréquences utiles ( 100 kHz – 20 MHz ). Ce n'est pas le cas des résistances à cause de effet de peau dans le fil et dans les dents du stator. La simulation Spice a été réalisée avec des valeurs moyennes qui ne tiennent pas compte toute la complexité du problème électromagnétique.

Néanmoins, la simulation Spice estime la tension crête aux bornes de chaque bobine et donne des indications pour faire des choix technologiques pertinents au niveau du design des bobines. Il montre aussi que le régime transitoire, pour chaque bobine, à l'exception de

la première, dure environ  $1\mu s$ . Le régime transitoire interne des bobines est 10 fois plus courts. Par conséquent, les bobines 2 à 8 ne doivent résister qu'à une tension de  $100 V$  crête pour une phase de la machine alimentée par des impulsions de  $370 V$ . A l'intérieur de ces bobines, la tension maximale entre les spires est seulement  $30 V$  crête, ce qui est en dessous des capacités d'un fil revêtu de céramique fonctionne à  $500^{\circ}C$ ,  $200 V_{RMS}$  [64].

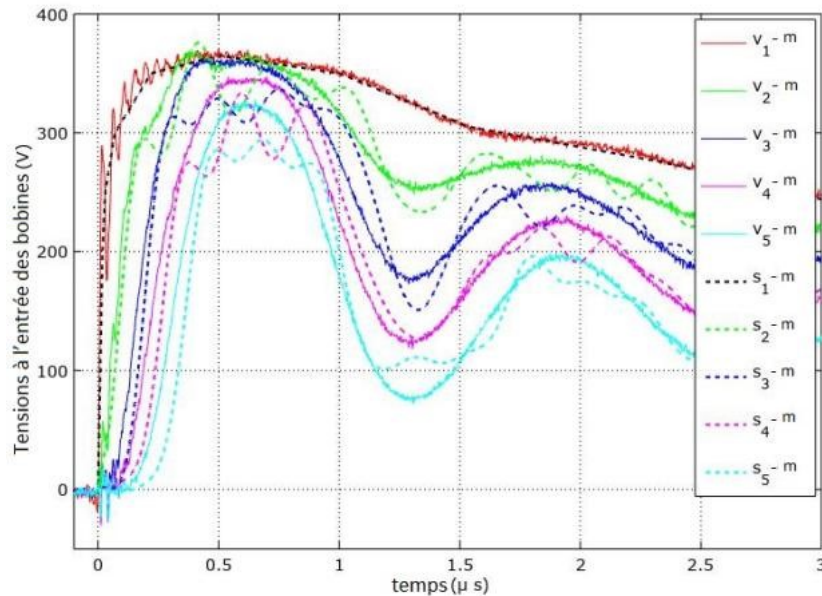


Figure III.28 Comparaison des résultats de la simulation Spice (lignes pointillées) et expérimentaux (lignes continues).

Toutefois, une attention particulière doit être prise pour la première bobine qui résiste une tension crête de  $250 V$  pendant environ  $200 ns$ . En fonction l'analyse des transitoires effectuée au niveau des spires (figure III.20), la tension maximale entre les spires de cette valeur est  $75 V$ . Cette tension reste au-dessous des limites avec une grande marge de sécurité.

La structure proposée pour la réalisation des bobines peut être utilisé pour les machines alimentées par un onduleur MLI standard, lorsque la tension entre les spires doit être très faible. Inversement, avec une telle structure de bobinage et un fil organique standard basse qui fonctionne au-dessous de  $180^{\circ}C$ , le moteur peut être alimenté par des tensions beaucoup plus élevées, pour les applications HT° par exemple.

### III.5 Conclusion

La conception de machines compactes à haute température nécessite une approche spécifique car la machine doit être totalement inorganique, sans aucun polymère. L'utilisation d'aimants est également interdite. Par conséquent, la seule topologie possible est une machine synchrone à réluctance variable réalisée avec des bobines inorganiques rigides et un bobinage concentré à une bobine par dent du stator. Ces bobines sont fabriquées avec du fil doté d'une isolation céramique mince enrobé dans un ciment HT°. Ce fil à isolation céramique a des propriétés mécaniques et électriques médiocres par rapport au fil émaillé organique standard conçu pour travailler à des températures inférieures à 180°C.

Ces propriétés médiocres doivent être compensées par une topologie spécifique (pas de pèlerin) qui consiste à empiler grand nombre de couches transversales de quelques spires. La topologie proposée est opposée à la topologie classique qui consiste à construire des bobines avec un petit nombre de couches longitudinales d'un grand nombre de spires.

Après avoir partagé l'expérience de la construction des bobines du moteur HT°, une analyse de la distribution de tension à l'intérieur de la bobine, au niveau des spires, est proposée. La méthode proposée est basée sur le simulateur de circuit « Spice ». Les résultats montrent une bonne distribution des tensions entre les spires pendant le régime transitoire qui suit les fronts rapides de chaque impulsion de tension produite par l'onduleur MLI qui alimente la machine.

Une autre analyse, faite au niveau des bobines d'une phase, montre que la première bobine doit supporter des tensions plus élevées que les autres au tout début des régimes transitoires. Les résultats des deux analyses montrent que la topologie de bobine proposée peut être utilisée pour la construction de moteurs alimentés par des onduleurs MLI standard et capables de fonctionner jusqu'à 500°C à l'intérieur des bobines.



# **Chapitre 4**

## **IV Assemblage et essais de la machine inorganique HT°**

Ce chapitre a pour but de vérifier que la technologie d'isolation inorganique mise au point pour construire le stator de la MSR<sub>V</sub> et l'adaptation nécessaire de la structure générale de la machine imposée par les contraintes thermiques fonctionne effectivement à des températures internes très élevées. Cette partie expérimentale permet également de cerner les limites de la montée en température de ce type de machine. Les caractéristiques dynamiques de la MSR<sub>V</sub> sont bien connues depuis longtemps lorsqu'elle fonctionne dans des plages de températures classiques. Par conséquent, les essais sont orientés vers sur le but principal limité à la montée en température.

Ce chapitre commence par la description des étapes d'assemblage du prototype de MSR<sub>V</sub> HT°. Il présente ensuite la méthode utilisée pour contourner l'impossibilité de mettre en place un capteur de position angulaire dans l'environnement haute température requis pour ces essais. Le système de mesure des températures aux points critiques de la machine est décrit puis les mesures de température dans le moteur fonctionnant à vide et à vitesse réduite sont faites à des températures ambiantes différentes. Les résultats sont interprétés en construisant pas à pas un schéma équivalent thermique. Les variations des paramètres sont ensuite interprétées.

#### **IV.1 Assemblage du prototype**

Nous avons montré dans le premier chapitre une courbe caractéristique importante donnant l'évolution de l'induction de saturation en fonction de la température pour différents alliages. Cette courbe permet de choisir le matériau magnétique doux qui reste utilisable à 500°C. Le circuit magnétique du stator fabriqué avec de la tôle magnétique FeCo de type VACOFLUX50 qui peut travailler à des inductions élevées en HT° [72]. Les tôles « fully process » couramment utilisées à des températures usuelles ont été rejetées car elles possèdent un revêtement en polymère qui renforce leur isolation. Dans le cas de la machine HT°, la température dépasse les possibilités offertes par tous les polymères, les tôles FeCo de référence VACOFLUX50, qui peuvent travailler à des inductions élevées jusque 600°C, sont isolées par leur oxydation naturelle. En sortant de l'opération de découpage par électroérosion de l'empilement entier de 50 mm d'épaisseur, les dents sont parfaitement alignées ainsi que les petites entailles destinées à fixer les cales de fermeture des encoches car le découpage est fait en une seule fois.

Cependant les tôles ne sont pas véritablement assemblées, l'empilement est fragile et les tôles extrêmes de détachent facilement. Le circuit magnétique statorique doit être maintenu par une structure extérieure. Les figures IV.1 et IV.2 montrent l'empilement seul puis l'empilement maintenu par des flasques provisoires qui a été utilisés pour ajuster les bobines inorganiques au fur et à mesure de leur construction.



Figure IV.1. Photographie du circuit magnétique du stator.



Figure IV.2. Empilement magnétique maintenu par des flasques provisoires dans le but d'ajuster les bobines au fur et à mesure de leur construction.

Le stator est placé dans la carcasse en acier inoxydable et serré entre deux bagues. La figure IV.3 montre une photographie d'ensemble. Les 24 bobines inorganiques sont placées sur les encoches rectangulaires ouvertes. Les encoches sont refermées par des cales métalliques qui assurent le maintien de la bobine et qui limitent les effets magnétiques indésirables

apportés par les encoches ouvertes. Les cales métalliques permettent d'avoir une structure magnétique plus proche de la construction classique de la machine synchro-réductante classique, utilisées aux basses températures, qui est souvent dotée d'un bobinage en vrac placé dans des encoches semi-fermées. L'intérêt réside dans la réduction des ondulations du couple [73]. La figure IV.4 montre des détails.

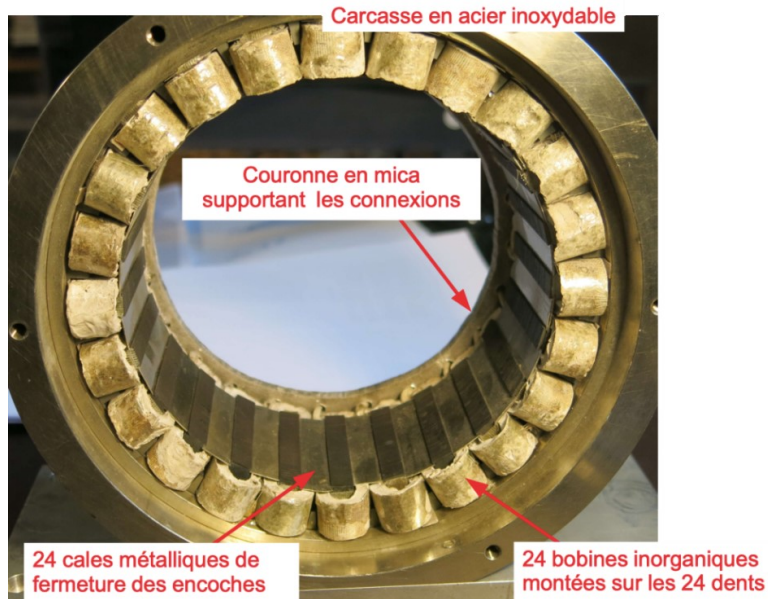


Figure IV.3. Stator réalisé.



Figure IV.4. Zoom pour un affichage plus détaillé du stator.

Les photographies précédentes sont prises du côté avant de la machine. Les connexions des bobines sont faites de l'autre côté, sur une couronne de mica qui éloigne les bobines de leurs interconnexions. La figure IV.5 détaille le schéma des connexions qui doivent être faites



pour obtenir un champ tournant de 20 pôles lorsqu'elles sont alimentées par un trois courants sinusoïdaux qui forment un système triphasé équilibré. La figure IV.6 présente une photographie des connexions réalisées en assemblant les fils sortant des bobines par des brasures à l'argent faites à hautes températures (600°C). Les brasures sont faites en utilisant un chalumeau qui fournit une flamme de petite taille. La couronne de mica de 5 mm d'épaisseur protège les bobines pendant des opérations délicates.

Les connexions courtes sont laissées à l'air libre, les connexions qui nécessitent des croisements sont protégées par un textile à base de fibre de verre capable de supporter des températures élevées [74].

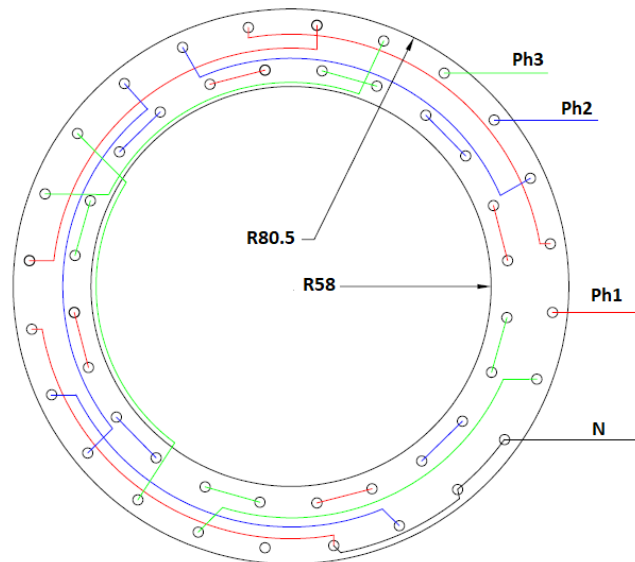


Figure IV.5. Plan de connexion des bobines de la MSR24-20.

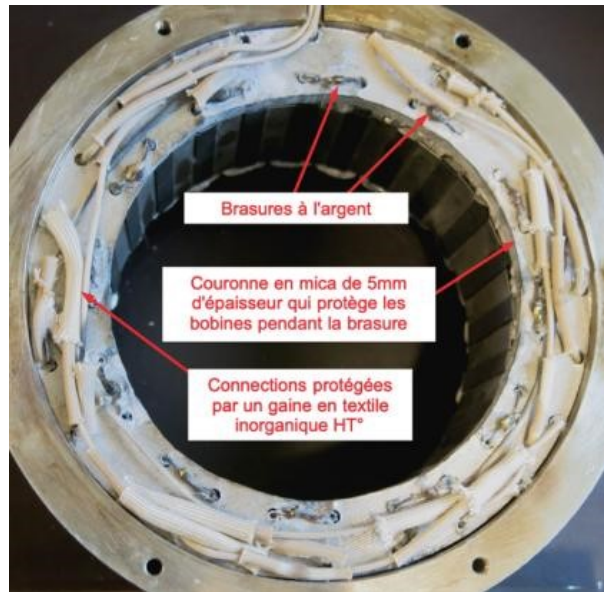


Figure IV.6. Connexions réalisées.

Le flasque arrière a été usiné avec une gorge qui laisse la place au système de connexion des bobines comme le montre la photographie de la figure IV.7.

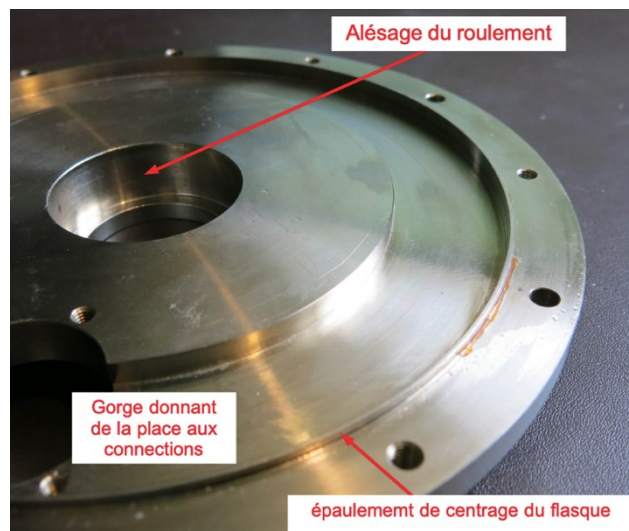


Figure IV.7. Flasque métallique équipé d'un logement destiné à recevoir le système de connexion des bobines.

Le contrôle du câblage des bobines est fait pour vérifier que les bobines sont bien connectées selon les règles de la MSR<sub>V</sub> 24-20 définies par la littérature sur les machines à bobinage concentré pour créer un champ fondamental tournant de 20 pôles lorsque le stator est alimenté par un courant triphasé [71]. Ce contrôle est fait en imposant un courant continu successivement dans chaque phase et en vérifiant le signe de l'induction sous toutes

les dents. Le schéma de la figure IV.8 montre le circuit électrique utilisé pour la phase A. Il est similaire pour les autres phases.

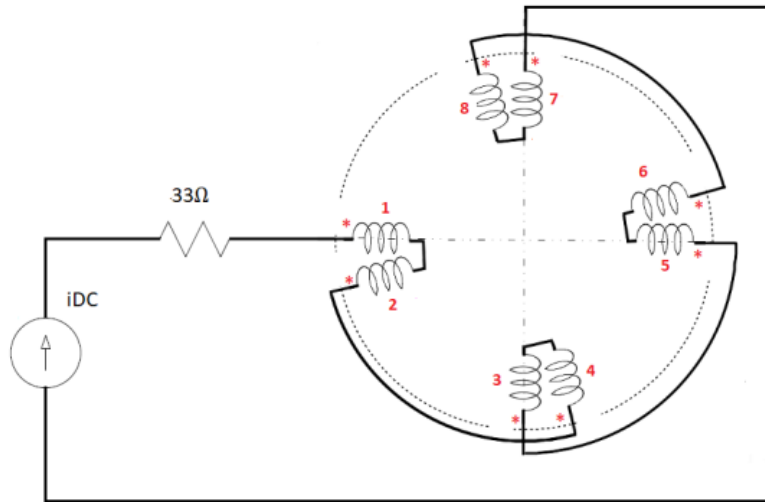


Figure IV.8. Schéma électrique permettant le contrôle des connexions des bobines du stator.

Sur le schéma de la figure IV.8, le signe étoile (\*) repère l'entrée de chaque bobine. La sortie de la bobine (1) est connectée avec celle de la bobine (2), par conséquent, le sens de circulation du courant dans les deux bobines est opposé. L'entrée de bobine (2) est connectée à l'entrée de la bobine (4), il en résulte que les sens de circulation du courant dans ces deux bobines sont également opposés. Dans ce sens, les bobines restantes sont connectées de sorte à ce que le courant circule en sens opposé dans deux bobines successives. Pendant le contrôle, le courant continu imposé par la source est réglé à 1A. L'induction sous chaque dent est mesurée avec un gaussmètre à effet Hall doté d'une sonde plate sensible au champ transversal comme le montre la figure IV.9. La figure IV.10 montre l'induction magnétique mesurée en fonction de la position des bobines de la phase A.

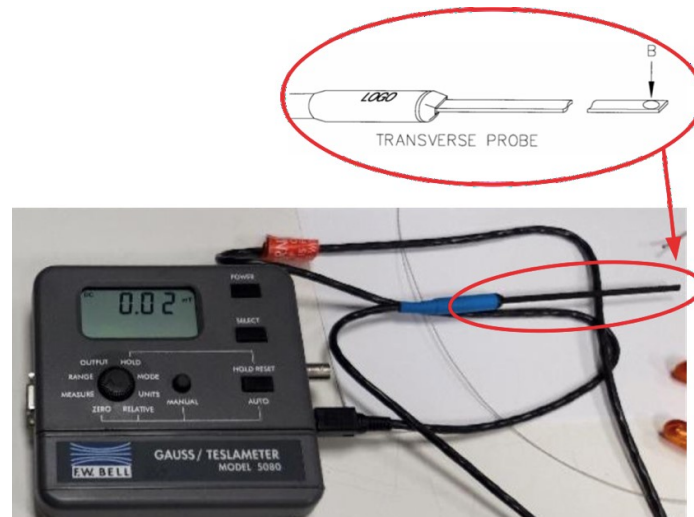


Figure IV.9. Appareil de mesure du champ magnétique sous chaque dent.

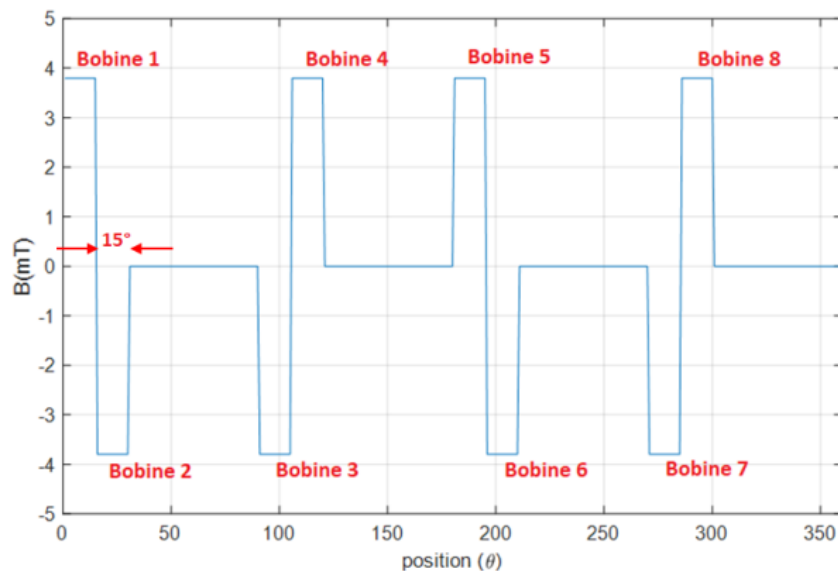


Figure IV.10. Induction magnétique mesurée sous chaque dent lorsque la phase A est parcourue par un courant continu.

La forme du rotor est obtenue à partir des résultats de l'optimisation des paramètres géométriques du chapitre 2. Deux solutions ont été mises en œuvre : un rotor massif et un rotor feuilleté. Le rotor massif a cependant une limitation liée aux pertes Joules dues aux courants induits par les harmoniques du champ. Par conséquent, le choix portera sur la version feuilletée, les tôles de FeSi sont découpées au laser ; elles sont comprimées entre deux flasques en acier inoxydable pour éviter les problèmes mécaniques. Les deux versions du rotor sont données par la figure IV.11.



Figure IV.11. Deux versions du rotor et des roulements utilisés.

Les paramètres géométriques du rotor réalisé sont résumés dans le tableau IV.1. Des roulements en céramique disponibles sur le marché sont capables de fonctionner jusqu'à 450°C [45]. Ils allient le traitement de Phosphate de Manganèse et le traitement de surface céramique sur toutes les pièces en acier ce qui les rendent extrêmement résistant à la chaleur. Ces roulements sont plus fragiles aux chocs que les roulements classiques. Compte tenu des difficultés rencontrées lors des premiers essais, le prototype est équipé de roulements classiques au préalable dégraissés. Leur durée de vie à haute température est donc limitée.

Tableau IV.1 Paramètres géométriques du rotor réalisé

Symbole	Quantité	Valeur
$Rr_{ex}$	Rayon externe du rotor	60.3 mm
$Rr_{in}$	Rayon interne du rotor	44 mm
e	Epaisseur d'entrefer	0.7±0.05 mm
$P_s$	Profondeur de saillance	12 mm
$L_z$	Longueur active	50 mm
$\alpha_d$	Angle d'ouverture de saillance	8.1°
$\alpha_p$	Angle d'inclinaison	10°

L'insertion du rotor dans le stator ne pose aucun problème. L'absence d'aimant implique une absence de force lorsque les courants sont nuls, ce qui permet d'insérer le rotor facilement. Cette situation est favorable par rapport au cas des machines à aimants permanents où les forces d'attraction des aimants rendent l'insertion du rotor plus difficile. Des borniers en céramique, qui peuvent fonctionner jusqu'à 1000°C et qui sont accessibles à des coûts très raisonnables [75], permettent de faire les connexions externes. Les câbles d'alimentation

électrique sont isolés par des textiles inorganiques qui peuvent supporter des températures élevées jusqu'à 1500°C [76]. L'isolation est une combinaison de mica, de polymères organiques (polytétrafluoréthylène) et de fibre de verre (sans amiante). Il réagit à la flamme en créant une barrière thermique qui protège le conducteur et maintient les caractéristiques diélectriques. Le polymère disparaît lors de la première montée en température, c'est le déliantage. Les matériaux textiles permettent cependant de garder une certaine souplesse mais les caractéristiques mécaniques sont moins bonnes que celles des câbles classiques utilisés aux températures plus basses. Le conducteur est de cuivre nickelé qui offre une excellente résistance à l'oxydation à haute température. La figure IV.12 montre les accessoires utilisés pour la réalisation du prototype. Le prototype de la MSRV est présenté par la photographie de la figure IV.13.



Figure IV.12. Accessoires utilisés pour la réalisation du prototype.

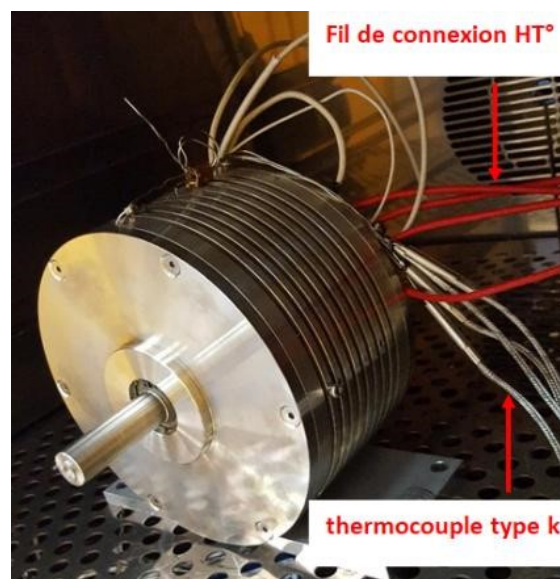


Figure IV.13. Vue extérieure du prototype réalisé.

## IV.2 Mise en œuvre de la MSR<sub>V</sub> dans un environnement HT°

La machine Synchro-Réductante doit être alimentée par un onduleur MLI qui fournit des courants quasiment sinusoïdaux et déphasés de 120°, avec la même amplitude, pour former un système triphasé équilibré. La position du premier harmonique de la fmm tournante, à 10 paires de pôles, créée par ces courants doit être synchronisée par rapport à la position des pôles du rotor car le couple moyen n'existe que lorsque cette condition de synchronisme est vérifiée. Le schéma classique d'une telle commande est présenté à la figure IV.14. La mise en œuvre pratique d'un tel schéma se heurte à une difficulté majeure dans le cas des machines synchrones HT° qui est liée à l'impossibilité de disposer d'un capteur de position capable de fonctionner à la température ambiante requise.

En effet, il est à l'heure actuelle impossible trouver sur le marché un tel capteur capable de travailler à une température un peu supérieure à 200°C. La température du capteur sera un peu supérieure à la température ambiante car une partie de la chaleur interne de la machine lui est transmise par l'arbre. Des commandes sans capteur existent, elles ont été développées pour les machines synchrones [77,78]. Ces commandes sont basées sur des algorithmes complexes qui demandent une bonne connaissance des paramètres de la machine. Dans notre cas, des variations importantes de la résistance des bobines sont attendues. Les algorithmes classiques risquent d'être difficiles à mettre en œuvre. En fait, le contrôle de la MSR<sub>V</sub> HT° sans capteur de position est éliminé à cause l'influence de la température sur les paramètres du moteur. Par exemple, la résistance du stator est principalement influencée par les variations de la température comme présenté dans la figure IV.15.

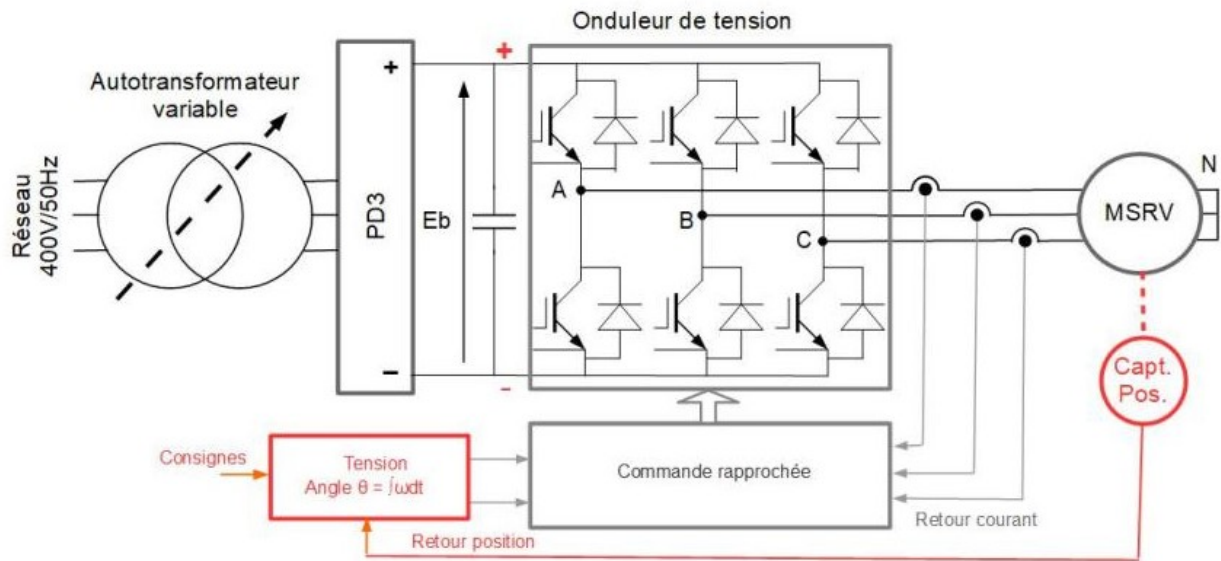


Figure IV.14. Structure générale d'alimentation d'une machine synchrone.

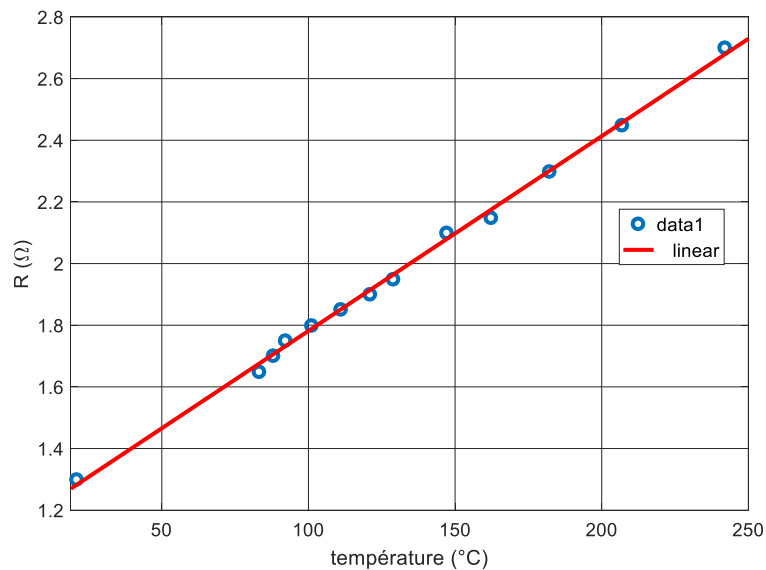


Figure IV.15. Résistance d'une phase en fonction de températures.

Les commandes classiques qui imposent les tensions entre les phases de la machine posent un autre problème. En cas de perte du synchronisme entre la position des pôles du premier harmonique de la fmm tournante et celle des pôles du rotor, le terme correspondant de la tension induite dans chaque phase s'annule. Cette annulation provoque une forte augmentation du courant car il n'est plus limité que par les résistances des phases et leurs inductances de fuites. Seule la boucle de régulation du courant de la figure IV.14 peut agir en



limitant le courant à des valeurs non destructives pour la machine et les composants de puissance de l'onduleur.

Compte tenu de ces difficultés une stratégie différente a été utilisée pour faire les expérimentations du prototype de la MSR<sub>V</sub> HT° en régime permanent et à vide. Elle consiste à faire fonctionner le schéma de la figure IV.14 en régulation de courant ce qui permet de travailler en sécurité car la boucle de courant limite l'amplitude du courant dans la machine. Le schéma de la figure IV.14 est donc mis en œuvre sans la partie dessinée en rouge.

Le circuit de puissance du schéma de la figure IV.14 est réalisé par un onduleur didactique de Marque SEMIKRON qui comporte l'onduleur proprement dit, fait de 3 bras d'IGBT, le condensateur de filtrage et le redresseur PD3. Les 6 IGBT sont commandés par des cartes spécifiques qui assurent l'isolation galvanique et la protection des composants en bloquant les signaux de commande lorsque la saturation des IGBT commandées est incorrecte. Ce système de protection agit très rapidement et empêchant le courant d'atteindre des valeurs dangereuses en cas de court-circuit dans le circuit de puissance. De plus, ces cartes ajoutent un trou de commutation d'environ 1  $\mu$ s pour que les deux IGBT d'un même bras ne soient pas commandés en même temps lors de la transition des signaux logiques complémentaires de commande d'un bras. Les fonctions de commande rapprochée implantées dans l'onduleur didactisé simplifient beaucoup la commande du système car il suffit de fournir 3 paires de signaux logiques complémentaires, un par bras. Le schéma de la figure IV.16 montre le circuit mis en œuvre pour le bras A, à partir de la sortie PWM 1 du microcontrôleur qui assure la commande éloignée du système.

Pour faire des essais simples, le prototype est commandé par microcontrôleur 8 bits d'une carte « Arduino Uno », mais cette solution peut évoluer facilement vers des microcontrôleurs plus performants. La commande logique A+ est transmise vers la grille de l'IGBT du bras A connecté au + du bus continu, la commande A- à celle de l'IGBT connecté au-. Les bras B et C sont identiques mais ils utilisent les sorties PWM 2 et PWM 3 du microcontrôleur. Le comparateur analogique utilisé, le LM339, est alimenté en +15V ; il possède une sortie en collecteur ouvert capable de produire les signaux logiques 0-15V requis par la carte de commande rapprochée lorsque qu'une résistance bien choisie est connectée entre la sortie collecteur ouvert et l'alimentation + 15V collecteur. Cette solution ralentit un peu le temps de montée des signaux et nettement moins leur temps de descente,

mais cela reste sans importance car ces inconvénients sont compensés par le circuit de commande rapprochée de l'onduleur didactique.

Le signal PWM 1 de la carte Arduino, en logique 0-5V, est comparé à un seuil fixé à 2.5V pour définir l'état logique de la sortie de chaque comparateur. L'inversion logique est obtenue en inversant les entrées + et - du second comparateur par rapport au premier. Ce système peut être utilisé avec un autre microcontrôleur 32 bits, beaucoup plus performant, travaillant en 3.3V à condition d'adapter le seuil de 2.5V en l'abaissant à 1.15V.

Le circuit LM339 utilisé est constitué de quatre comparateurs, deux boîtiers LM339 sont donc nécessaires pour implanter la commande logique des trois cellules de commutation de l'onduleur. L'image de la figure IV.17 montre la structure de commande réalisée en câblage rapide car elle est très simple. A l'intérieur du microcontrôleur de la carte Arduino, les sorties PWM 1, 2, 3 sont définies par 3 compteurs 8 bits qui sont incrémentés à chaque impulsion d'horloge de leurs entrées. Ces compteurs fonctionnent en permanence et sont indépendant de l'état de l'unité centrale du microcontrôleur. La fréquence appliquée aux 3 entrées des compteurs 8 bits fixe la fréquence de découpage MLI qui vaut 1/256 de la fréquence d'horloge. Ce choix est fait lors des opérations d'initialisation du microcontrôleur, la fréquence de découpage MLI est fixée à 7.816 kHz.

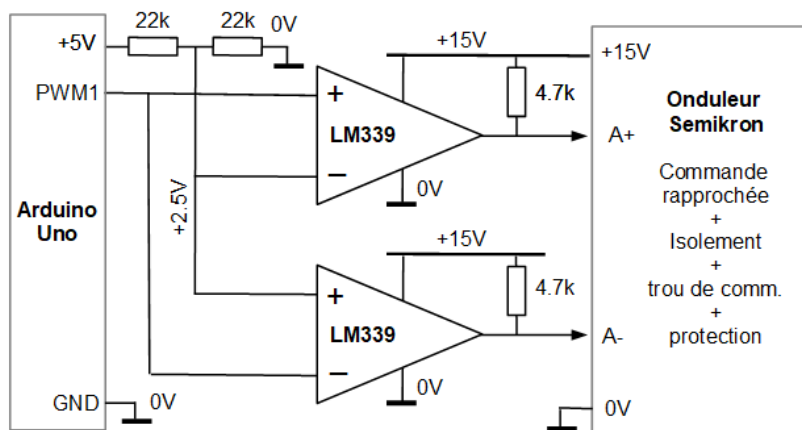


Figure IV.16. Interface entre les sorties logiques de la carte Arduino et les IGBT de l'onduleur.

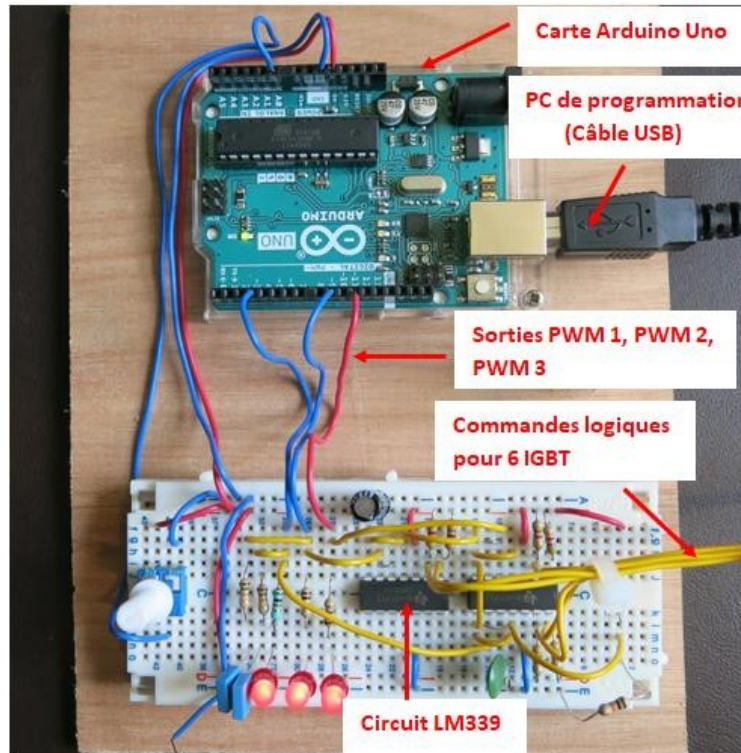


Figure IV.17. Photographie du circuit de commande.

L'état Logique de la sortie PWM dépend du contenu d'un registre spécifique du compteur qui lui est associée (OCR). Ce compteur impose le rapport cyclique  $\alpha$  de la sortie PWM : cette sortie est à 0 tant que la valeur du compteur est inférieure à la valeur contenue dans le registre OCR ; elle vaut 1 quand elle est supérieure. Ainsi, le rapport cyclique  $\alpha$  du signal logique de la sortie PWM considéré varie entre la valeur 0 et la valeur 1 par pas de  $1/256$  lorsque le contenu du registre OCR varie de 0 à 255.

La valeur numérique du registre OCR, correspondant à un bras de l'onduleur, est définie par une simple référence sinusoïdale d'amplitude et de fréquence réglable. Cette référence sinusoïdale interne, définie sur 8 bits, correspond à la composante basse fréquence de la tension fournie par le bras considéré de l'onduleur. Pour gagner du temps, compte tenu des limites du microcontrôleur 8 bits utilisé, la référence sinusoïdale est tabulée sur 8 bits et sur 256 angles par période. Tous les calculs arithmétiques sont faits avec des octets (bytes) de façon à gérer naturellement la périodicité des signaux : tous les angles supérieurs à la limite  $2\pi$ , qui représentée par le nombre entier 255, revient automatiquement à l'angle correspondant dans l'intervalle  $0-2\pi$ . L'algorithme général de la commande est présenté à la figure IV.18.

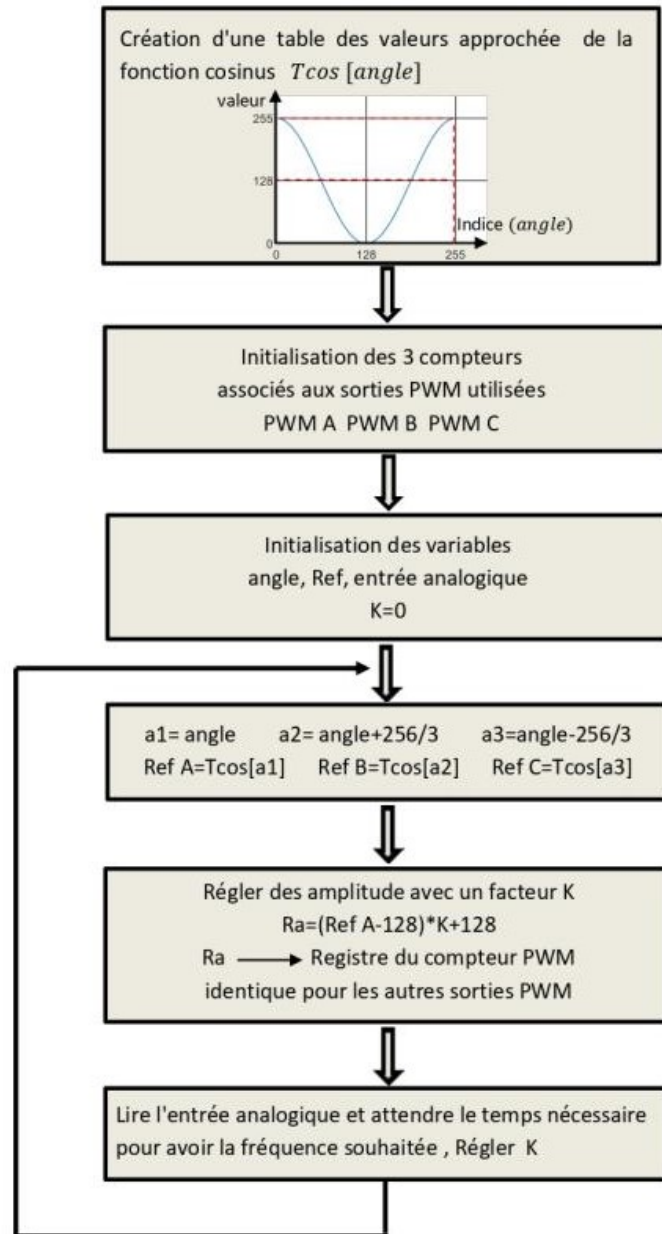


Figure IV.18. Algorithme de commande de l'onduleur.

La photographie de la figure IV.19 montre le banc de tests mis en place à côté du four qui contient la machine HT° testée.

Les premiers essais sont faits lorsque le four est éteint, la température ambiante de l'ordre de 22°C au début de l'essai. La MSR<sub>V</sub> est démarré progressivement grâce à un complément du programme Arduino qui maintient la fréquence à f=0 le temps de régler le courant en agissant sur l'autotransformateur puis en la faisant monter lentement la fréquence jusque 300 Hz pendant que l'opérateur maintient la courant à la valeur voulue en agissant sur l'autotransformateur. La phase de montée en fréquence dure une minute environ.

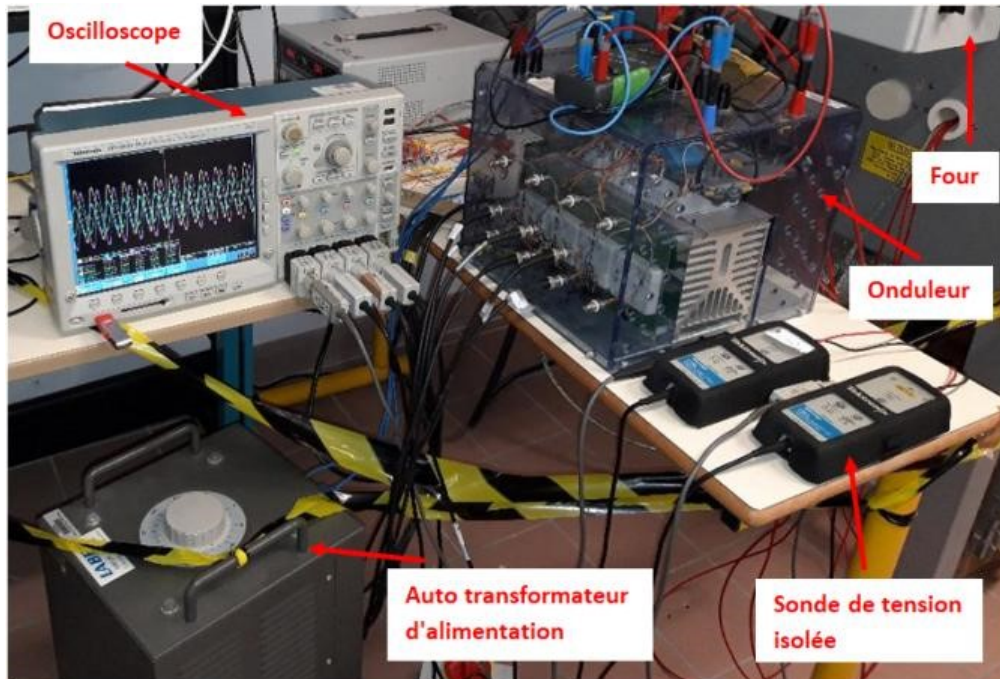


Figure IV.19. Photo du banc d'essais expérimental.

Comme le neutre de la machine n'est pas sorti pour éviter une connexion supplémentaire dans la zone chaude, un neutre artificiel est créé pour permettre les mesures des tensions simples. Un filtre passe bas est également ajouté. Le circuit électrique de ce système est présenté à la figure IV.20 où le neutre artificiel est formé par R résistances de  $20\text{ k}\Omega$  à couche métallique. Ces valeurs sont obtenues en associant deux résistances de  $10\text{ k}\Omega - 1/2\text{ W}$  pour tenir la tension nécessaire sans introduire d'effet inductif. Chaque branche de l'étoile est associée à un filtre passe bas dont la fréquence de coupure proche de  $500\text{ Hz}$  ( $482\text{ Hz}$  compte tenu de l'obligation d'arrondir en choisissant des valeurs normalisées). Ce filtre atténue franchement l'effet du découpage à  $7.816\text{ kHz}$  en atténuant et en déphasant un peu le signal utile à  $300\text{ Hz}$ . A cette fréquence le module de la transmittance du filtre vaut  $0.84$  et son l'argument vaut  $-31.5^\circ$  sont est prise en compte pour interpréter les mesures électriques. L'utilisation d'un tel filtre permet de synchroniser facilement l'oscilloscope sur une tension simple et facilite beaucoup les mesures.

Les tensions simples filtrées sont mesurées avec des sondes différentielles adaptées à l'oscilloscope. Elles ont une impédance d'entrée de  $4\text{ M}\Omega$ , nettement supérieure à la résistance de  $220\text{ k}\Omega$  du filtre. La sonde ne perturbe donc pas le filtre. Le courant est

mesuré par une sonde de courant TCP202 qui peut mesurer jusqu'à 15A. Compte tenu des caractéristiques des sondes, les mesures sont faites avec une précision estimée à  $\pm 2\%$  du calibre tant pour la tension que pour le courant.

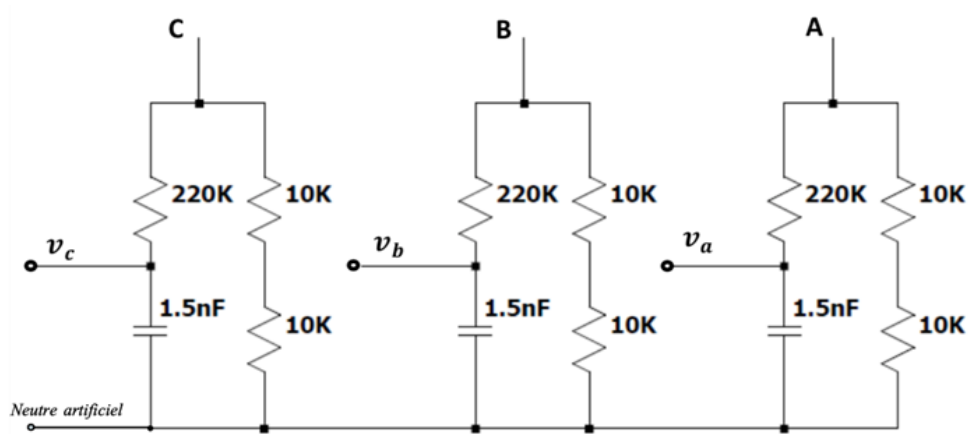


Figure IV.20. Circuit permettant la mesure du fondamental des tensions simples.

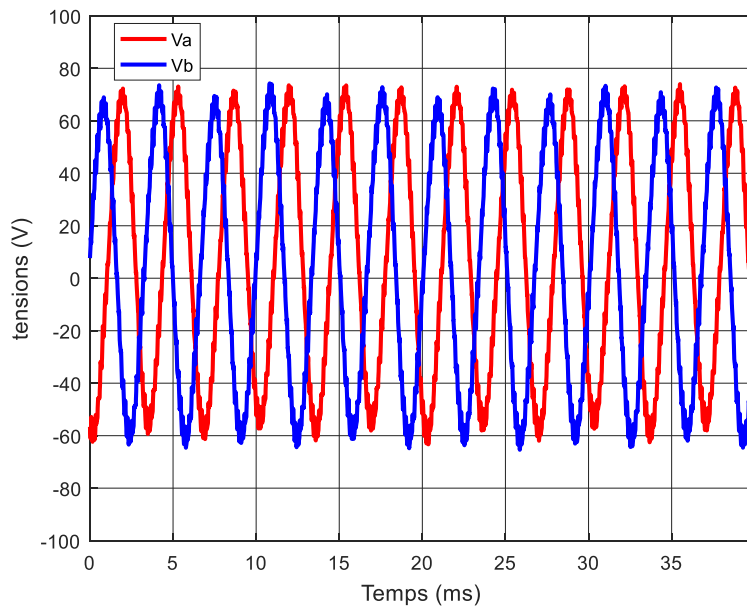


Figure IV.21. Tensions simples relevées expérimentalement.

La figure IV.21 montre les tensions simples de la phase A et de la phase B filtrées relevées sur une fenêtre temporelle de 40 ms lorsque la machine fonctionne à 300 Hz. La figure IV.22 montre les courants dans les phases A et B enregistrés en même temps. Ces figures montrent que le découpage MLI est peu perceptible sur le courant à cause du filtrage naturel introduit par la machine, sa forme d'onde est proche d'une sinusoïde. Elles montrent cependant un décalage continu probablement provoqué par un offset des sondes. Elles montrent

également que le nombre de périodes mesurées pendant la fenêtre d'observation n'est pas entier. Le calcul de moyennes ne peut donc pas se faire sur cette fenêtre temporelle, il est nécessaire de la réduire à un nombre entier de périodes.

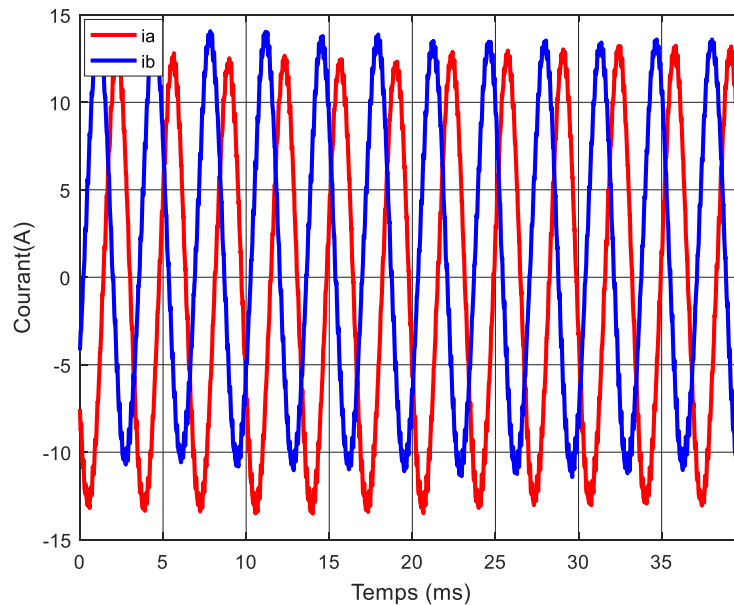


Figure IV.22. Courants en ligne relevés expérimentalement.

Après avoir réduit la fenêtre temporelle à un nombre entier de périodes, la composante continue a été éliminée et un développement en séries de Fourier a été fait pour calculer l'amplitude du fondamental du courant et son positionnement temporel par rapport la fenêtre d'observation des signaux. La figure IV.23 qui compare le courant dans la phase A et son premier harmonique permet de constater l'importance de l'effet de filtrage de la machine: la courbe expérimentale tracée en rouge est très proche de la sinusoïde définie par le premier harmonique qui est dessinée en noir. Avec un tel effet de filtrage naturel de la machine, les harmoniques de courant peuvent être négligés ; la puissance transmise à chaque phase peut donc être calculée en considérant le premier harmonique de la tension simple correspondante. Il est cependant nécessaire de prendre en compte le transmittance du filtre introduit pour faciliter les mesures.

La figure IV.24 reconstitue le fondamental de la tension simple, avant filtrage en prenant en compte la transmittance du filtre qui introduit une atténuation de 0.85 et un retard de phase de  $31.7^\circ$  à la fréquence mesurée qui vaut 298 Hz.

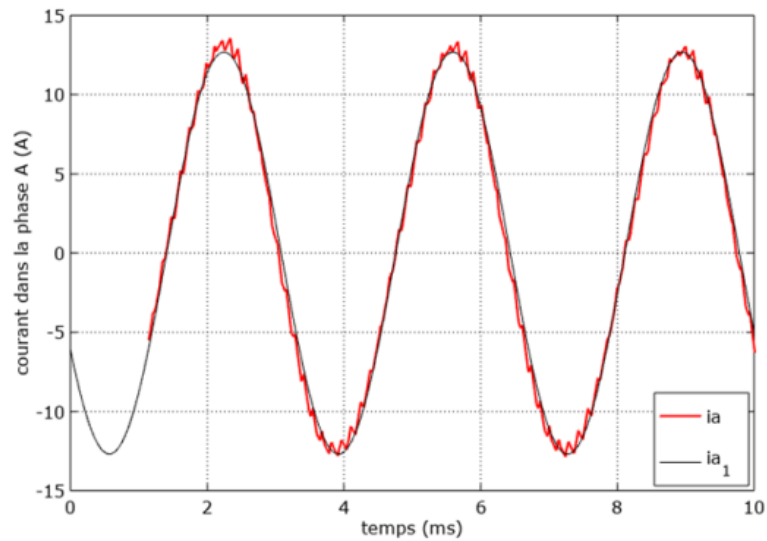


Figure IV.23. Courant dans la phase A et son premier harmonique.

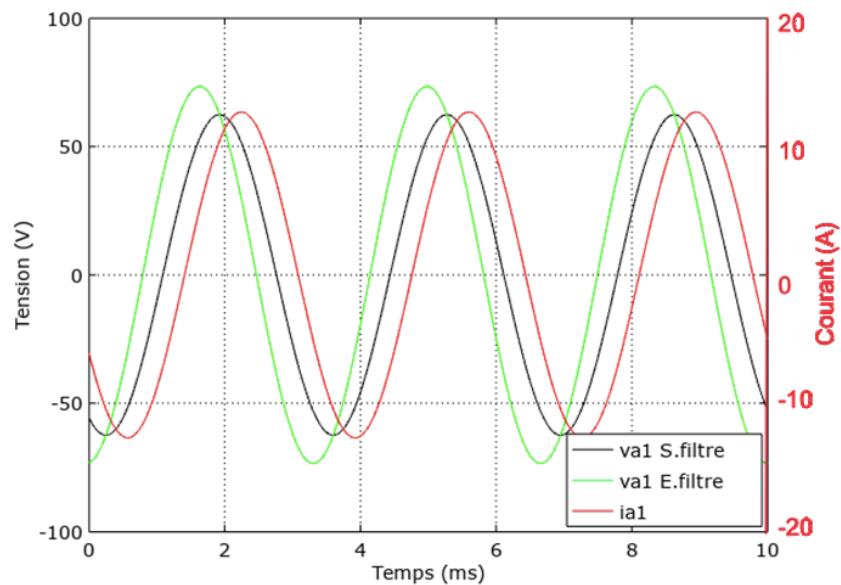


Figure IV.24. Recomposition du premier harmonique de la tension simple de la phase A calculée avec la transmittance du filtre et courant en ligne.

Les mêmes analyses ont été faites pour les tensions et les courants des autres phases. Pour cet essai, les principales données électriques sont :

- Valeur efficace du premier harmonique du courant dans la phase A : 8.97 A ;
- Premier harmonique de la tension simple appliquée à la phase A : 51.9 Veff ;
- Déphasage entre les premiers harmoniques : 66°.



- Puissance transmise à la machine par la phase A: 159 W.
- Valeur efficace du premier harmonique du courant dans la phase B : 8.50 A ;
- Ppremier harmonique de la tension simple appliquée à la phase B : 44.7 Veff ;
- Déphasage entre les premiers harmoniques : 68°.
- Puissance transmise à la machine par la phase B: 146 W.
- Valeur efficace du premier harmonique du courant dans la phase C : 8.73 A ;
- Premier harmonique de la tension simple appliquée à la phase C : 43.6Veff ;
- Déphasage entre les premiers harmoniques : 62°.
- Puissance transmise à la machine par la phase C: 178 W.

L'alimentation n'est pas parfaitement équilibrée mais le déséquilibre reste faible. Pour cet essai, la puissance totale transmise à la machine vaut 483W. La même méthode est utilisée pour mesurer la puissance transmise à la machine pendant les autres essais.

### IV.3 Système de mesure des températures

Les mesures de températures en certains points de la machine sont faites par des thermocouples associées à une carte d'interface spécialisée connectée à un micro-ordinateur. Les thermocouples sont basés sur l'effet Seebeck qui décrit le phénomène physique qui existe lorsque deux fils métalliques, faits avec des alliages différents, sont en contact l'un avec l'autre par un moyen quelconque.

Pour faire un thermocouple il faut disposer de ces deux fils et les souder ensemble à une extrémité pour former la "soudure chaude" placée au point de mesure à la température  $T_m$ . L'autre extrémité de ces fils doit être connectée à la carte de mesure spécifique par un bornier adapté. Les deux connexions des fils du thermocouple aux matériaux adaptés au bornier forment la "soudure froide" qui est à température ambiante  $T_a$ . La tension continue due à l'effet Seebeck est proportionnelle à la différence des températures entre la "soudure chaude" et "soudure froide".

$$u = S (T_m - T_a) \quad (IV.1)$$

Dans cette expression  $S$  est le coefficient de Seebeck qui dépend de la nature des métaux et de la plage de température.

Nous avons choisi d'utiliser des thermocouples de type K qui répondent à la norme AMS2750E. Ce type de thermocouple est constitué d'un fil de Chromel (Nickel + Chrome) et d'un second fil d'Alumel (Nickel + Aluminium) associé à un connecteur adapté, constitué de matériaux compatibles, qui forme la "soudure froide" à la température ambiante. Pour un thermocouple de type K, le coefficient de Seebeck est  $41 \mu V/^{\circ}C$  [79]. La carte d'interface porte la référence NI9214, elle est utilisée avec bloc isothermique TB-9214 (figure IV.25). Cette carte est commercialisée par National Instruments (NI). Elle est dotée d'un système de compensation de la température de la soudure froide qui fonctionne pour une température ambiante comprise entre  $-40$  et  $+70^{\circ}C$ . Elle possède 16 voies d'acquisition. Cette carte est également dotée d'un système de réjection du bruit électrique à 50Hz. L'analyse de la documentation de cette carte d'interface montre que la précision de la mesure est de l'ordre de  $\pm 1.5^{\circ}C$  sur les valeurs absolues des températures mesurées par un thermocouple de type K associée à cet équipement. L'incertitude est réduite à  $\pm 0.75^{\circ}C$  pour des mesures de l'augmentation ou de la réduction de la température mesurés par le même thermocouple [80]. Le système d'acquisition fonctionne avec une période d'échantillonnage réglable. Les mesures sont faites avec une période d'échantillonnage de 1s, compte tenu de l'inertie thermique attendue de la machine et de ses éléments internes. Un ordinateur portable équipé du logiciel LabView permet d'enregistrer des données et de les stocker sous forme d'un fichier texte.

La machine a été instrumentée par 4 thermocouples recouvrant les différentes zones de la machine. L'emplacement des thermocouples dans la machine est illustré dans la figure IV.26. L'image à gauche de la figure IV.26 est faite lorsque le rotor n'est pas encore monté pour montrer les positions des thermocouples à l'intérieur de la machine.



Figure IV.25. Module de mesure associé à des thermocouples de type K commercialisé par National Instruments.

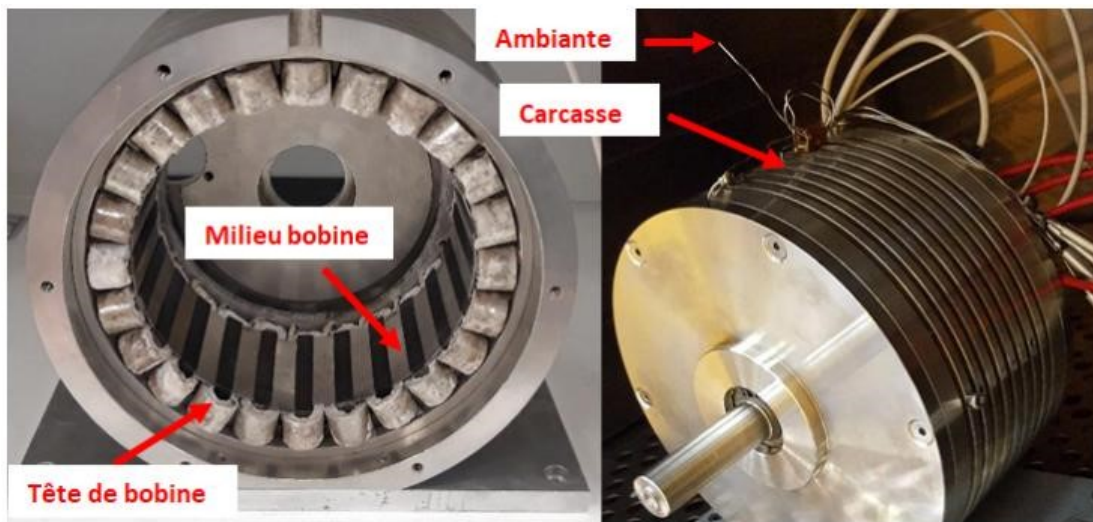


Figure IV.26. Emplacement des thermocouples dans la machine.

#### IV.4 Mesures de température et interprétation

Des mesures de température sont été faites avec le système de mesure décrit précédemment. La figure IV.27 montre l'évolution de la température de la carcasse du moteur lorsque qu'il fonctionne à vide, à 2400 tours par minute (400Hz), avec un courant voisin de 5.5A dans chaque phase. La vitesse relativement faible choisie permet de faire les essais avec les roulements classiques dégraissés utilisés pour ce premier prototype et qui ont une faible espérance de vie à haute température. Les relevés ont été faits de façon ininterrompue pendant une journée (9h30). Pendant la première partie du relevé le four était fermé mais éteint ; l'échauffement du moteur est provoqué par ses pertes internes. La

première partie de la courbe montre que la température de la carcasse tend à se stabiliser vers une asymptote aux environs de 200°C. Après 4h30 de fonctionnement ininterrompu, il a été décidé de mettre le four en marche, à pleine puissance, pour imposer une augmentation brutale de la température ambiante. La consigne du four a été réglée à 330°C. Le relevé expérimental de la température ambiante montre la régulation du four n'est pas parfaite. Après un dépassement important, la température ambiante se stabilise à 330°C après quelques dizaines de minutes. Ces perturbations sont peu visibles sur la mesure de la température de la carcasse car le thermocouple est fixé à une masse métallique importante alors que celui qui mesure la température ambiante est placé à quelques centimètres au-dessus de la carcasse de la machine, donc dans le flux de convection de l'air ambiant. Une analyse plus fine montre cependant que des petites perturbations doivent être prises en compte.

Le choix de la température de consigne du four (330°C) est fait pour atteindre une température finale de l'ordre de 500°C si les échanges thermiques sont les mêmes que celles observées pendant la première partie de l'essai. Cette température ambiante élevée crée une élévation de température dans les différentes parties de la machine et nous permet d'étudier le fonctionnement de la machine dans un environnement très chaud.

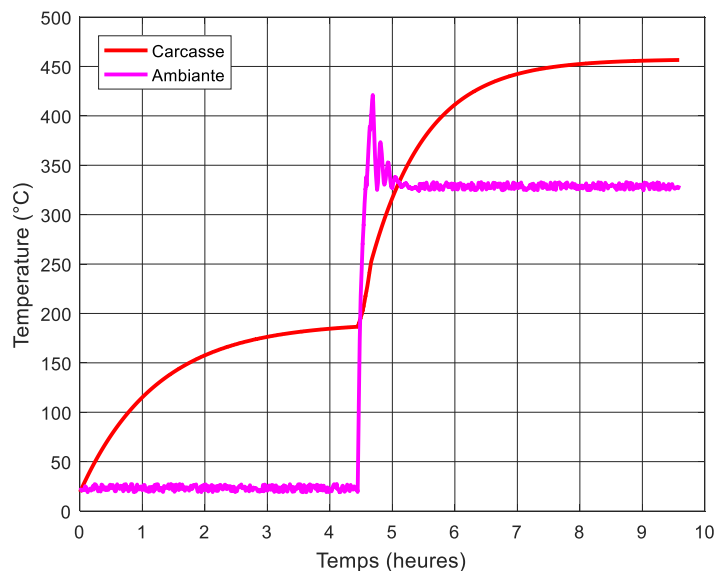


Figure IV.27. Valeurs absolues des températures mesurées.

Pour analyser ces résultats ils sont séparés en deux parties pour mesurer la constante de temps pour chaque température ambiante. La première partie concerne le départ à température ambiante, la deuxième partie est considérée à partir du moment où le four est mis en marche. Pour modéliser ce phénomène il faut s'intéresser à l'augmentation de la température  $ET_C$ , c'est à dire l'écart entre la température mesurée à l'instant t et la température initiale mesurée à l'instant t=0. Cet écart peut s'exprimer en degrés Kelvin. La figure IV.28 représente l'écart de température pendant la première partie de l'essai de t=0 à t=4.5h.

$$ET_C = T_C(t) - T_C(0) \quad (IV.2)$$

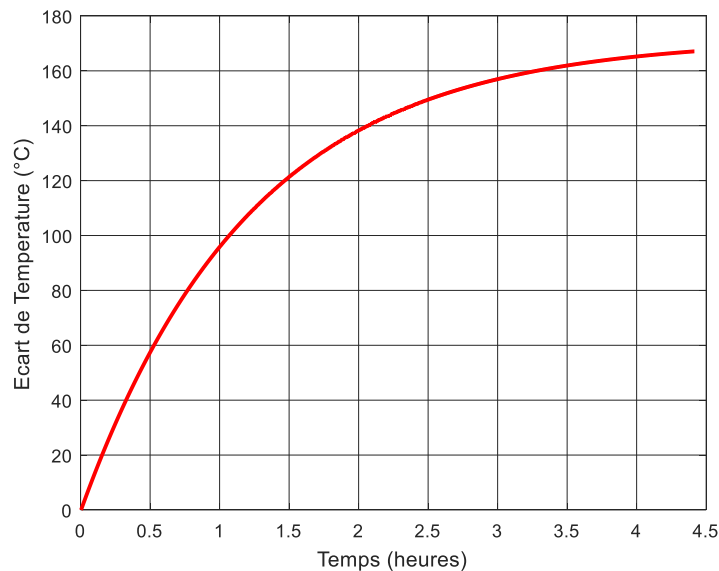


Figure IV.28. Écart de température pendant la première partie de l'essai.

Cette courbe ressemble à une exponentielle, elle peut être modélisée par la relation (IV.3).

$$ET_C = ET_{Cm}(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (IV.3)$$

Le régime permanent n'est pas tout à fait atteint à t=4.5 heures. Il faut trouver une méthode pour estimer les deux paramètres de la relation (IV.3) sans utiliser la valeur finale.

Pour estimer la valeur des paramètres  $ET_{Cm}$  et  $\tau$  sans connaître la valeur exacte atteinte en régime permanent, il est possible de passer par la dérivée (IV.4) qui montre que les paramètres pourront être estimés en prenant les valeurs expérimentales en  $t = 0$  et en  $t = \tau$  par exemple.

$$\frac{dET_c}{dt} = \frac{ET_{cm}}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (IV.4)$$

Cependant, le calcul de la dérivée d'une mesure qui comporte forcément des incertitudes requiert quelques précautions. En effet, la définition de la dérivée est donnée par (IV.5).

$$\frac{dT}{dt} = \frac{\Delta T}{\Delta t} \quad (IV.5)$$

Lorsque  $T$  est connue avec une précision  $\pm \varepsilon$ , le calcul de l'écart  $\Delta T$  correspondant à la différence entre deux mesures consécutives  $T_n$  et  $T_{n-1}$  séparée d'un intervalle de temps au  $\Delta t$  est imprécis car le signe de l'erreur sur chaque mesure est inconnu comme le montre (IV.6).

$$\Delta T = (T_n - T_{n-1}) \pm 2\varepsilon \quad (IV.6)$$

En chaque point, le calcul approché de la dérivée est entaché d'une erreur qui dépend du pas de temps  $\Delta t$  choisi.

$$\frac{dT}{dt} \approx \frac{\Delta T \pm 2\varepsilon}{\Delta t} \quad (IV.7)$$

D'après (IV.6) l'erreur sur la dérivée est donc d'autant plus grande que le pas de temps est petit. Mais la relation de définition de la dérivée (IV.4) basée sur une limite exige un pas de temps  $\Delta t$  qui tend vers zéro. Ces deux conditions sont contradictoires, il est donc nécessaire de trouver un compromis en restant proche de la définition de la dérivée en limitant l'erreur introduite par les incertitudes de la mesure.

La figure IV.29 représente une partie de la courbe représentant l'écart de température discrétisée avec trois pas de temps différents. La barre d'erreur commise sur la mesure de ( $\varepsilon = \pm 0.75^\circ C$ ) est ajoutée, elle montre que l'erreur n'est pas vraiment visible sur cette figure étant donné l'échelle des températures. La figure IV.30 donne la dérivée calculée avec les mêmes pas de temps  $\Delta t$  et la barre d'erreur correspondante calculée avec (IV.5).

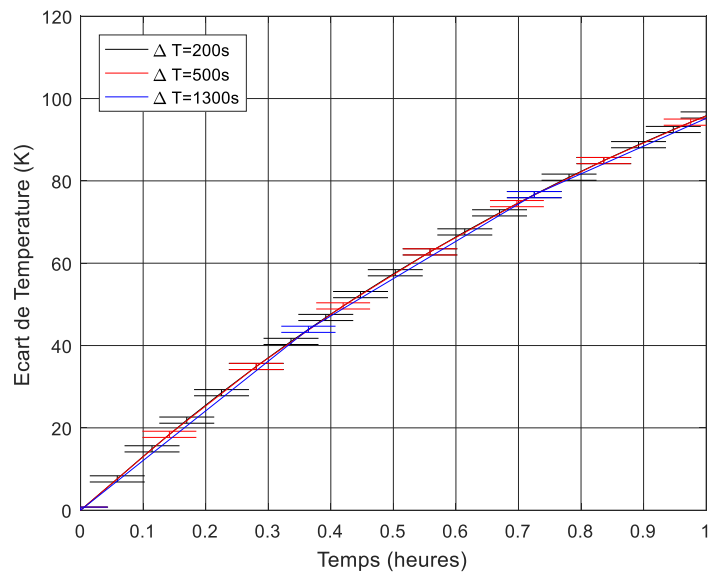


Figure IV.29. Écart de température discrétisée avec un pas de temps différents.

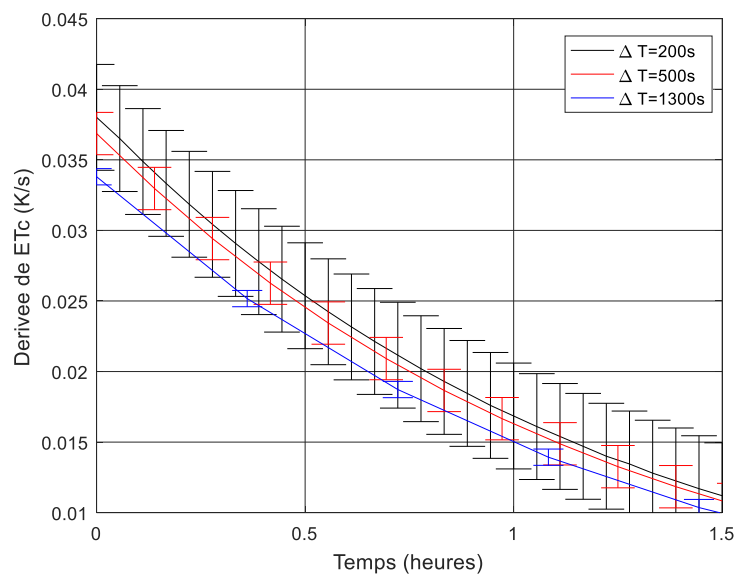


Figure IV.30. Dérivée de l'écart de température avec les barres d'erreur.

Cette figure montre que pour des petites valeurs de  $\Delta t$ , l'erreur sur la dérivée devient importante. Inversement, pour un pas de temps grands la courbe centrale s'éloigne des autres vers le bas, avec des barres d'erreur plus petites. Le compromis choisis est  $\Delta t = 500 \text{ s}$  (8.3 minutes).

Le point d'intersection à 36,8% de la valeur initiale permet de d'estimer la constante de temps et la précision de cette estimation. Le résultat est  $\tau = 1.25 \text{ h}$  (4500 s) avec une erreur de  $\pm 0.13 \text{ h}$  et un pas de temps  $\pm 8.3$  minutes. L'erreur relative est donc estimée à

soit une erreur relative de  $\pm 11\%$ . L'utilisation du point d'intersection à 63% de la valeur initiale donne des résultats similaires mais avec une erreur relative légèrement supérieure.

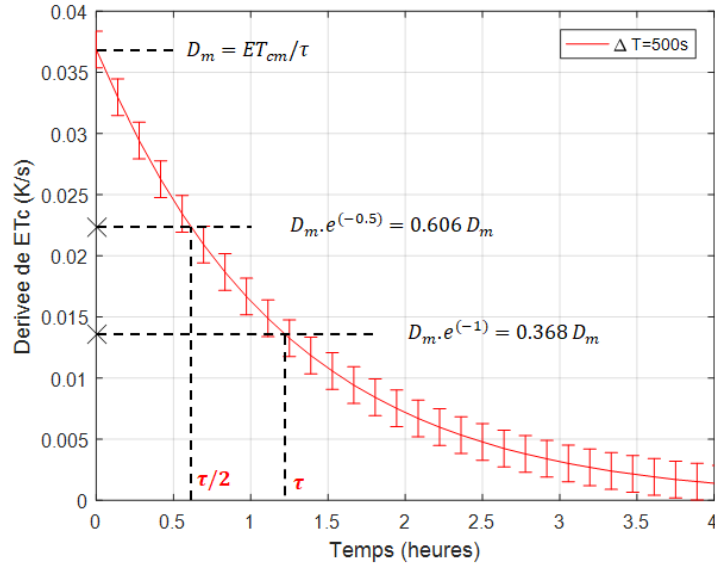


Figure IV.31. Estimation de la constante de temps et de la valeur finale à partir de la dérivée.

La valeur estimée de  $D_m$  vaut  $0.037 Ks^{-1}$  ce qui donne un régime permanent à  $ET_{cm} = 167^\circ C$ . La figure IV.32 compare les mesures aux prévisions du modèle exponentiel. La courbe reconstituée à partir du modèle exponentiel montre une petite erreur absolue de 5K sur la valeur obtenue à  $t = 5h$  soit une erreur relative d'environ 4% sur l'estimation de la valeur finale.

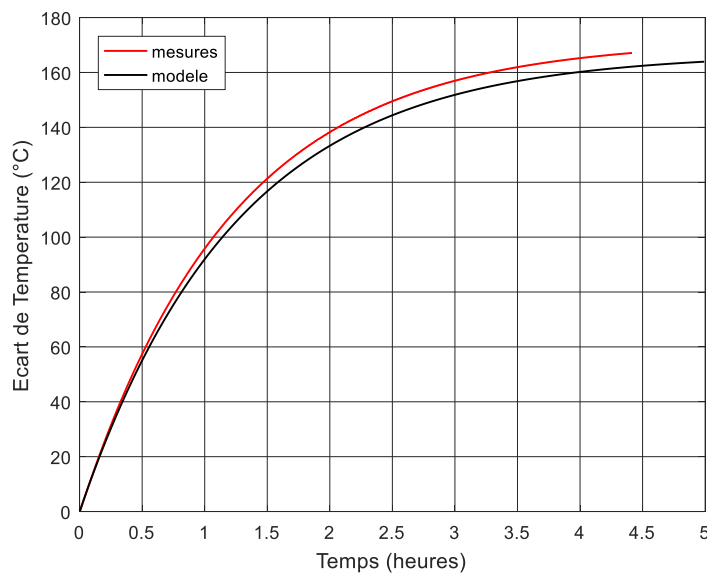


Figure IV.32. Comparaison des prévisions du modèle avec les températures mesurées.



Avec une courbe exponentielle, le schéma équivalent thermique très simple de la figure IV.33 peut convenir. Dans ce schéma électrique équivalent la source de courant  $P$  représente le total des pertes dans le moteur. La résistance  $R_{CA}$  représente l'ensemble des échanges thermiques entre la carcasse et l'air ambiant quel que soit sa nature physique. La source de tension représente la température ambiante supposée constante. La capacité thermique  $C_C$  représente la chaleur emmagasinée dans la masse totale du moteur. La masse des bobines est faible devant celle des pièces métalliques est donc négligée dans un premier temps. La capacité thermique est calculée en fonction de la masse de chaque partie et de la chaleur massique du matériau avec l'expression (IV.8).

$$C_{th} = M \cdot C_M \quad (IV.8)$$

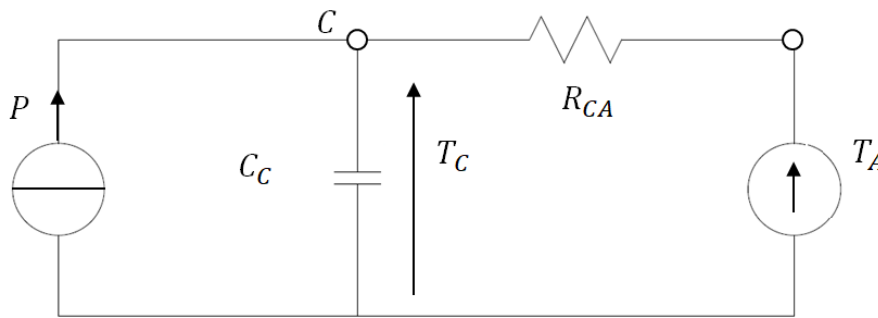


Figure IV.33. Schéma équivalent thermique simplifié capable de modéliser le transfert thermique entre la carcasse et l'air ambiant.

Le tableau IV.2 donne les masses et chaleur massique des principaux éléments de de la machine. La capacité thermique du schéma équivalent est la somme de celles de la carcasse et du circuit magnétique du stator car elles sont supposées isothermes. Ce qui donne  $C_C \approx 5400 \text{ JK}^{-1}$ . Compte tenu de l'estimation expérimentale de la constante de temps, la résistance thermique du modèle vaut  $R_{CA} = 0.83 \text{ K/W}$ .

Tableau IV.2 Masses et chaleur massique des éléments de la machine.

Élément	Masse (Kg)	Chaleur massique ( $J \cdot Kg^{-1} \cdot K^{-1}$ )	Capacité thermique ( $J \cdot K^{-1}$ )
Rotor	2.8	448	1257
Cuivre des 24 bobines	0.32	385	123
Ciment des 24 bobines	0.4	1080	432
Carcasse en inox	8.8	502	4418
Circuit magnétique du stator	2.1	448	941

Le même type d'analyse est fait pour la seconde partie de la courbe expérimentale relevée à une température ambiante 330°C, lorsque la carcasse passe de 170°C à 450°C. L'écart de température correspondant est reporté à la figure IV.34. Une observation minutieuse de cette figure montre une irrégularité des premiers instants de la courbe. Cette irrégularité est causée par le fait que l'échelon de température ambiante imposé par le four n'est pas parfait. En effet, le dépassement de la température ambiante par rapport à la consigne enregistré sur la figure IV.27 a une influence sur la pente de la courbe de l'écart de la température pendant les premières minutes de son enregistrement. Ce phénomène s'explique par un apport de chaleur plus important que prévu qui vient de l'extérieur.

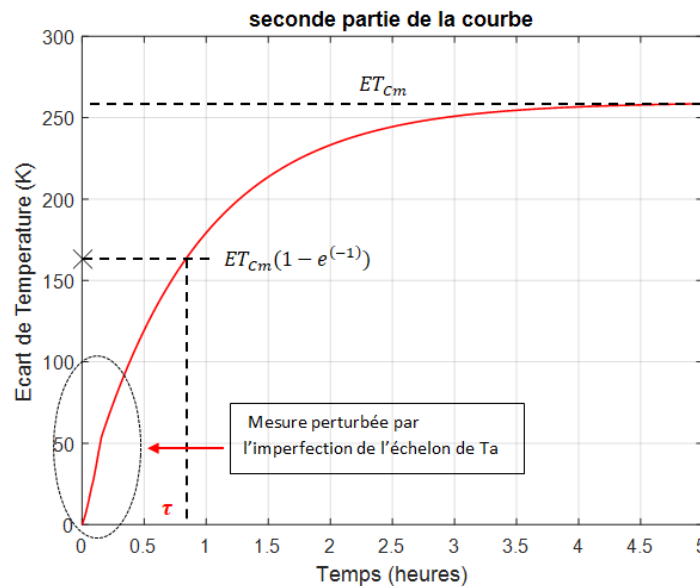


Figure IV.34. Écart de température relevé expérimentalement pour une température ambiante de 330°C.

Une comparaison rapide avec la figure IV.32 montre que la constante de temps est plus faible par rapport à celle relevée à une température ambiante nettement plus basse (23°C). Cette courbe montre également que le régime permanent est atteint, la constante de temps peut être estimée directement en prenant le point à 63% de la valeur finale, lorsque  $t=\tau$ . Les paramètres du modèle sont  $\tau = 0.83 h$  (2970 s),  $ET_{Cm} = 260K$  et  $R_{CA} = 0.55 K/W$ . La figure IV.35 permet de comparer les prévisions du modèle et les mesures.

Les masses des différentes parties ne dépendent pas de la température ni leurs chaleurs massiques. Les capacités thermiques restent donc inchangées. La constante de temps plus faible dans la seconde partie de l'essai s'explique par une résistance thermique plus faible

aux températures élevées de la carcasse due un mouvement d'air plus rapide autour de la machine qui provoque un échange convectif plus intense.

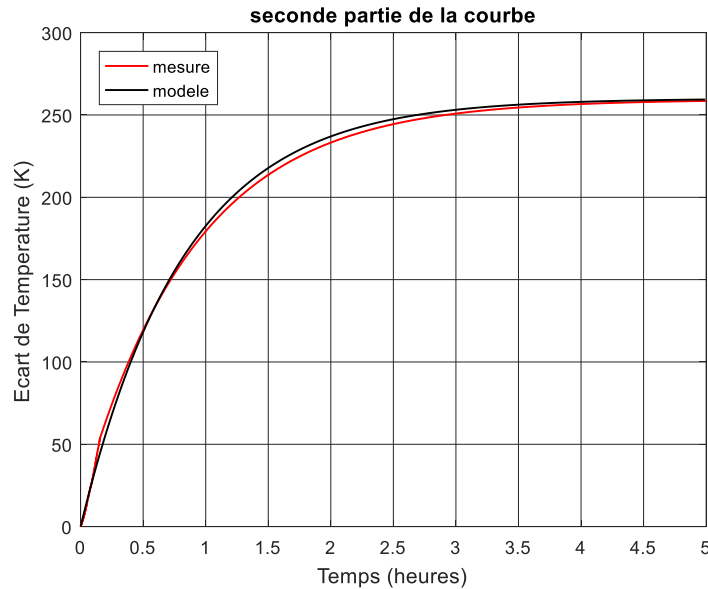


Figure IV.35. Comparaison des prévisions du modèle et les mesures.

Pour vérifier cette hypothèse, un autre essai est fait à température ambiante. Le moteur est placé dans le four éteint, près de la porte restée ouverte pendant toute la durée de l'essai. La puissance plus importante permet d'obtenir une élévation de température plus élevée. L'ouverture de la porte apporte de l'air ambiant frais par le bas et favorise les échanges convectifs. La figure IV.36 donne les résultats bruts.

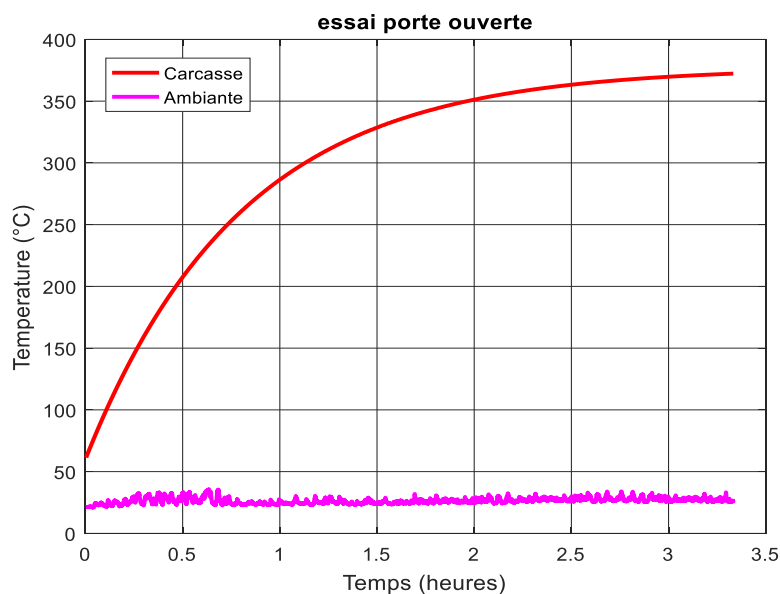


Figure IV.36. Températures mesurées lorsque la porte du four est ouverte.

La figure IV.36 montre des petites variations de la température ambiante enregistrée par le thermocouple placé au-dessus de la machine. Ce thermocouple subit les fluctuations du flux d'air qui passe dans son environnement immédiat. À l'instant initial ( $t=0$ ) la température de la carcasse est légèrement supérieure à la température ambiante car la machine n'était pas entièrement refroidie de l'échauffement créé par l'essai précédent. Cette courbe montre également que le régime permanent n'est pas atteint après plus de 3 heures. Les paramètres du modèle thermique sont donc calculés en passant par la dérivée de l'écart de température enregistrée en appliquant la méthode décrite précédemment. Les valeurs obtenues sont :  $\tau = 0.72 \text{ h}$  (2863 s) ;  $ET_{Cm} = 315 \text{ K}$  ;  $R_{CA} = 0.53 \text{ K/W}$ .

La figure IV.37 montre l'écart de température obtenu mesurée et celle prédite par le modèle.

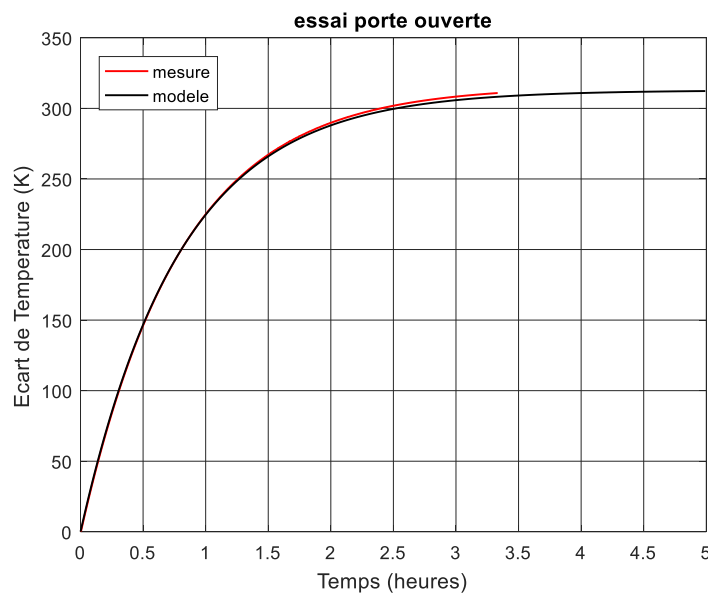


Figure IV.37. Écart de température lorsque la porte du four est ouverte.

Le tableau IV.3 résume les valeurs numériques estimées de la résistance thermique  $R_{CA}$ . Il confirme le fait que le modèle proposé n'est pas linéaire : la résistance thermique doit être déterminée dans une plage limitée de la température du moteur. Il montre cependant que lorsque la convection naturelle l'est pas entravée par un confinement trop fort de la machine, cette valeur peut être estimée à  $R_{CA}=0.54 \text{ K/W}$  pour une plage de la température de la carcasse assez large allant de  $60^\circ\text{C}$  à  $540^\circ\text{C}$ .

Tableau IV.3 Valeurs numériques estimées de résistances thermiques.

Essai	Four fermé $20^{\circ}\text{C} < T_c < 170^{\circ}\text{C}$	Four fermé $170^{\circ}\text{C} < T_c < 544^{\circ}\text{C}$	Four ouvert $60^{\circ}\text{C} < T_c < 370^{\circ}\text{C}$
$R_{CA}$ (K/W)	0.83	0.55	0.53

### IV.5 Température interne de la machine HT°

Les bobines inorganiques sont portées à une température supérieure à celle de la carcasse car le flux thermique  $P_B$  créé par les pertes dans le cuivre traverse obligatoirement le stator pour aller vers le point le plus froid qui est la température ambiante  $T_A$ . Leur masse totale est faible devant celle du reste de la machine, elles ont donc une constante de temps thermique beaucoup plus petite que celle de la machine entière. Leur influence peut être estimée en ajoutant une cellule au circuit équivalent précédent comme le montre celui de la figure IV.38.

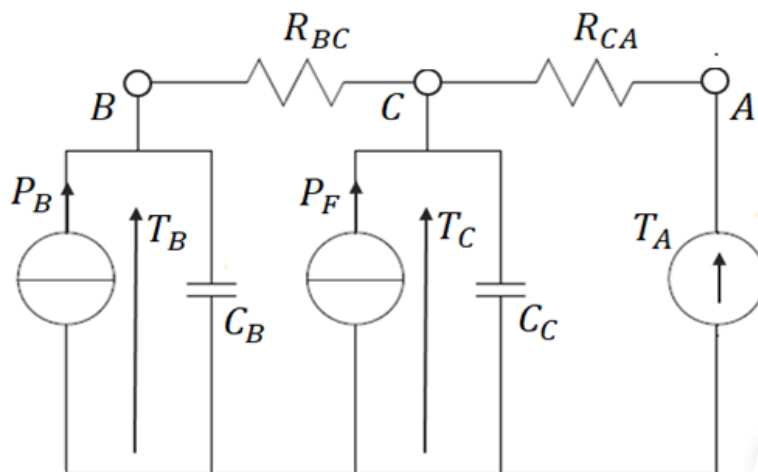


Figure IV.38. Schéma équivalent thermique complété pour prendre en compte les pertes dans les bobines et leur évacuation au travers du stator.

Dans ce schéma  $C_B$  représente la capacité thermique des 24 bobines c'est-à-dire leur capacité à stocker la chaleur qui dépend de leur masse et de la chaleur massique des matériaux qui la constitue.  $R_{BC}$  est la résistance thermique qui s'oppose au flux thermique issu des bobines et dirigé vers le stator. Cette résistance thermique dépend du montage de chaque bobine sur sa dent. Rappelons que ce montage ne bénéficie pas d'une imprégnation par un vernis qui facilite les transferts thermiques dans les machines organiques classiques

conçues pour des températures internes inférieures à 200°C. Cette valeur est donc un paramètre critique des machines HT°.

Le schéma équivalent thermique n'est utile que si ses paramètres sont déterminés dans une plage convenable de température qui correspond à l'utilisation réelle de la machine car le comportement réel du transfert de la chaleur des bobines vers la cartasse n'est probablement pas linéaire sur toute la plage de fonctionnement d'une telle machine. Pour estimer expérimentalement ces effets, un essai statique aux basses températures a été fait en plus de l'essai principal à chaud.

#### IV.5.1 Essai préliminaire à basse température

Pour estimer les paramètres  $C_B$  et  $R_{BC}$ , un essai spécifique défini est fait en alimentant le bobinage par une source de courant continu comme le montre la figure IV.39. Cette source impose 2.8 A, la tension correspondante vaut 7.8 V ; la puissance consommée par les 16 bobines connectées en série pendant cet essai vaut 21.8 W.

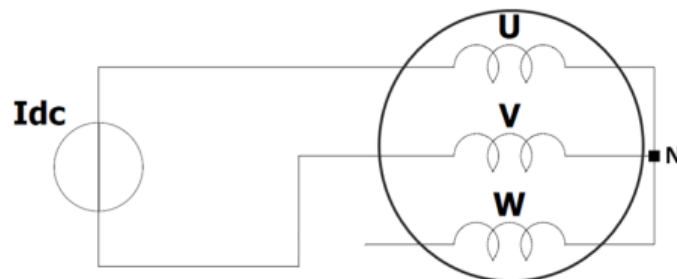


Figure IV.39. Application d'un échelon de puissance pour enregistrer la température au cœur du bobinage.

Cet essai permet également de mesurer la résistance électrique d'une phase de la machine aux alentours de 25 °C qui vaut  $R_{25} \approx 1.25 \Omega$ .

Un thermocouple est glissé entre 2 bobines adjacentes parcourue par le courant continu, au milieu de la longueur de la machine comme l'illustre la photographie de la figure IV.40. La température de la carcasse et la température ambiante sont également relevées. Les mesures sont enregistrées toutes les secondes pendant 0.5h. Les résultats bruts sont présentés à la figure IV.41.



Figure IV.40. Position du thermocouple assurant la mesure de  $T_B$ .

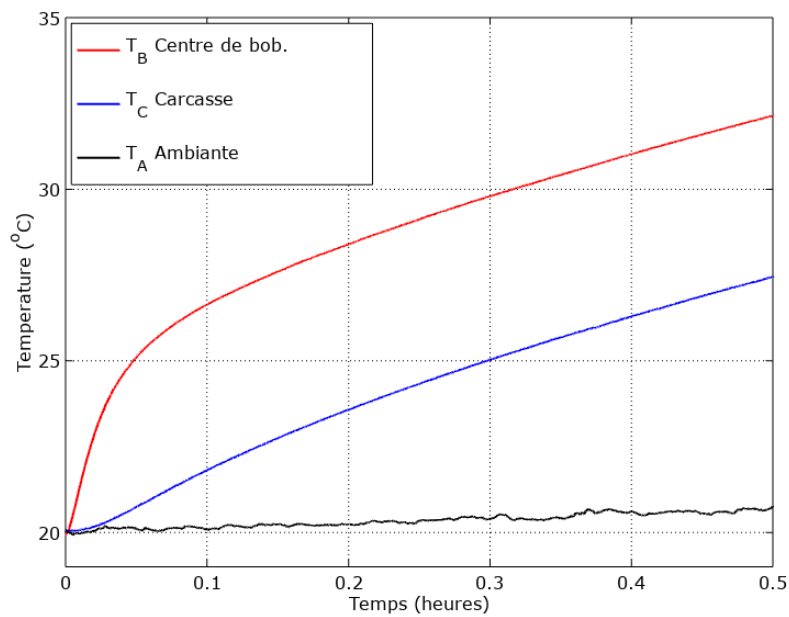


Figure IV.41. Enregistrement des températures relevées pendant  $\frac{1}{2}$  heure.

L'échelon de puissance est appliqué à l'instant  $t = 0$ , lorsque la température au cœur du bobinage est égale à la température ambiante et à celle de la carcasse. La figure IV.41 montre que la température au centre de bobinage s'élève rapidement ensuite, elle suit une courbe parallèle à celle de la carcasse. La mesure de la température ambiante est un peu bruitée à cause des mouvements d'air autour du thermocouple.

Les éléments du schéma équivalent thermique de la figure IV.38 qui caractérisent l'élévation de la température des bobines par rapport à la carcasse sont  $C_B$  et  $R_{BC}$ . Ils peuvent être caractérisés en analysant l'évolution temporelle de la différence entre la température  $T_B - T_C$  comme le montre la figure IV.42.

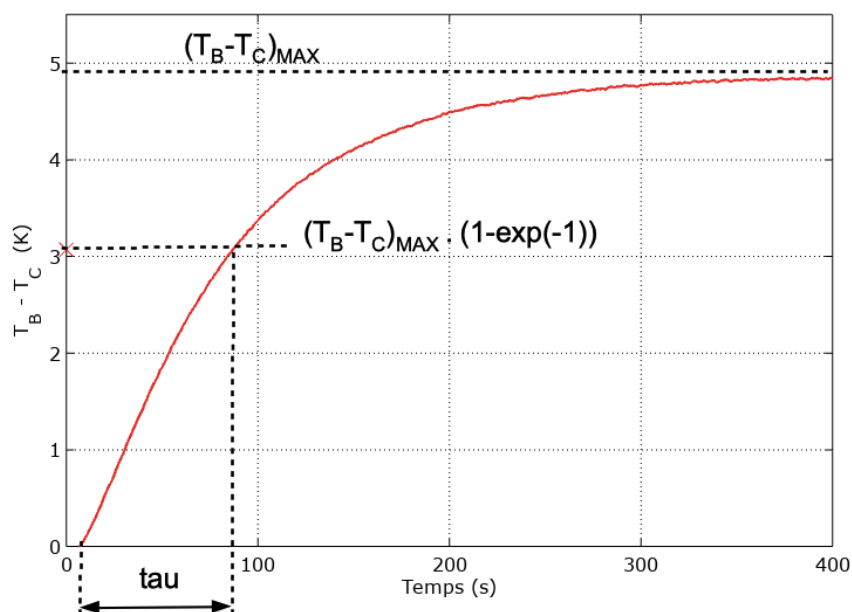


Figure IV.42. Différence de température entre la bobine et la carcasse et constante de temps.

L'échelle des temps, exprimée en seconde est adaptée à des durées plus courtes. Cette courbe montre un petit décalage estimé à 7s entre le début de l'enregistrement et l'application de l'échelon de puissance, elle doit être pris en compte pour mesurer la constante de temps du système expérimental décrit à la figure IV.39 qui vaut  $\tau_{CBexp} = 79s$ . La résistance thermique de ce système est déterminée en utilisant le régime permanent obtenu lorsque la différence de température  $T_B - T_C$  se stabilise à 4.8K pour une puissance injectée de 21.8 W. Le rapport donne  $R_{CBexp} = 0.22 K/W$ .

La figure IV.42 permet de comparer la mesure aux prévisions du modèle en éliminant le retard constaté précédemment. La superposition des deux courbes n'est pas parfaite notamment au début. Ce résultat montre que le système de premier ordre proposé ne représente pas exactement la réalité physique qui est plus complexe. Il existe au moins une constante de temps secondaire, beaucoup plus petite, qui représente le petit retard de la courbe réelle par rapport aux prédictions du modèle du premier ordre. Ce décalage est cependant négligeable.



Le système expérimental mis en œuvre ne concerne pas la machine complète mais seulement deux phases sur les trois. La puissance est répartie sur 16 bobines alors que la machine en comporte 24. La constante de temps thermique mesurée correspond donc à la chaleur stockée dans la masse de 16 bobines. Connaissant cette constante de temps, la capacité thermique des 16 bobines actives pendant l'expérience d'exprime par (IV.9).

$$C_{B16} = \frac{\tau_{CBexp}}{R_{CBexp}} = 360 JK^{-1} \quad (IV.9)$$

Ce résultat expérimental peut être comparé à la valeur obtenue en utilisant la masse des matériaux constituant chaque bobine leur chaleur massique. Ce calcul est présenté dans le tableau IV.4. Cette estimation directe confirme la valeur de la capacité thermique des 16 bobines mises en jeu dans l'essai précédent car la valeur calculée directement est  $C_{B16} = 16 C_{B1} = 356 JK^{-1}$ .

Tableau IV.4 Masses, chaleur massique et capacité thermique des bobines adjacentes.

Élément	Masse estimée (g)	Chaleur massique ( $J.Kg^{-1}.K^{-1}$ )	Capacité thermique ( $J.K^{-1}$ )
Cuivre d'une bobine	13	385	5
Ciment d'une bobine	16	1080	17.3

$$C_{B1} = 22.3 JK^{-1}$$

Rappelons que l'expérience en courant continu est faite en appliquant l'échelon de puissance dans deux phases au lieu de 3. Les paramètres du schéma équivalent thermique de la machine entière doit être corrigé en conséquence. Les capacités thermiques, qui dépendent directement de la masse des bobines, s'ajoutent.

$$C_B = C_{B24} = \frac{24}{16} C_{B16} = 540 JK^{-1} \quad (IV.10)$$

Les résistances thermiques traduisent l'écoulement de la chaleur au travers de la dent qui supporte chaque bobine. Il faut donc ajouter les conductances thermiques de chaque ensemble élémentaire formé par une bobine sur sa dent, noté  $G_{CB1}$  et exprimée en W/K. Le système expérimental comporte 16 bobines soumises au même échelon de puissance, pendant l'expérience l'écoulement de la chaleur s'est fait parallèlement par les 16 dents ; la conductance expérimentale vaut donc :

$$G_{BCexp} = \frac{1}{R_{BCexp}} = 16 G_{BC1} \quad (IV.11)$$

La conductance thermique élémentaire vaut donc :

$$G_{BC1} = \frac{1}{16 R_{BCexp}} = 0.28 \text{ W/K} \quad (IV.12)$$

La machine complète constituée de 24 bobines montées sur 24 dents ; la conductance thermique globale d'exprime par (IV.13).

$$G_{BC24} = 24 G_{BC1} = 6.82 \text{ W/K} \quad (IV.13)$$

La résistance thermique du schéma thermique équivalent est donnée par (IV.14)

$$R_{BC} = \frac{1}{G_{BC24}} = 0.14 \text{ K/W} \quad (IV.14)$$

#### IV.5.2 Essai principal à chaud

Les températures internes sont relevées pendant l'essai décrit au paragraphe IV.4. Un thermocouple était placé entre deux bobines adjacentes, au centre de leur longueur, comme dans l'essai précédent. Un second thermocouple était situé entre la tête d'une bobine et le circuit magnétique du stator. Les résultats sont présentés à la figure IV.43.

Une première lecture rapide ces résultats bruts montrent que, jusque 450°C environ, la température de la tête de la bobine est pratiquement la même que celle mesurée entre deux bobines adjacentes au centre de l'encoche. Au-delà de 450°C, une différence apparaît. La tête de la bobine semble mieux refroidie par que le cœur de l'encoche. Mais la différence est faible. L'interprétation est faite en considérant uniquement le point le plus chaud situé au cœur du bobinage.

Un autre élément saute aux yeux : au plus la température la carcasse chaude, au plus la différence de température entre les bobines et la carcasse est élevée.

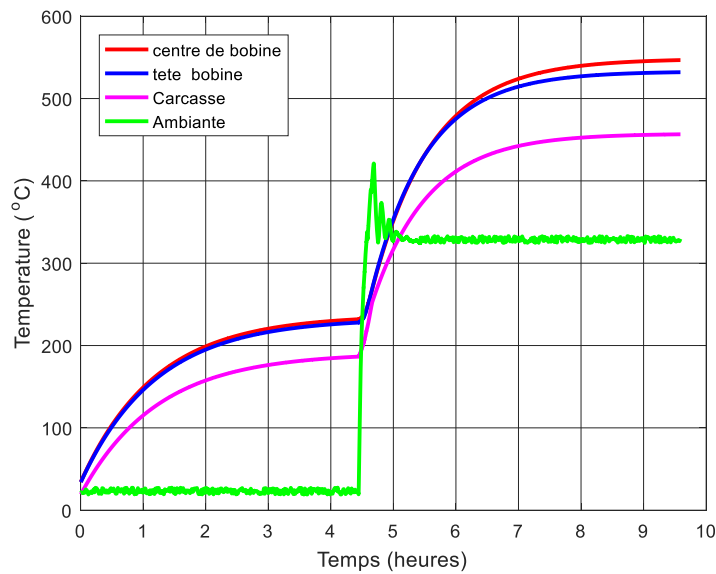


Figure IV.43. Mesures internes faites pendant l'essai principal de la machine fonctionnant à vide et à 2400 t/mn.

L'interprétation de ces résultats demande de formuler deux hypothèses :

- Les résistances des bobines augmentent avec la température. La relation, supposée linéaire, dépend du coefficient de température du matériau qui vaut  $\alpha = 3.9 \cdot 10^{-3} \text{ k}^{-1}$  pour le cuivre. La résistance de chaque bobine est estimée par (IV.15) à partir de sa valeur à 25°C notée  $R_{B25}$ .

$$R_B = R_{B25}(1 + \alpha(T_B - 25)) \quad (\text{IV.15})$$

- Les autres pertes sont supposées constantes. Cette hypothèse revient à négliger la légère réduction des pertes dans les matériaux magnétiques due à l'augmentation de leur résistivité [11].

Comme le courant dans le stator  $I_S$  est maintenu à une valeur constante tout au long de l'essai, les pertes joules dans les 24 bobines de la machine peuvent être calculées par (IV.16). La figure IV.44 montre l'évolution de ces pertes pendant l'essai.

$$P_j = 24 R_B I_S^2 \quad (\text{IV.16})$$

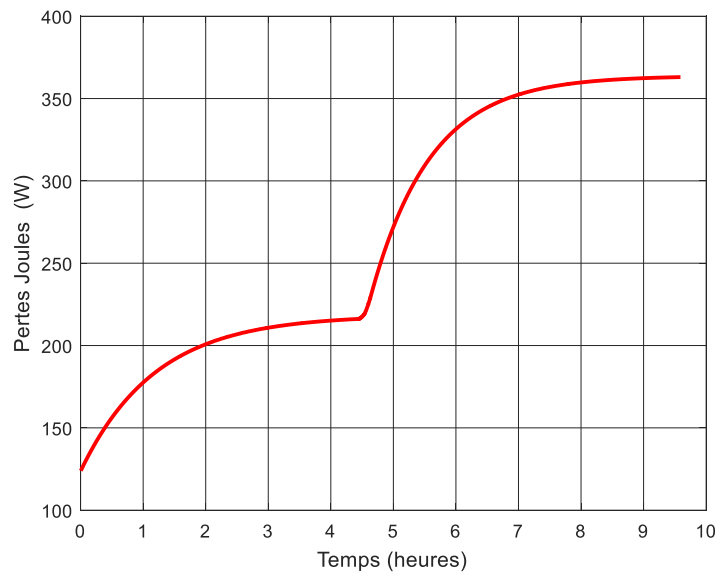


Figure IV.44. Pertes Joules pendant l'essai.

La résistance thermique  $R_{BC}$  est estimée en divisant l'écart de température mesurée entre B et C par les pertes Joules qui traversent cette résistance thermique. Ce rapport doit être fait que le régime permanent de la bobine est atteint c'est-à-dire en en laissant passer quelques constantes de temps  $\tau_B$  relatif au régime transitoire de la bobine mesurée précédemment ( $\tau_B=79$  s). Les points situés juste après l'échelon de température ambiante, lorsque la température ambiante est supérieure à celle de des bobines, doivent être éliminés le sens du transfert thermique est inversé. Les résultats sont présentés dans le tableau IV.5.

Tableau IV.5 Résistance thermique  $R_{BC}$  en fonction des températures de la bobine

$t$ (h)	$R_{BC}$ (K/W)	$T_B$ (°C)
0.5	0.17	100
1	0.19	150
2	0.206	200
4	0.21	230
6.5	0.22	510
7	0.23	525
8	0.243	540
9	0.247	545

La résistance thermique  $R_{BC}$  augmente lorsque la température augmente. Cet effet est probablement provoqué par la dilatation de la bobine qui augmente le jeu fonctionnel entre l'encoche et la bobine. En effet, avec un montage sec, sans aucun vernis, la bobine est nécessairement légèrement plus grande que la dent sur laquelle est montée. L'opération de

montage ne peut se faire que si un certain jeu fonctionnel existe. Ce jeu fonctionnel, de quelques dixièmes de millimètres, limite le transfert thermique entre la bobine et l'encoche. Rappelons que les bobines sont réalisées avec du fil de cuivre nickelé enrobé dans un ciment haute température. Des essais mécaniques de résistance de telles bobines ont démontré une certaine élasticité de l'ensemble [10]. En effet, à une échelle différente, la bobine ressemble à une poutre de béton armé avec une armature en cuivre plutôt qu'en acier. La partie métallique a un volume relatif beaucoup plus important que dans les poutres classiques utilisées en Génie Civil. Il est donc probable que le comportement mécanique des bobines inorganiques soit similaire à celui des poutres en béton armé. Il est bien connu que ces poutres se dilatent sous l'effet de la chaleur ; des joints de dilatation sont ajoutés dans les ouvrages. Cette analogie donne à penser que la dilatation différentielle de la bobine par rapport à la dent soit à l'origine de l'augmentation de la résistance thermique correspondante.

Mise en œuvre du schéma équivalent thermique

Les équations (IV.17) et (IV.18) sont écrites à partir du schéma équivalent thermique de la figure IV.38.

$$P_J = C_B \frac{dT_B}{dt} + \frac{T_B - T_C}{R_{BC}} \quad (IV.17)$$

$$P_0 = C_C \frac{dT_C}{dt} + \frac{T_C - T_A}{R_{CA}} + \frac{T_C - T_B}{R_{BC}} \quad (IV.18)$$

Les relations (IV.17) et (IV.18) peuvent être écrites sous forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} T_B \\ T_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_{BC}C_B} & \frac{1}{R_{BC}C_B} \\ \frac{1}{R_{BC}C_C} & \frac{-1}{R_{CA}C_C} - \frac{1}{R_{BC}C_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_B \\ T_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_J \\ P_0 + \frac{1}{R_{CA}C_C} T_A \end{bmatrix} \quad (IV.19)$$

Ou bien :

$$\frac{d}{dt} T = A T + B \quad (IV.20)$$

L'expression (IV.20) reprend la terminologie classique : T est le vecteur d'état, A est la matrice fondamentale du système et B le vecteur d'application de sa commande.

$$T = \begin{bmatrix} T_B \\ T_C \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_{BC}C_B} & \frac{1}{R_{BC}C_B} \\ \frac{1}{R_{BC}C_C} & \frac{-1}{R_{CA}C_C} - \frac{1}{R_{BC}C_C} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} P_j \\ P_0 + \frac{1}{R_{CA}C_C} T_A \end{bmatrix}$$

L'algorithme de la figure IV.45 permet de calculer les températures au point le plus chaud entre deux bobines adjacentes, au centre de leur longueur. Ces calculs sont faits avec les mêmes conditions générales de l'essai décrit au paragraphe IV.4. La figure IV.46 compare les résultats obtenus par la simulation et les mesures relevées.

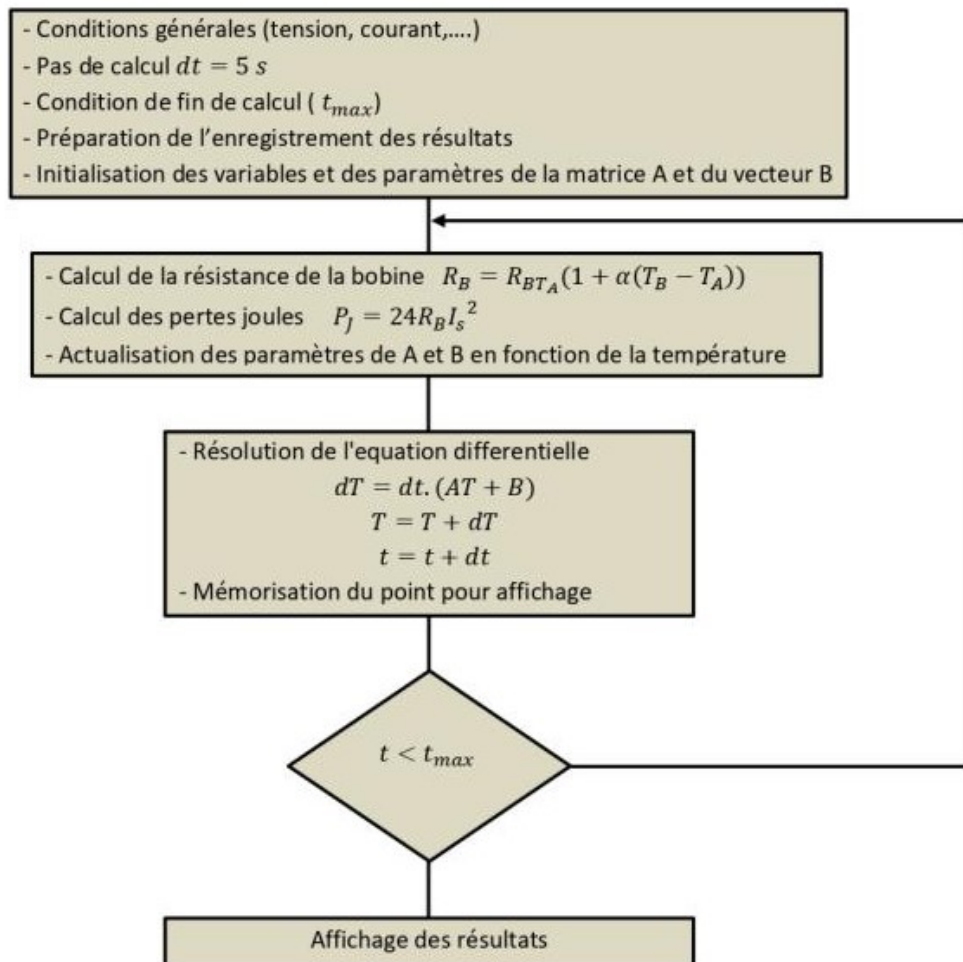


Figure IV.45. Algorithme d'exploitation du schéma équivalent thermique.

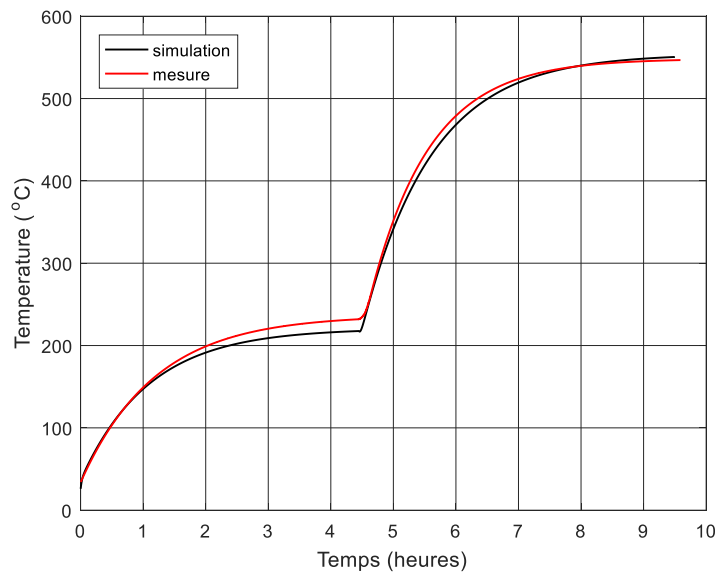


Figure IV.46. Comparaison les résultats obtenus par la simulation avec les mesures.

## IV.6 Conclusion

Les essais ont été faits à vide, à vitesse constante et réduite avec une alimentation très simplifiée pour centrer les essais vers l'objectif principal qui est de prouver que les bobines inorganiques HT° proposées peuvent travailler dans une machine synchro-réductante jusqu'à des températures internes supérieures à 500°C. La machine a été testée pendant plusieurs heures à ces températures internes et avec un écart de température de l'ordre de 100°C entre la bobine et le circuit magnétique du stator. Les bobines ne sont pas endommagées ; leur aspect visuel est inchangé. L'isolation est intacte. Aucune fissure n'a été détectée à la loupe comme l'illustre la figure IV.47. Une observation visuelle détaillée du système de connexions basé sur un support en mica et des brasures à l'argent ne révèle aucune modification.

Une difficulté plus importante qu'initialement prévue a cependant limité la durée des essais en haute température. Cette difficulté est liée à l'utilisation des roulements classiques préalablement dégraissés beaucoup plus disponibles que les roulements céramiques HT°. Après quelques dizaines d'heures au-dessus de 350°C le guidage en rotation n'est plus assuré correctement, après refroidissement, une observation tactile simple montre que le couple résistant est devenu très importants et irrégulier. Après les essais, les vis en inox qui

fixent les flasques deviennent difficiles à démonter elles doivent être changées pour que le remontage des flasques puisse se faire dans les bonnes conditions.

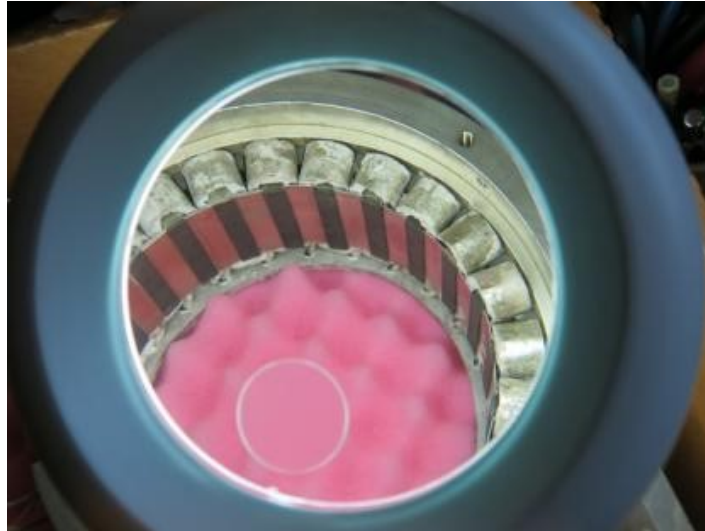


Figure IV.47. Illustration de l'observation visuelle du stator HT° à la loupe.

Ces difficultés mécaniques ne sont que technologiques, elles n'ont pas de caractère fondamental. Pour estimer la température interne maximale d'une telle machine, il faut s'intéresser à l'aspect fonctionnel de la problématique. Contrairement aux technologies de bobinages classiques où la température interne des bobines est une limite absolue, le système d'isolation électrique inorganique proposé, totalement dépourvu de polymère, peut monter à des températures très élevées.

Les limites fonctionnelles de cette machine dépourvue d'aimants sont liées à deux facteurs liés entre eux :

- L'augmentation des pertes joules due à l'augmentation naturelle de la résistance du cuivre ;
- L'augmentation de la résistance thermique entre les bobines et le stator due à la dilatation des bobines.

Ces deux phénomènes, de natures différentes, ont un effet cumulatif qui ne détruit pas la machine mais qui limite son rendement.



## **Conclusion générale et perspectives**

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire de thèse sont centrés sur l'étude de la faisabilité de machines électriques pouvant fonctionner à haute température ambiantes. Une des applications de ces travaux pourrait être en aéronautique où l'on envisage de mettre des machines électriques au plus près des turbines des moteurs, dans des milieux chauds à plus de 200°C. En plus de cette contrainte de hautes températures, les machines électriques utilisées en avionique, subissent déjà des contraintes de tensions élevées à l'image de nouveau réseau HVDC 540V prévu dans les futurs avions. L'isolation électrique est donc un problème crucial dans la conception des machines à hautes température.

Les machines à haute température doivent être conçues avec une isolation totalement inorganique, sans aucun polymère. En prenant en compte les contraintes des fils inorganiques, un bobinage à une bobine par dent a été choisi. Les bobines sont fabriquées avec du fil doté d'une isolation céramique mince enrobé dans un ciment HT°. Une procédure stricte de fabrication a été proposée et mise en œuvre pour fabriquer les bobines. En effet, le fil isolé par une couche céramique mince (10µm) a des propriétés mécaniques et électriques très médiocres par rapport au fil organique classique. Ces propriétés médiocres doivent être compensées par une structure spécifique qui permet d'avoir une meilleure répartition de la tension entre les spires pendant le régime transitoire. Une modélisation de la distribution de la tension entre les spires est proposée et mise en œuvre avec le simulateur de circuit Spice. Ces analyses montrent que la structure proposée donne une bonne distribution des tensions entre les spires pendant le régime transitoire qui suit les fronts raides de chaque impulsion de tension produite par l'onduleur MLI qui pilote la machine. Les résultats de ces analyses montrent également que la topologie de bobine proposée, capable de fonctionner jusqu'à une température interne de 500°C, peut être utilisée pour la construction de moteurs alimentés par des onduleurs MLI classiques connectés à un bus continu 540V.

Le choix de la topologie des machines est porté sur une machine synchrone à aimants permanents et/ou une machine à réluctance variable de sorte que l'on puisse utiliser un même stator à bobinage dentaire avec deux structures de rotor différentes en architecture et en matériaux.

L'étude faite sur la machine à aimants permanents a mis en évidence les limites et les problèmes de cette structure à températures élevées. Avec les bobines inorganiques conçues dans cette thèse, la température interne de la machine n'est plus limitée par son SIE mais par la technologie des aimants. L'objectif principal est de dépasser ce verrou en définissant une structure de machine avec un rotor sans aimants ; en l'occurrence la machine à réluctance variable. Cette machine a quelques inconvénients liés à sa puissance massique et aux ondulations du couple. Il faut notamment la magnétiser par son stator ce qui implique de produire des forces magnétomotrices plus importantes augmentant ainsi les pertes Joule au stator. Par ailleurs, la topologie de la machine à réluctance variable à double saillance conduits à des fortes ondulations du couple qu'il faut limiter en agissant sur la géométrie des dents du rotor. L'objectif est de concevoir et construire un prototype capable de tester les limites en température de cette structure lorsqu'elle est équipée de bobines inorganiques capables de monter à 500°C. Pour des raisons pratiques liées à la disponibilité du circuit magnétique statorique en Fer-Cobalt destiné à fonctionner en HT°, la géométrie du stator est figée et le nombre de dents du stator est fixé à 24. Trois configurations de machines ont été envisagées. Des simulations par éléments finis 2D, sont faites pour les trois topologies, avec les mêmes données géométriques. Un programme spécifique a été développé pour modéliser les machines à réluctance variable par une démarche spéciale basée sur l'analyse harmonique des inductances et mutuelles. La démarche adoptée consiste à trouver une topologie de machine qui favorise le premier harmonique du second terme de la matrice inductance. En effet ce terme est le plus important, les harmoniques de rangs supérieurs créent des ondulations du couple. Le choix de la configuration 24-20 est un compromis acceptable qui présente une ondulation de couple moins importante. Une étude paramétrique a été mise en œuvre pour mettre en évidence les paramètres géométriques les plus influents sur les ondulations du couple pour définir la forme de dents optimale au rotor. L'approche analytique permet de définir le courant à ne pas dépasser pour rester dans un fonctionnement linéaire. Un travail d'identification des paramètres de la machine en vue de sa commande a été mise en œuvre.

Dans cette thèse, un travail expérimental important a été fait pour la mise au point des bobines inorganique capable de travailler à 500°C ainsi que pour les caractériser. L'expérience et les compétences du Laboratoire LSEE sur ce sujet ont contribué au succès de

cette étape. La conception des machines ainsi que leurs constructions ont fait l'objet d'un long travail réalisé au Laboratoire GREEN. Cette complémentarité des compétences a permis d'obtenir un prototype de machine qui a bien fonctionné à des niveaux de températures ambiantes supérieurs à 300°C et des températures internes dépassant les 500°C. À ces températures, les vitesses étaient de l'ordre de 2000 tr/min, la machine a fonctionné pendant plus de 10h malgré le point faible introduit par l'utilisation de roulements classiques dégraissés. Ces essais montrent que la structure synchro réluctante est une solution intéressante pour concevoir des machines hautes température. Des précautions particulières doivent être prises à différents niveaux et sur tous les composants de la machine tels que les borniers, les roulements les connexions externes. Dans un premier temps, la commande est faite en boucle ouverte, sans un capteur de position capable fonctionner à hautes températures.

Cette thèse constitue une étape de plus aux différentes études lancées sur les machines à haute température lancées depuis quelques années. Plusieurs investigations peuvent être menées suite de cette thèse. D'un point de vue théorique, la modélisation locale du comportement thermique des machines hautes températures est à envisager avec une prise en compte plus locale des lois de comportement des matériaux en fonction de la température. Par ailleurs, les gradients de température provoquent des contraintes mécaniques dues à la dilatation thermique différentielle. Ces aspects ont une importance capitale lorsqu'il s'agit de machines de forte puissance. Du côté de l'alimentation, il est intéressant d'établir des modèles précis en vue de la commande de ces machines afin d'envisager une commande sans capteurs de position pouvant entraîner la machine dans différentes situations. Sur le volet expérimental, il est intéressant d'améliorer le processus de fabrication des bobines dans le but d'envisager une automatisation de leur fabrication tout en garantissant un niveau de performance acceptable. Des progrès doivent également être faits sur les accessoires de la machine car les vis en acier inoxydables sont difficiles à démonter après quelques cycles thermiques.

Les avancées que l'on peut escompter sur les machines hautes températures peuvent laisser l'espoir de les implanter dans les futurs équipements industriels tels que l'avion de demain et d'autres applications qui requièrent des températures ambiantes élevées.

# **Annexe**

**Mise en œuvre de la MSAP HT°**

Cette annexe rassemble un certain nombre d'éléments relatifs à la construction et la mise en œuvre de deux MSAP HT° réalisées au début de la thèse. Elle concerne particulièrement les bobinages, la conception des rotors et leurs assemblages, ainsi que les identifications et la mise en œuvre.

### A.1 Bobinage

La première version des bobines HT° réalisées présente deux couches dont la figure A.1 montre schématiquement une coupe transversale.

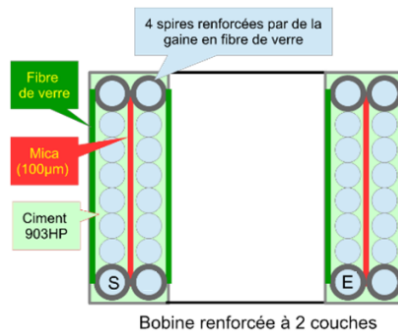


Figure A.1. Coupe transversale de la bobine.

Ces bobines réalisées au LSEE (Figure A.2-a) sont montées autour des dents du stator pour former le bobinage complet (Figure A.2-b). Les connexions entre les bobines sont faites avec de la brasure d'argent, cette soudure résiste à une température de 700°C. Tous les contacts de la bobine avec les parties du stator sont isolés avec du mica. La cale de fermeture de l'encoche est métallique pour limiter les courants induits dans les aimants. Les fils de connexion entre les bobines sont aussi isolés avec une gaine tissée qui résiste aux températures élevées.

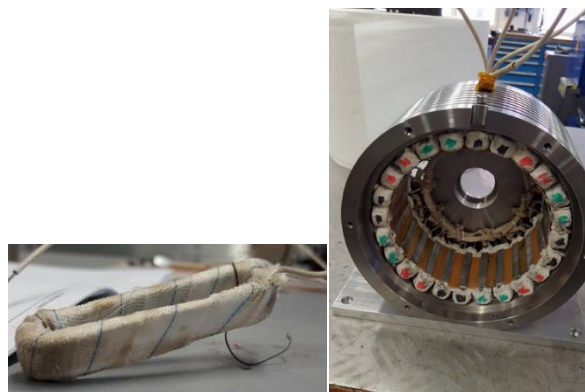


Figure A.2 a : Bobine finale, vue générale  
b : Stator avec les bobines assemblées

Nous avons testé les bobines céramiques finales en haute tension (environ 3,8kV). Le schéma de mesure comprend une source de tension impulsionnelle, une sonde haute tension connectée en parallèle avec l'échantillon et une sonde de courant. Les deux sondes sont connectées à un oscilloscope rapide. Le schéma du montage est montré sur la figure A.3. Un essai réalisé sur une éprouvette de fil torsadée, est destinée à faire apparaître un régime de décharges partielles (DP). La figure A.4-a montre le résultat de mesure de tension appliquée en jaune et courant en bleu. Les impulsions de courant rapides traduisent l'existence de DP dans la paire torsadée. Ensuite, dans les mêmes conditions, nous avons testé notre bobine céramique. La tension appliquée à la bobine est de 3,8 kV. Le courant est présenté dans la figure A.4-b (couleur bleue). Aucune impulsion rapide de courant n'a été détectée. En conclusions, aucune DP entre spires n'est apparue à l'intérieur de la bobine céramique. Ces essais ont été faits sans stator, les capacités de mode commun et les résistances de l'isolation spire-masse n'ont pas été prises en compte.

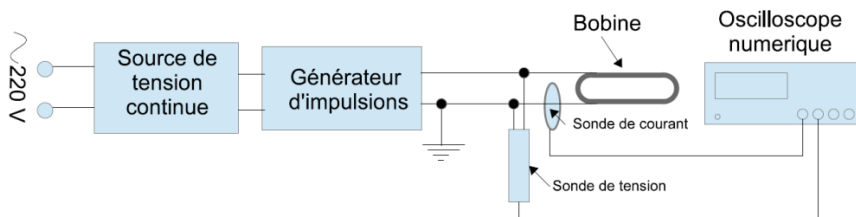


Figure A.3. Schéma de mesure, en tension impulsionnelle de 3,8kV, pour une bobine céramique.

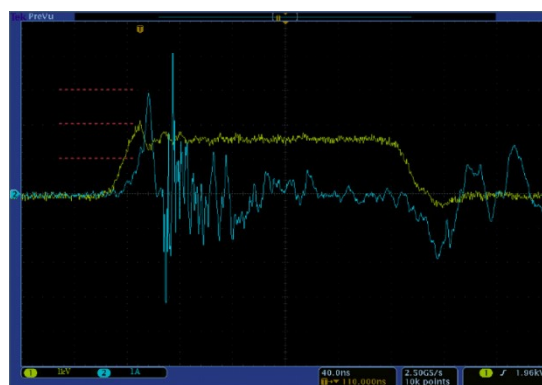
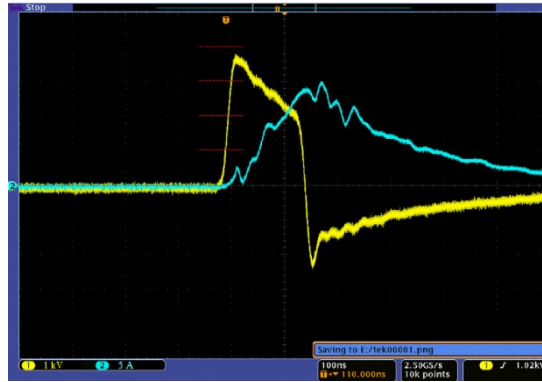
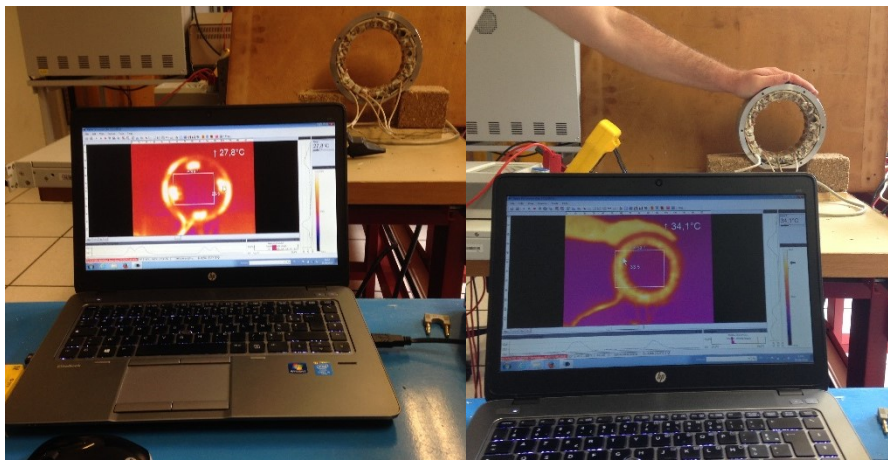


Figure A.4 a : Tension impulsionnelle avec l'amplitude de 2,8 kV, l'échantillon sous test est une paire torsadée, avec isolant polymère classique.



b : Tension impulsionnelle avec une amplitude de 3,8 kV, l'échantillon sous test est une bobine céramique.

Une méthode de test des connectiques a été mise en œuvre en utilisant une caméra thermique. En effet, en alimentant une seule phase avec un courant continu et en observant à la caméra infrarouge, on visualise l'évolution de la température sur les bobines alimentées alors que les autres restent relativement froides. Ce test a été effectué pour les 3 phases avec un temps de refroidissement entre les essais. Les images infrarouges enregistrées ne montrent pas de défaut de connexion des bobines.



1 phase alimentée

3 phases alimentées

Figure A.5. Test thermique des connexions des bobines.



## A.2 Conception des rotors à aimants permanent

### A.2.1 Rotor à aimants en surface

Chaque pôle est segmenté en 4 aimants pour réduire les pertes dans les aimants et pour une facilité de montage. L'ensemble des aimants est tenu avec une frète en fibre de carbone.

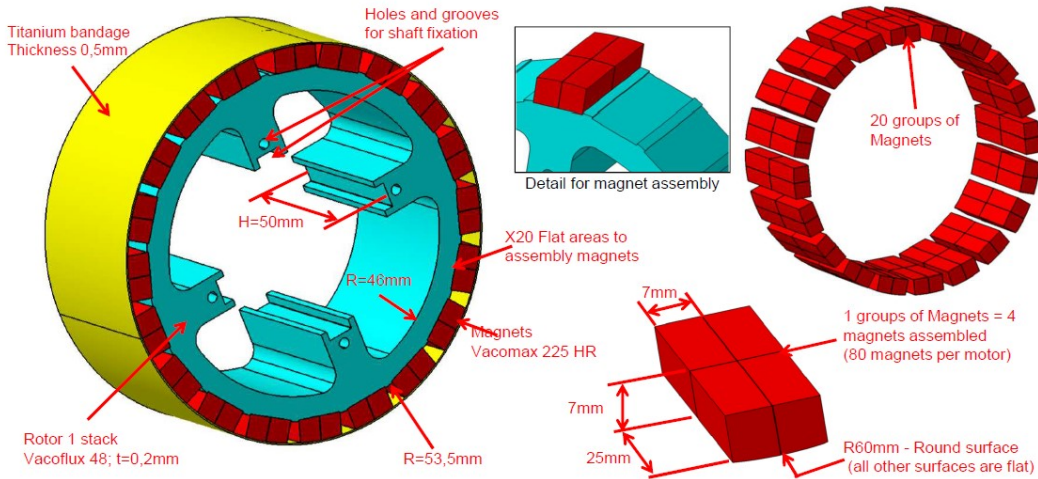


Figure A.6. Plans détaillés du rotor à aimants posés en surface

### A.2.2 Rotor à aimants insérés

Chaque pôle est segmenté en 4 aimants pour réduire les pertes dans les aimants. Des barrières de flux sont prévues dans le rotor pour éviter la fermeture du flux par l'arbre. Un surfacage du rotor est effectué après montage des aimants.

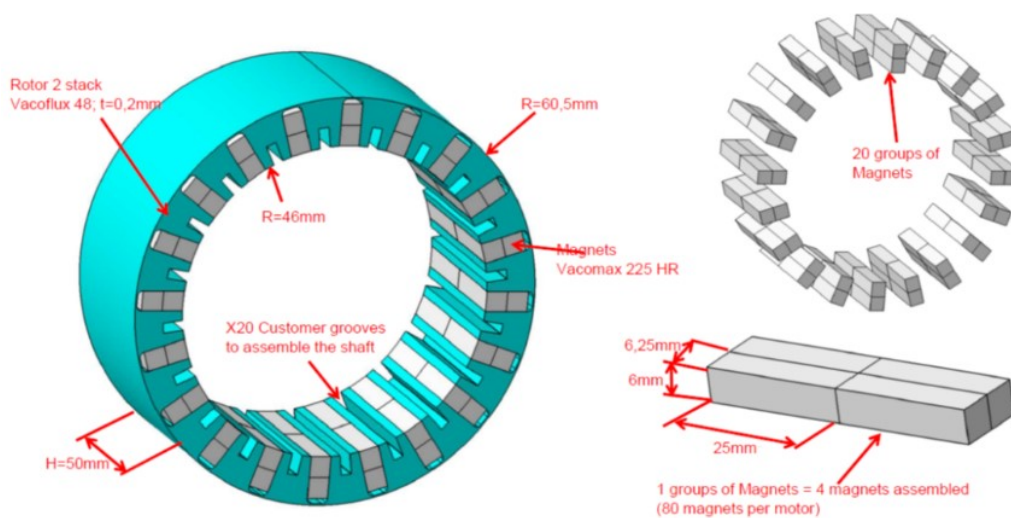


Figure A.7. Plans détaillés du rotor à aimants insérés

### A.3 Technique d'assemblage

L'insertion du rotor dans le stator est plus problématique comme dans toutes les machines à aimants permanents. Indépendamment du fait que la machine soit à haute température, les forces d'attractions des aimants perturbent cette insertion. Le recours à des systèmes de maintien est indispensable. De plus, dans le cas d'un stator souple, ces efforts déforment le paquet de tôles et favorisent l'apparition de points de contact entre les bobines et les tôles provoquant ainsi des courts-circuits. Par conséquent, une technique d'insertion maîtrisée comme on le montre sur la figure A.8 est nécessaire.



Figure A.8 Technique utilisée pour l'assemblage

### A.4 Identification et des mises en œuvre

Un seul stator réalisé ; il peut recevoir deux rotors différents ayant approximativement le même flux selon le dimensionnement magnétique un rotor à aimants en surface et un rotor à aimants insérés à concentration de flux.

#### A.4.1 Machine à aimants en surface

##### A.4.1.1 Identification des pertes

On fait un essai à vide de la machine d'entraînement (MCC : 3kW, 1500 rpm).

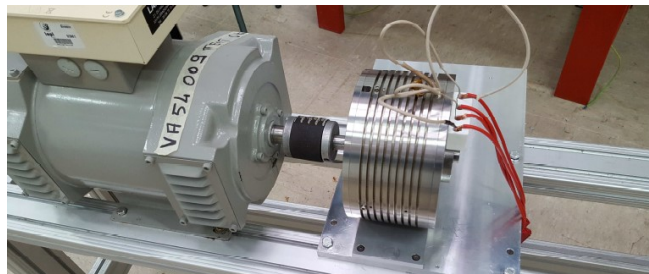
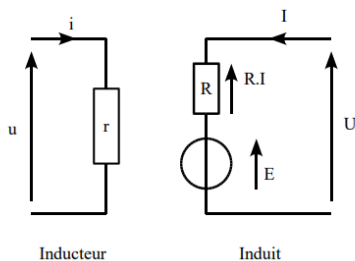


Figure A.9 Schéma de la MCC et photo de MSAP entraînée par MCC

On fixe le courant d'excitation à une valeur proche du nominal  $i_1 = i = 0.54 A$ .

Pour différentes vitesses mécanique  $\Omega$ , on relève  $v_2$  et  $i_2$  et on détermine la puissance absorbée par la MCC :  $i_2 = I$ ,  $v_2 = U$  ;  $R_2 = 3.7\Omega$ .

Le bilan de puissance donne :

$$(v_2 i_2 - R_2 i_2^2)_{MCC} = (P_{mec} + P_{fer})_{MCC} \quad \text{Pour } \Omega = 300 \text{ rpm à } 1900 \text{ rpm}$$

Où :  $v_2$  : tension de l'induit.

$i_2$  : courant absorbé par l'induit.

$R_2$  : résistance du bobinage de l'induit.

$P_{fer}$  : pertes fer,  $P_{mec}$  les pertes mécaniques.

Les pertes par effet Joule valent  $R_2 i_2^2$  ; le moteur absorbe la puissance  $v_2 i_2$ . On refait les mêmes essais avec la machine à aimants mécaniquement couplée mais à vide (stator ouvert) avec exactement les mêmes valeurs de la vitesse.

$$(v_2 i_2 - R_2 i_2^2)_{MCC+MSAP} = (P_{mec} + P_{fer})_{MCC} + (P_{mec} + P_{fer})_{MSAP} \quad \text{Pour } \Omega = 300 :$$

1900 rpm

La différence des deux seconds termes de ces deux équations donne les pertes fer et les pertes mécaniques de la MSAP. Ces essais sont faits jusque 1900 rpm, nous effectuons une approximation à l'ordre 2 de ces points et on extrapole jusque 6000 rpm ; soit environs 600 rad/s. On obtient les courbes suivantes :

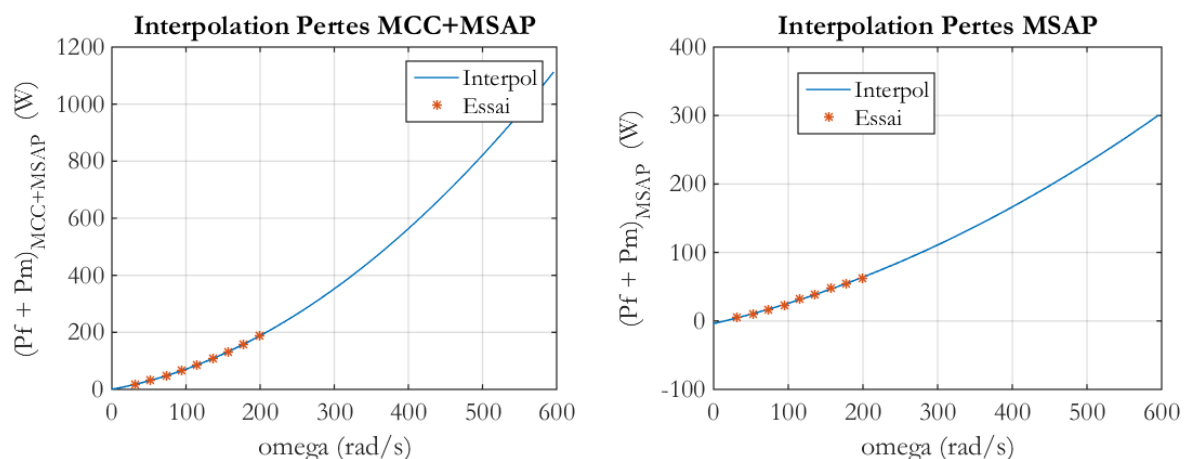


Figure A.10 Pertes MSAP en fonction la vitesse

Le polynôme d'approximation de,  $(P_{mec} + P_{fer})_{MSAP}$  est de la forme :

$$P(\Omega) = 0.0004 \Omega^2 + 0.2528 \Omega - 3.8349$$

Cet essai ne permet pas de séparer les pertes mécaniques et les pertes fer de la MSAP. Néanmoins, il donne une idée sur leurs valeurs approximatives pour la vitesse nominale. Ainsi, si on considère que  $P_{fer} = P_{mech}$ , on peut estimer que les pertes fer de la machine à aimants sont de l'ordre 150 W à 600 rad/s. Ces pertes comportent :

- Les pertes fer dans le stator
- Les pertes dans les aimants dues à la denture
- Eventuellement les pertes dans les cales

Avec le même essai on a mesuré la valeur de la FEM à vide pour différentes vitesses donc on obtient la courbe suivante :

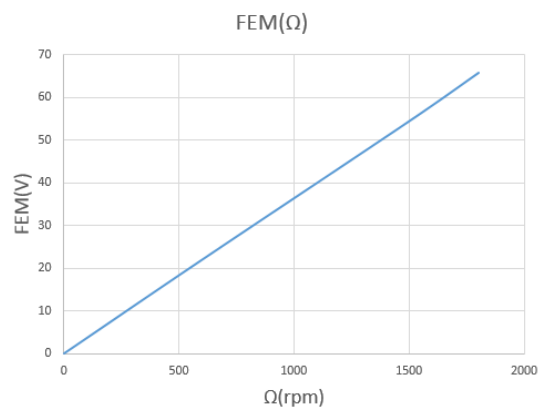


Figure A.11. FEM à vide pour différentes vitesses

Sur la figure A.12, on montre la forme d'onde de la FEM des trois phases à vitesse 1800 rpm ( $f=300\text{Hz}$ ) ainsi que l'analyse spectrale correspondante.

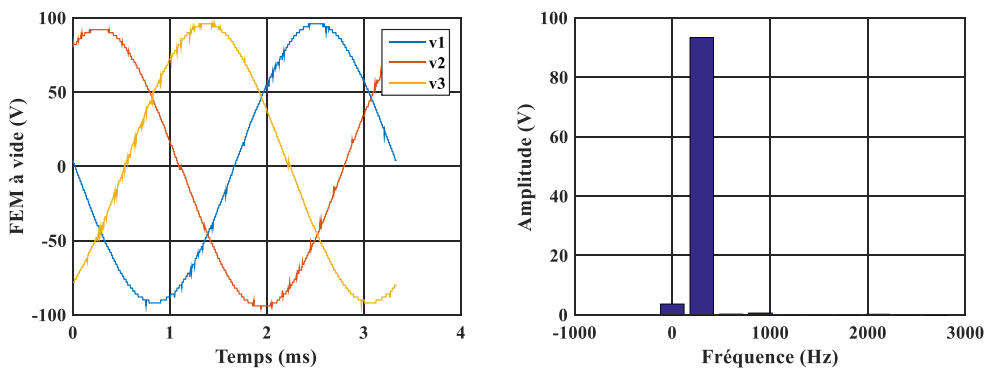


Figure A.12. FEM des trois phases à vitesse 1800 rpm ( $f=300\text{Hz}$ )

#### A.4.1.2 Essai à vide en moteur à 2000rpm aux différentes températures

Dans cet essai, la machine est alimentée en moteur via un onduleur commandé en MLI sans capteur de position mécanique (la vitesse contrôlée par l'intensité du courant dans axe q). Comme on n'a qu'un seul prototype à haute température on a fait juste essai à vide avec différents niveaux de température et avec chaque niveau on a calculé les pertes :

$$(P_{mec} + P_{fer})_{MSAP} = (V_d I_d + V_q I_q - R_s I_q^2) \quad \text{à } \Omega = 2000\text{rpm pour } T = T_{\text{ambient}} \text{ jusque } T = 200^\circ.$$

$P_{fer}$  : pertes fer,  $P_{mec}$  les pertes mécaniques

$V_d$  : tension statorique dans le repère d,  $V_q$  tension statorique dans le repère q

$I_d$  : courant statoriques dans le repère d,  $I_q$  courant statoriques dans le repère q

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique

On a trouvé que les pertes diminuent avec l'augmentation de la température comme il est monté dans la courbe suivante :

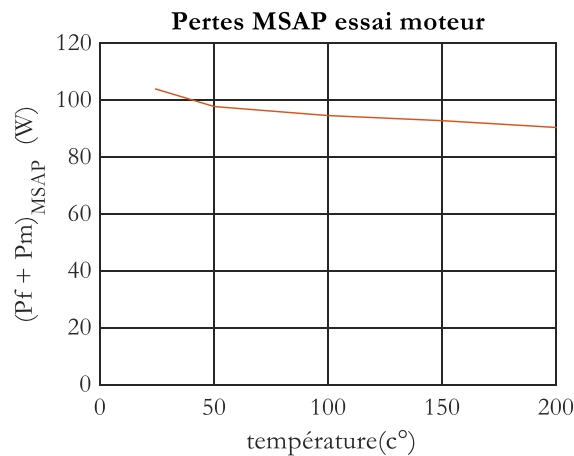
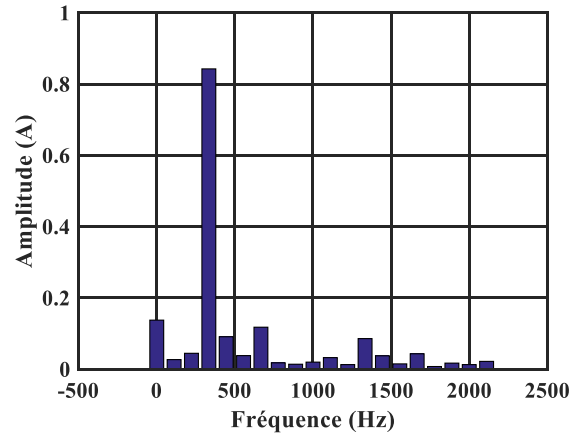
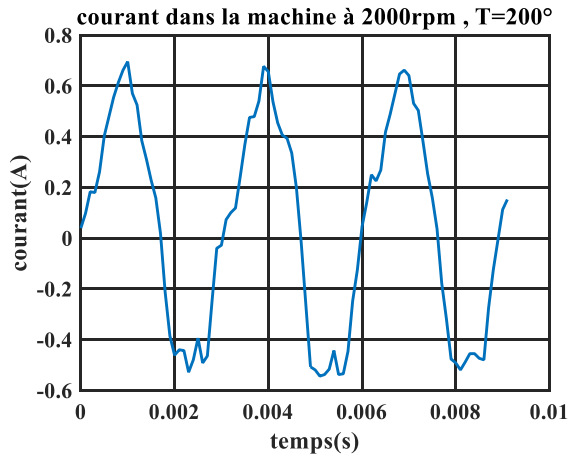


Figure A.14. Les pertes en fonction les températures

Sur la figure suivante on montre la forme d'onde du courant d'une phase à vitesse 2000 rpm ( $f=333\text{Hz}$ ) ainsi que l'analyse spectrale correspondante.



L'onde du courant 1 phase à 2000 rpm, T=200°C

l'analyse spectrale

Figure A.15 Forme d'onde du courant d'une phase à vitesse 2000 rpm

#### A.4.2 Machine à aimants insérés

##### A.4.2.1 Identification des pertes

On a refait la même méthode qui était utilisée avec la machine à aimants en surface pour calculer les pertes fer et les pertes mécaniques de la machine donc on obtient les courbes suivantes :

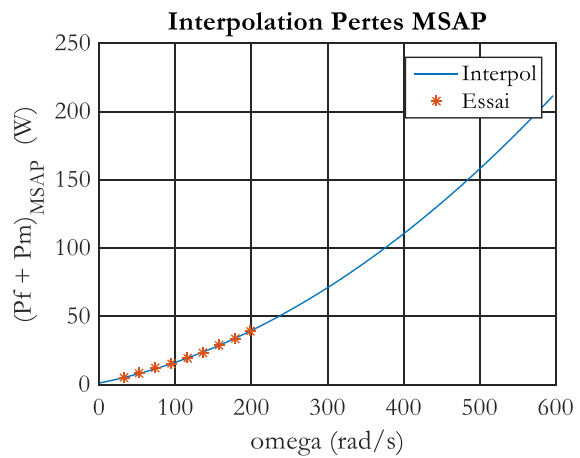
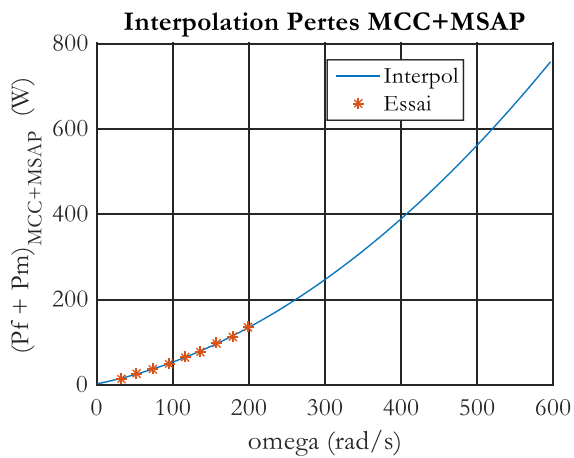


Figure A.16. Pertes MSAP en fonction la vitesse

A partir des figures ci-dessus on peut noter que les pertes fer et les pertes mécaniques de la machine avec le rotor à aimants insérés sont plus faibles que celles de la machine avec le rotor à aimants sur surface. On a mesuré la valeur de la FEM à différentes vitesses donc on obtient la courbe suivante :

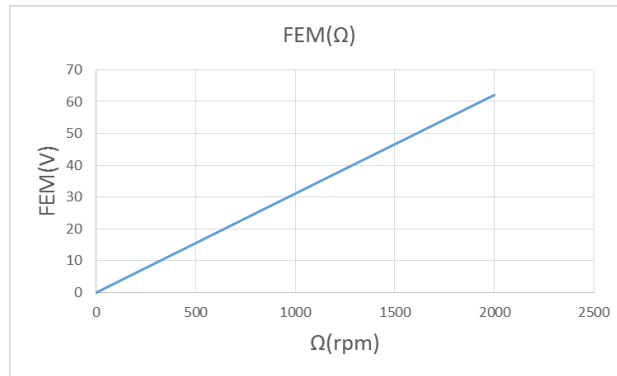


Figure A.17. FEM à vide pour différentes vitesses

Sur la figure suivante on montre la forme d'onde de la FEM des trois phases à vitesse 2000 rpm ( $f=333\text{Hz}$ ) ainsi que l'analyse spectrale correspondante.

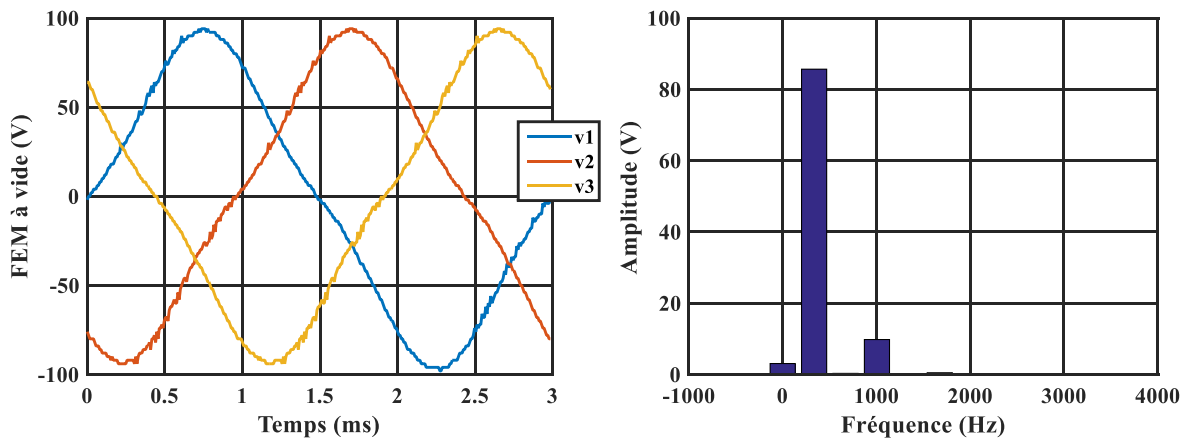


Figure A.18. FEM des trois phases à vitesse 2000 rpm ( $f=333\text{Hz}$ )

#### A.4.2.2 Essai en moteur à vide et en charge à 2000rpm, $T=200^{\circ}\text{C}$

Avant le démarrage du moteur on essaie de stabiliser la température dans le four et la machine environs  $200^{\circ}\text{C}$  et les figures suivantes montrent la surveillance de la température et la position des thermocouples dans la machine et le four. Le régime permanent thermique est obtenu après plus d'une heure de chauffe.

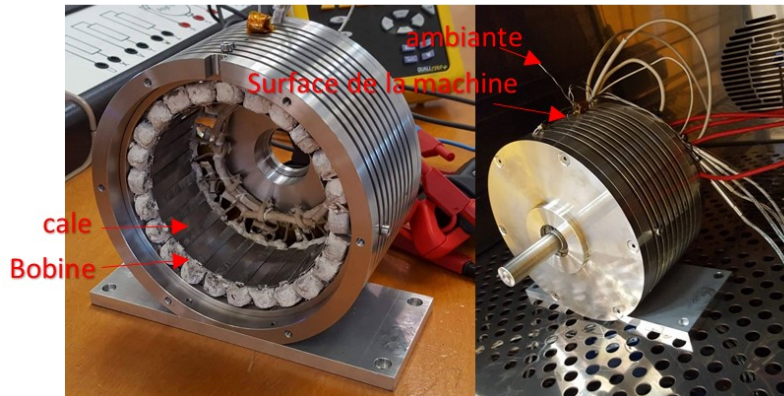


Figure A.22. Position des thermocouples dans la machine et le four

La commande vectorielle de la machine permet de contrôler la vitesse de rotation. Nous avons contrôlé la vitesse à 2000 tr/mn lors du fonctionnement à vide par un contrôle du courant  $i_q$ . Il est important de noter que la tension du bus continu utilisée lors de cet essai est de  $V_{DC} = 500 V$ . La machine n'entraîne pas de charge mécanique. Nous avons opté pour l'injection d'un courant  $i_d$  supplémentaire pour augmenter les pertes Joule et chauffer la machine. Le courant est limité à  $i_d = 4A$  pour des précautions de sécurité. Les figures suivantes montrent les températures initiales et en régime permanent thermique.

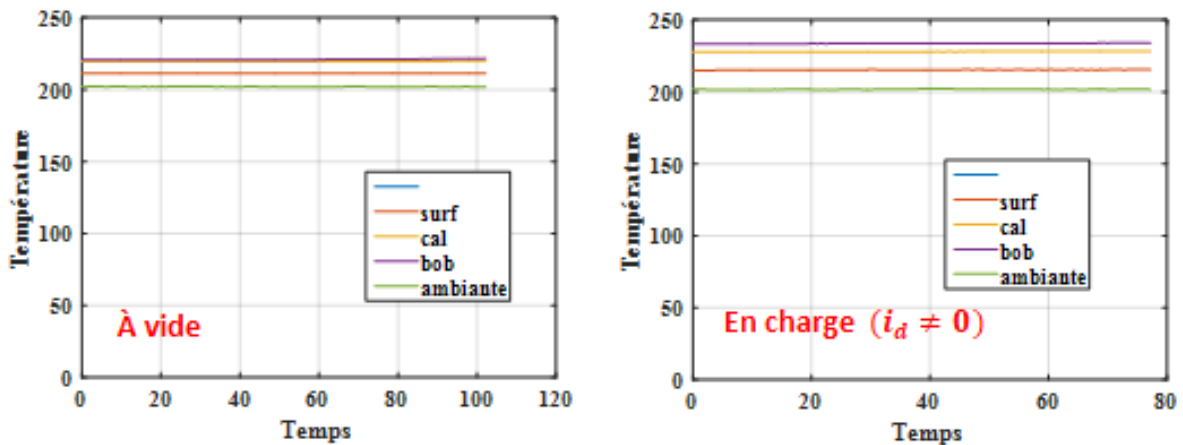


Figure A.23. Surveillance de la température en régime initial et permanent

Ces essais d'identification et de mise en œuvre de la MSAP ont permis de vérifier certains aspects de la MSAP HT° et tels que le bobinage, les premiers essais d'identification. Un aspect intéressant a été observé, celui de la diminution des pertes fer lorsque la température augmente. La machine a fonctionné pendant une longue durée sous une température ambiante de 200°C. Nous n'avons pas monté le niveau de température plus



haut par crainte de démagnétiser les aimants. Nous arrivons ici aux limites de l'utilisation des aimants permanents dans les machines HT°.

La température de la surface du rotor ne peut pas dépasser une valeur maximale de l'ordre 250°C. Ceci justifie le passage à la topologie de machine à réluctance variable étudiée dans cette thèse. Cette machine requiert cependant une magnétisation par le stator donc des bobines haute température plus performantes.



## **Référence Bibliographiques**

- [1] MARTINEZ, M. et MIDY, J.-Y. Alternateur inertielle à surcharge élevée pour véhicule électrique de combat. *J3eA*, 2005, vol. 4, p. 008.
- [2] HENDRICKS, Eric et TONG, Michael. Performance and weight estimates for an advanced open rotor engine. In : 48th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit. 2012. p. 3911.
- [3] HOOKER, M., HAZELTON, C. S., KANO, K. S., et al. High-temperature electrical insulation for egs downhole equipment. In : Thirty-Fifth Workshop on Geothermal Reservoir Engineering Stanford University, Stanford, California. 2010.
- [4] SAYSOUK, François, DIAHAM, Sombel, et LOCATELLI, Marie-Laure. Propriétés diélectriques de nanocomposites polyimide/nitruure de bore à haute température.
- [5] VILLE, Julien. Alliages de thermoplastiques immiscibles Polyéthylène/Polyamide chargés de nanoparticules d'argile: relations structure–morphologie–rhéologie. 2009. Thèse de doctorat.
- [6] HAEGH, Jan E. High temperature canned motor pump. U.S. Patent No 3,192,861, 6 juill. 1965.
- [7] SILVER-PALLADIUM, USE OF NICKEL-CLAD. A High Temperature Electric Motor. *Platinum Metals Rev*, 1971, vol. 15, no 3, p. 100-101.
- [8] COZONAC, Dorin. Conception d'une machine asynchrone haute température. 2015. Thèse de doctorat. Artois.
- [9] GUEZMIL, Amal, IOSIF, Vadim, VELU, Gabriel, et al. High temperature induction motor preliminary sizing. In : 2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF). IEEE, 2019. p. 1-2.
- [10] IOSIF, Vadim. Conception et mise au point des bobines inorganiques pour des actionneurs électriques capables de travailler aux températures extrêmes. 2016. Thèse de doctorat. Artois.
- [11] ABABSA, M. L., NINET, O., VELU, G., et al. High-temperature magnetic characterization using an adapted epstein frame. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2018, vol. 54, no 6, p. 1-6.
- [12] BOZORTH, Richard M. Ferromagnetism. *Ferromagnetism*, by Richard M. Bozorth, pp. 992. ISBN 0-7803-1032-2. Wiley-VCH, August 1993., 1993, p. 992.
- [13] BRISSONNEAU, Pierre. Magnétisme et matériaux magnétiques: pour l'électrotechnique. Hermès, 1997.
- [14] TAKAHASHI, Norio, MORISHITA, Masayuki, MIYAGI, Daisuke, et al. Examination of magnetic properties of magnetic materials at high temperature using a ring specimen. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, vol. 46, no 2, p. 548-551.

- [15] TAKAHASHI, Norio, MORISHITA, Masayuki, MIYAGI, Daisuke, et al. Comparison of magnetic properties of magnetic materials at high temperature. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2011, vol. 47, no 10, p. 4352-4355.
- [16] Soft magnetic materials and semi-finished products. in *Vaccum-Schmeze GmbH data sheet*,2002.
- [17] COZONAC, D., LECOINTE, J.-Ph, DUCHESNE, S., et al. Materials characterization and geometry of a high temperature induction machine. In : *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, 2014. p. 2499-2505.
- [18] LIU, J. F. et WALMER, M. H. Thermal stability and performance data for SmCo 2: 17 high-temperature magnets on PPM focusing structures. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2005, vol. 52, no 5, p. 899-902.
- [19] RODEWALD, W. et KATTER, M. Properties and applications of high performance magnets. *High Performance Magnets and their Applications*, 2004.
- [20] SUBRAMANIAM, Chandramouli, YAMADA, Takeo, KOBASHI, Kazufumi, et al. One hundred fold increase in current carrying capacity in a carbon nanotube–copper composite. *Nature communications*, 2013, vol. 4, no 1, p. 1-7.
- [21] AYMOUNO, Fabrice. Contribution à l'étude du comportement des systèmes d'isolation des machines tournantes à courant alternatif fonctionnant sous très hautes températures (200-400 C). 2008. Thèse de doctorat. Université de Toulouse, Université Toulouse III-Paul Sabatier.
- [22] SAWADA, Kazuo, INAZAWA, Shinji, et YAMADA, Kouichi. Method of manufacturing a coil of insulated wire. U.S. Patent No 5,105,531, 21 avr. 1992.
- [23] OWATE, Israel O. et FREER, Robert. AC breakdown characteristics of ceramic materials. *Journal of applied physics*, 1992, vol. 72, no 6, p. 2418-2422.
- [24] AUERKARI, Pertti. Mechanical and physical properties of engineering alumina ceramics. Espoo : Technical Research Centre of Finland, 1996.
- [25] MORRELL, R. *Handbook Engineering Ceramics. Part I: An Introduction for the Engineer and Designer*. 1985.
- [26] VONDRACEK, C. H. et CROOP, E. J. New Inorganic Insulation for 500 C Electric Equipment. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems*, 1958, vol. 77, no 3, p. 1463-1467.
- [27] MIZUTANI, Yoshinobu, TETSUO, Ito, TATSUKI, Okamoto, et al. Investigation of deterioration mechanism of inorganic insulation under high temperature. In : *2000 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (Cat. No. 00CH37132)*. IEEE, 2000. p. 29-32.

- [28] ISHIDA, M., IKEDA, Y., NAOHARA, N., et al. Development of insulating system for FBR electro-magnetic pump. In : Proceedings of 1994 4th International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials (ICPADM). IEEE, 1994. p. 471-474.
- [29] DOYLE, Arthur F. et SKLARSKI, D. Inorganic bonded mica paper for commutator and high temperature applications. In : Proceedings of Electrical/Electronics Insulation Conference. IEEE, 1993. p. 317-321.
- [30] SENOO, J. Ceramic insulated wire. Fujuri technical review, 1991, vol. 20, p. 58-65.
- [31] CeramaWire, "High temperature magnet wire." Technical Specifications - [www.ceramawire.com](http://www.ceramawire.com).
- [32] K. Schlupp, "500 °c winding wire." Data sheet KD500 - [www.schlupp.ch](http://www.schlupp.ch).
- [33] CPG groupe Plastec, "Cerafil500 - isolation céramique très haute température." Fiche technique - [www.cables-cgp.com](http://www.cables-cgp.com).
- [34] vonroll, "Mica-taped wires samicafirewall." [www.vonroll.com](http://www.vonroll.com).
- [35] "Super heat resistance magnet wire," tech. rep., Unimac Ltd.
- [36] S. Savin, D. Roger, and V. Velu, "Compte rendu des tests sur les fils cew et dgcew," LSEE, SAFRAN.
- [37] Ruban Cetaver. fabricant E.BOURGOIS.
- [38] "Fibres textiles haute temperature," tech. rep., fabricant FINAL MATERIALS.
- [39] "Papier céramique 300. 1400-1700 degrés," tech. rep., fabricant Cotronics.
- [40] "The coblasam product range," tech. rep., fabricant VON ROLL.
- [41] "Mica muscovite-isolant thermique," fabricant MICEL isolants & films.
- [42] DALZELL, Larry B. et VAN WYK, Jan W. High temperature bearings. U.S. Patent No 3,206,264, 14 sept. 1965.
- [43] SLINEY, Harold E. Solid lubricant materials for high temperatures—a review. Tribology International, 1982, vol. 15, no 5, p. 303-315.
- [44] Roulement, "Beijing rkf mechanical & electrical equipment co., ltd.," Beijing RKF Mechanical & Electrical Equipment Co., Ltd. Beijing, China.
- [45] "Roulements hautes temperatures 450°C," Roulements hautes temperatures 450°C.
- [46] "Bearings for high-temperature environments," 2014.
- [47] "Disulfure de tungstène ws2," 2014.
- [48] Roopnarine, "Motor for high temperature applications."

- [49] STONE, Greg C., BOULTER, Edward A., CULBERT, Ian, et al. Electrical insulation for rotating machines: design, evaluation, aging, testing, and repair. John Wiley & Sons, 2004.
- [50] BURDET, Luc. Active magnetic bearing design and characterization for high temperature applications. Epfl, 2006.
- [51] IOSIF, Vadim, TAKORABET, Nouredine, ROGER, Daniel, et al. Conception d'un prototype de machine Ultra-Haute Température (500° C).
- [52] EL-REFAIE, Ayman M. Fractional-slot concentrated-windings synchronous permanent magnet machines: Opportunities and challenges. IEEE Transactions on industrial Electronics, 2009, vol. 57, no 1, p. 107-121.
- [53] CYR, Charles. Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques. 2007. Thèse de doctorat.
- [54] HARRIS, M. R., BOLTON, H. R., WARD, P. A., et al. VARIABLE-SPEED SWITCHED-RELUCTANCE MOTOR SYSTEMS-DISCUSSION. In : IEE PROCEEDINGS-B ELECTRIC POWER APPLICATIONS. MICHAEL FARADAY HOUSE SIX HILLS WAY STEVENAGE, HERTFORD, ENGLAND SG1 2AY : IEE-INST ELEC ENG, 1981. p. 260-268.
- [55] GEORGES, DARIS. tout par l'électricité. A. MAME et fils éditeurs, 1883.
- [56] HAMITI, Mohand Ouramdane. Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable: Approches par la structure et par la commande. 2009. Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy 1.
- [57] ASLAN, Bassel. Conception de machines polyphasées à aimants et bobinage concentré à pas fractionnaire avec large plage de vitesse. 2013. Thèse de doctorat. Paris, ENSAM.
- [58] STURTZER, Guy. Modèle inverse et réduction de l'ondulation de couple pour machines synchrones déduits des courbes isocouples. Extension de la transformation de Park pour moteurs synchrones à pôles saillants non sinusoïdaux et saturés. 2001. Thèse de doctorat.
- [59] MILLER, Timothy John Eastham (ed.). Electronic control of switched reluctance machines. Elsevier, 2001.
- [60] KANT, Michel. Les actionneurs électriques pas à pas. Hermès, 1989.
- [61] JUFER, M. Electromécanique Traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. 1979.
- [62] LUBIN, Thierry. Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable: prise en compte de la saturation magnétique. 2003. Thèse de doctorat.

- [63] MEIBODY-TABAR, Farid. Etude d'une machine synchrone à réductance variable pour des applications à grande vitesse. 1986. Thèse de doctorat.
- [64] IOSIF, Vadim, ROGER, Daniel, DUCHESNE, Stéphane, et al. Assessment and improvements of inorganic insulation for high temperature low voltage motors. IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, 2016, vol. 23, no 5, p. 2534-2542.
- [65] ROGER, Daniel, IOSIF, Vadim, et DUCHESNE, Stéphane. High temperature motors: Investigations on the voltage distribution in windings at a short scale times for a PWM supply. In : 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). IEEE, 2017. p. 1-7.
- [66] Cotronics, "Adhesifs, ciments, revêtements ceramiques hautes temperatures – 100 à 3000 deg." Fiche technique, [www.cotronics.com](http://www.cotronics.com).
- [67] TIMOSHKIN, I., FOURACRE, R., MACGREGOR, S., et al. Dielectric evaluation of ceramic insulated wires. In : 2007 IEEE International Conference on Solid Dielectrics. IEEE, 2007. p. 688-690.
- [68] PBI, High temperature insulating material nephalit 11. Data sheet - [www.pbi.fr/produits/papiers-et-cartons](http://www.pbi.fr/produits/papiers-et-cartons).
- [69] ROGER, D., NINET, O., et DUCHESNE, S. Wide frequency range characterization of rotating machine stator-core laminations. The European Physical Journal-Applied Physics, 2003, vol. 23, no 2, p. 103-109.
- [70] MCLYMAN, Colonel Wm T. Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors: A User's Guide to Practice and Specifications. CRC Press, 2018.
- [71] PYRHONEN, Juha, JOKINEN, Tapani, et HRABOVCOVA, Valeria. Design of rotating electrical machines. John Wiley & Sons, 2013.
- [72] Lamination Stacks, " Stator Packages", Technical Specification [www.vacuumschmelze.com](http://www.vacuumschmelze.com).
- [73] BELHADI, M.'Hamed, KREBS, Guillaume, MARCHAND, Claude, et al. Switched reluctance motor with magnetic slot wedges for automotive traction application. The European Physical Journal Applied Physics, 2015, vol. 72, no 3, p. 30901.
- [74] FIBRE ZETEX®PLUS, " textiles en fibre de verre texturée ", Technical Specification [www.final-materials.com](http://www.final-materials.com).
- [75] bornier haute temperature , " bornier en céramique", Data sheet [www.farnell.com](http://www.farnell.com).



- [76] Les câbles Vibraflame, "Câbles et Fils pour Températures Extrêmes", Data sheet [www.axon-cable.com](http://www.axon-cable.com).
- [77] MORIMOTO, Shigeo, SANADA, Masayuki, et TAKEDA, Yoji. Mechanical sensorless drives of IPMSM with online parameter identification. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, vol. 42, no 5, p. 1241-1248.
- [78] HAMIDA, Mohamed Assaad, DE LEON, Jesus, GLUMINEAU, Alain, et al. An adaptive interconnected observer for sensorless control of PM synchronous motors with online parameter identification. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, vol. 60, no 2, p. 739-748.
- [79] BONNIER, Georges et DEVIN, Eric. Couples thermoélectriques: Caractéristiques et mesure de température. Techniques de l'ingénieur. Mesures et contrôle, 1997, no R2590, p. R2590. 1-R2590. 22.
- [80] NI-9214, " Module d'entrée de température de la Série C " , Technical Specifications [www.ni.com](http://www.ni.com).



# Liste des Publications :

## Revue internationale :

Elmadah, H., Roger, D., & Takorabet, N. (2019). Design of inorganic coils for high temperature electrical machines. *Open Physics*, 17(1), 698-708.

Lefik, M., Komez, K., Juszczak, E. N., Roger, D., Napieralski, P., Elmadah, H., & Takorabet, N. (2019). High temperature machines: topologies and preliminary design. *Open Physics*, 17(1), 657-669.

Komez, K., Lefik, M., Roger, D., Juszczak, E. N., Elmadah, H., Napieralski, P., & Takorabet, N. (2019). High Temperature Permanent Magnet Synchronous Machine Analysis of Thermal Field. *Open Physics*, 17(1), 631-642.

Elmadah, H., Roger, D., & Takorabet, N. (2020). Definition of a Prototype of High Temperature Synchronous Reluctance Motor. *American Scientific Research Journal for Engineering, Technology, and Sciences (ASRJETS)*, 68(1), 193-209.

## Congrès :

Elmadah, H., Roger, D., & Takorabet, N. (2018, July). Définition du prototype d'une machine synchronoréductante haute température. In *proceedings of Symposium de Genie Electrique (SGE)*.

Elmadah, H., Roger, D., & Takorabet, N. (2019, August). HF model of High Temperature machine coils. In *2019 19th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF)* (pp. 1-2). IEEE.

**Résumé:*****Machine synchro-réductante à haute température interne (500° C)***

Les machines électriques associées à leurs système électroniques de commande offrent des possibilités fonctionnelles très intéressantes mais elles ne sont utilisables durablement que dans une gamme de température limitée à cause de leur système d'isolation électrique à base de polymère. Après avoir analysé les verrous technologiques qui limitent la température interne des machines électriques actuelles, la structure d'une machine capable de travailler à une température interne très élevée, de l'ordre de 500°C, est proposée. Cette machine est dotée d'un système d'isolation électrique inorganique dépourvu de polymère. Grâce à leur conception spécifique, les bobines réalisées et testées peuvent supporter durablement contraintes imposées par les fronts raides des convertisseurs MLI alimentés par le bus HVDC 540V.

Pour éviter les limites thermiques liées aux aimants, la structure proposée est celle de la machine synchro-réductante à bobinage concentré. Le circuit magnétique est formé de tôles, FeCo au stator et FeSi au rotor, isolées par leur oxydation naturelle. Une étude théorique des topologies possibles et une démarche de conception et optimisation des formes des éléments critiques est menée. Un prototype qui met en œuvre les solutions proposées a été construit. Les essais menés avec ce prototype à une température ambiante de 320°C et une température interne de 550°C montrent qu'un fonctionnement durable à de telles températures est possible. Une analyse critique présente les nouvelles limites d'une telle machine.

**Mots clés :**

Machine à haute température, Isolation inorganique, Machine synchro-réductante, Schéma équivalent à haute fréquence.

**Abstract:*****High-temperature synchro-reluctant machine (500° C)***

Electrical machines with their electronic control systems offer very interesting functional possibilities, but they can only be used permanently in a limited temperature range because of their polymer electrical isolation system. After analyzing the technological locks that limit the internal temperature of current electrical machines, the structure of a machine able to work at a very high internal temperature, around 500°C is proposed. The proposed machine is designed with an inorganic electrical isolation system made without any polymer. The coils of the experimental machine are made with a specific design; tests prove that the proposed coils are able to withstand the electrical stresses imposed by the steep fronts of the PWM inverters supplied by the HVDC 540V bus at high temperatures.

To avoid the thermal limits related to the magnets, the proposed structure is the synchro-reluctant machine with concentrated windings. The magnetic circuit consists of sheets of FeCo at the stator and FeSi at the rotor. The magnetic sheets must be insulated by their natural oxidation. A theoretical study of the possible topologies and a process of design and optimization of geometry of the critical elements is performed. A prototype that implements the proposed solutions has been constructed. Experiments on this prototype at an ambient temperature of 320°C and an internal temperature of 550°C show that it is possible to operate permanently at these temperatures. A critical analysis presents the new limits of this high temperature of machine.

**Keywords:**

High temperature machine, Inorganic insulation, Synchro-reluctant machine, High frequency equivalent circuit.