



HAL
open science

Étude et réalisation d'une machine asynchrone basse vitesse à réducteur magnétique intégré

Badr-El-Boudour Bidouche

► **To cite this version:**

Badr-El-Boudour Bidouche. Étude et réalisation d'une machine asynchrone basse vitesse à réducteur magnétique intégré. Energie électrique. Université de Lorraine, 2019. Français. NNT : 2019LORR0228 . tel-02552469

HAL Id: tel-02552469

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-02552469>

Submitted on 23 Apr 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

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.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>



**Ecole Doctorale IAEM-Lorraine (Informatique, Automatique,
Electronique-Electrotechnique, Mathématiques et Sciences de
l'Architecture)**

Thèse

Présentée et soutenue publiquement pour l'obtention du titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LORRAINE

Mention : « Génie Electrique »

Par **Badr-El-Boudour BIDOUCHE**

**Etude et réalisation d'une machine asynchrone basse vitesse à
réducteur magnétique intégré**

Mardi 10 Décembre 2019

Membres du jury :

Président :	Abdelmounaïm TOUNZI	Professeur, Université de Lille
Rapporteurs :	Yacine AMARA Abdelmounaïm TOUNZI	Professeur, Université du Havre Professeur, Université de Lille
Examineurs :	Vincent LANFRANCHI Tahar HAMITI	Professeur, Université de Technologie de Compiègne Docteur, Emotors, Carrières-sous-Poissy
Invités:	Franck VANGRAEFSCHPEPE Christophe DURET	Institut VEDECOM - mobiLAB, Versailles NTN-SNR, Annecy
Directeur de thèse :	Thierry LUBIN	Maitre de conférences - HDR, Université de Lorraine
Encadrant :	Smaïl MEZANI	Maitre de conférences - HDR, Université de Lorraine

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS.....	5
NOMENCLATURE.....	9
INTRODUCTION GENERALE.....	11

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

INTRODUCTION	21
1. LES DIFFERENTES TOPOLOGIES D'ENGRENAGES MAGNETIQUES.....	22
1.1. Engrenages magnétiques « conventionnels ».....	22
1.2. Engrenages magnétiques « à modulation ».....	30
1.2.1. Origine des engrenages magnétiques à modulation.....	30
1.2.2. Principe de fonctionnement des engrenages à modulation.....	32
1.2.3. Evolution des engrenages magnétiques à modulation.....	37
2. MODELISATION DES REDUCTEURS MAGNETIQUES POUR LE DIMENSIONNEMENT.....	49
2.1. Modélisation par réseaux de réluctances.....	49
2.2. Modélisation analytique par résolution des équations de Maxwell.....	50
2.3. Modélisation purement numérique par éléments finis.....	52
3. MACHINES ELECTRIQUES INTEGRANT UN REDUCTEUR MAGNETIQUE	54
3.1. Machines à engrenages magnétiques couplées mécaniquement.....	55
3.2. Machine à aimants à engrenage magnétique intégré : « Pseudo » Direct Drive machines ou PDD.....	56
3.3. Applications des machines à engrenages magnétiques et exemples de conception	58
4. OBJECTIFS DE LA THESE.....	59
4.1. Contexte de l'étude.....	59
4.2. Objectif du travail de thèse.....	62

**CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET
THERMIQUE DE LA MaGIM**

INTRODUCTION.....	67
-------------------	----

SOMMAIRE

1. APPROCHE METHODOLOGIQUE EN VUE DU DIMENSIONNEMENT DE LA MaGIM.....	68
1.1. Cahier des charges et outils de calculs.....	68
1.2. Polarité de la MAS et rapport de réduction de l'engrenage magnétique.....	69
2. DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE DE LA MAS.....	70
2.1. Prédimensionnement analytique	70
2.2. Dimensionnement du stator et du rotor.....	73
2.3. Calcul analytique des paramètres du schéma équivalent.....	76
2.4. Schéma équivalent par calcul éléments finis	79
2.5. Calcul des paramètres du schéma équivalent.....	80
2.6. Détermination des performances par le schéma équivalent.....	81
2.7. Calcul précis par éléments finis.....	82
2.8. Performances de la machine asynchrone.....	85
2.9. Etude de l'influence des inductances de fuites des têtes de bobines sur les performances de la machine.....	86
3. DIMENSIONNEMENT DE L'ENGRENAGE MAGNETIQUE.....	87
3.1. Réflexion sur la structure et les matériaux	89
3.2. Modèle analytique de l'engrenage magnétique.....	89
3.3. Utilisation du modèle analytique pour l'optimisation paramétrique du réducteur magnétique.....	93
3.4. Choix définitif des dimensions du réducteur magnétique.....	95
3.5. Prise en compte des effets 3D.....	97
4. SIMULATION DE LA MaGIM – SYSTEME GLOBAL.....	98
5. MODELISATION THERMIQUE DE LA MaGIM.....	100
5.1. Présentation du modèle thermique nodal	100
5.2. Calcul des coefficients de convection	101
5.3. Détermination des coefficients de conduction.....	104
5.4. Estimation des pertes de la MaGIM.....	105
5.5. Résultats des calculs thermiques.....	106
CONCLUSION.....	106

CHAPITRE III : MODELE DYNAMIQUE DE LA MaGIM

INTRODUCTION.....	109
1. MODELE ANALYTIQUE EN REGIME DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	109

SOMMAIRE

2. MODELE ANALYTIQUE EN REGIME DYNAMIQUE DE L'ENGRENAGE MAGNETIQUE	113
3. DEMARRAGE A VIDE SOUS TENSION NOMINALE.....	116
4. REPONSE A UN ECHELON DE COUPLE RESISTANT.....	118
4.1. Réponse à un échelon de couple résistant inférieur à Γ_{\max}	119
4.2. Réponse à un échelon de couple résistant supérieur à Γ_{\max}	119
5. LINEARISATION DU MODELE DYNAMIQUE DE L'ENGRENAGE MAGNETIQUE : RECHERCHE DE LA FREQUENCE CRITIQUE.....	121
5.1. Fonction de transfert de l'engrenage magnétique en considérant le rotor HV bloqué	124
5.2. Fonction de transfert de l'engrenage magnétique en négligeant les frottements visqueux.....	125
5.3. Fonction de transfert de l'engrenage magnétique sans négliger les frottements.....	127
6. REPONSE A UN COUPLE DE CHARGE SINUSOÏDAL.....	128
7. INFLUENCE DES PARAMETRES MECANIQUES SUR LE FONCTIONNEMENT DE LA MaGIM.....	132
CONCLUSION	133

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

INTRODUCTION.....	137
1. STRUCTURE DU PROTOTYPE.....	137
1.1. Description de la structure	137
1.2. Calcul de la structure retenue	141
1.2.1. Carte de champ	141
1.2.2. Segmentation des aimants	142
2. CONCEPTION MECANIQUE	143
2.1. Structure globale	143
2.2. Mesure de la vitesse et de la position du rotor haute vitesse.....	149
2.3. Mesure de la température des enroulements du stator.....	151
3. DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI.....	152
4. ESSAIS EXPERIMENTAUX.....	152
4.1. Mesure du couple statique du réducteur magnétique	152
4.2. Vérification du rapport de transmission G_r	155
4.3. Mesure des paramètres de la MaGIM	155

SOMMAIRE

4.3.1. Mesure des paramètres électriques.....	155
4.3.1.1. Modèle équivalent	155
4.3.1.2. Essai à vide	156
4.3.1.3. Essai à rotor bloqué.....	158
4.4. Estimation des performances en charge.....	158
CONCLUSION.....	161
CONCLUSION GENERALE.....	163
ANNEXES.....	169
BIBLIOGRAPHIE.....	183
LISTE DES PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES	195

AVANT-PROPOS

AVANT-PROPOS

Avant-propos

Cette thèse a été effectuée au sein du Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy, sous la direction de Monsieur Thierry Lubin et Monsieur Smaïl Mezani que je tiens à remercier de m'avoir accueillie au sein du laboratoire, c'est un immense honneur pour moi d'avoir travaillé à leurs côtés. Je les remercie de s'être rendus disponibles tout au long de cette thèse. Aussi, je les remercie pour toutes les discussions que nous avons eues durant ses trois années et pour la pertinence de leurs idées face aux diverses questions que soulevaient la MaGIM. Au-delà leur appui scientifique, ils ont toujours été là pour m'aider, me soutenir et me conseiller.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur Yacine AMARA, Professeur à l'Université du Havre, ainsi qu'à Monsieur Abdelmounaïm Tounzi, Professeur à l'Université de Lille, de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de cette thèse. Leurs remarques m'ont permis d'apporter plus de précision à mon travail.

Je tiens à remercier Monsieur Vincent Lanfranchi, Professeur, Université de Technologie de Compiègne et Monsieur Tahar Himiti, Docteur en Génie Electrique et Manager à Emotors, pour avoir accepté de participer à mon jury de thèse et pour leurs participations scientifiques en qualité d'examineurs.

Je remercie l'institut VEDECOM – Mobilab et son atelier mécanique pour m'avoir permis de construire le prototype MaGIM. Mes remerciements vont à Monsieur Franck Vangraefschep qui en plus d'avoir supervisé la construction du prototype, il m'a fait l'honneur de faire partie de mon jury. Je remercie également Hugues Renard, Patrick Alves, Ludovic Mairesse et Khalid El Boubakari qui se sont démenés depuis plus d'un an pour que le prototype voit le jour.

Je remercie également Monsieur Thibaud Foos, Ingénieur en études mécaniques à Polytech Nancy pour son aide sur la partie mécanique du dispositif MaGIM.

Mes remerciements vont à Monsieur Christophe Duret, Responsable mécatronique chez NTN-SNR qui m'a fait le plaisir de faire partie de mon jury et qui nous a permis d'exploiter le rotor haute vitesse en proposant une solution innovante.

Je remercie Madame Isabelle Schwenker, Monsieur Fadi Sharif et Monsieur Fabrice Tesson, membres du laboratoire Green pour leur aide dans la mise en place du banc de test. Je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à ce projet.

Monsieur Gaëtan Didier et Monsieur Djilali Kourtiche m'ont fait l'honneur de faire partie de mon comité de suivi de thèse, ils ont pris le temps de m'écouter et de discuter avec moi durant ces trois années. Leurs remarques m'ont permis d'envisager mon travail sous un autre angle. Pour tout cela je les remercie. Par ailleurs, je remercie mes collègues chercheurs et enseignants-chercheurs du laboratoire GREEN, plus particulièrement, Professeur Noureddine Takorabet, directeur du Laboratoire pour son soutien et ses précieux conseils durant ces trois ans.

Je remercie tous les enseignantes et enseignants que j'ai eu depuis l'école primaire, pour toutes nos discussions et les conseils qui m'ont accompagné tout au long de mon cursus scolaire.

Un immense merci à Nassim Benhadj pour son soutien et pour avoir été à mes côtés.

Pour finir, mes derniers remerciements vont à ma maman Hafida et à mon papa Boualem qui ont toujours cru en moi, qui m'ont soutenu et surtout supporté dans tout ce que j'ai entrepris depuis que je suis venue au monde. Pour cela, je leur dédie cette thèse.

NOMENCLATURE

NOMENCLATURE

A	Charge linéique [A/cm].
a_{Cu}	Coefficient d'échauffement du cuivre [1/°C].
B	Induction d'entrefer [T].
\hat{B}	Valeur maximale une induction magnétique [T].
B_{dent}	Induction maximale admise dans la dent [T].
b_{ds}	Largeur de la dent statorique [mm].
$b_n(R, \theta)$	Valeur efficace de l'induction normale dans l'entrefer [T].
b_{or}	Ouverture isthme d'encoche rotorique [mm].
b_{os}	Ouverture isthme d'encoche statorique [mm].
B_r	Induction rémanente [T].
BV	Basse vitesse.
C	Coefficient de rigidité en torsion [Nm/rad].
C_f	Cogging factor.
d	Conductivité thermique [W/m.°C].
e	Entrefer de la MAS [mm].
E	Force électromotrice par phase [V].
e_h	Entrefer coté rotor haute vitesse [mm].
e_l	Entrefer coté rotor basse vitesse [mm].
eVTOL	Electrified vertical takeoff and landing vehicles.
f	Fréquence [Hz].
fem	Force électromotrice [V].
FeSi	Fer silicium.
F_h	Coefficient de frottement visqueux du rotor haute vitesse [Nmsrad ⁻¹].
F_l	Coefficient de frottement visqueux du rotor faible vitesse [Nmsrad ⁻¹].
fmm	Force magnétomotrice [A].
g	Glissement.
G_r	Rapport de réduction, gear ratio.
h	Coefficient d'échange par convection [W/m ² . °C].
h_{cr}	Hauteur culasse rotorique [mm].
h_{cs}	Hauteur culasse statorique [mm].
h_{dr}	Hauteur de la dent rotorique [mm].
h_{ds}	Hauteur de la dent statorique [mm].
H_h	Hauteur de la culasse du rotor haute vitesse [mm].
H_{pmh}	Hauteur des aimants du rotor haute vitesse [mm].
H_{pml}	Hauteur des aimants de l'armature externe [mm].
H_{pp}	Hauteur des pièces ferromagnétiques [mm].
$h_t(R, \theta)$	Valeur efficace du champ tangentiel dans l'entrefer [A/m].
HV	Haute vitesse.
h_{wr}	Hauteur haut de l'isthme l'encoche rotorique [mm].

NOMENCLATURE

h_{ws}	Hauteur haut de l'isthme l'encoche statorique [mm].
I	Courant de phase en Ampère [A].
I_s	Courant efficace statorique [A].
J	Densité de courant [A/mm ²].
J_h	Moment d'inertie du rotor haute vitesse [kgm ²].
J_l	Moment d'inertie du rotor faible vitesse [kgm ²].
K	La constante de couple de la machine à courant continu.
k	Rapport de transformation entre le rotor et le stator.
k_{bs}	Coefficient de bobinage statorique.
K_e	Coefficient tenant compte de la chute de tension compris entre 0.9 et 0.96 pour un moteur à induction.
K_{fill}	Coefficient de remplissage compris entre 0,3 et 0,5.
L_r	Inductance cyclique rotorique en [H].
l_r	Inductance propre d'un enroulement rotorique [H].
L_s	Inductance cyclique statorique [H].
l_s	Inductance propre d'un enroulement statorique [H].
L_u	Longueur utile [mm].
MaGIM	Magnetically geared induction machine.
MAS	Machine asynchrone.
MCC	Machine à courant continu.
m_r	Mutuelle inductance entre deux enroulements rotoriques [H].
m_s	Mutuelle inductance entre deux enroulements statoriques [H].
N	Inductance de fuites totalisée au rotor [H].
NdFeB	Aimants en Néodymes-Fer-Bore.
N_s	Nombre de spires par phase au stator.
Nu	Coefficient de Nusselt.
Ouv _{pp}	Ouverture des pièces ferromagnétiques.
p	Nombre de paires de pôles de la MAS.
PDD	« Pseudo » Direct Drive machine.
P_i	Nombre de paires de pôles de du rotor interne.
PI	Proportionnel intégral.
P_o	Nombre de paires de pôles de l'armature externe.
P_s	Nombre de pièces ferromagnétiques.
P_u	Puissance utile [W].
Q	Puissance réactive [VAR].
Q_s	Nombre d'encoches au stator.
q_s	Nombre d'encoches par pôle et par phase au stator.
R	Rayon d'alésage de la MAS.
Re	Nombre de Reynolds.
R_r	Résistance rotorique [Ω].
R_r'	Résistance rotorique ramenée au stator [Ω].
R_s	Résistance statorique [Ω].

NOMENCLATURE

R_{s_am}	Résistance statorique à température ambiante [Ω].
s_c	Section du conducteur [mm^2].
S_{enc}	Section d'encoche [mm^2].
SMC	Soft Magnetic Composite.
SmCo	Aimants samarium-cobalt.
T	Température [$^{\circ}\text{C}$].
T_a	Nombre de Taylor.
U	Tension entre phases [V].
V	Tension par phase [V].
Ω	Vitesse de rotation de la MAS [rad/s].
Ω_i	Vitesse de rotation du rotor interne [rad/s].
Γ_{ch}	Couple de charge [Nm].
Γ_{em}	Couple électromagnétique [Nm].
Γ_h	Couple du rotor haute vitesse [Nm].
Γ_l	Couple du rotor faible vitesse [Nm].
Γ_{max}	Couple maximal transmissible de l'engrenage magnétique [Nm].
δ	Conductivité électrique [$\Omega\cdot\text{m}$] ⁻¹ .
θ_h	Positions du rotor haute vitesse [rad].
θ_l	Positions du rotor faible vitesse [rad].
λ	Rapport de la longueur axiale de la machine sur le pas polaire.
λ_0	Valeur moyenne de la fonction de modulation des pièces ferromagnétiques.
σ	Coefficient de dispersion.
τ	Pas polaire.
τ_{ds}	Pas dentaire statorique.
τ_r	Constante de temps rotorique [s].
ν	Viscosité cinématique [m^2/s].
Φ	Angle interne [rad].
ψ	Déphasage entre h_t et b_n [rad].
ω	Pulsation [rad/s].
ω_0	Pulsation de résonance [rad/s].
Ω_{hs}	Vitesse de rotation du rotor haute vitesse [rad/s].
Ω_{ls}	Vitesse de rotation du rotor de sortie [rad/s].
Ω_n	Vitesse de rotation au point de fonctionnement nominal [rad/s].
ΔT	Élévation de température [$^{\circ}\text{C}$].

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les entraînements électriques à basse vitesse et fort couple (génératrice pour éolienne, moteur de propulsion marine...) font appel à des machines lentes de forte polarité (attaque directe) ou à des machines rapides accouplées à des réducteurs de vitesse mécaniques. Dans ce dernier cas, l'engrenage mécanique représente le maillon faible de cette chaîne de transmission en raison d'une fiabilité réduite et de la nécessité d'une maintenance régulière. Le remplacement de l'engrenage mécanique par un engrenage magnétique directement intégré à l'actionneur est la solution que nous étudions dans ce mémoire.

Les réducteurs de vitesse magnétiques possèdent de nombreux avantages par rapport aux réducteurs mécaniques, parmi lesquels :

- Maintenance réduite et fiabilité améliorée.
- Faible bruit acoustique et protection intrinsèque contre les surcharges mécaniques (décrochage en cas d'application d'un couple de charge supérieur au couple maximal transmissible).
- Réduction de la taille et du poids pour des puissances élevées comparés à une chaîne de transmission classique.
- Amélioration du rendement global.

Un nouveau dispositif qui associe un engrenage magnétique à une machine asynchrone [MEZ15], appelé MaGIM « Magnetically Geared Induction Machine », plus fiable et plus léger, permettrait d'améliorer l'efficacité énergétique de l'association moteur asynchrone - réducteur mécanique. Afin de valider ce concept novateur, nous allons dans cette thèse étudier un entraînement fort couple faible vitesse à base de MaGIM. Les applications visées sont celles à vitesse constante (broyeur, concasseur...) pour lesquelles l'alimentation électrique se fait par le réseau triphasé 400V/50Hz. Le but de ce travail est de remplacer un système classique qui associe un moteur asynchrone à un réducteur de vitesse mécanique et qui offre une bonne fiabilité et de meilleures performances.

Le cahier des charges pour la réalisation d'un prototype consistera à dimensionner un moteur de 1 kW tournant à une vitesse de 50 tr/min et qui développe un couple d'environ 200 Nm.

Ce travail s'articule autour de quatre chapitres.

Le premier chapitre fait état des différents engrenages magnétiques étudiés depuis leur apparition en 1901 à nos jours. Nous présenterons différentes structures et topologies avec leurs principales caractéristiques en indiquant également leur principe de fonctionnement. Une attention particulière sera donnée à la machine à aimants associée à un engrenage magnétique, appelée couramment « Pseudo » Direct Drive machine ou PDD dans la littérature anglaise. Nous indiquerons l'intérêt d'une telle structure et nous ferons un bilan des réalisations. Nous introduirons également dans cette partie la machine asynchrone intégrant un réducteur de

INTRODUCTION GENERALE

vitesse magnétique (MaGIM), ce qui permettra de positionner les objectifs que nous nous sommes fixés dans le cadre de cette thèse.

Le second chapitre concerne le dimensionnement du concept MaGIM. Nous présenterons les contraintes rencontrées dues à la complexité du dispositif et nous indiquerons la méthodologie suivie pour le dimensionnement. Un modèle théorique de la machine prenant en compte les aspects électromagnétiques et thermiques est développé. Ce modèle utilise des outils de calcul afin de déterminer les performances de ce nouveau type de machine électrique et d'effectuer un dimensionnement suivant un cahier des charges précis. Nous présenterons les performances électromagnétiques du système, obtenues grâce à l'utilisation d'outils analytiques et numériques. Puis, nous présenterons des calculs thermiques par la méthode nodale permettant l'évaluation de l'échauffement de la machine.

Nous présentons dans le troisième chapitre le fonctionnement en régime transitoire de la machine par l'établissement d'un modèle analytique regroupant les équations mécaniques de la machine asynchrone et de l'engrenage magnétique. Ce modèle nous permettra également de déterminer les paramètres qui influent sur le fonctionnement du dispositif. Nous mettrons en évidence l'existence d'une fréquence critique pour la ligne l'arbre. Cette étude nous permettra d'étudier particulièrement le démarrage direct de la machine sur le réseau et l'impact du réducteur magnétique sur le régime dynamique. Nous montrerons également les capacités de décrochage en cas de surcharge.

Le quatrième et dernier chapitre détaille la réalisation d'un prototype à échelle réduite pour montrer la faisabilité et l'intérêt de ce nouveau dispositif. Ce prototype, d'une puissance de 1kW et fonctionnant sur le réseau 400V - 50 Hz, doit délivrer un couple d'environ 200 Nm à une vitesse de rotation d'environ 50 tr/min. Nous présenterons les caractéristiques magnétiques et géométriques de la structure retenue en vue de la conception mécanique ainsi que les différentes parties qui la composent (parties actives, pièces de maintien, capteur de vitesse intégré...). Des essais expérimentaux sont effectués à l'issue de la réalisation. Nous allons par conséquent décrire la mise en place du banc d'essais prévu à cet effet. Enfin, les résultats d'identification des paramètres électriques et mécaniques de la MaGIM ainsi que les résultats des essais expérimentaux effectués seront présentés.

Nous terminerons ce mémoire par une conclusion générale sur le travail réalisé et les résultats obtenus.

CHAPITRE I :

Etat de l'art des engrenages magnétiques

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

INTRODUCTION

Lors de ces dernières décennies, le monde industriel a connu une évolution importante grâce à l'utilisation des aimants permanents dans de nombreuses applications comme les machines électriques, les mécanismes de levage ainsi que les accouplements et les réducteurs de vitesse magnétiques. Ces derniers ont été proposés afin de pallier les problèmes que rencontrent les systèmes de transmissions mécaniques comme la lubrification, les transferts de vibration et le décrochage avec endommagement, permettant ainsi une amélioration des performances des systèmes d'entraînement électromécaniques [RAS05].

Le marché mondial des énergies renouvelables est lui aussi en pleine expansion suite à la demande croissante en énergie « verte ». Les systèmes de production éoliens et hydroliens nécessitent des générateurs devant accepter des entrées de couple importantes, ce qui implique souvent l'emploi d'engrenages mécaniques avec une machine rapide ou l'utilisation d'une machine à entraînement direct de très grand diamètre.

Le secteur de l'énergie éolienne connaît un taux de défaillance en termes d'usure d'engrenages mécaniques nécessitant des actes de maintenance répétés. Les technologies à engrenages magnétiques offrent la possibilité de gagner en efficacité et en fiabilité par rapport aux systèmes à engrenages mécaniques pour les turbines éoliennes et marines. L'inconvénient principal reste l'emploi d'une quantité importante d'aimants à base de terres rares et la fluctuation de leurs prix.

De nos jours, l'objectif est de trouver de nouvelles technologies dont l'utilisation permettra de préserver l'environnement et d'améliorer la qualité de la vie. Aux vues de leurs avantages, les engrenages magnétiques associés aux moteurs électriques peuvent être une solution applicable dans les véhicules et les moyens de production en réponse à la problématique environnementale. Les engrenages magnétiques fournissent plusieurs avantages techniques par rapport à leurs homologues mécaniques. Ils permettent de transmettre un mouvement entre un élément d'entraînement et un élément entraîné sans contact. L'entraînement n'est pas susceptible à l'usure mécanique du fait de l'interaction magnétique entre les éléments, de plus, il y a peu de pertes mécaniques et moins de bruit acoustique. La lubrification n'est plus nécessaire, par conséquent, les engrenages magnétiques nécessitent un entretien minimal. Un autre avantage est la possibilité d'engager et de désengager facilement un membre moteur et un membre entraîné, en plus de leur protection intrinsèque contre les surcharges mécaniques [MEZ06].

Ce chapitre présente un état de l'art des réducteurs magnétiques qui permet de positionner les objectifs de la thèse.

Dans une première partie, nous présenterons les différentes topologies de réducteurs magnétiques qui ont été étudiées depuis le début du XX^{ème} siècle. Nous indiquerons les principes de fonctionnement et les performances obtenues.

Parmi toutes ces topologies, la structure à modulation de flux se dégage comme présentant les meilleures performances. Nous expliquerons avec plus de détails son principe de

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

fonctionnement et nous donnerons les principales relations permettant de choisir le rapport de réduction. Nous ferons un bilan des réalisations ainsi que des performances obtenues.

La seconde partie de ce chapitre sera consacrée à l'association dans un même volume d'une machine électrique et d'un réducteur de vitesse magnétique. Une attention particulière sera donnée à la machine à aimants associée à un engrenage magnétique, appelée couramment « Pseudo » Direct Drive machine ou PDD dans la littérature anglaise. Nous indiquerons l'intérêt d'une telle structure et nous ferons un bilan des réalisations.

Nous présenterons ensuite les différents modèles d'étude développés dans la littérature pour le dimensionnement de ces structures en indiquant les avantages et les inconvénients de chaque modèle.

Enfin, nous introduirons la nouvelle topologie de machine électrique qui fait l'objet de ce travail de thèse en indiquant les objectifs scientifiques et technologiques à atteindre.

1. LES DIFFERENTES TOPOLOGIES D'ENGRENAGES MAGNETIQUES

On peut classer les topologies d'engrenages magnétiques en deux catégories. La première catégorie dénommée ici « engrenages magnétiques conventionnels » reprend les topologies classiques des engrenages mécaniques en remplaçant les dents par des aimants permanents ou des électroaimants. La deuxième catégorie nommée « engrenages magnétiques à modulation » repose sur un principe de fonctionnement différent, propre aux systèmes magnétiques (modulation du champ).

Nous allons dans la suite présenter ces deux catégories en nous plaçant dans une approche « historique », en commençant par présenter les structures les plus anciennes. A chaque fois que des données sont disponibles, nous indiquerons les performances obtenues pour chaque structure.

1.1. Engrenages magnétiques « conventionnels »

D'une manière générale, le principe de fonctionnement des engrenages magnétiques conventionnels est basé sur l'interaction entre les forces magnétiques d'aimants permanents ou d'électro-aimants. Les pôles magnétiques fonctionnent comme les dents des engrenages mécaniques, et c'est ainsi que le couple est transmis. Pour fonctionner de manière analogue, le rapport magnétique $P1/P2$ est identique au rapport mécanique $N1/N2$, où $N1$ et $N2$ représentent le nombre de dents, et $P1$ et $P2$ le nombre de pôles aimantés des deux armatures cylindriques.

Les topologies des engrenages magnétiques conventionnelles découlent des engrenages mécaniques, tels que l'engrenage magnétique à vis sans fin montré dans la figure I-1 (a) et l'engrenage à denture droite montré sur la figure I-1 (b). La technologie de l'engrenage à denture droite utilise deux roues magnétiques avec des aimants sur leurs surfaces. Ces aimants interagissent les uns avec les autres et permettent la transmission du mouvement à des vitesses de rotation différentes.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

de deux arbres en rotation non alignés composés de pôles saillants en acier. Ces deux arbres sont reliés magnétiquement par le biais de pôles électromagnétiques stationnaires alimentés par des courants continus. Bien que cette topologie semble tout à fait efficace, aucune démarche commerciale n'a été faite.

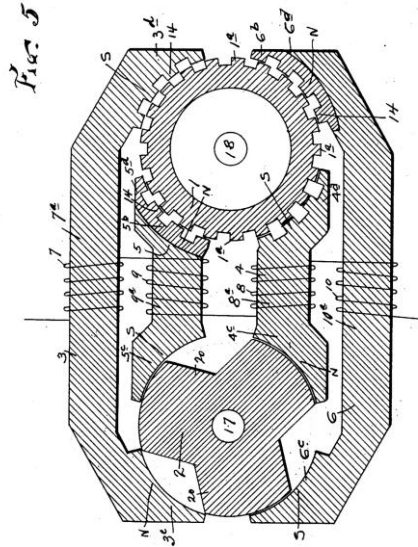


Figure I-3 : Engrenage magnétique de Neuland [NEU16].

Faus reprend les précédentes topologies en y rajoutant des aimants permanents et dépose un brevet en 1940 [FAU40]. Il s'agissait d'un engrenage magnétique composé de deux disques de diamètres différents et à nombre d'aimants différents, une topologie similaire à des engrenages mécaniques cylindriques à différents nombres de dents sur l'extrémité des deux disques. Cette topologie, représentée sur la figure I-4, est très proche de celle de [ARM01] mais sans la nécessité de contacts glissants grâce à l'emploi des aimants permanents.

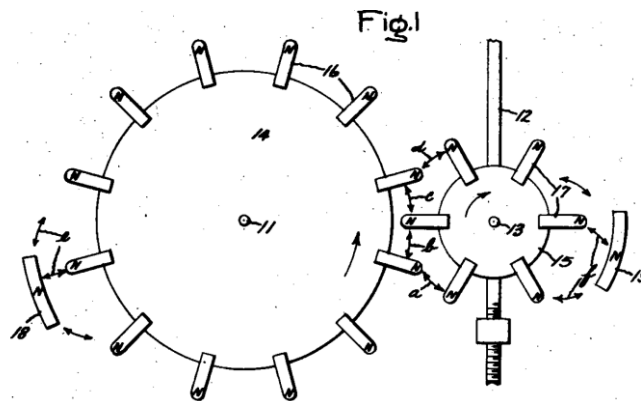


Figure I-4 : Engrenage magnétique de Faus [FAU40].

En 1970, Rand proposa par le biais d'un brevet, un engrenage composé de deux couronnes d'aimants ou d'électroaimants de forme allongée à leurs surfaces [RAN70]. Cet engrenage, représenté sur la figure I-5, est semblable à un engrenage mécanique cylindrique à denture droite. Il possède un rapport de multiplication qui dépend du nombre de pôles des couronnes.

Ces premiers systèmes possédaient de mauvaises performances en raison de leurs topologies et des caractéristiques des matériaux magnétiques disponibles à cette époque. En effet, seuls les

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

aimants ferrites étaient disponibles. Leur énergie volumique n'était alors que d'un dixième de celle des Néodyme-fer-Bore découverts en 1980.

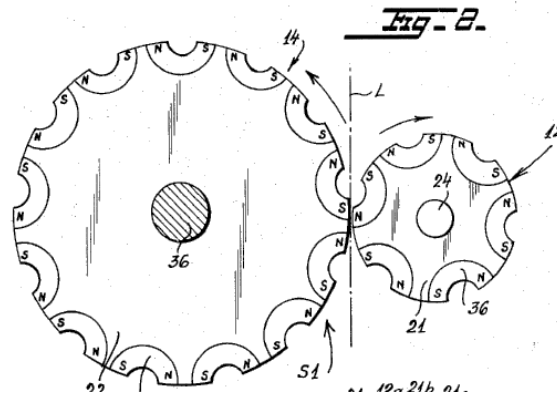


Figure I-5 : Engrenage magnétique de Rand [RAN70].

Grace à la découverte des aimants Samarium-Cobalt (SmCo) au début des années soixante-dix, un nouveau type d'engrenage magnétique à aimants a vu le jour en 1987 par Tsurumoto [TSU87]. La figure I-6 montre la vue générale de l'engrenage magnétique à aimants permanents proposé. Sur cette figure, P est un pignon et G est la roue de l'engrenage. Des plaques circulaires en acrylique ont été utilisées pour le pignon et la roue dentée. Des aimants permanents de type SmCo « Nord » et « Sud » ont été disposés le long de la courbure du pignon ($X_1=24$) et sur la roue dentée ($X_2=72$), ceci a permis la génération d'une force magnétique au niveau de la ligne d'action (encadrée en rouge). Ce réducteur magnétique possédait un couple maximum transmissible de 5,5 Nm, un rapport de transmission de 3, égale à X_2/X_1 et un couple volumique de $1,7 \text{ kNm/m}^3$, valeur très basse par rapport aux chiffres actuels qui sont de l'ordre de 150 kNm/m^3 .

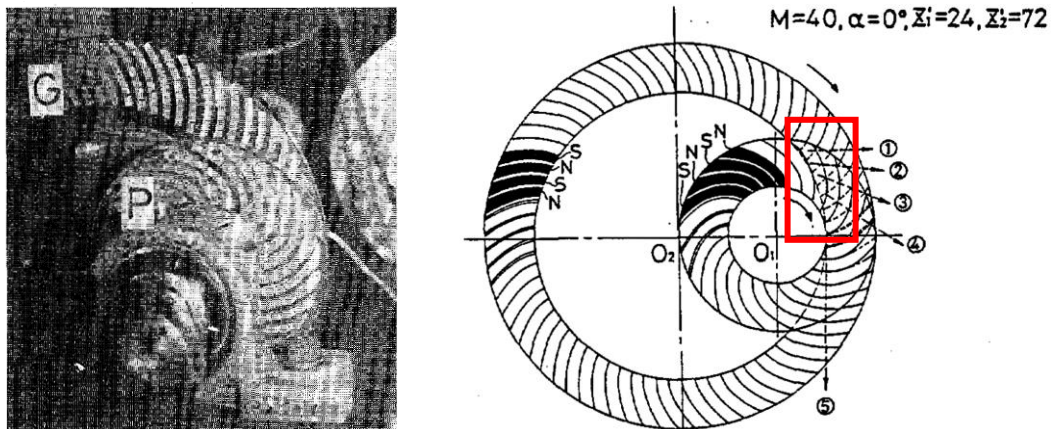


Figure I-6 : Engrenage magnétique à pignon magnétique [TSU87].

En 1991, Ikuita a proposé un système d'engrenage magnétique pouvant servir dans les applications médicales et pour les systèmes de micro transmission [IKU91]. L'engrenage représenté dans la figure I-7, est fabriqué à base d'aimants ferrites ou d'aimants en terres rares. La force magnétique d'interaction entre les aimants de chaque partie permet la transmission du couple. Cet engrenage a été développé en structure externe avec deux roues à périphéries

aimantées, mais également en structure interne avec une roue excentrée et placée à l'intérieur de l'autre.

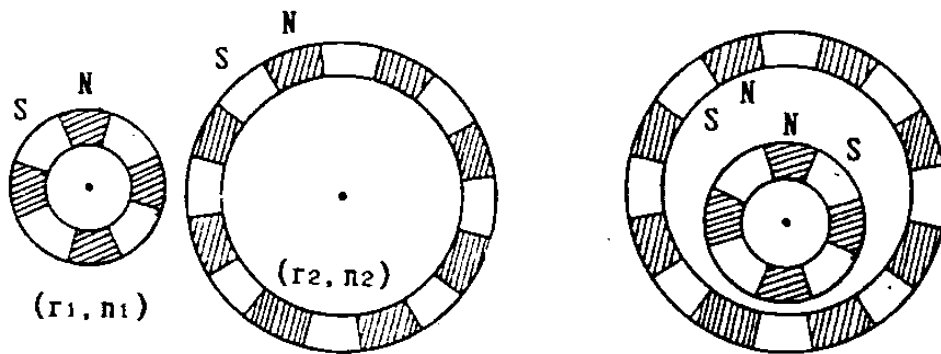


Figure I-7: Engrenage magnétique externe, engrenage magnétique interne [IKU91].

Kikuchi proposa en 1993 des réducteurs à vis sans fin de forme conique à base de Samarium-Cobalt [KIK93]. Ces engrenages dont la configuration est indiquée sur la figure I-8 étaient destinés à des applications pour l'automobile. La structure comprend une vis sans fin et une roue à vis sans fin magnétisées avec des pôles nord et sud. Un prototype à rapport de 1:33 pouvant atteindre les 11.5 Nm avec une faible densité de couple de 0.1 kNm/m³ a été réalisé en 1994 confirmant la possibilité de fabrication des engrenages magnétiques à vis sans fin de forme conique.

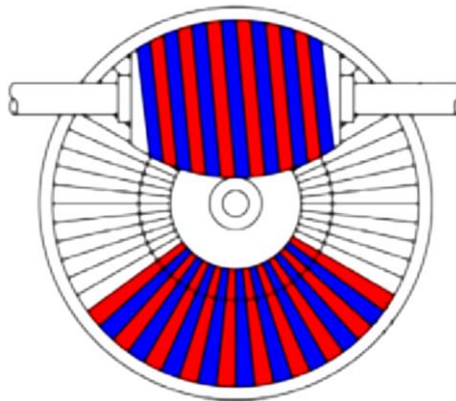


Figure I-8 : Engrenage à vis sans fin [KIK93].

Un engrenage magnétique à axe de rotation perpendiculaire est représenté dans la figure I-9. Cette topologie est constituée de deux roues coniques recouvertes d'aimants à pôles alternés. Des essais expérimentaux ont été effectués dans [YAO96] sur un engrenage magnétique perpendiculaire avec 12 pôles composés d'aimants en Néodymes-Fer-Bore (NdFeB) caractérisés par une énergie volumique de 249kJ/m³. Chaque pôle était constitué d'un aimant « Nord » et un aimant « Sud » qui recouvrent une culasse fine en fer où les rayons interne et externe sont respectivement de 14,5 mm et 22,4 mm.

Comme le montre la figure I-9, la distance H entre le rayon interne et externe était de 30 mm. Un couple maximal de 0.54 Nm a été obtenu pour une épaisseur d'entrefer d=10 mm entre les roues. Ces essais ont permis de montrer que le couple transféré est bien évidemment augmenté lorsque la distance entre les roues coniques est réduite et quand la quantité d'aimants recouvre la totalité de la surface conique.

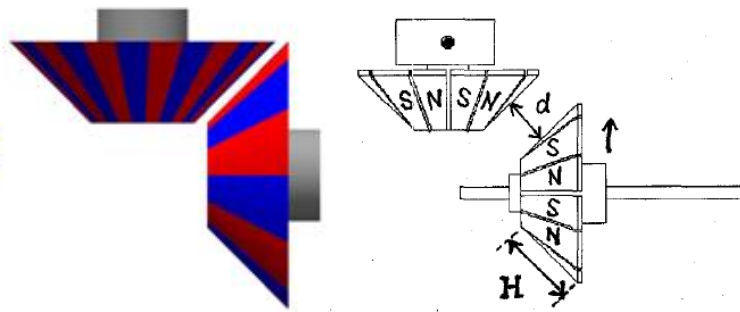


Figure I-9 : Engrenage magnétique à roues dentées perpendiculaires [YAO96].

Le brevet présenté dans [HEN02] décrit un engrenage magnétique constitué de deux arbres d'entraînement et de deux arbres entraînés (figure I-10), couplés entre eux par des aimants permanents. Ce type d'engrenage est à l'origine destiné aux applications aéronautiques, avec deux sorties pour entraîner des hélices. Les changements de rapport de transmission sont effectués au niveau des arbres d'entraînement. En changeant de position axiale, le rapport de transmission est modifié, puisque le diamètre et le nombre de pôles de l'arbre entraîné peuvent être modifiés (présence de deux couronnes d'aimants). Le mécanisme de changement de rapport de transmission de cet engrenage magnétique est similaire aux boîtes de vitesses mécaniques à plusieurs étages.

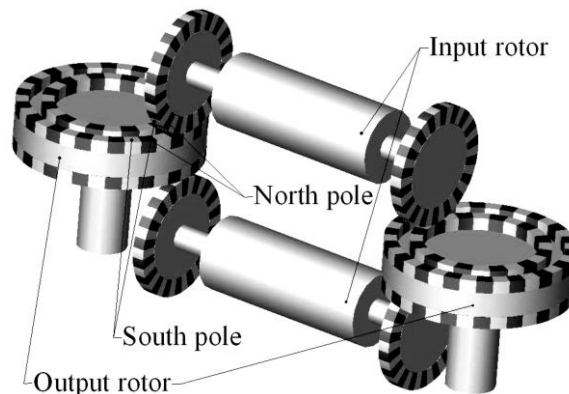


Figure I-10 : Engrenage magnétique à deux arbres [HEN02].

D'autres topologies ont été proposées qui présentent des densités de couple assez élevées mais avec des structures assez complexes. Tel est le cas de l'engrenage planétaire à aimants NdFeB étudié en 2008 [HUA08]. Sa structure, représentée sur la figure I-11, ressemble à celle d'un engrenage planétaire mécanique sauf que la transmission se fait magnétiquement. Cette topologie dispose de trois arbres mécaniques pouvant tourner à des vitesses différentes. Elle est composée d'un soleil autour duquel gravitent des satellites magnétiques. Il a été démontré que le couple transmis est proportionnel au nombre de satellites magnétiques associés. La densité de couple de cet engrenage planétaire magnétique avoisine les 100 kNm/m^3 avec six satellites magnétiques, cette valeur est réduite à 50 kNm/m^3 lorsque trois satellites sont employés dans un même volume.

Un prototype a été fabriqué dans lequel les satellites sont maintenus fixes. Une densité de couple de 16 kNm/m^3 a été obtenu pour un rapport de transmission de 3. Cette valeur est nettement inférieure à celle attendue. L'auteur l'explique par des difficultés de fabrication.

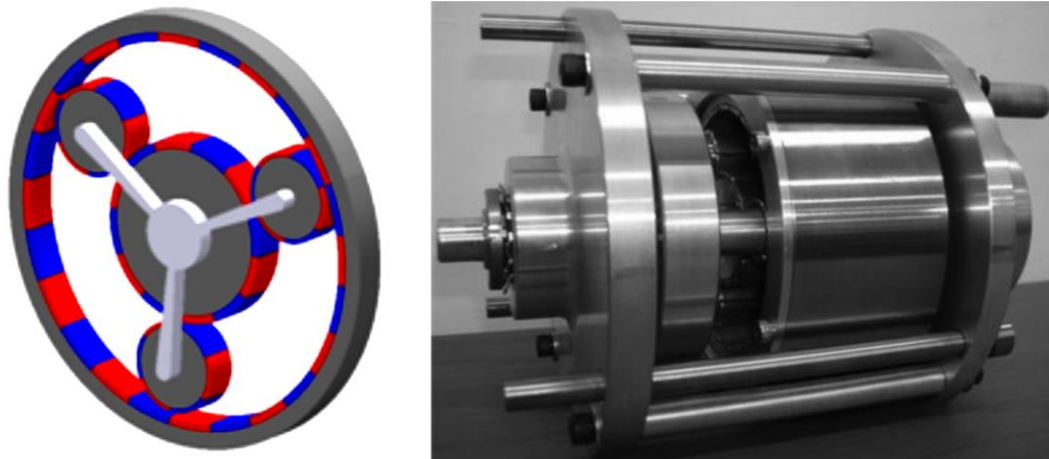


Figure I-11: Engrenage magnétique planétaire [HUA08].

Un engrenage de type cycloïde à aimants permanents est représenté sur la figure I-12. Il est basé sur le principe de fonctionnement d'un engrenage mécanique cycloïdal et a été étudié dans [JOR08]. L'action « cycloïde » est utilisée pour moduler l'entrefer entre les deux armatures magnétiques, ce qui permet de réduire considérablement la taille des engrenages. Un prototype a été construit avec un rapport de réduction de 21 atteignant un couple de 33 Nm. Une densité de couple de $106,8 \text{ kNm/m}^3$ a été obtenue expérimentalement, soit environ 40% de plus que pour les engrenages magnétiques à modulation développés dans [ATA01]. Une optimisation analytique a permis de montrer la possibilité d'atteindre des densités de couple allant jusqu'à 183 kNm/m^3 . Les configurations proposées dans [JOR08] pourraient être utilisées en tant que dispositifs de puissance pour des voitures hybrides ou dans des éoliennes en les associant à une génératrice.

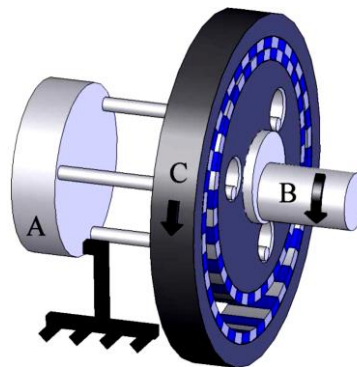


Figure I-12 : Engrenage magnétique cycloïde [JOR08].

Un engrenage magnétique de type harmonique a été présenté dans [REN10]. Sa structure est représentée sur la figure I-13. Son principe de fonctionnement repose sur la production d'une variation sinusoïdale de la longueur d'entrefer entre un rotor « flexible » sur lequel sont montés des aimants permanents et un stator externe disposant d'aimants permanents sur sa partie interne.

Cette topologie d'engrenages magnétiques est particulièrement adaptée pour des applications à fort rapport de réduction telle que la robotique, ou encore les applications spatiales où la lubrification peut poser problème. Un prototype avec un rapport de transmission de 18 a été construit où il a été démontré qu'une densité de couple de 150 kNm/m^3 peut être obtenue avec peu d'ondulations de couple.

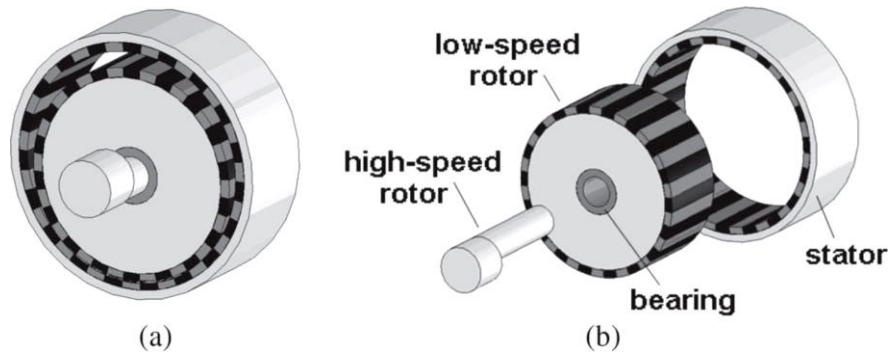


Figure I-13 : Engrenage magnétique de type harmonique [REN10].

Un prototype à deux étages de l'engrenage harmonique magnétique d'un rapport de transmission de 360 pouvant atteindre une densité volumique de couple de 75 kNm/m^3 a été réalisé. Comme indiqué sur la figure I-14, cette configuration consiste en un premier étage et un deuxième étage, sur lequel les aimants concentriques extérieurs tournent, formant le rotor de sortie.

Le rotor à haute vitesse et le rotor flexible sont communs aux deux étages, par contre, le rotor flexible possède un nombre différent de pôles magnétiques pour chaque étage. La rotation du rotor à haute vitesse entraîne une rotation du rotor flexible dans le premier étage, ce qui entraîne à son tour une rotation du rotor de sortie basse vitesse au niveau du deuxième étage.

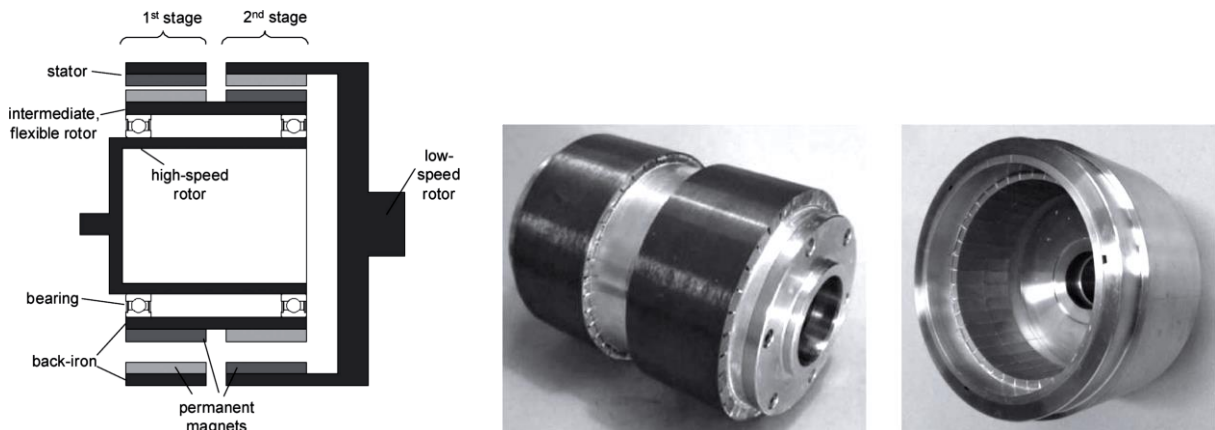


Figure I-14 : Prototype d'engrenage harmonique à deux étages [REN10].

Un engrenage magnétique « trans-rotatif » a été étudié dans [PAK12]. Ce dispositif représenté sur la figure I-15, est utilisé pour convertir un mouvement linéaire à faible vitesse en un mouvement de rotation haute vitesse à forte densité de couple. Sa structure est composée d'un rotor et d'un translateur. Le translateur se déplace le long de l'axe Z, le rotor tourne autour du même axe. Ces deux parties sont constituées de noyaux ferromagnétiques avec 2 pôles d'aimants permanents inclinés dans la même direction et avec un même angle afin d'obtenir les meilleures performances.

Il a été observé que, quelle que soit l'épaisseur de l'aimant et la longueur de l'entrefer, l'optimum en matière de densité de couple était lié à la largeur de l'aimant. La force maximale qu'un engrenage magnétique trans-rotatif peut transmettre est linéairement proportionnelle à sa surface d'entrefer active. De plus, avec un nombre de pôles plus faible (en l'occurrence 2) et des aimants plus étroits, un rapport de transmission élevé (156.4) correspondant au rapport entre la vitesse angulaire du rotor et la vitesse du translateur linéaire a été obtenu.

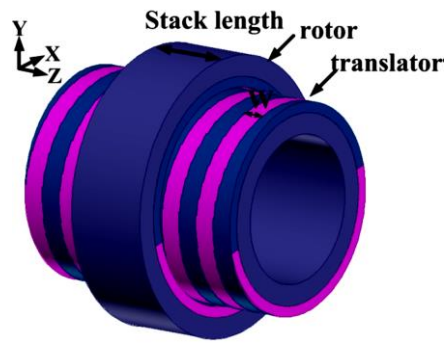


Figure I-15: Engrenage magnétique trans-rotatif [PAK12]

A travers cet état de l'art, nous avons vu que les topologies d'engrenages magnétiques à structures « conventionnelles » ne sont d'une manière générale pas très efficaces du fait que dans la majorité des cas, seule une partie des aimants et ce sur chaque disque contribue à la transmission de la force. Ces études ont montré qu'il est nécessaire d'avoir une importante quantité d'aimants afin de pouvoir atteindre des densités de couple élevées. Cela implique que les structures d'engrenages magnétiques dérivées d'une simple analogie d'engrenages mécaniques conduisent généralement à des conceptions de qualité médiocre et n'intéressent pas le monde industriel.

1.2. Engrenages magnétiques « à modulation »

1.2.1. Origine des engrenages magnétiques à modulation

Martin a breveté en 1968 une nouvelle topologie d'engrenage magnétique basée sur le principe de la modulation de flux [MAR68], son souhait était d'augmenter la transmission du couple électromagnétique en faisant participer l'ensemble des « dents magnétiques » au transfert de couple. C'est d'ailleurs cette structure qui sera reprise plus tard dans [ACK99], [ATA01] lorsque les aimants permanents à base de terres rares seront disponibles.

Comme le montre la figure I-16 [MAR68], son architecture est composée de deux parties concentriques à aimants tournant en opposition, placées autour d'une armature de pièces ferromagnétiques qui permet la modulation du champ magnétique. Le rotor interne possède 2 pôles ($P_i=1$), le nombre de pièces ferromagnétiques $N_s = 6$ (pièce numérotée 28 sur la figure 16), quant au rotor externe celui-ci possède 10 pôles. Comme nous le verrons dans la suite, le rapport de transmission est égal à -5 (le signe - indiquant que les rotors tournent en opposition).

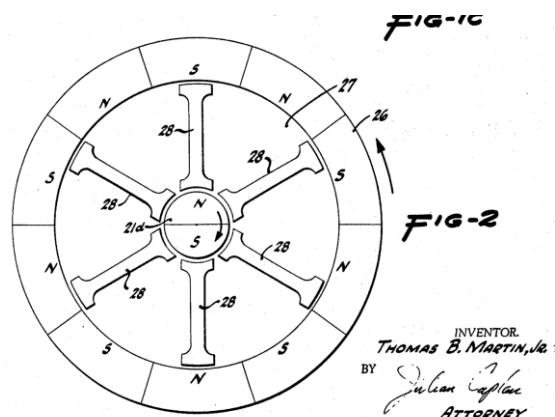


Figure I-16 : Engrenage magnétique à modulation de flux [MAR68].

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

En 1972, Laing [LAI72] a repris la topologie proposée par Martin en présentant diverses formes et différents arrangements d'aimants. L'application visée concerne des pompes centrifuges pour liquides ou gaz fonctionnant à une vitesse différente de celle du rotor du moteur. La structure est représentée figure I-17.

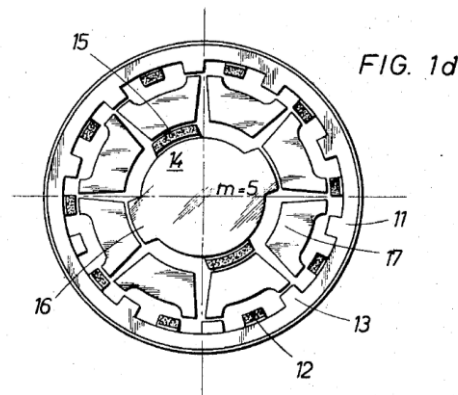


Figure I-17 : Engrenage magnétique [LAI72].

Vers la fin des années quatre-vingt-dix, Ackermann [ACK99] a développé la topologie présentée par Martin en 1968. Il décrit dans son brevet les relations mathématiques que doivent vérifier le nombre de paires de pôles des rotors à aimants permanents et le nombre de pièces ferromagnétiques qui modulent le champ.

La conception et l'analyse des performances d'un engrenage magnétique coaxial utilisant des aimants en terres rares (figure I-18) ont été présentées dans [ATA01] et [ATA04]. Cette structure concentrique à rotors interne et externe à base d'aimants est très proche de celle introduite à l'origine dans [MAR68], pouvant atteindre une densité de couple de 100 kNm/m^3 .

Les aimants permanents de type Néodymes (NdFeB) sont répartis sur la surface des culasses rotoriques internes et externes et interagissent avec des pièces ferromagnétiques en acier placées au niveau de l'armature centrale. Un prototype a été construit [ATA04] présentant une densité de couple supérieure à 75 kNm/m^3 pour un rapport de transmission de 5,75. Ceci a montré que les engrenages magnétiques à base d'aimants en terres rares permettaient d'atteindre des densités de couple élevées, meilleures que celles des engrenages mécaniques valant en moyenne 40 kNm/m^3 [GOU11].

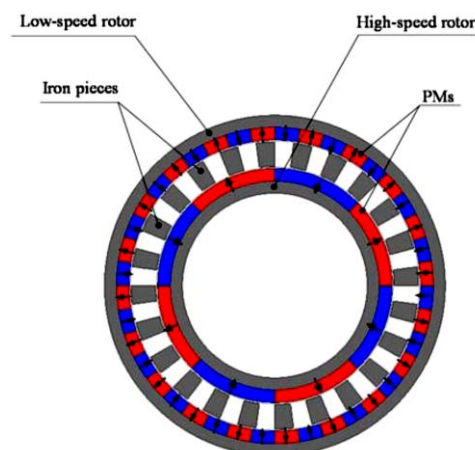


Figure I-18: Engrenage magnétique coaxial [ATA01].

Ces engrenages magnétiques à modulation sont plus prometteurs que les engrenages magnétiques à structures « conventionnelles », du fait de leurs performances élevées et de leurs hautes densités de couple. Ceci est principalement dû à leur configuration géométrique permettant que tous les aimants permanents contribuent à la transmission du couple.

1.2.2. Principe de fonctionnement des engrenages à modulation

Comme le montre la figure I-19, un engrenage magnétique à modulation est composé de trois armatures concentriques séparées par des entrefers. Une armature externe considérée fixe à P_o paires de pôles d'aimants à orientation radiale, une armature interne haute vitesse à P_i paires de pôles orientées radialement et une armature centrale tournant à basse vitesse à P_s pièces ferromagnétiques. Le rotor interne et l'armature externe possèdent un nombre de paires de pôles différent.

Le principe de fonctionnement du réducteur résulte de l'interaction des champs magnétiques produits par les aimants permanents, modulés par les pièces ferromagnétiques dans les entrefers.

Le champ magnétique créé par les aimants P_i du rotor haute vitesse est modulé via les pièces ferromagnétiques P_s . Ce champ modulé interagit avec le champ magnétique créé par les aimants permanents P_o de l'armature fixe externe, permettant de transmettre un couple au niveau du rotor basse vitesse. De la même façon, le champ magnétique créé par l'armature externe est modulé par les pièces ferromagnétiques et interagit avec le champ créé par le rotor interne.

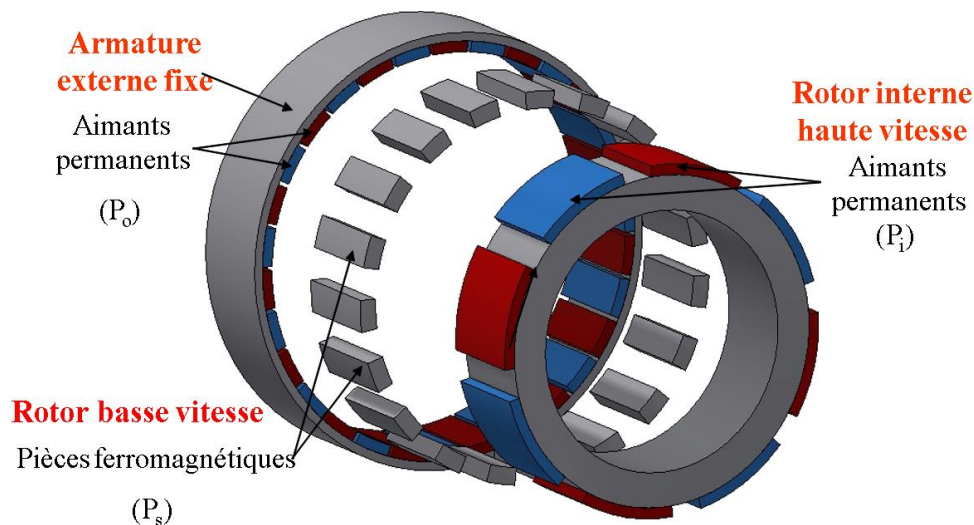


Figure I-19 : Représentation éclatée de l'engrenage magnétique.

Pour obtenir une transmission de couple entre les différentes armatures, il est nécessaire de choisir une configuration d'aimants permanents et de pièces ferromagnétiques assurant un synchronisme des champs magnétiques au niveau des entrefers. Ce synchronisme se distingue par la variation d'énergie magnétique conduisant à une conversion continue électromécanique. Dans le but de déterminer le nombre de paires de pôles de chaque rotor ainsi que le nombre de pièces ferromagnétiques P_s , nous ne considérons que le champ créé par le rotor interne à aimants permanents. De manière simplifiée, ce champ magnétique est caractérisé par une induction magnétique de forme rectangulaire définie par une valeur maximale \hat{B} et une périodicité égale

à P_i . Nous appliquons à cette distribution de l'induction magnétique une fonction de modulation, due à la présence des pièces ferromagnétiques, de périodicité P_s caractérisée par une valeur moyenne λ_0 (figure I-20) [GOU11]. Le modèle que nous présentons ne permet pas de prévoir l'amplitude du champ dans les entrefers. L'objectif de cette modélisation très simple est de déterminer les rangs des harmoniques dus à la modulation.

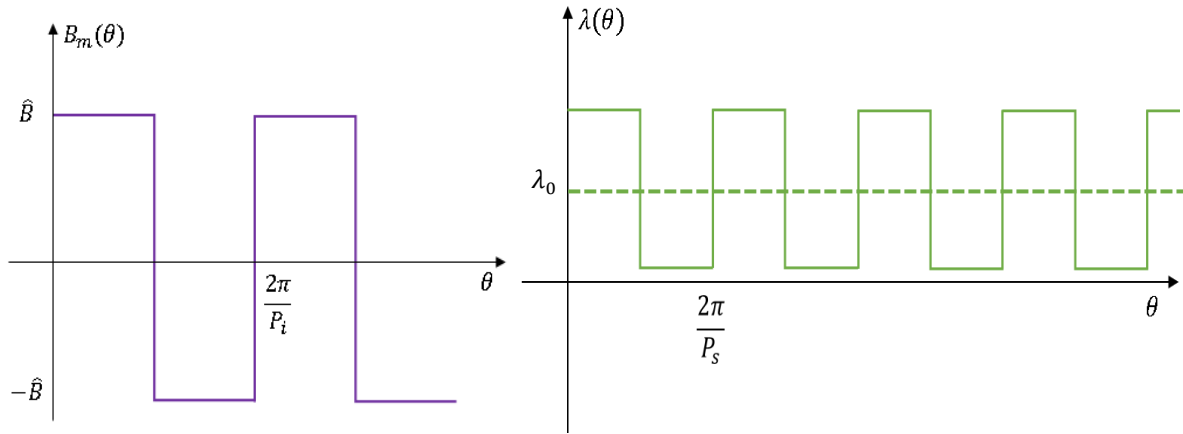


Figure I-20 : Induction des aimants P_i et fonction de modulation des pièces ferromagnétique P_s .

L'induction magnétique radiale dans l'entrefer de l'armature externe s'écrit alors comme le produit en série de Fourier des deux fonctions précédentes :

$$B_r(\theta) = \underbrace{\sum_{m=1,3,5,\dots} b_m \cos(mP_i\theta)}_{\text{Induction radiale des aimants seuls}} \times \underbrace{\left(\lambda_0 + \sum_{j=1,2,3,\dots} \lambda_j \cos(jP_s\theta) \right)}_{\text{Fonction de modulation}} \quad (\text{I.1})$$

Le développement des calculs nous donne :

$$B_r(\theta) = \lambda_0 \sum_{m=1,3,5,\dots} b_m \cos(P_i\theta) + \frac{1}{2} \sum_{m=1,3,5,\dots} \sum_{j=1,2,3,\dots} \lambda_j(r) b_m \cos((mP_i + jP_s)\theta) + \frac{1}{2} \sum_{m=1,3,5,\dots} \sum_{j=1,2,3,\dots} \lambda_j(r) b_m \cos((mP_i - jP_s)\theta) \quad (\text{I.2})$$

En raison de l'effet de la modulation des pièces ferromagnétiques, une composante harmonique d'espace appropriée correspondant au nombre de paires de pôles de l'armature externe, est générée à partir de la distribution de champ produite par les aimants permanents du rotor interne. Par conséquent, on obtient un couple électromagnétique par l'interaction des harmoniques de même rang.

Ces composantes d'harmoniques d'espace peuvent s'écrire comme suit :

$$P_{m,q} = |mP_i + qP_s| \quad \text{Avec :} \quad m = 1,3,5, \dots, \infty \quad (\text{I.3})$$

$$q = \pm j = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, \pm \infty$$

Des résultats de simulation avec des modèles plus précis [LUB10] montrent que la combinaison $m = 1$ et $q = -1$ conduit aux plus grandes valeurs d'induction, on observe d'ailleurs ces résultats sur la Figure I-22 en considérant $P_i=4$ et $P_s=15$. Par conséquent, il suffit d'adopter $P_o = P_s - P_i = 11$ pour l'armature externe pour transmettre le couple à une vitesse différente.

Nous illustrons sur les figures I-21 et I-23 le principe de fonctionnement de l'engrenage magnétique en se limitant aux grandeurs fondamentales. Les flèches de couleur violette représentent la direction de magnétisation des aimants permanents. Quant aux courbes en rouge, celles-ci représentent l'allure du fondamental des champs magnétiques produits dans les entrefers. Ici, l'entrefer est représenté de façon exagérée. Dans cette première configuration (figure I-21), seul le rotor interne crée un champ magnétique. L'engrenage est composé de 4 paires de pôles au niveau du rotor interne notée P_i et de 15 pièces ferromagnétiques P_s situées au milieu des deux rotors. On ne considère aucune aimantation au niveau du rotor externe.

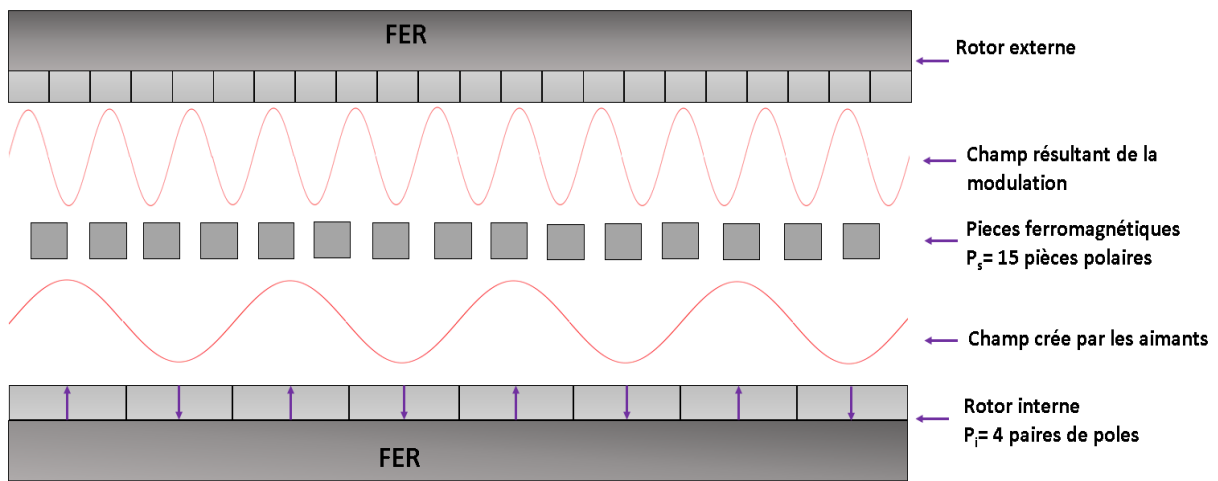


Figure I-21 : Représentation simplifiée des champs magnétiques dans les entrefers – interaction rotor interne, pièces ferromagnétiques.

Les 4 paires de pôles du rotor interne sont à l'origine du champ magnétique. Les 15 pièces ferromagnétiques vont moduler le champ crée par le rotor interne et générer un champ dont la décomposition spectrale est représentée dans la figure I-22 au niveau de l'entrefer supérieur, avec un fondamental de rang 4 et un harmonique 11 dominant. Nous placerons donc une distribution d'aimantation à 11 paires de pôles sur l'armature externe pour obtenir la transmission du couple sur cet harmonique.

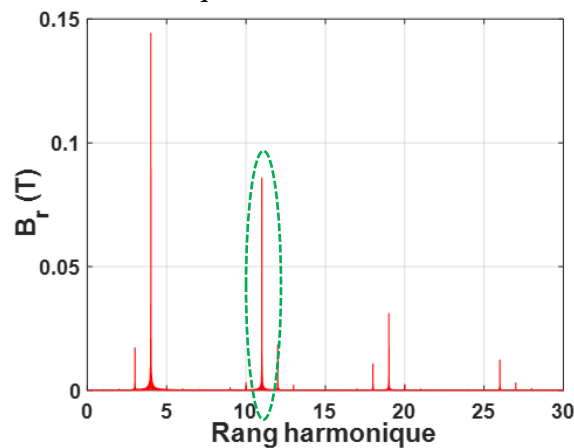


Figure I-22 : Harmoniques de l'induction radiale : $P_i=4$ et $P_s=15$.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

Dans une seconde configuration (figure I-23), seul le rotor externe à 11 paires de pôles crée un champ magnétique.

Les figures I-23 et I-24 illustrent la décomposition spectrale du champ magnétique résultant de l'interaction avec les pièces ferromagnétiques que l'on retrouve au niveau de l'entrefer interne. On adopte donc $P_i = P_s - P_o = 4$ pour l'armature interne afin de transmettre le couple à une vitesse différente.

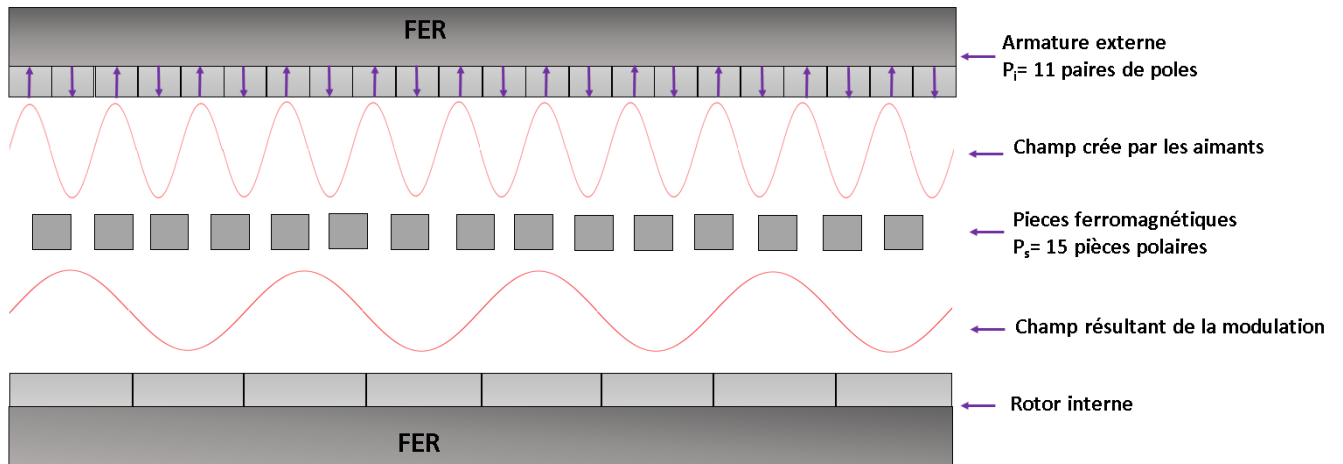


Figure I-23 : Représentation simplifiée des champs magnétiques– interaction rotor externe, pièces ferromagnétiques.

Dans le but d'atteindre une densité de couple élevée, le nombre de paires de pôles de chaque rotor doit satisfaire la relation I.4, qui est une relation fondamentale des engrenages magnétiques à modulation de champ :

$$P_o = P_s - P_i \quad (I.4)$$

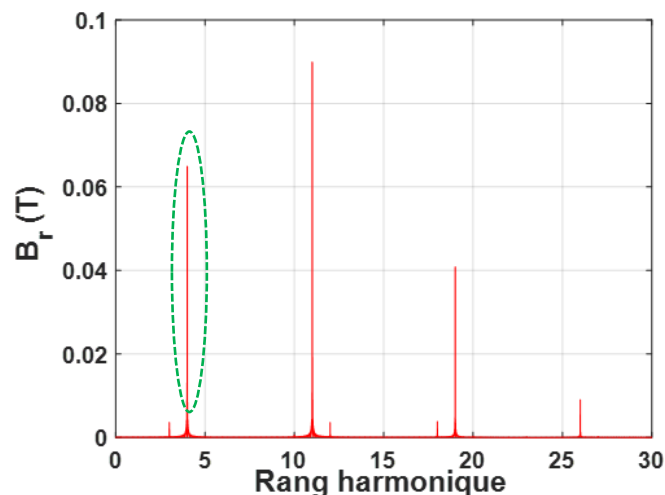


Figure I-24 : Harmoniques de l'induction radiale : $P_o=11$ et $P_s=15$.

En maintenant le rotor externe fixe, le rotor interne ainsi que les pièces ferromagnétiques tournent. Le rapport de transformation appelé « Gear Ratio » est exprimé dans I.5. Sa valeur pour cet exemple est de 3.75.

$$G_r = \frac{P_s}{P_i} \quad (I.5)$$

D'une manière plus générale [GOU11], la relation entre le nombre de paires de pôles et la vitesse angulaire des trois rotors est donnée par la relation suivante (équation de Willis) :

$$\Omega_i = \frac{P_s}{P_s - P_o} \Omega_s - \frac{P_o}{P_s - P_o} \Omega_o \quad (I.6)$$

Où Ω_i , Ω_o et Ω_s représentent respectivement les vitesses angulaires du rotor interne, du rotor externe et des pièces ferromagnétiques.

Si on considère l'armature externe fixe $\Omega_o = 0$, nous obtenons :

$$\Omega_s = \frac{P_s - P_o}{P_s} \Omega_i = \frac{1}{G_r} \Omega_i \quad (I.7)$$

Pour un rapport de réduction donné, il existe plusieurs possibilités pour choisir P_o , P_i et P_s . La meilleure combinaison pour P_o , P_i et P_s est celle qui donne le moins d'ondulations de couple autour de la valeur moyenne. Ces ondulations de couple sont attribuées au couple de denture dénommé dans la littérature « cogging torque » dû à l'interaction entre les aimants permanents et les pièces ferromagnétiques [HOW15].

Ce couple de denture se manifeste par la tendance d'un rotor à vouloir s'aligner dans un certain nombre de positions stables, et entraîne un couple pulsant qui ne contribue pas au couple effectif. Cependant, puisqu'il peut provoquer de l'instabilité dans la vitesse de rotation ainsi que des vibrations, en particulier à faible charge et à faible vitesse, sa réduction est un objectif de conception majeur. Il a été démontré dans [HOW15] que la combinaison entre le nombre d'encoches, en l'occurrence le nombre de pièces ferromagnétiques et le nombre de paires de pôles au niveau du rotor interne a un effet significatif sur le couple de denture. Nous introduisons le paramètre C_f , appelé « cogging factor » qui est classiquement utilisé pour minimiser le couple de denture :

$$C_f = \frac{2P_i * P_s}{PPCM(2P_i, P_s)} \quad (I.8)$$

Où le PPCM est le plus petit commun multiple entre le nombre de pôles du rotor interne et le nombre des pièces ferromagnétiques. Ainsi, on montre que le couple de détente est d'autant plus faible que C_f tend vers 1.

Le tableau I-1 illustre le calcul du paramètre « cogging factor » en fonction des combinaisons de P_o et P_s pour une valeur donnée de P_i (ici $P_i=4$).

Pour cet exemple, un réducteur magnétique avec $G_r=6$ présentera beaucoup plus d'ondulations de couple sur le rotor haute vitesse ($C_f=8$) qu'un réducteur avec $G_r=6.25$ qui présente un « cogging factor » $C_f=1$.

Pi =	4			
P _o	P _s	G _r	PPCM	Cog_factor
3	7	1.75	56	1
4	8	2	8	8
5	9	2.25	72	1
6	10	2.5	40	2
7	11	2.75	88	1
8	12	3	24	4
9	13	3.25	104	1
10	14	3.5	56	2
11	15	3.75	120	1
12	16	4	16	8
13	17	4.25	136	1
14	18	4.5	72	2
15	19	4.75	152	1
16	20	5	40	4
17	21	5.25	168	1
18	22	5.5	88	2
19	23	5.75	184	1
20	24	6	24	8
21	25	6.25	200	1
22	26	6.5	104	2
23	27	6.75	216	1
24	28	7	56	4

Tableau I-1 : Calcul du cogging factor.

1.2.3. Evolution des engrenages magnétiques à modulation

Récemment, d'autres topologies d'engrenages magnétiques à hautes performances ont été développées. Ces engrenages reposent tous sur le principe de la modulation.

En 2005, Rasmussen [RAS05] modifie la structure de la figure I-18 en remplaçant les aimants montés en surface du rotor interne par des aimants enterrés de façon à former un système à concentration de flux. L'engrenage magnétique étudié avait un rapport de réduction de 5,5 et un couple électromagnétique de 27 Nm. La densité de couple était de 92 KNm/m³. La valeur du couple pour le prototype construit n'était quant à elle que de 16 Nm, soit une densité de couple de 54,5 kNm/m³. Cette faible valeur de couple était due, d'après les auteurs, aux effets 3D non pris en compte dans l'étude et un mauvais centrage des rotors.

Un engrenage magnétique linéaire à haute performance a été proposé la même année dans [ATA05], comme indiqué à la figure I-26. Son principe de fonctionnement est similaire à celui de l'engrenage magnétique coaxial. Il a été démontré qu'en utilisant des aimants permanents en terres rares, une densité de force de 1,7 MN/m³ pouvait être atteinte pour l'engrenage magnétique proposé. Il a été constaté, que la densité de force du système pour un faible rapport de transmission de 3,25 peut être supérieure de 100% à celle du moteur linéaire à

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

refroidissement naturel et de 50% supérieure à celle du moteur linéaire à refroidissement par circulation d'eau (hors structure Vernier°. Par conséquent, la combinaison d'un engrenage magnétique linéaire avec un moteur linéaire à aimant permanent permet d'obtenir un système ayant une densité de force importante même avec un rapport de transmission faible.

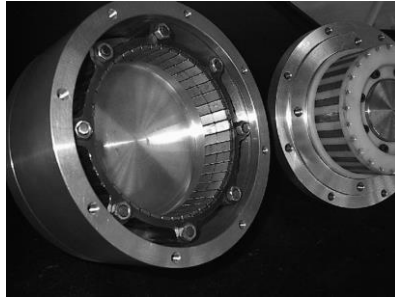


Figure I-25 : Prototype construit par Rasmussen [RAS05].

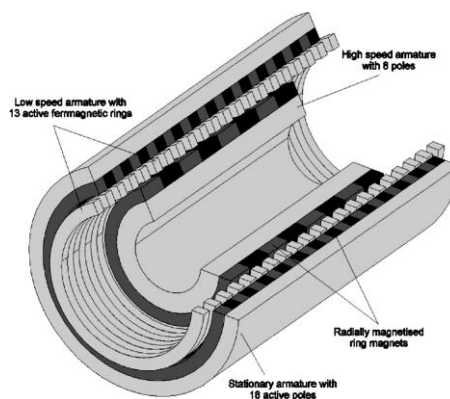


Figure I-26 : Engrenage magnétique linéaire à haute performance [ATA05].

Une topologie d'engrenage magnétique à flux axial, comme indiquée sur la figure I-27 est décrite dans [MEZ06]. Cet engrenage est particulièrement adapté aux applications nécessitant une isolation hermétique entre les arbres d'entrée et de sortie, telles que les pompes destinées aux industries chimiques. Il est montré qu'une densité de couple supérieure à 70 kNm/m^3 peut être atteinte en simulation par éléments finis en magnéto-statique. Aussi, les efforts axiaux exercés sur les rotors à haute et à faible vitesse (2.4 kN) au niveau des roulements restent acceptables. En effet un roulement d'un diamètre de 20 mm peut supporter une force axiale d'environ 10 kN.

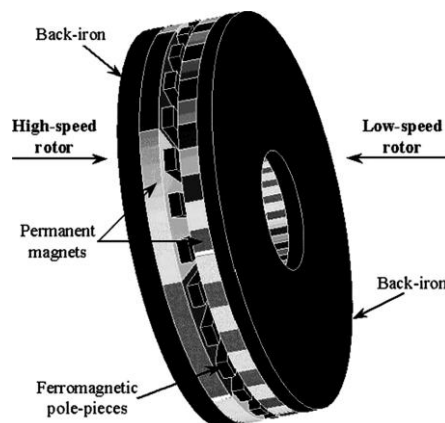


Figure I-27 : Engrenage magnétique à flux axial [MEZ06].

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

Une nouvelle topologie d'engrenage magnétique coaxial avec une configuration de rotor externe à aimants insérés a été conçue et mise en œuvre dans [LIU09] comme indiquée sur la figure I-28. L'engrenage magnétique comprend trois parties principales : un rotor interne à 3 paires de pôles, un rotor externe à 22 pôles de même polarité, un stator composé de 25 segments ferromagnétiques. En conséquence, un rapport de réduction de 7,33 est obtenu avec les deux rotors tournant dans des directions opposées.

Lorsque des aimants de même polarité sont insérés dans les dents rotoriques, les champs créés par les aimants et se distribuant dans la culasse forment des paires de pôles, créant ainsi un champ magnétique distribué et permettant d'employer une quantité faible d'aimants permanents. De plus, les aimants de même polarité insérés le long du périmètre du rotor externe facilitent grandement sa fabrication. La densité de couple obtenue du prototype était d'environ 53 kNm/m^3 .

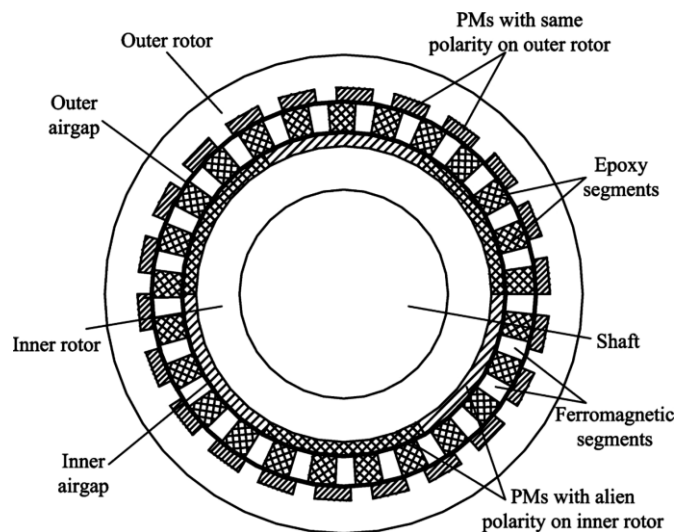


Figure I-28 : Engrenage magnétique coaxial à aimants insérés [LIU09].

En 2009, Jian présenta un engrenage magnétique coaxial avec des aimants orientés en Halbach au niveau des rotors interne et externe [JIA09]. Comme le montre la figure I-29, le rotor interne présente 4 paires de pôles, quant au rotor externe, celui-ci comporte 17 paires de pôles. Le nombre des pièces ferromagnétiques est égal à 21. De cette configuration résulte un rapport de transmission de 4,25.

La direction d'aimantation de chaque segment d'aimants permanents est astucieusement conçue pour permettre au rotor interne de présenter un champ magnétique concentré vers l'extérieur, tandis que le rotor externe présente un champ concentré vers l'intérieur, ce qui permet de réduire l'épaisseur des culasses.

Un prototype a été réalisé (figure I-30), il présentait un couple de sortie de $155,8 \text{ Nm}$ avec de faibles ondulations de couple et une densité de couple supérieure à 100 kNm/m^3 , soit 13% de plus qu'un engrenage magnétique coaxial classique à aimants orientés radialement ayant le même diamètre extérieur et à la même longueur axiale.

De plus les pertes à vide de la topologie Halbach sont inférieures par rapport aux pertes à vide d'une topologie classique. En effet, lorsque le rotor extérieur tourne à 200 tr/min , les pertes à vide sont de 173 W contre 196 W pour l'engrenage à aimants radiaux.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

Un engrenage magnétique linéaire tubulaire qui utilise des blocs supraconducteurs à haute température pour la modulation de champ a été proposé dans [LI11]. Les blocs supraconducteurs sont insérés entre les anneaux ferromagnétiques. Le segment de modulation de champ adopte un motif à bandes zébrées.

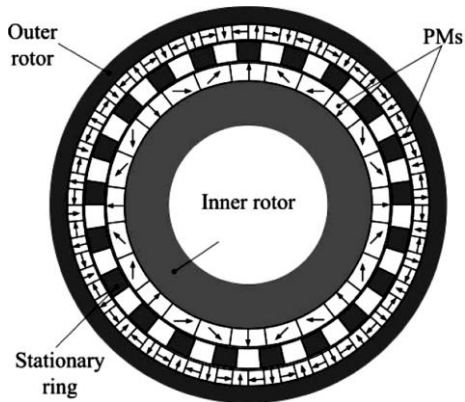


Figure I-29 : engrenage magnétique coaxial à aimants Halbach [JIA09].



Figure I-30 : Parties actives du prototype de Jian [JIA09].

La capacité de transmission de la force est nettement améliorée par rapport à un système conventionnel. Cette topologie proposée peut considérablement réduire les fuites de flux grâce au comportement diamagnétique des supraconducteurs (HTS BULK sur la figure I-31), améliorant ainsi la capacité de transmission de couple. Cependant cette topologie nécessite un refroidissement à très basse température (77K) pour refroidir les supraconducteurs.

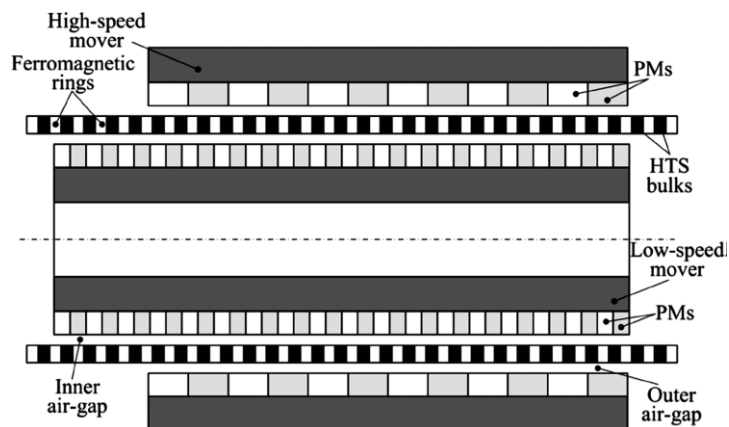


Figure I-31 : Engrenage magnétique linéaire tubulaire à supraconducteurs [LI11].

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

La densité de flux dans l'entrefer d'un rotor à base d'aimants en ferrite peut être sensiblement augmentée en disposant les aimants dans un agencement à concentration de flux. Un engrenage magnétique à concentration de flux employant des aimants en ferrite a été étudié dans [UPP12]. Comme illustré dans la figure I-32, la structure est composée de 4 paires de pôles au niveau du rotor interne, 17 pièces ferromagnétiques en acier au rotor intermédiaire et 13 paires de pôles sur l'armature fixe externe. Le rapport de transmission est de 4,25.

Une analyse des variations du couple et de la densité de couple pour différents diamètres d'arbre et les différents types d'aimants a été présentée. On peut noter qu'avec l'utilisation d'aimants permanents en ferrites présentant une induction rémanente $B_r=0,43$ T, un couple de 92.5 Nm et une densité de couple de 64 kNm/m^3 ont été obtenus.

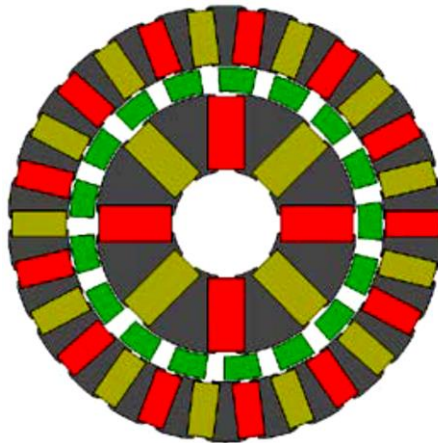


Figure I-32 : Engrenage magnétique à concentration de flux [UPP12].

Un prototype (Figure I-33) fut construit dans [UPP14] où une densité de couple de 239 kNm/m^3 a été obtenue en augmentant la taille et en optimisant l'engrenage magnétique coaxial présenté dans [UPP12], avec un entrefer relativement petit (0,5 mm), et en utilisant des aimants de type NdFeB avec $B_r=1.25$ T.



Figure I-33 : Prototype d'un engrenage magnétique à concentration de flux [UPP14].

Nous retiendrons de ces différentes études et structures que la direction de la magnétisation des aimants et les paramètres de dimensionnement tels que le rapport de transmission, la quantité d'aimants employée, leur orientation et leur type ont une influence significative sur la capacité de transmission du couple et de son ondulation.

Une solution à suspension magnétique est proposée dans [ABD14]. Elle possède des enroulements de lévitation incorporés entre les pièces ferromagnétiques, comme illustré à la

figure I-34. Grâce à un contrôle de courant approprié, des forces radiales peuvent être générées pour offrir des capacités de lévitation. Un prototype présentant un rapport de réduction de 9,5 a été construit. Les transmissions de puissance des hélicoptères sont une bonne application pour un tel système.

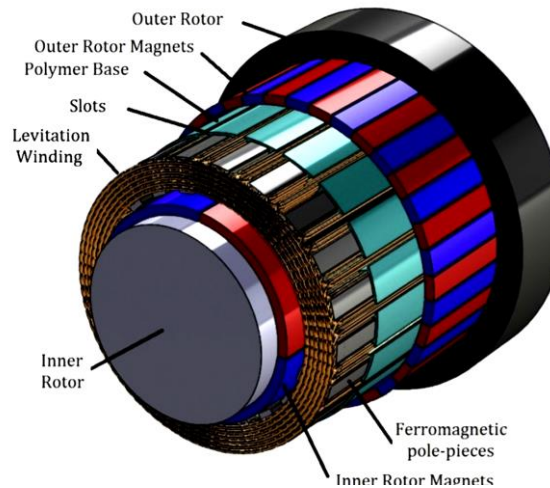


Figure I-34 : engrenage magnétique sans roulements [ABD14].

La figure I-35 présente une solution intéressante pour les applications où les arbres ne sont pas alignés [LIU14]. La topologie est équivalente à celle d'un engrenage coaxial classique, à la seule différence qui consiste à utiliser des segments en fer courbés pour transmettre le flux produit par les aimants.

Un des rotors possède 18 paires de pôles, l'autre rotor comporte 10 paires de pôles. Les aimants sont magnétisés dans la direction radiale. Les 28 segments de fer entourant les rotors modulent le champ créé par les aimants. Le rapport de réduction entre les deux rotors est égal à 1,8. La densité de couple de la topologie était limitée à $5,4 \text{ kNm/m}^3$ en raison de l'encombrement des pièces ferromagnétiques et la présence de fuites de flux. Néanmoins, l'engrenage proposé présente l'avantage d'avoir une orientation différente des axes de rotation de chacun des rotors.

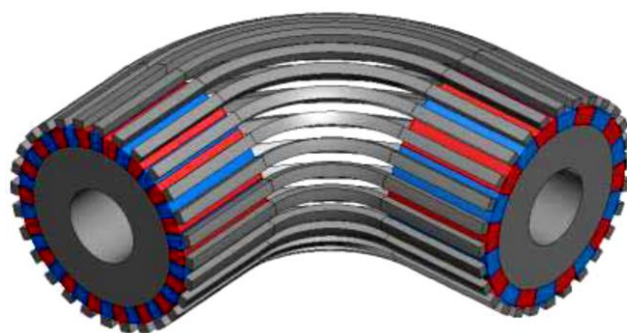


Figure I-35 : Engrenage magnétique à intersection d'axes [LIU14].

Un nouvel engrenage magnétique à flux hybride à triple armatures à aimants permanents a été présenté dans [PEN14]. Il intègre un engrenage magnétique à flux radial et un engrenage magnétique à flux axial (figure I-36). Comparé à un engrenage à flux radial, cette nouvelle structure utilise des pièces ferromagnétiques supplémentaires dans la direction axiale entre le

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

rotor basse vitesse et le rotor haute vitesse pour moduler le champ magnétique, contribuant ainsi à la transmission du couple de sortie.

L'engrenage magnétique à flux hybride proposé peut offrir une capacité de transmission de couple beaucoup plus élevée que ses homologues classiques, ce qui le rend plus compétitif pour les applications à faible vitesse/fort couple. Une méthode de simulation éléments finis 3D est utilisée pour l'analyse du champ magnétique et l'évaluation du couple de sortie. La densité de couple maximale déterminée est de $181,2 \text{ kNm/m}^3$, ce qui représente une amélioration d'environ 20% par rapport à un engrenage magnétique à flux axial. Cependant, cette structure reste assez complexe.

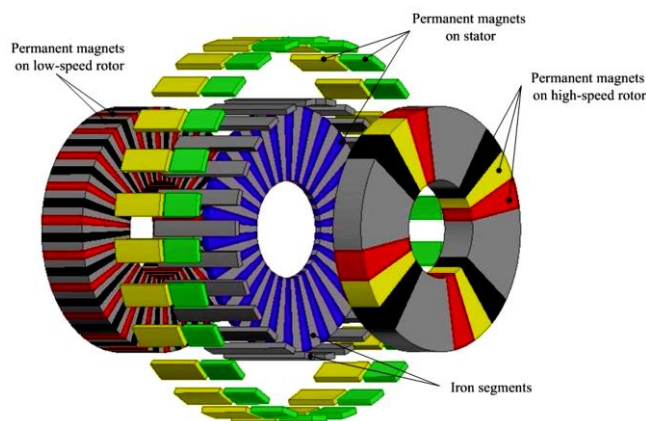


Figure I-36: Engrenage magnétique à flux hybride [PEN14].

La figure I-37 représente un nouvel engrenage magnétique à flux axial doté des pièces ferromagnétiques en forme de L et d'un agencement d'aimants enterrés [TSA15]. La topologie proposée est par nature une structure tridimensionnelle, ce qui en fait un défi de taille pour le dimensionnement et la fabrication. En raison de cette complexité géométrique, un processus d'impression 3D a été adopté pour le maintien des pièces ferromagnétiques de type L sans nécessiter de vis ainsi que pour l'insertion d'aimants au niveau du rotor haute vitesse et au niveau de l'armature fixe.

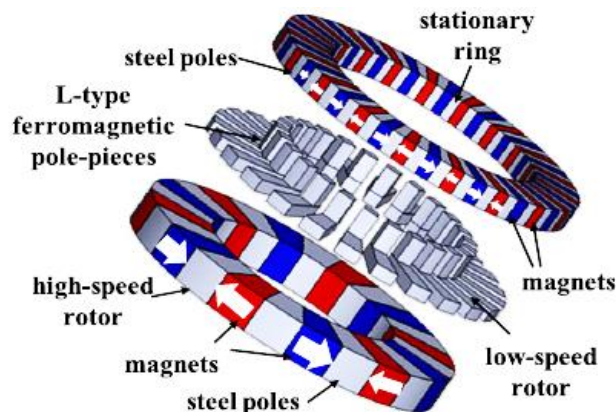


Figure I-37 : Engrenage magnétique à pièces ferromagnétiques en forme de L [TSA15].

Un prototype à base d'aimants en ferrite a montré que cet engrenage magnétique peut fournir une densité de couple de 3 kNm/m^3 . Le couple mesuré est d'environ $4,9 \text{ Nm}$ pour un rapport de réduction de 4,17 (figure I-38). La structure proposée a été également simulée en employant

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

des aimants NdFeB N42 et il a été constaté que la valeur du couple peut être améliorée de manière significative. La densité de couple de simulation atteinte est de 74 kNm/m^3 .

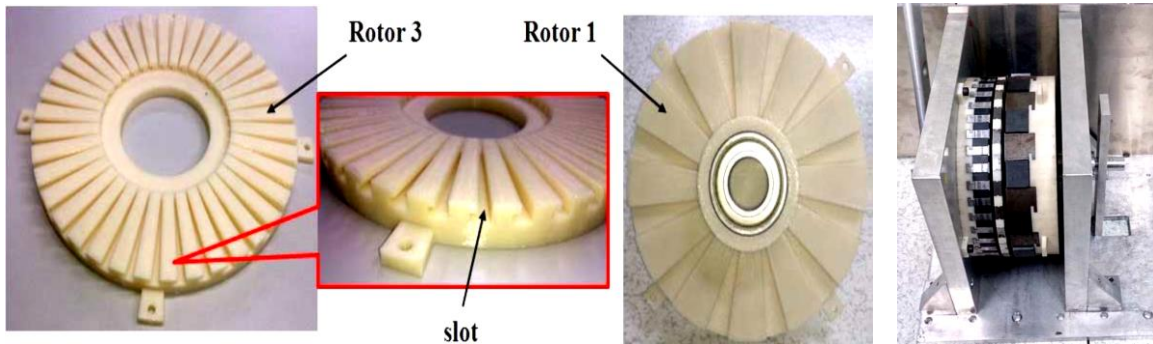


Figure I-38 : Prototype d'engrenage magnétique à flux axial [TSA15].

Un engrenage magnétique à flux hybride avec des pièces ferromagnétiques en forme de T a été proposé dans [YIN15], (figure I-39). Sa structure est composée d'un rotor à 6 paires de pôles et une armature à 19 paires de pôles maintenu stationnaire. Le rotor de sortie possède 25 pièces ferromagnétiques. Cet engrenage magnétique utilise des aimants à concentration de flux de type NdFeB avec une rémanence de $1,25 \text{ T}$.

La concentration du flux est utilisée pour augmenter la densité du flux magnétique et fournir des orientations radiale et axiale du flux. Par rapport à une structure conventionnelle à flux axial, les pièces ferromagnétiques sont remplacées par des pièces en forme de T comme le montre la figure I-39. Ainsi, un trajet magnétique radial est créé en plus du trajet magnétique axial. Les résultats montrent qu'une densité de couple de $282,56 \text{ kNm/m}^3$ est atteinte. Aussi, cet engrenage maintient une densité de couple élevée supérieure à 150 kNm/m^3 dans une plage de rapport longueur-diamètre de $0,1$ à $0,64$, ce qui surpasse les engrenages magnétiques existants en termes de densité de couple.

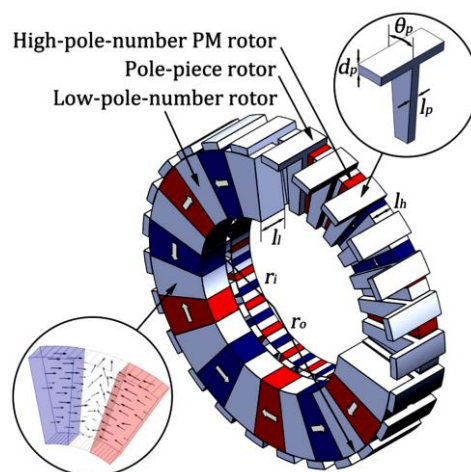


Figure I-39 : Engrenage magnétique à flux hybride à pièces ferromagnétiques en forme de T [YIN15].

La machine à mémoire communément appelée moteur à mémoire à flux variable a été introduite dans [OST11]. C'est une machine synchrone à aimants permanents possédant une aimantation entièrement contrôlable par le biais de courtes impulsions de courant statorique. En 2015, un engrenage magnétique à rapport de réduction variable pour véhicule hybride a été présenté dans

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

[CHE16]. Il combine le concept de l'engrenage magnétique et celui de la machine à mémoire, offrant ainsi 16 rapports de réduction différents en fonctionnement.

Sa structure, représentée sur la figure I-40, se compose d'un rotor externe à aimants de type Alnico montés en surface, une couronne fixe avec 23 enroulements de magnétisation à deux étages et des pièces ferromagnétiques, en plus, d'un rotor interne à base d'aimants Alnico montés en surface. Le but est de loger les enroulements d'aimantation à deux étages dans la couronne fixe de manière à ce que les aimants Alnico puissent être magnétisés dynamiquement ou démagnétisés simultanément, permettant la possibilité de faire varier le rapport de transmission. Cette topologie possède une densité de couple de 24.76 kNm/m^3 avec 7% d'ondulation de couple. Elle offre une certaine flexibilité de fonctionnement grâce à la variation du rapport de transformation. Néanmoins, elle reste relativement compliquée à cause des bobines de magnétisation rendant la fabrication difficile.

Un nouvel engrenage magnétique à réluctance pour la transmission à grande vitesse a été proposé dans [AIS16], comme illustré à la figure I-41. Des pôles saillants composent le rotor haute vitesse, permettant ainsi l'obtention d'une structure simple et robuste. L'engrenage magnétique proposé atteint une densité de couple de $29,4 \text{ kNm/m}^3$ et une valeur de couple de 92 Nm (rapport de transmission de 8:1), ce qui est faible par rapport à l'utilisation d'un rotor interne à aimants permanents.

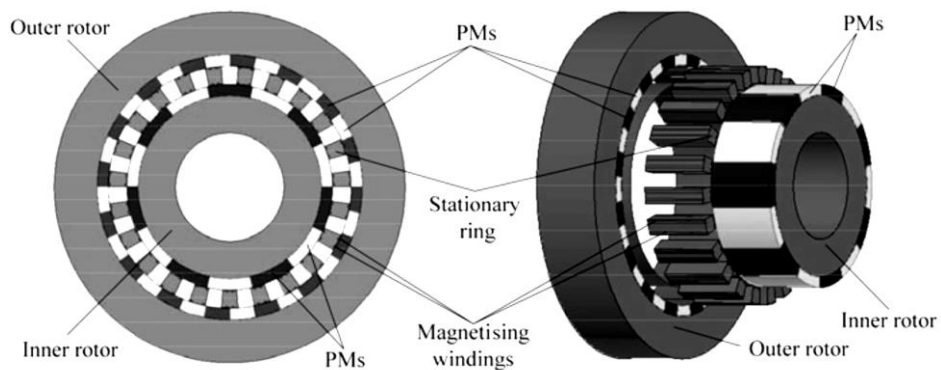


Figure I-40 : Engrenage magnétique à rapport de transmission variable [CHE16].

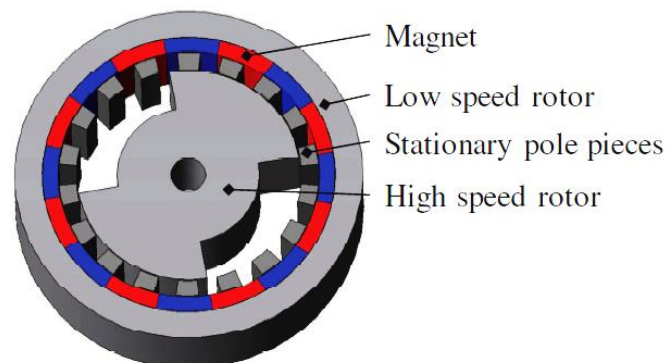


Figure I-41 : Engrenage magnétique à réluctance [AIS16].

La conception et l'optimisation d'un engrenage magnétique pour les applications éoliennes est présenté sur la figure I-42, [DES16]. Les paramètres géométriques ont été optimisés afin de

minimiser le coût des matériaux pour une éolienne d'une puissance de 3,9 MW, tournant à 15 tr/min soit un couple de 2,5 MNm. Cette stratégie d'optimisation inclut des calculs par éléments finis en régime stationnaire, magnétostatique et dynamique. Les résultats d'optimisation soulignent la nécessité de prendre en compte les contraintes mécaniques, notamment pour les pièces ferromagnétiques.

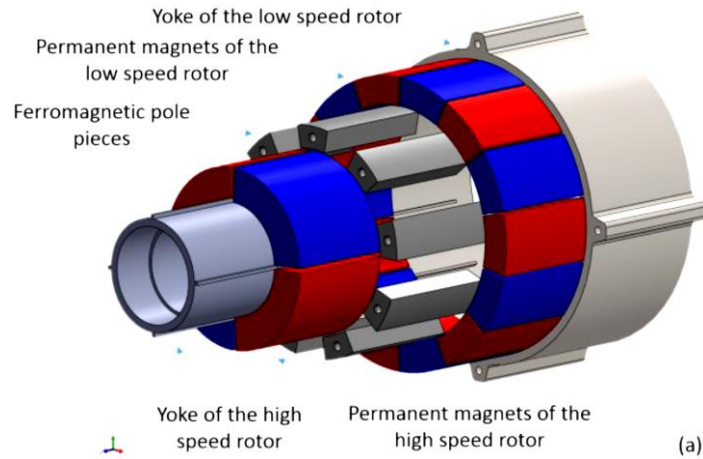


Figure I-42 : Vue éclatée de l'engrenage magnétique [DES16].

Un réducteur magnétique à rapports de réduction multiples a été proposé récemment dans [LI17]. Sa structure est représentée sur la figure I-43. Son principe de fonctionnement est basé sur la variation de pôles des deux armatures tournantes de manière électronique en employant des aimants permanents AlNiCo et des enroulements magnétisants semblable à la machine proposée par [OST11]. Cette topologie est par la suite reliée à une génératrice hydrolienne. Comme le temps de magnétisation/démagnétisation nécessaire pour changer le nombre de paires de pôles magnétiques n'a besoin que de quelques dizaines de millisecondes, le rapport de réduction s'adapte quasi-instantanément aux fréquences angulaires des vagues de la mer, ce qui permet d'optimiser le transfert de puissance.

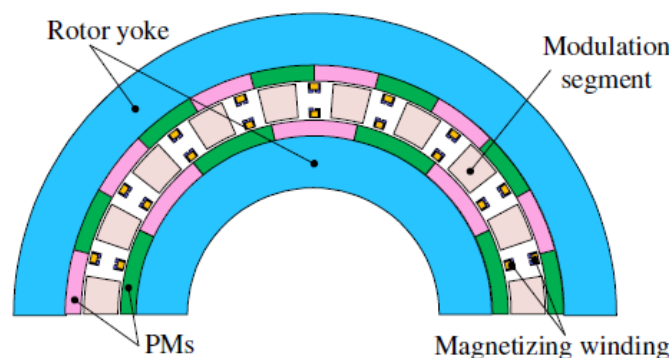


Figure I-43 : Réducteur magnétique à rapports de réduction multiples [LI17].

Une topologie pour une machine à engrenages magnétiques à flux axial, représentée sur la figure I-44, dans laquelle la machine électrique est placée dans l'alésage de l'engrenage magnétique a été proposée dans [JOH17]. L'insertion de la machine à flux axial dans l'alésage de l'engrenage magnétique à champ axial permet aux deux sous-systèmes d'être dimensionnés de manière optimale pour fonctionner l'un avec l'autre. Cela offre la possibilité de développer

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

un système nettement plus compact dans lequel la machine intégrée et l'engrenage magnétique sont pleinement utilisés, dans la limite de leurs valeurs nominales maximales.

Un prototype de validation du principe avec une densité de couple de $10,4 \text{ kNm/m}^3$ a été conçu, fabriqué et testé pour un rapport de transmission de 9,33. Une autre solution capable d'atteindre $60,6 \text{ kNm/m}^3$ a également été simulée pour démontrer le potentiel de cette topologie.

Bien que les performances théoriques soient déjà compétitives par rapport à certaines conceptions mentionnées dans la littérature, elles pourraient être encore améliorées en reconfigurant à la fois la machine intégrée et l'engrenage magnétique à champ axial en utilisant une optimisation au niveau du système global. Des tests expérimentaux à vide du prototype ont révélé que le dispositif présentait des pertes à vide plus importantes que prévu. D'après les auteurs, ces pertes supplémentaires sont causées par le roulement utilisé au niveau du rotor basse vitesse.

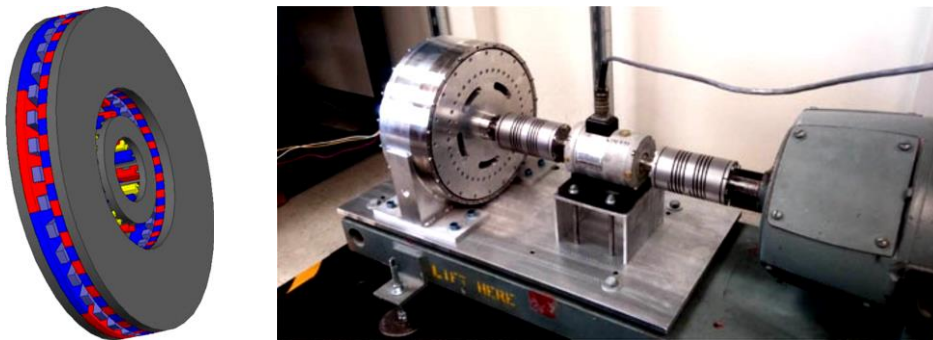


Figure I-44 : Prototypage d'engrenage magnétique à flux axial à moteur intégré [JOH17].

Récemment, La NASA a mené des travaux de conception initiale et de développement de prototypes à base d'engrenages magnétiques [ASN18]. Le but étant d'obtenir une compréhension fondamentale sur les engrenages magnétiques et les facteurs qui rentrent en jeu afin de faire évoluer cette technologie.

Dans le cadre d'un projet de deux ans et demi, deux prototypes d'engrenages magnétiques concentriques à petite échelle ($<152 \text{ mm}$ de diamètre) ont été développés. Le prototype 1 représenté sur la figure I-45, a été mis au point rapidement pour mieux comprendre les problèmes de conception et de fabrication. La valeur du couple massique est de 20 Nm/kg , la valeur de couple est de 34 Nm pour un rapport de transmission de 4,25. Dans le but de maximiser le couple, un processus d'optimisation a été développé et implémenté pour la fabrication du deuxième prototype qui est en cours d'assemblage. Les résultats de simulation 2D du prototype 2 prédisent un couple massique de 61 Nm/Kg .

La deuxième phase du projet consistera à rendre les engrenages magnétiques compétitifs par rapport aux engrenages mécaniques aux vitesses élevées requises pour les applications aérospatiales. Quant à la phase 3, celle-ci se concentrera sur l'intégration d'engrenages magnétiques avec des moteurs électriques. Les concepts de véhicules eVTOL (electrified vertical takeoff and landing vehicles) du projet de technologie de levage vertical révolutionnaire (RVLT) de la NASA seront les applications visées de ce développement technologique continu.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

Trois modèles de véhicules eVTOL sont illustrés dans la figure I-46. Il existe un véhicule quadrotor pour un seul passager destiné à fonctionner comme un taxi aérien, un hélicoptère à six passagers pour des opérations de type covoiturage et, enfin, un avion inclinable, qui opérerait selon un service comparable à celui d'un avion de ligne traditionnel.



Figure I-45 : Prototype 1 de la NASA [ASN18].

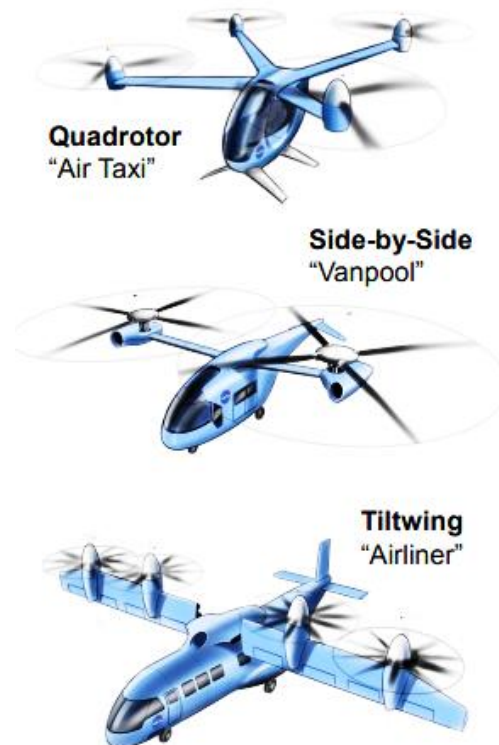


Figure I-46 : Nouveaux véhicules eVTOL de la NASA [ASN18].

Dans ces concepts, les rotors sont entièrement ou partiellement entraînés par des moteurs électriques. Les vitesses des pales d'hélice sont maintenues relativement faibles afin de minimiser le bruit associé à la vitesse élevée de l'extrémité de l'hélice. La vitesse de rotation du moteur électrique est supposée être beaucoup plus élevée, de sorte qu'elle puisse générer la puissance requise avec un couple réduit. Une demande de couple plus faible réduit la charge électromagnétique requise, ce qui permet au moteur électrique d'être conçu avec une masse inférieure et/ou un rendement supérieur.

Le tableau I-2 résume les performances obtenues pour quelques topologies d'engrenages magnétiques présentées dans cette partie qui ont fait l'objet d'une vérification expérimentale en

fonction de leur rapport de transmission du couple. Ces topologies sont classées par ordre croissant en fonction de la densité de couple qu'elles offrent.

Rapport de Transmission G_r	Densité de couple kNm/m^3	Référence
9,33	10,4	[JOH17]
3	16	[HUA08]
7,33	53,3	[LIU09]
5,5	54,5	[RAS05]
5,75	77,8	[ATA04]
21	106,8	[JOR08]
4,25	108,3	[JIA09]
4,25	239	[UPP14]

Tableau I-2 : Densité de couple de quelques prototypes d'engrenages magnétiques.

2. MODELISATION DES REDUCTEURS MAGNETIQUES POUR LE DIMENSIONNEMENT

Plusieurs modèles ont été proposés pour le dimensionnement et l'étude des engrenages magnétiques, selon trois approches principales : des modèles analytiques basés sur les réseaux équivalents de perméances, des modèles analytiques basés sur la résolution formelle des équations de Maxwell et des modèles purement numériques basés sur les éléments finis. Nous allons dans la suite faire un bilan des différents modèles d'étude en termes de précision et de temps de calcul.

2.1. Modélisation par réseaux de réluctances

La première méthode concerne la modélisation d'engrenages magnétiques en utilisant des réseaux de réluctances, comme indiqué dans [FUK11], [THY15] et [BEN16].

Les réseaux de réluctances ont plusieurs avantages, un modèle analytique simple, une bonne précision de calcul et un couplage relativement simple avec le mouvement de rotation des rotors. Dans [FUK11] une méthode de calcul des caractéristiques dynamiques d'un engrenage magnétique de type planétaire basée sur les réseaux de perméances a été développée. Les valeurs calculées obtenues à partir de la méthode proposée concordent bien avec celles données par l'analyse éléments finis 2D. En négligeant les courants de Foucault dus au mouvement, la forme intégrale des équations de la magnétostatique est résolue sur un maillage de blocs élémentaires de réluctances dans les directions radiales et ortho-radiales (voir figure I-47) avec des conditions aux limites appropriées. Pour cela, le domaine de la machine est discrétisé via des éléments connectés par des réluctances magnétiques. Si les réluctances dépendent du champ magnétique, un problème non linéaire est obtenu ou la saturation magnétique peut être prise en compte. Cette méthode est utilisée pour une conception initiale en raison de sa simplicité. Sa précision dépend très fortement du nombre de nœuds adoptés pour la discrétisation. Les temps de calcul de la méthode des réseaux de perméances et de la méthode des éléments finis sont respectivement de quelques secondes et de 30 minutes environ. Ce qui correspond à un gain de temps important dans le cadre d'un processus d'optimisation.

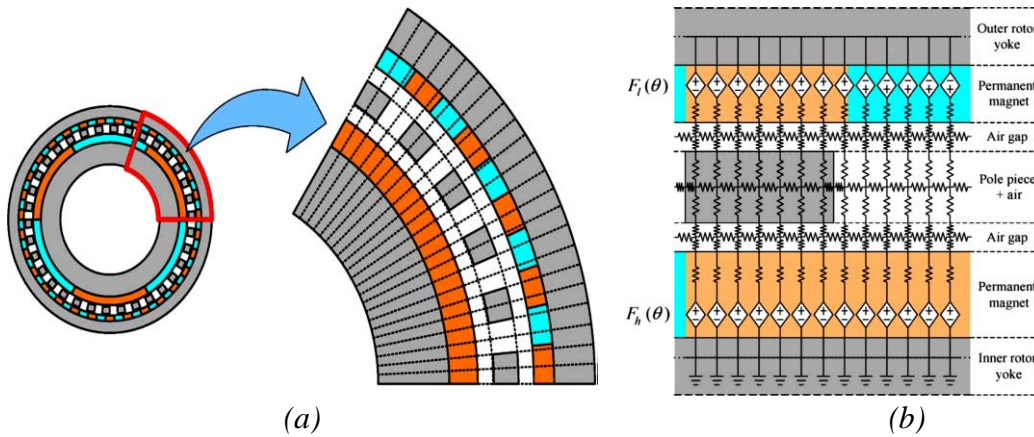


Figure I-47 : (a) Constitution du réseau de perméances de l'engrenage magnétique (b) Vue de détail du réseau de perméances de l'engrenage magnétique [FUK11].

Une approche de modélisation par réseau de perméances est proposée dans [THY15] pour un engrenage magnétique intégré dans une machine électrique (figure I-48). Comparé à la Figure I-47, un maillage plus grossier a été utilisé. La méthode proposée aboutie au bout de 1,2 s pour un point de calcul du couple contre 18 s pour une simulation par éléments finis (EF). Ainsi, la simulation par réseau de perméances est 15 fois plus rapide que la simulation par EF. Enfin, l'approche proposée convient, en raison de la vitesse de calcul élevée, aux problèmes d'optimisation à objectifs multiples.

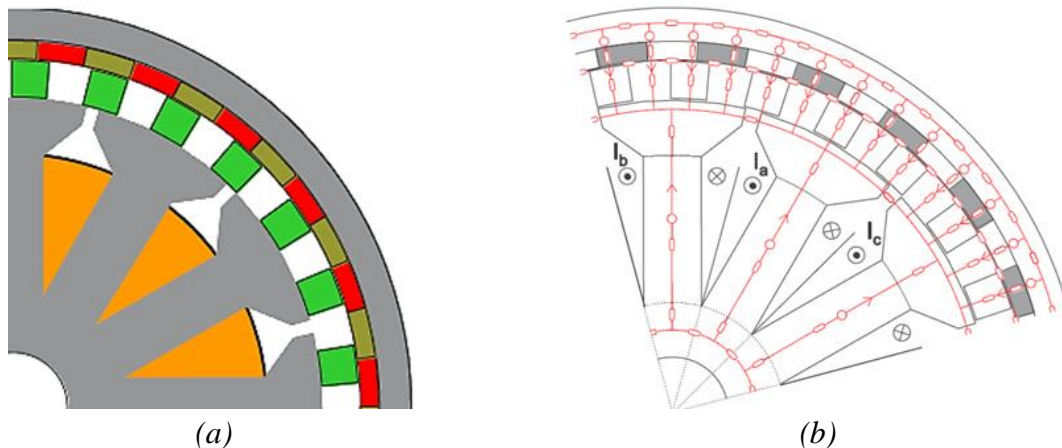


Figure I-48 : (a) Structure étudiée dans [THY15], Modélisation proposée [THY15].

2.2. Modélisation analytique par résolution des équations de Maxwell

Dans le cas de matériaux idéaux linéaires et de géométries simples, les approches analytiques basées sur la résolution des équations de champ sont formulées à partir de la solution exacte des équations de Laplace ou de Poisson. Le domaine de l'engrenage magnétique est divisé en plusieurs régions qui sont liées entre elles par un ensemble approprié de conditions aux limites et de conditions de passage.

La solution exacte du potentiel dans chaque région est écrite sous la forme d'une série de Fourier tronquée où tous les coefficients de Fourier inconnus sont calculés à partir d'un système d'équations issu des conditions de passages entre les régions.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

Pour les engrenages magnétiques coaxiaux, cette approche a été suivie dans [JIA09] en adoptant une formulation en potentiel scalaire 2D et dans [LUB10] en adoptant une formulation en potentiel vecteur 2D, les deux formulations étant équivalentes d'un point de vue précision et temps de calcul.

Les engrenages magnétiques coaxiaux utilisent l'interaction des champs magnétiques pour permettre la transmission du couple électromagnétique. Dans [JIA09], une nouvelle approche analytique a été proposée pour calculer la distribution du champ magnétique dans les engrenages magnétiques coaxiaux. Un ensemble d'équations aux dérivées partielles en termes de potentiel magnétique scalaire a été utilisé pour décrire le comportement du champ. La solution est déterminée en considérant les conditions aux limites. La précision de l'approche proposée a été vérifiée en comparant les résultats de distribution de champ avec ceux obtenus par la méthode des éléments finis. Le temps de calcul dépend beaucoup du nombre de régions à considérer et donc du nombre de pièces ferromagnétiques mais il reste bien meilleur que pour des simulations éléments finis en 2D. La limitation concerne la linéarité des matériaux magnétiques.

En 2010, [LUB10] décrit un modèle analytique bidimensionnel (2D) permettant de prédire la distribution du champ magnétique ainsi que le couple électromagnétique dans des engrenages magnétiques à flux radial en utilisant la méthode des sous-domaines. La méthode des sous-domaines consiste à résoudre les équations aux dérivées partielles liées aux équations de Maxwell dans chaque région en employant la méthode de séparation des variables. Le modèle analytique 2D proposé a montré un certain manque de précision par rapport aux simulations 3D par éléments finis pour la prédiction du couple. Il surestime la valeur maximale du couple d'environ 30% pour l'exemple étudié. Cependant, il a été montré que le modèle analytique peut être utilisé pour déterminer rapidement la valeur optimale des dimensions des pièces ferromagnétiques et de l'épaisseur des aimants lorsque les autres paramètres géométriques sont fixés. Il a été montré que le modèle analytique et les simulations 3D par éléments finis suivent les mêmes tendances dans la détermination des valeurs optimales des paramètres géométriques. Comme le modèle analytique a une durée de calcul inférieure à celle des simulations EF en 3D, ce modèle peut être utilisé comme un premier outil efficace de pré dimensionnement. Dans [LUB13], la même approche que dans [LUB10] est adoptée mais pour l'étude des engrenages à flux axial en établissant un modèle au rayon moyen résolu en coordonnées cartésiennes.

Dans [FUR00], la méthode analytique 3D est introduite pour les accouplements magnétiques à aimants permanents. Une analyse du couplage magnétique entre des cylindres multipolaires a été présentée. Une formule permettant de calculer la valeur du couple maximal transmissible a été déterminée. Cette formule est exprimée en termes de fonctions élémentaires et est idéale pour l'analyse paramétrique. Des calculs de couple rigoureux peuvent être effectués en quelques millisecondes grâce à cette formule. En conséquence, elle est d'une grande utilité pour la conception et l'optimisation des accouplements magnétiques à aimants permanents.

La méthode de modélisation analytique développée pour les engrenages cylindriques est étendue aux engrenages magnétiques à denture droite à aimantation arbitraire dans [JOR05]. Cette méthode est vérifiée avec un calcul par éléments finis, en obtenant une bonne concordance. Un prototype a également été construit pour valider les calculs théoriques. Cette

validation a révélé une erreur de 39% sur la valeur du couple statique entre le modèle analytique et les essais expérimentaux. Le couple de décrochage mesuré était de 12 Nm et le couple estimé par le modèle était de 16,7 Nm. La densité de couple calculée pour les régions actives magnétiques est d'environ 18 kNm/m³. La différence entre les résultats calculés et mesurés est due aux effets 3D. Le modèle analytique est un modèle 2D qui ne prend pas en compte les effets d'extrémités de l'engrenage magnétique.

L'efficacité de ces techniques par rapport aux approches purement numériques dépend du nombre d'harmoniques nécessaires pour représenter avec précision le comportement du champ magnétique dans les différentes régions.

2.3. Modélisation purement numérique par éléments finis

La modélisation par éléments finis est très souvent utilisée dans l'étude des engrenages magnétiques et est considérée comme l'un des outils les plus précis dans la simulation de modèles non linéaires (saturation magnétique).

Les engrenages magnétiques et les machines intégrant des engrenages magnétiques ont attiré beaucoup d'attention en raison de leurs densités de couple élevées. Comme dans la conception et l'analyse des machines électriques conventionnelles, la méthode des éléments finis (EF) a été utilisée pour ce type de dispositif. Pour des raisons d'efficacité de calcul, la modélisation EF consiste généralement à effectuer une modélisation bidimensionnelle (2D) en exploitant les périodicités lorsqu'elles existent ce qui est rarement le cas pour les engrenages magnétiques. Cependant, de nombreux chercheurs ont montré qu'il existait un écart important entre les résultats de la modélisation EF en deux dimensions et en trois dimensions (3D) pour ces machines à cause des effets d'extrémités.

Une analyse précise et une conception optimale des engrenages magnétiques sont essentielles pour atteindre un objectif de conception donné comme la minimisation du volume des aimants permanents employés. C'est pourquoi, la modélisation d'un engrenage magnétique utilisant une analyse par éléments finis 3D, 2D et une méthode analytique a été établie dans [WU97]. Toutes les méthodes prédisent un couple électromagnétique de sortie maximal supérieur à la valeur du couple mesurée expérimentalement de 22% pour la méthode analytique, 19% pour la modélisation EF 2D et 4% pour EF 3D. La comparaison entre la modélisation par éléments finis 3D et 2D et des méthodes analytiques avec les essais expérimentaux a démontré que l'analyse 3D fournit les résultats les plus précis concernant les performances du dispositif en termes de couple de sortie.

Une analyse par éléments finis pas à pas dans le temps est présentée dans [CHA08]. Elle emploie deux sous modèles EF couplés entre eux, le modèle EF du moteur d'entraînement et celui de l'engrenage magnétique. Ainsi, les interactions dynamiques subsistantes entre le rotor du moteur et le rotor interne de l'engrenage ainsi que le rotor externe de l'engrenage et la charge sont prises en compte. L'analyse transitoire proposée vérifie que l'engrenage magnétique présente un avantage d'autoprotection contre les surcharges, par contre, des d'oscillations importantes de couple sont présentes pendant les transitoires.

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

D'une manière générale, pour les engrenages magnétiques et les machines à engrenages magnétiques, les résultats obtenus à l'aide de la modélisation EF 2D surestiment les performances de la machine avec une marge significative. Ce problème est souligné dans la littérature où plusieurs auteurs [ATA04], [RAS05], [CHA07], [RAS11] et [GER13] ont signalé des erreurs de modélisation EF en 2D comprises entre 20% et 40% en particulier lorsque les engrenages sont axialement courts [GER14] par rapport aux dimensions radiales.

En 2014, [GER14] s'est intéressé particulièrement aux effets d'extrémité afin de déterminer l'importance de leur prise en compte dans la modélisation des engrenages magnétiques et les machines intégrant un engrenage magnétique. Il décrit les limites des modèles EF 2D en introduisant l'origine des effets d'extrémités et analyse l'influence de certains paramètres géométrique influant sur les effets d'extrémités. L'effet de certains paramètres de conception sur le couple de décrochage a été étudié à la fois en 2D et en 3D. Une attention particulière a été accordée à la différence entre les résultats 2D et 3D, ce qui a permis de déterminer dans quelle mesure le modèle 2D EF peut être utilisé.

Récemment, plusieurs analyses ont traité de la procédure de conception optimisée d'engrenages magnétiques utilisant soit des approches par éléments finis [NIU12], [DES16], soit des approches analytiques [FIL17].

Dans [NIU12], un nouvel algorithme à éléments finis à maillage ajustable est présenté. Il a pour objectif d'optimiser les dimensions d'un engrenage magnétique coaxial avec des aimants permanents montés en surface afin de maximiser le couple en sortie. Avec l'algorithme d'éléments finis à maillage adaptatif, les coordonnées des nœuds du maillage sont déplacées en fonction des modifications dimensionnelles, sans compromettre la qualité du maillage. La particularité de cette méthode est qu'aucun remaillage n'est requis pendant le processus d'optimisation, ce qui réduit considérablement le temps de calcul tout en conservant la robustesse de l'algorithme. En combinant l'approche proposée avec l'algorithme d'optimisation par essais particuliers (*OEP*), une convergence optimale est obtenue.

Afin de réduire le temps de calcul, une procédure de conception semi-analytique est adoptée dans [FIL17], fournissant un outil de simulation rapide pouvant être intégré à une boucle d'optimisation. Les contraintes magnétiques, thermiques et mécaniques sont identifiées puis intégrées dans un algorithme stochastique permettant de déterminer les géométries optimales à l'aide de fronts de Pareto. L'algorithme développé fournit un outil de conception initial utile pour la localisation de solutions optimales dans l'espace de recherche donné. L'objectif principal est d'imposer des contraintes dans l'optimisation multi-objective des engrenages magnétiques coaxiaux à plusieurs niveaux.

Les engrenages magnétiques coaxiaux à niveaux émanent des engrenages magnétiques à plusieurs arbres. Comme le montre la Figure I-49, la machine devient un dispositif à trois étages avec une armature interne, une armature externe et une armature centrale, un engrenage magnétique étant placé à l'intérieur d'un autre engrenage magnétique creux, ce qui donne un engrenage coaxial à plusieurs étages [FIL17].

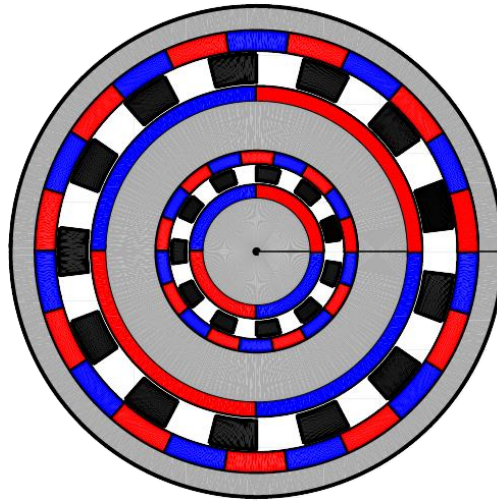


Figure I-49 : Engrenage coaxial à deux étages [FIL17].

Les résultats d'optimisation concernant les engrenages magnétiques ont montré que, lorsque le couple est inclus dans le vecteur des objectifs, les engrenages ont tendance à être creux et à atteindre une taille radiale maximale. La stratégie d'optimisation proposée basée sur une approche semi-analytique rapide peut être adoptée dans la première étape de conception d'un engrenage magnétique. Une fois que la région optimale au niveau du front de Pareto a été identifiée, l'espace de recherche peut être considérablement réduit et des optimisations basées sur la méthode des éléments finis peuvent être exécutées en utilisant les résultats de l'approche semi-analytique comme paramètres initiaux.

Comme décrit dans [FIL17], les procédures de conception évoluent vers des approches stochastiques multi physiques.

3. MACHINES ELECTRIQUES INTEGRANT UN REDUCTEUR MAGNETIQUE

Les machines à aimants présentent une forte densité de couple et de très bonnes performances grâce au développement des aimants permanents au cours des dernières décennies. Elles sont largement utilisées dans diverses applications à différents niveaux de puissance et de vitesse [ZHU07].

Pour les applications nécessitant une faible vitesse de rotation et un couple élevé, comme les systèmes dédiés à la traction marine ou la production d'énergie éolienne, etc., la solution classique consiste en une machine électrique à vitesse moyenne associée à un engrenage mécanique de transmission [ATA01]. Cependant, ce système s'accompagne inévitablement d'inconvénients liés aux composants mécaniques, tels qu'une lubrification et une maintenance rigoureuses, des vibrations et un bruit élevés, une durée de vie réduite. Par conséquent, la recherche sur les machines à aimants à forte densité de couple a suscité une grande attention de la part du monde scientifique et industriel, visant à remplacer les dispositifs de transmission conventionnels en les intégrant au système. A ce jour, de nombreuses nouvelles topologies de machines à aimants à haute densité de couple ont été développées, telles que les machines à champ axial, les machines à effet vernier, les machines à flux transverse ou encore les machines dotées de stator à aimants [CHE11].

Au cours de la dernière décennie, une nouvelle catégorie de machines à aimants à haute densité de couple est devenue l'un des sujets de recherche les plus en vogue des machines électriques. Ces machines sont à l'origine dérivées des engrenages magnétiques à modulation [MAR68], et peuvent être qualifiées de machines à engrenage magnétique intégré. La caractéristique la plus importante des machines à engrenage magnétique est qu'elles fonctionnent sur la base d'une modulation du champ d'entrefer créant un effet de transmission magnétique, et peuvent être assimilée à une machine classique et un engrenage sans contact intégré. En héritant des avantages de la transmission couple/vitesse sans contact de l'engrenage magnétique, ainsi que du volume compact de la machine conventionnelle à vitesse moyenne, les machines à engrenages sont capables d'entraîner directement les systèmes à basse vitesse avec une densité de couple et une fiabilité élevée, devenant ainsi des candidates prometteuses pour de nombreuses applications.

Bien que l'engrenage magnétique ait une densité de couple élevée, il s'agit simplement d'une pièce de transmission sans port de sortie électrique ni port d'entrée. Pour des raisons pratiques, son intégration avec les machines électriques doit être bien étudiée, dans le but d'obtenir un système plus compact, ce qui enrichit grandement le développement de cette nouvelle classe de machines électriques. En raison de la diversité des méthodes d'intégration des machines à engrenages, de nombreuses variantes sont étudiées en vue d'applications spécifiques.

Dans la suite, nous présentons deux types de machines à engrenage magnétique intégré. Pour le premier type, l'engrenage magnétique et la machine électrique sont facilement identifiés puisqu'ils sont simplement couplés mécaniquement l'un à l'autre sans que leurs structures d'origine soient modifiées. En revanche, l'autre structure présente une plus grande intégration entre l'engrenage magnétique et la machine électrique. Une description plus détaillée de chaque type est présentée ci-dessous.

3.1. Machines à engrenages magnétiques couplées mécaniquement

Les machines couplées mécaniquement sont composées d'un engrenage magnétique physiquement reliées à une machine électrique conventionnelle en partageant un même rotor [CHA07]. En fonctionnement moteur, le rotor haute vitesse de l'engrenage est partagé par la machine et est entraîné par le champ d'induit. La conversion haute vitesse/ basse vitesse peut être obtenue en choisissant l'autre armature à aimants ou l'armature à pièces magnétiques comme rotor de sortie. Idéalement, l'engrenage et la machine sont découplés magnétiquement puisque le champ magnétique de la machine ne provoque pas de perturbation de champ dans l'engrenage magnétique et vice versa [CHA07].

Dans la figure I-50 sont représentées deux machines à engrenages magnétiques en fonction des différentes positions relatives de l'engrenage par rapport à la machine. Bien que l'engrenage de la machine illustrée à la figure I-50(b) soit couplé magnétiquement à la machine électrique, elle reste considérée comme une machine couplée mécaniquement lorsqu'on considère ses similitudes avec la structure de la figure I-50(a). Il est à noter que le nombre d'engrenage magnétique et/ou de machines connectées peut être supérieur à 1 (machine à engrenage multi-niveaux). Outre la machine à aimants, la machine électrique peut être une machine à induction ou une machine à réluctance [MEZ15], [ABD16].

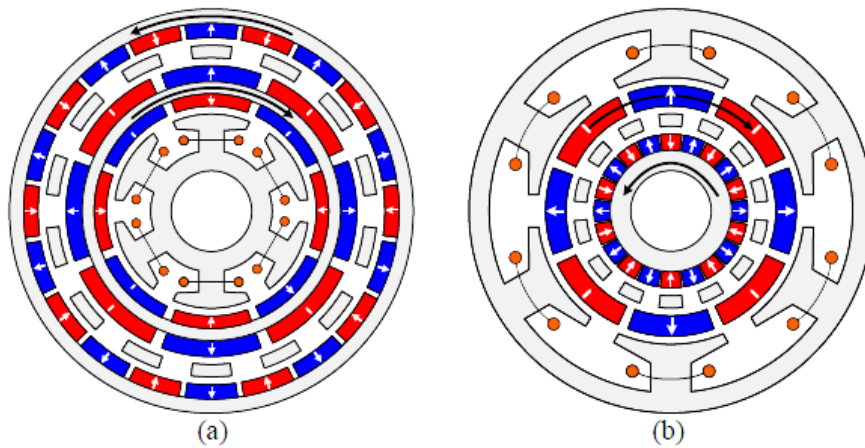


Figure I-50 : Machines à engrenages magnétiques couplées mécaniquement [ZHU18].
 (a) stator interne (b) stator externe

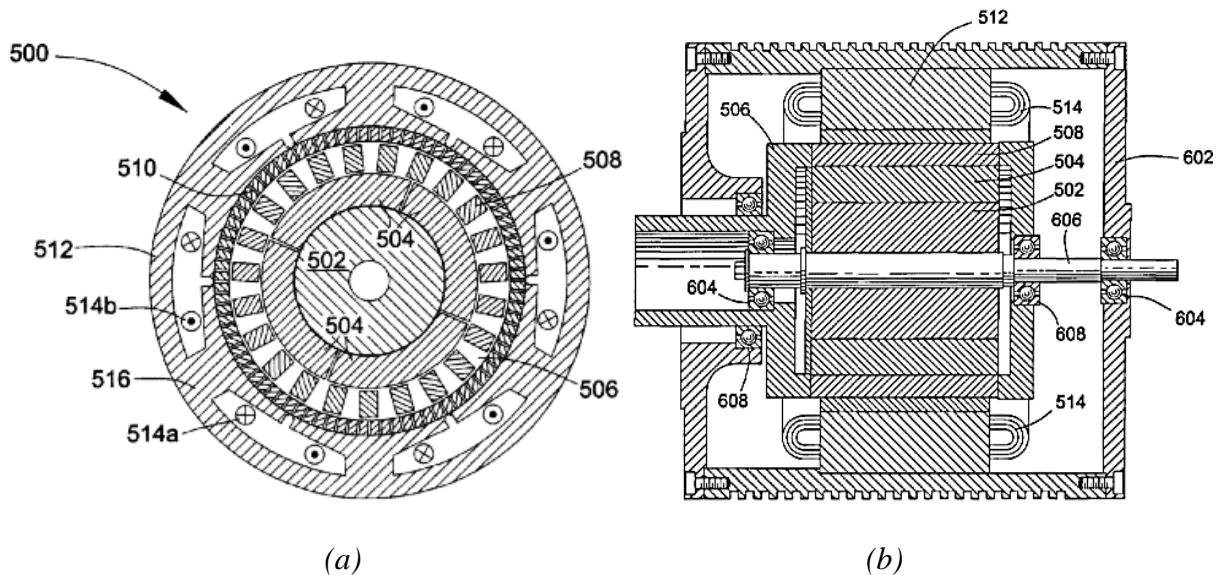
Les machines couplées mécaniquement ont une densité de couple élevée en raison de leur bon facteur de réduction de volume. Elles ont été étudiées et appliquées pour certaines applications, comme les véhicules électriques, et la production d'énergie électrique par éoliennes [JIA09], [RAS11], [GER14], [FRA15] et [GER15]. De plus, dotées de trois rotors dont l'un à vitesse contrôlable rend ces machines capables d'obtenir une transmission variable continue [JIA11], [ATA12].

3.2. Machine à aimants à engrenage magnétique intégré : « Pseudo » Direct Drive machines ou PDD

Pour entraîner le rotor haute vitesse de l'engrenage magnétique, une autre approche consiste à fixer les aimants à haute polarité directement sur les dents du bobinage statorique, figure I-51. La machine développée est appelée « Pseudo » Direct Drive machine ou PDD [ATA08]. Le PDD est un engrenage magnétique associé à une machine synchrone à aimants possédant un système de bobinage dentaire qui produit un champ tournant avec la même polarité que le rotor haute vitesse (rotor interne de la figure I-51). Le couple produit par le rotor haute vitesse est transmis via les pièces ferromagnétiques. Il en résulte une machine extrêmement compacte à forte densité de couple. Etant donné que les aimants de l'armature fixe sont montés sur sa surface interne, la couronne de modulation magnétique et le rotor haute vitesse tournent dans le même sens avec un rapport de réduction G_r .

La Pseudo Machine PDD présentée sur la figure I-51 (a), comprend un rotor interne à 2 paires de pôles, un rotor externe à 23 pièces ferromagnétique qui permettent le couplage magnétique entre les aimants permanents du rotor interne et le stator. Ce dernier dispose de 21 paires de pôles et d'un bobinage triphasé placé autour des dents.

Le rotor de sortie à 23 pièces ferromagnétiques est considéré comme une roue folle. Il est placé entre le rotor haute vitesse à 2 paires de pôles, et l'armature fixe à 21 paires de pôles dont le champ est modulé par le bobinage statorique.



(a) (b)
Figure I-51 : Pseudo Machines PDD [ATA13].

Le bobinage statorique est agencé afin d'interagir avec le premier harmonique du champ magnétique créé par les aimants permanents présent au stator. Puis, une interaction basée sur la modulation de champ magnétique se produit entre les rotors interne et externe, assurant ainsi le transfert du couple électromagnétique.

La figure I-51 (b) montre une vue en coupe axiale de la machine électrique. On peut voir que la machine électrique comprend un carter 602 qui supporte, par l'intermédiaire des roulements 604, un arbre central 606 sur lequel le rotor interne 502 est monté. Le rotor externe 506 est fixé entre l'arbre 606 et le carter 602 via les roulements 608. Le stator 512 est fixe et disposé vers l'extérieur par rapport aux rotors interne et externe.

En 2008 [ATA08] étudie une machine « Pseudo » Direct Drive pouvant atteindre une densité de couple de 60 kNm/m^3 avec une très faible densité de courant de 2 A/mm^2 , ce qui évite l'utilisation d'un système de refroidissement de l'induit. Cette machine a également été étudiée pour diverses applications, telles que la génération de puissance éolienne, le pilotage des gouvernes de vol (flight control surface actuation) [WAN09], [HUS16].

En termes de densité de couple, [ZHU18] résume les performances des machines à engrenages magnétiques (densité de couple en fonction du glissement) en distinguant les structures validées par le biais d'un prototype et celles étudiées par la méthode des éléments finis.

Comme le montre la figure I-52, lorsque le rapport de transmission G_r est compris entre 5 et 10, la machine possède une densité de couple élevée avec une valeur optimale de 130 kNm/m^3 [RAS09]. Une densité de couple maximale autour de 100 kNm/m^3 a été constatée en validation expérimentale (le point 42 correspondant à [FRA15] et le point 45 à [GER15]), ce qui est beaucoup plus élevé qu'une densité de couple des machines à aimants classiques (de l'ordre de 30 kNm/m^3). Par conséquent, les performances en terme couple de la machine à engrenage peuvent être certifiées pour un G_r optimum situé entre 5 et 10.

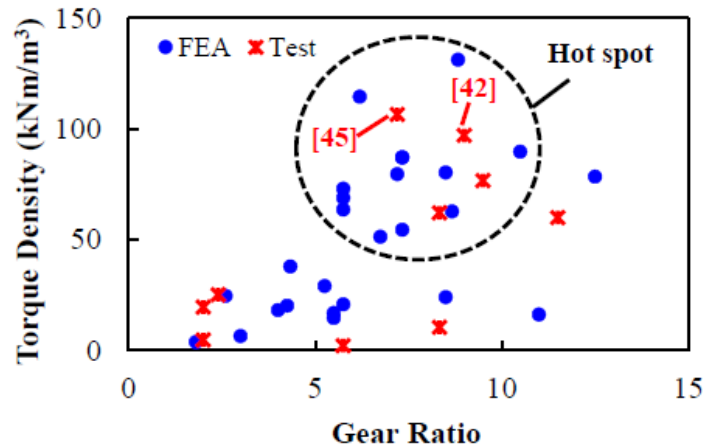


Figure I-52 : Résumé des machines à engrenages étudiées [ZHU18].

3.3. Applications des machines à engrenages magnétiques et exemples de conception

Les engrenages magnétiques peuvent être employés dans des applications pétrolières et gazières. Tel est le cas du premier engrenage magnétique commercialisé par Magnomatics. Cet engrenage entraîne une pompe à faible vitesse dans le but d'améliorer la production d'un puit de pétrole. D'après le fabricant, il offre un rendement élevé et une plus grande fiabilité par rapport aux solutions mécaniques (figure I-53 (a)).



Figure I-53 : (a) Composants d'engrenage, (b) Engrenage magnétique à transmission variable MAGSPLIT.

MAGSPLIT (Transmission à commande magnétique contrôlée) est un système créé par Magnomatics (Figure I-53 (b)), qui s'adapte aux groupes motopropulseurs hybrides de trains et aux transmissions motorisées auxiliaires. Ce dispositif de répartition de puissance à commande électrique hautement efficace, est capable d'atteindre une gamme continue de rapports de transmission d'engrenage pour faire correspondre une force motrice fixe à une vitesse variable. Il est susceptible d'être plus compact que son équivalent mécanique.

La réduction des émissions de gaz à effet de serre, conjuguée à la flambée des coûts des carburants, a conduit à pousser la réflexion dans l'adoption de systèmes électriques de propulsion marine de type « Pseudo » Direct Drive (PDD) pour les navires commerciaux et militaires, offrant ainsi une architecture souple, une bonne efficacité énergétique, et de très bonnes performances en termes de facteur de puissance et de filtrage des vibrations. De plus, ce sont des systèmes qui ne nécessitent pas de dispositifs de refroidissement par liquide

supplémentaires comme c'est le cas des moteurs de propulsion électriques à entraînement direct conventionnels.



Figure I-54 : Machine à aimants intégrant un engrenage magnétique PDD pour la propulsion marine.

Le PDD peut être une solution intéressante pour augmenter l'efficacité d'un système de production d'énergie renouvelable. La figure I-55 présente une génératrice de type PDD d'une puissance de 20MW conçu dans le cadre du projet européen INNWIND (2012-2017) avec la collaboration de Magnomatics. Cette machine associée à un engrenage magnétique possède un rapport de réduction G_r de 7,5 et délivre un couple électromagnétique de 28 MNm [INN17].

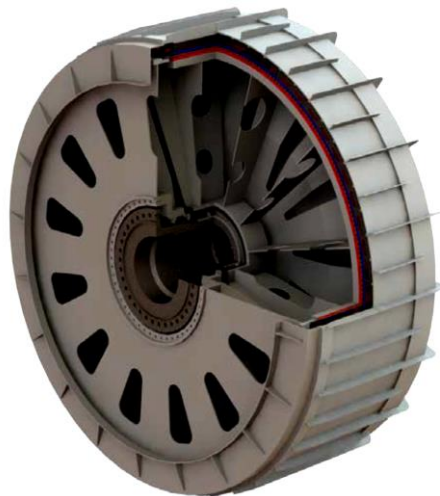


Figure I-55 : Génératrice de type PDD pour application éolienne 20MW [INN17].

4. OBJECTIFS DE LA THESE

4.1. Contexte de l'étude

Les applications à faible vitesse et couple élevé nécessitent le plus souvent un système réalisé en utilisant un engrenage mécanique pour adapter une machine d'entraînement à vitesse élevée et couple faible à sa charge. Cela nécessite une lubrification, un refroidissement et un entretien constant avec un risque de blocage en cas de fonctionnement en surcharge. Les solutions d'entraînement direct ont une densité de couple limitée pour obtenir une faible vitesse de rotation/un couple élevé en raison d'un facteur d'échauffement admissible limité. Pour pallier ce problème, un nouveau concept de machines à aimants intégrant un réducteur de vitesse

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

magnétique (PDD) a été introduit pour des applications variées, comme la traction des véhicules électriques, les éoliennes ainsi que les systèmes de propulsion navale.

Cependant, il reste un certain nombre d'applications industrielles où il est préférable d'employer une machine à induction qui peut démarrer directement sur le réseau. On pense en particulier aux applications à basse vitesse et fort couple telles que le broyage de matières solides dans les mines et les cimenteries ou bien la production d'énergie électrique par éoliennes, pour lesquelles l'association machine asynchrone – réducteur magnétique constituerait une bonne alternative au PDD.

De ce fait, une machine asynchrone à rotor bobiné astucieusement couplé à un réducteur de vitesse magnétique « MaGIM » sera développée dans cette thèse. Cette machine aura pour but d'atteindre de forts couples à de faibles vitesses.

L'idée d'utiliser un moteur à induction à rotor bobiné avec un réducteur de vitesse magnétique pour constituer la MaGIM « Magnetically Geared Induction Machines » a été proposée récemment dans [MEZ15], l'objectif étant de montrer l'efficacité du dispositif proposé pour obtenir un système d'entraînement à haute densité de couple. Afin d'augmenter les capacités de transmission du couple du système, cette topologie originale de MaGIM utilise le bobinage rotorique de la machine asynchrone pour alimenter, via un pont de diodes tournantes, un bobinage à courant continu dit « boost » du réducteur magnétique de configuration hybride.

Cette topologie originale permet un fonctionnement plus flexible par rapport à un PDD dont le couple est limité par la seule interaction des aimants du réducteur (impossible de fonctionner en surcharges transitoires notamment). Par ailleurs, la transmission par moteur à induction permet un fonctionnement direct sur le réseau pour des applications à vitesse constante. Ainsi, le boost trouverait alors tout son intérêt car, en plus de la flexibilité de fonctionnement évoquée plus haut, sa contribution au couple de sortie de la machine (démarrage et fonctionnement normal) serait importante.

Le schéma de principe de la MaGIM est représenté sur la figure I-56. Le système comporte un moteur à induction de topologie inverse (stator interne et rotor externe) et un réducteur de vitesse magnétique. Le moteur constitue la partie interne. Le réducteur de vitesse magnétique représente la partie externe de la MaGIM. Le rotor haute vitesse est la partie commune du moteur asynchrone et du réducteur magnétique.

La MaGIM se compose de quatre armatures, parmi lesquelles deux sont stationnaires et deux sont en rotation. L'armature interne représente le stator de la machine asynchrone couplé au réseau. Il est composé d'un enroulement triphasé à bobinages distribués situé dans des encoches. Quand il est alimenté par un système triphasé de tension un champ magnétique tournant se crée au niveau de l'entrefer.

Ce champ magnétique tournant induit des courants dans un autre système d'enroulement faisant face au stator et comportant p paires de pôles. Il en résulte la production d'un couple électromagnétique permettant de faire tourner le rotor à haute vitesse, qui représente la deuxième armature sur laquelle sont également placés des aimants permanents à p_i paires de pôles.

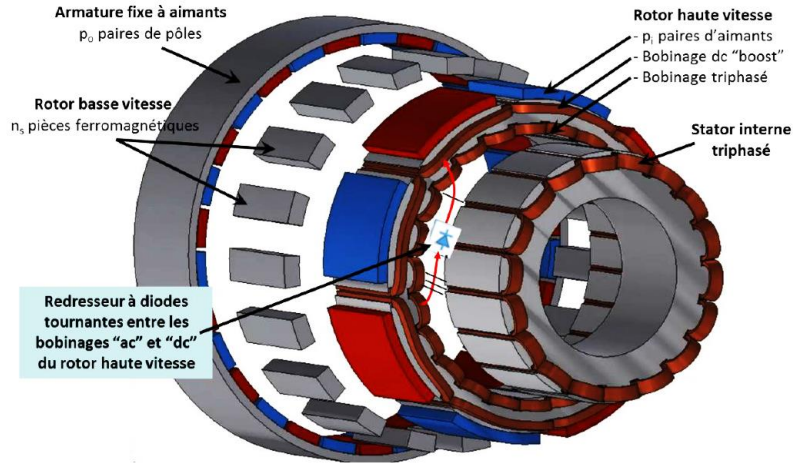


Figure I-56 : Vue éclatée de la MaGIM [MEZ15].

Ce couple est transmis au rotor basse vitesse par l'intermédiaire des pièces ferromagnétiques n_s dans le rapport de transmission G_r . Ce couple correspond au couple imposé par la charge. Il est important de noter que le couple moyen sur le rotor haute vitesse (moteur + réducteur) est nul puisque ce rotor n'est connecté à aucune charge.

Sur la Figure I-56, les enroulements triphasés du rotor haute vitesse sont reliés électriquement à un enroulement en courant continu à p_i paires de pôles (appelé enroulement d'amplification en courant continu ou « boost ») par l'intermédiaire d'un redresseur à diodes rotatif. Il en résulte un couple transmissible plus important qui permet une plus grande souplesse d'utilisation par rapport aux machines à aimants associées à un engrenage magnétique avec une possibilité potentielle de réduction du volume des aimants. De plus, cela permet d'améliorer les performances en régime transitoire, y compris la possibilité d'une meilleure reprise de fonctionnement après un décrochage.

La MaGIM présentée dans [MEZ15] possède une puissance de 100 kW, délivrant un couple de 8000 Nm avec $\Omega=115-120$ tr/min en sortie. Elle est alimentée par le réseau à 400V-50Hz, considérée pour une application à vitesse constante. Les résultats de simulation ont montré qu'une densité de couple supérieure à 78 kNm/m^3 est obtenue avec l'enroulement "boost".

D'autres travaux sur ce type de machine ont été effectués notamment dans [ABD16] qui examine la faisabilité d'une pseudo-machine à induction à entraînement direct à 3 paires de pôles intégrant un engrenage magnétique. La machine asynchrone représente la partie externe. L'engrenage magnétique présente un rapport de réduction de 5,25, correspondant à 42 paires de pôles au rotor interne et 8 pôles au niveau du rotor externe. Un brevet qui couvre la description de cette machine a d'ailleurs été publié en Mars 2018 [ABD18], figure I-57.

Les résultats de la simulation montrent la possibilité d'obtenir une densité de couple de $15,6 \text{ kNm/m}^3$, avec une valeur crête $19,1 \text{ kNm/m}^3$ correspondant à un couple de 65 Nm. Un prototype de 1,5 kW tournant à 220 tr/min est en cours de développement.

Dans [ABD17] différentes conceptions de la couronne de modulation de champ de l'engrenage magnétique ont été étudiées dans le but de simplifier sa fabrication. Les résultats de la simulation par éléments finis ont montré la possibilité de réduire les ondulations du couple en

maintenant la valeur du couple moyen avec une couronne de modulation plus robuste mécaniquement.

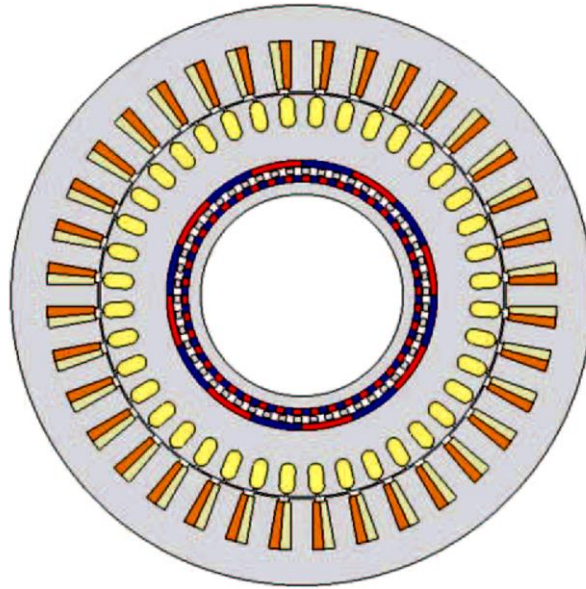


Figure I-57 : Machine asynchrone à engrenage magnétique [ABD16].

4.2. Objectif du travail de thèse

Nous proposons dans cette thèse d'étudier un entraînement fort couple basse vitesse à partir d'un moteur à induction associé à un réducteur de vitesse magnétique qui constitue la MaGIM « Magnetically Geared Induction Machines », inspiré de la structure présentée dans [MEZ15]. L'objectif étant de remplacer le système classique associant un moteur asynchrone à un réducteur de vitesse mécanique (broyeur, concasseur, éolienne...) en vue d'améliorer les performances et la fiabilité par rapport à un système classique composé d'une machine asynchrone et d'un engrenage mécanique, la machine pouvant être alimentée directement par le réseau.

Il s'agit donc d'un nouveau concept de machine de type MaGIM avec aimants permanents, dont les objectifs à atteindre sont les suivants :

- Utilisation d'outils analytiques et numériques en vue du dimensionnement électromagnétique de la structure (machine asynchrone et réducteur magnétique) ;
- Calculs thermiques par la méthode nodale par l'évaluation du mode de refroidissement nécessaire ;
- Modélisation en régime dynamique sous Matlab de la MaGIM pour étudier le fonctionnement en régime transitoire ;
- Réalisation d'un prototype de faible puissance pour valider le concept et les outils de dimensionnement ;

Etant donné la complexité de la structure d'un point de vue réalisation, nous avons opté dans le cadre de cette thèse d'étudier la structure présentée sur la figure I-58 sans la prise en compte du

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES ENGRENAGES MAGNETIQUES

bobinage boost. Le cahier des charges pour la réalisation d'un prototype consistera à dimensionner une machine de 1 kW fonctionnant en 400V/50 Hz, ou l'on récupère à sa sortie un couple électromagnétique d'environ 200 Nm pour une vitesse de 50 tr/min.

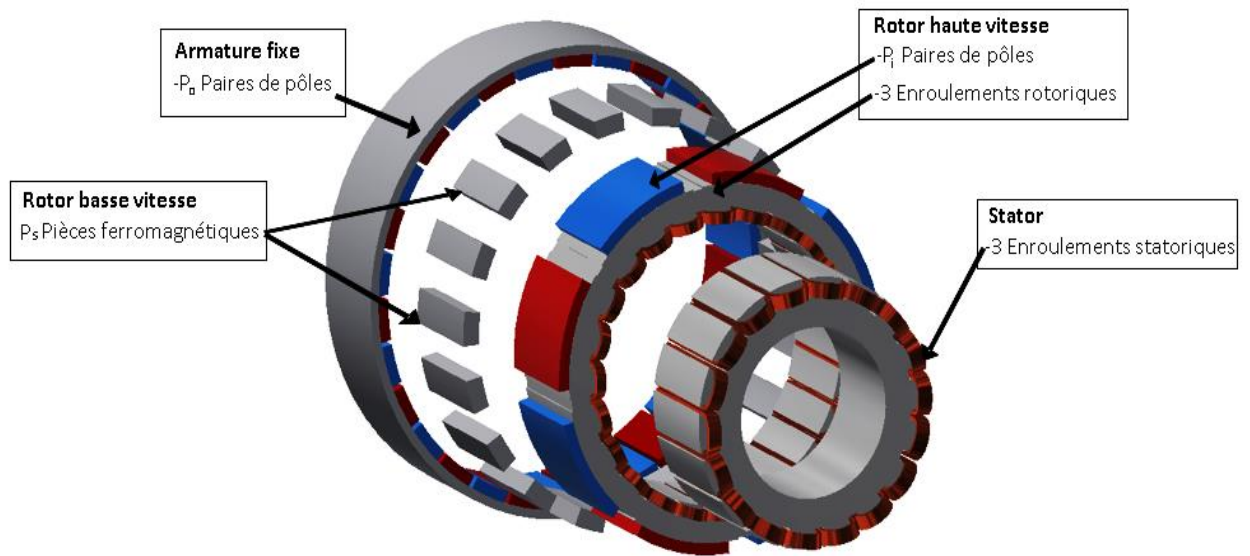


Figure I-58 : Vue éclatée de la MaGIM étudiée dans cette thèse.

Cette machine sera composée de p paire de pôles au niveau du stator de la machine asynchrone, de P_1 paires de pôles au rotor haute vitesse, de P_s pièces ferromagnétiques au rotor faible vitesse et de P_0 paires de pôles au niveau de l'armature fixe externe.

CHAPITRE II :

Dimensionnement électromagnétique et thermique de la MaGIM

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MaGIM

INTRODUCTION

Nous avons présenté au chapitre I, partie 3.2, les machines à entraînement « pseudo » direct associant une machine synchrone à aimants et un engrenage magnétique permettant d'atteindre de fortes densités de couple.

Dans ce chapitre, nous étudions une motorisation asynchrone associée à un réducteur de vitesse magnétique pour constituer la MaGIM [MEZ15]. La particularité de l'emploi d'une machine asynchrone se traduit par la possibilité d'un démarrage direct sur le réseau. Il aurait été possible d'employer une machine synchrone à aimants compte tenu de la présence d'aimants permanents au niveau de l'engrenage magnétique mais cela aurait nécessité des éléments auxiliaires pour assurer un démarrage autonome [MAY06]. Notons qu'il est possible à la machine synchrone munie d'amortisseurs de démarrer sur le réseau, mais son couple de démarrage reste très faible en comparaison avec le couple de démarrage d'une machine asynchrone de même puissance [ABR17].

La MaGIM étant alimentée directement par le réseau, l'objectif est de remplacer le système classique associant un moteur asynchrone haute vitesse à un réducteur de vitesse mécanique (figure II-1) en vue d'améliorer les performances et la fiabilité de l'entraînement. Les applications visées sont les applications fort couple basse vitesse comme le broyage et le concassage de matériaux.



Figure II-1 : (a) Moteur asynchrone à engrenage mécanique intégré, (b) Machine asynchrone à réducteur magnétique MaGIM.

Ce chapitre présente le dimensionnement électromagnétique et thermique du dispositif MaGIM.

Ce dispositif est assez complexe et nécessite une réflexion globale en vue de son dimensionnement. Dans une première partie, nous indiquerons donc la méthodologie suivie pour mener à bien ce dimensionnement.

La seconde partie de ce chapitre sera consacrée au calcul électromagnétique de la machine asynchrone et la troisième partie traitera du calcul de l'engrenage magnétique. Nous présenterons les performances du système obtenu grâce à la mise en place d'outils analytiques et numériques.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Enfin, des calculs thermiques par la méthode nodale permettent la détermination de la répartition de la température dans la MaGIM et l'évaluation de l'échauffement du dispositif.

1. APPROCHE METHODOLOGIQUE EN VUE DU DIMENSIONNEMENT DE LA MaGIM

1.1. Cahier des charges et outils de calculs

Nous nous sommes fixés comme cahier des charges la conception d'un dispositif MaGIM d'une puissance de 1kW à 45 tr/min. Le couple nominal est de 210 Nm, il est transmis par le biais des pièces ferromagnétiques. Ce dispositif sera alimenté par le réseau 400 V / 50 Hz.

La première étape consiste à poser une méthodologie de modélisation en vue du dimensionnement du dispositif étudié. Ce processus a pour finalité d'analyser deux sous-systèmes : une machine asynchrone (MAS) et un système synchrone, l'engrenage magnétique. Compte tenu de la complexité du dispositif, nous choisissons d'étudier les deux sous-systèmes séparément, en les considérant magnétiquement découplés. Pour cela la hauteur de la culasse du rotor haute vitesse, figure II-2, commune aux deux sous-systèmes, est dimensionnée de manière à éviter toute saturation magnétique.

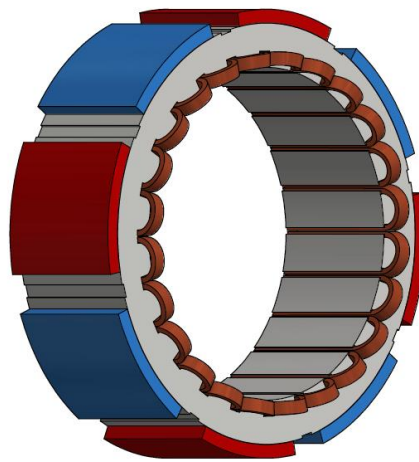


Figure II-2 : Culasse du rotor haute vitesse.

Comme illustrée sur l'organigramme présenté à la figure II-3, nous utilisons des modèles analytiques pour les calculs préliminaires (calculs itératifs), et les éléments finis (EF) pour obtenir des résultats plus précis lors du dimensionnement électromagnétique de la MaGIM.

Après avoir déterminé les principales dimensions de la MAS suivant les règles de conception propres aux machines électriques [BOL09], nous avons calculé analytiquement et numériquement (éléments finis) les éléments du schéma équivalent par phase pour remonter aux performances de la MAS. Puis, un modèle éléments finis magnéto-transitoire non linéaire a permis un calcul plus précis du moteur asynchrone.

Pour le dimensionnement de l'engrenage magnétique, un modèle analytique 2D basé sur la méthode des sous-domaines [LUB10] est employé. Des calculs plus précis par éléments finis ont également été effectués.

1.2. Polarité de la MAS et rapport de réduction de l'engrenage magnétique

Sur le rotor haute vitesse, la MAS possède un bobinage à p paires de pôles alors que le réducteur en possède P_i . La valeur de p est limitée pour une MAS dont les performances se dégradent fortement (en particulier le facteur de puissance) avec l'augmentation de la polarité. Pour une vitesse de sortie donnée (rotor basse vitesse), il y a donc moins de liberté pour le choix du rapport de réduction si la fréquence d'alimentation de la MAS est constante.

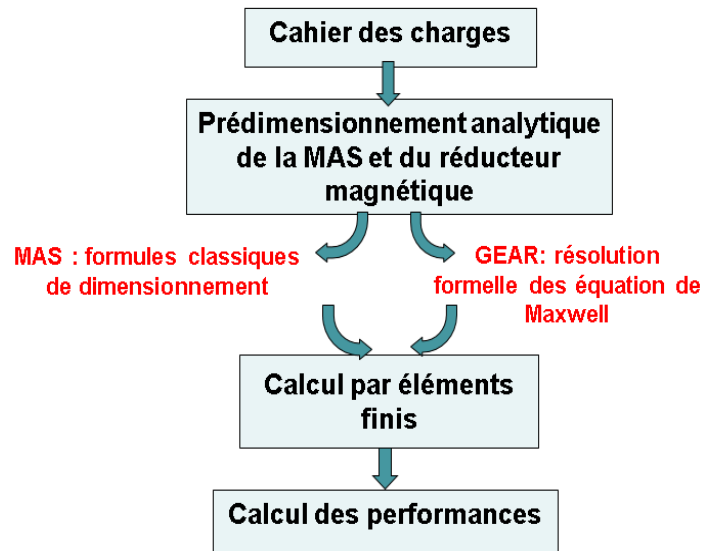


Figure II-3 : Organigramme de dimensionnement de la MaGIM.

Les engrenages magnétiques présentent quant à eux une densité de couple optimale pour un rapport de transmission G_r compris entre 5 et 8 [GOU11]. La figure II-4 représente la densité de couple d'un engrenage magnétique pour différents diamètres externes et rapports de couple. Elle a été obtenue en étudiant l'influence des épaisseurs des pièces ferromagnétiques et des aimants permanents des rotors interne et externe en considérant des valeurs d'entrefer fixes et des rayons constants pour le rotor externe et l'arbre. La densité de couple de l'engrenage magnétique augmente avec le diamètre externe de ce dernier. Une valeur optimale de cette densité est observée pour un $G_r = 5$ pour des grandes valeurs du diamètre externe (supérieur à 300 mm). Une diminution de l'ordre de 30% est observée lorsque G_r passe de 5 à 10.

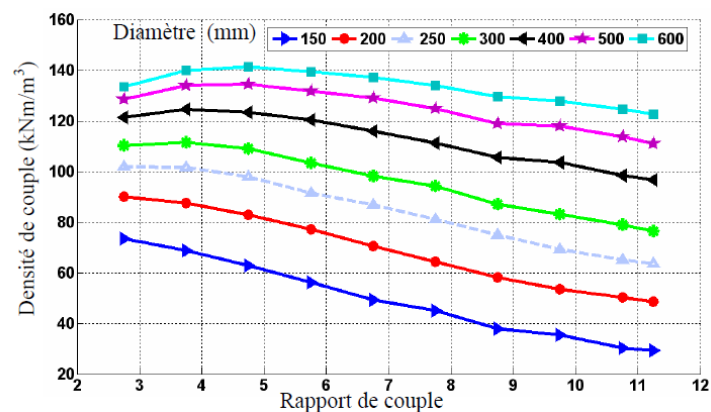


Figure II-4 : Couple volumique en fonction du rapport de transmission G_r [GOU09].

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Pour une machine asynchrone de 1 kW, le glissement g est généralement compris entre 6% et 10% [BOL09]. Ainsi, pour $g=10\%$, une fréquence d'alimentation de la MAS de 50 Hz et une vitesse en sortie de l'engrenage magnétique de 45 tr/mn, le rapport de réduction de ce dernier prendra les valeurs $G_r = 60, 30, 20, 15, 12, 10, 8.5$ pour respectivement $p = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$. Si on se réfère à la figure II-4, on devrait choisir $p=7$ pour la MAS et donc un $G_r=8.5$ pour maximiser le couple volumique du réducteur magnétique. Or avec $p=7$, la MAS présenterait des performances médiocres. Les figures II-5 et II-6 donnent les valeurs des rendements et facteurs de puissance d'une machine asynchrone en fonction de sa puissance active pour différentes valeurs de nombre de paires de pôles (fréquence d'alimentation 60Hz). On remarque que les performances diminuent avec la polarité. Par conséquent il est nécessaire de faire un compromis entre les performances de la MAS et celles de l'engrenage magnétique.

Le compromis adopté ici pour obtenir des performances énergétiques et une compacité acceptable consiste à choisir $p=4$ pour la MAS. En effet, des figures II-5 et II-6, nous constatons qu'une machine asynchrone de 1 kW (1.36 hp) ayant 4 paires de pôles aurait un rendement de 75% et un facteur de puissance de 0.65. Finalement, avec $p=4$, $f=50$ Hz et $g=0.1$, la vitesse de la MAS serait de 675 tr/mn ce qui nous amène à un rapport de transmission G_r d'environ 15 pour obtenir 45 tr/mn en sortie de l'engrenage magnétique. Cette valeur de G_r ne conduit pas au minimum de volume du réducteur de vitesse magnétique, mais les performances énergétiques de la machine asynchrone restent néanmoins correctes.

Nous reviendrons plus loin sur le choix des paramètres P_i , P_o et P_s de l'engrenage magnétique car il nous faut d'abord déterminer avec plus de précision les dimensions et les performances de la MAS.

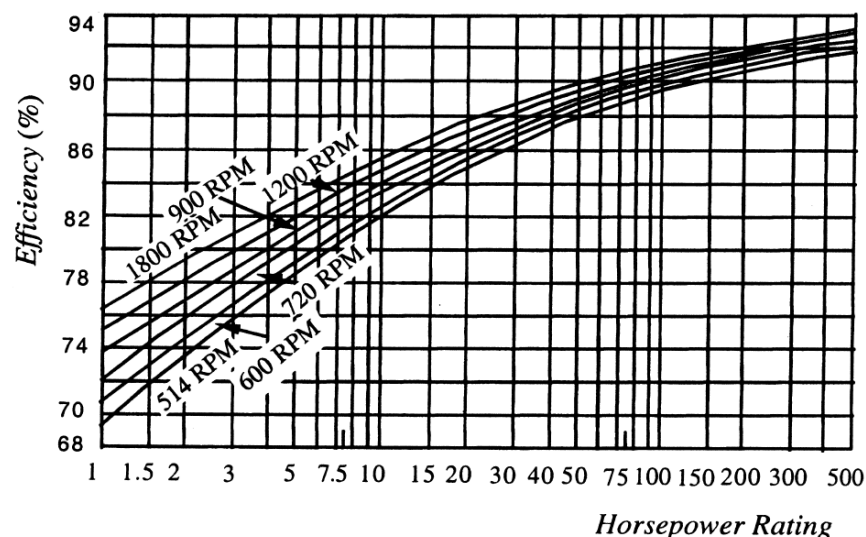


Figure II-5 : Rendement en fonction de la puissance [LIP04].

2. DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE DE LA MAS

2.1. Prédimensionnement analytique

Nous procédons au prédimensionnement de la MAS en utilisant les formules de base de l'électromagnétisme applicables aux machines électriques. L'objectif principal de ce prédimensionnement analytique est d'obtenir les principales dimensions physiques de la MAS,

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

caractérisée par une vitesse de rotation Ω et un couple électromagnétique Γ_{em} et d'en calculer les performances.

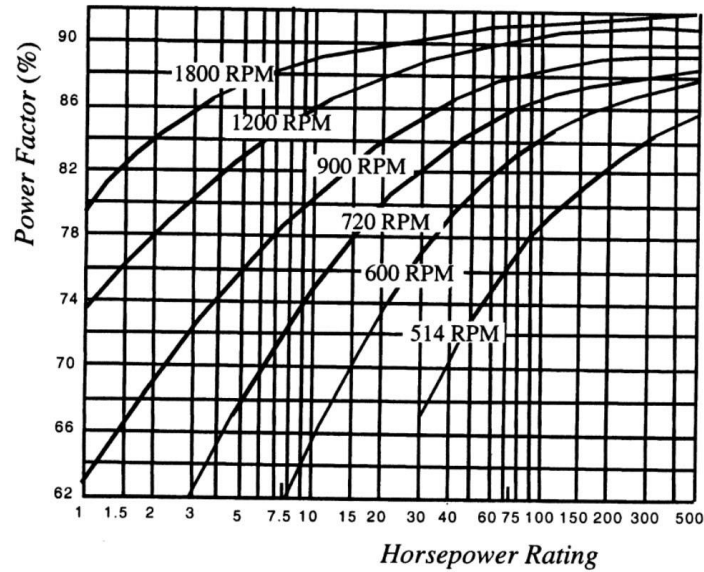


Figure II-6 : Facteur de puissance en fonction de la puissance [LIP04].

Dans l'hypothèse du premier harmonique d'espace, le champ magnétique d'entrefer est à variation sinusoïdale par rapport à l'angle θ . Le couple électromagnétique est donné par l'équation II.1, où B et H sont respectivement les valeurs efficaces de l'induction normale $b_n(R,\theta)$ et du champ tangentiel $h_t(R,\theta)$ dans l'entrefer. L_u est la longueur utile et R le rayon d'alésage. k_{bs} est le coefficient de bobinage (onde fondamentale) et ψ le déphasage entre h_t et b_n . ψ Représente aussi le déphasage entre la force électromotrice par phase E et le courant de phase I [LAP09].

Si la machine tourne à la vitesse Ω en rad/s, la puissance électromagnétique transmise au rotor est donnée par II.2.

$$\Gamma_{em} = 2k_{bs} \cos(\psi) \cdot (BH) \cdot \pi R^2 L_u \quad (\text{II.1})$$

$$P_{em} = 2\Omega \cdot k_{bs} \cos(\psi) \cdot (BH) \cdot \pi R^2 L_u \quad (\text{II.2})$$

L'induction d'entrefer B est limitée par la saturation des tôles. Le tableau II-1 donne les valeurs usuelles des inductions crêtes au niveau de l'entrefer et des parties ferromagnétiques des machines électriques [PYR13]. Suite aux tôles utilisées, nous avons fixé la valeur maximale de l'induction normale au niveau de l'entrefer B à 0,7 T.

La valeur efficace du champ tangentiel d'entrefer H, souvent appelé charge linéique A, est directement liée au courant efficace I_s qui traverse les conducteurs. A est donnée par la relation II.3 où N' désigne le nombre total de conducteurs à la périphérie de l'induit.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

	Flux density B/T			
	Asynchronous machines	Salient-pole synchronous machines	Nonsalient-pole synchronous machines	DC machines
Air gap	0.7–0.90 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.85–1.05 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.8–1.05 ($\hat{B}_{\delta 1}$)	0.6–1.1 (B_{\max})
Stator yoke	1.4–1.7 (2)	1.0–1.5	1.1–1.5	1.1–1.5
Tooth (apparent maximum value)	1.4–2.1 (stator) 1.5–2.2 (rotor)	1.6–2.0	1.5–2.0	1.6–2.0 (compensating winding) 1.8–2.2 (armature winding)
Rotor yoke	1–1.6 (1.9)	1.0–1.5	1.3–1.6	1.0–1.5
Pole core	—	1.3–1.8	1.1–1.7	1.2–1.7
Commutating poles	—	—	—	1.3

Tableau II-1 : Valeurs usuelles des inductions au niveau de l'entrefer et des parties ferromagnétiques des machines électriques [PYR13].

Le tableau II-2 donne les valeurs usuelles de la charge linéique A (en kA/m) au niveau de l'alésage de l'induit ainsi que de la densité de courant J (en A/mm²) au niveau des conducteurs d'une machine électrique. A partir de ce tableau, A est fixé à 300 A/cm pour notre machine et la densité de courant J à 6 A/mm² au stator et au rotor. C'est d'ailleurs le produit JxA appelé coefficient d'échauffement (heating factor en anglais), qui limite les dimensions des encoches aux stator et au rotor.

$$H = A = \frac{N' \cdot I_s}{2\pi R} \quad (\text{II.3})$$

	Asynchronous machines	Salient-pole synchronous machines or PMSMs	Nonsalient-pole synchronous machines			DC machines
			Indirect cooling		Direct water cooling	
			Air	Hydrogen		
A/kA/m	30–65	35–65	30–80	90–110	150–200	25–65
J/A/mm ²	Stator winding 3–8	Armature winding 4–6.5	3–5	Armature winding 4–6	7–10	Armature winding 4–9
J/A/mm ²	Copper rotor winding 3–8	Field winding: 2–3.5		Field winding 3–5		Pole winding 2–5.5
J/A/mm ²	Aluminium rotor winding 3–6.5	Multi-layer 2–4	3–5	3–5	6–12	Compensating winding 3–4
		Single-layer	With direct water cooling, in field windings 13–18 A/mm ² and 250–300 kA/m can be reached			

Tableau II-2 : Valeurs usuelles de la charge linéique et de la densité de courant [PYR13].

Dans l'équation II.4, nous définissons λ le rapport de la longueur axiale de la machine sur le pas polaire τ [BOL09]. Le tableau II-3 donne les valeurs usuelles de λ en fonction du nombre de paires de pôles. Pour une MAS ayant p=4, le rapport λ varie entre 2 et 3. Nous l'avons par

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

conséquent fixé à 2.5. Après avoir déterminé le produit $R^2 L_u$ à partir de l'équation II.2, nous utilisons les équations II.4 et II.5 pour la détermination de R et de L_u .

p (paires de pôles)	1	2	3	4
$\lambda = L_u/\tau$	0.6 - 1	1.2 - 1.8	1.6 - 2.2	2 - 3

Tableau II-3 : Rapport longueur active L_u sur pas polaire τ pour une machine électrique.

$$\lambda = \frac{L_u}{\tau} \quad (\text{II.4})$$

$$\tau = \frac{2 \cdot \pi \cdot R}{2p} \quad (\text{II.5})$$

L'entrefer dépend du nombre de paires de pôles p. Il est calculé par l'équation (II.6) en fonction de la puissance utile [BOL09]. Dans notre cas et pour $P_u=1000$ W, $e=0.22$ mm. Cependant, pour éviter une contrainte trop forte (en termes de poids) sur le stator interne qui porte pratiquement tout le poids de la MaGIM, nous avons retenu une valeur plus importante $e=0.3$ mm.

$$e = (0.1 + 0.02^3 \sqrt{P_u}) \text{ en mm} \quad \text{pour } p = 1 \quad (\text{II.6})$$

$$e = (0.1 + 0.012^3 \sqrt{P_u}) \text{ en mm} \quad \text{pour } p > 1$$

2.2. Dimensionnement du stator et du rotor

Le stator de la MAS, représenté sur la figure II-7, se compose d'une culasse et de Q_s encoches séparées par des dents. Un nombre d'encoches élevé présente certains avantages comme la réduction de l'inductance de fuites et des pertes pulsatoires au niveau des dents, la réduction d'harmoniques dus à la distribution du bobinage ainsi qu'une capacité de surcharge plus élevée [BOL09]. Cependant, le nombre d'encoches est limité par la largeur de la dent, principalement pour des raisons de tenue mécanique. Le tableau II-4 donne les valeurs usuelles du pas dentaire défini par II.7. Sa valeur doit se situer entre 7 et 45 mm pour une machine asynchrone [BOL09]. Il est préférable de privilégier un nombre q d'encoche par pôle et par phase entier pour éviter les harmoniques de bas rang. Le nombre total d'encoches au stator Q_s pour une machine triphasée se calcule par la relation II.8 où q_s est le nombre d'encoches par pôle et par phase. Au vu des contraintes sur le pas dentaire et la forme d'encoche, nous fixons q_s à 1 pour le stator, ce qui nous fait un total de 24 encoches au stator.

$$\tau_{ds} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R}{Q_s} \quad (\text{II.7})$$

$$Q_s = 6 \cdot p \cdot q_s \quad (\text{II.8})$$

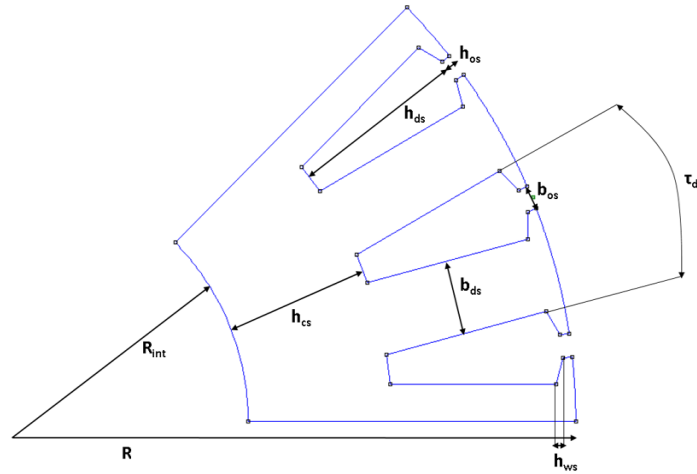


Figure II-7 : paramètres géométriques du stator.

Après avoir déterminé le nombre d'encoches, nous procédons au calcul de la largeur de la dent b_{ds} par la relation II.9. Pour ce calcul, nous supposons que le flux sous un pas dentaire au niveau de l'entrefer passe entièrement dans la dent. Nous supposons également que les dents sont droites et que l'induction maximale admise dans la dent B_{dent} est constante sur toute la hauteur, sa valeur est fixée à 1.5 T pour limiter la saturation.

$$b_{ds} = \frac{2 \cdot \pi \cdot R}{Q_s} \frac{\hat{B}}{B_{dent}} \quad (\text{II.9})$$

Pour une dent droite, on considère que l'encoche est de forme trapézoïdale. Si l'ouverture angulaire d'un pas dentaire est suffisamment petite, on peut confondre la corde et l'arc. La hauteur de la dent s'obtient en résolvant l'équation du second ordre II.10. Cette équation fait intervenir le pas dentaire τ_{ds} et la section d'encoche S_{enc} donnée par II.11, où K_{fill} est le coefficient de remplissage et J la densité de courant admise dans le conducteur. Les conducteurs en cuivre possèdent un coefficient K_{fill} variant de 0.3 à 0.5 pour les conducteurs ronds et jusqu'à 0.7 pour les conducteurs à section rectangulaire. Pour ce type d'encoches, les valeurs des variables b_{os} , h_{os} et h_w sont assignées en fonction du retour d'expérience comme suit : $b_{os} = 2$ à 3 mm, $h_{os} = 0.5$ à 1 mm et $h_w = 1$ à 4 mm.

$$-\frac{\pi}{Q_s} h_{ds}^2 - (\tau_{ds} - b_{ds}) \cdot h_{ds} - S_{enc} = 0 \quad (\text{II.10})$$

$$S_{enc} = \frac{2\pi R \cdot A}{K_{fill} Q_s J} \quad (\text{II.11})$$

La hauteur de la culasse statorique est calculée dans II.12 en supposant que la moitié du flux d'entrefer sous un pôle se referme par la culasse. B_c représente l'induction maximale dans la culasse statorique choisie suivant le tableau II-1 ; elle est fixée à 1.5 T.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Type de machine	Pas dentaire [mm]
Machine asynchrone	7-45
Machine synchrone	14-45
Machine à courant continu	10-30

Tableau II-4: Valeurs usuelles du pas dentaire au niveau de l'induit d'une machine électrique [PYR13].

Le nombre de spires par phase N_s est directement lié à la *fem* de la machine $E=K_e.V$ où V est la tension par phase et K_e un coefficient tenant compte de la chute de tension entre la tension d'alimentation V et la force électromotrice créée au niveau de l'entrefer de la MAS. Il est compris entre 0.9 et 0.96 pour un moteur à induction. N_s est calculé par la relation II.13.

$$h_{cs} = \frac{\pi R \hat{B}}{2p B_c} \quad (\text{II.12})$$

$$N_s = \frac{\sqrt{2} \cdot K_e \cdot V}{2 \cdot k_{bs} \cdot \hat{B} \cdot L \cdot R \cdot \Omega} \quad (\text{II.13})$$

Le coefficient de bobinage k_{bs} est obtenu par la relation II.14 où k_{ds} représente le coefficient de distribution et k_{rs} représente le coefficient de raccourcissement. Ils sont calculés par les équations II.15.

$$k_{bs} = k_{ds} \cdot k_{rs} \quad (\text{II.14})$$

$$k_{rs} = \sin\left(\frac{\beta\pi}{2}\right) \quad k_{ds} = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)}{q_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6 \cdot q_s}\right)} \quad (\text{II.15})$$

Où β est le raccourcissement qui représente l'ouverture relative d'une bobine par rapport au pas polaire donnée par la relation II.16. Pour notre stator, $q_s=1$ et nous optons pour un bobinage diamétral ce qui conduit à un coefficient de bobinage égal à 1.

$$\beta = \frac{ouv}{\tau_s} \quad (\text{II.16})$$

Pour une machine triphasée, $N' = 6N_s$ ce qui conduit au calcul de la valeur du courant I_s en utilisant la relation II.3. Par conséquent, la section du conducteur s_c qui dépend de la densité de courant J admise, se calcule par II.17.

$$s_c = \frac{I_s}{J} \quad (\text{II.17})$$

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

La partie tournante de notre moteur à induction est un rotor externe bobiné triphasé, figure II.8. Il se compose d'un ensemble de tôles formant une culasse et des encoches. Comme pour le stator, les dimensions du rotor bobiné sont calculées en utilisant les équations de II.7 à II.17.

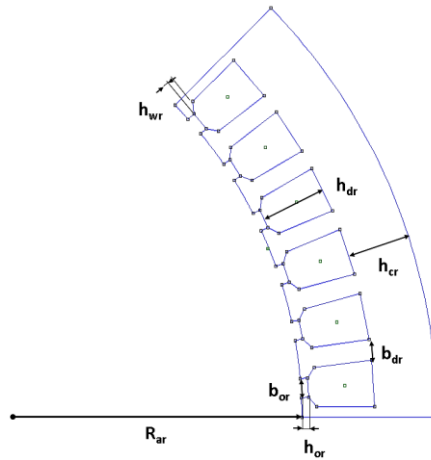


Figure II-8 : Paramètres géométriques au rotor.

La valeur du pas dentaire rotorique nous permet d'envisager un nombre d'encoches par pôles et par phase égal à 2. Par conséquent, nous avons opté pour un bobinage raccourci à $5/6^{\text{ème}}$. Ce type de bobinage permet d'atténuer les harmoniques 5 et 7.

2.3. Calcul analytique des paramètres du schéma équivalent

Les paramètres géométriques calculés précédemment et la force magnétomotrice considérée permettent de construire le circuit équivalent de la machine asynchrone. Les enroulements triphasés de la MAS considérés symétriques, sont excités par une tension triphasée équilibrée. Les résistances par phase au stator et rotor sont définies à partir des relations II.18 en fonction de la longueur totale du cuivre au stator et au rotor L_{ts} et L_{tr} , de la résistivité du conducteur en cuivre ρ_{cu} et de la section active des conducteurs A_{conds} et A_{condr} .

Le schéma équivalent par phase est indiqué sur la figure II-9. Il est utilisé pour calculer les performances du moteur asynchrone.

$$R_s = \rho_{cu} * \frac{L_{ts}}{A_{conds}} \qquad R_r = \rho_{cu} * \frac{L_{tr}}{A_{condr}} \qquad (II.18)$$

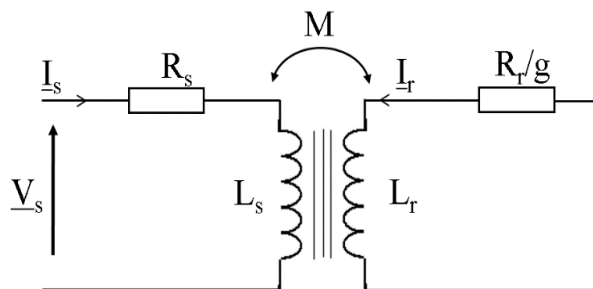


Figure II-9 : Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Les longueurs du cuivre par phase statorique et rotorique, sont calculées par II.19 en fonction de nombre de spires au stator et au rotor N_s, N_r , de la longueur utile L_u et des longueurs des têtes de bobines $lews$ et $lewr$ données dans II.20. Leurs expressions changent en fonction du nombre de paires de pôles considéré.

$$L_{ts} = 2 * N_s * (L_u + lews) \quad L_{tr} = 2 * N_r * (L_u + lewr) \quad (II.19)$$

Les longueurs des têtes de bobines au stator et au rotor sont calculées par II.20 en fonction de la valeur du nombre de paires de pôles [BOL09].

$$\begin{aligned}
 p = 1 \quad lews &= 2 * \frac{ouv * 2\pi R}{Q_s} - 0.02 \quad \text{et} \quad lewr = 2 * \frac{ouvr * 2\pi R}{Q_r} - 0.02 \\
 p = 2 \quad lews &= 2 * \frac{ouv * 2\pi R}{Q_s} - 0.02 \quad \text{et} \quad lewr = 2 * \frac{ouvr * 2\pi R}{Q_r} - 0.02 \\
 p = 3 \quad lews &= \frac{\pi}{2} * \frac{ouv * 2\pi R}{Q_s} + 0.018 \quad \text{et} \quad lewr = \frac{\pi}{2} * \frac{ouvr * 2\pi R}{Q_r} + 0.018 \quad (II.20) \\
 p = 4 \quad lews &= 2.2 * \frac{ouv * 2\pi R}{Q_s} - 0.012 \quad \text{et} \quad lewr = 2.2 * \frac{ouvr * 2\pi R}{Q_r} - 0.012 \\
 p > 4 \quad lews &= 1.2 * \frac{ouv * 2\pi R}{Q_s} + 0.05 \quad \text{et} \quad lewr = 1.2 * \frac{ouvr * 2\pi R}{Q_r} + 0.05
 \end{aligned}$$

Les inductances cycliques principales statorique et rotorique ainsi que la mutuelle sont quant à elles calculées par II.21, II.22 et II.23 en fonction des paramètres de bobinage k_{bs}, k_{br}, N_s, N_r , et des paramètres géométriques R, L_u et e_c [BOL09].

$$L_{sp} = 6\mu_0 \cdot R \cdot L_u \cdot \frac{(k_{bs} \cdot N_s)^2}{\pi \cdot p^2 \cdot e_c} \quad (II.21)$$

$$L_{rp} = 6\mu_0 \cdot R \cdot L_u \cdot \frac{(k_{br} \cdot N_r)^2}{\pi \cdot p^2 \cdot e_c} \quad (II.22)$$

$$M = 6\mu_0 \cdot R \cdot L_u \cdot \frac{(K_{br} \cdot N_r) \cdot (k_{bs} \cdot N_s)}{\pi \cdot p^2 \cdot e_c} \quad (II.23)$$

e_c est un entrefer augmenté dit de "Carter" permettant, dans une certaine mesure, de tenir compte de l'encoche des armatures statorique et rotorique. Il se calcule en multipliant l'épaisseur réelle e de l'entrefer par le coefficient de Carter K_c donné par II.24 où K_{cs} et K_{cr} sont les coefficients de Carter au stator et au rotor.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Le coefficient de Carter K_c transforme une structure à encoches en une structure lisse par conservation de l'induction moyenne dans l'entrefer en considérant une perméabilité des parties ferromagnétiques infinie ($\mu \rightarrow \infty$) et des encoches statoriques infiniment profondes [BOL09]. Ce calcul des inductances L_{sp} et L_{rp} ne tient évidemment pas compte de fuites, et d'ailleurs la mutuelle M calculée par II.23 suppose un couplage parfait entre L_{sp} et L_{rp} .

$$K_c = K_{cs} * K_{cr} \quad (II.24)$$

$$K_{cs} = \frac{\tau_{ds}}{\frac{\tau_{ds} - b_{os}^2}{5e + b_{os}}} \quad K_{cr} = \frac{\tau_{dr}}{\frac{\tau_{dr} - b_{or}^2}{5e + b_{or}}} \quad (II.25)$$

Le modèle établi Les seules fuites dont on a tenu compte dans notre calcul analytique sont celles dues aux têtes de bobines. Les inductances de fuites des têtes de bobines se calculent par II.26, elles dépendent des paramètres géométriques et des bobinages de la MAS.

$$l_{tbs} = \frac{2\mu_0 * L_u * N_s^2}{p * q_s} * \lambda_{ews} \quad l_{tbr} = \frac{2\mu_0 * L_u * N_r^2}{p * q_r} * \lambda_{ewr} \quad (II.26)$$

λ_{ews} et λ_{ewr} sont les coefficients des têtes de bobines calculés en fonction de l'ouverture relative β des bobines élémentaires au stator et au rotor II.27.

$$\lambda_{ews} = 0.34 * \frac{q_s}{L_u} * (lews - 0.64 * \beta_s * \tau) \quad (II.27)$$

$$\lambda_{ewr} = 0.34 * \frac{q_r}{L_u} * (lewr - 0.64 * \beta_r * \tau)$$

Nous obtenons à l'aide de ces équations, les paramètres électriques résumés dans le tableau II-5 où $L_s = L_{sp} + l_{tbs}$ et $L_r = L_{rp} + l_{tbr}$.

R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	M [H]
6.65	2.19	0.304	0.078	0.15

Tableau II-5 : Paramètres du schéma équivalent obtenus par le calcul analytique.

2.4. Schéma équivalent par calcul éléments finis

Nous utilisons le logiciel de simulation numérique par éléments finis FEMM 4.2 pour calculer les éléments du schéma équivalent de la machine asynchrone [MEE19].

Le but est de valider les calculs effectués analytiquement et d'obtenir des valeurs plus précises des inductances.

FEMM est un logiciel libre qui permet de résoudre des problèmes 2D de magnétostatique et de magnétodynamique fréquentielle (utilisation de la représentation complexe). Dans notre cas, nous utilisons un modèle magnétostatique 2D plan (champ invariant suivant z).

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

FEMM possède une interface graphique facile à utiliser mais il est plus commode de piloter ce logiciel via Matlab en utilisant les fonctions de FEMM décrites sous formes de lignes de commandes.

Le dimensionnement électromagnétique a conduit aux dimensions actives de la machine asynchrone indiquées dans le tableau II-6.

Paramètres généraux de la MAS

Puissance nominale	1 kW	Longueur utile	150 mm
Tension par phase	230 V	Rayon externe de la MAS	74.2 mm
Nombre de phase	3	Epaisseur d'entrefer	0.3 mm
STATOR (bobinage simple couche)		ROTOR (bobinage double couche 5/6)	
Nombre d'encoches Q_s	24	Nombre d'encoches	48
Nombre d'encoches par pole et par phase q_s	1	Nombre d'encoches par pole et par phase	2
Nombre de spires en série par phase N_s	296	Nombre de spires en série par phase N_r	160
Densité de courant	6 A/mm ²	Densité de courant	6 A/mm ²
Rayon du stator R	62 mm	Rayon externe du rotor	101.9 mm
Hauteur encoche statorique h_{ds}	17.7 mm	Hauteur encoche rotorique h_{dr}	8.5 mm
Ouverture isthme d'encoche b_{os}	2.5 mm	Ouverture isthme d'encoche b_{or}	2.5 mm
Hauteur isthme d'encoche h_{os}	1 mm	Hauteur isthme d'encoche h_{or}	1 mm
Hauteur haut de l'isthme l'encoche h_{ws}	1 mm	Hauteur haut de l'isthme d'encoche h_{wr}	0.9 mm
Rapport largeur encoche stator/pas dentaire	54.1%	Rapport largeur encoche rotor/pas dentaire	66.1%
Nombre de spires par bobine	74	Nombre de spires par bobine	10
Hauteur culasse h_{cs}	10.6 mm	Hauteur culasse h_{cr}	8.5 mm

Tableau II-6 : Paramètres géométriques de la MAS.

La modélisation se fait en trois étapes :

- 1- Définition de la géométrie, des propriétés physiques des matériaux, des sources et des conditions aux limites.
- 2- Maillage triangulaire et calcul du potentiel vecteur.
- 3- Calcul de grandeurs locales et globales (inductions, champs, flux, force, couple, énergie magnétique...).

2.5. Calcul des paramètres du schéma équivalent

Le calcul par éléments finis permet de déterminer les inductances cycliques L_s , L_r et la mutuelle M . Les résistances R_s et R_r sont celles déjà calculées analytiquement et données sur le Tableau II-5.

Trois calculs magnétostatiques en linéaire sont nécessaires :

- Rotor non alimenté, les 3 phases du stator sont alimentées en courant triphasé unitaire (1A, -0.5A,-0.5A). On calcule l'énergie magnétique totale W_s .
- Stator non alimenté, les 3 phases du rotor sont alimentées en courant triphasé unitaire (1A, -0.5A,-0.5A). On calcule l'énergie magnétique totale W_r .
- Les 3 phases du stator et du rotor sont chacune alimentées en courant triphasé unitaire (1A, -0.5A,-0.5A). Pour la position à mutuelle maximale entre stator et rotor, on calcule l'énergie magnétique totale W_{sr} .

Notons que nous avons considéré un pôle de la machine avec des conditions d'anti-périodicité pour réduire le temps de calcul. Ainsi, on calcule des inductances L_{ss} et L_{rr} par II.28 et la mutuelle M par II.29.

$$L_{ss} = 2 * p * \frac{4}{3} * W_s \qquad L_{rr} = 2 * p * \frac{4}{3} * W_r \qquad \text{(II.28)}$$

$$M = 2 * p * \frac{2}{3} * (W_{sr} - W_s - W_r) \qquad \text{(II.29)}$$

Le calcul 2D ne tient pas compte des inductances de fuites des têtes de bobines. On obtient finalement les inductances propres statorique et rotorique en rajoutant les inductances de fuite des têtes de bobines calculées par II.26 à celles déterminée par II.28.

$$L_s = L_{ss} + l_{tbs} \qquad L_r = L_{rr} + l_{tbs} \qquad \text{(II.30)}$$

Pour la MAS dont les paramètres sont données sur le Tableau II-6, le calcul par EF conduit aux résultats du tableau II-7. Nous constatons que le calcul analytique donne une valeur de M égale à celle évaluée par EF. Par contre, L_s et L_r sont sous évaluées car le calcul analytique n'inclut pas les inductances de fuites d'encoche. Ceci nous permet de confirmer l'intérêt du calcul analytique qui présente un gain de temps considérable dans le prédimensionnement du dispositif. Le calcul par éléments finis n'est ainsi utilisé que pour affiner les résultats issus du calcul analytique.

R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	M [H]
6.65	2.19	0.344	0.081	0.15

Tableau II-7 : : Valeurs des inductances par éléments finis obtenues.

2.6. Détermination des performances par le schéma équivalent

Le schéma équivalent permet de calculer le courant complexe au stator $I_s e^{-j\varphi}$ et d'en déduire le facteur de puissance $\cos\varphi$. Connaissant la tension et le courant statoriques, nous pouvons dresser le bilan énergétique global de la machine asynchrone pour calculer ses performances. Les puissances active P_a et réactives Q_a absorbées sont définies dans II.31 en fonction de la tension, du courant statorique et du facteur de puissance. Le courant statorique est caractérisé par une pulsation angulaire ω_s qui s'exprime en fonction de la fréquence d'alimentation f comme dans (II.32).

$$P_a = 3 * V_s * I_s * \cos\varphi \quad Q_a = 3 * V_s * I_s * \sin\varphi \quad (\text{II.31})$$

$$\omega_s = 2\pi * f \quad (\text{II.32})$$

La puissance électromagnétique est celle que reçoit le rotor après que le stator ait consommé les pertes fer statoriques et les pertes Joule statoriques. Elle est définie dans II.33.

$$P_{em} = P_a - p_{js} - p_{fer} \quad (\text{II.33})$$

Les pertes joules au stator et au rotor se calculent par II.34. La relation entre les pulsations angulaires au stator et au rotor est donnée dans II.35 où g est le glissement.

$$p_{js} = 3 * R_s * I_s^2 \quad (\text{II.34})$$

$$p_{jr} = 3 * R_r * I_r^2$$

$$\omega_r = g * \omega_s \quad (\text{II.35})$$

Les pertes fer p_{fer} représentent la somme des pertes fer dans les dents et la culasse statoriques. Elles sont calculées par II.36 en fonction de l'induction magnétique et de la masse. Les pertes fer au rotor sont négligées du fait de la faible fréquence du champ magnétique au rotor en fonctionnement normal (g faible). Le coefficient q représente les pertes spécifiques en W/Kg et le coefficient b est sans dimensions. Ce dernier qui tient compte de l'augmentation des pertes fer dues à l'usinage mécanique. A 1 T 50 Hz, q varie entre 2 et 3 W/Kg et b entre 1,6 et 1,8. Pour notre calcul et suite aux tôles employées, les coefficients b et q sont fixés à 1.7 et à 2.5 [BOL09].

$$p_{fer} = p_{fer_{dents}} + p_{fer_{culasse}}$$

Avec :

$$p_{fer_{dents}} = b * q * \left(\frac{f}{50}\right)^{1.3} * B_{dent}^{1.7} * Masse_{dents} \quad (\text{II.36})$$

$$p_{fer_{culasse}} = b * q * \left(\frac{f}{50}\right)^{1.3} * B_{culasse}^{1.7} * Masse_{culasse}$$

Le rotor délivre une puissance mécanique qui est calculée par II.37.

$$P_{mec} = P_{em} - p_{jr} \quad (II.37)$$

Le couple électromagnétique est défini dans II.38 à partir de la puissance électromagnétique calculée dans II.33.

$$\Gamma_{em} = \frac{p}{\omega_s} \cdot P_{em} \quad (II.38)$$

Enfin, le rendement est défini dans II.39 où les pertes mécaniques p_{mec} sont évaluées à 1% de la puissance utile.

$$\eta = \frac{P_a - p_{js} - p_{fer} - p_{jr} - p_{mec}}{P_a} \quad (II.39)$$

Les résultats sont donnés au paragraphe 2.8.

2.7. Calcul précis par éléments finis

Afin de valider les paramètres de la MAS déterminés précédemment, nous utilisons le logiciel de simulation numérique basé sur la méthode des éléments finis Flux2D/3D (version 12.3). Ce logiciel permet le calcul des états magnétiques, électriques ou thermiques des dispositifs en régimes permanents, transitoires et harmoniques, avec des fonctionnalités d'analyse multiparamétrique plus étendues que FEMM grâce à des couplages circuit et cinématique.

Nous représentons sur la figure II-10 la géométrie de la machine asynchrone dont les dimensions sont données sur le tableau II-6 et le circuit électrique auquel elle est couplée. On voit l'avantage du couplage circuit qui permet d'alimenter la MAS par une source de tension ce que FEMM ne permet pas de faire. De plus, on rajoute en série avec la source de tension la résistance par phase et l'inductance des têtes de bobines (le calcul 2D n'en tient pas compte). On modélise le rotor de la même manière mais celui-ci est en court-circuit. Notons que cette représentation (EF + circuits) se prête aussi bien à une modélisation transitoire (pas à pas dans le temps) tenant compte du mouvement du rotor qu'à une modélisation fréquentiel magnéto-harmonique (utilisation de la représentation complexe). Il suffit pour cela de changer d'application physique lors de la définition du problème sous flux2D.

La carte de champ représentée sur la figure II-11 est obtenue par un calcul en magnéto harmonique pour une valeur de glissement de 10%. Nous remarquons que la valeur maximale de l'induction magnétique vaut environ 1,5 T dans les dents et moins de 1 T dans la culasse rotorique.

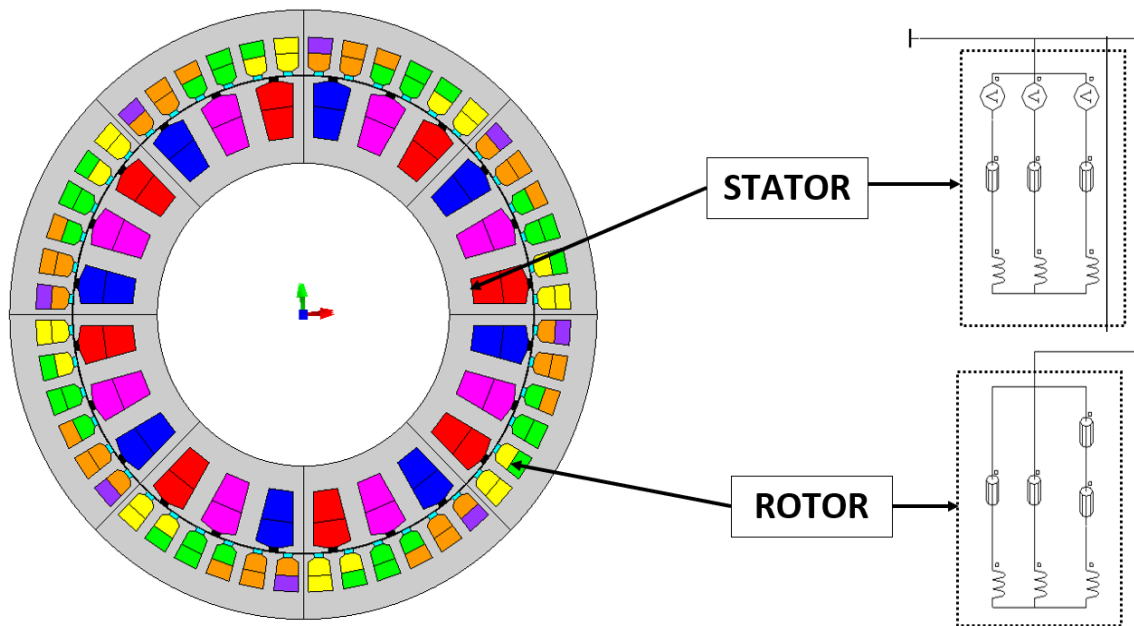


Figure II-10 : Géométrie couplée de la MAS sur Flux2D.

Le logiciel Flux2D possède un module de calcul appelé "Flux Skewed" qui est dédié à l'analyse des structures à encoches inclinées. Le principe du calcul, dit quasi-3D, consiste à effectuer plusieurs calculs 2D à différentes positions du rotor ; le résultat final s'obtient par le calcul de la moyenne des résultats obtenus pour les différentes positions. Nous avons utilisé ce module de calcul pour déterminer les performances de la MAS dont on a incliné les encoches du stator de 7.5° (soit un pas dentaire rotorique). Cette inclinaison est souvent adoptée pour les MAS de faible puissance afin de réduire les ondulations de couple dues aux harmoniques de denture.

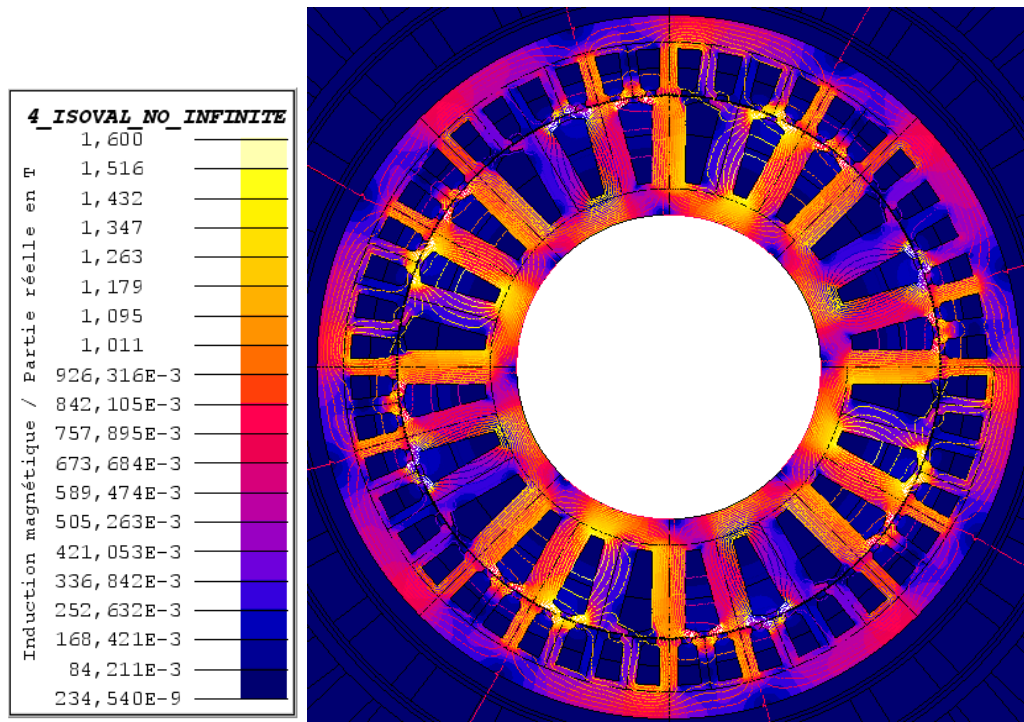


Figure II-11 : Carte et lignes de champ de la MAS.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

La géométrie 2D de la MAS présentée sur la figure II-10, est extrudée sur la longueur utile de la machine L_u comme le montre la figure II-12. Elle est ensuite divisée en un nombre de couches bien défini (8 dans notre cas) le long de la longueur axiale.

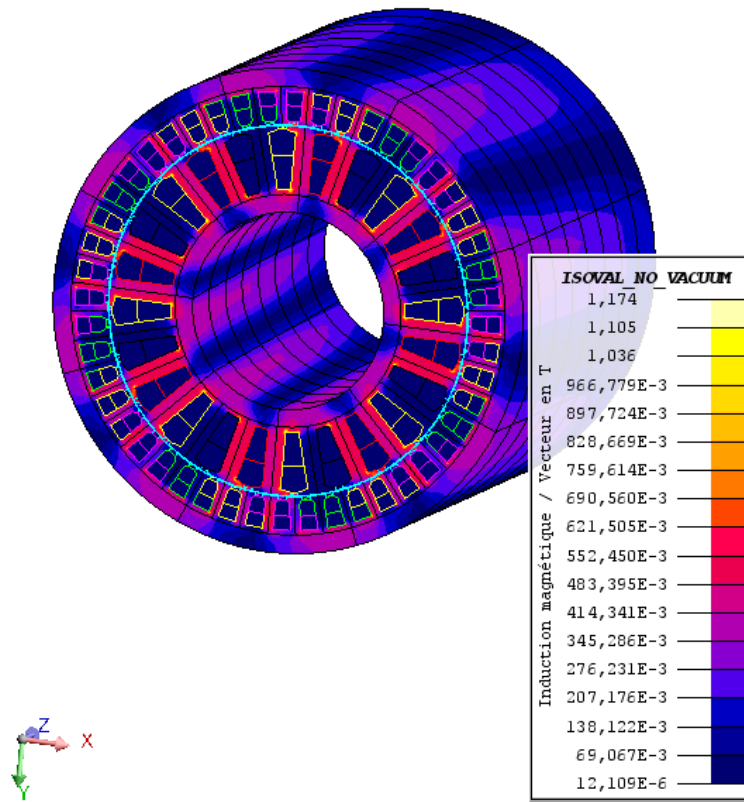


Figure II-12 : Géométrie 2D extrudée de la MAS sur Flux Skewed.

Nous représentons sur la figure II-13, les allures du couple électromagnétique de la MAS obtenues avec et sans inclinaison des encoches statoriques. Il est clair que l'inclinaison permet de fortement réduire les ondulations de couple.

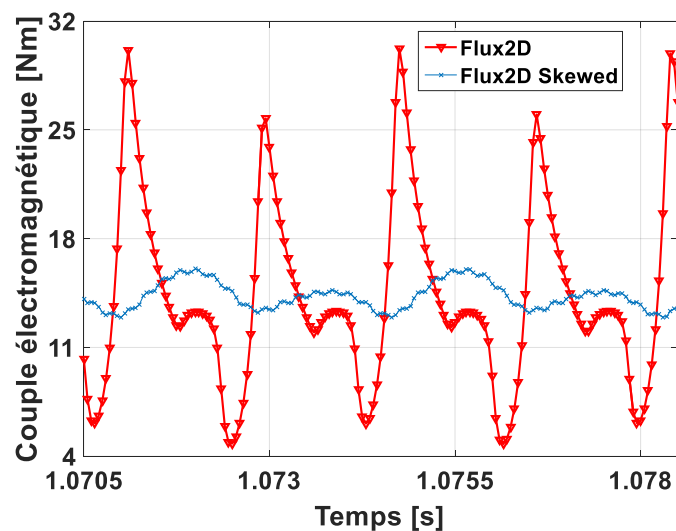


Figure II-13 : Comparaison du couple électromagnétique obtenu sur Flux2D avec et sans inclinaison des encoches statoriques.

2.8. Performances de la machine asynchrone

Nous présentons dans cette partie les performances de la MAS calculées par le schéma équivalent (paramètres obtenus par FEMM) et par éléments finis (magnéto harmonique flux2D), en prenant en compte l'inclinaison du stator par rapport au rotor. Pour des valeurs de glissement allant jusqu'à 10%, la figure II-14 montre les allures du couple électromagnétique. L'accord entre les deux modèles est très bon puisque la différence relative ne dépasse pas les 2%. Le couple nominal de 14 Nm est atteint pour une valeur de glissement de 8.5 %.

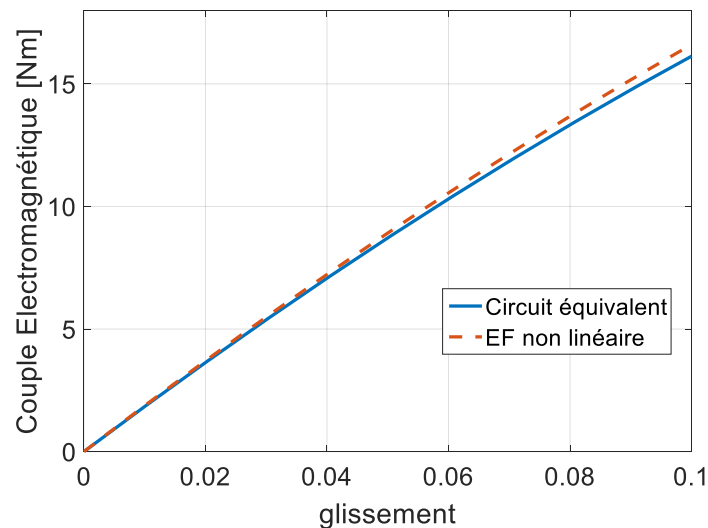


Figure II-14 : Couple électromagnétique en fonction du glissement.

La figure II-15 représente le courant statorique en fonction du glissement obtenu à l'aide des deux modèles. Les résultats issus du circuit équivalent sous-estiment légèrement le courant à vide. La différence relative est d'environ 8% pour un glissement nul $g = 0$. Pour des valeurs de glissement plus élevées ($g > 4\%$), l'accord est bon car la différence relative ne dépasse pas les 3%. Le courant nominal obtenu avec un glissement de 8.5% est d'environ 3,2 A. Au démarrage ($g=1$) le courant absorbé est de 10.8 A soit trois fois le courant nominal (non présenté ici).

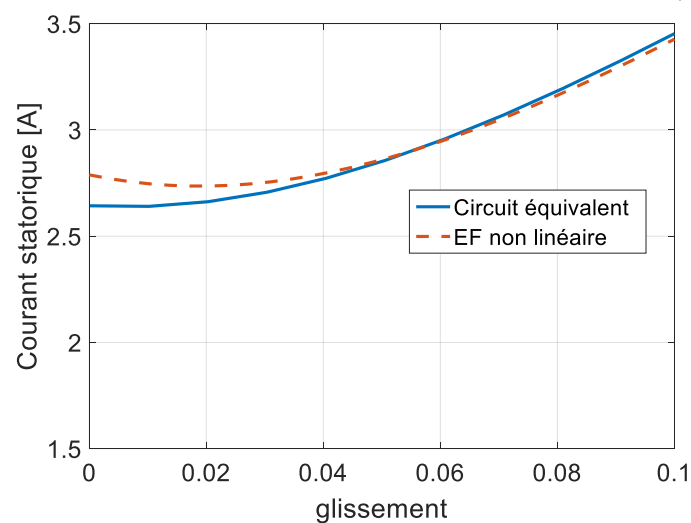


Figure II-15 : Courant statorique en fonction du glissement.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

La figure II-16 montre l'évolution du facteur de puissance en fonction du glissement obtenue pour les deux modèles utilisés. Là encore, l'accord est très bon car la différence relative ne dépasse pas les 3%. Le facteur de puissance nominal est d'environ 0.58, ce qui est relativement faible. Cependant, cela représente une valeur de facteur de puissance proche de celle des moteurs à induction à faible puissance commercialisés avec des nombres de pôles élevés.

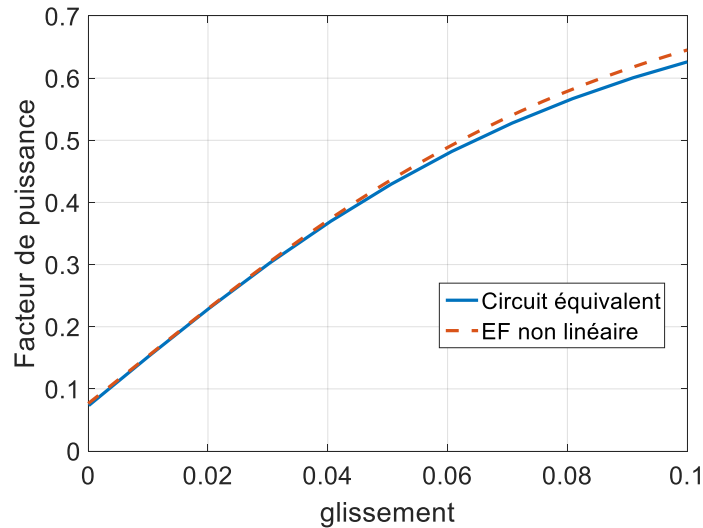


Figure II-16 : Facteur de puissance en fonction du glissement.

2.9. Etude de l'influence des inductances de fuites des têtes de bobines sur les performances de la machine.

Etant donné que les équations permettant le calcul des inductances de fuite des têtes de bobines statorique et rotorique sont approximatives, nous faisons varier la valeur de ces dernières afin d'observer leurs effets sur les caractéristiques de la machine, plus précisément sur le facteur de puissance. Nous représentons dans la figure II-17 le facteur de puissance en fonction du glissement pour trois valeurs d'inductances de fuite des têtes de bobines statorique et rotorique. Nous remarquons que celles-ci n'ont finalement pas d'influence sur le $\cos \phi$.

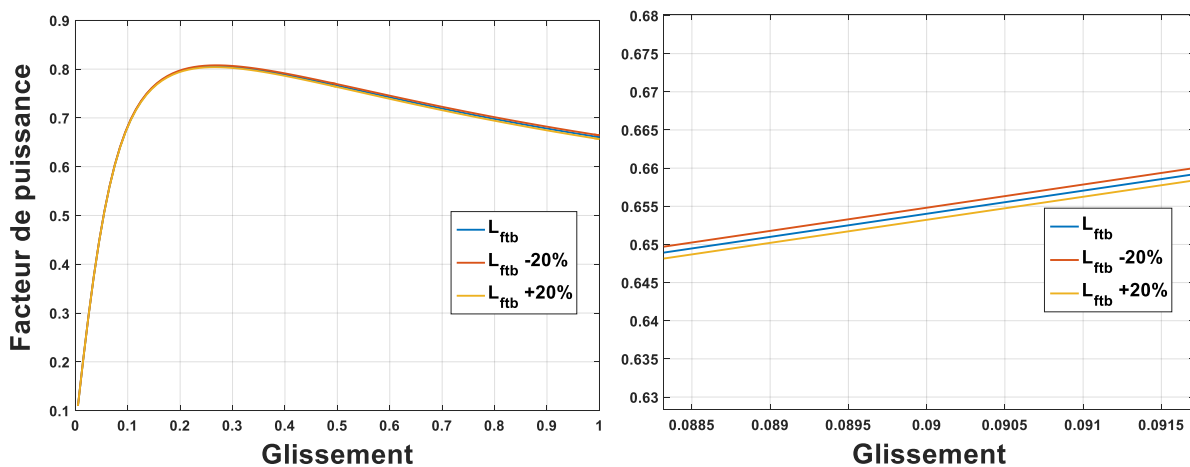


Figure II-17 : Influence de l'inductance de fuite des têtes de bobines sur le facteur de puissance.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

En conclusion, les performances attendues de la machine au point nominal sont les suivantes :

$$P_u= 1\text{kW} \quad N_n=686 \text{ tr/min} \quad g_n=8,5 \% \quad I_n=3,2 \text{ A} \quad \text{Cos } \varphi=0,58$$

La puissance absorbée est alors évaluée à 1286 W, ce qui donne un rendement au point nominal de 0,77. Si on considère toute la MaGIM, ce rendement est surévalué car le modèle ne tient pas compte des pertes dans le fer et des pertes mécaniques de l'engrenage.

3. DIMENSIONNEMENT DE L'ENGRENAGE MAGNETIQUE

3.1. Réflexion sur la structure et les matériaux

Le dispositif MaGIM est composé d'une machine asynchrone intégrant un engrenage magnétique, comme illustré à la coupe 2D de la figure II-18. Après avoir déterminé les paramètres de la machine asynchrone, nous précédons au dimensionnement de l'engrenage magnétique. L'engrenage magnétique étudié représenté à la figure II-19 est composé de trois armatures séparées par les entrefers e_h et e_l :

- Un rotor haute vitesse.
- Un rotor basse vitesse.
- Une armature externe fixe.

Le rotor haute vitesse, commun donc à la MAS et au réducteur, tourne à environ 700 tr/min. Si on considère l'engrenage magnétique seul, le rotor haute vitesse se compose d'une culasse en fer caractérisée par la hauteur H_h sur laquelle des aimants permanents à P_i paires de pôles d'une hauteur H_{pmh} sont placés en surface.

Le rotor basse vitesse tourne à une vitesse d'environ 45 tr/min. Il est composé d'un cylindre en fibre de verre dans lequel P_s pièces ferromagnétiques d'une hauteur H_{pp} et d'une ouverture ouv_{pp} sont logées. Ces pièces sont faites en poudre magnétique compactée que l'on notera SMC (Soft Magnetic Composite).

Ce choix est dicté par la facilité technique que procure l'utilisation des SMC au lieu de tôles de petites dimensions empilées axialement pour fabriquer des barres.

Nous retrouvons ensuite l'armature externe qui est fixe et qui possède P_o paires d'aimants permanents collés à la surface interne d'une culasse ferromagnétique de hauteur H_l .

Le matériau SMC utilisé pour fabriquer les pièces ferromagnétiques possède une caractéristique magnétique représentée sur la figure II-20. Ce matériau est caractérisé par une densité de 7.3 g/cm^3 et une résistivité de $300 \mu\Omega\text{m}$. Il présente des propriétés mécaniques stables pour des températures allant jusqu'à 150°C .

Les barres en SMC seront insérées dans un cylindre en fibre de verre (G11) pour former le rotor basse vitesse. Ce matériau G11 qui est un laminage stratifié de fibre de verre imprégné avec des résines époxy thermodurcissables a été choisi pour sa grande résistance mécanique, ses excellentes propriétés diélectriques et sa bonne stabilité dimensionnelle.

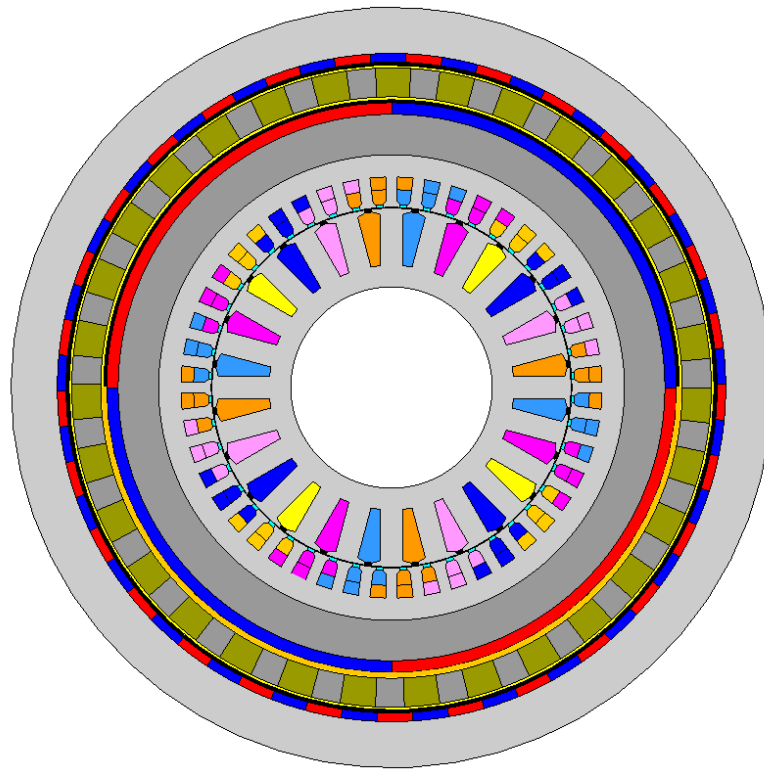


Figure II-18 : Géométrie de la MAGIM.

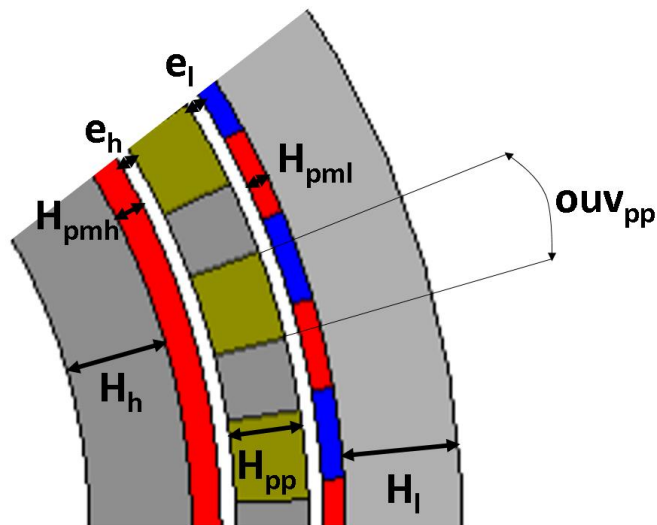


Figure II-19 : Définition des paramètres géométriques de l'engrenage magnétique.

Concernant les aimants permanents au niveau du rotor haute vitesse et de l'armature externe, nous avons opté pour des aimants en terres rares (NdFeB). Les engrenages magnétiques coaxiaux avec aimants permanents montés en surface en ferrite en NdFeB ont été évalués dans [JOH17] à l'aide d'analyses par éléments finis 2D et 3D. Le but était de montrer quel type d'aimants permettait d'avoir les meilleures performances à faible coût. Les résultats ont montré que les conceptions optimales à base d'aimants NdFeB sont nettement plus rentables que les conceptions en ferrites en termes de rapport performances/coût.

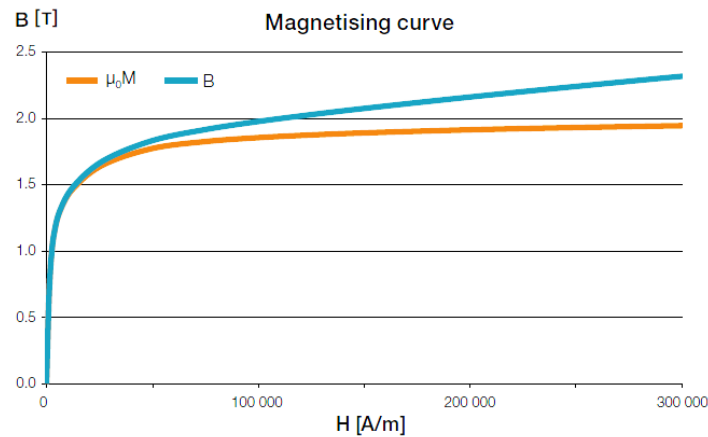


Figure II-20 : Caractéristique magnétique des SMC.

Cette analyse [JOH17] a démontré que pour la plupart des scénarios de combinaison de prix historiques, les conceptions d'engrenages NdFeB sont toujours capables d'atteindre des coûts inférieurs à ceux des conceptions d'engrenages en ferrite pour de performances égales. De plus, il a été montré que les engrenages magnétiques à base d'aimants en NdFeB atteignent des tailles et des masses nettement inférieures à celles des topologies en ferrites.

Nous avons donc effectué une estimation de la masse et du coût en comparant deux topologies d'engrenage magnétique à base d'aimants en surface. La première topologie comprenait des aimants en ferrites au niveau du rotor haute vitesse et au niveau de l'armature fixe externe. Quant à la deuxième, celle-ci est faite d'aimants NdFeB.

Nous nous sommes aperçus que pour un même cahier des charges, la masse et le volume étaient doublés quand nous employons des aimants ferrites. Par conséquent, nous avons choisi d'employer des aimants en terres rares de type NdFeB-38H au niveau de l'engrenage magnétique. Ce type d'aimants possède une induction rémanente de 1.2 T et peut être utilisé dans un environnement dont la température ne dépasse pas les 120°C.

Pour les culasses magnétiques, nous avons opté pour une tôle feuilletée de type M400 – 50A. C'est un alliage caractérisé par une perméabilité relative à 1,5 T égale à $\mu_r = 1050$ et d'une résistivité de 42 $\mu\Omega\text{cm}$. Nous représentons sur la figure II-19 sa caractéristique magnétique.

3.2. Modèle analytique de l'engrenage magnétique

Pour obtenir les dimensions de l'engrenage magnétique définies sur la figure II.19, un modèle analytique 2D basé sur la méthode des sous-domaines [LUB10] a été utilisé. Il s'agit d'un modèle disponible au laboratoire et qui permet d'obtenir rapidement les dimensions géométriques de l'engrenage magnétique à partir du cahier des charges de la MaGIM.

Ce type de modèle ne tenant pas compte des caractéristiques non linéaires des matériaux (tôles ferromagnétiques et SMC) et des effets 3D dans la direction axiale, il sera nécessaire à la fin du dimensionnement d'affiner les résultats par un modèle numérique 3D (éléments finis).

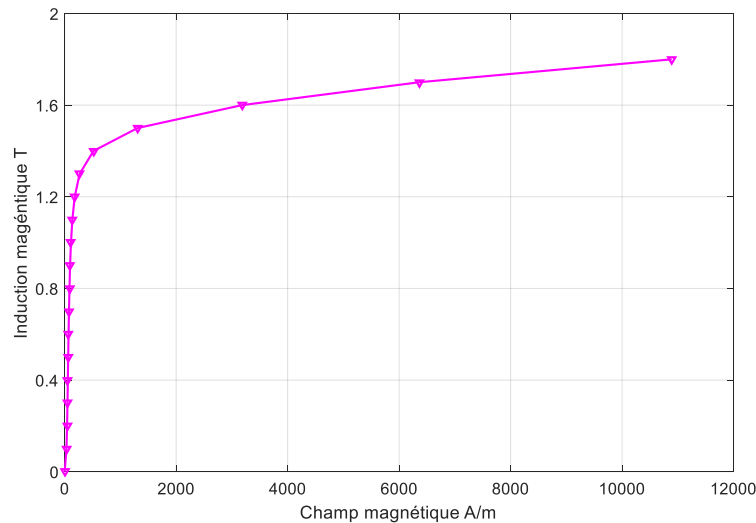


Figure II-21 : Caractéristique magnétique des tôles M400.

Nous allons dans cette partie rappeler brièvement les principes sur lesquelles repose ce type de modèle analytique sans rentrer dans les détails sachant qu'au niveau de notre travail de thèse, cet outil a été utilisé comme "une boîte noire" disponible sur Matlab. Le développement des calculs peut être trouvé dans [LUB10]. La figure II.22 rappelle la structure d'un engrenage magnétique à flux radiale où les dimensions principales sont celles définies dans [LUB10]. Il s'agit des différents rayons d'alésage (R_1 à R_6) ainsi que de l'ouverture des encoches ferromagnétiques (β). L'ouverture des aimants est considérée égale à 1, c'est ce qui amène aux meilleures performances. L'angle θ_i défini sur la figure II.22 permet de repérer la première encoche. Ces dimensions peuvent être rapportées sans problème aux dimensions définies sur la figure II.19.

La méthode des sous-domaines consiste à diviser la géométrie de l'engrenage magnétique en plusieurs régions physiques dans lesquelles les équations de la magnétostatique, formulées en potentiel vecteur magnétique, sont résolues analytiquement par la méthode de séparation des variables. Les conditions aux limites et d'interface entre les différents domaines permettent de calculer les coefficients de Fourier apparaissant dans les solutions analytiques. Pour simplifier le modèle, les hypothèses suivantes sont classiquement adoptées :

- La perméabilité des matériaux ferromagnétiques est infinie ;
- Les effets d'extrémité du champ magnétique dans la direction axiale sont négligés ;
- La perméabilité relative des aimants est fixée à 1 (aimants à base de terres rares) ;
- La géométrie repose sur les lignes du système de coordonnées utilisées (ici cylindrique).

Pour ce type de dispositif, l'hypothèse la plus contraignante est celle qui consiste à négliger les effets d'extrémités qui peut amener à une surestimation allant jusqu'à 30% sur le couple maximal transmissible [LUB10]. Pour un dispositif bien construit, les pièces ferromagnétiques sont généralement peu saturées et l'hypothèse d'une perméabilité infinie reste acceptable. Les dimensions des culasses ferromagnétiques interne et externe sont définies après-coup, en

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

appliquant la conservation du flux et en imposant une valeur d'induction maximale permettant d'éviter la saturation magnétique des culasses.

Comme le montre la figure II-22, l'ensemble du domaine est composé d'un rotor interne à P_i paires de pôles (ici $P_i = 2$), un rotor externe à P_o paires de pôles ($P_o = 3$) et de Q pièces ferromagnétiques ($Q = P_i + P_o = 5$), ce qui correspond à un rapport de transformation $G_r = 2,5$ si on considère l'armature externe fixe. Cet ensemble est divisé en cinq sous-domaines : les sous-domaines entrefer intérieur et extérieur (régions II et III), les sous-domaines des aimants permanents intérieur et extérieur (régions I et IV) et les sous-domaines correspondant aux Q encoches se trouvant entre les pièces ferromagnétiques (régions i).

Les sous-domaines I, II, III et IV possèdent une forme annulaire, quant aux i régions, celles-ci présentent une forme sectorielle.

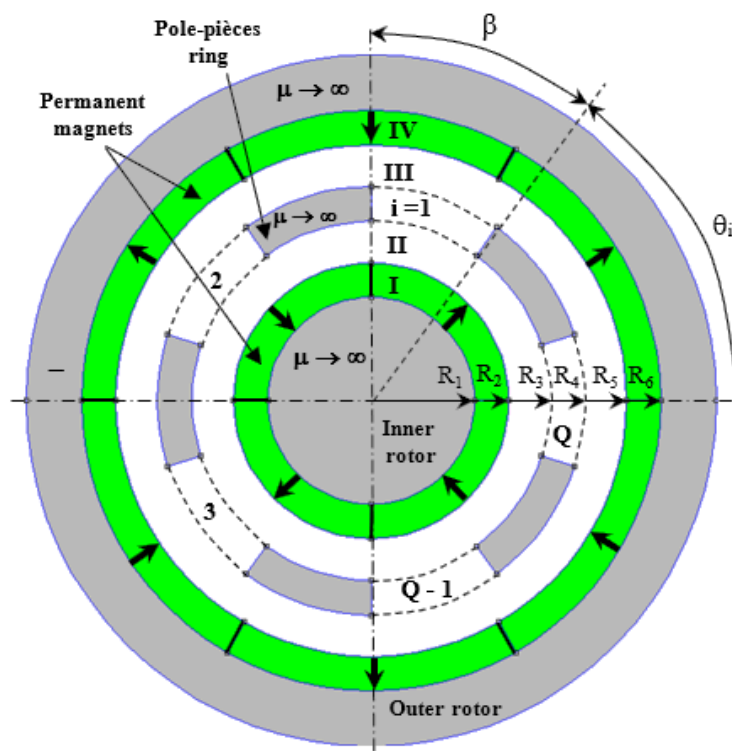


Figure II-22 : Géométrie de l'engrenage magnétique pour la modélisation analytique [LUB10].

La solution mathématique du potentiel vecteur dans chaque région est obtenue à partir de la résolution analytique d'une équation aux dérivées partielles du 2^{ème} ordre (équation de Laplace ou équation de Poisson). Cette solution s'écrit sous la forme d'une série de Fourier. La figure II.23 indique l'équation à résoudre et les conditions de passage à respecter pour les régions I (aimants) et II (entrefer interne).

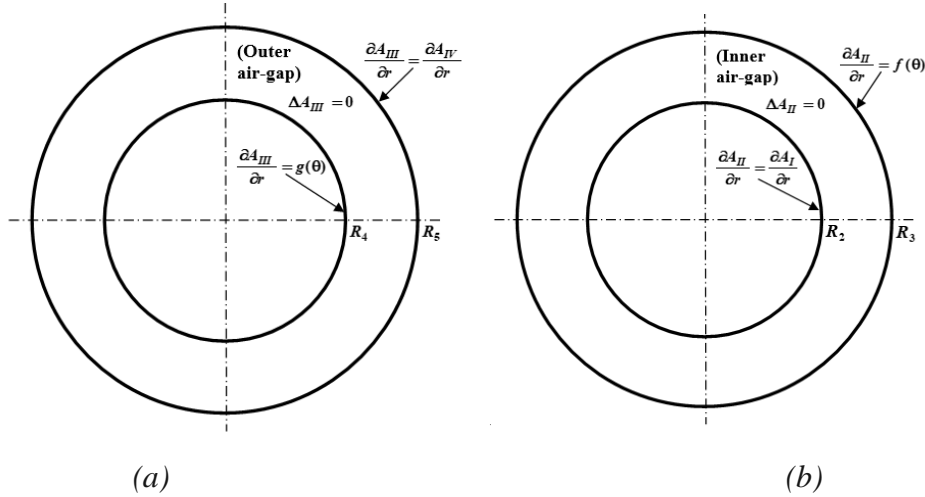


Figure II-23 : Sous domaines de forme annulaire correspondant aux aimants internes (a) et à l'entrefer interne (b) [LUB10].

Les équations II.40 et II.41 correspondent respectivement aux solutions analytiques pour le potentiel vecteur dans les régions I et II. Les différents paramètres apparaissant dans ces équations sont définis dans [LUB10] et ne seront pas rappelés ici. Les constantes d'intégration A_n^I à D_n^{II} sont obtenues à partir des conditions de passage entre les régions.

$$A_I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(A_n^I \frac{P_n(r, R_1)}{P_n(R_2, R_1)} + X_n(r) \cos(n\phi_i) \right) \cos(n\theta) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_n^I \frac{P_n(r, R_1)}{P_n(R_2, R_1)} + X_n(r) \sin(n\phi_i) \right) \sin(n\theta) \quad (\text{II.40})$$

$$A_{II}(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(A_n^{II} \frac{R_2}{n} \frac{P_n(r, R_3)}{E_n(R_2, R_3)} + B_n^{II} \frac{R_3}{n} \frac{P_n(r, R_2)}{E_n(R_3, R_2)} \right) \cos(n\theta) + \sum_{n=1}^{\infty} \left(C_n^{II} \frac{R_2}{n} \frac{P_n(r, R_3)}{E_n(R_2, R_3)} + D_n^{II} \frac{R_3}{n} \frac{P_n(r, R_2)}{E_n(R_3, R_2)} \right) \sin(n\theta) \quad (\text{II.41})$$

Avec

$$P_w(u, v) = \left(\frac{u}{v} \right)^w + \left(\frac{v}{u} \right)^w \quad \text{et} \quad E_w(u, v) = \left(\frac{u}{v} \right)^w - \left(\frac{v}{u} \right)^w \quad (\text{II.42})$$

La figure II.24 représente le sous-domaine correspondant à la région de l'encoche i où il s'agit de résoudre l'équation de Laplace dans un domaine de forme sectorielle, délimité par des parois ferromagnétiques parfaites dans la direction ortho-radiale.

La solution du potentiel vecteur dans l'encoche i s'écrit de la façon suivante :

$$A_i(r, \theta) = A_0^i + B_0^i \ln r + \sum_{k=1}^{\infty} \left(A_k^i \frac{E_{k\pi/\beta}(r, R_4)}{E_{k\pi/\beta}(R_3, R_4)} - B_k^i \frac{E_{k\pi/\beta}(r, R_3)}{E_{k\pi/\beta}(R_3, R_4)} \right) \cdot \cos\left(\frac{k\pi}{\beta}(\theta - \theta_i)\right) \quad (\text{II.43})$$

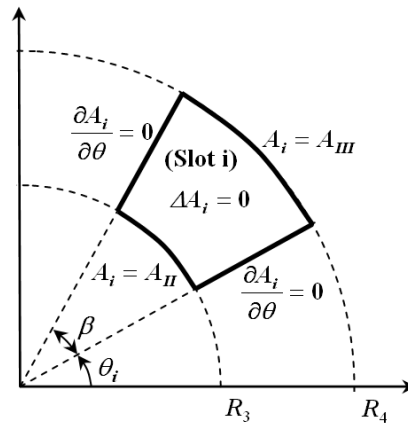


Figure II-24 : Sous domaine de forme sectorielle correspondant à une encoche [LUB10].

Le calcul de l'ensemble des constantes d'intégration se fait par l'inversion d'une matrice de grande dimension correspondant au système d'équations obtenu à partir des conditions de passage entre les régions. La taille de la matrice dépend du nombre de domaines considérés (donc du nombre de pièces ferromagnétiques) mais également du nombre d'harmoniques pris en compte dans chaque solution. Ce nombre d'harmoniques peut être ajusté [DEV17] pour améliorer le temps de calcul. Cette inversion de matrice ne peut se faire que d'une manière numérique.

A partir du potentiel vecteur magnétique, nous obtenons les composantes radiale et tangentielle de l'induction magnétique (B_r et B_θ) dans chaque région.

A partir de la connaissance de l'induction dans l'entrefer, le couple électromagnétique peut être calculé à l'aide du tenseur de contrainte de Maxwell. Un cercle de rayon R_e dans le sous-domaine de l'entrefer (entrefer intérieur ou extérieur) est pris comme chemin d'intégration de sorte que le couple électromagnétique soit exprimé comme dans (II.44) où L représente la longueur axiale de l'engrenage magnétique.

$$T_e = \frac{LR_e^2}{\mu_0} \int_0^{2\pi} B_{rII}(R_e, \theta) \cdot B_{\theta II}(R_e, \theta) \cdot d\theta \quad (\text{II.44})$$

3.3. Utilisation du modèle analytique pour l'optimisation paramétrique du réducteur magnétique

Le modèle analytique nous a permis d'effectuer plusieurs analyses paramétriques pour aboutir rapidement à la meilleure configuration en matière de transmission de couple du réducteur magnétique. Les calculs par éléments finis 2D et 3D nous ont par la suite permis d'affiner les résultats en particulier lors du dimensionnement des culasses et pour la prise en compte des effets 3D.

L'étude paramétrique est présentée dans la suite.

On considère deux variantes de réducteurs ayant un volume actif constant (hors culasse) et des G_r autour de 15.5 compatible avec une vitesse de sortie de 45 tr/mn et donc une vitesse de la machine de l'ordre de 700 tr/mn conduisant à un glissement d'environ 7%.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

La première variante a un rapport de réduction $G_r=P_i/P_s=15.66$ avec $P_i=3$ et $P_s=47$.

La seconde variante a un rapport de réduction $G_r=P_i/P_s=15.5$ avec $P_i=2$ et $P_s=31$.

Le rayon externe de la MAS donné sur le Tableau II-6 vaut 74 mm environ. Du côté réducteur, nous avons pris une culasse de hauteur $H_h=18$ mm suffisante pour assurer le retour du flux sans saturer le fer. Ainsi, les aimants du rotor haute vitesse du réducteur sont posés sur une culasse de rayon égal à 92 mm. Les entrefers étant fixés à $e_h=e_l=2$ mm (pour simplifier la construction du dispositif), nous prenons une hauteur active (hors entrefers) du réducteur égale à $H_a=H_{pmh}+H_{pp}+H_{pml}=14$ mm.

On définit deux paramètres géométriques adimensionnels compris entre 0 et 1 :

- $a_{pp}= H_{pp}/ H_a$: permet d'évaluer l'influence de la hauteur des pièces ferromagnétiques sur le couple.
- $a_{pm}= H_{pmh}/ (H_a-H_{pp})$: permet d'évaluer l'influence de la distribution d'une hauteur constante d'aimant entre le rotor haute vitesse et l'armature externe.

Nous avons analysé deux critères que sont le couple transmis par les pièces ferromagnétiques et la densité de couple ramenée au volume total des aimants utilisés. L'interprétation pratique de ces deux critères est qu'un "couple" plus élevé conduit à un réducteur plus compact alors qu'une "densité de couple/volume des aimants" élevée conduit à un réducteur moins cher puisque le prix des aimants NdFeB constitue de loin la partie la plus importante du coût total du réducteur. Les résultats sont présentés sous forme de courbes donnant le couple ou la densité de couple/volume des aimants en fonction de a_{pp} et paramétrées en a_{pm} .

Cas $G_r=15.66$:

- la figure II-25-a montre qu'un maximum de couple existe pour $a_{pp}=0.3$ (donc $H_{pp}=4.2$ mm) quelle que soit la valeur de a_{pm} . Une valeur maximale de couple de 440 Nm est obtenue pour $a_{pm}=0.7$ (donc $H_{pmh}=6.9$ mm et $H_{pml}=2.9$ mm).

- concernant la densité de couple / volume d'aimants, la figure II-25-b montre qu'un optimum existe pour $a_{pp}=0.6 - 0.7$. Le couple maximal transmis passe alors de 440 Nm à 320 Nm, soit 27% de moins.

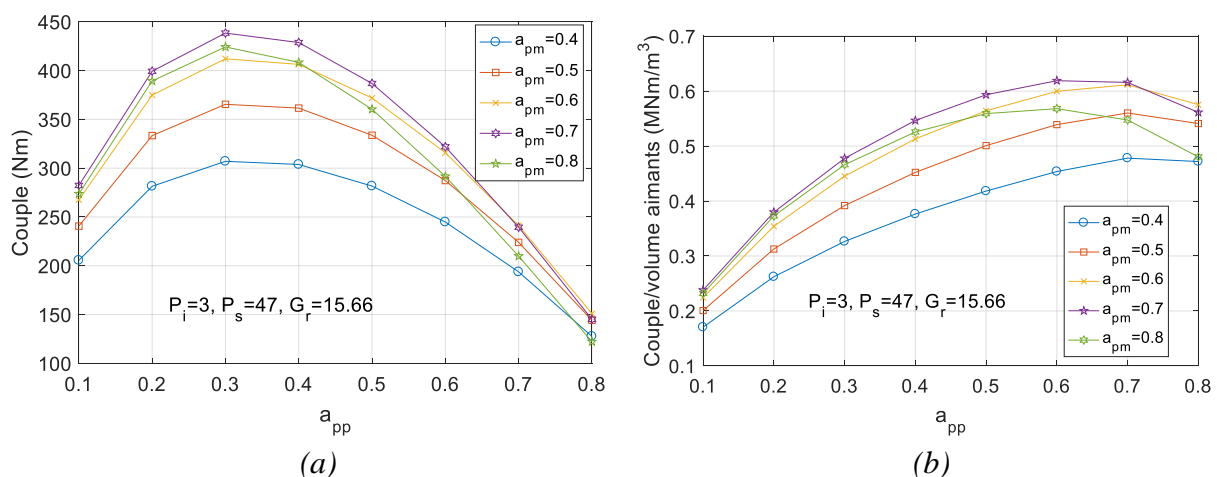


Figure II-25 : Influence de a_{pp} et a_{pm} sur (a) le couple et (b) le couple/volume des aimants pour la variante 1 ($G_r=15.66$).

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Cas $G_r=15.5$:

- la figure II-26-a montre qu'un maximum de couple existe pour $a_{pp}=0.4$ (donc $H_{pp}=5.6$ mm) quelle que soit la valeur de a_{pm} . Une valeur maximale de couple de 390 Nm est obtenue pour $a_{pm}=0.7$ (donc $H_{pmh}=5.9$ mm et $H_{pml}=2.5$ mm).

- concernant la densité de couple / volume d'aimants, la figure II-26-b montre qu'un optimum existe aussi pour $a_{pp}=0.6 - 0.7$. Le couple maximal transmis passe alors de 390 Nm à 220 Nm, soit 43% de moins.

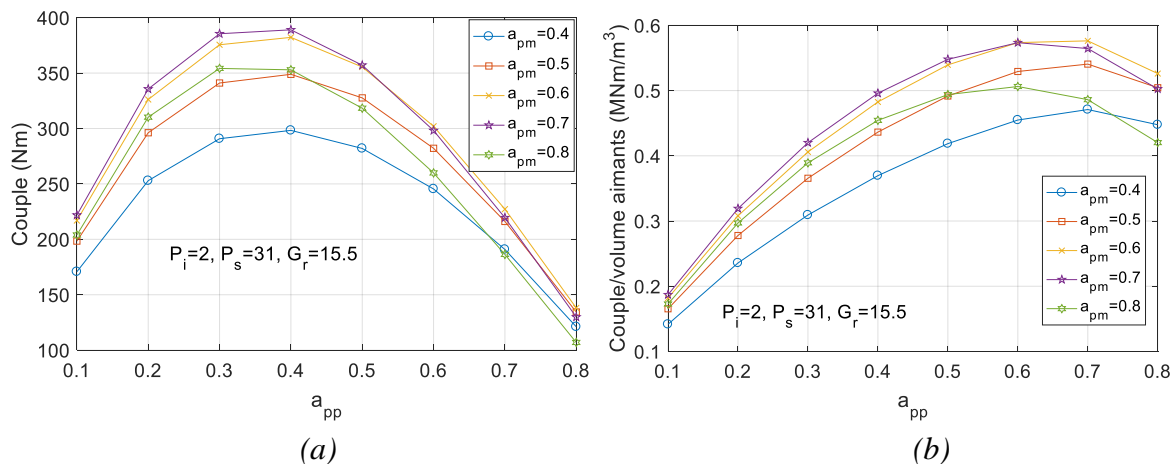


Figure II-26 : Influence de a_{pp} et a_{pm} sur (a) le couple et (b) le couple/volume des aimants pour la variante 2 ($G_r=15.5$)

En comparant les deux variantes, on voit bien que la variante 1 ($G_r=15.66$) transmet 11% de couple en plus par rapport à la variante 2 ($G_r=15.5$). Cela montre l'importance de bien choisir les valeurs de P_i et P_s pour optimiser le volume total du réducteur. Pour ces valeurs de couple transmis et si on s'intéresse au coût des aimants, la variante 1 présente une densité de couple de 0.48 MNm/m³ et la variante 2 une densité de 0.5 MNm/m³. Le calcul du volume d'aimants montre alors que la variante 1 est 17% plus chère que la variante 2.

Ces deux cas d'étude montrent qu'un compromis doit être trouvé entre compacité et coût du réducteur magnétique.

D'un point de vue purement technique, la variante 1 serait probablement plus difficile et plus longue à réaliser. En effet, il faut fabriquer 47 pièces ferromagnétiques (au lieu de 31 pour la variante 2) et coller sur la surface interne de la culasse de l'armature externe 88 aimants (au lieu de 58 pour la variante 2).

3.4. Choix définitif des dimensions du réducteur magnétique

Le couple nominal est de 210 Nm mais le dimensionnement considère 30% de plus pour tenir compte des effets 3D que le calcul 2D ne prend pas en compte et encore 30% de plus pour assurer la stabilité du réducteur en cas de surcharge mécaniques brusques. Ainsi, le réducteur est dimensionné pour transmettre un couple de sortie de 340 Nm. Nous avons opté pour la variante 2 en vue d'une réalisation pratique d'un prototype. Pour avoir un couple de 340 Nm, nous avons choisi à partir de la figure II-26 $a_{pp}=0.4$ ($H_{pp}=5.6$ mm) et $a_{pm}=0.5$ ($H_{pmh}=H_{pml}=4.2$ mm) qui conduit à un couple de 350 Nm.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Les calculs analytiques ont été comparés à des calculs par éléments finis 2D effectués sur le logiciel FEMM. Le calcul par EF permet notamment de déterminer avec plus de précision les hauteurs de culasse par rapport au calcul analytique qui détermine ces hauteurs en assurant la conservation du flux.

La figure II.27 représente la distribution des lignes de champ dans l'engrenage magnétique retenu. La figure II.28 donne la distribution de l'induction radiale dans les entrefers interne et externes. La comparaison des résultats entre le modèle analytique et le modèle numérique EF montre la précision avec laquelle le modèle analytique est capable de prévoir le champ magnétique en tenant compte des effets d'encoches.

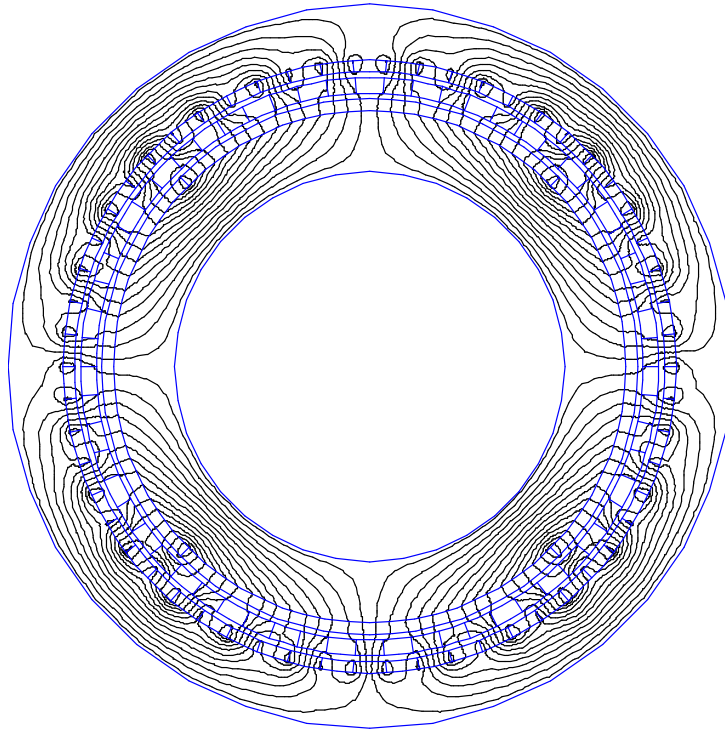


Figure II-27 : Distribution des lignes de champ.

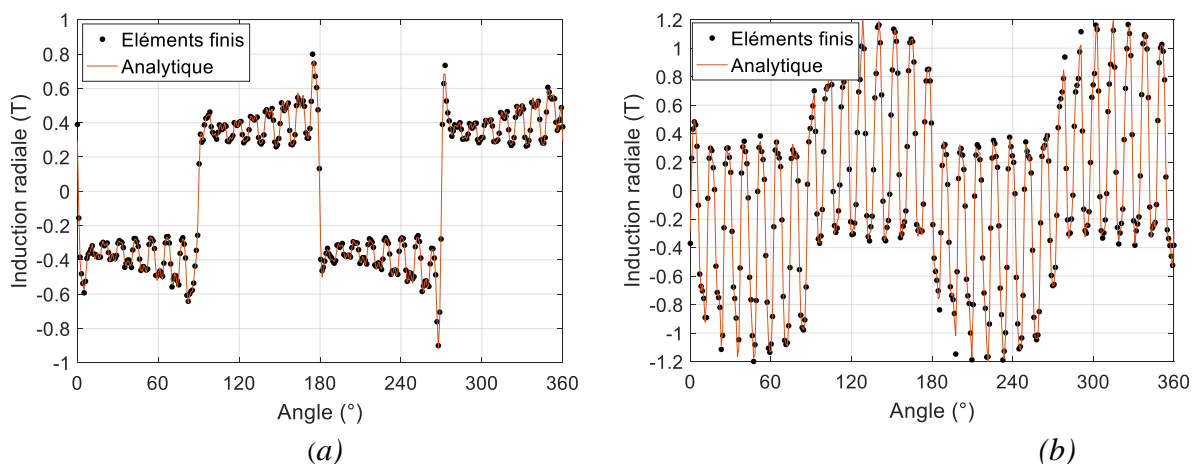


Figure II-28 : Distribution de l'induction radiale : (a) dans l'entrefer interne, (b) dans l'entrefer externe.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

La figure II.29 donne le couple statique qui s'applique sur le rotor interne et les pièces ferromagnétiques. Ces courbes illustrent une nouvelle fois la précision avec laquelle le modèle est capable de prévoir le couple. Nous constatons de légères ondulations de couple sur le rotor interne alors que le couple exercé sur les pièces ferromagnétiques n'en présente presque pas.

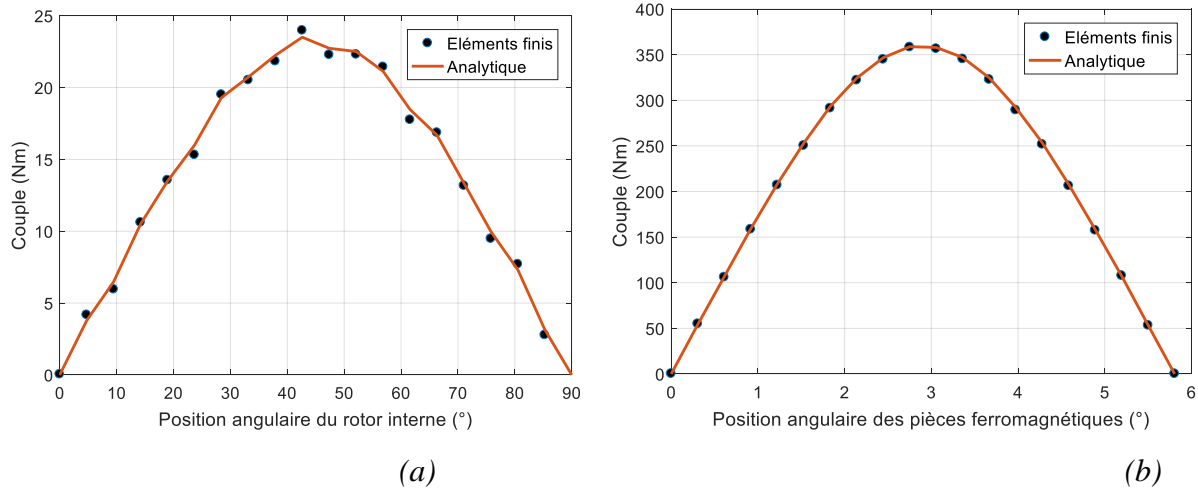


Figure II-29 : Couple statique : (a) rotor interne (b) pièces ferromagnétiques.

3.5. Prise en compte des effets 3D

Pour finaliser le dimensionnement du réducteur magnétique, un calcul 3D par éléments finis a été effectué sur le logiciel Comsol Multiphysics. Une formulation en potentiel scalaire magnétique est utilisée lors du calcul.

L'allure du couple statique exercé sur le rotor basse vitesse est représentée sur la figure II-30.

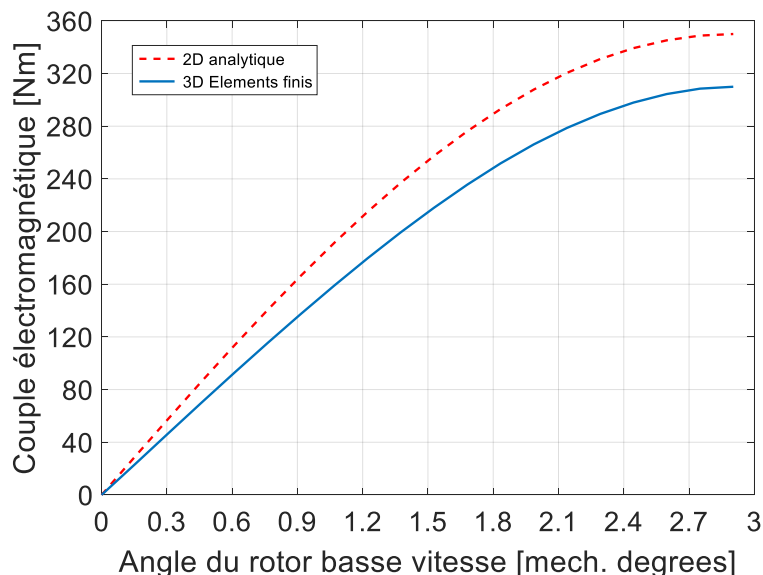


Figure II-30 : Couple électromagnétique de sortie de la MaGIM

Les calculs 2D analytique et 3D par EF donnent un couple statique sinusoïdal ne présentant presque pas d'ondulation. Le modèle analytique 2D donne un couple maximal de 350 Nm tandis que le modèle numérique 3D donne 310 Nm soit 13% de différence relative (la valeur de

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

référence est le couple calculé en 3D). Tout compte fait, la marge de 30% considérée dans le calcul 2D pour tenir compte des effets 3D a été largement surestimée. Nous gardons finalement ces dimensions ce qui permet d'augmenter la marge de stabilité du réducteur. En effet, la capacité de surcharge de 30% prévue initialement lors du dimensionnement par calcul 2D passe à 40%.

4. SIMULATION DE LA MAGIM – SYSTEME GLOBAL

De nombreuses simulations ont été nécessaires pour parvenir à un bon compromis entre les performances de la machine asynchrone et celles de l'engrenage magnétique. Dans la dernière étape de modélisation, des analyses par éléments finis 2D sur flux2D ont été effectuées en considérant l'ensemble du système. Ces analyses nous ont permis de fixer les dimensions définitives de la MaGIM que nous présentons sur le tableau II-8.

Réducteur magnétique	
Paires de pôles rotor haute vitesse P_i	2
Paires de pôles armature externe P_o	29
Pièces ferromagnétiques P_s	31
Rapport de réduction G_r	15.5
Entrefers	2 mm
Induction rémanente B_r (NdFeB)	1.2 T
Rayon externe	131 mm
Rayon interne du rotor	80.5 mm
Longueur utile	150 mm
Moteur asynchrone	
Tension d'alimentation (couplage en Y)	400 V
Fréquence	50 Hz
Nombre de paires de pôles p	4
Longueur utile	150 mm
Rayon externe du stator	61 mm
Entrefer	0.3 mm
Nombre d'encoches statoriques	24
Nombre d'encoches au rotor	48
Nombre de spires par phase au stator	296
Nombre de spires par phase au rotor	160

Tableau II-8 : Paramètres géométriques de la MaGIM.

Pour le fonctionnement nominal à 210 Nm et 45 tr/min sur le rotor basse vitesse, le glissement de la MAS est d'environ 8% ce qui correspond à une vitesse de 690 tr/min du rotor haute vitesse. Une simulation 2D non linéaire avec prise en compte du mouvement et du couplage circuit a été réalisée pour l'ensemble MaGIM. La position relative entre les rotors haute vitesse et basse vitesse est fixée pour obtenir une valeur de couple de sortie de 210 Nm. La figure II-31 montre

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

l'allure du couple dynamique du rotor basse vitesse. Ce couple présente bien une valeur moyenne de 210 Nm et les ondulations de couple ne dépassent pas 1%.

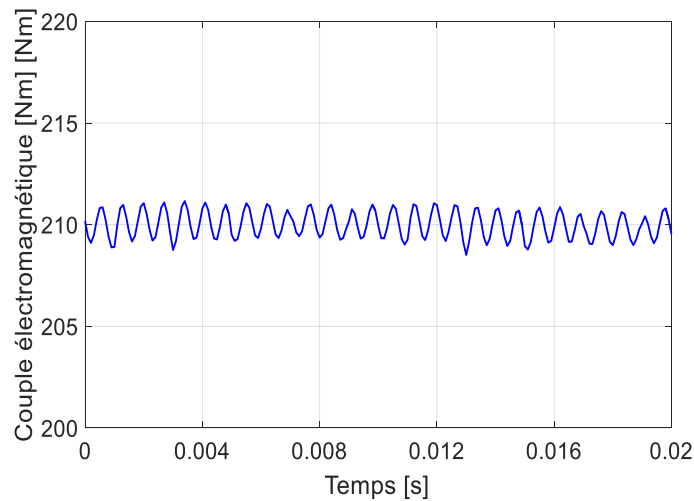


Figure II-31 : Couple dynamique du rotor basse vitesse.

Nous représentons sur la figure II-32 le couple total exercé sur le rotor haute vitesse. Le couple moyen est nul puisque l'engrenage magnétique et la machine asynchrone développent des couples opposés dont les valeurs moyennes sont de l'ordre de 14 Nm. Nous pouvons observer des ondulations de couple de 4 Nm, soit 26% du couple nominal de 14 Nm ce qui n'est pas négligeable. Pourtant, ce point met en avant l'une des grandes particularités de l'engrenage magnétique. En effet, ce dernier peut transmettre un couple dépourvu d'ondulations à la charge via le rotor basse vitesse (figure II-31), tandis que le couple d'entrée au niveau du rotor haute vitesse représenté sur la figure II-32 contient des pulsations de valeurs significatives.

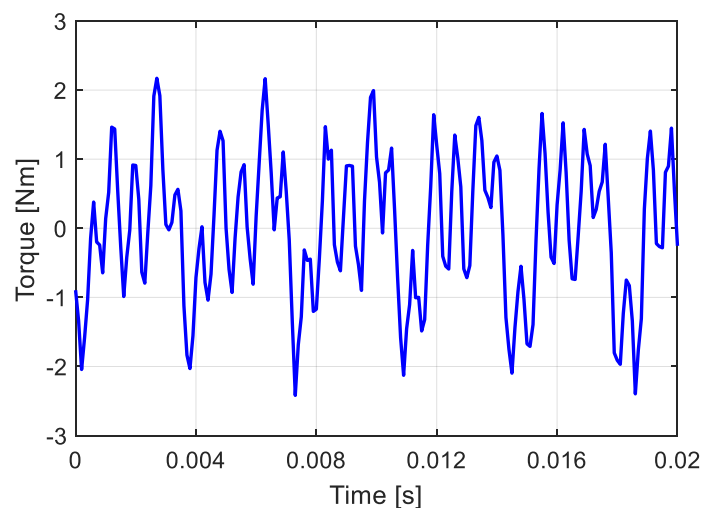


Figure II-32 : Couple dynamique du rotor haute vitesse.

La densité de couple active en fonctionnement nominal de la MaGIM est d'environ 26 Nm/l. Un engrenage mécanique qui possède un même rapport de réduction présente une densité de couple d'environ 15 Nm/l [GOU11]. Associé à un moteur à induction à grande vitesse ayant une densité de couple standard de 10 Nm/l, le système global (MAS + engrenage mécanique)

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

présentera une densité de couple de 14 Nm/l. Cela montre clairement que la MaGIM est pratiquement deux fois meilleure en matière de transmission de couple qu'un système conventionnel avec l'avantage d'une bonne fiabilité et de faibles exigences en maintenance. Néanmoins, l'utilisation d'aimants terres rares rend la solution magnétique plus coûteuse.

5. MODELISATION THERMIQUE DE LA MAGIM

Afin de déterminer la répartition de la température dans les parties actives de la MaGIM, nous avons développé un modèle thermique nodal simplifié en régime permanent. Nous avons considéré un flux de chaleur radial sur l'ensemble de la MaGIM à l'exception des encoches rotorique et statorique pour lesquelles le flux thermique ortho-radial vers les dents est également pris en compte.

5.1. Présentation du modèle thermique nodal

Le modèle thermique nodal est basé sur la définition de résistances thermiques de conduction et de convection [MEL91], [KYL92], [BOG08], [MEZ05]. La MaGIM sera refroidie par convection forcée, ainsi le rayonnement thermique ne joue pas de rôle prépondérant et a été négligé.

La conduction thermique est un transfert de chaleur à travers un milieu matériel sans déplacement de matière. La chaleur se propage suivant des lignes de flux orthogonales à des surfaces isothermes. Dans la mesure où les trajets des flux de chaleur sont identifiés, on peut définir une résistance thermique de conduction par II.45. Cette résistance dépend de la longueur du trajet du flux e , de la section S que traverse le flux de chaleur et du coefficient de conduction thermique d .

$$R_{cond} = \frac{e}{d.S} \quad (\text{II.45})$$

La convection thermique est le transport de la chaleur dû au mouvement d'un fluide au contact d'un solide. Elle est caractérisée par une résistance thermique qui dépend de la surface d'échange solide-fluide S et du coefficient d'échange par convection h :

$$R_{conv} = \frac{1}{h.S} \quad (\text{II.46})$$

Nous avons considéré une géométrie linéarisée en coordonnées cartésiennes pour établir notre modèle thermique. La figure II-33 présente les réseaux élémentaires conductifs en 1D et en 2D. Soit un parallélépipède représenté sur un plan x,y,z et caractérisé par des conductivités thermiques K_x et K_y dans les directions x et y respectivement. Pour un flux de chaleur suivant x , ce transfert de chaleur peut être représenté par un réseau élémentaire 1D caractérisé par la résistance thermique R_x . Le calcul de R_x se fait suivant la formule suivante :

$$R_x = \frac{X}{K_x ZY} \quad (\text{II.47})$$

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Dans le cas d'un flux de chaleur bidirectionnel suivant x et y, nous représentons ce transfert de chaleur par un réseau 2D caractérisé par les résistances thermiques R_x et R_y comme le montre la figure II-33. R_y se calcule par :

$$R_y = \frac{Y}{K_y XZ} \quad (\text{II.48})$$

Pour les deux schémas, T représente la température moyenne du bloc.

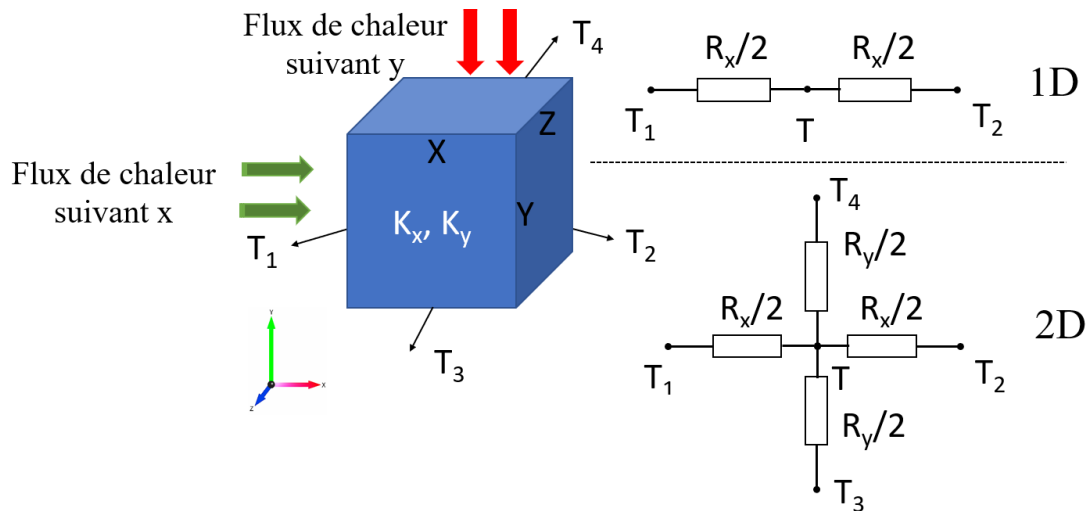


Figure II-33 : Réseaux élémentaires conductifs en 1D et en 2D.

On peut associer ces des réseaux élémentaires pour traiter des problèmes largement hétérogènes. On construit pour chaque partie de la MaGIM un réseau élémentaire 1D ou 2D pour établir un schéma thermique global. La figure II-34 montre le réseau thermique de la MaGIM composé de 15 nœuds. Les parties actives sont numérotées comme suit : 1 (culasse statorique), 3 (encoches statoriques), 4 (dents statoriques), 7 (encoches du rotor haute vitesse), 8 (dents du rotor haute vitesse), 10 (culasse du rotor haute vitesse), 11 (aimants rotor haute vitesse), 14 (aimants de l'armature fixe), 15 (culasse de l'armature fixe). Les autres nœuds servent à assurer les liaisons entre les frontières de domaines voisins.

5.2. Calcul des coefficients de convection

Afin de caractériser les échanges par convection et de calculer le coefficient h , on a recours à une analyse dimensionnelle de différentes configurations géométriques présentant des similitudes en matière de transfert convectif [INC06]. Cette analyse dimensionnelle introduit des nombres sans dimension qui dépendent de la géométrie et des caractéristiques physiques des matériaux. Dans notre cas, les nombres à considérer sont ceux de Nusselt (Nu), de Reynolds (Re) et de Prandtl (Pr).

Pour notre système, le transfert de chaleur par convection apparaît dans les entrefers, le creux interne du stator et la surface externe de la MaGIM. Les coefficients de transfert thermique sont calculés à l'aide de corrélations qui aboutissent à des formules plus ou moins empiriques [MEL91], [KYL92], [BOG08].

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

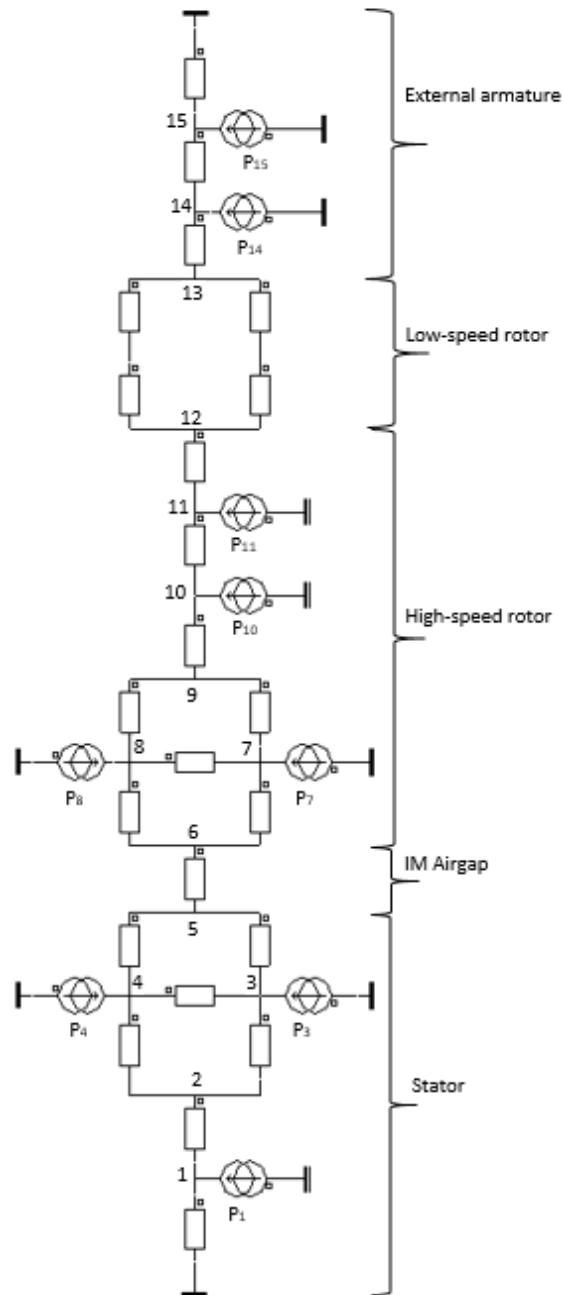


Figure II-34 : Réseau thermique équivalent de la MaGIM.

Le stator est principalement refroidi par le trou intérieur dans lequel un ventilateur souffle un flux d'air axial. Le coefficient de convection h_{hole} du stator interne est calculé dans II.49 où R_{is} représente le rayon du stator interne et d_{air} la conductivité thermique de l'air. Nu_{is} représente donc le nombre de Nusselt pour le creux.

$$h_{hole} = \frac{Nu_{is} \cdot d_{air}}{R_{is}} \quad (II.49)$$

La valeur de Nu_{is} pour une convection interne forcée est liée aux nombres de Reynolds et de Prandtl par la relation II.50.

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

$$Nu_{is} = A. Re^n. Pr^m \quad (II.50)$$

Les valeurs de A, n et m sont données dans (II.51).

$$\begin{aligned} A = 3.66, \quad n = 0, \quad m = 0 & \quad si \quad Re < 2000 \\ A = 0.023, \quad n = 0.8, \quad m = 0.33 & \quad si \quad Re > 2000 \end{aligned} \quad (II.51)$$

Le nombre de Reynolds est défini dans II.52 en fonction de V la vitesse caractéristique du fluide, Lu la longueur utile et ν la viscosité cinématique du fluide.

$$Re = \frac{V \cdot Lu}{\nu} \quad (II.52)$$

Le nombre de Prandtl (Pr) est calculé dans II.53 en fonction de la viscosité cinématique du fluide ν et de la diffusivité thermique du fluide α .

$$Pr = \frac{\nu}{\alpha} \quad (II.53)$$

Les valeurs de ν et de α sont données dans le tableau II-9.

Les coefficients des trois régions d'entrefer (entrefer MAS, rotor basse vitesse et rotor haute vitesse) sont exprimés par la relation II.54 où h_{gap} est le coefficient de convection de la région d'entrefer considérée et e_{gap} l'épaisseur de l'entrefer.

$$h_{gap} = \frac{Nu_g \cdot k_{air}}{e_{gap}} \quad (II.54)$$

Le coefficient de Nusselt est lié au coefficient de Taylor par II.55. Le nombre de Taylor est défini dans II.56 en fonction de la vitesse, de la longueur utile et de la viscosité cinématique.

$$\begin{cases} Nu = 2.2 & \text{if } Ta < 41 \\ Nu = 1.116 \cdot Ta^{0.63} \cdot Pr^{0.27} & \text{if } Ta > 41 \end{cases} \quad (II.55)$$

$$Ta = \frac{4\omega^2 L_u^4}{\nu^2} \quad (II.56)$$

Le tableau II-10 donne les valeurs des différents coefficients de convection utilisés dans le modèle thermique.

5.3. Détermination des coefficients de conduction

Dans les parties solides, les résistances thermiques conductives sont calculées à partir des conductivités thermiques et des dimensions géométriques. Ces conductivités thermiques sont choisies selon les propriétés des matériaux qui composent la machine et sont présentés dans le tableau II-11.

Dans l'encoche, les conducteurs en cuivre baignent dans de l'isolant ce qui complique la modélisation. L'approche classiquement retenue considère un milieu homogénéisé dont la conductivité thermique dépend du volume de cuivre dans l'encoche [BER99].

T (K)	ρ (kg/m ³)	c_p (kJ/kg·K)	$\mu \cdot 10^7$ (N·s/m ²)	$\nu \cdot 10^6$ (m ² /s)	$k \cdot 10^3$ (W/m·K)	$\alpha \cdot 10^6$ (m ² /s)	Pr
Air							
100	3.5562	1.032	71.1	2.00	9.34	2.54	0.786
150	2.3364	1.012	103.4	4.426	13.8	5.84	0.758
200	1.7458	1.007	132.5	7.590	18.1	10.3	0.737
250	1.3947	1.006	159.6	11.44	22.3	15.9	0.720
300	1.1614	1.007	184.6	15.89	26.3	22.5	0.707
350	0.9950	1.009	208.2	20.92	30.0	29.9	0.700
400	0.8711	1.014	230.1	26.41	33.8	38.3	0.690
450	0.7740	1.021	250.7	32.39	37.3	47.2	0.686
500	0.6964	1.030	270.1	38.79	40.7	56.7	0.684
550	0.6329	1.040	288.4	45.57	43.9	66.7	0.683
600	0.5804	1.051	305.8	52.69	46.9	76.9	0.685
650	0.5356	1.063	322.5	60.21	49.7	87.3	0.690
700	0.4975	1.075	338.8	68.10	52.4	98.0	0.695
750	0.4643	1.087	354.6	76.37	54.9	109	0.702
800	0.4354	1.099	369.8	84.93	57.3	120	0.709
850	0.4097	1.110	384.3	93.80	59.6	131	0.716
900	0.3868	1.121	398.1	102.9	62.0	143	0.720
950	0.3666	1.131	411.3	112.2	64.3	155	0.723
1000	0.3482	1.141	424.4	121.9	66.7	168	0.726
1100	0.3166	1.159	449.0	141.8	71.5	195	0.728
1200	0.2902	1.175	473.0	162.9	76.3	224	0.728
1300	0.2679	1.189	496.0	185.1	82	238	0.719
1400	0.2488	1.207	530	213	91	303	0.703
1500	0.2322	1.230	557	240	100	350	0.685
1600	0.2177	1.248	584	268	106	390	0.688
1700	0.2049	1.267	611	298	113	435	0.685
1800	0.1935	1.286	637	329	120	482	0.683
1900	0.1833	1.307	663	362	128	534	0.677
2000	0.1741	1.337	689	396	137	589	0.672
2100	0.1658	1.372	715	431	147	646	0.667
2200	0.1582	1.417	740	468	160	714	0.655
2300	0.1513	1.478	766	506	175	783	0.647
2400	0.1448	1.558	792	547	196	869	0.630
2500	0.1389	1.665	818	589	222	960	0.613
3000	0.1135	2.726	955	841	486	1570	0.536

Tableau II-9 : : Caractéristiques thermiques de l'air à différentes températures [INC06].

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

Région	Coefficient de convection [W/m ² .°C]
Intérieur du stator	98.7
Entrefer MAS	220
Entrefer (Rotor haute vitesse)	33
Entrefer (Rotor basse vitesse)	33
Surface externe (armature fixe)	50

Tableau II-10 : Coefficients de convection de la MaGIM.

Région	Conductivité thermique [W/m.°C]
Culasse en fer	28
Bobinage au niveau des encoches	1
Aimants permanents NdFeB	8.5
Pièces ferromagnétiques SMC	2.2
Fibre de verre	0.02

Tableau II-11 : Coefficients de conductivités thermiques de la MaGIM.

5.4. Estimation des pertes de la MaGIM

Les sources de chaleur (pertes Joule dans le bobinage et les pertes fer) données dans le tableau II-12 sont injectées au niveau des nœuds actifs. Ces valeurs sont obtenues à partir du modèle électromagnétique. Notons que les pertes fer sont évaluées par des formules standards [BOL09].

Région	Perte [W]
Culasse statorique (noeud 1)	18
Dent statorique (noeud 4)	32
Pertes Joule des encoches statoriques (noeud 3)	194
Pertes Joule des encoches rotoriques (noeud 7)	131

Tableau II-12 : Sources de chaleur de la MaGIM.

Au niveau de l'engrenage magnétique, on trouve des pertes dans les aimants et des pertes dans le fer (culasses et pièces ferromagnétiques). Les pièces ferromagnétiques du rotor basse vitesse sont fabriquées à partir de matériaux SMC dont les pertes sont négligées. Les pièces ferromagnétiques sont insérées dans un cylindre en fibre de verre pour former le rotor à basse vitesse. De cette manière, une résistance structurelle suffisante pour transmettre le couple est assurée.

Pour le fer, les pertes par courants de Foucault sont faibles car les pièces ferromagnétiques possèdent une résistivité élevée et les culasses sont feuilletées, de plus l'induction est faible pour notre prototype (elle est de l'ordre de 1T en moyenne) ce qui limite les pertes par hystérésis.

Concernant les aimants, ils sont suffisamment segmentés dans les directions radiale et axiale pour réduire fortement leurs pertes. Par conséquent, les échauffements les plus élevés du MaGIM sont globalement observés au niveau du bobinage statorique de la MAS dont le rendement ne dépasse pas 70%. Rajouter les faibles pertes de l'engrenage magnétique dans le

CHAPITRE II : DIMENSIONNEMENT ELECTROMAGNETIQUE ET THERMIQUE DE LA MAGIM

modèle thermique ne changera pas fondamentalement les choses aux températures calculées. Leurs valeurs sont donc mises à zéro pour le calcul thermique.

5.5. Résultats des calculs thermiques

La répartition de la température en régime permanent dans les parties actives de la machine est calculée pour les conditions de charge nominales. Le tableau II-13 indique les températures calculées dans les différentes régions de la machine. Les encoches statoriques atteignent une température maximale de 107 °C. Les températures du rotor haute vitesse varient entre 91 et 98 °C, la plus basse température concerne les aimants permanents dont la température atteint 91 °C. Les températures du rotor à basse vitesse et de l'armature externe sont respectivement d'environ 78 °C et 66 °C, car les entrefers au niveau de l'engrenage magnétique agissent comme une barrière thermique.

Il est important d'accorder une attention particulière aux aimants permanents du rotor haute vitesse car une température de fonctionnement élevée peut entraîner des problèmes de démagnétisation. Par conséquent, il est probablement plus sûr d'utiliser des aimants Samarium Cobalt (SmCo) sur le rotor haute vitesse, bien qu'ils soient plus coûteux que les aimants NdFeB.

Région	Température, T[°C]
Encoches statoriques (noeud 3)	106.92
Dent statorique (noeud 4)	96.94
Culasse statorique (noeud 1)	93.85
Encoche du rotor haute vitesse (noeud 7)	98.36
Dent du rotor haute vitesse (noeud 8)	92.98
Culasse du rotor haute vitesse (noeud 10)	91.67
Aimants permanents du rotor haute vitesse (noeud 11)	91.58
Rotor basse vitesse (noeud 12)	78.01
Aimants permanents de l'armature fixe (noeud 14)	65.81

Tableau II-13 : Distribution de la température dans la MaGIM en fonctionnement nominal.

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre le dimensionnement électromagnétique et thermique du dispositif MaGIM, composé d'une machine asynchrone et d'un réducteur de vitesse magnétique.

Les deux sous-systèmes ont été magnétiquement modélisés séparément. Nous avons utilisé les équations de dimensionnement classiques propres aux machines électriques pour la machine asynchrone. Un premier calcul analytique a été effectué puis un calcul plus précis par éléments finis a été fait en prenant en compte la saturation et l'effet d'encoche. Quant à l'engrenage magnétique, une approche de calcul basée sur la méthode des sous domaines, développée au GREEN a été employée.

Le dispositif global a par la suite été simulé et une étude thermique pour la détermination de la répartition de la chaleur a été faite.

CHAPITRE III :

Modèle dynamique de la MaGIM

CHAPITRE III : MODELE DYNAMIQUE DE LA MaGIM

INTRODUCTION

Après avoir effectué le dimensionnement électromagnétique et thermique du dispositif MaGIM, nous allons étudier son comportement en régime dynamique. Nous présentons dans ce chapitre le modèle en régime transitoire relatif au fonctionnement de la MaGIM. Ce modèle a été établi afin de déterminer la possibilité de démarrage sur le réseau sous pleine tension de la machine. Cette étude repose donc sur l'établissement d'un modèle analytique regroupant les équations mécaniques des sous ensemble machine asynchrone et engrenage magnétique. Grâce à ce modèle, nous allons également pouvoir déterminer les paramètres qui influent sur le fonctionnement du dispositif. Nous mettrons en évidence l'existence d'une fréquence critique pour la ligne l'arbre.

Ce chapitre est composé de sept parties. Dans la première partie, nous présentons les hypothèses prises en compte pour construire le modèle en régime dynamique de la machine asynchrone établi dans le repère de Park. Nous présentons dans la seconde partie le modèle analytique non linéaire de l'engrenage magnétique en régime transitoire basé sur les lois de la mécanique des systèmes en rotation. Ce modèle est écrit en fonction de l'angle interne qui représente la position entre l'axe des champs créés au niveau des rotors haute vitesse et basse vitesse.

Nous montrons dans la troisième partie, les résultats de simulation obtenus à partir du modèle analytique transitoire de la MaGIM pour un démarrage à vide sous pleine tension. Dans la quatrième partie, nous étudions le comportement du dispositif lors de l'application d'un échelon de couple résistant. Nous mettrons en évidence le phénomène de décrochage lors d'une surcharge.

Nous procédons dans la cinquième partie à la linéarisation du modèle dynamique de l'engrenage magnétique dans le but de déterminer sa pulsation critique. La sixième partie sera consacrée à l'étude du dispositif lors de l'application d'un couple résistant de forme sinusoïdale pour mettre en évidence le phénomène de résonance. En septième et dernière partie, nous étudierons l'influence des paramètres mécaniques sur le comportement de la MaGIM en particulier l'impact du moment d'inertie de la charge sur la stabilité.

1. MODELE ANALYTIQUE EN REGIME DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La mise en équation de la machine asynchrone repose sur la théorie des circuits magnétiquement couplés. Pour cette mise en équation, nous choisissons de considérer la variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sinusoïdale, les inductances propres constantes et les flux rotoriques et statoriques additifs. De plus, nous ne prenons pas en compte la variation en température des résistances des enroulements. Ceci nous amène à supposer que :

- Les bobinages sont répartis de façon à générer des forces magnétomotrices (fmm) sinusoïdales.
- La mise en équation est établie en régime linéaire, sans prise en compte de la saturation magnétique des matériaux.

- Le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié et que la machine est de construction symétrique.

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure III-1. Ces enroulements sont déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace, θ est l'angle électrique entre l'axe magnétique de la phase « a » statorique et l'axe magnétique de la phase « a » rotorique.

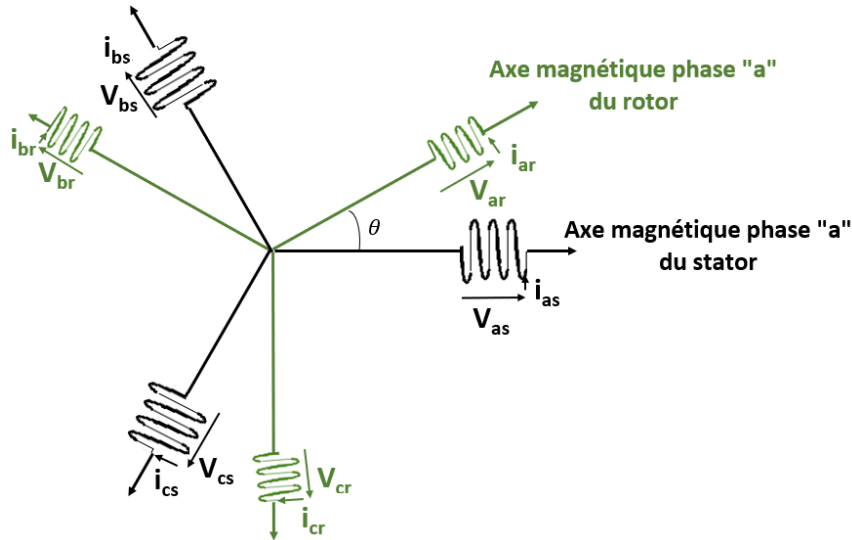


Figure III-1 : Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.

En appliquant la loi de Faraday, les équations des tensions pour les trois phases statoriques sont exprimées en écriture matricielle comme défini dans III.1, en fonction de la résistance statorique R_s . Dans III.1, V_{as}, V_{bs}, V_{cs} , désignent les tensions aux bornes des enroulements statoriques quant à i_{as}, i_{bs}, i_{cs} , ils représentent les courants statoriques.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

Les flux statoriques $\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}$, sont exprimés dans III.2 en fonction des courants statoriques i_{as}, i_{bs}, i_{cs} et des courants rotoriques i_{ar}, i_{br}, i_{cr} , ainsi que de l'inductance propre d'un enroulement statorique l_s , et la mutuelle inductance entre deux enroulements statoriques m_s . Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont définies par m_1, m_2 et m_3 .

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & m_3 & m_2 \\ m_2 & m_1 & m_3 \\ m_3 & m_2 & m_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

De même pour le rotor de la MAS comme défini dans III.3, les tensions rotoriques V_{ar}, V_{br}, V_{cr} , sont exprimées en fonction des courants rotoriques, des flux rotoriques $\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}$ et de la résistance d'un enroulement rotorique R_r .

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Les flux rotoriques formulés dans III.4 font intervenir les courants statoriques et rotoriques ainsi que l'inductance propre d'un enroulement rotorique l_r et l'inductance mutuelle entre deux enroulements rotoriques m_r . On retrouve également les inductances mutuelles stator-rotor.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & m_3 \\ m_3 & m_1 & m_2 \\ m_2 & m_3 & m_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Les inductances mutuelles entre le stator et le rotor sont définies dans III.5 en fonction de la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre stator-rotor m_{sr} . De par les hypothèses indiquées précédemment, ces inductances présentent une variation sinusoïdale.

$$\begin{aligned} m_1 &= m_{sr} \cos(\theta) \\ m_2 &= m_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ m_3 &= m_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

Dans le but d'exprimer toutes les grandeurs statoriques et rotoriques dans un repère commun, nous écrivons les équations statoriques et rotoriques dans un repère d'axe (dq) qui repose sur la transformation de Park. Cette transformation, exprimée par la relation III.7, est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie d'une rotation. La figure III-2 illustre la relation angulaire entre le repère (dq) et les repères (abc), où les positions du stator et du rotor θ_s et θ_r sont liées à la position du repère commun par l'équation III.6.

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{III.6})$$

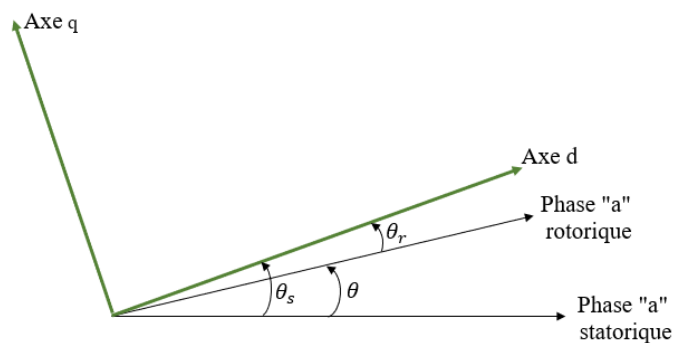


Figure III-2 : Transformation de Park.

$$[P(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

La transformation de Park des grandeurs statoriques (abc) vers les grandeurs du repère (dq) s'écrit comme dans III.8.

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} X_{as} \\ X_{bs} \\ X_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Pour les grandeurs rotoriques, celles-ci s'écrivent en fonction de la position du rotor comme exprimé dans III.9.

$$\begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} X_{ar} \\ X_{br} \\ X_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

On applique la transformée de Park d'angle θ_s aux grandeurs statoriques et la transformée de Park d'angle θ_r aux grandeurs rotoriques. Les équations des tensions III.1 et III.3 deviennent :

$$\begin{aligned} [V_{dqs}] &= R_s [i_{dqs}] + \dot{\theta}_s P \left(\frac{\pi}{2} \right) [\varphi_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqs}] \\ [V_{dqr}] &= R_r [i_{dqr}] + \dot{\theta}_r P \left(\frac{\pi}{2} \right) [\varphi_{dqr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqr}] \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

$\dot{\theta}_s$ et $\dot{\theta}_r$ représentent les dérivées des angles des transformées de Park du stator et du rotor.

En introduisant les inductances cycliques au stator et au rotor L_s et L_r ainsi que l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor M , nous pouvons exprimer les flux statorique et rotorique dans le repère commun qui deviennent indépendants de l'angle électrique θ qui lie le stator et le rotor, comme suit III.11.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

En fixant le repère commun au stator ($\theta_s = 0$) et en choisissant les grandeurs $I_{ds}, I_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ comme vecteur d'état, le modèle de la MAS dans le repère dq s'écrit comme dans III.12, où σ représente le coefficient de dispersion et τ_r est la constante de temps rotorique. Ces grandeurs sont exprimées par les relations III.13.

$$\begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left[\left(R_s + \frac{M^2}{L_r \tau_r} \right) I_{ds} - \frac{M}{L_r \tau_r} \varphi_{dr} - \frac{M}{L_r} p \Omega_{hs} \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left[\left(R_s + \frac{M^2}{L_r \tau_r} \right) I_{qs} - \frac{M}{L_r} p \Omega_{hs} \varphi_{dr} - \frac{M}{L_r \tau_r} \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} I_{ds} + \frac{1}{\tau_r} \varphi_{dr} - p \Omega_{hs} \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} &= \frac{M}{\tau_r} I_{qs} - p \Omega_{hs} \varphi_{dr} + \frac{1}{\tau_r} \varphi_{qr} \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Où :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{III.13})$$

La pulsation Ω_{hs} apparaissant dans III.12 correspond à la vitesse de rotation du rotor de la MAS. C'est également la haute vitesse du réducteur magnétique.

A l'aide du même vecteur d'état, le couple électromagnétique de la MAS peut s'exprimer par la relation III.14.

$$\Gamma_{em} = \frac{p \cdot M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (\text{III.14})$$

On rappelle dans le tableau III-1, les valeurs des paramètres électriques telles qu'elles ont été définies dans le chapitre II.

R_s [Ω]	R_r [Ω]	L_s [H]	L_r [H]	M [H]	σ	τ_r [ms]	p
6.6	2.2	0.3	0.08	0.15	0.062	36	4

Tableau III-1 : Paramètres électriques de la machine asynchrone.

2. MODELE ANALYTIQUE EN REGIME DYNAMIQUE DE L'ENGRENAGE MAGNETIQUE

Le modèle mécanique du réducteur magnétique est issu des lois de la dynamique des systèmes en rotation (lois de Newton). Il permet de connaître l'évolution des grandeurs mécaniques telles que les vitesses de rotation du rotor haute vitesse (HV) et du rotor basse vitesse (BV) ainsi que les variations temporelles des couples de chaque rotor.

Comme nous l'avons montré précédemment au chapitre II lorsque nous avons effectué la modélisation de l'engrenage en régime stationnaire, l'allure du couple électromagnétique coté basse vitesse en fonction de l'angle interne ϕ peut être approchée par une sinusoïde sans trop d'erreur (voir figure II-27).

En considérant une variation sinusoïdale du couple comme illustré sur la figure III-3, les couples électromagnétiques des rotors HV et BV s'écrivent en fonction du couple maximal transmissible Γ_{max} , de l'angle interne ϕ défini dans III.16 ainsi que du rapport de réduction G_r . Les couples électromagnétiques coté basse vitesse Γ_l et haute vitesse Γ_h sont exprimés à travers l'équation III.15.

$$\Gamma_h = \frac{\Gamma_{max}}{G_r} \sin(\phi) \quad \Gamma_l = \Gamma_{max} \cdot \sin(\phi) \quad (\text{III.15})$$

$$\phi = P_i \cdot \theta_h - P_s \cdot \theta_l \quad (\text{III.16})$$

Nous représentons sur la figure III-4 les différentes parties en rotation de la MaGIM sous la forme d'une ligne d'arbre. On retrouve sur cette figure la MAS alimentée par le réseau (400V - 50 Hz) et connectée à la charge par l'intermédiaire de l'engrenage magnétique.

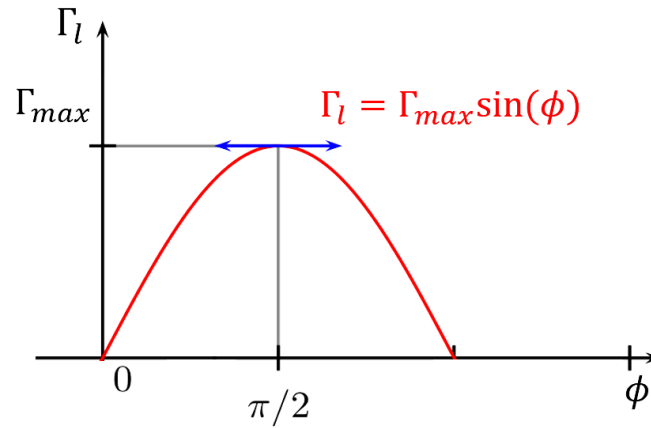


Figure III-3 : Allure du couple électromagnétique coté rotor basse vitesse.

Le modèle dynamique de la MaGIM, composé des équations des rotors haute vitesse et basse vitesse, est fourni dans III.17 en fonction de Γ_{em} , le couple électromagnétique de la MAS, Γ_h le couple électromagnétique du rotor haute vitesse de la MaGIM, Γ_l le couple du rotor basse vitesse et Γ_{ch} le couple de charge. Dans ces équations, J_h et J_l représentent les moments d'inertie du rotor HV et du rotor BV. Les couples dues aux frottements sont modélisés par les coefficients de frottement visqueux F_h et F_l . Les positions des rotors haute vitesse et basse vitesse sont respectivement θ_h et θ_l [DES16].

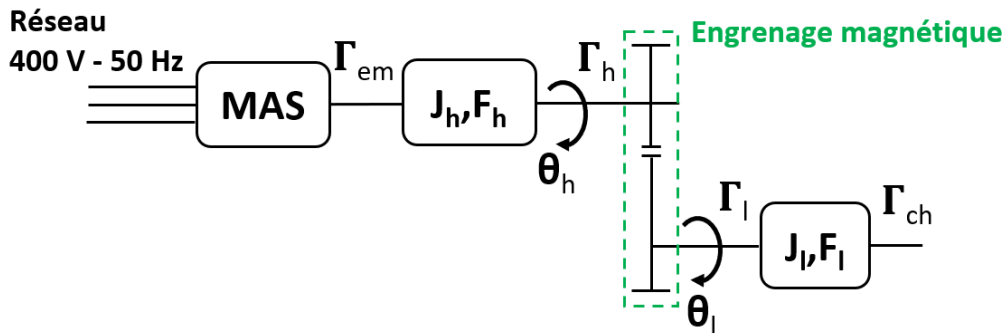


Figure III-4 : Ligne d'arbre de la MaGIM.

$$\begin{cases} J_h \frac{d^2\theta_h}{dt^2} + F_h \frac{d\theta_h}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_h \\ J_l \frac{d^2\theta_l}{dt^2} + F_l \frac{d\theta_l}{dt} = \Gamma_l - \Gamma_{ch} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

En remplaçant les couples électromagnétiques des rotors HV et BV par leurs expressions III.15, nous obtenons les équations différentielles de l'engrenage magnétique définies dans III.18. Le couple électromagnétique a été défini dans III.14. On remarque que les modèles dynamiques de l'engrenage magnétique III.18 et de la MAS III.12 sont couplés par le biais des grandeurs Γ_{em} et Ω_{hs} .

$$\begin{cases} \frac{d\Omega_{hs}}{dt} = \frac{1}{J_h} \Gamma_{em} - \frac{F_h}{J_h} \cdot \Omega_{hs} - \frac{\Gamma_{max}}{J_h \cdot G_r} \cdot \sin(\phi) \\ \frac{d\Omega_{ls}}{dt} = \frac{\Gamma_{max}}{J_l} \cdot \sin(\phi) - \frac{F_l}{J_l} \cdot \Omega_{ls} - \frac{\Gamma_{ch}}{J_l} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

CHAPITRE III : MODELE DYNAMIQUE DE LA MaGIM

Les paramètres mécaniques de la MaGIM sont donnés dans le tableau III-2. Les coefficients de frottements visqueux ont été définis de façon à considérer environ 3% de pertes mécaniques (proportionnelles à la vitesse) pour chaque rotor (BV et HV). Ces valeurs devront être vérifiées lors des essais expérimentaux.

Pour les moments d'inerties, ils ont été calculés selon les formules classiques en prenant en compte les différents éléments de maintiens de la partie active de la machine. Une vue simplifiée de la MaGIM est représentée sur la figure III-5 ou apparait le stator et le rotor de la MAS ainsi que l'engrenage magnétique.

Le détail et les dimensions de la structure seront présentés dans le chapitre IV. En considérant que chaque élément est de forme cylindrique de rayon interne R1 et de rayon externe R2 caractérisé par une masse M, nous avons obtenu les valeurs indiquées dans le tableau III.2.

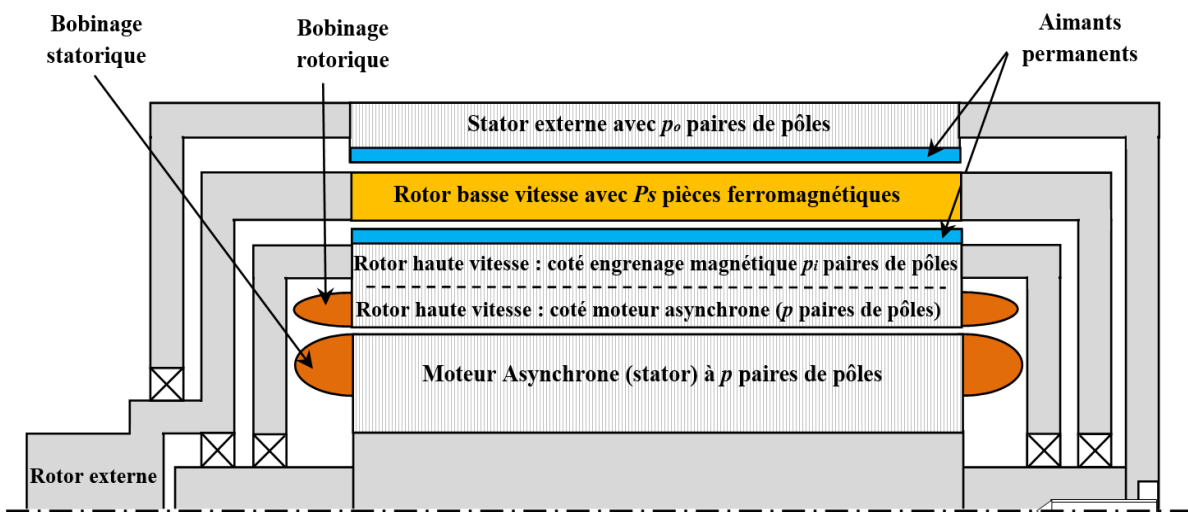


Figure III-5 : Vue en coupe de la MaGIM.

A partir des équations (III.12), (III.14), (III.16) et (III.18), nous allons maintenant étudier les caractéristiques dynamiques de la MaGIM. Nous commencerons par l'étude du démarrage à vide sous pleine tension. Nous étudierons en suite l'impact d'un échelon de couple sur la réponse en vitesse.

Paramètres mécaniques	Valeurs
Inertie du rotor haute vitesse J_h	0.2 kg.m ²
Inertie du rotor basse vitesse + charge J_l	4.6 kg.m ²
Coefficient de frottement du rotor haute vitesse F_h	0.006 Nm/rad/s
Coefficient de frottement du rotor basse vitesse F_l	1.3 Nm/rad/s
Rapport de réduction G_r	15.5
Couple maximum transmissible Γ_{max}	350 Nm

Tableau III-2 : Paramètres mécaniques de l'engrenage magnétique.

3. DEMARRAGE A VIDE SOUS TENSION NOMINALE

Un démarrage direct sur le réseau est d'abord simulé en utilisant le logiciel Matlab à l'aide du modèle dynamique non linéaire précédent en considérant des conditions initiales nulles. Pour cette étude, la machine est à vide sur aucune charge. A l'instant $t=0$, nous appliquons la tension nominale aux bornes de la machine. Nous présentons sur les figures III-6 à III-14 les résultats de ce démarrage. Nous pouvons tout d'abord observer sur ces figures que le démarrage direct sur le réseau est possible, et que la MaGIM reste stable. Les figures III-6 et III-8 montrent l'allure du courant de phase. On constate classiquement sur la figure III-8 un fort courant d'appel qui est de l'ordre de 15 A, soit environ cinq fois le courant nominal. Le courant se stabilise autour d'une valeur efficace de 2,6 A en régime établi, ce qui correspond à la valeur du courant à vide obtenu au chapitre II (figure II-13). Les figures III-7 et III-9 montrent les variations du couple électromagnétique de la machine asynchrone pendant le démarrage. Nous remarquons sur la figure III-9 que ce dernier est composée d'une composante sinusoïdale amortie caractérisée par une fréquence de 50 Hz avec un pic avoisinant les 70 Nm. Ce couple présente également une composante continue qui permet le démarrage de la machine. En régime permanent, le couple correspond au couple de frottement de la MaGIM.

Sur les figures III-10 et III-11 sont représentées les vitesses de rotation des rotors haute vitesse et basse vitesse. Nous remarquons que le rotor HV atteint une vitesse de rotation d'environ 750 tr/min avec un temps de réponse inférieur à 1 s, alors que la vitesse du rotor BV est égale à 50 tr/min en régime établi. Ce constat reflète bien le rapport de réduction G_r qui lie les vitesses des deux rotors. Le couple du rotor haute vitesse est représenté sur la figure III-12 et celui du rotor BV sur la Figure III-13. On remarque que le couple maximal du rotor BV atteint une valeur d'environ 85 Nm lors du démarrage. Ce pic de couple ne dépasse pas le couple maximal transmissible par l'engrenage magnétique ($\Gamma_{\max} = 350 \text{ Nm}$).

La figure III-14 montre que l'angle interne atteint une valeur maximale d'environ 17° au démarrage. Cette valeur reste très inférieure à 90° correspondant à la limite de stabilité de l'engrenage magnétique.

Nous pouvons observer des oscillations significatives pendant la phase transitoire au niveau de l'angle interne. Ces oscillations se caractérisent par une pseudo-période de 136 ms et un très faible coefficient d'amortissement caractérisé par une atténuation lente des oscillations. Il s'agit d'un comportement classique des engrenages magnétiques qui présentent une faible valeur pour coefficient de raideur en torsion par rapport à un engrenage mécanique [DES16], [FRA11], [MON12]. En effet, nous trouvons dans la littérature des rapports de l'ordre de 50 entre le coefficient de raideur en torsion d'un engrenage magnétique et celui d'un engrenage mécanique (valeur autour de 500 kNm/rad) [BUD11].

Nous observons donc que le démarrage est possible sur le réseau sous pleine tension et qu'il dépend fortement des paramètres mécaniques de la machine. Nous verrons dans la partie 5 de ce chapitre que la ligne d'arbre de la figure III-4 peut être modélisée par une fonction de transfert du troisième ordre. Cette fonction de transfert fait apparaître une fréquence de résonance (fréquence critique de la ligne d'arbre) qui explique les oscillations observées sur les couples BV et HV et sur l'angle interne. L'expression de cette fréquence critique sera donnée dans la suite.

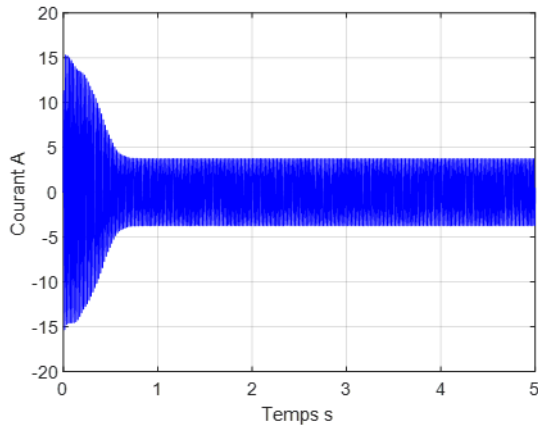


Figure III-6 : Courant de phase.

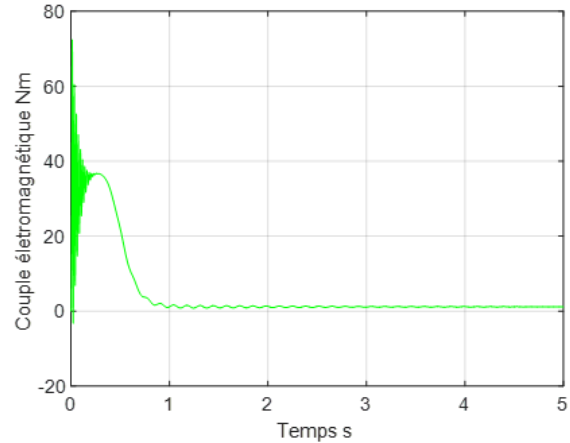


Figure III-7 : Couple électromagnétique de la MAS.

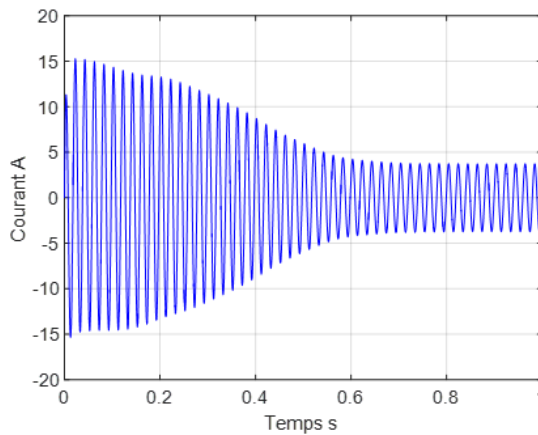


Figure III-8 : Transitoire du courant de phase.

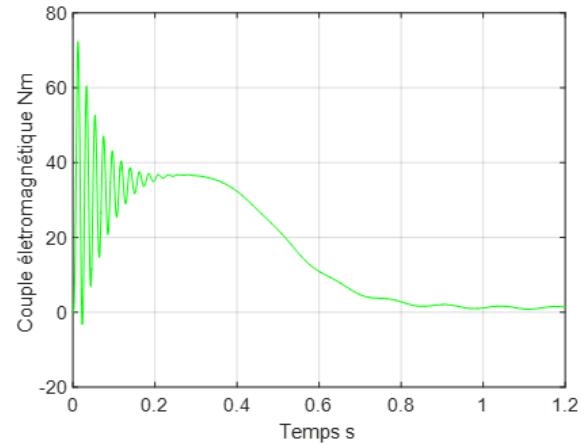


Figure III-9 : Transitoire du couple de la MAS.

Les oscillations observées sur les grandeurs, couple HV et BV ainsi que l'angle interne sont liés à cette fréquence critique et peuvent être à l'origine de problèmes mécaniques. Ces fluctuations sont essentiellement dues au couple électromagnétique développée par la machine asynchrone. Comme nous l'avons expliqué précédemment, ce couple électromagnétique est composé d'une composante sinusoïdale à une fréquence de 50 Hz ainsi que d'une composante quasi-continue que l'on peut considérer en première approximation à un échelon.

Une autre remarque importante concerne la composante à 50 Hz présente sur le couple électromagnétique de la MAS mais qui n'est pas transmise à travers l'engrenage magnétique (On ne retrouve pas cette composante sur l'angle interne).

Nous allons voir dans les parties qui vont suivre que cette composante à 50 Hz est atténuée d'environ -80 dB (voir diagramme de Bode de la figure III-34). Elle n'aura donc pas d'influence sur la stabilité du système (avec les paramètres mécaniques considérés). Par contre, la composante continue va « exciter » l'ensemble des fréquences à différents niveaux, y compris à la fréquence de résonance, ce qui provoque l'apparition des oscillations. Nous étudierons la fonction de transfert de la MaGIM dans la cinquième partie de ce chapitre.

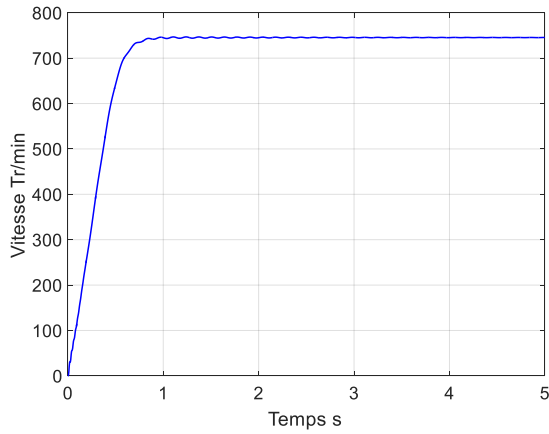


Figure III-10 : Vitesse pour le rotor HV.

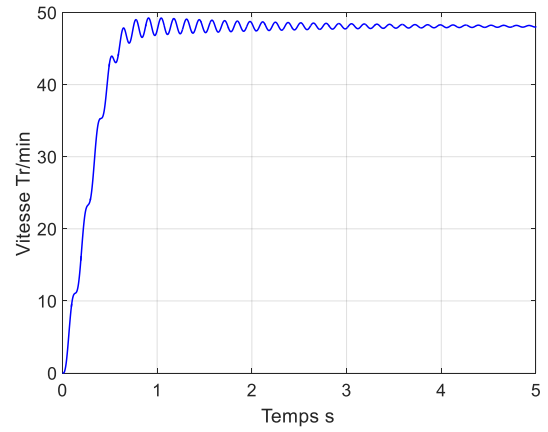


Figure III-11 : Vitesse pour le rotor BV.

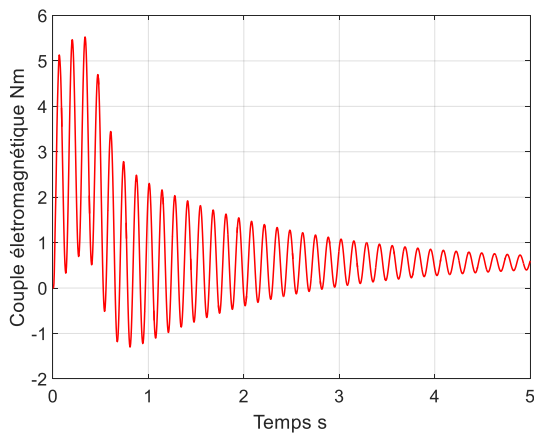


Figure III-12 : Couple électromagnétique coté HV (Γ_h).

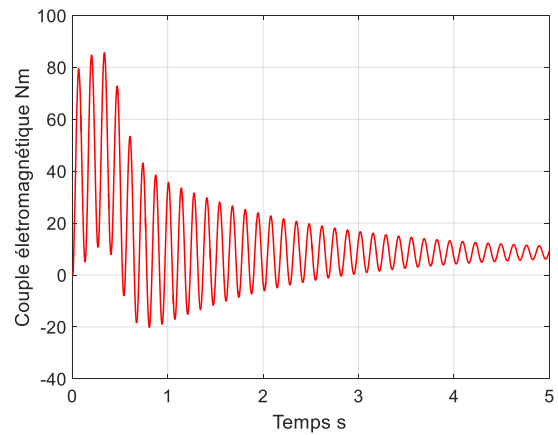


Figure III-13 : Couple électromagnétique coté BV (Γ_l).

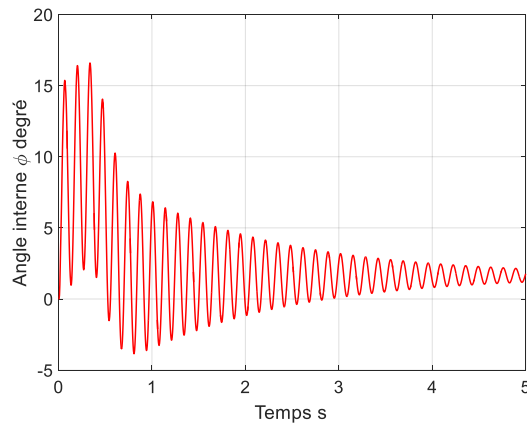


Figure III-14 : Angle interne.

4. REPONSE A UN ECHELON DE COUPLE RESISTANT

Dans le but d'étudier la réponse de la MaGIM face à un échelon de couple résistant, nous considérons la machine à vide alimentée sous tension nominale (régime établi) et nous appliquons à $t=5$ s un échelon de couple résistant.

CHAPITRE III : MODELE DYNAMIQUE DE LA MaGIM

Nous présentons pour cette étude, deux cas de figures. Le premier cas consiste à appliquer un échelon de couple dont la valeur est inférieure au couple maximal transmissible par l'engrenage magnétique Γ_{\max} . Pour le second cas, nous appliquons un échelon de couple bien supérieur à la valeur du couple maximal transmissible par l'engrenage magnétique pour mettre en évidence le phénomène de décrochage et la protection « naturelle » de la MaGIM contre les surcharges.

4.1. Réponse à un échelon de couple résistant inférieur à Γ_{\max}

Après une phase de démarrage à vide, nous appliquons un échelon de couple d'une valeur de 100 Nm au niveau de la charge. Nous représentons sur les figures III-15 à III-21 les résultats de simulation correspondant à cet échelon de couple.

Sur la figure III-15 est illustré le courant de phase. La valeur efficace du courant passe de 2,6 A à vide à 2,85 A pour un couple de 100 Nm au niveau de la charge soit 6,45 Nm sur l'arbre de la machine asynchrone. Comme le montre la figure III-16, le couple électromagnétique s'établit à une valeur de 7,5 Nm en tenant compte des frottements.

Suite à l'échelon couple résistant, la phase transitoire dure environ 4 s. On remarque des oscillations importantes sur les allures des couples électromagnétiques des rotors HV et BV comme le montrent les figures III-17 et III-18. Le couple du rotor haute vitesse oscille de 5 Nm autour d'une valeur moyenne de couple de 7 Nm. A la figure III-18, Les oscillations au niveau rotor BV atteignent un pic de 185 Nm, soit des oscillations d'environ 80 Nm autour d'une valeur moyenne de couple de 100 Nm. Néanmoins, ce pic de couple ne dépasse pas le couple maximal transmissible par l'engrenage magnétique dont la valeur a été fixée à 350 Nm et le fonctionnement reste stable.

Ces oscillations sont atténuées au niveau des vitesses (figures III-19 et III-20) grâce au filtrage naturel de l'engrenage magnétique (filtre passe-bas) et de l'effet des moments d'inertie. Une baisse de la vitesse de rotation du rotor HV à une valeur de 710 tr/min, soit un glissement d'environ 5% est observée avec la présence de petites ondulations. Les oscillations observées sur l'allure de la vitesse du rotor basse vitesse sont plus importantes (allant jusqu'à ± 3 tr/min) que celles observées au niveau de la vitesse de rotation du rotor haute vitesse (meilleur filtrage).

La valeur maximale atteinte par l'angle interne pendant le régime transitoire est de 38° comme le montre la figure III-21. Le fonctionnement reste stable.

L'application de cet échelon de couple engendre d'importantes oscillations qui restent cependant acceptables par rapport aux valeurs de couple et d'angle interne admissibles par l'engrenage magnétique. Ces oscillations sont caractérisées par une période de 140 ms soit 4 ms de plus que la pulsation obtenue lors de la phase à vide (136 ms). Nous verrons dans la suite que la période des oscillations dépend du niveau de charge.

4.2. Réponse à un échelon de couple résistant supérieur à Γ_{\max}

Un couple de charge proportionnel à la vitesse est appliqué à $t=5$ s. Ce couple est défini par la relation (III.19). La valeur prise par le couple de charge à $t=5$ s vaut donc 400 Nm ($\Omega_{L5} = 5 \text{ rad/s}$), valeur supérieure à Γ_{\max} . Le choix d'un couple proportionnel à la vitesse de rotation permettra d'obtenir un couple moyen nul sur le rotor basse vitesse lors du décrochage (vitesse moyenne nulle).

CHAPITRE III : MODELE DYNAMIQUE DE LA MaGIM

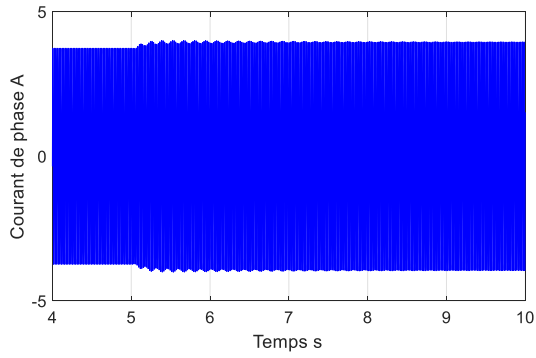


Figure III-15 : Courant de phase.

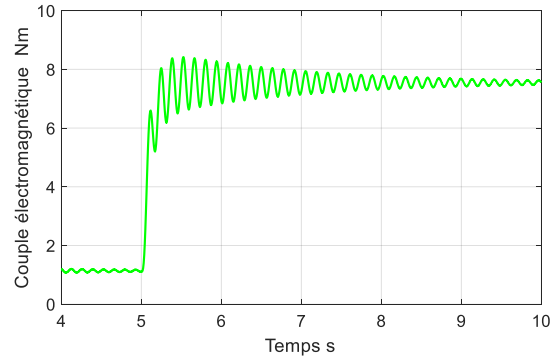


Figure III-16 : Couple électromagnétique de la MAS.

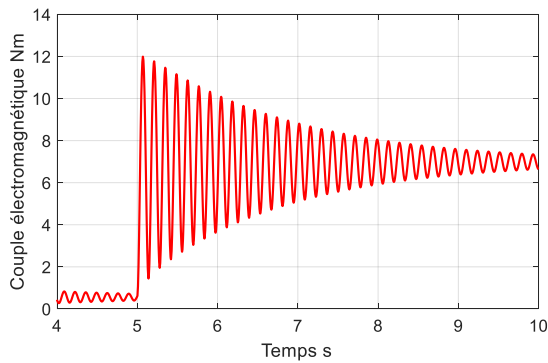


Figure III-17 : Couple électromagnétique côté HV.

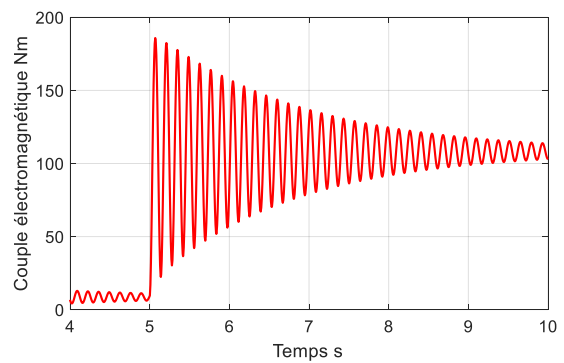


Figure III-18: Couple électromagnétique côté BV.

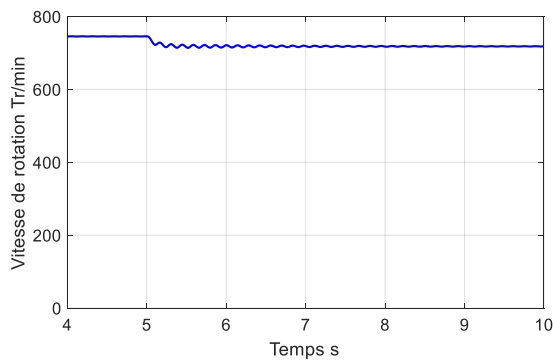


Figure III-19 : Vitesse côté HV.

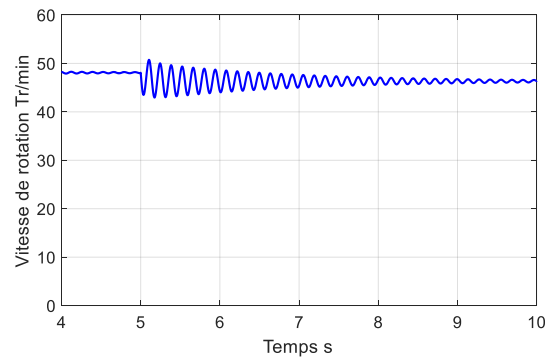


Figure III-20: Vitesse côté BV.

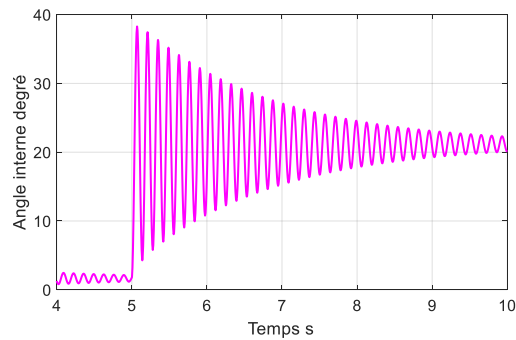


Figure III-21 : Angle interne.

$$\Gamma_{ch} = 80. \Omega_{ls} \quad (\text{III.19})$$

Nous représentons sur les figures de III-22 à III-28 les résultats de simulation pour le cas étudié. Les figures III-22 et III-23 montrent que cette perturbation de couple engendre le décrochage de l'engrenage magnétique. Le décrochage correspond à une situation où le rotor haute vitesse continu de tourner à la vitesse de 750 Tr/min comme le montre la figure III-22. Quant au rotor basse vitesse, sa vitesse décroît subitement à l'application du couple de charge et oscille autour d'une valeur nulle en régime établi.

Comme le montre les figures III-24 et III-25, cette situation de décrochage engendre des perturbations mécaniques importantes pour la MaGIM caractérisées par un couple sinusoïdal qui prend une valeur moyenne nulle et une amplitude crête à crête égale à $2\Gamma_{max}$. Bien évidemment l'angle interne représenté sur la figure III-26 tend vers l'infini lors du décrochage.

Ce fonctionnement peut être jugé dangereux pour la MaGIM du fait de l'apparition de mouvement vibratoire au niveau du rotor basse vitesse qui peut être à l'origine d'usure mécanique. Dans un cas extrême caractérisé par un fonctionnement prolongé dans cet état, la détérioration du dispositif peut être irréversible. Il est par conséquent nécessaire de couper l'alimentation. Il serait judicieux de prévoir et d'intégrer un système de détection de cet état au dispositif (surveillance de la vitesse de sortie).

La figure III-27 illustre le courant de phase. A $t=5$ s, nous remarquons une légère augmentation du courant au moment du décrochage. Cependant on constate que sa valeur reste stable malgré le décrochage avec une valeur efficace égale au courant à vide. Au niveau du couple électromagnétique de la machine asynchrone, nous remarquons un pic d'environ 12 Nm lors de l'application du couple de charge. Ce couple électromagnétique prend par la suite une valeur nulle en régime établi avec des oscillations de $\pm 1,5$ Nm.

5. LINEARISATION DU MODELE DYNAMIQUE DE L'ENGRENAGE MAGNETIQUE : RECHERCHE DE LA FREQUENCE CRITIQUE

L'engrenage magnétique est caractérisé par un couple électromagnétique coté HV et BV de forme sinusoïdale. Par conséquent, les équations différentielles de l'engrenage magnétique contiennent un terme sinusoïdal et sont donc non linéaires.

Pour linéariser les équations différentielles de l'engrenage magnétique, un développement limité de Taylor au premier ordre pour le couple BV est effectué autour d'un point de fonctionnement ϕ_0 comme illustré à la figure III-29. Ce point de fonctionnement est caractérisé par un couple Γ_{l0} et une valeur de ϕ_0 , où : $\phi_0 < \frac{\pi}{2}$ et $\Gamma_{l0} < \Gamma_{max}$.

Les expressions des couples HV et BV sont par conséquent linéarisés en considérant une légère variation autour de ce point de fonctionnement. Nous définissons alors les grandeurs couple électromagnétique et angle interne suivant III.20.

La grandeur X est composée d'une constante X_0 qui représente le point de fonctionnement quant à \check{X} , celle-ci représente la variation autour de X_0 . Pour une simplification rédactionnelle, nous remplaçons dans la suite \check{X} par X.

CHAPITRE III : MODELE DYNAMIQUE DE LA MaGIM

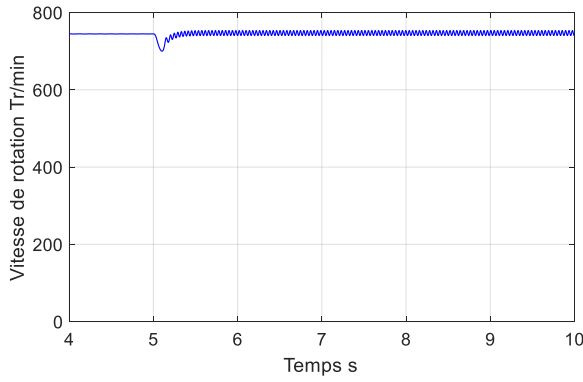


Figure III-22 : Vitesse coté HV.

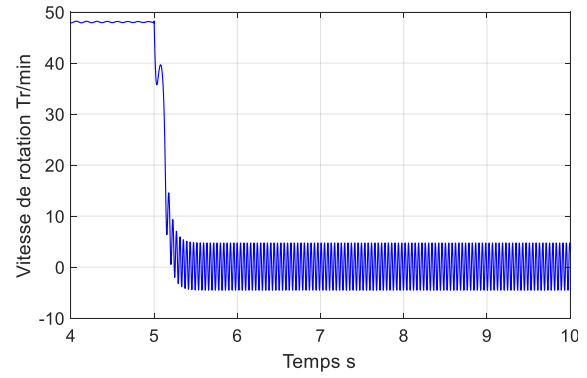


Figure III-23 : Vitesse coté BV.

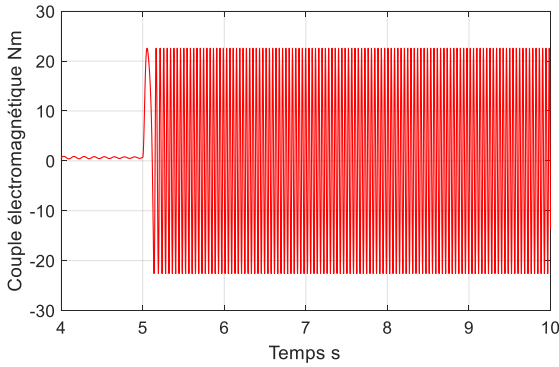


Figure III-24 : Couple électromagnétique coté HV.

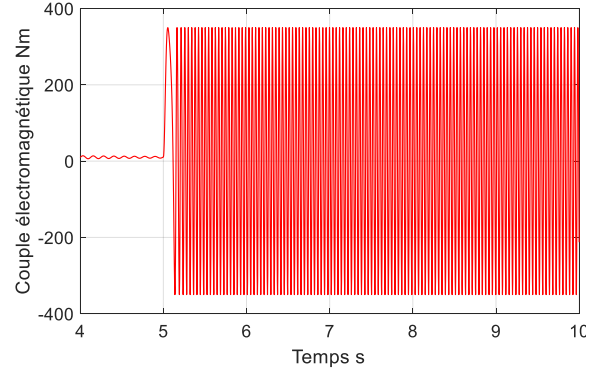


Figure III-25 : Couple électromagnétique coté BV.

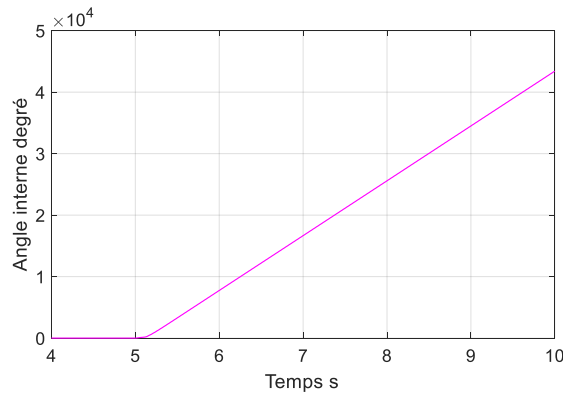


Figure III-26 : Angle interne.

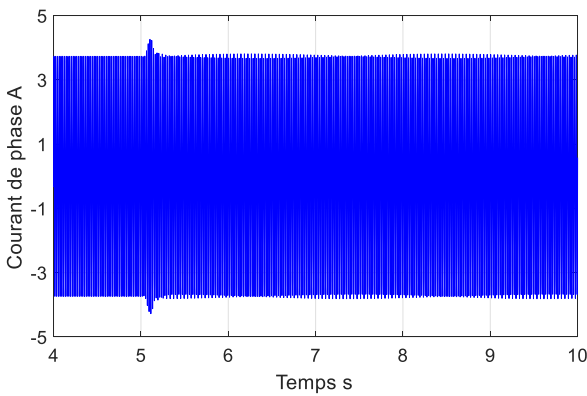


Figure III-27 : Courant de phase.

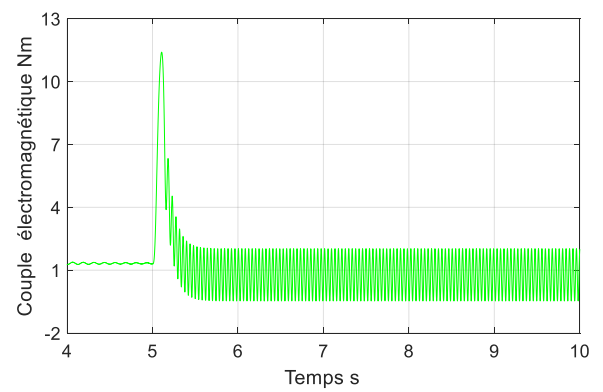


Figure III-28 : Couple électromagnétique de la MAS.

$$\begin{aligned}\Gamma_l &= \Gamma_{l0} + \check{\Gamma}_l \\ \phi &= \phi_0 + \check{\phi}\end{aligned}\tag{III.20}$$

Nous rappelons que le développement de Taylor d'une fonction en un point est une approximation polynomiale de cette fonction au voisinage de ce point. La partie polynomiale de la formule de Taylor est exprimée dans III.21.

$$f(x) = f(a) + f'(a)(x - a) + \frac{f''(a)}{2!}(x - a)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(a)}{n!}(x - a)^n\tag{III.21}$$

Si on considère l'expression du couple électromagnétique coté basse vitesse décrite par la relation III.22, son développement limité de Taylor au premier ordre autour du point (Γ_{l0}, ϕ_0) s'écrit comme indiqué en III.23.

$$\Gamma_l(\phi) = \Gamma_{max} \cdot \sin\phi\tag{III.22}$$

$$\Gamma_l(\phi) = \Gamma_{max} \cdot \cos\phi_0\phi + \Gamma_{max}(\sin\phi_0 - \phi_0\cos\phi_0)\tag{III.23}$$

En remplaçant l'expression de ϕ définie par III.16 dans III.23, le couple électromagnétique coté BV vaut :

$$\Gamma_l(\phi) = \Gamma_{max} \cdot \cos\phi_0 \cdot (p_i \cdot \theta_h - P_s * \theta_l) + \Gamma_{max}(\sin\phi_0 - \phi_0 \cdot \cos\phi_0)\tag{III.24}$$

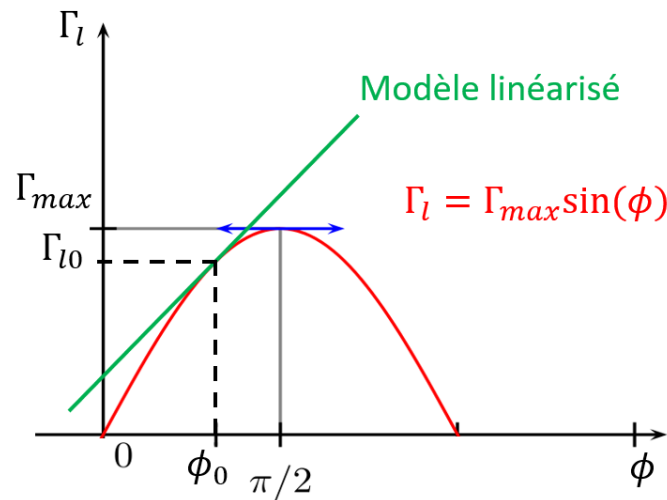


Figure III-29 : Linéarisation du couple électromagnétique coté basse vitesse.

En considérant uniquement les variations autour du point de fonctionnement, les équations différentielles de l'engrenage magnétique III.18 écrites dans le domaine de Laplace (variable s) sont exprimées dans III.25.

$$\begin{cases} J_h s^2 \theta_h(s) + F_h s \theta_h(s) = \Gamma_{em}(s) - \frac{\Gamma_{max}}{G_r} \cos\phi_0 \phi(s) \\ J_l s^2 \theta_l(s) + F_l s \theta_l(s) = \Gamma_{max} \cos\phi_0 \phi(s) - \Gamma_{ch}(s) \end{cases}\tag{III.25}$$

Ecrites sous une forme matricielle avec θ_h et θ_l comme variables de sorties et Γ_{em} et Γ_{ch} comme variables d'entrée, le système III.25 devient III.26. Ce système d'équation met en évidence un paramètre important des engrenages magnétiques qui caractérise leurs comportements dynamiques appelé coefficient de rigidité en torsion C qui s'exprime en Nm/rad [FRA11], [MON12], [DES16].

$$\begin{bmatrix} J_h s^2 + F_h s + \frac{C}{G_r} & -\frac{C}{G_r} \\ -\frac{C}{G_r} & J_l s^2 + F_l s + C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_h(s) \\ \theta_l(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{em}(s) \\ -\Gamma_{ch}(s) \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Ce coefficient de rigidité en torsion C , exprimé en (III.26) dépend des paramètres de l'engrenage magnétique P_s et Γ_{max} , mais également du point de fonctionnement par l'intermédiaire de ϕ_0 . Sa valeur pour l'engrenage magnétique étudié ($P_s = 31, \Gamma_{max} = 350 \text{ Nm}$), est d'environ 10 kNm/rad à vide ($\phi_0 = 0 \text{ rad}$), soit 50 fois plus petite que la valeur du coefficient de rigidité en torsion des engrenages mécaniques. En effet, un engrenage mécanique classique présente une rigidité en torsion supérieure à 500 kNm/rad. Cette faible valeur de rigidité en torsion a comme impact la présence d'oscillations sur les couples et les vitesses pendant les transitoires comme présenté dans la partie précédente.

$$C = P_s \Gamma_{max} \cos \phi_0 \quad (\text{III.27})$$

Compte tenu de la complexité du système décrit dans III.27, nous procédons à sa simplification de deux manières différentes. Dans un premier temps, nous considérons que le rotor haute vitesse est bloqué. Ceci nous permet de simplifier la fonction de transfert et de pouvoir avoir une première validation du modèle obtenu. Dans un second temps, nous supposons que le système est parfait en négligeant les pertes par frottement au niveau des rotors HV et BV ($F_h = F_l = 0$). Cette deuxième simplification du modèle nous permettra d'obtenir l'expression de la pulsation critique de la ligne d'arbre de manière simple.

5.1. Fonction de transfert de l'engrenage magnétique en considérant le rotor HV bloqué

Vu la complexité de la fonction de transfert du système décrite dans III.26, nous procédons à sa simplification en bloquant le rotor haute vitesse. Cette étude nous permettra d'effectuer une première validation de la fonction de transfert du dispositif et nous sera utile lors de la validation du modèle par des essais expérimentaux (chapitre IV). Dans le cas où le rotor haute vitesse est bloqué, la fonction de transfert de l'engrenage magnétique devient simple à déterminer. Le blocage du rotor haute vitesse se traduit par une position nulle ($\theta_h = 0$). Par conséquent, l'expression de l'angle interne se simplifie III.28. Quant à la fonction de transfert liant l'angle interne au couple de charge (couple électromagnétique de la MAS considéré nul), celle-ci est du deuxième ordre III.29.

$$\phi(s) = -P_s \theta_l(s) \quad (\text{III.28})$$

$$\frac{\phi(s)}{\Gamma_{ch}(s)} = \frac{A}{1 + \frac{2m}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (\text{III.29})$$

Nous procédons à l'identification des paramètres de l'équation III.29 et obtenons les paramètres cités dans l'équation III.30.

$$A = \frac{P_s}{C} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{C}{J_l}} \quad m = \frac{F_l}{2} \frac{1}{\sqrt{CJ_l}} \quad (\text{III.30})$$

La solution de cette équation dans le domaine temporel est définie dans III.31.

$$\phi_l(t) = A\Gamma_{ch} \left[1 - \frac{\omega_0}{\sqrt{1-m^2}} e^{-m\omega_0 t} \sin(\sqrt{1-m^2}\omega_0 t + \psi) \right] \quad (\text{III.31})$$

Nous simulons le modèle non linéaire de la MaGIM en considérant le rotor haute vitesse comme étant bloqué. Comme le montre le figure III-30, nous fixons le couple de charge à 100 Nm et nous appliquons un échelon de 20 Nm à t=30 s.

Sur la figure III-31 est représenté l'angle interne obtenu à l'aide de ce modèle. Nous remarquons des oscillations d'une période de 130 ms, soit une pulsation de 48 rad/s. Cette pulsation est semblable à celle obtenue par le modèle linéaire en appliquant la relation III.30 avec les paramètres du tableau III-2 ($\Phi_0 = 16,6^\circ$ soit $C=10,4$ kNm/rad). Nous tenons à préciser que ce modèle n'est valable que pour de petites variations du couple de charge.

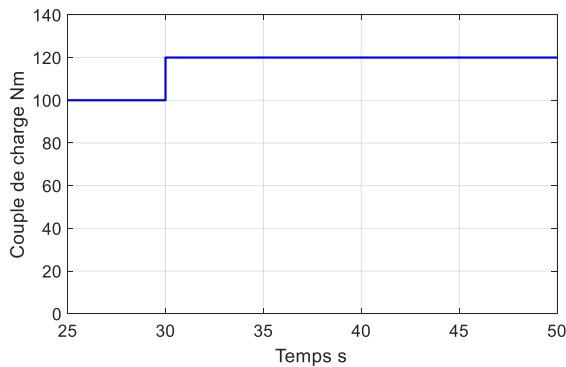


Figure III-30 : Echelon, couple de charge.

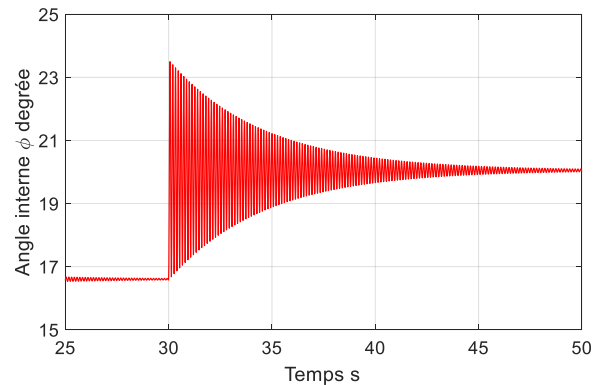


Figure III-31 : Angle interne.

5.2. Fonction de transfert de l'engrenage magnétique en négligeant les frottements visqueux

Pour obtenir de manière simple la pulsation critique de la MaGIM nous allons reprendre III.26 en négligeant les frottements visqueux ($F_l=F_h=0$). La pulsation critique est la pulsation à laquelle nous obtenons un maximum d'ondulation (instabilité du système). Une autre manière de simplifier la fonction de transfert du dispositif et d'obtenir l'expression de la pulsation est de considérer le système comme étant parfait (sans pertes éventuelles).

Par conséquent, nous obtenons la fonction de transfert liant l'angle interne au couple électromagnétique et au couple de charge III.32.

$$\phi(s) = \frac{\frac{p_i}{J_h} \Gamma_{em}(s) + \frac{P_s}{J_l} \Gamma_{ch}(s)}{1 + \frac{J_l + J_h G_r^2}{C(J_l J_h G_r^2)} s^2} \quad (\text{III.32})$$

CHAPITRE III : MODELE DYNAMIQUE DE LA MaGIM

Cette fonction de transfert nous permet d'obtenir l'expression de la pulsation propre du système III.33.

$$\omega_0 = \sqrt{C \left(\frac{1}{J_h G_r^2} + \frac{1}{J_l} \right)} \quad (\text{III.33})$$

Nous exprimons la fonction de transfert par rapport au couple électromagnétique de la machine asynchrone et considérons également la fonction de transfert par rapport au couple de charge. Nous les exprimons dans l'équation III.34.

$$\frac{\phi(s)}{\Gamma_{em}(s)} = \frac{\frac{p_i}{J_h}}{1 + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad \frac{\phi(s)}{\Gamma_{ch}(s)} = \frac{\frac{P_s}{J_l}}{1 + \frac{1}{\omega_0^2} s^2} \quad (\text{III.34})$$

Les fonctions de transfert sont illustrées dans le diagramme de Bode de la figure III-32. Nous remarquons que le gain tend vers l'infini en négligeant les frottements.

Quel que soit la sollicitation (couple électromagnétique ou couple de charge), la pulsation critique qui nous amène à une amplification théoriquement infinie de l'angle interne (angle de charge) est la même. Cette pulsation critique III.33 dépend des paramètres de la MaGIM et de la charge par l'intermédiaire de J_l .

Pour chiffrer l'amplification à la résonance, nous devons prendre en compte les frottements, ce qui fait l'objet de la partie suivante.

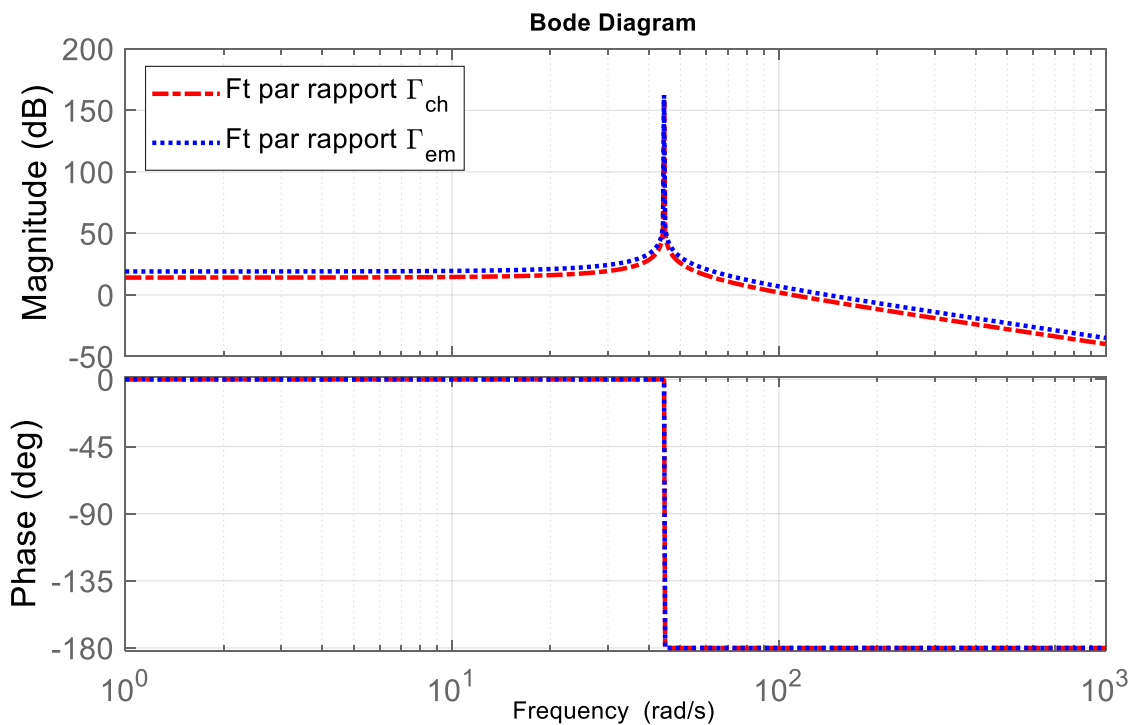


Figure III-32 : Diagrammes de Bode du système sans pertes.

5.3. Fonction de transfert de l'engrenage magnétique sans négliger les frottements

Du système d'équation III.26, nous obtenons la fonction de transfert écrite dans III.35.

$$\phi(s) = \frac{G_r P_s [\Gamma_{em}(F_l + J_l s) + \Gamma_{ch} G_r (F_h + J_h s)]}{C(F_l + F_h G_r^2) + (J_l C + F_h F_l G_r^2 + J_h G_r^2 C)s + (F_h J_l G_r^2 + J_h F_l G_r^2)s^2 + J_h J_l G_r^2 s^3} \quad (III.35)$$

En considérant uniquement l'évolution de l'angle interne par rapport au couple électromagnétique de la MAS, la fonction de transfert écrite dans III.35 devient :

$$\frac{\phi(s)}{\Gamma_{em}(s)} = \frac{G_r P_s (F_l + J_l s)}{C(F_l + F_h G_r^2) + (J_l C + F_h F_l G_r^2 + J_h G_r^2 C)s + (F_h J_l G_r^2 + J_h F_l G_r^2)s^2 + J_h J_l G_r^2 s^3} \quad (III.36)$$

Nous remarquons que le système est du 3^{ème} ordre et présente un zéro. Nous pouvons donc écrire III.36 sous la forme canonique suivante :

$$F_t(s) = A \frac{1 + \tau_1 s}{(1 + \tau_2 s) \left(1 + \frac{2m}{\omega_0} s + \frac{1}{\omega_0^2} s^2\right)} \quad (III.37)$$

où τ_1 et τ_2 sont des constantes de temps, m est le coefficient d'amortissement du système du 2^{ème} ordre et ω_0 sa pulsation propre.

Par identification entre III.36 et III.37 nous obtenons les expressions des différents paramètres.

$$A = \frac{G_r P_s F_l}{C(G_r^2 F_h + F_l)} \quad \tau_1 = \frac{J_l}{F_l} \quad \tau_2 = \frac{G_r^2 J_h + J_l}{G_r^2 F_h + F_l} \quad (III.38)$$

$$\omega_0 = \sqrt{C \left(\frac{1}{G_r^2 J_h} + \frac{1}{J_l} \right)} \quad m = \frac{G_r^2 F_h F_l}{2C(G_r^2 F_h + F_l)} \omega_0 \quad (III.39)$$

Nous représentons sur la figure III-33, le diagramme de Bode de la fonction de transfert exprimée en III.37 pour deux valeurs de point de fonctionnement ($\Phi_0 = 0$ et $\Phi_0 = 60^\circ$). De cette figure, l'amplitude du gain passe par un maximum ($G = -2\text{dB}$) pour des pulsations de résonance de 35 rad/s et 47 rad/s. Ce pic met en évidence le phénomène de résonance. Il est important de noter que si un couple de pulsation proche de la résonance est appliqué à la machine, les perturbations seront amplifiées et le risque de décrochage devient important.

Nous remarquons que suivant la valeur du point de fonctionnement, l'allure à tendance à se décaler horizontalement. Plus le point de fonctionnement est proche de zéro (fonctionnement à vide) plus la pulsation de résonance est importante. En effet pour un point de fonctionnement correspondant à $\Phi_0 = 60^\circ$, la résonance se situe autour de 30 rad/s alors qu'elle est proche de 40 rad/s pour un point de fonctionnement à vide.

Comme nous l'avons vu dans la partie 3 de ce chapitre (figure III-9 et figure III-14), la composante à 50 Hz présente sur le couple électromagnétique au démarrage est fortement atténuée au niveau de l'angle interne. En effet, le diagramme de Bode de la figure III-33 nous donne une atténuation de -80 dB pour une pulsation de 314 rad/s.

En considérant l'évolution de l'angle interne par rapport au couple de charge, nous obtenons la fonction de transfert III.41. Cette équation possède le même dénominateur que l'équation III.36, par conséquent seuls le gain A et la constante de temps τ_1 sont modifiés par rapport à III.38.

$$\frac{\phi(s)}{\Gamma_{ch}(s)} = \frac{G_r^2 P_s (F_h + J_h s)}{C(F_l + F_h G_r^2) + (J_l C + F_h F_l G_r^2 + J_h G_r^2 C)s + (F_h J_l G_r^2 + J_h F_l G_r^2)s^2 + J_h J_l G_r^2 s^3} \quad (III.40)$$

$$A_1 = \frac{G_r^2 P_s F_h}{C(F_l + F_h G_r^2)} \quad \tau_1 = \frac{J_h}{F_h} \quad (III.41)$$

Nous représentons sur la figure III-34 le diagramme de Bode de la fonction de transfert en fonction du couple de charge pour deux points de fonctionnement. Comme pour la figure III-33, un décalage horizontal est observé sur la fréquence de résonance entre les deux points de fonctionnement.

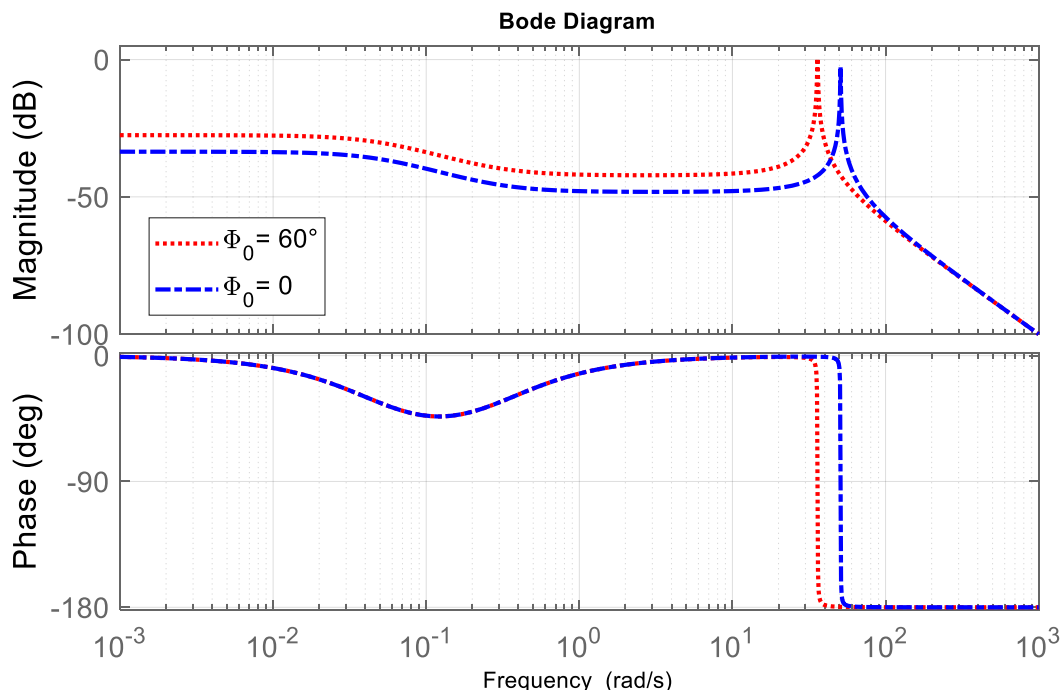


Figure III-33 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert.

Nous allons utiliser le diagramme de Bode de la figure III-34 pour étudier l'impact d'une excitation sinusoïdale du couple de charge sur la stabilité.

6. REPONSE A UN COUPLE DE CHARGE SINUSOÏDAL

L'objectif ici est d'étudier l'impact d'un couple de charge présentant, en plus de la composante continue, une composante sinusoïdale de pulsation ω qui va exciter la ligne d'arbre. Il existe des charges mécaniques qui présentent des couples pulsatoires (balourds), notamment les broyeurs qui pourraient être une application directe de la MaGIM dans un cas industriel [VAL90]. D'une manière générale, la période de la perturbation du couple de charge peut être différente de la vitesse de rotation de la ligne d'arbre ($\omega \neq \Omega_{ls}$). On peut alors écrire le couple de charge de la façon suivante :

$$\Gamma_{ch} = \Gamma_0 + \Delta\Gamma \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{III.45})$$

Où Γ_0 est le couple moyen appliqué à la MaGIM et $\Delta\Gamma$ l'amplitude de la perturbation. Pour rester dans le cadre de l'approximation "petits signaux" et pouvoir utiliser les résultats obtenus à l'aide du modèle linéarisé (diagramme de Bode), en particulier l'expression de la pulsation critique de la ligne d'arbre ω_0 , on considère $\Delta\Gamma \ll \Gamma_0$.

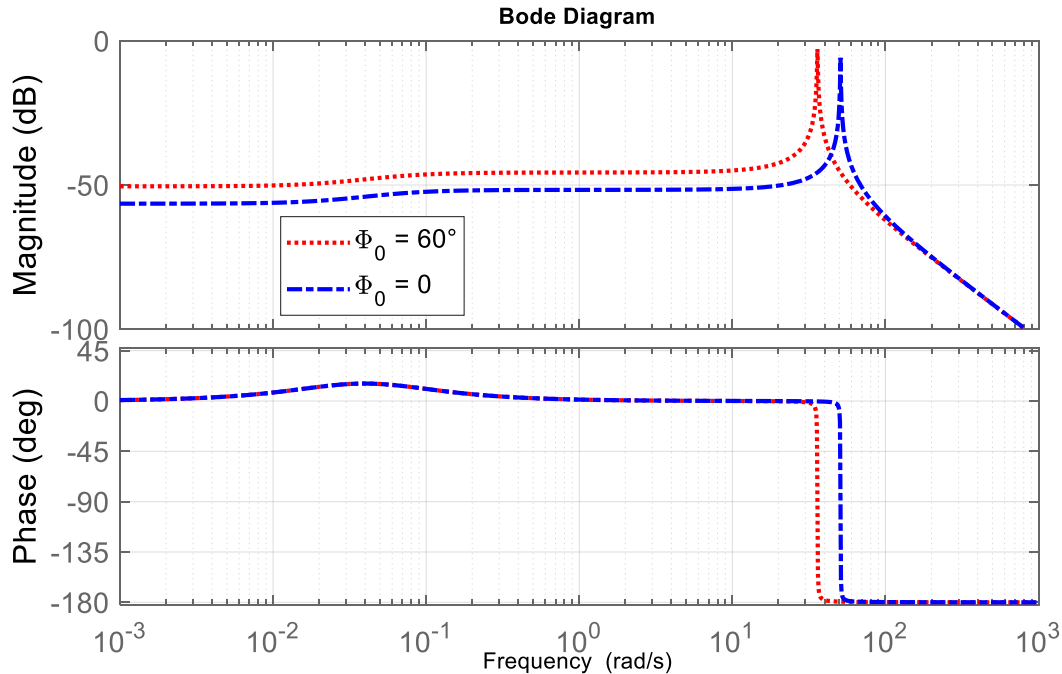


Figure III-34 : Diagramme de Bode de la fonction de transfert.

Pour les exemples qui vont suivre, on considère la MaGIM en régime établi alimentée par le réseau ($U = 400V$; $50Hz$) et soumise à un couple de charge $\Gamma_0 = 100Nm$. On ajoute ensuite à ce couple de charge une perturbation sinusoïdale d'amplitude $\Delta\Gamma = 10Nm$. Pour étudier l'impact de la pulsation de la perturbation sur l'angle interne, on considère 3 valeurs pour ω . La figure III-35 représente le couple de charge pour une perturbation de pulsation $\omega = 4rad/s$, appliquée à $t = 20s$.

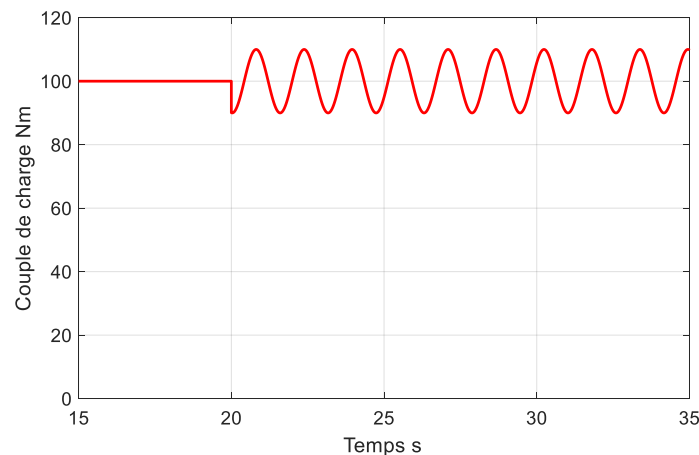


Figure III-35 : Perturbation sinusoïdale sur le couple de charge.

CHAPITRE III : MODELE DYNAMIQUE DE LA MaGIM

Afin d'étudier l'importance de la fréquence des oscillations de couple et son impact sur le fonctionnement du système, une simulation des variations de l'angle interne pour trois valeurs de ω est réalisée à l'aide du modèle non linéaire.

Dans un premier temps, nous considérons une perturbation de pulsation $\omega = 4 \text{ rad/s}$, assez éloignée de la fréquence critique estimée ici à $\omega_0 = 47 \text{ rad/s}$. D'après le diagramme de Bode de la figure III.36 (tracé pour $\Phi_0=16.6^\circ$ correspondant à 100 Nm) liant l'angle interne au couple de charge, on remarque que pour cette pulsation, l'angle interne est très atténué avec un gain de -51 dB et une phase de 0° .

Pour cette pulsation, il n'y a donc, à priori, aucun risque d'amplification de l'angle interne et donc de décrochage ou de forte ondulation sur la vitesse de sortie. Les résultats de la figure III.37, obtenu à partir du modèle complet "non linéaire" confirme cette analyse, avec une variation de l'angle interne qui oscille entre 17 et 20 degrés, ce qui correspond au -51dB et les signaux sont en phases (figure III-37 et III-38). On note pratiquement aucun impact sur la vitesse de sortie avec une variation $\Delta\Omega = \pm 1 \text{ tr/mn}$, soit moins de 2% (figure III-39).

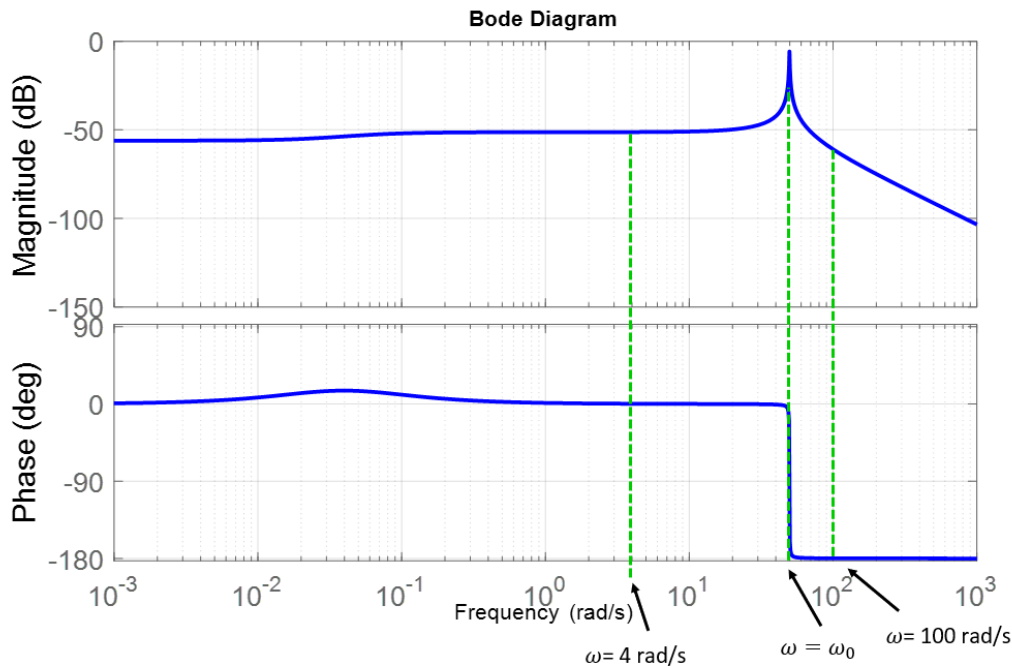


Figure III-36 : Détermination des trois cas d'étude sur le diagramme de Bode.

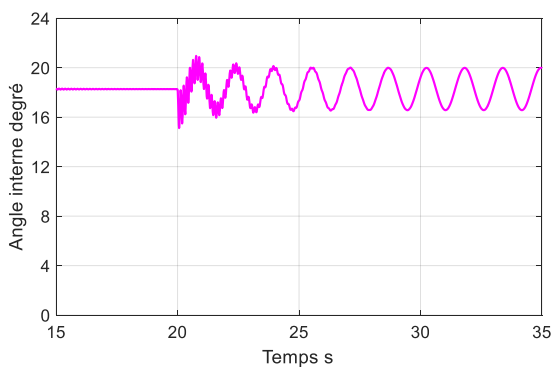


Figure III-37 : Angle interne.

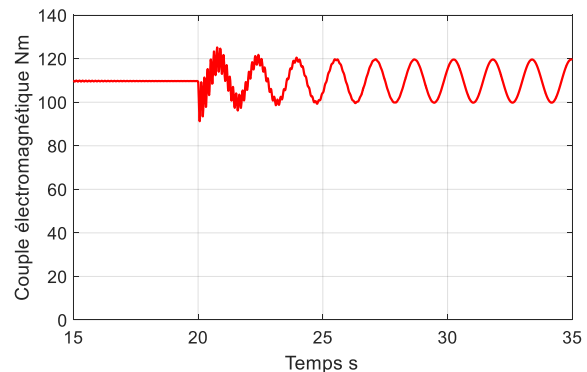


Figure III-38 : Couple électromagnétique coté rotor basse vitesse.

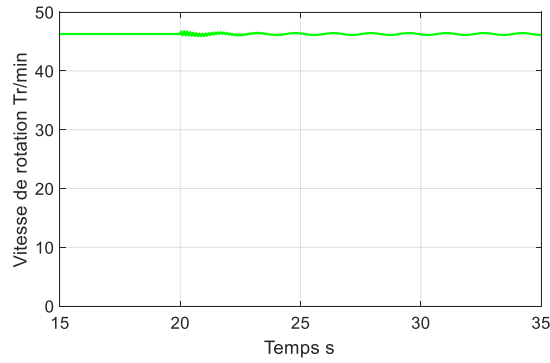


Figure III-39 : Vitesse de rotation de la MaGIM.

On fixe maintenant la fréquence des oscillations du couple de charge à $\omega = 100 \text{ rad/s}$. D'après le diagramme de Bode de la figure III.36, le gain vaut maintenant $G = -60\text{dB}$ et la phase -180° . La figure III-40 donne les variations de l'angle interne avec très peu d'oscillations. La figure III-42 montre que la vitesse de rotation de la MaGIM reste pratiquement constante.

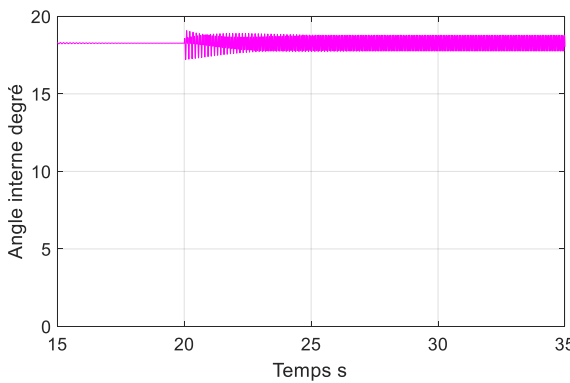


Figure III-40 : Angle interne.

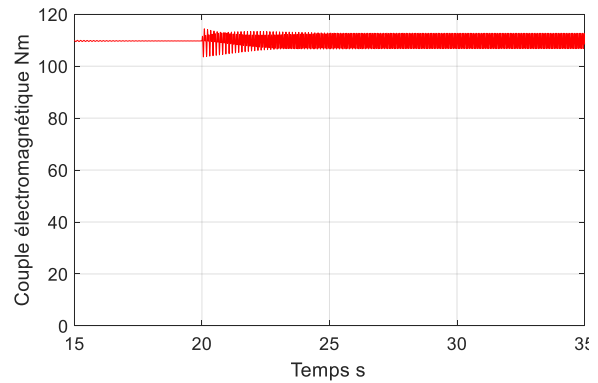


Figure III-41 : Couple électromagnétique coté rotor basse vitesse.

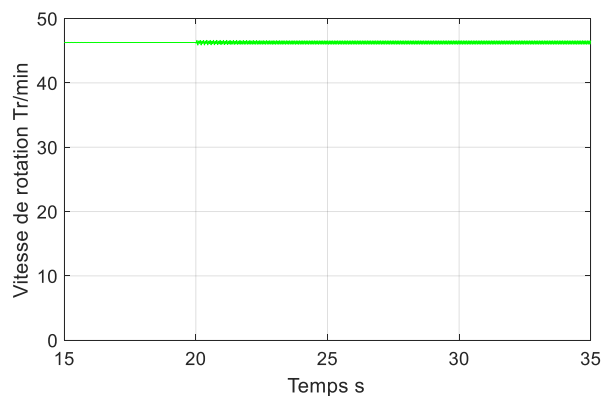


Figure III-42 : Vitesse de rotation de la MaGIM.

Finalement, on fixe la pulsation ω à une valeur proche de la résonance ($\omega = \omega_0 = 47.1 \text{ rad/s}$). Les résultats sont donnés sur les figures III-43 à III-45. On constate une très forte variation de l'angle interne ($\Delta\Phi/\Phi_0 = 60 \%$), ce qui provoque beaucoup d'ondulations sur la vitesse de sortie ($\Delta\Omega/\Omega = 50 \%$). Cependant le fonctionnement reste stable mais ces ondulations de couple peuvent être à l'origine de vibrations préjudiciables à la durée de vie de la MaGIM.

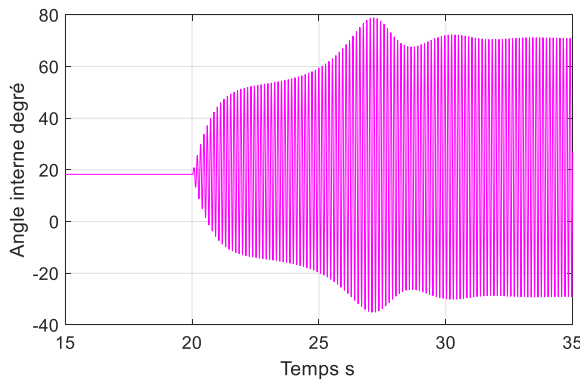


Figure III-43 : Angle interne.

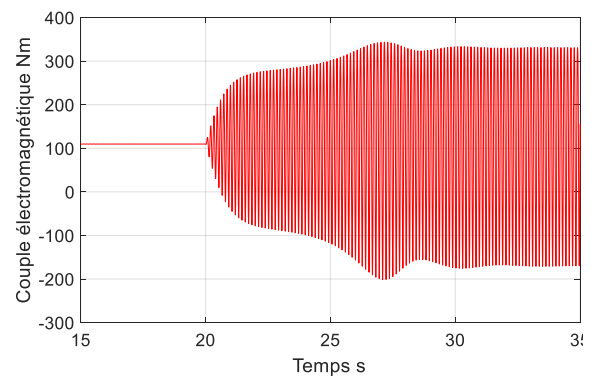


Figure III-44 : Couple électromagnétique coté rotor basse vitesse.

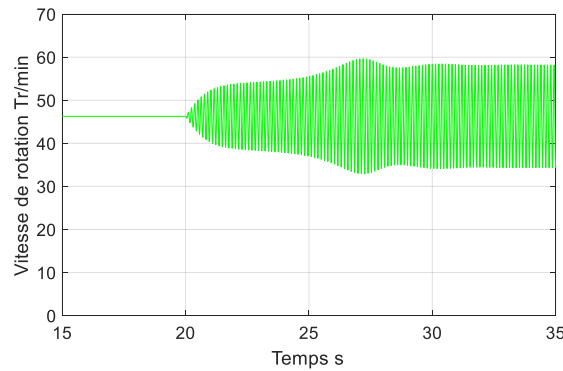


Figure III-45 : Vitesse de rotation de la MaGIM.

7. INFLUENCE DES PARAMETRES MECANIQUES SUR LE FONCTIONNEMENT DE LA MaGIM

Comme nous l'avons évoqué précédemment, il est nécessaire d'éviter tout fonctionnement autour de la pulsation de résonance sous peine de rendre le système instable et favoriser un scénario de décrochage.

La pulsation propre ω_0 III.33 dépend des valeurs des paramètres C , J_1 , G_r et J_h , et que seul le paramètre J_1 est variable car il dépend de la nature de la charge entraînée. Comme indiqué dans l'expression III.27, le paramètre C dépend de paramètres qui sont fixés : l'angle interne, le nombre de pièces ferromagnétique et le couple maximal transmissible par l'engrenage. Les paramètres G_r et J_h sont également fixés car nous ne pouvons pas revenir sur la géométrie de la MaGIM et la modifier. Nous allons dans la suite étudier l'impact du paramètre J_1 sur le comportement de la MaGIM.

Nous présentons sur les figures III-46 à III-48 les variations de l'angle interne lors d'un démarrage à vide sous tension nominale pour trois valeurs différentes de J_1 : 5 kg.m², 50 kg.m² et 53 kg.m². On constate que plus le moment d'inertie de la charge est important, plus la valeur maximale de l'angle interne augmente. En effet, pour $J_1 = 5$ kg.m², nous obtenons une valeur $\Phi_{max} = 15^\circ$ alors que pour $J_1 = 50$ kg.m², on note un pic à 120° . Cette valeur de pic est supérieure à 90° . Néanmoins le rotor basse vitesse ne décroche pas. Cette valeur de J_1 est une valeur critique étant donné qu'au-delà, la machine décroche comme le montre la figure III-48.

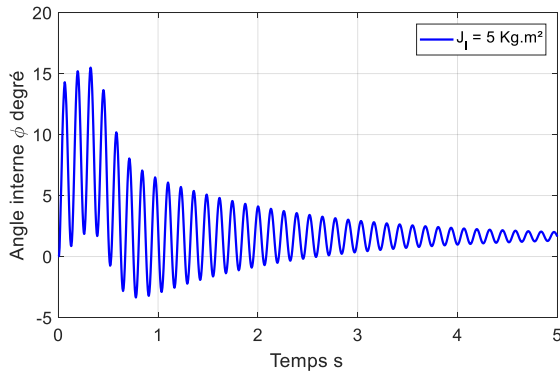


Figure III-46 : Angle interne pour $J_1= 5$ $Kg.m^2$ lors d'un démarrage direct.

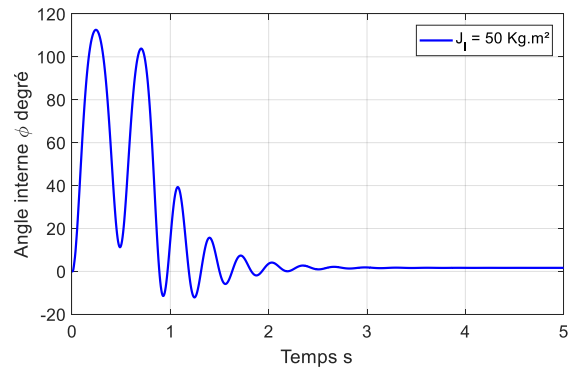


Figure III-47 : Angle interne pour $J_1= 50$ $Kg.m^2$ lors d'un démarrage direct.

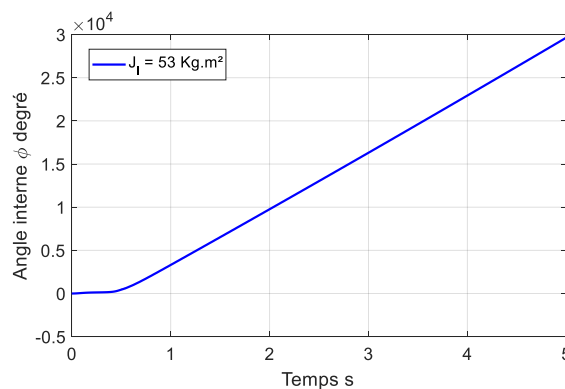


Figure III-48 : Angle interne pour $J_1= 53$ $Kg.m^2$ lors d'un démarrage direct.

CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre le modèle analytique en régime transitoire de la MaGIM, regroupant les équations mécaniques des sous ensemble machine asynchrone et engrenage magnétique. Le modèle en régime dynamique de la machine asynchrone a été établi dans le repère de Park. Quant au modèle analytique non linéaire de l'engrenage magnétique, celui-ci est basé sur les lois de la mécanique des systèmes en rotation et est écrit en fonction de l'angle interne.

Nous avons pu constater que la MaGIM peut démarrer sur le réseau sous pleine tension et que ce démarrage dépend fortement du moment d'inertie de la charge J_1 . Nous avons également pu déterminer l'expression de la pulsation critique grâce à la linéarisation du modèle dynamique de l'engrenage magnétique.

Enfin, nous avons étudié le comportement du dispositif lors de l'application d'un échelon de couple résistant. Cette étude nous a permis de mettre en évidence le phénomène de décrochage de la MaGIM et la particularité des engrenages magnétique à se protéger contre les surcharges.

CHAPITRE IV :

Réalisation du prototype et essais expérimentaux

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

INTRODUCTION

Nous avons présenté dans les chapitres précédents le dimensionnement électromagnétique et thermique du dispositif MaGIM et avons également étudié son fonctionnement lors des régimes transitoires. Nous souhaitons à présent procéder à la conception mécanique d'un prototype de faible puissance en vue de valider les résultats de simulation obtenus à l'aide des modèles précédemment établis. Ce prototype, d'une puissance de 1kW et fonctionnant sur le réseau 400V - 50 Hz, doit délivrer un couple de 210 Nm à une vitesse de rotation d'environ 50 tr/min.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons présenter la structure retenue ainsi que ses caractéristiques géométriques. Pour donner suite à des problématiques de construction, la structure retenue est légèrement différente de celle étudiée dans le chapitre II, nous vérifions tout d'abord les performances sont préservées.

Dans la seconde partie du chapitre, nous allons fournir une description détaillée de la structure réalisée à l'aide du logiciel de conception mécanique Inventor. Nous allons expliquer le principe de fonctionnement du capteur de vitesse que nous avons intégré au rotor haute vitesse et présenterons le dispositif mis en place pour la mesure de température au niveau du stator. Nous présenterons également les pièces mécaniques de la MaGIM et l'assemblage des différentes parties. Ces pièces ont été fabriquées à l'atelier mécanique de l'institut VEDECOM dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire GREEN et VEDECOM - Mobilab.

Nous allons dans la troisième partie décrire la mise en place du banc d'essais que nous avons prévu ainsi que les différents éléments qui le composent. Nous présentons dans la quatrième et dernière partie les résultats d'identification des paramètres électriques et mécaniques de la MaGIM ainsi que les résultats des essais expérimentaux effectués.

1. STRUCTURE DU PROTOTYPE

1.1. Description de la structure

Dans les deux chapitres précédents, nous avons procédé à la modélisation électromagnétique et thermique de la structure représentée dans la figure IV-1. Notre but est de construire un prototype de faible puissance afin de valider le processus d'étude et de conception. La construction d'une telle structure pose plusieurs défis majeurs, sachant que cette machine présente trois entrefers. Compte tenu de la complexité mécanique de la structure étudiée, nous avons opté pour une structure légèrement différente de celle de la figure IV-1 mais qui présente un même couple électromagnétique.

La figure IV-2 représente la structure retenue en vue de la fabrication. A la différence de la structure étudiée, cette structure possède une culasse à encoches au niveau de l'armature externe dans lesquelles sont logés des aimants permanents. Ces aimants de type NdFeB N42 sont aimantés tangentiellement de façon à créer de la concentration de flux au niveau de l'entrefers externe du rotor basse vitesse. Cette culasse à encoches a été choisie afin de faciliter l'insertion des aimants permanents. La hauteur des aimants a été choisie afin d'avoir la même valeur de

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

couple que celle de la structure étudiée dans le chapitre II grâce à un calcul par éléments finis en magnéto-statiques.

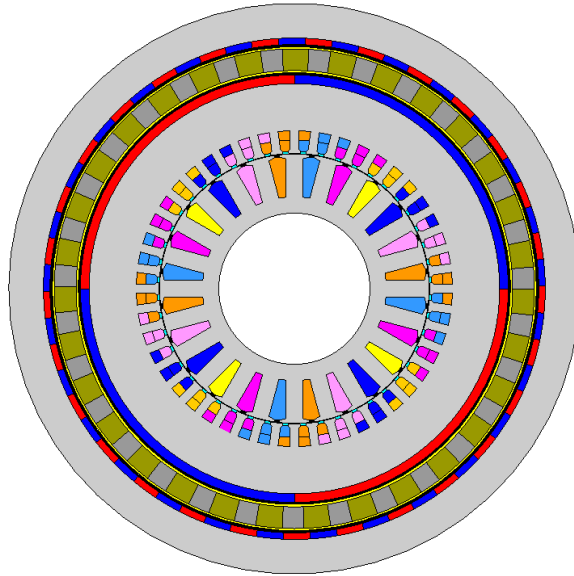


Figure IV-1 : Structure de la MaGIM étudiée.

L'entrefer qui sépare le rotor faible vitesse et l'armature externe est réduit à 1.5 mm de façon à placer une couronne à la base de tôles en dessous des encoches. Cette couronne permet le renforcement mécanique de l'armature externe.

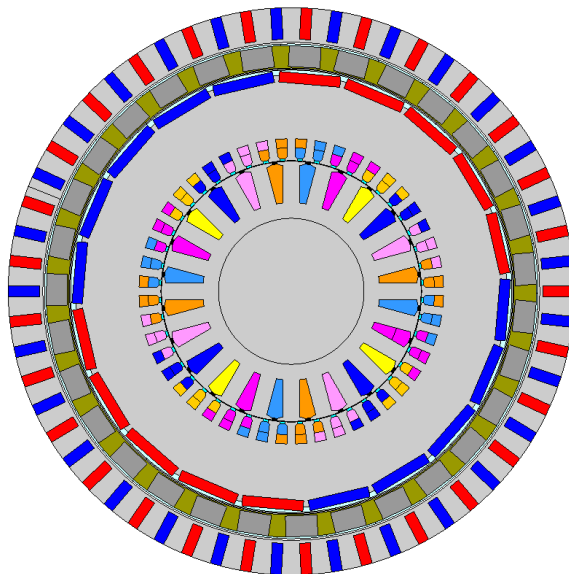


Figure IV-2 : Structure retenue de la MaGIM pour le prototype.

Les pièces ferromagnétiques sont placées dans une culasse fabriquée en fibre de verre (matériau G11). Cette culasse possède une hauteur de 11 mm et présente des encoches de 10 mm de profondeur afin de permettre l'insertion des pièces ferromagnétiques. Nous avons opté pour des pièces ferromagnétiques à partir de matériaux SMC (Soft magnetic composite, voir en Annexes) car ce matériau offre de meilleures performances en termes de pertes par courants induits tout en conservant des caractéristiques magnétiques acceptables.

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

Les aimants permanents du rotor haute vitesse sont segmentés en cinq segments dans la direction ortho-radiale et en trois segments axialement pour limiter les pertes par courants de Foucault. Nous avons opté pour des aimants rectangulaires (droits) à l'inverse des aimants en forme de tuiles que nous avons dans la structure étudiée. Ces aimants rectangulaires ont été choisis car ils représentaient un bon rapport qualité/prix par rapport aux aimants en forme de tuiles qui avaient un prix beaucoup plus élevé. De plus, ces aimants présentent une insertion facile. Comme nous l'avons évoqué lorsque nous avons élaboré le bilan thermique de la machine, ces aimants sont de type SmCo S300 (voir les caractéristiques en Annexe).

Nous avons prévu un trou central afin de véhiculer l'air dans la structure étudiée pour le refroidissement. Compte tenu de la complexité de la structure, nous avons opté pour un arbre plein qui permet de supporter l'effort mécanique et le poids de la MaGIM. Cette structure repose donc sur un arbre massif grâce à des roulements. Cet arbre est uniquement creux à une de ces extrémités pour sortir les fils des phases du stator ainsi que les fils du capteur de vitesse du rotor haute vitesse et les thermocouples.

Les principaux paramètres géométriques de la structure retenue sont donnés dans le tableau IV-1.

Puissance	1 kW	Longueur utile	150 mm
Tension entre phase	400 V	Rayon interne de la MAS	30 mm
Nombre de phase	3	Epaisseur d'entrefer de la MAS	0.3 mm

ROTOR BASSE VITESSE

Diamètre extérieur	234 mm
Diamètre intérieur	212 mm
Hauteur des pièces SMC	10 mm
Largeur des pièces SMC	15 mm
Entrefer extérieur	1.5 mm

ROTOR HAUTE VITESSE

Diamètre extérieur	207.8 mm
Diamètre intérieur	124.6 mm
Hauteur des aimants SmCo	5 mm
Largeur des aimants SmCo	29 mm
Entrefer intérieur	2 mm

ARMATURE EXTERNE

Diamètre extérieur	270 mm	Diamètre intérieur	237 mm
Hauteur des aimants NdFeB	15 mm	Largeur des aimants NdFeB	5 mm

Tableau IV-1 : Paramètres géométriques de la structure du prototype.

Finalement, les dimensions extérieures de la machine réalisée sont indiquées sur la figure IV-3. Il faut noter que nous n'avons pas cherché à optimiser les dimensions des pièces de maintien de la MaGIM ni leurs masses. Pour éviter des influences magnétiques et des pertes supplémentaires par courants de Foucault, toutes les pièces extérieures ont été réalisées en acier inoxydable peu magnétique.

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

Comme le montre la figure IV-3, la machine fait 270 mm de diamètre et une longueur totale de 377 mm. La partie active ne fait quant à elle que 150 mm de longueur utile. Le poids total de la machine a été estimé à 115 Kg.

Dans la figure IV-4 est représentée l'allure du couple statique de la structure du prototype, obtenue à partir d'un calcul éléments finis 2D. Cette structure possède un couple maximal transmissible de 312 Nm. Cette valeur est légèrement inférieure à la valeur du couple maximal transmissible de la structure étudiée (dans le chapitre II) qui était de 350 Nm. Par conséquent nous pouvons dire que la structure retenue pour le prototypage de la MaGIM reste acceptable.

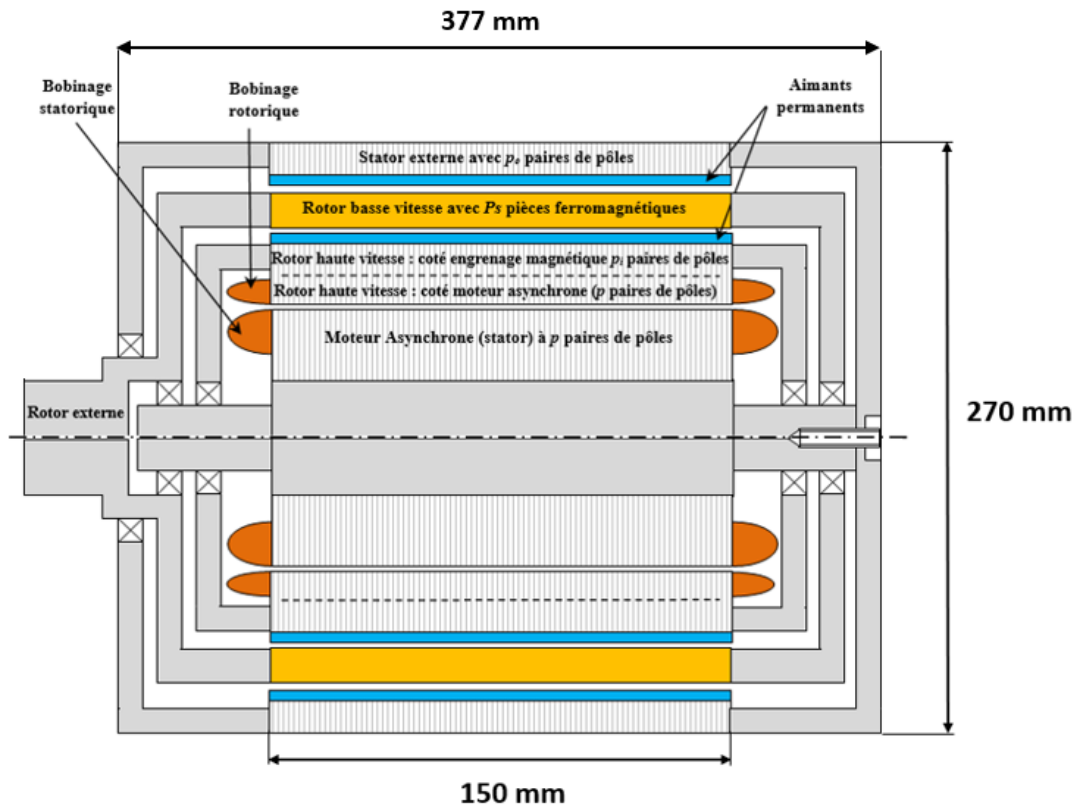


Figure IV-3 : Dimensions principales du prototype.

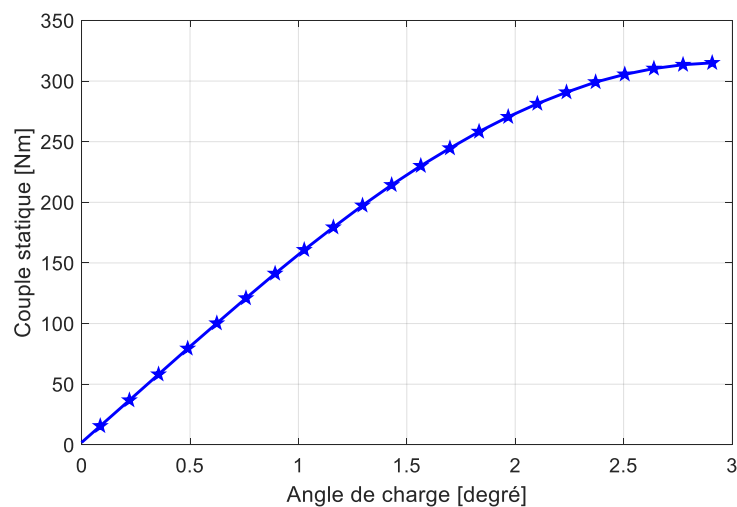


Figure IV-4 : Couple statique de sortie du prototype, calcul EF 2D.

1.2. Calcul de la structure retenue

1.2.1. Carte de champ

La différence entre la structure étudiée au chapitre II et le prototype se situe au niveau du stator externe. Nous avons opté pour des aimants à concentration de flux pour des raisons de facilité de montage. Pour pouvoir réaliser les tôles, il est nécessaire de placer des « ponts » sur le rayon interne des tôles pour augmenter leur rigidité. Pour éviter le court-circuit magnétique, il faut choisir correctement l'épaisseur des « ponts » de manière à les saturer magnétiquement.

Nous présentons sur la figure IV-5 la répartition de l'induction magnétique et des lignes de champ de l'engrenage magnétique à concentration de flux sur la culasse externe.

Les ponts, d'une épaisseur de 0.5 mm (obtenue par itération) rajoutés au niveau de la culasse externe sont très saturés et possèdent une induction magnétique qui atteint les 2.5 T. Cette hauteur a été obtenues grâce à un calcul EF en magnétostatique, après avoir fait variée la hauteur des ponts de 0.3 à 0.7 mm Nous pouvons dire que cette partie magnétique se comporte comme de l'air et la majorité des lignes de champs traverse l'entrefer. Une valeur d'induction importante est également observée au niveau des extrémités supérieures des pièces ferromagnétiques (fuites de flux).

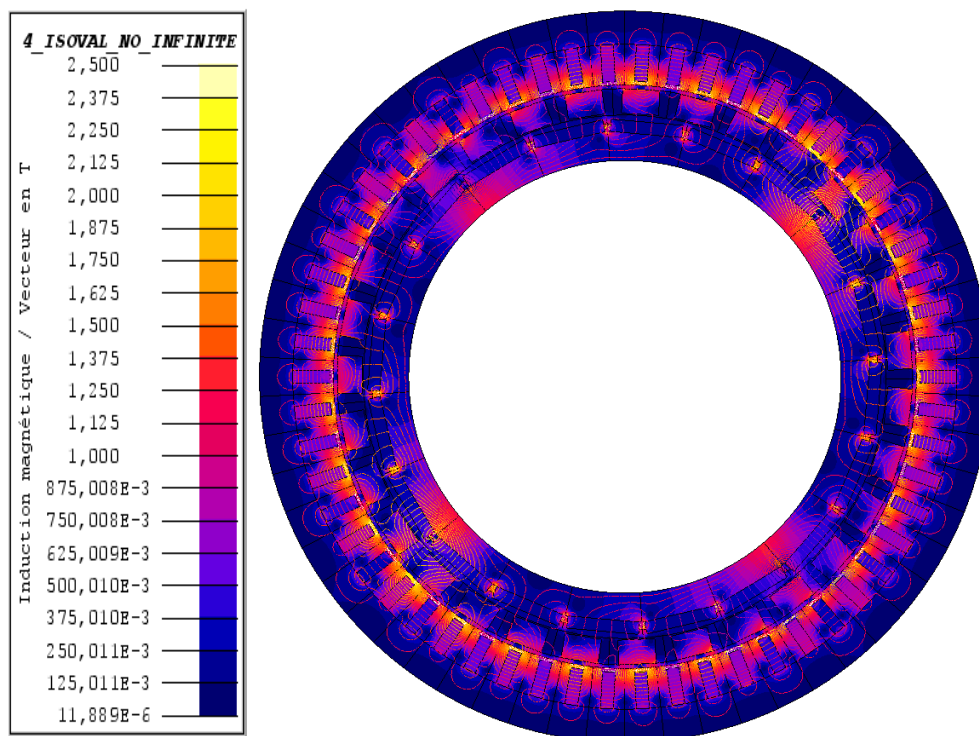


Figure IV-5 : Carte de champ de l'engrenage magnétique seul.

La figure IV-6 représente une vue agrandie de l'engrenage magnétique au niveau des aimants à concentration de flux. Nous remarquons que les ponts sont très saturés. Les lignes de champ passent ainsi en plus grand nombre au niveau des pièces ferromagnétiques à travers l'entrefer, compte tenu de leur perméabilité. Nous remarquons des fuites de champ caractérisées par des lignes qui se rebouclent à l'extérieur de l'engrenage magnétique dans l'air. Ces fuites restent cependant acceptables par rapport aux interactions existantes entre les différentes parties de la MaGIM.

1.2.2. Segmentation des aimants

Les aimants permanents constituent la partie la plus onéreuse dans une machine à aimants. Leur prix dépend de leurs formes, leurs dimensions et leurs directions de magnétisation pour un même matériaux [VIR17]. Pour une facilité de placement et une diminution des pertes et des coûts, nous avons remplacé les aimants permanents du rotor haute vitesse qui étaient en forme de tuiles par des aimants permanents rectangulaires (de forme plus simple) qui possèdent des dimensions standards et qui peuvent être facilement trouvés sur le marché.

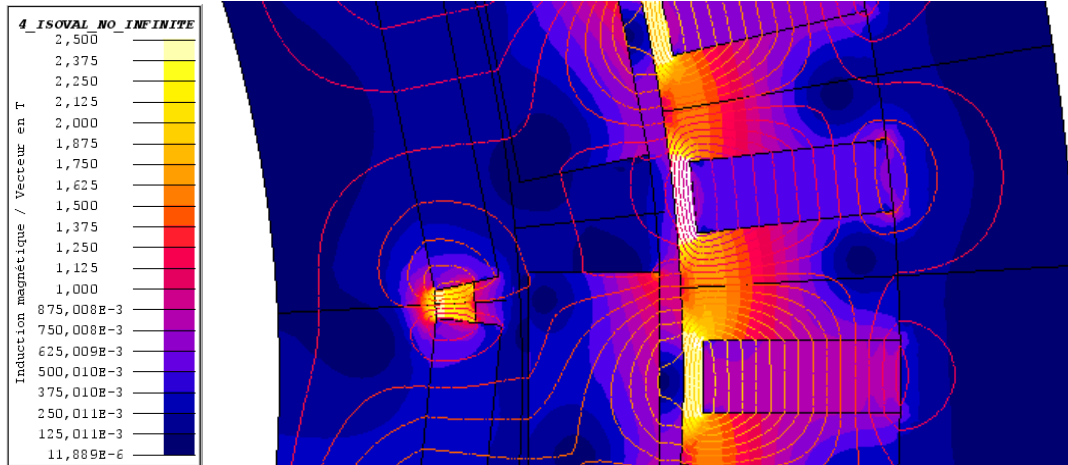


Figure IV-6 : Vue agrandie de la carte de champ de l'engrenage magnétique.

Pour pouvoir déterminer les pertes par courants de Foucault dans les aimants, il est nécessaire de connaître leur conductivité électrique σ . Nous effectuons un calcul par éléments finis 2D en pas à pas dans le temps afin de déterminer la valeur des pertes dans les aimants en introduisant la conductivité électrique des aimants permanents SmCo du rotor haute vitesse, la conductivité électrique des aimants NdFeB de l'armature externe ainsi que la conductivité électrique des pièces ferromagnétiques en SMC. Le calcul 2D ne prend pas en compte la longueur axiale de la machine, par conséquent, seule la segmentation ortho-radiale est étudiée à l'aide de ce calcul. Le tableau IV-2 donne les valeurs des conductivités électriques employées dans le calcul. Ce calcul est effectué pour deux structures du rotor haute vitesse. Une structure à aimants permanents non segmentés (une tuile par pôle) et une structure à aimants permanents à cinq segments (5 aimants rectangulaires formant un pôle). Pour les deux structures, le rotor haute vitesse a été positionné afin d'être au niveau du couple maximal produit par l'engrenage magnétique (312 Nm). La vitesse de rotation est de 750 tr/min pour le rotor haute vitesse et 50 tr/min pour le rotor basse vitesse.

Domaine	Aimants SmCo	Aimants NdFeB	Pièces SMC
Conductivité électrique δ [$\Omega.m$] ⁻¹	1,17.10 ⁶	0,66.10 ⁶	0,03.10 ⁶

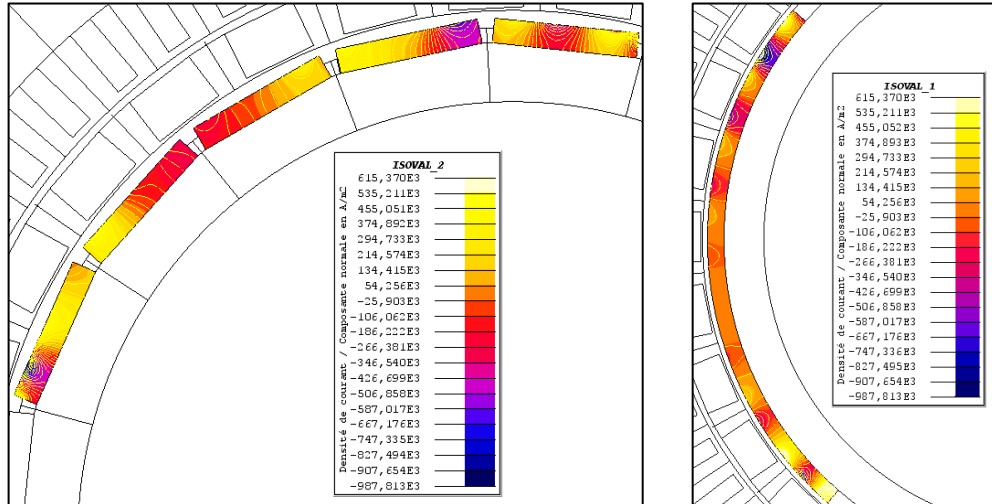
Tableau IV-2 : Conductivité électrique des aimants et des SMC.

Nous représentons sur la figure IV-7 la densité de courant dans les aimants au niveau du rotor haute vitesse pour une structure à aimants segmentés ortho-radialement et une structure à

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

aimants non segmentés. Les courants induits sont plus importants au niveau des extrémités du pôle (proche des pièces ferromagnétiques) au niveau des deux structures.

Nous remarquons également que la distribution des courants induits est mieux répartie au niveau de la structure à aimants segmentés. La valeur maximale atteinte par la densité de courant vaut environ 1 A/mm² mais elle est très localisée.



(a) Aimants segmentés.

(b) 1 seul aimant en tuile.

Figure IV-7 : Densité de courant au niveau d'un pôle du rotor haute vitesse.

Nous présentons dans le tableau IV-3, les pertes moyennes dans les aimants des deux structures. Nous pouvons conclure de ces résultats que la segmentation ortho-radiale nous permet de réduire les pertes dans les aimants du rotor haute vitesse où elles sont pratiquement divisées par deux. On remarque que la segmentation des aimants du rotor haute vitesse a un impact positif sur les pertes dans les aimants de l'armature externe et les pertes au niveau des SMC.

	Structure à aimants segmentés (5 segments)	Structure à aimants non segmentés
Pertes dans le rotor haute vitesse [W]	24,63	45
Pertes dans l'armature externe [W]	8,08	10,31
Pertes dans le rotor basse vitesse [W]	2,83	3,10

Tableau IV-3 : Pertes aux niveaux des aimants et des SMC pour deux structures étudiées.

L'étude des pertes pour la segmentation axiale n'a pas été réalisée car elle nécessite un calcul 3D. Néanmoins, une segmentation axiale de 3 aimants de 50 mm a été réalisée pour le prototype pour limiter davantage les pertes et pour des raisons pratiques.

2. CONCEPTION MECANIQUE

2.1. Structure globale

La géométrie de la machine a été construite sur le logiciel de dessin technique « Inventor ». Ce logiciel permet de modéliser des structures sous forme de pièces et d'assemblages qui

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

respectent les chaînes de côtes. Une période importante a été nécessaire pour la prise en main de ce logiciel pour réaliser les dessins des différents éléments de la MaGIM.

Nous présentons sur la figure IV-16 la coupe axiale du prototype. Cette machine est composée d'une partie active (encadrée en rouge sur la figure) qui est un ensemble de quatre couronnes montées l'une dans l'autre, séparées par des entrefers de différentes épaisseurs. La couronne la plus profonde représente le stator de la machine asynchrone. La deuxième couronne représente le rotor haute vitesse qui tourne à environ 750 tr/min. Nous retrouvons ensuite le rotor basse vitesse qui tourne à 45 tr/min, puis en dernier l'armature fixe. Les figures de IV-8 à IV-15 montrent les photos des pièces usinées du prototype.

Cet ensemble de couronnes repose sur un arbre plein fixe. L'arbre est représenté sur la figure IV-8. Il a été usiné en acier inoxydable afin d'éviter toute interaction magnétique avec les têtes de bobines se trouvant au stator et au rotor haute vitesse. Le trou présent sur l'arbre nous permet de sortir les câbles d'alimentation du stator ainsi que le câble du capteur de vitesse et des thermocouples.



Figure IV-8 : Arbre usiné de la MaGIM.

Comme le montre la figure IV-9, le stator est fixé sur l'arbre. Il est bloqué en rotation grâce à une tige de longueur L_u , logée entre l'arbre et le stator. Ce dernier possède une culasse, un bobinage triphasé et 36 encoches inclinées de $7,5^\circ$ pour réduire les pulsations de couple de la machine asynchrone. Il a été fabriqué à base de tôles FeSi de type M400 50A. Il est séparé du rotor haute vitesse par un entrefer de 0.3 mm.

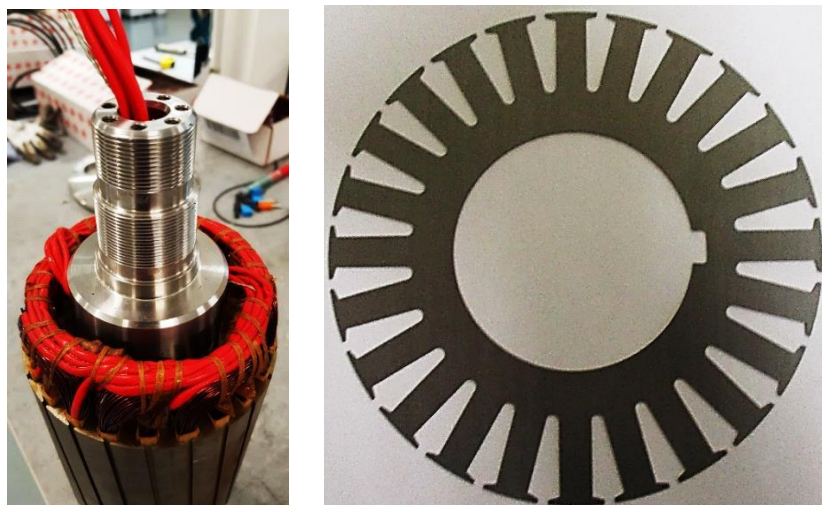


Figure IV-9 : Assemblage stator-arbre ; tôle du stator.

La figure IV-10 représente la partie active du rotor haute vitesse. Ce rotor est composé de 48 encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé en double couches (bobinage 5/6) court-

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

circuité dont on voit les têtes de bobines. Il est également composé d'une culasse en tôles de type M400 50A sur laquelle sont montés des aimants permanents. Ces aimants sont de type SmCo S300. Ils sont aimantés dans le sens radial et sont placés en surface. Ils sont divisés en cinq segments dans la direction ortho-radiale et en 3 segments axialement de manière à limiter les pertes par courant de Foucault.

L'assemblage du rotor haute vitesse et du stator est montré sur la figure IV-11. La partie active présentée dans la figure IV-10 est maintenue grâce à deux fixations aux extrémités faites en acier inoxydable par des tiges taraudées traversantes. Elle est également centrée par rapport au stator par des goupilles de centrage. En plus du rôle de maintien, ces fixations permettent de transmettre le mouvement du rotor par des roulements à billes placés sur l'arbre.

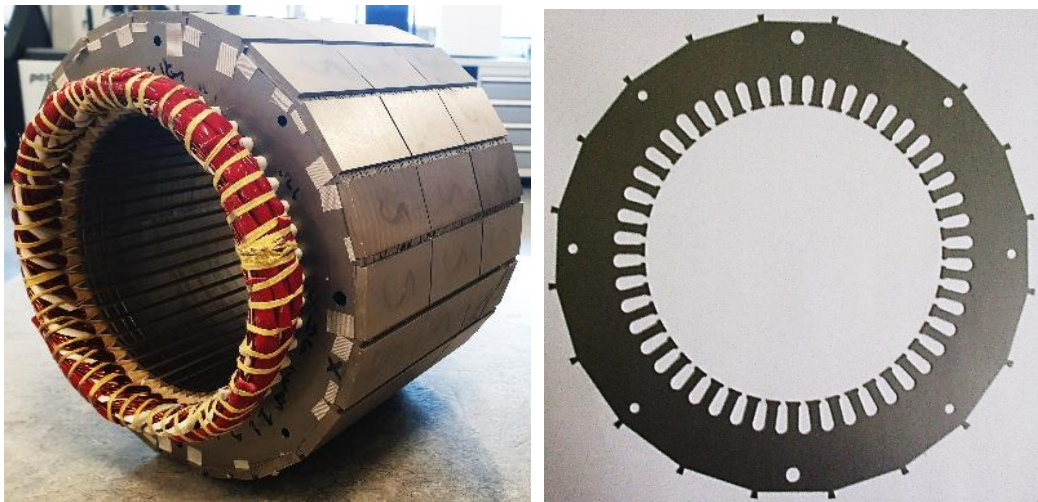


Figure IV-10 : Rotor haute vitesse ; tôle du rotor haute vitesse.

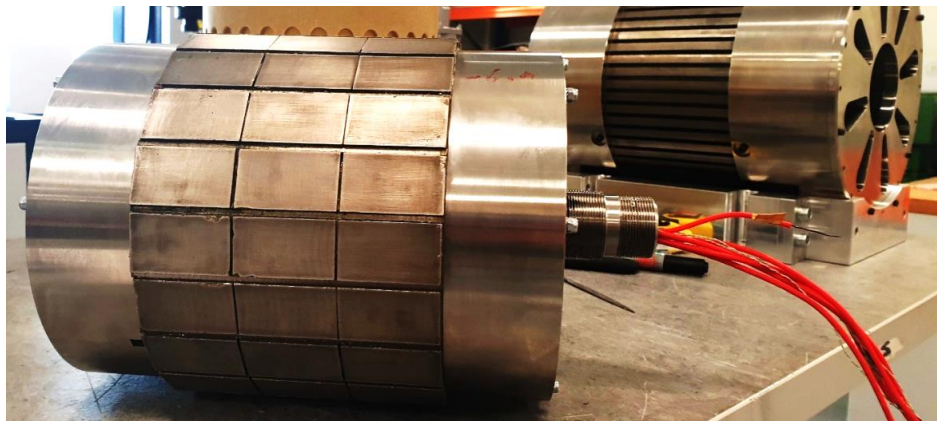


Figure IV-11 : Assemblage du rotor haute vitesse et du stator.

Sur la fixation droite de ce rotor est insérée la couronne d'aimants qui compose le capteur de position et de vitesse du rotor haute vitesse comme le montre la figure IV-12. Le circuit intégré du capteur permettant de récupérer l'information « vitesse » est quant à lui placé en face de la couronne d'aimant (à une distance inférieure à 1 mm), sur un support non magnétique inséré au niveau de l'arbre.

Pour pouvoir contrôler cette distance, plusieurs entretoises ont été prévues afin de gérer au mieux la distance capteur-couronne d'aimants, qui nécessite une grande précision. Pour assurer

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

la mesure, deux capteurs de vitesse placés en opposition ont été prévus même si nous n'avons besoin que d'un seul. Sur la figure IV-13, nous pouvons observer que la puce est placée à moins de 1 mm de la couronne d'aimants en lui faisant face. Des détails sur le capteur de vitesse sont données dans la suite.

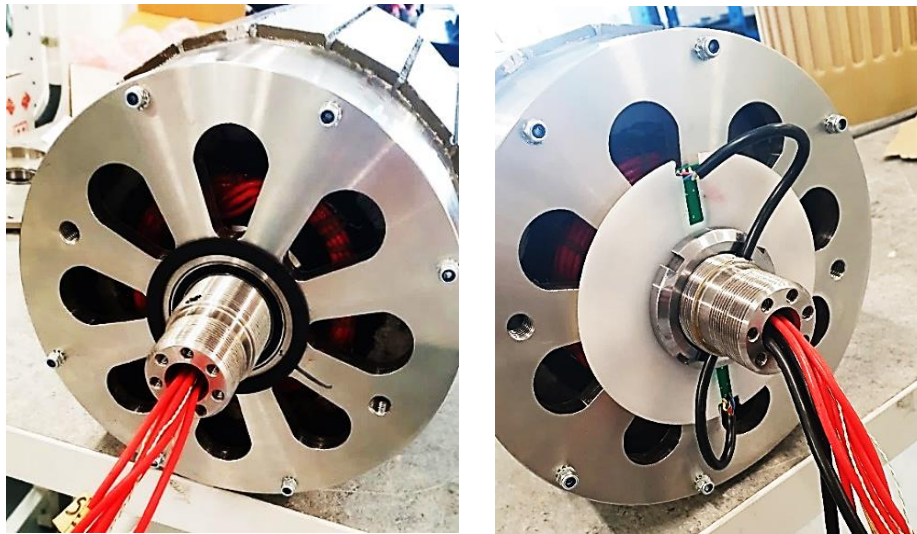


Figure IV-12 : Capteur de vitesse MPS40S placé sur la machine.



Figure IV-13 : Capteur de vitesse placé sur la machine.

Nous représentons sur la figure IV-14 le montage du rotor basse vitesse. Comme le montre la photo, ce rotor est composé de deux fixations sur les côtés et d'une culasse en fibre de verre (G11) dans laquelle des barres en SMC (Soft Magnetic Components, voir Annexe) sont logées. Ces barres sont segmentées axialement en deux parties pour simplifier leur montage et éviter la cassure. Les fixations du rotor basse vitesse sont quant à elles faites en acier inoxydable.

Ce rotor repose lui aussi sur l'arbre fixe par le biais de roulements à billes qui sont logés dans les fixations situées aux extrémités du cylindre en G11. La fixation gauche du rotor basse vitesse

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

représente l'arbre de sortie de la MaGIM. Sur son extrémité est placée une clavette qui permet de relier la MaGIM à la charge.

La dernière partie concerne l'armature externe comme le montre la figure IV-15. Les tôles comportent une couronne interne d'une épaisseur de 0.5 mm et d'encoches droites dans lesquelles des aimants permanents de type NdFeB N42 sont insérés. Deux fixations maintiennent cette armature. La fixation droite fixe l'armature sur l'arbre par 8 vis, quant à la fixation gauche, celle-ci permet à l'armature externe de reposer sur l'arbre de sortie par le biais d'un roulement.



Figure IV-14 : Rotor basse vitesse avec les pièces SMC.

L'ensemble des tôles employées dans la MaGIM ont été empilées, soudées puis collées par capillarité. Tout d'abord le paquet de tôles est chauffé à 60°C (afin qu'au contact de la colle celle-ci devienne plus liquide). La colle est ensuite appliquée au pinceau sur le paquet encore chaud. Après une heure d'attente pour que la colle pénètre à l'intérieur des tôles (capillarité), le paquet est chauffé à 140°C pendant 6h pour que la colle se rigidifie. Quand le paquet revient à la température ambiante, il est recuit à 160°C pendant huit heures pour solidification finale.

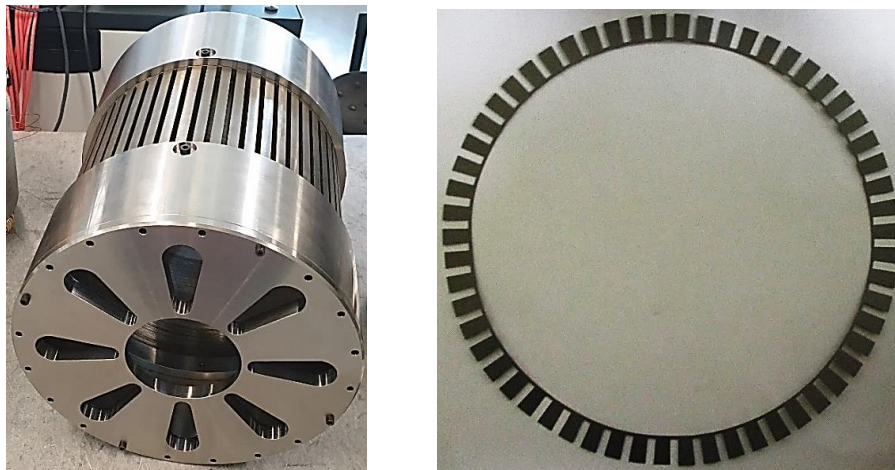


Figure IV-15 : Assemblage de l'armature externe ; vue d'une tôle.

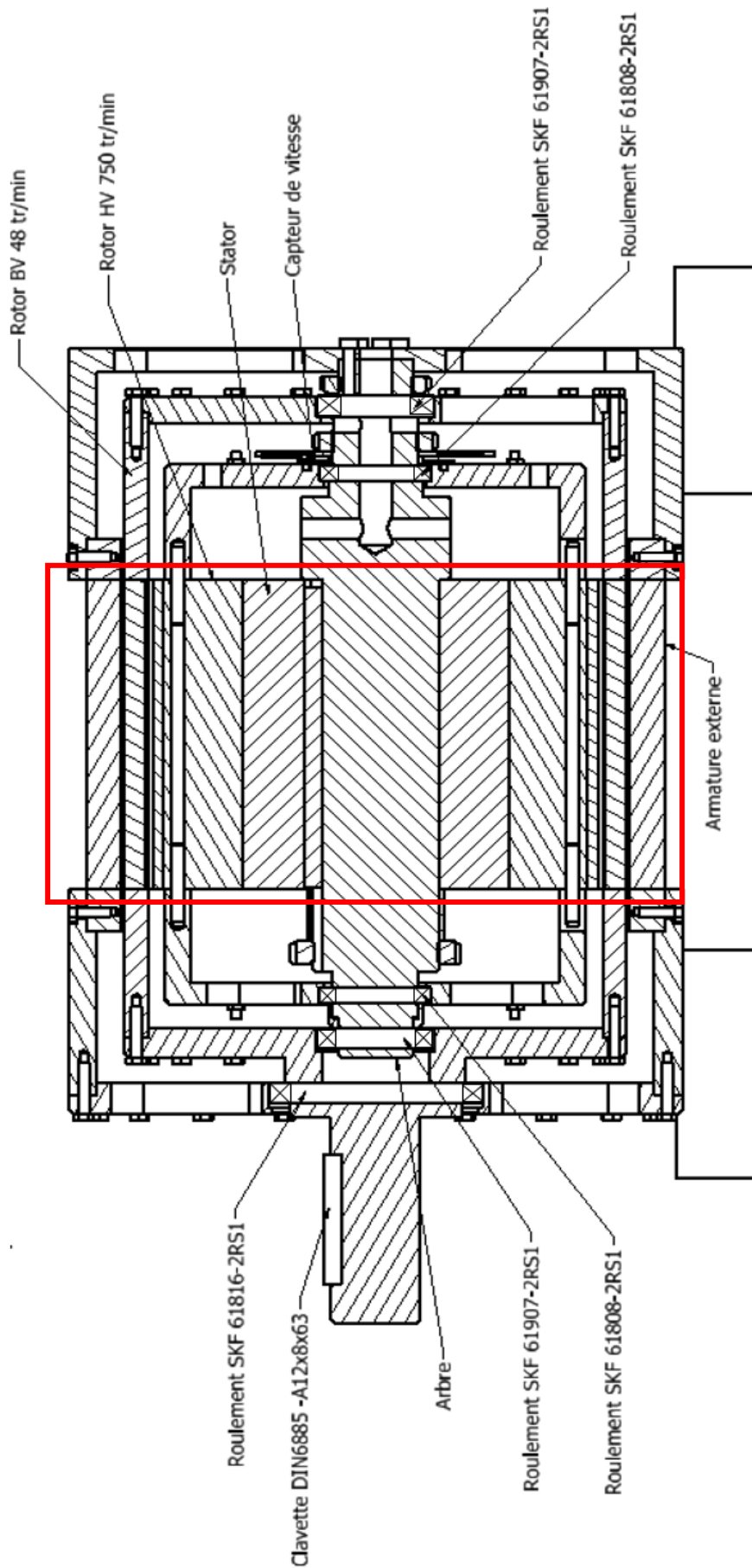


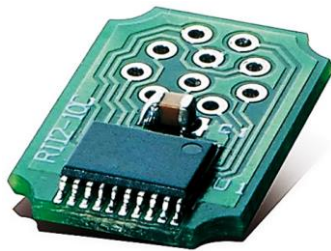
Figure IV-16 : Vue axiale de la MaGIM.

2.2. Mesure de la vitesse et de la position du rotor haute vitesse

Compte tenu de la complexité de la machine nous n'avons pas intégré le système bagues-balais pour pouvoir faire varier la fréquence et la tension d'alimentation du rotor haute vitesse. Puisqu'il fallait absolument faire reposer le rotor basse vitesse et l'armature externe sur l'arbre (compte tenu de leurs poids et diamètres importants), nous avons opté pour un rotor haute vitesse dont le bobinage est court-circuité.

Comme nous n'avons pas accès à l'arbre de ce rotor, nous avons intégré un capteur de vitesse de type MPS40S (commercialisé par NTN SNR roulement) à la fixation droite du rotor haute vitesse (voir figure IV-12). Ce capteur à effet Hall représenté sur la figure IV-17, est un circuit intégré qui permet la mesure de mouvements rotatifs par interaction avec un anneau magnétique de 96 pôles. Il fournit en sortie deux signaux en quadrature allant jusqu'à 40 impulsions par période à des vitesses pouvant atteindre 20m/s, ce qui permet une haute résolution avec 1920 points/tour.

Comme le montre la figure IV-17, ce capteur est composé de deux parties. La première est la couronne d'aimants qui est fixée sur une partie tournante. Quant à la deuxième, celle-ci est composée d'une puce électronique (circuit intégré) qui est collée sur un support non magnétique fixe.



(a) Circuit intégré à effet Hall



(b) Couronne d'aimants

Figure IV-17 : Capteur à effet hall pour la mesure de la vitesse du rotor HV.

Le sens de rotation est codé en deux signaux A et B déphasés de 90°. Ce codeur est équivalent à un codeur incrémental, comme le montre la figure IV-18.

Un signal de référence (Index) est ajouté si le champ magnétique d'entrée est positif au passage par zéro de l'entrée magnétique haute résolution. Comme le montre la figure IV-18, la transition S/N de la piste d'interpolation dans le sens des aiguilles d'une montre se produit toujours à un pôle S de la piste de référence, sauf à la position Index (au centre de l'image), où la transition S/N correspond à un pôle N de la piste de référence. Cette configuration unique est détectée et une impulsion d'index est générée à cette position (permettant le calage du capteur si nécessaire).

Pour pouvoir valider le fonctionnement du capteur de vitesse avant de le positionner au niveau du rotor haute vitesse de la MaGIM, nous l'avons testé au niveau d'une machine à courant continu tournant à 1500 tr/min. Nous avons alimenté le capteur par une tension continue de 5V et avons observé à l'aide de l'oscilloscope les signaux de sortie. La couronne d'aimants est placée sur l'arbre d'une machine à courant continu grâce à un support en bois. Comme le montre la figure IV-19, la puce contenant le microcontrôleur est maintenue à une distance inférieure à

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

1 mm par rapport à la couronne aimantée à l'aide d'une pince. Un oscilloscope est connecté au capteur afin de récupérer les signaux de sortie.

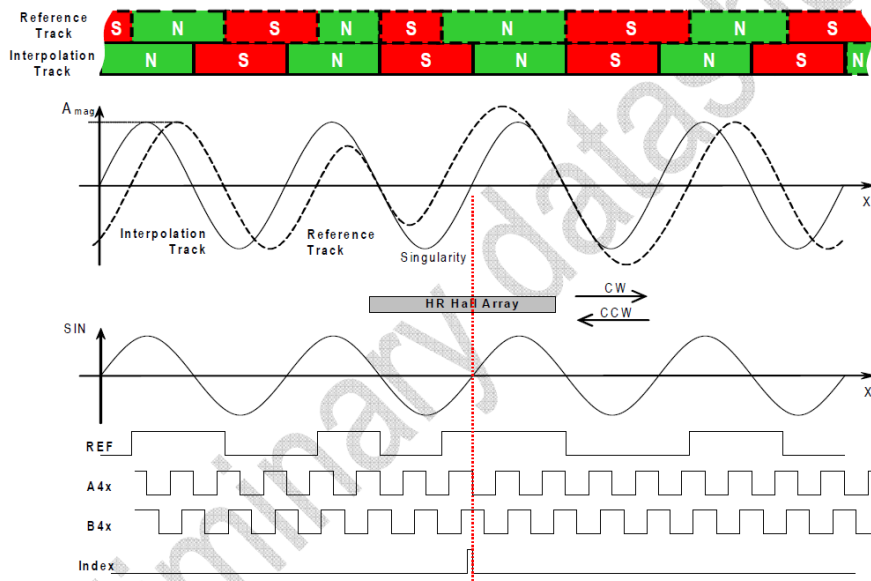


Figure IV-18 : Sortie A/B incrémentale avec impulsion de référence (Index).

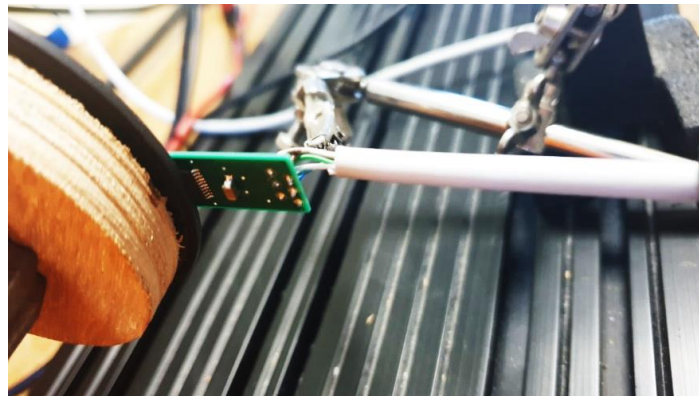


Figure IV-19 : Emplacement de la puce par rapport à la couronne d'aimants (Test du capteur).

Sur la figure IV-20 sont représentés les signaux A et B de sortie du capteur de vitesse mesurés à l'oscilloscope. Cet essai préalable nous a permis de vérifier que le capteur fonctionne correctement et de nous familiariser avec cette technologie de mesure de vitesse (NTN-SNR).

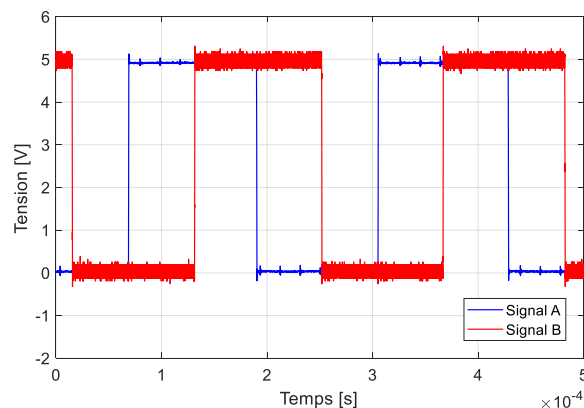


Figure IV-20 : Signaux de sortie A et B du capteur de vitesse.

2.3. Mesure de la température des enroulements du stator

Pour la mesure des températures, nous utilisons un appareil « Graphtech » (voir figure IV-21). Il possède 10 entrées analogiques isolées acceptant des signaux d'entrées en température pour les thermocouples de type K que nous avons utilisé. Ce type de thermocouple est le plus courant. Il est composé d'un alliage Chromel ou Alumel et possède un bon rapport qualité/prix. Il a une plage de fonctionnement qui s'étend de 0 °C à 1 100 °C en usage continu, et de -180 °C à 1 200 °C en usage intermittent.

Les thermocouples sont placés au niveau des parties fixes de la MaGIM. Ils sont placés au niveau du stator interne, un premier thermocouple au niveau des têtes de bobines, un second en fond d'encoche statorique et un troisième au niveau de l'entrefer séparant le stator du rotor haute vitesse. Ce dernier est collé et vernis sur un capot d'encoche. La figure IV-22 illustre la présence de thermocouple au niveau du stator. Un quatrième thermocouple sera placé sur le rayon externe de la machine.



Figure IV-21 : Photo du Graphtech.

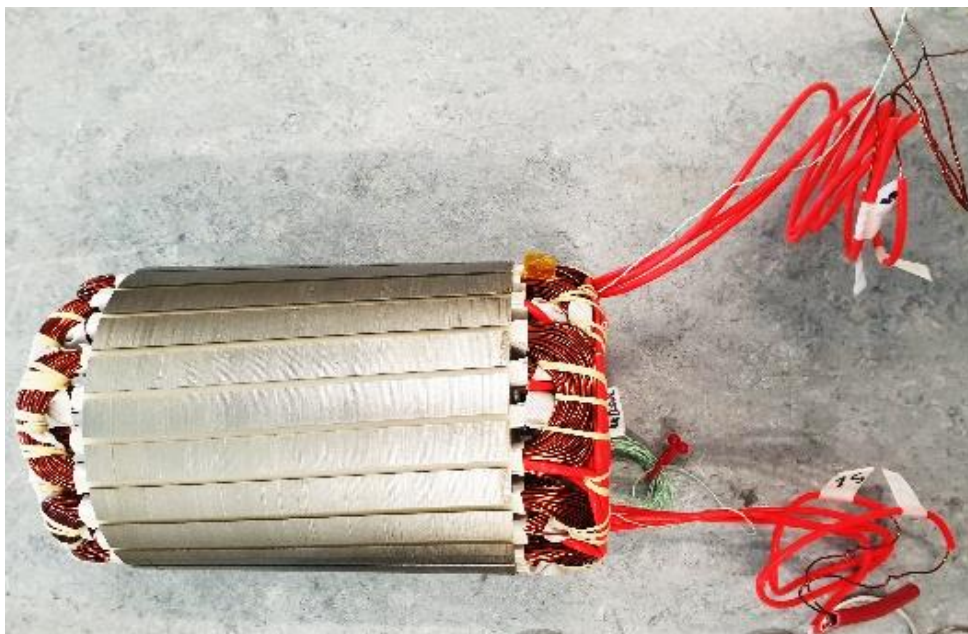


Figure IV-22 : Placement des thermocouples sur le stator de la MaGIM.

3. DESCRIPTION DU BANC D'ESSAI

Dans le but de valider le prototype réalisé, nous avons mis en place le banc d'essai représenté sur la figure IV-23. Ce banc est composé de la MaGIM à laquelle s'ajoute un capteur de couple et une charge.

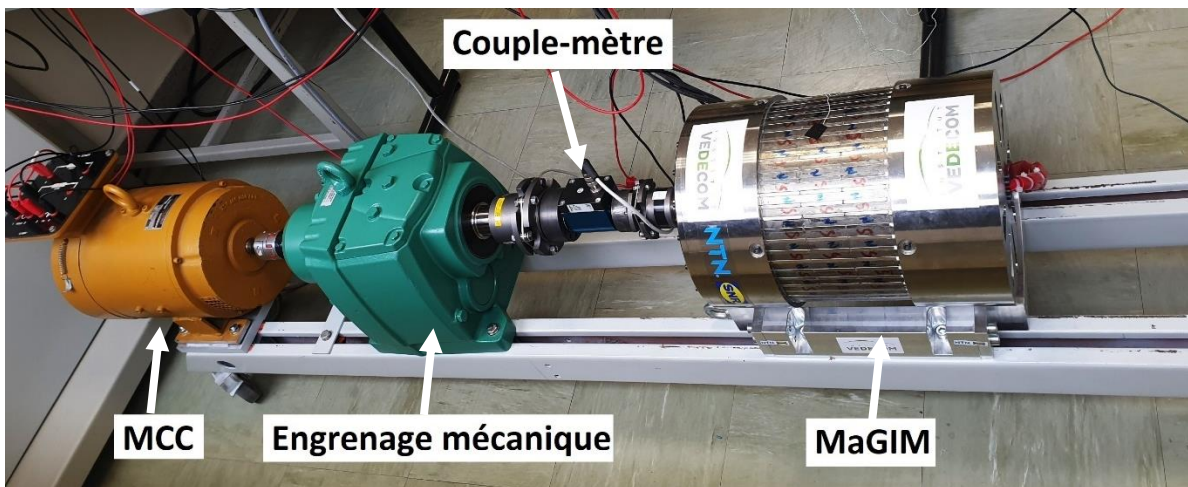


Figure IV-23 : Photo du banc d'essai.

Le capteur de couple SCAIME de type DR-2112 est placé sur l'arbre de sortie de la MaGIM. Il est raccordé de l'autre côté à la charge par le biais d'un accouplement souple. Ce capteur de couple est alimenté en 24 V continu. Il peut mesurer une valeur maximale de couple de 500 Nm. Il possède un signal de sortie pour le couple de ± 5 V (1V pour 100 Nm).

Etant donné la difficulté de trouver une charge susceptible de tourner à une vitesse de 50 tr/min, nous avons employé une machine à courant continu de 3 kW tournant à une vitesse nominale de 1500 tr/min que nous avons reliée à la MaGIM par le biais d'un engrenage mécanique dont le rapport de réduction est égal à 15,8, ce qui nous permet d'obtenir un couple de charge maximal d'environ 300 Nm.

Une carte DSP (DS1104 de chez DSpace) est également utilisé pour réguler le courant dans la machine à courant continu afin d'imposer le couple. Cette carte nous permet également de traiter le retour des codeurs pour la mesure de la position et de la vitesse des rotors haute vitesse et basse vitesse.

4. ESSAIS EXPERIMENTAUX

4.1. Mesure du couple statique du réducteur magnétiques

L'objectif de cet essai est de vérifier la valeur et l'allure du couple statique de l'engrenage magnétique. Le schéma du montage est représenté dans la figure IV-24. Pour pouvoir effectuer cet essai, il est nécessaire de bloquer mécaniquement le rotor haute vitesse. Pour cela, nous avons prévu un moyen d'accès à ce rotor par l'intermédiaire de trous prévus pour la ventilation, et en insérant une tige filetée en acier inoxydable permettant le blocage en rotation du rotor haute vitesse.

Nous imposons un couple au niveau du rotor faible vitesse en contrôlant le courant dans la MCC par le biais d'un régulateur PI et d'un hacheur série. Les paramètres de ce régulateur ont été obtenus à partir des paramètres électriques de la MCC déterminés et présentés en Annexe.

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

La figure IV-24 illustre le schéma de contrôle en courant de la MCC nous permettant d'imposer un couple au niveau du rotor de sortie de la MaGIM. Ce couple imposé est obtenu grâce à la relation IV.1 qui lie le couple au courant, où K représente la constante de couple de la machine à courant continu.

$$\Gamma(t) = K I(t) \quad \text{avec } K=1,48 \text{ (Nm/A)} \quad (\text{IV.1})$$

Pour illustrer le fonctionnement de cette régulation en courant, nous présentons dans les figures IV-25 à IV-27 les allures du couple et de la position du rotor faible vitesse lors de l'application d'un échelon de courant de 2 A (échelon compris entre 5,5 A et 7,5 A) au niveau de la MCC. On remarque sur la figure IV-25 que la régulation du courant dans la MCC fonctionne parfaitement. Le couple de charge est imposé en moins de 1 ms.

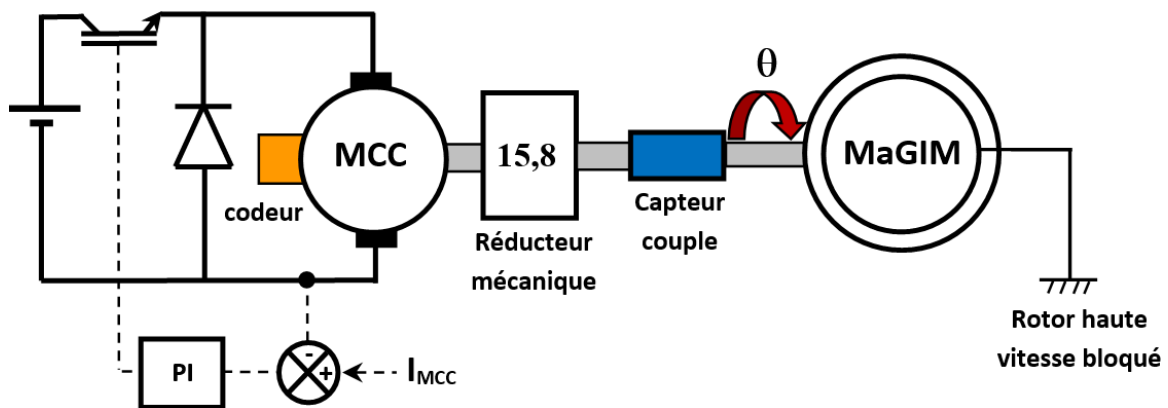


Figure VI-24 : Schéma de contrôle en courant de la MCC.

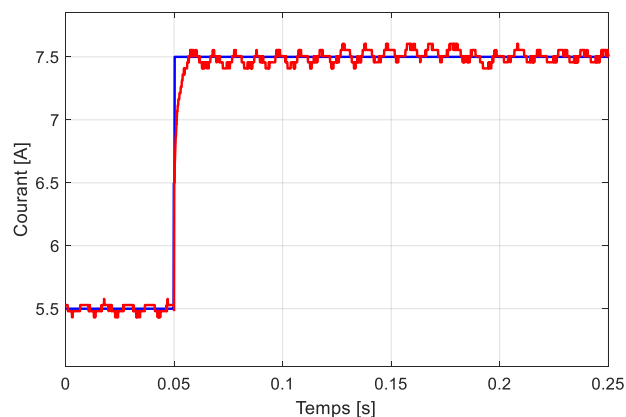


Figure IV-25 : Courant appliqué au niveau de la MCC.

Les figures IV-26 et IV-27 montrent que la position et le couple du rotor basse vitesse ne s'établissent pas instantanément et nécessitent environ 0.1 s.

Ceci est dû aux caractéristiques dynamiques du banc expérimental (moments d'inertie et frottements). La mesure du couple sur le rotor basse vitesse est obtenue à l'aide du capteur et présente la même dynamique que la position ($\Gamma_l = \Gamma_{max} \sin(\phi(t))$). On remarque que le système est très amorti (pas d'oscillations sur la position), certainement dû aux frottements importants du réducteur mécanique.

Nous imposons à chaque fois une nouvelle valeur de couple en appliquant un échelon de courant supplémentaire à la MCC. Nous obtenons le couple statique représenté dans la figure IV-28.

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

Nous remarquons que le couple statique mesuré correspond bien au couple statique obtenu à partir de la simulation par éléments finis. On note même une valeur maximale un peu supérieure (330 Nm) par rapport aux résultats de simulation (310 Nm), pourtant obtenu avec un calcul 2D.

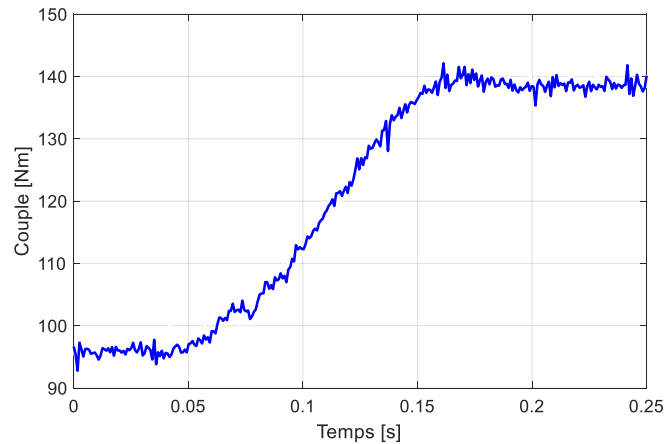


Figure IV-26 : Couple de sortie de la MaGIM.

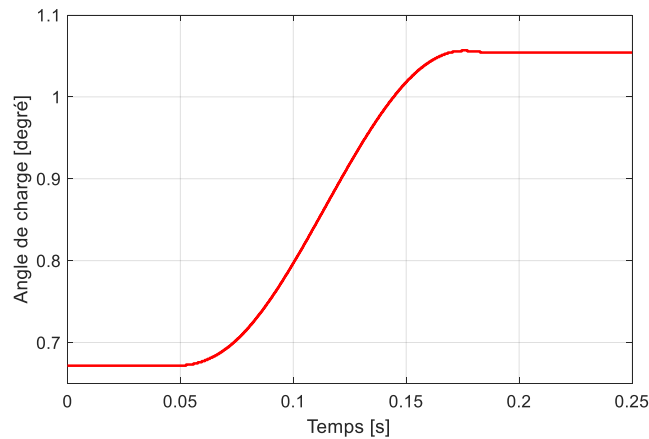


Figure IV-27 : Position du rotor de sortie de la MaGIM.

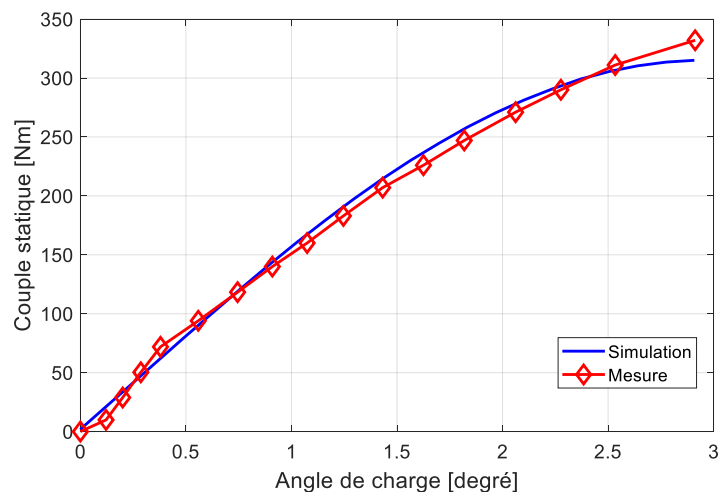


Figure IV-28 : Mesure du couple statique de l'engrenage magnétique.

Cette différence est due à l'entrefer se trouvant du côté rotor basse vitesse qui a été réduit (par rapport à l'entrefer fixé dans l'étude) en plaçant des ponts ferromagnétiques au niveau de l'armature fixe lors de la construction du prototype.

4.2. Vérification du rapport de transmission G_r

Dans le but de vérifier le rapport de transmission G_r et la rotation de la machine, nous avons alimenté la machine à la fréquence 30 Hz à l'aide d'un variateur de tension fonctionnant à V/f constant. Nous avons pensé qu'il était plus sûr dans un premier temps d'effectuer un démarrage à rapport de tension et de fréquence fixe (V/f constant) à 30 Hz avec une montée en vitesse « douce ». Nous avons estimé le rapport de transmission G_r en relevant la vitesse du rotor haute vitesse à l'aide d'un codeur placé sur l'arbre de la MaGIM. Nous présentons sur la figure IV-29, l'allure des vitesses pour les deux rotors.

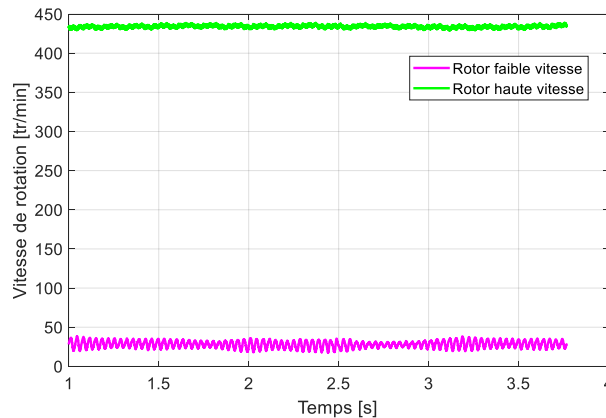


Figure IV-29 : Vitesse de rotation des rotors de la MaGIM.

A partir de ce relevé, nous constatons qu'à une fréquence de 30 Hz, le rotor haute vitesse tourne à une vitesse de 434 tr/min. Quant au rotor faible vitesse, celui-ci tourne à une vitesse moyenne de 28 tr/min, ce qui nous donne un G_r de 15.5. Ces résultats nous permettent de vérifier la valeur du rapport de transmission G_r et de valider le fonctionnement du capteur de vitesse intégré au niveau du rotor haute vitesse.

4.3. Mesure des paramètres de la MaGIM

Dans cette partie, nous effectuons différents essais expérimentaux afin de déterminer les paramètres électriques de la MaGIM.

4.3.1. Mesure des paramètres électriques

4.3.1.1. Modèle équivalent

Nous employons pour cette partie le modèle équivalent classique d'une machine asynchrone. Ce modèle est représenté sur la figure IV-30.

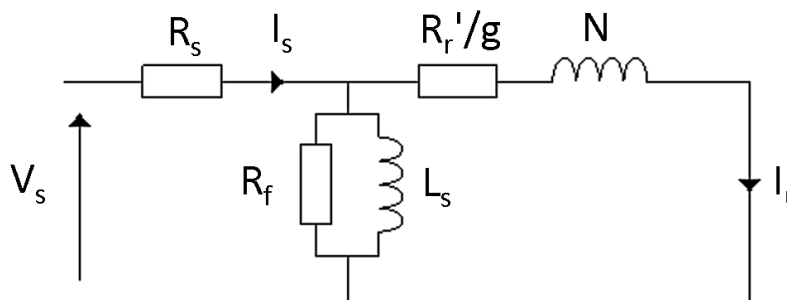


Figure IV-30 : Modèle équivalent de la MAS.

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

Nous allons à présent effectuer différents essais afin de déterminer les paramètres de ce modèle équivalent qui sont, la résistance statorique R_s , la résistance modélisant les pertes dans le fer R_f , l'inductance cyclique statorique L_s , l'inductance de fuites totalisée au rotor N ainsi que la résistance rotorique R_r' ramenée au stator.

Le premier essai est un essai à courant continu qui va nous permettre de mesurer la valeur de la résistance statorique R_s . Nous alimentons le stator de la MaGIM avec une faible tension continue et nous mesurons le courant qui traverse un enroulement. La valeur de la résistance statorique R_s est de 4,5 Ω . Comme cet essai a été réalisé à froid (à 20°C), nous estimons la valeur de la résistance R_s en prenant en considération l'élévation de la température (cas d'un fonctionnement au nominal de la machine) pour une élévation de température ΔT ($\Delta T = 95^\circ\text{C}$), comme cela a été fait au chapitre II. Nous utilisons la formule décrite dans (IV.2), où R_{s_am} représente la résistance statorique à 20°C et a_{Cu} le coefficient de température du cuivre.

$$R_s = R_{s_am}(1 + a_{Cu} * \Delta T) \quad \text{avec} \quad a_{Cu} = 3,9e^{-3} [1/^\circ\text{C}] \quad (\text{IV.2})$$

Nous obtenons une valeur de résistance R_s de 6,1 Ω . Cette valeur est très proche de celle que nous avons estimée par le calcul analytique ($R_s=6,65 \Omega$) au chapitre II.

Le deuxième essai est l'essai à vide. Cet essai va nous permettre d'estimer la valeur de L_s . Le dernier essai est l'essai à rotor bloqué. Il nous permettra de déterminer la résistance rotorique ramenée au stator R_r' et l'inductance de fuites totalisée au rotor N .

Pour comparer la valeur de ces paramètres à ceux que nous avons obtenus par simulation nous calculerons les valeurs du coefficient de dispersion σ et celle de la constante de temps rotorique τ_r . Ces paramètres sont calculés à l'aide des relations (IV.3) et (IV.4).

$$\sigma = \frac{N}{N + L_s} = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\text{IV.3})$$

$$\tau_r = \frac{L_s}{(1 - \sigma)R_r'} = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{IV.4})$$

La relation qui lie R_r et R_r' est écrite dans (IV.5) où k représente le rapport de transformation entre le rotor et le stator. Sa valeur est de 0,5. Il a été fixé lors du dimensionnement.

$$R_r = k^2 R_r' \quad (\text{IV.5})$$

4.3.1.2. Essai à vide

Nous effectuons un essai à vide en faisant varier la tension d'alimentation en limitant le glissement à 2% (la charge mécanique n'est pas reliée sur l'arbre de la MaGIM). Le tableau IV-4 présente les résultats de mesure à 400 V. Nous relevons les valeurs du courant statorique, de la puissance active, de la puissance réactive, du facteur de puissance et de la vitesse de rotation. La valeur de L_s s'obtient simplement par la relation IV.6 où Q représente la puissance réactive.

$$L_s = \frac{U^2}{Q\omega_s} \quad (\text{IV.6})$$

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

Tension [V]	Courant [A]	Puissance active [W]	Puissance réactive [VAR]	Cos φ	Vitesse [tr/min]
400	3,32	341	2270	0,149	745

Tableau IV-4 : Essai à vide à 400 V - 50 Hz.

Nous représentons sur la figure IV-31 la variation de l'inductance statorique L_s en fonction de la tension d'alimentation. Nous remarquons qu'il y a peu de variations de la valeur de L_s , par conséquent la machine est légèrement saturée surtout au point nominal sous 400 V qui conduit à $L_s=0.22$ H.

Rappelons que valeur de L_s calculée dans le chapitre 2 en considérant un circuit magnétique linéaire ayant une perméabilité relative infinie était de 0.34 H ce qui est assez éloignée de la mesure. Cette différence est partiellement due à l'effet de la saturation magnétique mais aussi à l'entrefer de la machine qui n'est peut-être pas à la bonne valeur. Ainsi, nous avons refait un calcul d'inductance de la MAS alimentée sous 400V/50Hz (modèle magnéto-harmonique) en tenant compte de la courbe de saturation et de la variation de l'entrefer, Figure IV-32. Les résultats montrent une inductance de l'ordre de 0.27 H sous 400 V pour l'entrefer de 0.3 mm prévu initialement. Pour retrouver une inductance égale à celle obtenue expérimentalement, l'entrefer devrait être fixé à 0.38 mm.

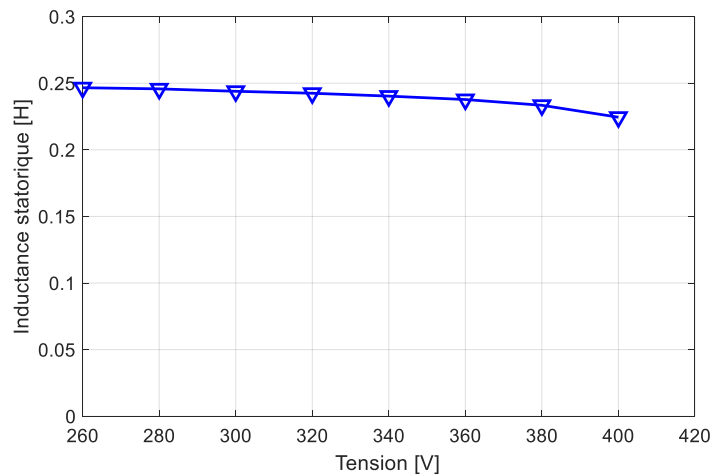


Figure IV-31 : Mesure de l'inductance statorique en fonction de la tension.

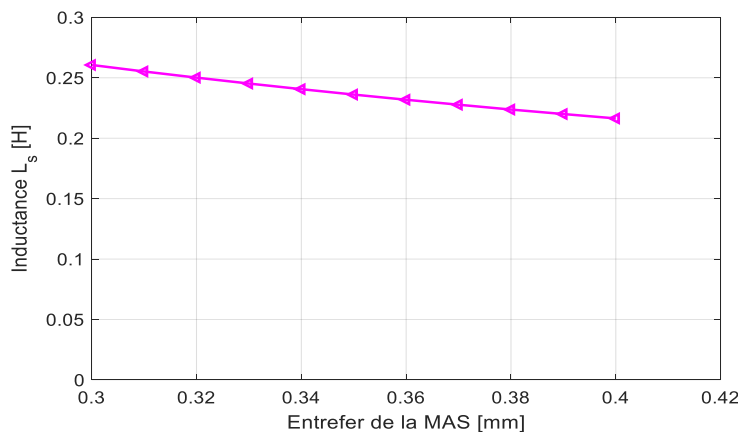


Figure IV-32 : Inductance L_s en fonction de l'entrefer de la MAS - calcul EF non linéaire pour un entrefer de 0.38 mm.

4.3.1.3. Essai à rotor bloqué

Pour déterminer les valeurs de N et R_r' , nous avons réalisé un essai à rotor bloqué sous tension réduite. Nous bloquons le rotor haute vitesse par l'intermédiaire d'une tige filetée en acier inoxydable qu'on insère par le biais des trous d'aération. Cet essai a été réalisé pour un courant de 3A, proche du courant nominal estimé. Les résultats de mesure sont donnés dans le tableau IV-5.

Tension [V]	Courant [A]	Puissance active [W]	Puissance réactive [VAR]	Cos ϕ
98	3	282,6	428,3	0,55

Tableau IV-5 : Résultats de mesure de l'essai à rotor bloqué.

A partir des résultats de mesure et des formules classiques, nous obtenons une résistance rotorique ramenée au stator R_r' de 5,8 Ω et une inductance de fuites $N=42$ mH. En appliquant la relation IV.5 la résistance rotorique mesurée est de 1,45 Ω à la température ambiante. Cette résistance vaut 2 Ω à la température de fonctionnement ($T= 115$ °C). Pour pouvoir comparer les valeurs mesurées aux valeurs estimées au chapitre II, nous procédons au calcul de σ et τ_r , en appliquant les relations IV.3 et IV.4. Les résultats sont présentés dans le tableau IV-6.

	σ	τ_r [ms]	R_r [Ω]
Calcul	0,19	37	2,2
Mesure	0,16	45	2

Tableau IV-6 : Comparaison entre les résultats de mesure et les résultats de calcul.

L'erreur sur la détermination de R_r est acceptable puisqu'elle ne dépasse pas les 10%. Par contre, l'erreur sur la détermination de σ et τ_r est de l'ordre de 18%. En prenant un entrefer corrigé de 0.38 mm, le calcul donne $N=47$ mH ce qui conduit à $\sigma=0.17$ ce qui est proche de la mesure. Nous remarquons qu'il n'y a pas une grande différence entre les valeurs mesurées et les valeurs calculées. De plus, nous remarquons que la valeur mesurée de la résistance rotorique est très proche de la valeur obtenue par le calcul analytique ($R_r=2,2$ Ω). Ces résultats valident le dimensionnement effectué au chapitre II.

Nous avons démarré la MaGIM sur le réseau 400 V - 50 Hz afin d'effectuer les essais en charge. La MaGIM a démarré puis s'est bloquée. Nous avons constaté des dommages au niveau de l'armature externe. Ces dommages se caractérisent par une rupture entre la tôle du stator externe et l'une des pièces qui la fixait au socle, comme montrée sur la figure IV-33. Cette rupture a entraîné un affaissement du stator externe sur le rotor faible vitesse et le blocage du rotor basse vitesse.

4.4. Estimation des performances en charge

Etant donné que la MaGIM a été endommagée et que le temps ne nous permet pas d'envisager des réparations dans l'immédiat, nous allons dans la suite estimer les performances en charge de la MaGIM à partir des paramètres mesurés présentés dans la partie 4.3 de ce chapitre.

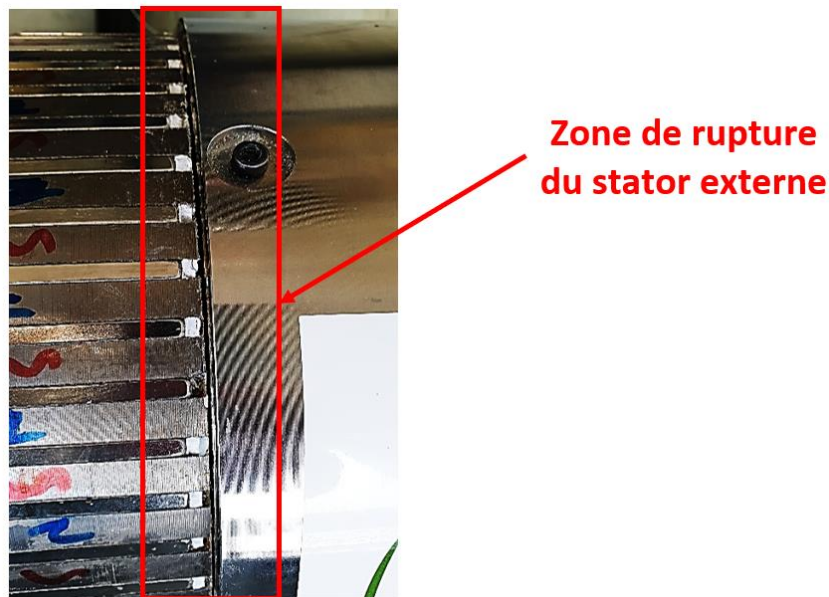


Figure IV-33 : Rupture du stator externe.

Puisque les paramètres mesurés ont été comparé aux paramètres calculés du circuit équivalent, nous allons comparer les résultats avec ceux obtenus par éléments finis. Ces résultats sont donnés sur les figures IV-34 à IV-36.

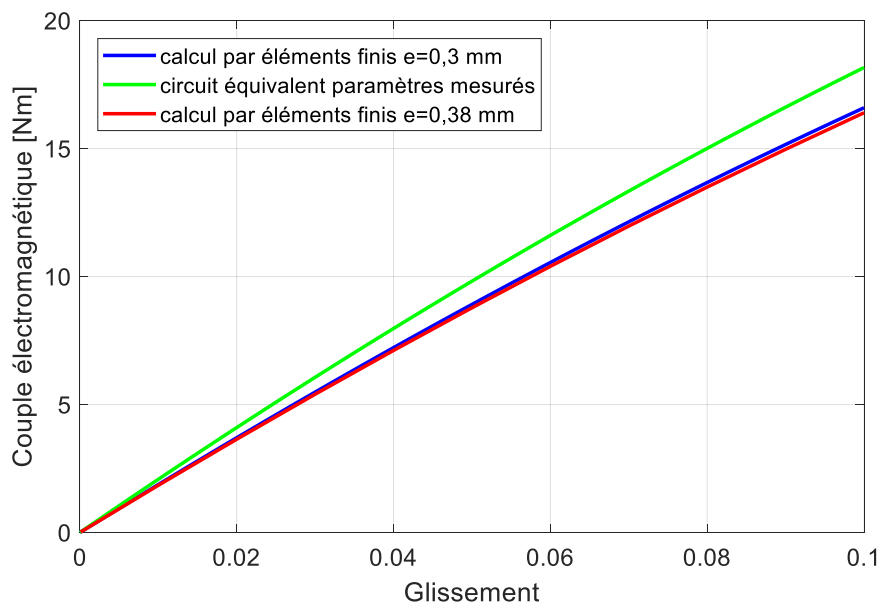


Figure IV-34 : Couple électromagnétique en fonction du glissement.

Nous représentons sur la figure IV-34, le couple électromagnétique de la MAS en fonction du glissement. Au fonctionnement nominal, la MAS est supposée délivrer un couple électromagnétique de 14 Nm. Avec les paramètres mesurés, nous remarquons que ce couple est fourni à un glissement inférieur ($g=7,3\%$) par rapport au modèle par éléments finis ($g=8,2\%$) pour un entrefer de 0,3 et un entrefer de 0,38 mm. Sur ce point, avec le schéma équivalent adopté, les performances du prototype semblent meilleures que celles prévues.

Sur la figure IV-35 est représenté le courant statorique. A vide, nous obtenons un courant de 3,17 A à l'aide des paramètres mesurés et 3,24 A avec le modèle EF pour un entrefer de 0,38

CHAPITRE IV : REALISATION DU PROTOTYPE ET ESSAIS EXPERIMENTAUX

mm contre 2,8 A grâce au calcul par éléments finis pour un entrefer de 0,3 mm, soit 0,4 A de différence. Comme nous l'avons dit, cette différence sur le courant à vide s'explique par un entrefer du prototype certainement un peu plus grand que celui qui était prévu ($e=0,38$ mm). Pour le même entrefer ($e=0,38$ mm), le courant nominal est estimé à 3,6 A pour un glissement de 7,2% à l'aide des paramètres mesurés et de 3,4 A par EF, soit 0,2 A de différence.

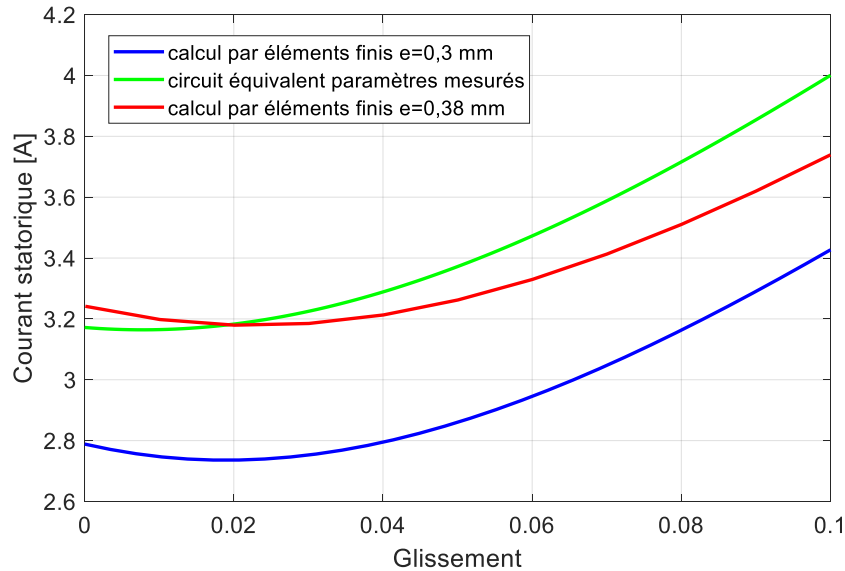


Figure IV-35 : Allure du courant statorique.

La figure IV-36 représente le facteur de puissance de la machine asynchrone en fonction du glissement pour des calcul par éléments finis à entrefer différent et un calcul employant les paramètres mesurés. Nous remarquons que les courbes suivent la même trajectoire et possèdent des valeurs proches. Le facteur de puissance au point nominal vaut 0,52 pour le modèle obtenu à l'aide des paramètres mesurés, 0,54 en calcul EF avec un entrefer de 0,38 mm et environ 0,6 pour le modèle éléments finis à entrefer de 0,3 mm. Cette faible valeur pour le facteur de puissance est classique pour une MAS de 1 kW à quatre paires de pôles.

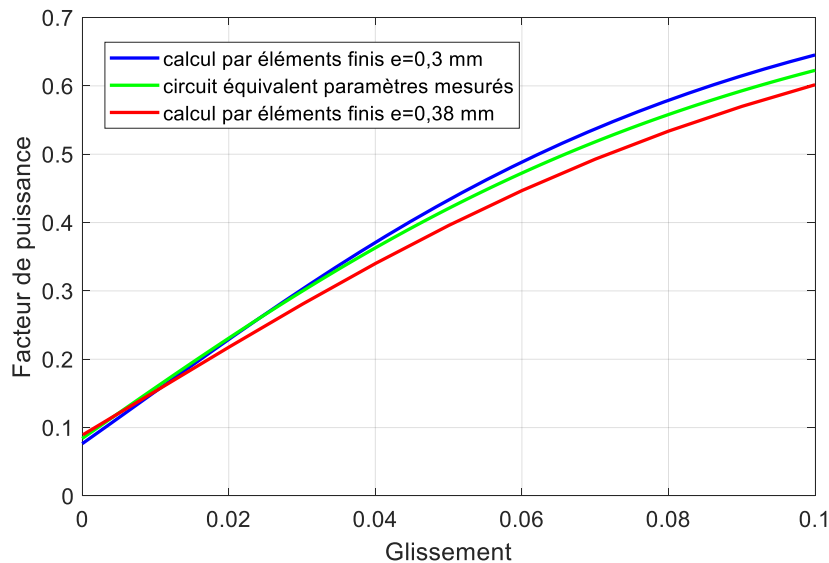


Figure IV-36 : Facteur de puissance en fonction du glissement.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les essais relatifs à la réalisation d'un prototype MaGIM de faible puissance. Cette réalisation a pour but de valider le concept de la MaGIM et aussi de valider la méthodologie suivie pour le dimensionnement électromagnétique et thermique du dispositif. La réalisation de ce prototype à trois entrefers a demandé plus d'un an de travail entre la réalisation des dessins techniques et la conception du prototype chez notre partenaire industriel VEDECOM.

Compte tenu des dommages apportés à la machine, nous n'avons pas pu montrer son fonctionnement en charge, en régime transitoire et son démarrage direct sur le réseau.

A partir des résultats obtenus, nous avons pu valider l'allure du couple statique du rotor de sortie. Cet essai nous a permis de valider le couple maximal transmissible de l'engrenage magnétique qui est de l'ordre de 320 Nm.

L'emploi du capteur de vitesse au niveau du rotor haute vitesse nous a permis de contrer l'inaccessibilité de ce rotor en nous donnant des informations sur la position et la vitesse, ce qui nous a permis de valider le rapport de transmission G_r . De plus, les paramètres de la machine asynchrone mesurés sont proches des valeurs calculées par le modèle éléments finis.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Nous présentons dans ce travail, un concept novateur de machine électrique appelé MaGIM « Magnetically Geared Induction Machines ». Ce concept a pour objectif d'améliorer la fiabilité et les performances du système classique associant une machine asynchrone (MAS) à un réducteur mécanique (broyeur, concasseur...). Il s'agit de l'étude d'un entraînement par moteur asynchrone à rotor bobiné intégrant un réducteur de vitesse magnétique, la machine étant alimentée directement par le réseau.

Nous avons dimensionné un prototype MaGIM de 1 kW - 45 tr/min fonctionnant sur le réseau à 400 V/50 Hz en utilisant des outils de calculs analytiques et numériques permettant de prédire les performances électromagnétiques et thermiques du dispositif.

Afin d'y répondre, nous avons présenté un état des lieux des différents engrenages magnétiques étudiés depuis leur découverte en 1901 jusqu'à nos jours. Il nous a semblé nécessaire de référencer les différentes structures et topologies étudiées en présentant leurs principales caractéristiques et en indiquant leur principe de fonctionnement.

Ensuite, nous avons procédé au dimensionnement de ce nouveau concept de machine en indiquant la méthodologie suivie. Compte tenu de la complexité de ce système, nous avons modéliser la machine asynchrone et le réducteur de vitesse magnétique séparément en supposant qu'ils étaient magnétiquement découplés. Nous avons dû faire un compromis entre les performances de la MAS et ceux de l'engrenage magnétique.

Un modèle théorique de la machine prenant en compte les aspects électromagnétiques et thermiques a été développé pour obtenir un dimensionnement acceptable suivant un cahier des charges précis.

Pour le dimensionnement électromagnétique de la MAS, un premier calcul analytique a été effectué puis un calcul plus précis par éléments finis prenant en compte la saturation et l'effet d'encochage a été réalisé. Quant à l'engrenage magnétique, une approche de calcul basée sur la méthode des sous domaines, développée au GREEN a été employée.

Nous avons par la suite simulé le dispositif global composé de la MAS et du réducteur magnétique. Nous avons présenté les performances électromagnétiques du système obtenu ainsi que les calculs thermiques effectués par une méthode nodale.

Le fonctionnement en régime transitoire de la machine par l'établissement d'un modèle analytique regroupant les équations mécaniques de la machine asynchrone et de l'engrenage magnétique a été présenté au chapitre III. Ce modèle nous a permis de déterminer les performances de la MaGIM lors d'un démarrage direct sur le réseau. Nous avons pu constater que la MaGIM peut démarrer sur le réseau sous pleine tension et que ce démarrage est fortement dépendant du moment d'inertie J_1 . Cette étude nous a permis de mettre en évidence le phénomène de décrochage de la MaGIM et la particularité des engrenages magnétique à se protéger contre les surcharges.

Dans le dernier chapitre, nous avons présenté la réalisation du prototype 1 kW, fonctionnant sur le réseau 400 V/ 50 Hz et délivrant 210 Nm en sortie à environ 50 tr/min. Le prototype a été réalisé dans l'atelier mécanique de VEDECOM - Mobilab. Des essais expérimentaux ont été effectués à l'issue de la réalisation dans le but de les comparer aux résultats théoriques et aussi de valider le concept de la MaGIM.

CONCLUSION GENERALE

Ce prototype possède une structure assez complexe. Il est composé de 4 armatures, dont deux sont tournantes et deux sont stationnaires. La réalisation de ce prototype à trois entrefers a demandé plus d'un an de travail entre la réalisation des dessins techniques et la conception du prototype chez notre partenaire industriel VEDECOM. La problématique rencontrée était la difficulté de maintenir mécaniquement la partie active tout en assurant la transmission du mouvement.

Nous avons donc dû renoncer au système bague-balais et avons choisi de court-circuiter le bobinage du rotor haute vitesse. Il était primordial d'avoir l'information en vitesse de ce rotor pour pouvoir valider le rapport de transformation G_r . Nous avons cherché un moyen pour la mesure de la vitesse du rotor HV qui est devenu non accessible. NTN-SNR nous a proposé une solution en intégrant un capteur à effet hall au niveau du rotor HV. Ce capteur est composé d'une couronne aimantée qui est placée au niveau d'une gorge de la fixation droite du rotor HV (partie tournante), et d'un circuit intégré qui est placé sur un support fixe faisant face à la couronne d'aimants.

L'emploi du capteur de vitesse au niveau du rotor haute vitesse nous a permis de contrer l'inaccessibilité de ce rotor en nous donnant des informations sur la position et la vitesse, ce qui nous a permis de valider le rapport de transmission G_r .

Des essais expérimentaux ont été effectués sur la MaGIM. A partir des résultats obtenus, nous avons pu valider l'allure du couple statique du rotor de sortie à l'aide de l'essai en statique. Cet essai nous a permis de valider le couple maximal transmissible de l'engrenage magnétique qui est de l'ordre de 320 Nm. Nous avons ensuite effectué les essais à vide et essais à rotor bloqué pour déterminer les paramètres électriques de la MaGIM.

Malheureusement, nous n'avons pas pu aller jusqu'au bout de nos essais à cause de la rupture de l'armature externe. Nous avons démarré la MaGIM à vide. Celle-ci a fonctionné puis elle s'est bloquée. Nous avons constaté des dommages au niveau de l'armature externe. Ces dommages se caractérisent par une rupture entre la tôle du stator externe et l'une des pièces qui la fixait au socle. Cette rupture a entraîné un affaissement du stator externe sur le rotor faible vitesse et le blocage du rotor basse vitesse.

Compte tenu des dommages apportés à la machine, nous n'avons pas pu montrer son fonctionnement en charge, en régime transitoire et son démarrage direct sur le réseau. Néanmoins, la machine a bien démarré sur le réseau (avant cassure). Comme une réparation n'est pas envisageable à l'heure actuelle, nous avons donc procédé à l'estimation des performances de la machine en effectuant une simulation à l'aide des paramètres mesurés. Cela nous a permis de valider le dimensionnement effectué à l'aide des paramètres électriques de la machine asynchrone, puisque les paramètres électriques mesurés sont proches des valeurs calculées dans le chapitre II.

Pour de futurs travaux, des essais complémentaires pourront être effectués afin de mesurer les performances de la machine en charge et le fonctionnement de la MaGIM en démarrage direct sur le réseau. Pour cela, il sera nécessaire de procéder à la réparation de l'armature externe.

Compte tenu du temps imparti, nous n'avons pas pu effectuer une extrapolation de la structure vers les grandes puissances. Il serait également intéressant d'effectuer un dimensionnement d'une MaGIM en fonctionnement générateur, pour une éolienne de grande puissance (3 MW) et comparer ses performances à des topologies plus classiques.

CONCLUSION GENERALE

Le fait d'alimenter la MaGIM par un convertisseur pour faire de la vitesse variable nous amènerait à revoir le dimensionnement complet de la machine en adoptant certainement une valeur plus faible pour la polarité de la MAS afin d'améliorer les performances globales.

Enfin, nous rappelons que la structure globale n'a pas été optimisé judicieusement. Il serait intéressant de considérer une optimisation mécanique de la structure pour un meilleur gain en masse et en volume.

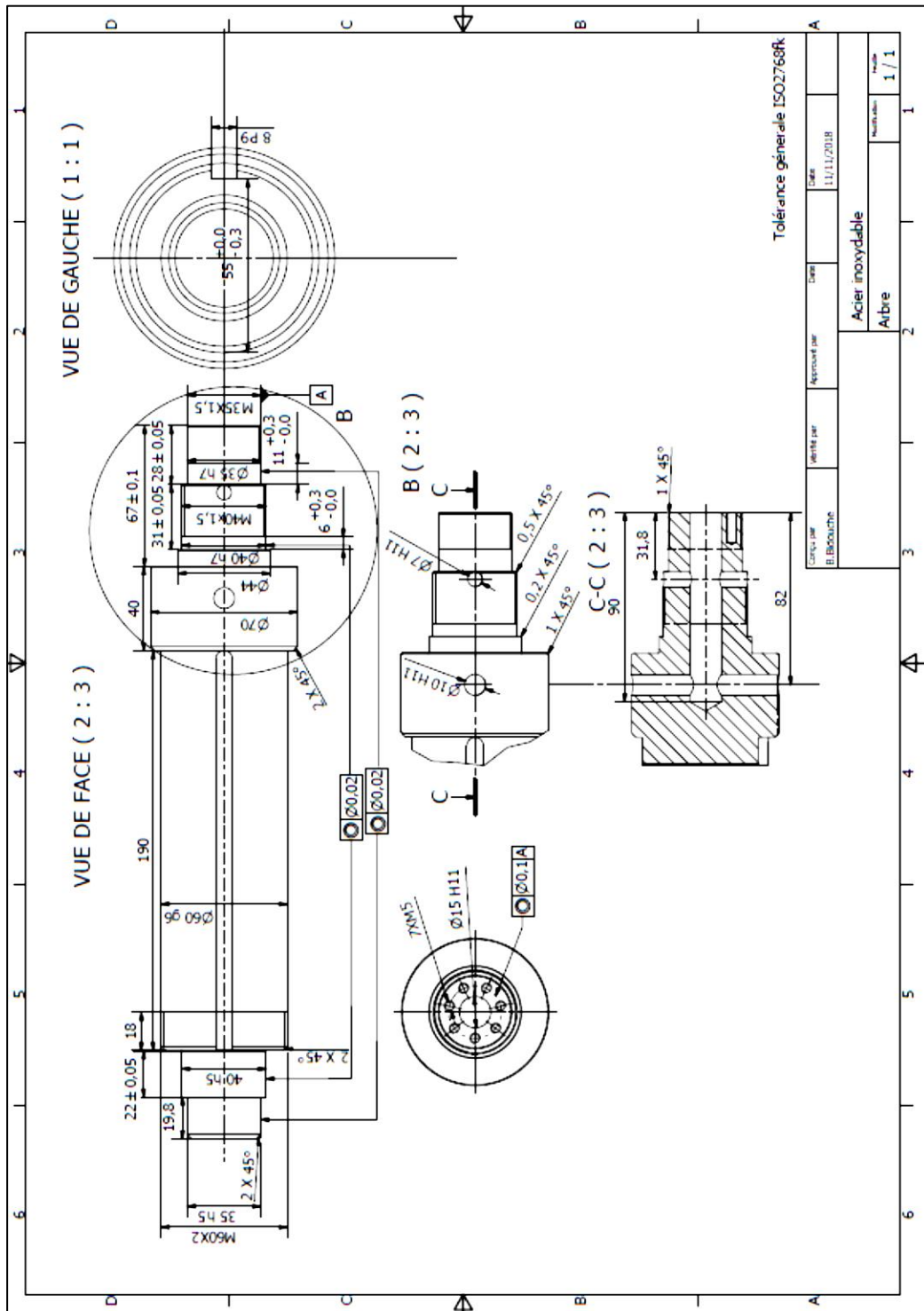
Un autre aspect très intéressant concerne l'étude du contrôle commande de la MaGIM. Pour cela, un modèle devrait être développé et validé par des essais expérimentaux afin d'étudier l'impact de l'élasticité supplémentaire dues aux oscillations observées lors des phases transitoires. Cela pourrait permettre d'agir sur le fonctionnement de la MaGIM lors du phénomène de décrochage.

ANNEXES

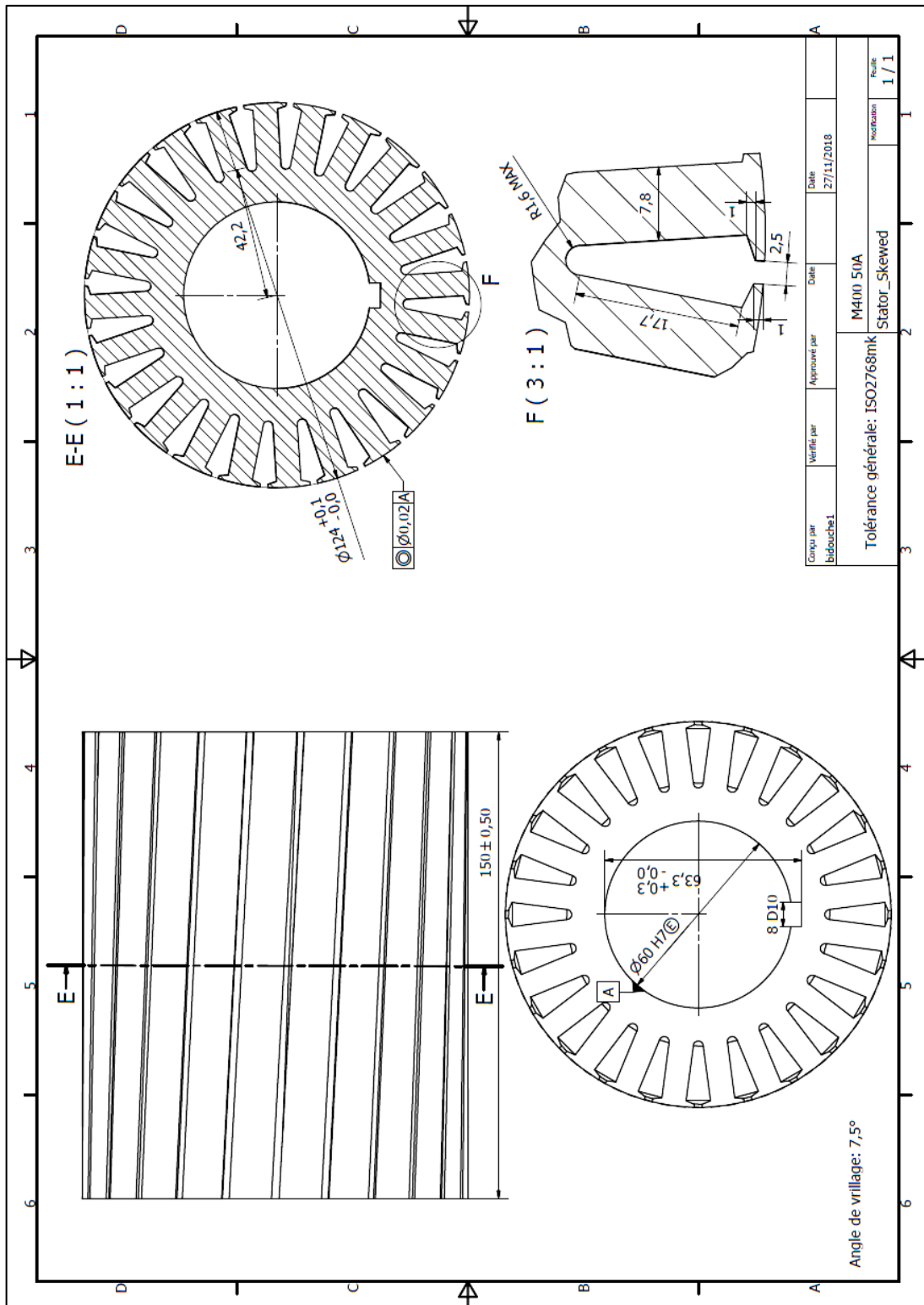
ANNEXES

Annexe 1: Plans de la MaGIM

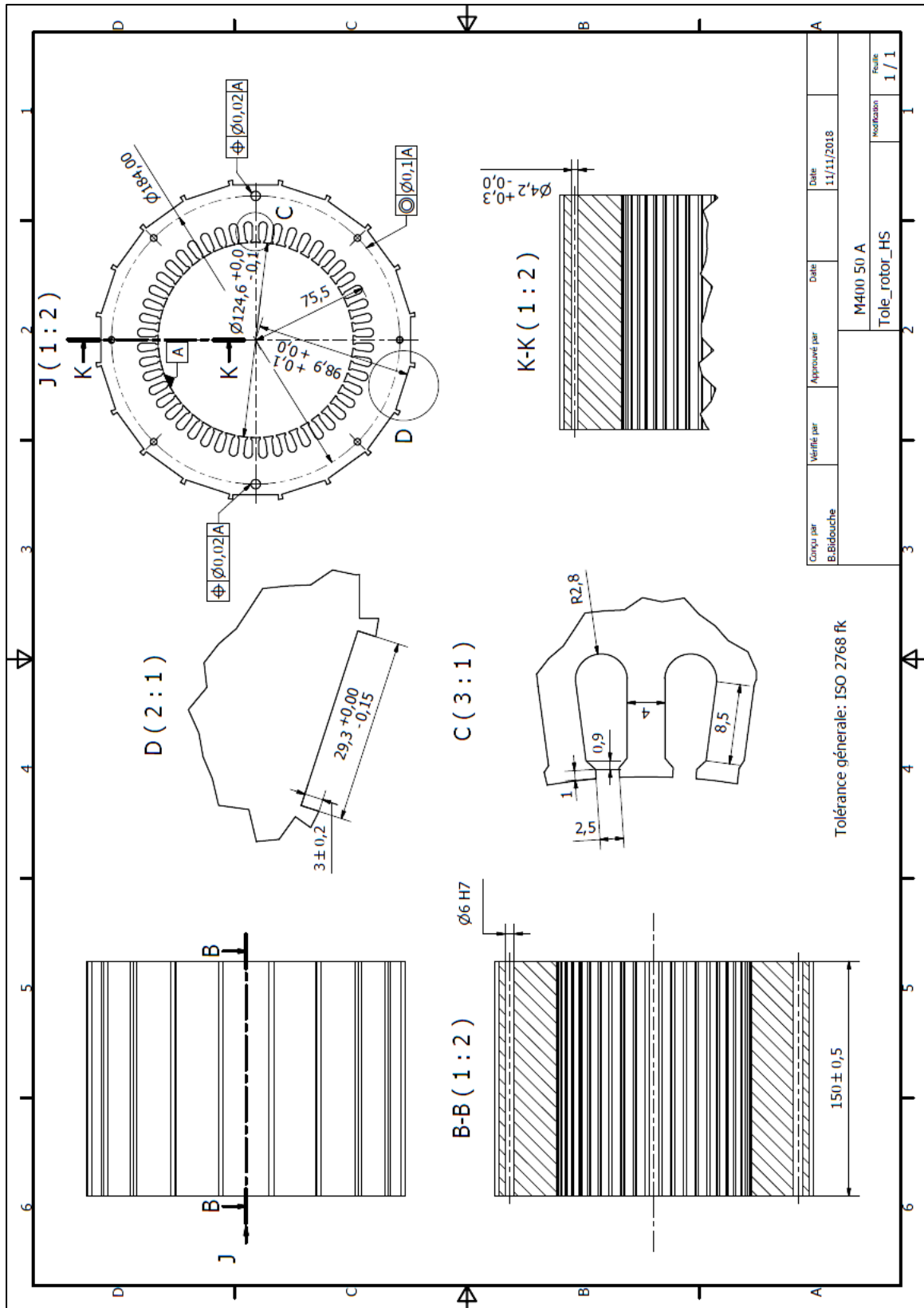
Arbre fixe



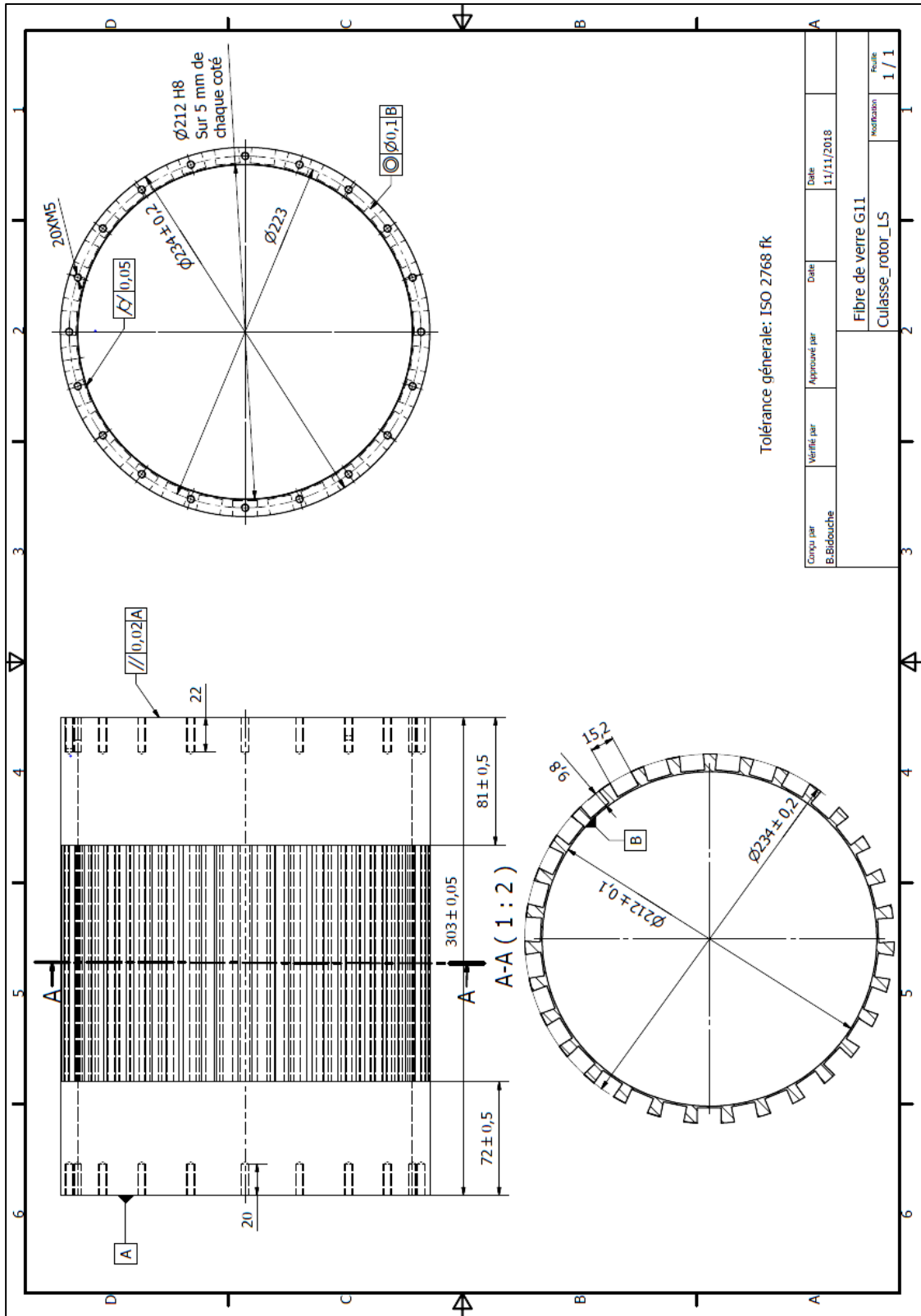
Tôles statoriques



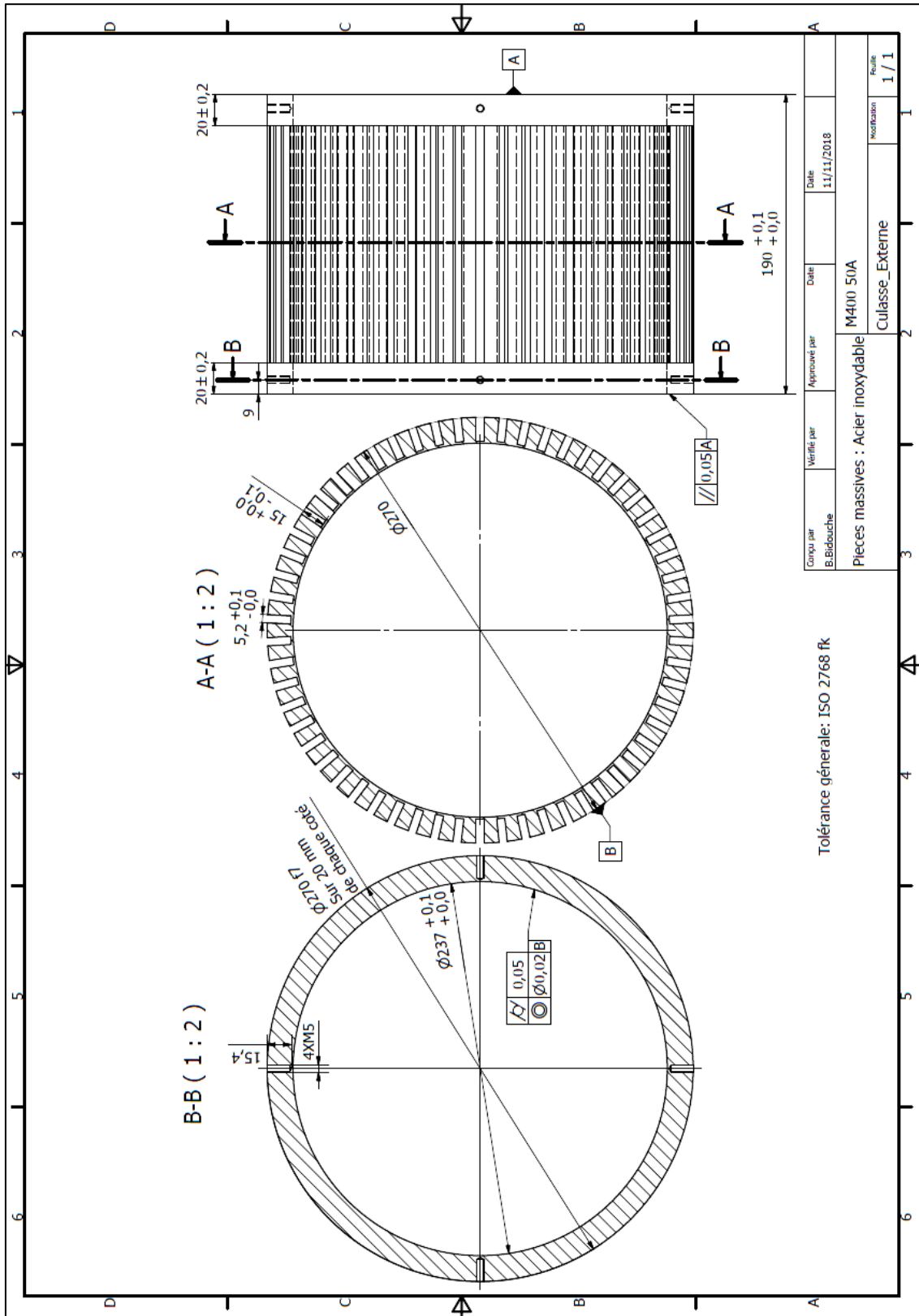
Tôles du rotor haute vitesse



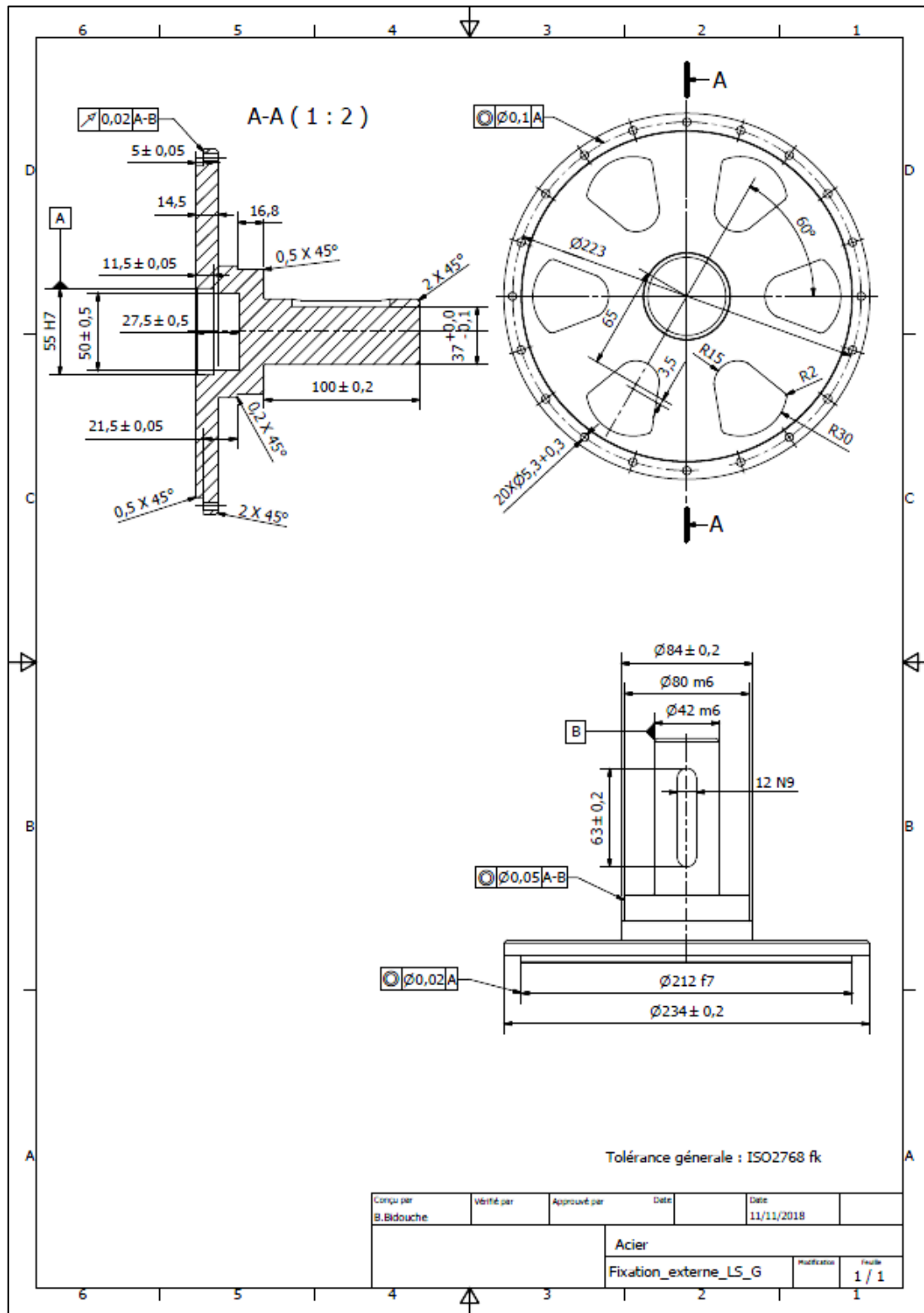
Rotor basse vitesse



Tôles de l'armature externe



Arbre de sortie



Annexe 2

Caractéristiques des SMC (Soft Magnetic Composite)

Somaloy[®] typical data

General	
Base material: Somaloy Prototyping Material	Somaloy Prototyping Material blanks exhibit stable mechanical properties up to 150°C

Mechanical properties		Standards	
Transverse rupture strength/150°C [MPa]	60/60	SS-ISO 3325	
Tensile strength [MPa]	15*	SS-EN 10002-1, ISO	
Yield strength [MPa]	5*	SS-EN 10002-1, ISO	
Young's modulus [GPa]	100*	ASTM E 1876-99	
Poisson's ratio	-	0.23 ASTM E 1876-99	
Impact Energy [J]	1.3	SS-EN 10045, SS-EN	

* The machining quality may influence the expected mechanical strength.

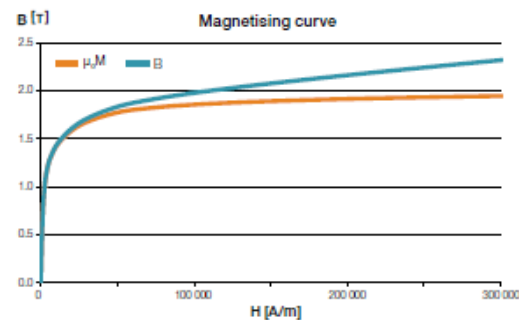
Physical properties		Standards	
Density [g/cm ³]	7.3	SS-ISO 2738	
Thermal expansion [K ⁻¹]	11 e-06	ASTM E 228/MPIF 35	
Resistivity [μΩm]	300	Four point measurements on nominal size OD 55mm ID 45mm Height 5mm	

Magnetic properties		Standards	
B@4000A/m [T]	1.19	IEC 60404-4	
B@10000A/m [T]	1.46	IEC 60404-4	
H _c [A/m]	210	IEC 60404-4	
μ _r -max	-	430 IEC 60404-4	

Available blanks	Size
Cylindrical	OD 80/H20 mm
Cylindrical	OD 80/H40 mm
Cylindrical	OD 120/H20 mm
Ring	OD155/ID105/H20 mm

Magnetising curve

Data adjusted for use in Finite Element Modeling.



H[A/m]	μ ₀ M[T]	B[T]	H[A/m]	μ ₀ M[T]	B[T]
0	0.00	0.00	12904	1.47	1.49
93	0.03	0.03	26799	1.65	1.68
165	0.06	0.06	49770	1.77	1.83
284	0.13	0.12	74770	1.82	1.92
399	0.19	0.19	99770	1.85	1.98
457	0.23	0.23	124770	1.87	2.03
1104	0.58	0.58	149770	1.89	2.08
1594	0.77	0.77	189770	1.91	2.15
2306	0.94	0.95	229770	1.92	2.21
3606	1.12	1.13	279770	1.93	2.29
6468	1.30	1.31	304770	1.94	2.33

Core loss

[W/kg]	50/60 Hz	100 Hz	200 Hz	300 Hz	400 Hz	500 Hz	600 Hz	700 Hz	800 Hz	900 Hz	1000 Hz	2000 Hz
0.5T	1.6 / 1.9	3.1	6	10	14	17	21	26	30	34	39	95
1.0T	5.2 / 6.3	11	22	34	47	60	74	88	104	120	136	339
1.5T	11 / 13	22	45	70	96	123	153	183	216	249	284	719

Measured according to CEI/IEC 60404-6:2003 on ring sample (OD55 ID45 H5 mm).

Loss model

K _h	0.103	K _{ep}	0.000027
----------------	-------	-----------------	----------

Model is verified up to 1.5 T and 5000 Hz.

$$P_{\text{tot}} = K_h \cdot f \cdot B^{1.75} + K_{ep} \cdot f^2 \cdot B^2 + \frac{B^2 \cdot f^2 \cdot d^2}{1.8 \cdot \rho \cdot \text{resistivity} \cdot 1000} \quad [\text{W/kg}]$$

K_h Hysteresis loss coefficient

K_{ep} In particle eddy current coefficient

d Smallest cross section of component [mm]

f Frequency [Hz]

B Field strength [T]

ρ Density [g/cm³]

resistivity [μΩm]

Annexe 3

Caractéristiques des aimants NdFeB et SmCo

- NdFeB Block Magnet.
- Material grade: 42H.
- Sizes: 49x15x5(mm)($\pm 0,1$ mm).
- Coating: NiCuNi.
- Magnetisation: axial through 5mm.
- Max operating temperature : 120°C.



Material	Grade	Remanence		Coercivity		Intrinsic coercivity		Max energy product	
		B_r [mT]	B_r [kGs]	bH_c [kA/m]	bH_{c1} [kOe]	iH_c [kA/m]	iH_c [kOe]	$(BH)_{max}$ [KJ/m ³]	$(BH)_{max}$ [MGOe]
NdFeB	42H	1290-1320	12.9-13.2	860-955	10.8-12	≥ 1353	≥ 17	318-334	40-42

- Sm_2Co_{17} Block Magnet.
- Material grade: S300.
- Sizes: 49x29x5(mm)($\pm 0,1$ mm).
- Coating: no.
- Magnetisation: axial through 5mm.
- Max operating temperature : 350°C.

Material	Grade	Remanence		Coercivity		Intrinsic coercivity		Max energy product	
		B_r [mT]	B_r [kGs]	bH_c [kA/m]	bH_{c1} [kOe]	iH_c [kA/m]	iH_c [kOe]	$(BH)_{max}$ [KJ/m ³]	$(BH)_{max}$ [MGOe]
Sm_2Co_{17}	S300	1080-1100	10.8-11.0	788-835	9.9-10.5	1433	18	220-240	28-30

Bobinage de la MaGIM

Bobinage stator - simple couche - diametral 3/3

Nombre d'encoche par pôle et par phase : 1 Nombre de spires par phase : 296 Section du conducteur : 5.3e-7 m²
 Nombre d'encoche: 24 Nombre de spires par bobine : 74 Diamètre du conducteur : 0.822 mm
 Inclinaison des encoches: 7.5° Nombre de bobines à réaliser : 12 Diamètre du conducteur normalisé : 0.85 mm

B = 4 Bobines par phase L = 3 liaisons "soudures"

Phase 1:

E1	B	L	B	L	B	L	B	S1
1	1-4	4-7	7-10	10-13	13-16	16-19	19-22	22

Phase 2:

E2	B	L	B	L	B	L	B	S2
3	3-6	6-9	9-12	12-15	15-18	18-21	21-24	24

Phase 3:

E3	B	L	B	L	B	L	B	S3
5	5-8	8-11	11-14	14-17	17-20	20-23	23-2	2

Annexe 5

Identification des paramètres électriques et mécaniques de la charge

La charge est constituée de la machine à courant continu et de l'engrenage mécanique. Nous procédons à l'identification des paramètres électriques et mécaniques de la machine à courant continu qui sont, la résistance et l'inductance d'induit ainsi que l'inertie. L'équation mécanique de la charge est définie comme suit, où C_p représente le couple des pertes.

$$J \frac{d\Omega}{dt}(t) = C_{em}(t) - C_p(t) \quad (\text{AN.1})$$

Dans le but de mesurer la résistance d'induit, nous alimentons la machine à courant continu en débranchant l'excitation puis nous mesurons le courant aux bornes de l'induit. La tension appliquée aux bornes de l'induit est inférieure à la tension nominale de la machine. Nous obtenons une résistance d'induit de d'une valeur de 1.46Ω .

Nous effectuons un essai à vide en fonctionnement moteur afin de déterminer la caractéristique du couple de pertes C_p . Nous relevons la tension U , le courant I et la vitesse Ω . Nous représentons sur la figure IV-20 l'allure du couple de perte en fonction de la vitesse de rotation. Nous remarquons que C_p varie linéairement avec la vitesse pour la plage considérée. Nous supposons qu'il est composé d'une partie proportionnelle à la vitesse et d'une partie constante comme exprimé dans (AN.2). Par identification, $a=0.011$ et $b=1.6$.

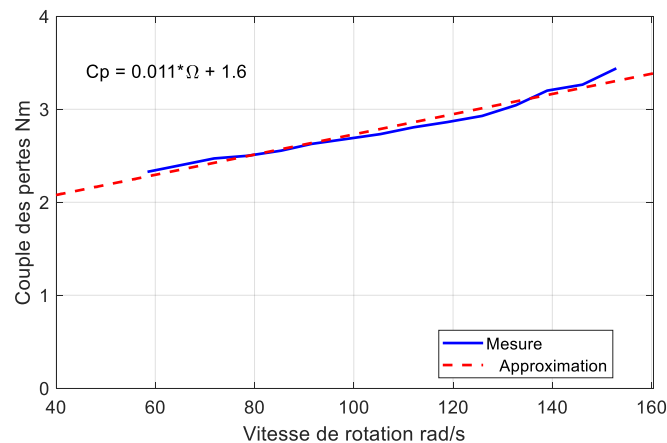


Figure AN-59 : Couple de pertes en fonction de la vitesse de rotation.

$$C_p = a\Omega + b \quad \text{avec} \quad a = 0,011 \quad \text{et} \quad b = 1,6 \quad (\text{AN.2})$$

Nous effectuons un essai de lâcher afin de déterminer le moment d'inertie J de la charge. Cet essai consiste à faire tourner la machine à sa vitesse nominale puis on coupe l'alimentation et obtenir la durée t_f pour laquelle la machine s'arrête de tourner. Les résultats de l'essai sont montrés dans la figure AN-1 et la valeur du moment d'inertie se calcule par la relation AN. 3. Elle est de $0,0315 \text{ kg.m}^2$ coté MCC et $7,86 \text{ kg.m}^2$ coté arbre haute vitesse.

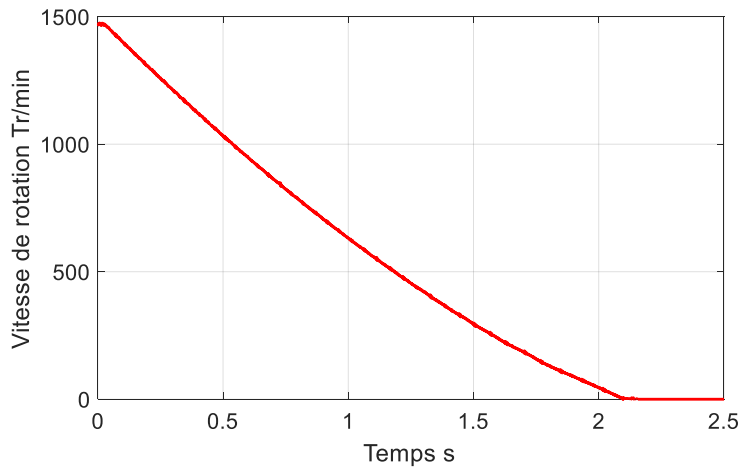


Figure AN-60 : Essai de lâcher.

$$J = \frac{a \cdot t_f}{\ln\left(1 + \frac{a}{b} \Omega_0\right)} \quad (\text{AN.3})$$

La valeur de l'inductance d'induit est mesurée en relevant la réponse de la MCC à un échelon de tension. Cet essai est réalisé sans l'alimentation de l'enroulement d'excitation. Comme le montre la figure AN-3, la réponse en courant est de forme exponentielle. La constante de temps τ est obtenue à 63% de la valeur maximale atteinte par le courant. La valeur de l'inductance est donc de 29.8 mH. La connaissance de la constante de temps R/L nous permet de déterminer le gain du correcteur PI.

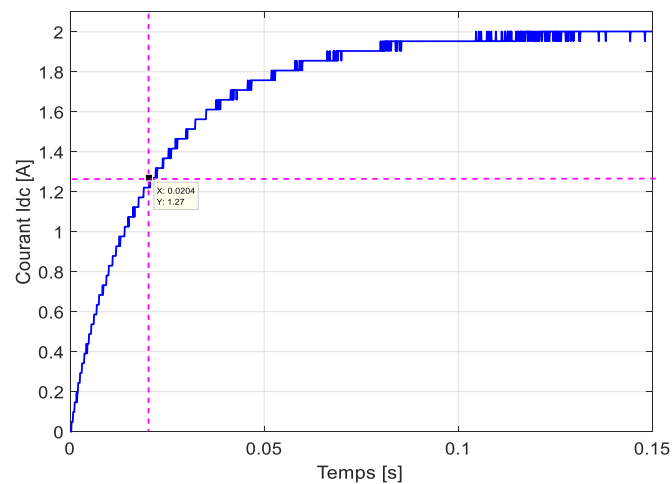


Figure AN-61 : Réponse de la MCC à un échelon de tension.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [ABD14] A. Abdel-Khalik, S. Ahmed, and A. Massoud, "A bearingless coaxial magnetic gearbox," *Alexandria Engineering Journal*, vol. 53, no. 3, pp. 573 – 582, 2014.
- [ABD16] D.Z. Abdelhamid; A.M. Knight, "High torque density induction motor with integrated magnetic gear," in 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016.
- [ABD18] D.Z. Abdelhamid; A.M. Knight, "induction machine with integrated magnetic gear and related methods" Application filed Aug. 31. 2017. US 2018/0062490 A1.
- [ABR17] V. Abramenko, I. Petrov, J. Pyrhönen, "Analysis of damper winding designs for direct-on-line synchronous reluctance motor," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2017.
- [ACK99] B. Ackermann, "Magnetic drive arrangement", Application filed Dec. 15. 1997. US 5,994,809, Patented Nov. 30, 1999.
- [AIS16] K. Aiso and K. Akatsu, "A novel reluctance magnetic gear for high speed motor," in 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), September 2016.
- [ARM01] C. G. Armstrong and D.B Carse, "Power transmitting device", Application filed Sep. 6. 1900. US 687,292, Patented Nov. 26, 1991.
- [ASN18] V. Asnani, J. Scheidler, T.Tallerico, "Magnetic Gearing Research at NASA", Presented at the AHS International 74th Annual Forum & Technology Display, Phoenix, Arizona, USA, May 14-17, 2018.
- [ATA01] K. Atallah and D. Howe, "A Novel High-Performance Magnetic Gear", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 37, No. 4, pp. 2844–2846, July 2001.
- [ATA04] K. Atallah, S.D. Calverley and D. Howe, "Design, analysis and realisation of a high-performance magnetic gear", *IEE Proceedings- Electric Power Applications.*, Vol. 151, No. 2, March 2004
- [ATA05] K. Atallah, J. Wang, and D. Howe, "A high-performance linear magnetic gear", *Journal of Applied Physics*, Vol. 97, 10N516, 2005.
- [ATA08] K. Atallah, J. Rens, S. Mezani, D. Howe, "A Novel 'pseudo' direct-drive brushless permanent magnet machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 44, No. 11, pp. 4349 - 4352, Nov. 2008.

BIBLIOGRAPHIE

- [ATA12] K. Atallah, J. Wang, S. D. Calverley, and S. Duggan, "Design and operation of a magnetic continuously variable transmission," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 4, pp. 1288–1295, May 2012.
- [ATA13] K. Atallah, J.J.Rens "Electrical machines," Jun. 18 2013, US Patent US8,4665,92-B2.
- [BEN16] R. Benlamine, T. Hamiti, F. Vangraefschèpe, F. Dubas, D. Lhotellier, "Modeling of a coaxial magnetic gear equipped with surface mounted PMs using nonlinear adaptive magnetic equivalent circuits," 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp: 1888 - 1894
- [BER99] Y. BERTIN, " Refroidissement des machines électriques tournantes", *Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique*, D3 460, pp. 1-20, 1999.
- [BOG08] A.Boglietti, A. Cavagnino, and D. Staton, "Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 44, no. 4, pp. 1150-1159, Jul./Aug. 2008.
- [BOL09] I. Boldea, S A. Nasar, "The Induction Machines Design Handbook," Second Edition, 2009.
- [BUD11] M.Budinger, J. Liscouet, F. Hospital, B. Multon, « Chaînes de transmission de puissance mécatroniques - Mise en place des modèles d'estimation pour la conception préliminaire », *Techniques de l'ingénieur*, BM8025 V1, octobre 2011.
- [CHA07] K. T. Chau, Z. Dong, J. Z. Jiang, L. Chunhua, and Z. Yuejin, "Design of a magnetic-g geared outer-rotor permanent-magnet brushless motor for electric vehicles," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 6, pp. 2504-2506, 2007.
- [CHA08] K. T. Chau, D. Zhang, J. Z. Jiang, and L. Jian, "Transient analysis of coaxial magnetic gears using finite element modeling," *Journal of Applied Physics*, Vol. 103, No. 7, 2008.
- [CHE11] M. Cheng, W. Hua, J. Zhang, and W. Zhao, "Overview of stator-permanent magnet brushless machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5087–5101, Nov. 2011.
- [CHE16] M. Chen, K.T. Chau, C. Liu, "Design of a new non-rare-earth magnetic variable gear for hybrid vehicular propulsion system", *IET Electrical Systems in Transportation journal*, Vol. 6, Issue: 3, pp. 153–162, 2016

BIBLIOGRAPHIE

- [DES16] M. Desvaux, R. L. G. Latimier, B. Multon, H. B. Ahmed, and S. Sire, "Design and optimization of magnetic gears with arrangement and mechanical constraints for wind turbine applications," in 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), April 2016.
- [DES17] M. Desvaux, B. Traullé, R. Latimier, S. Sire, B. Multon ; H. Ben Hamed, « Computation Time Analysis of the Magnetic Gear Analytical Model », IEEE Transactions on Magnetics, Vol 53, Issue: 5, May 2017.
- [FAU40] H.T. Faus, "Power transmitting device", Application filed Aug. 27. 1940. US 2,243,555.
- [FIL17] M. Filippini and P. Alotto, "Coaxial magnetic gear design and optimization," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 12, pp. 9934–9942, December 2017
- [FRA11] N. W. Frank, H. A. Toliyat, "Analysis of the Concentric Planetary Magnetic Gear with Strengthened Stator and Interior Permanent Magnet Inner Rotor", IEEE Trans on Industry Applications, vol. 47, no. 4, 2011.
- [FRA15] T. V. Frandsen, L. Mathe, N. I. Berg, R. K. Holm, T. N. Matzen, P. O. Rasmussen, and K. K. Jensen, "Motor integrated permanent magnet gear in a battery electrical vehicle," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 51, no. 2, pp. 1516–1525, Mar. 2015.
- [FUK11] M. Fukuoka, K. Nakamura, and O. Ichinokura, "Dynamic analysis of planetary-type magnetic gear based on reluctance network analysis," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 47, no. 10, pp. 2414–2417, October 2011.
- [FUR00] E. P. Furlani, "Analytical analysis of magnetically coupled multipole cylinders," Journal of Physics D: Applied Physics, vol. 33, no. 1, p. 28, 2000.
- [GER13] S. Gerber and R. J. Wang, "Design of a magnetically geared PM machine," in Power Eng. Energy Elect. Drives (POWERENG 2013), IEEE Int. Conf. on, May 2013, pp. 852–857.
- [GER14] S. Gerber and R. J. Wang, "Analysis of the end-effects in magnetic gears and magnetically geared machines," in 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 396–402, Sept 2014.
- [GER15] S. Gerber and R. J. Wang, "Design and evaluation of a magnetically geared PM machine," IEEE Trans. Magn., vol. 51, no. 8, 2015, Art. ID 8107010.

BIBLIOGRAPHIE

- [GOU11] E.A. Gouda, “Transmission planétaire magnétique : étude, optimisation et réalisation,” Thèse en Génie Electrique, Université de Lorraine, 2011.
- [HEN02] J.K Henderson and B.B Bushman, “Variable ratio angled magnetic drive”, Application filed Oct. 9. 2000. US 6,411,001, Patented Jun. 25, 2002.
- [HOW92] D. Howe; Z. Q. Zhu, “The influence of finite element discretization on the prediction of cogging torque in permanent magnet excited motors”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, Issue: 2, 1992.
- [HUA08] C. Huang, M. Tsai, D. G. Dorrell, and B. Lin, “Development of a Magnetic Planetary Gearbox”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 44, No. 3, pp. 403-412, March 2008.
- [HUS16] E. K. Hussain, K. Atallah, M. O. R. S. Dragan, R. E. Clark, and M. S. Sheffield, “Pseudo direct drive electrical machines for flight control surface actuation,” in Power Electron. Mach. Drives (PEMD 2016), IEEE Int. Conf. on, Apr. 2016.
- [INC06] F. P. Incropera, D. P. Dewitt, T. L. Bergman, A. S. Lavine “Fundamentals of Heat and Mass Transfer”, 2006.
- [INN17] PDD INNWIND
- [IKU91] K. Ikuita, S. Makita and S. Arimoto, “Non-Contact Magnetic Gear for Micro Transmission Mechanism”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 33, No. 3, pp. 125–130, September 1991.
- [JIA09] L. Jian, K. T. Chau, Y. Gong, J. Z. Jiang, C. Yu, and W. Li, “Comparison of Coaxial Magnetic Gears with Different Topologies”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 10, pp. 4526-4529, October 2009.
- [JIA09'] L. Jian, K. T. Chau, and J. Z. Jiang, “A magnetic-gearred outer-rotor permanent-magnet brushless machine for wind power generation,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 45, no. 3, pp. 954–962, May 2009.
- [JIA10] L. Jian and K. T. Chau, “A coaxial magnetic gear with halbach permanent magnet arrays,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 25, no. 2, pp. 319–328, June 2010.
- [JIA11] L. Jian, G. Xu, Y. Wu, Z. Cheng, and J. Song, “A novel power-train using coaxial magnetic gear for power-split hybrid electric vehicles,” in Elec. Mach. Syst. (ICEMS 2011), IEEE Int. Conf. on, Aug. 2011.

BIBLIOGRAPHIE

- [JIA12] L. Jian, W. Gong, G. Xu, J. Liang, and W. Zhao, "Integrated magnetic-gear machine with sandwiched armature stator for low-speed large-torque applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4184–4187, 2012.
- [JOH17] M. Johnson, M.C. Gardner and H. A. Toliyat, "Design and Analysis of an Axial Flux Magnetically Geared Generator", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No. 1, January-February 2017.
- [JOR05] F. T. Jorgensen, T. O. Andersen, and P. O. Rasmussen, "Two-dimensional model of a permanent magnet spur gear," in *Fortieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, vol. 1, pp. 261–265, Oct 2005.
- [JOR08] F. T. Jorgensen, T. O. Andersen, and P. O. Rasmussen, "The cycloid permanent magnetic gear," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 6, pp. 1659–1665, November 2008.
- [KIK93] S. Kikuchi and K. Tsurumoto, "Design and Characteristics of a New Magnetic Worm Gear Using Permanent Magnet", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 29, No. 6, pp. 2923–2925, November 1993.
- [KYL92] G. Kylander, "Temperature simulation of a 15-kW induction machine operating at variable speed," *Proceeding ICEM, Manchester (UK)*, Vol. 3, pp. 943-947, Sept. 1992.
- [LAI72] N. Laing, "Magnetic transmission", Application filed Feb. 9. 1970. US 3,645,650, Patented Feb. 29, 1972.
- [LAP09] B. Laporte, *Machines électriques tournantes : Conception, dimensionnement, fonctionnement*, Editions Ellipses, 2007, 370 pages.
- [LI 17] W. Li, K.T. Chau, C. H.T. Lee, T.W. Ching, M. Chen, J.Z. Jiang, "A new linear magnetic gear with adjustable gear ratios and its application for direct-drive wave energy extraction" *Elsevier Renewable Energy*, Vol. 105, pp. 199-208, 2017.
- [LI 11] W.Li, K.T.Chau, J. Li, "Simulation of a Tubular Linear Magnetic Gear Using HTS Bulks for Field Modulation," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 21, no. 03, Jun 2011.
- [LIP04] T. A. Lipo, *Introduction to AC machine design*, 2 ed.: University of Wisconsin-Madison, 2004.

BIBLIOGRAPHIE

- [LIU09] X. Liu, K. T. Chau, J. Z. Jiang, and C. Yu, "Design and analysis of interior-magnet outer-rotor concentric magnetic gears", *Journal of Applied Physics*, Vol. 105, 07F101, 2009.
- [LIU14] Y. Liu, S. L. Ho, and W. N. Fu, "A Novel Magnetic Gear with Intersecting Axes", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 50, No. 11, November 2014.
- [LUB10] T. Lubin, S. Mezani, and A. Rezzoug, "Analytical computation of the magnetic field distribution in a magnetic gear," *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 7, pp. 2611–2621, July 2010.
- [LUB13] T. Lubin, S. Mezani, and A. Rezzoug, "Development of a 2-d analytical model for the electromagnetic computation of axial-field magnetic gears," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 11, pp. 5507–5521, Nov 2013.
- [MAR68] B. Martin "Magnetic transmission," Apr. 16, 1968, US Patent 3,378,710.
- [MAY06] P. Mayé, "Aide-mémoire d'électrotechnique », Dunod, Paris, 2006.
- [MEE19] D. Meeker, website: <http://www.femm.info/wiki/HomePage>, 2019
- [MEL91] P. H. Mellor, D. Roberts, and D. R. Turner, "Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design," *IEE Proceedings-B*, Vol. 138, No. 5, pp. 205-218. Sept. 1991.
- [MEZ05] S. Mezani, N. Takorabet ; B. Laporte, " A combined electromagnetic and thermal analysis of induction motors" *IEEE Transactions on Magnetics*, Volume: 41 , Issue: 5 , May 2005.
- [MEZ06] S. Mezani, K. Atallah, and D. Howe, "A high-performance axial-field magnetic gear", *Journal of Applied Physics*, Vol. 99, 08R303, 2006.
- [MEZ15] S. Mezani, T. Hamiti, L. Belguerras, T. Lubin, M. Rashed and C. Gerada, "Magnetically Geared Induction Machines" *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 51, No. 11, 8111404, November 2015.
- [MIL17] S. Miladinović, L. Ivanović, M. Blagojević, B. Stojanović, "The development of magnetic gears for transportation Applications", *Mobility & Vehicle Mechanics*, Vol. 43, No. 1, 2017
- [MON12] R. G. Montague, C. M. Bingham, K. Atallah, "Servo Control of Magnetic Gears", *IEEE Trans on mechatronics*, vol. 17, no. 2, 2012.
- [NEU16] A. Neuland, "Apparatus for transmitting power", Application filed MAR. 22. 1913. US 1,171,351, Patented Feb. 8, 1916.

BIBLIOGRAPHIE

- [NIU12] S. Niu, N. Chen, S. L. Ho, and W. N. Fu, "Design optimization of magnetic gears using mesh adjustable finite-element algorithm for improved torque," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 4156–4159, Nov 2012.
- [OKA02] M. Okano, K. Tsurumoto, S. Togo, N. Tamada, and S. Fuchino, "Characteristics of the Magnetic Gear Using a Bulk High-Tc Superconductor", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Vol. 12, No. 1, pp. 979–983, March 2002.
- [OST03] V. Ostovic, "Memory motors", *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 9, Issue: 1, January-February 2003.
- [PAI16] D. S. Painter, "A comparative study of the performance capabilities of magnetic gears," *University Honors Theses*, No. Paper 307, 2016.
- [PAK12] S. Pakdelian, N. W. Frank, and H. A. Toliyat, "Analysis and design of the trans-rotary magnetic gear," in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3340–3347, Sept 2012.
- [PEN14] S. Peng, W. N. Fu, and S. L. Ho, "A Novel Triple-Permanent-Magnet-Excited Hybrid-Flux Magnetic Gear and Its Design Method Using 3-D Finite Element Method" *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 50, November 2014.
- [PYR13] J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, "Design of Rotating Electrical Machines", 2013
- [RAN70] S. Rand, "Magnetic transmission system", Application filed Jan. 19. 1968. US 3,523,204, Patented Aug. 4, 1970.
- [RAS05] P.Rasmussen, T.Andersen, F.Jorgensen, O.Nielsen, "Development of a High-Performance Magnetic Gear", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, Issue: 3, May-June 2005
- [RAS09] P. O. Rasmussen, H. H. Mortensen, T. N. Matzen, T. M. Jahns, and H. A. Toliyat, "Motor integrated permanent magnet gear with a wide torque-speed range," in *Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE 2009)*, Nov. 2009, pp. 1510–1518.
- [RAS11] P. O. Rasmussen, T. V Frandsen, and K. K. Jensen, "Experimental evaluation of a motor integrated permanent magnet gear," in *Energy Convers. Congr. Expo. (ECCE 2011)*, Sep. 2011, pp. 3982–3989.
- [REN10] J. Rens, K. Atallah, S. Calverley, and D. Howe, "A Novel Magnetic Harmonic Gear", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, No.1, pp. 206–212, January - February 2010.

BIBLIOGRAPHIE

- [SCH94] Schüssler, Gerd and Lindner, Jürgen, “Magnetic parallel shaft drive for contactless transmission of torque - uses wheels with magnets at circumference at least two of which are rotationally located on shafts”. DE4223826 DE Patent, 01 27, 1994.
- [THY15] D. Thyroff, S. Meier, and I. Hahn, “Modeling integrated magnetic gears using a magnetic equivalent circuit,” in IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov 2015.
- [TSA15] M. Tsai and L. Ku, “3D printing-based design of axial flux magnetic gear for high torque density,” in 2015 IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 51, No. 11, November 2015.
- [TSU87] K. Tsurumoto and S. Kikuchi, “A New Magnetic Gear Using Permanent Magnet”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-23, No. 5, pp. 3622–3624, September 1987.
- [UPP12] K. Uppalapati and J. Bird, “A flux focusing ferrite magnetic gear,” in 6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), March 2012, pp. 1–6.
- [UPP14] K. K. Uppalapati, J. Z. Bird, J. Wright, J. Pitchard, M. Calvin, and W. Williams, "A magnetic gearbox with an active region torque density of 239Nm/L," in 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014, pp. 1422-1428.
- [VAL90] G. Valembois, “ Accouplements d’arbres - Accouplements élastiques”, Techniques de l’Ingénieur, B5805 V1, 1990.
- [VIR17] B. Virlan, A. Munteanu, L. Livadaru, A. Simion, I. Nacu, “ Pole magnets segmentation effect on permanent magnet synchronous generators”, International Conference on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN), 2017.
- [WAN08] L. L. Wang, J. X. Shen, Y. Wang, and K. Wang, “A novel magnetic-gearing outer-rotor permanent-magnet brushless motor,” in Power Electron. Mach. Drives (PEMD 2008), IEEE Int. Conf. on, May. 2008, pp. 33–36.
- [WAN09] J. Wang and K. Atallah, “Modeling and control of ‘pseudo’ direct-drive brushless permanent magnet machines,” in Electr. Mach. Drives (IEMDC 2009), IEEE Int. Conf. on, May 2009, pp. 870–875.

BIBLIOGRAPHIE

- [WAN11] J. Wang, K. Atallah, W. Wang, “Analysis of a Magnetic Screw for High Force Density Linear Electromagnetic Actuators”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 47, Issue: 10, pp. 4477 – 4480, 2011.
- [WU97] W. Wu, H. C. Lovatt, and J. B. Dunlop, “Analysis and design optimization of magnetic couplings using 3d finite element modelling,” in Magnetics Conference, 1997. Digests of INTERMAG '97 IEEE International, April 1997.
- [YAO96] Y.D. Yao; D.R. Huang; C.C. Hsieh; D.Y. Chiang; S.J. Wang; T.F. Ying, “The radial magnetic coupling studies of perpendicular magnetic gears”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, Issue: 5, pp. 5061 – 5063, Sep 1996.
- [YIN15] X. Yin, P. Pfister, and Y. Fang, “A novel magnetic gear: Towards a higher torque density,” in 2015 IEEE Magnetics Conference (INTERMAG), May 2015
- [ZHE13] P. Zheng, J. Bai, C. Tong, Y. Sui, Z. Song, and Q. Zhao, “Investigation of a novel radial magnetic-field-modulated brushless double-rotor machine used for HEVs,” IEEE Trans. Magn., vol. 49, no. 3, pp. 1231–1241, 2013.
- [ZHU07] Z. Q. Zhu and D. Howe, “Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles,” Proc. IEEE, vol.95, no.4, pp.746-765, 2007.
- [ZHU14] Z. Q. Zhu and D. Evans, “Overview of recent advances in innovative electrical machines-with particular reference to magnetically geared switched flux machines,” in Elec. Mach. Syst. (ICEMS 2014), IEEE Int. Conf. on, Oct. 2014.
- [ZHU18] Z. Q. Zhu, H. Y. Li, R. Deodhar, A. Pride, and T. Sasaki, “Recent Developments and Comparative Study of Magnetically Geared Machines,” CES Trans on Elec Mach and Sys, vol. 2, no. 1, March 2018.

LISTE DES PUBLICATIONS

LISTE DES PUBLICATIONS SCIENTIFIQUES

Revue internationale à Comité de Lecture

- European Journal of Electrical Engineering (EJEE), accepté en Mars 2019
« Design and analysis of a 1 kW-45 rpm induction machine with integrated magnetic gear »
Badr-El-Boudour Bidouche; Thierry Lubin; Smaïl Mezani

Conférences Internationales à Comité de lecture

- International Conference on Electrical Machines (ICEM), Septembre 2018
« Design and analysis of a magnetically geared induction machine »
Badr-El-Boudour Bidouche; Thierry Lubin; Smaïl Mezani

- International Symposium on Electromagnetic Fields (ISEF), Aout 2019
« Dynamic behavior of a Magnetically Geared Induction Machine»
Badr-El-Boudour Bidouche ; Thierry Lubin ; Smaïl Mezani

Conférences Nationales à Comité de Lecture

- Symposium de Génie Electrique (SGE), juillet 2018
« Etude d'une machine à induction intégrant un réducteur de vitesse magnétique »
Badr-El-Boudour Bidouche ; Thierry Lubin ; Smaïl Mezani

- Congrès des Jeunes Chercheurs en Génie Electrique (JCGE), Juin 2019
« Etude des performances en régimes permanent et transitoire d'une machine asynchrone à réducteur de vitesse magnétique intégré»
Badr-El-Boudour Bidouche; Thierry Lubin; Smaïl Mezani