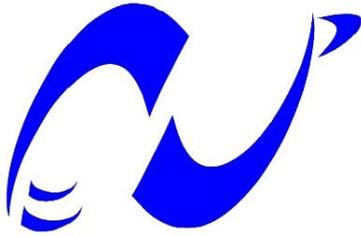


**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique  
Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy  
Mémoire de Projet de fin d'études  
**Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Electrotechnique**  
Thème

**Etude et dimensionnement de machines à aimants permanents  
pour un système de positionnement en aéronautique**

Présenté par : **Ines SIAD**

Sous la direction de : **Pr. Nouredine TAKORABET**

Présenté et soutenue le 14 /12/2020

**Composition du Jury :**

|             |                         |            |       |
|-------------|-------------------------|------------|-------|
| Président : | M. Omar Touhami         | Professeur | ENP   |
| Promoteur : | M. Nouredine Takorabet, | Professeur | ENSEM |
| Examineur : | M. Kamel Boughrara      | Professeur | ENP   |
| Invité :    | M. Rachid Ibtouen       | Professeur | ENP   |

**ENP 2020**



**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique  
Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy  
Mémoire de Projet de fin d'études  
**Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Electrotechnique**  
Thème

**Etude et dimensionnement de machines à aimants permanents  
pour un système de positionnement en aéronautique**

Présenté par : **Ines SIAD**

Sous la direction de : **Pr. Nouredine TAKORABET**

Présenté et soutenue le 14 /12/2020

**Composition du Jury :**

|             |                         |            |       |
|-------------|-------------------------|------------|-------|
| Président : | M. Omar Touhami         | Professeur | ENP   |
| Promoteur : | M. Nouredine Takorabet, | Professeur | ENSEM |
| Examineur : | M. Kamel Boughrara      | Professeur | ENP   |
| Invité :    | M. Rachid Ibtouen       | Professeur | ENP   |

**ENP 2020**

### الملخص:

يتضمن هذا العمل دراسة وتصميم آلات خطوة بخطوة ذات المغناطيس الدائم لنظام تحديد المواقع في مجال الطيران. عزم الدوران المسنن يستخدم كمبدأ لعرقلة الجهاز، وهذا لمنع الحركة عند انعدام الطاقة. لتلبية مواصفات التطبيق المستهدف، تمت دراسة هيكلين أساسيين هما: الآلة ذات المغناطيس الدائم ذات التدفق المتحول والآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم المحمول على السطح. من أجل الحصول على هياكل ذات عزم أحسن، تم إجراء دراسات بارامترية استناداً على العوامل الهيكلية والهندسية لكل آلة. مقارنة الأداء الكهرومغناطيسي وكثافة العزم بين مختلف الآلات ذات المغناطيس المدروسة يسمح بتحديد الهيكل الأنسب للتطبيق المطلوب. نهاية هذا العمل تتضمن الدراسة الديناميكية لنظام تحديد المواقع خلال دورة تشغيل معينة.

**الكلمات الدالة:** مشغلات تحديد المواقع، التصميم، العزم، طريقة العناصر المحدودة، الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم الآلة ذات المغناطيس الدائم ذات التدفق المتحول

### Abstract:

This work focuses on the study and design of permanent magnet stepper machines for a positioning system in aeronautics. The cogging torque will be used as a notching mechanism for the device, to ensure its blocking in the absence of power supply. To meet the specification requirements, two main machine structures are considered, namely: Permanent Magnet Flux Switching Machine and Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Machine. Parametric studies based on different structural and geometric aspects of each machine will lead to optimized structures in terms of cogging torque. The comparative analysis of the electromagnetic performances and the volume torque density of the various permanent magnet machines studied determines the choice of the topology that is best suited to the desired application. A dynamic study of the positioning system for a given operating cycle concludes this work.

**Key words:** Positioning actuators, stepper motors, Permanent magnet synchronous machine, Flux switching permanent magnet machine, cogging torque, finite element method, design, dynamic simulation.

### Résumé :

Ce travail porte sur l'étude et le dimensionnement de machines à aimants permanents, fonctionnant en pas à pas, pour un système de positionnement en aéronautique. Le couple de détente est utilisé comme principe de crantage du dispositif, et ce, afin d'assurer son blocage en l'absence d'alimentation. Pour répondre aux exigences du cahier de charges, deux structures principales de machines sont envisagées, à savoir : la machine à commutation de flux à aimants permanents et la machine synchrone à aimants permanents montés en surface. Des études paramétriques axées sur différents aspects structurels et géométriques propres à chaque machine sont effectuées afin d'aboutir à des structures optimisées en terme de couple de détente. L'analyse comparative des performances électromagnétiques et de la densité de couple volumique des différentes machines à aimants étudiées détermine le choix de la topologie la mieux adaptée à l'application visée. Une étude dynamique du système de positionnement, pour un cycle de fonctionnement donné, clôt ce travail.

**Mots clés :** Actionneurs de positionnement, moteurs pas à pas, Machine synchrone à aimants permanents, Machine à commutation de flux à aimants permanents, couple de détente, méthode des éléments finis, dimensionnement, simulation dynamique.

## *Remerciements*

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au niveau du Groupe de Recherche en Energie Electrique de Nancy (GREEN). Sa réalisation a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner toute ma gratitude.

Je voudrais tout d'abord adresser ma profonde reconnaissance à mon encadreur Monsieur Noureddine TAKORABET, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieur d'Electricité et de Mécanique - Université de Lorraine et Directeur du GREEN, pour sa patience, sa disponibilité et ses conseils.

Je remercie aussi Monsieur Samad TAGHIPOUR BOROUJENI, Professeur à l'université de Shahrekord et chercheur au GREEN, pour le partage de ses connaissances et de son expérience et pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté durant ce travail.

Je tiens à exprimer mes chaleureux remerciements à Monsieur Rachid IBTIOUEN, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, grâce à qui j'ai eu l'opportunité d'effectuer mon projet de fin d'études au GREEN. Je le remercie pour sa confiance, son soutien sans faille, et pour m'avoir honoré de sa présence à ma soutenance.

Je remercie vivement Monsieur Omar TOUHAMI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma soutenance.

Mes remerciements vont également à Monsieur Kamel BOUGHRARA, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je souhaite également remercier l'ensemble des enseignants du département d'électrotechnique pour m'avoir transmis leur savoir et leur passion durant mes trois années de formation.

Un grand Merci à ma famille qui a toujours cru en mon potentiel et m'a toujours motivé à donner le meilleur de moi-même.

Pour finir, je remercie de tout mon cœur ma meilleure amie Yasmine Ihcene NADJAI avec laquelle j'ai partagé cette aventure inoubliable. Son soutien moral et intellectuel m'a été d'une précieuse aide tout au long de ce travail.

# SOMMAIRE

Liste des Tableaux

Liste des Figures

Liste des Abréviations

Liste des Symboles

**INTRODUCTION GENERALE ..... 14**

**CHAPITRE I. ETAT DE L'ART : LES MOTEURS PAS-A-PAS ET LEURS ALIMENTATIONS ..... 16**

I.1. INTRODUCTION..... 16

I.2. SYSTEMES DE POSITIONNEMENT..... 16

I.2.1. ACTIONNEURS DE POSITIONNEMENT ..... 16

I.2.2. ACTIONNEURS EN AERONAUTIQUE ..... 16

I.2.3. CONCEPTS D'ACTIONNEURS RECENTS ..... 17

I.2.3.1. Les actionneurs Electro-Hydrostatiques EHA ..... 17

I.2.3.2. Les actionneurs Electromécaniques EMA ..... 17

I.2.4. MACHINES ELECTRIQUES DANS UN SYSTEME DE POSITIONNEMENT ..... 18

I.3. MACHINES PAS-A-PAS ET LEURS ALIMENTATIONS ..... 19

I.3.1. GENERALITES SUR LES MOTEURS PAS-A-PAS ..... 19

I.3.1.1. Définition..... 19

I.3.1.2. Avantages et inconvénients des moteurs pas-à-pas..... 20

I.3.1.3. Applications des moteurs pas-à-pas..... 20

I.3.2. TYPES DE MOTEURS PAS-A-PAS ..... 20

I.3.2.1. Moteur pas-à-pas à aimants ..... 20

I.3.2.2. Moteur pas-à-pas à réluctance variable..... 23

I.3.2.3. Moteur pas-à-pas hybride ..... 24

I.3.2.4. Comparaison des différents types de moteurs pas-à-pas..... 24

I.3.3. ALIMENTATION ELECTRIQUE DES MACHINES PAS-A-PAS ..... 25

I.3.3.1. Structure globale..... 25

I.3.3.2. Alimentation en tension..... 26

I.3.3.3. Alimentation en courant ..... 27

I.4. PROBLEMATIQUE ET OBJECTIFS ..... 28

I.4.1. SURETE ET SECURITE DE FONCTIONNEMENT DES ACTIONNEURS ELECTROMECHANIQUES ..... 28

I.4.2. OBJECTIFS ET CONTRAINTE DU TRAVAIL ..... 28

I.5. CONCLUSION ..... 29

**CHAPITRE II. ANALYSE DES COUPLES DANS LES MACHINES ELECTRIQUES A AIMANTS PERMANENTS ..... 30**

II.1. INTRODUCTION..... 30

II.2. ANALYSE DES COUPLES DANS LES MACHINES ELECTRIQUES A AIMANTS PERMANENTS ..... 30

II.2.1. Couple d'interaction ..... 30

II.2.2. Couple de réluctance..... 30

II.2.3. Couple de détente dans les machines électriques à aimants permanents ..... 31

II.2.3.1. Principe de génération du couple de détente ..... 31

II.2.3.2. Modélisation du couple de détente ..... 31

|   |           |
|---|-----------|
| II.2.3.3. Paramètres influant sur le couple de détente .....  | 33        |
| II.3. ETUDE DES DISPOSITIFS ELECTROMAGNETIQUES .....  | 33        |
| II.3.1. Calcul numérique en électromagnétisme .....   | 33        |
| II.3.2. Présentation du logiciel de calcul FEMM.....  | 34        |
| II.4. METHODES DE CALCUL DE COUPLES DANS LES MACHINES ELECTRIQUES .....                                 | 35        |
| II.4.1. Tenseur de contraintes de Maxwell .....   | 35        |
| II.4.2. Tenseur de contraintes de Maxwell pondéré : .....   | 36        |
| II.4.3. Principe des travaux virtuels.....  | 36        |
| II.4.4. Comparaison des différentes méthodes de calcul numérique du couple .....                        | 37        |
| II.5. CONCLUSION .....  | 39        |
| <b>CHAPITRE III. ETUDE ET DIMENSIONNEMENT DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS</b>                          | <b>40</b> |
| III.1. INTRODUCTION.....  | 40        |
| III.2. CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DE L'APPLICATION.....   | 40        |
| III.2.1. Cahier de charges .....  | 40        |
| III.2.2. Utilisation du couple de détente de machines à aimants dans un système de positionnement ..... | 42        |
| III.2.3. Topologies envisagées.....   | 43        |
| III.2.3.1. Machine à commutation de flux à aimant permanent.....  | 43        |
| III.2.3.2. Machine synchrone à aimants permanents montés en surface .....                               | 44        |
| III.3. STRATEGIE DE DIMENSIONNEMENT DES MACHINES CANDIDATES .....                                       | 45        |
| III.3.1. Couple de détente et espace d'étude .....  | 45        |
| III.3.1.1. Nombre de pôles au rotor.....  | 45        |
| III.3.1.2. Nombre de dents au stator.....   | 45        |
| III.3.2. Bobinage statorique .....  | 45        |
| III.3.2.1. Méthode de bobinage par « l'étoile des encoches » .....                                      | 46        |
| III.3.2.2. Conditions de faisabilité et de symétrie .....   | 47        |
| III.3.2.3. Facteur de bobinage .....  | 48        |
| III.3.3. Démarche de dimensionnement et performances électromagnétiques .....                           | 49        |
| III.3.3.1. Dimensions principales.....  | 49        |
| III.3.3.2. Calcul de la longueur utile de la machine .....  | 49        |
| III.3.3.3. Calcul du nombre de spires en série de la phase .....  | 49        |
| III.3.3.4. Couple d'interaction électromagnétique .....   | 50        |
| III.3.3.5. Résistance statorique par phase.....   | 51        |
| III.3.3.6. Inductances propres et mutuelles .....   | 51        |
| III.4. MACHINE A COMMUTATION DE FLUX A AIMANT PERMANENT .....   | 52        |
| III.4.1. Etude et dimensionnement de la MCFAP .....   | 52        |
| III.4.1.1. Combinaison encoche statorique / Dents rotorique de la MCFAP .....                           | 52        |
| III.4.1.2. Géométrie et dimensions principales de la machine de la MCFAP.....                           | 52        |
| III.4.1.3. Etude Paramétrique de la MCFAP .....   | 53        |
| III.4.1.4. Résultat de dimensionnement .....  | 56        |
| III.4.1.5. Bobinage statorique .....  | 56        |
| III.4.1.6. Performances électromagnétiques de la MCFAP .....  | 57        |
| III.4.2. Etude et dimensionnement MCFAP Multi-Dents.....  | 60        |
| III.4.2.1. Géométrie et dimensions principales de la MCFAP Multi-Dents .....                            | 60        |

|   |           |
|---|-----------|
| III.4.2.2. Combinaison Encoche statorique / Dents rotorique de la MCFAP Multi-dents ..... | 60        |
| III.4.2.3. Etude de la structure « Bi-rotor » .....                                       | 61        |
| III.4.2.4. Résultat de dimensionnement .....  | 64        |
| III.4.2.5. Bobinage statorique .....  | 65        |
| III.4.2.6. Performances électromagnétiques de la MCFAP Multi-dents .....                  | 66        |
| III.5. MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS MONTES EN SURFACE .....                   | 69        |
| III.5.1. Etude et dimensionnement de la MSAP .....  | 69        |
| III.5.1.1. Combinaison Encoche statorique / pôles rotorique .....                         | 69        |
| III.5.1.2. Dimensions principales de la machine .....                                     | 69        |
| III.5.1.3. Etude Paramétrique de la MSAP montés en surface .....                          | 70        |
| III.5.1.4. Résultat de dimensionnement .....  | 72        |
| III.5.1.5. Bobinage statorique .....  | 72        |
| III.5.1.6. Performances électromagnétiques de la MSAP .....                               | 73        |
| III.5.2. Etude et dimensionnement de la MSAP segmentés.....                               | 75        |
| III.5.2.1. Géométrie du rotor à aimants segmentés .....                                   | 75        |
| III.5.2.2. Etude paramétrique de la MSAP segmentés .....                                  | 76        |
| III.5.2.3. Résultats de dimensionnement .....   | 77        |
| III.5.2.4. Performances électromagnétiques de la MSAP .....                               | 77        |
| III.6. ANALYSE ET COMPARAISON DES DIFFERENTES TOPOLOGIES ETUDIEES .....                   | 80        |
| III.7. CONCLUSION .....   | 81        |
| <b>CHAPITRE IV. ETUDE DYNAMIQUE DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS .....</b>                | <b>82</b> |
| IV.1. INTRODUCTION.....   | 82        |
| IV.2. MODELISATION DE LA MACHINE A AIMANTS PERMANENTS .....                               | 82        |
| IV.2.1. Equations électriques .....   | 82        |
| IV.2.2. Equation du couple électromagnétique .....  | 83        |
| IV.2.3. Equation mécanique .....  | 83        |
| IV.2.4. Modèle de la machine sous Simulink.....   | 83        |
| IV.3. MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR – MACHINE .....                              | 84        |
| IV.3.1. Modélisation de l'onduleur de tension .....                                       | 85        |
| IV.3.2. Commande de l'onduleur .....  | 85        |
| IV.4. RESULTATS DE SIMULATION SOUS MATLAB/SIMULINK .....                                  | 85        |
| IV.4.1. Coupure d'alimentation.....   | 86        |
| IV.4.2. Surcharge .....   | 88        |
| IV.5. CONCLUSION .....  | 89        |
| <b>CONCLUSION GENERALE .....</b>  | <b>90</b> |
| <b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>   | <b>91</b> |

## Liste des Tableaux

|  |    |
|--|----|
| Tableau I-1. Comparaison des différents types de moteur pas-à-pas.....             | 25 |
| Tableau III-1 Cahier de charges et caractéristiques techniques. ....               | 41 |
| Tableau III-2 Caractéristiques des matériaux utilisés. ....                        | 41 |
| Tableau III-3 Résultats de dimensionnement de la MCFAP 18 Encoches / 24pôles.....  | 56 |
| Tableau III-4 Résultats de dimensionnement de la MCFAP multi-dents .....           | 65 |
| Tableau III-5 Résultats de dimensionnement de la MSAP 18 Encoches / 24 pôles ..... | 72 |
| Tableau III-6 Résultats de dimensionnement de la MSAP segmentés.....               | 77 |
| Tableau III-7 Comparaison des topologies de machines étudiées .....                | 80 |

## Liste des Figures

|   |    |
|---|----|
| Figure I-1. Principe de fonctionnement d'un actionneur de position.....   | 16 |
| Figure I-2. Actionneurs électriques. (a) EHA, (b) EMA, (c) HSA [6].....   | 18 |
| Figure I-3. Symbole du moteur pas-à-pas [11]. .....   | 19 |
| Figure I-4. Commande en position en boucle ouverte en utilisant un moteur pas-à-pas [14] .  | 19 |
| Figure I-5. Principe d'un moteur pas-à-pas à aimants permanents (MP) [13].....  | 20 |
| Figure I-6. Structures de base du moteur pas-à-pas à aimant [13].....   | 21 |
| Figure I-7. Configuration des bobines du moteur pas-à-pas à aimant [13].....  | 22 |
| Figure I-8. Différentes réalisations de moteurs pas-à-pas à aimant permanent .....  | 22 |
| Figure I-9. Principe d'un moteur pas-à-pas à réluctance variable (MRV) [13] .....   | 23 |
| Figure I-10. Structures de base du moteur pas-à-pas à réluctance variable [13] .....  | 23 |
| Figure I-11. Principe d'un moteur pas-à-pas hybride (MH) [13].....  | 24 |
| Figure I-12. Structure de base du moteur pas-à-pas hybride [13].....  | 24 |
| Figure I-13. Organigramme de l'alimentation d'un moteur pas-à-pas [11] .....  | 25 |
| Figure I-14. Schéma équivalent d'une phase d'un moteur pas-à-pas.....   | 26 |
| Figure I-15. Alimentation en tension [11] [13] .....  | 26 |
| Figure I-16. Alimentation en courant (Alimentation avec Hacheur) [11] [13].....   | 27 |
| Figure II-1. Production du couple de détente .....  | 31 |
| Figure II-2. Organigramme de calcul .....   | 34 |
| Figure II-3. Procédure de calcul de champ sur FEMM appliqué à un MSAP montés en surface .....   | 35 |
| Figure II-4. Comparaison des différentes méthodes de calcul du couple : Effet de la variation de la finesse du maillage .....                       | 37 |
| Figure II-5. Comparaison des différentes méthodes de calcul du couple : Effet de la variation l'incrément de l'angle mécanique $\Delta\theta$ ..... | 38 |
| Figure III-1. Couple de charge, couple de détente et couple électromagnétique de la machine à aimants dans un système de positionnement.....        | 42 |
| Figure III-2. Structures de machines à commutation de flux à aimants permanents .....   | 43 |
| Figure III-3. Principe de la commutation du flux magnétique dans l'entrefer.....  | 44 |
| Figure III-4. Structures d'un MSAP montés en surface : 12 encoches - 6 pôles .....  | 44 |
| Figure III-5. Bobinage à pas fractionnaire d'une MSAP triphasée 12-encoches 10-pôles .....  | 47 |
| Figure III-6 Géométrie de la MCFAP .....  | 52 |
| Figure III-7 Influence de l'ouverture des encoches statoriques sur le couple de détente .....   | 53 |
| Figure III-8 Influence de l'ouverture des dents rotoriques sur le couple de détente.....  | 54 |
| Figure III-9 Influence de la profondeur des encoches rotoriques sur le couple de détente.....   | 55 |
| Figure III-10 Géométrie de la MCFAP 18/24 : (a) Structure initiale , (b) Structure optimisée .....  | 55 |
| Figure III-11 Comparaison de la forme d'onde du couple de détente .....   | 55 |

|   |    |
|---|----|
| Figure III-12 Bobinage à pas fractionnaire de la MCFAP 18 Encoches / 24pôles .....  | 56 |
| Figure III-13 Trajectoire des lignes de champ et induction magnétique créée par les aimants permanents dans de la MCFAP .....   | 57 |
| Figure III-14 Composante radiale de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer de la MCFAP .....   | 57 |
| Figure III-15 Flux magnétique de la MCFAP .....   | 57 |
| Figure III-16 Force électromotrice à vide de la MCFAP .....   | 58 |
| Figure III-17 Inductances propre et mutuelles de la phase <i>a</i> de la MCFAP .....  | 58 |
| Figure III-18 Couple de détente de la MCFAP .....   | 59 |
| Figure III-19 Couple électromagnétique de la MCFAP .....  | 59 |
| Figure III-20 Géométrie de la MCFAP Multi-dents .....   | 60 |
| Figure III-21 Structure Bi-rotor de la MCFAP Multi-dents.....   | 61 |
| Figure III-22 Influence de l'ouverture des dents statoriques sur le couple de détente.....  | 62 |
| Figure III-23 Influence de l'ouverture des dents rotorique sur le couple de détente .....   | 63 |
| Figure III-24 Influence de la profondeur d'encoche rotorique sur le couple de détente.....  | 63 |
| Figure III-25 Géométrie de la MCFAP Multi-6 : (a) Structure initiale , (b) Structure optimisée .....  | 64 |
| Figure III-26 Comparaison de la forme d'onde du couple de détente de la MCFAP Multi-dents .....   | 64 |
| Figure III-27 Bobinage à pas fractionnaire de la MCFAP 6 Encoches / 31 pôles .....  | 65 |
| Figure III-28 Trajectoire des lignes de champ et induction magnétique créée par les aimants permanents dans la machine : (a) <i>Rotor-C</i> , (b) <i>Rotor-EM</i> ..... | 66 |
| Figure III-29 Composante radiale de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer : (a) Rotor C , (b) Rotor EM.....                           | 66 |
| Figure III-30 Flux magnétique .....   | 67 |
| Figure III-31 Force électromotrice à vide .....   | 67 |
| Figure III-32 Inductances propre et mutuelles de la phase <i>a</i> .....  | 67 |
| Figure III-33 Couple de détente de la MCFAP Multi-dents .....   | 68 |
| Figure III-34 Couple électromagnétique de la MCFAP Multi-dents .....  | 68 |
| Figure III-35 Géométrie de la MSAP montés en surface .....  | 69 |
| Figure III-36 Influence de l'ouverture des dents statoriques sur le couple de détente.....  | 70 |
| Figure III-37 Influence de l'ouverture des aimants sur le couple de détente.....  | 71 |
| Figure III-38 Géométrie de la MSAP:.....  | 71 |
| Figure III-39 Forme d'onde du couple de détente de la structure optimisée .....   | 71 |
| Figure III-40 Bobinage à pas fractionnaire de la MSAP 18 Encoches / 24pôles.....  | 72 |
| Figure III-41 Trajectoire des lignes de champ et induction magnétique créée par les aimants permanents dans la MSAP .....   | 73 |
| Figure III-42 Composante radiale de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer de la MSAP .....  | 73 |

|   |    |
|---|----|
| Figure III-43 Flux magnétique .....   | 73 |
| Figure III-44 Force électromotrice à vide .....   | 74 |
| Figure III-45 Inductances propre et mutuelles de la phase <i>a</i> .....  | 74 |
| Figure III-46 Couples de détente de la MSAP .....   | 74 |
| Figure III-47 Couple électromagnétique de la MSAP .....   | 75 |
| Figure III-48 Géométrie du rotor de la MSAP segmentés .....   | 75 |
| Figure III-49 Influence de la distance inter-blocs sur le couple de détente .....   | 76 |
| Figure III-50 Géométrie de la MSAP montés en surface : (a) Structure à aimants non segmentés, (b) Structure à aimants segmentés optimisée ..... | 76 |
| Figure III-51 Comparaison de la forme d'onde du couple de détente de la MSAP .....  | 77 |
| Figure III-52 Trajectoire des lignes de champ et induction magnétique créée par les aimants permanents dans la machine.....                     | 77 |
| Figure III-53 Composante radiale de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer.....                                | 78 |
| Figure III-54 Flux magnétique .....   | 78 |
| Figure III-55 Force électromotrice à vide .....   | 78 |
| Figure III-56 Inductances propre et mutuelles de la phase <i>a</i> .....  | 79 |
| Figure III-57 Couples de détente de la MSAP segmentés .....   | 79 |
| Figure III-58 Couple électromagnétique .....  | 79 |
| Figure IV-1 Schéma d'alimentation et de commande du système de positionnement .....   | 82 |
| Figure IV-2 Modèle Simulink de la machine à aimants.....  | 84 |
| Figure IV-3 Association Onduleur-Machine.....   | 84 |
| Figure IV-4 Modèle Simulink de l'onduleur.....  | 85 |
| Figure IV-5 Schéma de simulation.....   | 85 |
| Figure IV-6 Coupure d'alimentation de la MCFAP ( $Q_s = 18, Q_r = 24$ ).....  | 86 |
| Figure IV-7 Coupure d'alimentation de la MCFAP Multi-dents structure Bi-rotor ( $Q_s = 6, n = 6, Q_r = 24$ ) .....                              | 86 |
| Figure IV-8 Coupure d'alimentation de la MSAP ( $Q_s = 18, 2p = 24$ ).....  | 87 |
| Figure IV-9 Coupure d'alimentation de la MSAP segmentés ( $Q_s = 18, 2p = 24, nseg = 3$ ) .....   | 87 |
| Figure IV-10 Surcharge de la MCFAP ( $Q_s = 18, Q_r = 24$ ).....  | 88 |
| Figure IV-11 Surcharge de la MCFAP Multi-dents à structure Bi-rotor ( $Q_s = 6, n = 6, Q_r = 24$ ) .....  | 88 |
| Figure IV-12 Surcharge de la MSAP ( $Q_s = 18, 2p = 24$ ).....  | 88 |
| Figure IV-13 Surcharge de la MSAP segmentés ( $Q_s = 18, 2p = 24, nseg = 3$ ).....  | 89 |

## Liste des Abréviations

|       |  |
|-------|--|
| EMA   | Actionneurs Electromécaniques                      |
| EHA   | Actionneurs Electro-hydro-statiques                |
| CAO   | Conception assistée par ordinateur                 |
| FEMM  | Finite Element Method Magnetics                    |
| FEM   | Force électromotrice                               |
| MSAP  | Machine Synchrone à aimants permanents             |
| MCFAP | Machine à commutation de flux à aimants permanents |

## Liste des Symboles

|                         |  |
|-------------------------|--|
| $\alpha_{pas}$          | Angle de pas mécanique   |
| $\Gamma_{int}$          | Couple d'interaction   |
| $\Gamma_{cog}$          | Couple de détente  |
| $\Gamma_{ch}$           | Couple de charge   |
| $\Gamma_{rel}$          | Couple de réluctance   |
| $\Gamma_{em}$           | Couple électromagnétique                                       |
| $i_s, i_k$              | Courants statoriques   |
| $E_{abc} E_k$           | FEM par phase  |
| $\Psi_{PM}, \Psi_{abc}$ | Flux créé par les aimants permanents par phase                 |
| $\theta$                | Position   |
| $\Omega$                | Vitesse de rotation  |
| $[L_s]$                 | Matrice inductance statorique.                                 |
| $B_{er}$                | Induction magnétique dans l'entrefer                           |
| $B_e$                   | Induction magnétique dans l'entrefer en l'absence de saillance |
| $W_m$                   | Energie  |
| $\tilde{W}_m$           | Co-énergie   |
| $P_r$                   | Perméance relative   |
| $p$                     | Nombre de paires de pôles                                      |
| $Q_s$                   | Nombre d'encoches au stator                                    |
| $Q_r$                   | Nombre de pôles au rotor                                       |
| $N_c$                   | Plus petit multiple commun entre $Q_r$ et $Q_s$                |
| $T$                     | période principale du couple de détente                        |
| $P_c$                   | Goodness Factor  |
| $m$                     | Nombre de phase  |
| $V_{DC}$                | Tension du bus continu   |
| $J$                     | Densité de courant   |
| $\mu_{pm}$              | Perméabilité relative de l'aimant                              |
| $\mu_0$                 | Perméabilité magnétique du vide                                |
| $B_r$                   | Induction rémanente  |
| $\mu_{Fer}$             | Perméabilité relative du fer                                   |
| $\sigma_{Cu}$           | Conductivité électrique du cuivre                              |
| $q$                     | Nombre d'encoches par pôle et par phase                        |
| $k_{fill}$              | Facteur de remplissage du cuivre                               |
| $S_{Cu}$                | Section de cuivre dans une encoche                             |
| $S_e$                   | Section de l'encoche.  |
| $k_w$                   | Facteur de bobinage  |
| $R_{ph}$                | Résistance statoriques par phase                               |
| $N$                     | Nombre de spires en série de la phase                          |
| $R_{ext}, R_s$          | Rayon externe du stator  |
| $R_{is}$                | Rayon d'alésage  |
| $R_{ir}$                | Rayon interne du rotor   |
| $R_r$                   | Rayon externe du rotor   |

|                |                                      |
|----------------|--------------------------------------|
| $e$            | Epaisseur de l'enter fer             |
| $L_z, L_u$     | Longueur utile de la machine         |
| $h_s$          | Hauteur du joug statorique           |
| $h_e$          | Profondeur des encoches statoriques  |
| $L_d$          | Largeur des plots statoriques        |
| $\theta_{es}$  | Ouverture des encoches statoriques   |
| $\theta_s$     | Ouverture des dents statoriques      |
| $d_e$          | Profondeur des encoches rotoriques   |
| $\theta_{dr}$  | Ouverture des dents rotoriques       |
| $n_{ds}$       | Nombre de dents effectives au stator |
| $a_{pm}$       | Largeur des aimants permanents       |
| $\alpha_{pm}$  | Ouverture des aimants                |
| $h_{pm}$       | Hauteur des aimants                  |
| $n_{seg}$      | Nombre de segments d'aimants         |
| $\alpha_{seg}$ | Ouverture des segments d'aimants     |
| $\gamma$       | Distance angulaire inter-blocs       |
| $J$            | Moment d'inertie                     |
| $f$            | Coefficient de frottement            |

## Introduction générale

Avec l'émergence des avions de nouvelles générations, les fonctions de commande de vol hydrauliques et pneumatiques sont de plus en plus abandonnées au profit de dispositifs électriques ou électromécaniques. Cette démarche s'inscrit dans le cadre du « More/All Electric Aircraft » [1], dont l'objectif est d'améliorer la fiabilité des systèmes aéronautiques tout en réduisant la consommation en carburant et les coûts de maintenance et d'exploitation. Cette tendance s'est accentuée grâce à l'essor de nouveaux concepts d'actionneurs électromécaniques EMA.

Afin d'accroître leur précision et leur fiabilité, les actionneurs EMA sont équipés de moteurs pas à pas. Ces derniers présentent différentes structures, suivant la source du couple moteur (variation de la réluctance, aimants permanents ou une combinaison des deux). L'utilisation des aimants permanents dans la construction de ces machines offre une grande diversité de topologies particulièrement adaptées aux systèmes de positionnement.

Dans ce contexte, notre travail a pour finalité la conception d'une machine à aimants permanents fonctionnant en pas-à-pas pour une application de positionnement en aéronautique. Celle-ci doit résoudre une double problématique associant performances électromagnétiques et sécurité de fonctionnement. Ainsi, la contrainte principale de l'application réside dans le fait que le dispositif doit se bloquer en l'absence de tension. Cette approche permet d'assurer le maintien d'une position fixe au régime permanent, même en cas de coupure ou de panne de l'alimentation, tout en réduisant les effets thermiques dus aux pertes Joule, la machine n'étant sous tension que lors de brefs intervalles de temps. Pour atteindre cet objectif, nous proposons d'utiliser le couple de détente comme principe de crantage de la machine à aimants permanents.

Le présent mémoire est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous donnerons un bref aperçu sur les systèmes de positionnement, plus particulièrement dans des applications aéronautiques, ainsi que les concepts d'actionneurs récents : Electromécaniques et Electro-hydro-statiques. On présentera par la suite le principe de fonctionnement des moteurs pas-à-pas utilisés pour la motorisation de ces actionneurs, leurs différentes structures, ainsi que leurs types d'alimentation. Ce chapitre s'achèvera en posant la problématique et les objectifs principaux de notre travail.

Dans le deuxième chapitre, nous allons analyser les différents couples générés dans une machine électrique à aimants permanents, et ce, quelle que soit sa topologie. Nous nous intéresserons plus particulièrement au couple de détente propre à ce type de machine ; ce dernier étant un paramètre primordial dans l'application visée. La modélisation de ce couple nous permettra d'établir les paramètres géométriques et magnétiques ayant une influence sur son amplitude, sa périodicité et sa forme d'onde. Nous introduirons également le logiciel de calcul par éléments finis FEMM utilisé dans ce travail. Une comparaison des différentes méthodes de calcul du couple finalisera ce chapitre.

Le troisième chapitre, qui constitue la majeure partie de notre travail, aborde l'étude et le dimensionnement de machines électriques à aimants permanents pour un système de positionnement. Tout d'abord, nous présenterons le cahier de charges qui détaille les différentes contraintes imposées par l'application visée.

Par la suite, nous allons mettre en place une stratégie de dimensionnement visant à répondre à ces contraintes. Pour notre travail, deux structures principales de machine à aimants permanents seront considérées :

- Les machines à commutation de flux à aimants permanents (MCFAP)
- Les machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAP)

Nous effectuerons des études paramétriques destinées à chacune des topologies, et ce, dans le but d'aboutir à des structures optimisées en terme de couple de détente. Par la suite, un calcul par éléments finis nous permettra d'obtenir leurs performances électromagnétiques. Pour finir, nous procéderons à une analyse comparative des résultats obtenus pour les différentes topologies de machine étudiées, plus précisément en terme de densité volumique de couple, et ce, afin de déterminer la structure la mieux adaptée à l'application visée.

Dans le quatrième et dernier chapitre de notre travail, nous effectuerons une étude dynamique des machines à aimants précédemment dimensionnées, associées à un convertisseur statique dans un système de positionnement pour un cycle de fonctionnement donné.

## Chapitre I. Etat de l'art : Les moteurs pas-à-pas et leurs alimentations

### I.1.Introduction

Dans le cadre de l'hybridation électrique dans le domaine aéronautique, les actionneurs hydrauliques et pneumatiques sont remplacés par leurs équivalents électriques. Ceci permettrait d'améliorer le rendement des avions de nouvelle génération, tout en assurant la fiabilité et la précision des systèmes de positionnement.

Ce chapitre donne un bref aperçu sur les systèmes de positionnement, plus particulièrement en aéronautique, ainsi que des concepts d'actionneurs de positionnement récents. L'étude de la motorisation des systèmes d'actionnement présentée est axée sur les moteurs pas-à-pas, leurs différentes structures, leurs différents modes de fonctionnement et types d'alimentation.

### I.2.Systèmes de positionnement

#### I.2.1.Actionneurs de positionnement

Un actionneur est un organe composant une machine ou un dispositif de commande, responsable du mouvement ou de la régulation d'un mécanisme. Ainsi, quand il reçoit un signal de commande, l'actionneur convertit l'énergie principale qui lui est fournie en travail, afin de changer le comportement ou l'état du système [2]. La Figure I-1 résume ce principe.

Selon le type de moteur générant le mouvement, l'actionneur de position peut être électrique, pneumatique, hydraulique, électromécanique ou piézo-électrique.

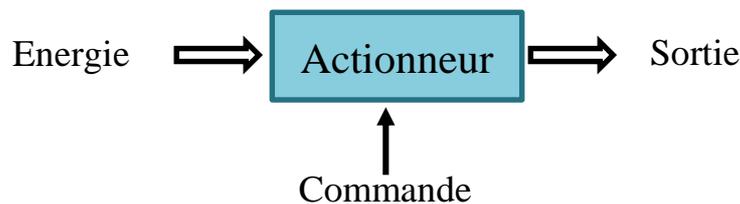


Figure I-1. Principe de fonctionnement d'un actionneur de position

L'actionneur électrique de position est constitué d'une machine électrique pilotée. C'est un convertisseur électromécanique qui transforme une énergie électrique en déplacement mécanique angulaire ou linéaire [3].

#### I.2.2.Actionneurs en aéronautique

En aéronautique, les actionneurs permettent la commande de nombreuses applications. Leur bon fonctionnement assure la sécurité de l'appareil et des passagers. Ainsi, la commande de vol primaire et secondaire, la commande du train d'atterrissage, la régulation du débit et de la pression des circuits d'air, d'oxygène, de l'installation hydraulique et du carburant, ou encore la commande du plateau cyclique des hélicoptères ainsi que le système d'armement dans le domaine militaire, sont garantis par des actionneurs [3], [4].

Ces actionneurs doivent être fiables en tout temps et résister à des conditions extrêmes telles que les fortes vibrations, les variations de température (-55 °C à 85 °C) et les hautes pressions, tout en développant des forces dynamiques élevées malgré les contraintes d'encombrement et de poids réduits [5].

### **I.2.3. Concepts d'actionneurs récents**

Les actionneurs hydromécaniques conventionnels utilisés en aéronautique nécessitent une maintenance régulière et sont plus sensibles aux hautes température et pression. Ceci entraîne des coûts d'exploitation élevés et un rendement réduit [6].

Afin de pallier ce problème, les actionneurs électriques sont de plus en plus utilisés dans des systèmes appelés « Power-By-Wire » (PBW). La technologie PBW rentre dans un contexte d'hybridation électrique des avions de nouvelle génération vers le « More/All Electric Aircraft », l'objectif étant de remplacer les sources centralisées d'énergies hydrauliques ou pneumatiques par l'électrique [1]. Cette tendance s'est récemment amplifiée suite au développement des composants d'électronique de puissance, à la mise en place de machines électriques tolérantes aux défauts, ainsi qu'à l'essor de nouveaux concepts d'actionneurs (Electromécaniques EMA et Electro-hydrostatiques EHA) [3], [7].

Ainsi, de par leur capacité de tolérance aux défauts et la suppression des fluides, les systèmes PBW présentent de nombreux avantages dont : [1], [6], [8], [9]

- Accroissement de la sécurité et de la fiabilité du système en diminuant les risques d'incendies dus aux fuites de liquides inflammables.
- Simplification des procédures de maintenance des équipements et réduction des coûts d'exploitation en améliorant le diagnostic des pannes.
- Augmentation du rendement et amélioration des caractéristiques dynamiques (diminution du temps de réponse du système).
- Réduction de la masse et du volume, permettant une diminution de la consommation de carburant et, de ce fait, de l'impact environnemental.

#### **I.2.3.1. Les actionneurs Electro-Hydrostatiques EHA**

Les actionneurs électro-hydrostatiques (Electro-Hydrostatic Actuator EHA) sont des actionneurs dont le circuit hydraulique est décentralisé. Ils comportent un moteur électrique à vitesse variable qui entraîne une pompe hydraulique. Cette dernière conduit le fluide d'un compartiment du vérin à un autre, permettant ainsi le contrôle en position du piston connecté à la charge, comme le montre la Figure I-2 (a) [3], [9].

Par conséquent, les actionneurs EHA regroupent les avantages offerts par les moteurs électriques et les systèmes hydrauliques, tout en éliminant la tuyauterie encombrante et l'alimentation hydraulique externe [6].

Pour accroître la sûreté du système, l'actionneur EHA peut être associé à un fonctionnement classique d'un actionneur hydraulique conventionnel HSA (Figure I-2 (c)), créant un dispositif hybride (Electric Backup Hydraulic Actuation EBHA) [1].

#### **I.2.3.2. Les actionneurs Electromécaniques EMA**

Par opposition aux EHA, les actionneurs électromécaniques (Electromechanical Actuator EMA) sont dépourvus de circuit hydraulique. Ils sont composés d'un moteur électrique qui entraîne une chaîne de transmission mécanique actionnant une gouverne connectée à la charge, comme le montre la Figure I-2 (b) [6], [9].

Selon la gamme de puissance et de vitesse mise en jeu, les EMAs peuvent prendre différentes configurations [3], [9] :

- Direct Drive : Le moteur électrique est directement lié au système à entraîner.
- Déporté : Le moteur électrique est muni d'un étage réducteur.

L'avantage principal de l'utilisation d'actionneurs EMA réside dans la suppression du réseau hydraulique, ce qui induit une réduction de la maintenance, du poids et de la taille du système [3], [6].

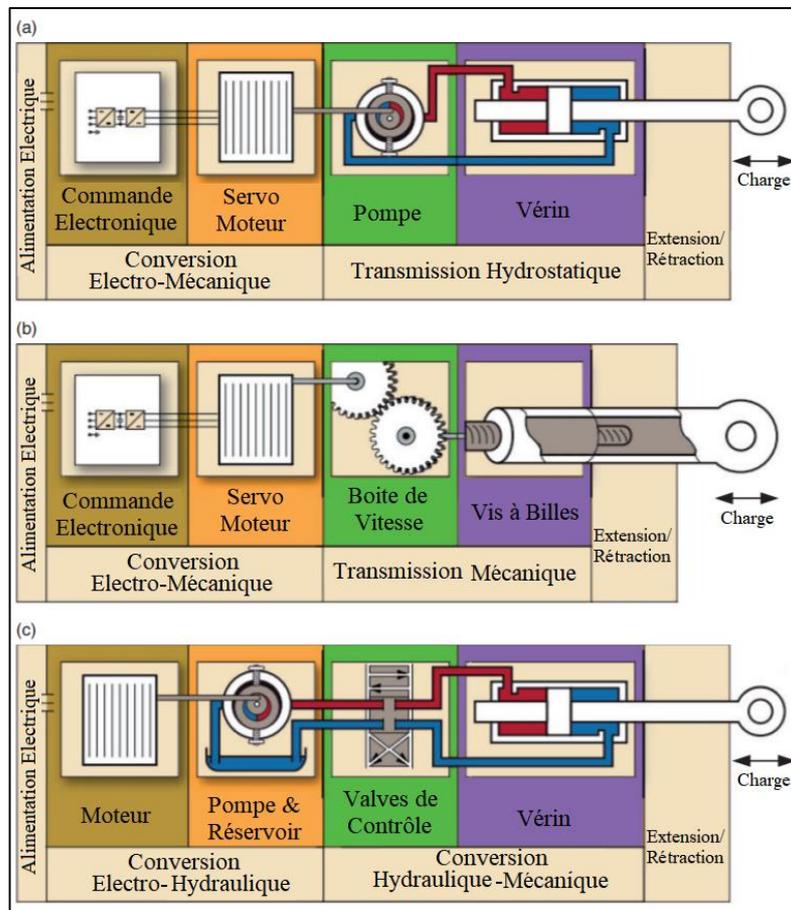


Figure I-2. Actionneurs électriques. (a) EHA, (b) EMA, (c) HSA [6]

Actuellement, les actionneurs EHAs et EMAs sont graduellement introduits dans les systèmes de positionnement aéronautiques. Ils sont de plus en plus utilisés dans les avions de transport civils de nouvelle génération. En effet, la commande de vol primaire de l'Airbus A380 est assurée par des actionneurs EHA tandis que des actionneurs EMA composent les stabilisateurs horizontaux et la commande de poussée inverse. Par ailleurs, des actionneurs EMAs équipent la commande de vol secondaire, les trains d'atterrissage ainsi que les stabilisateurs horizontaux du Boeing 787. Dans le domaine militaire, le Joint Strike Fighter est équipé d'une commande de vol primaire actionnée par EHA [6], [8], [10].

#### I.2.4. Machines électriques dans un système de positionnement

La principale contrainte à laquelle doit répondre une machine électrique utilisée dans un système de positionnement réside dans le fait qu'elle doit pouvoir se bloquer dans une position précise, suivant une consigne donnée.

Ainsi, les actionneurs électriques de positionnement sont généralement équipés de machines qui fonctionnent pas à pas. Ces machines sont caractérisées par des positions d'équilibre stables qui correspondent à différents états magnétiques.

Le principe de fonctionnement ainsi que les différents modes d'alimentation des moteurs pas-à-pas sont traités dans les sections suivantes.

### I.3. Machines pas-à-pas et leurs alimentations

#### I.3.1. Généralités sur les moteurs pas-à-pas

##### I.3.1.1. Définition

Un moteur pas-à-pas est une machine électrique tournante dont le rotor se déplace d'un angle élémentaire discret  $\alpha_{pas}$ , appelé « Pas », suite à une commande du courant dans l'enroulement statorique [11]. C'est donc un actionneur électromécanique incrémental de précision : Il convertit un signal de commande sous forme d'impulsions électriques en un déplacement angulaire [12].

Le pilotage des bobines statoriques du moteur pas-à-pas, à une fréquence spécifiée, impose un champ tournant au stator. Le rotor, étant soumis au couple synchronisant, suit le mouvement discret du champ magnétique dans l'entrefer [13]. Le type de rotor utilisé détermine la nature du couple. Il peut donc provenir soit :

- D'une interaction champ (courant) statorique – circuit ferromagnétique denté.
- D'une interaction champ (courant) statorique – champ (aimants) rotorique.
- Simultanément des deux interactions précédentes.

Son symbole est donné par la Figure I-3.

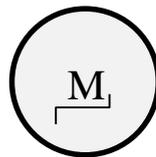


Figure I-3. Symbole du moteur pas-à-pas [11].

Afin d'assurer une bonne résolution dans le positionnement, le pas élémentaire de la machine doit être faible. Cette résolution est caractérisée par le nombre de pas par tour  $N_p$  qui doit être élevé [11].

$$N_p = \frac{2\pi}{\alpha_{pas}} \quad (I-1)$$

De par son principe, la commande en position du moteur pas-à-pas ne nécessite pas d'asservissement. La Figure I-4 montre un système de positionnement utilisant un moteur pas-à-pas : le rotor tourne d'un pas à chaque impulsion ; le signal de direction détermine le sens de rotation. Ainsi, le moteur pas-à-pas assure une commande en position en boucle ouverte, sans feedback en sortie [14].

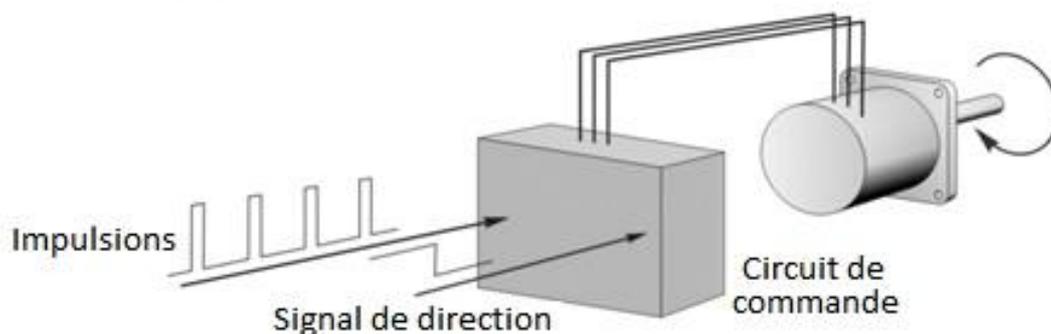


Figure I-4. Commande en position en boucle ouverte en utilisant un moteur pas-à-pas [14]

### I.3.1.2. Avantages et inconvénients des moteurs pas-à-pas

Les moteurs pas-à-pas présentent les avantages et les inconvénients suivants [11], [15] :

→ **Avantages :**

- Une commande de la position, de la vitesse et du synchronisme sans asservissement.
- Précision du positionnement angulaire de 5% du pas, sans accumulation d'erreurs.
- Couple allant de zéro à sa valeur maximale, et existence d'un couple de détente même à l'arrêt.
- L'absence de balais augmente la durée de vie de la machine.

→ **Inconvénients**

- Faible rendement.
- Risque de perte de la position en cas de calage du moteur (perte de pas).
- La résonance mécanique pour certaines résolutions augmente les pertes et les vibrations.
- Le couple décroît rapidement quand la vitesse augmente.

### I.3.1.3. Applications des moteurs pas-à-pas

Dès leurs premières utilisations dans le domaine militaire, les moteurs pas-à-pas ont vu leurs applications se diversifier. Les systèmes de positionnement précis (antennes satellites, télescopes...), l'informatique (imprimantes, scanners...) et la robotique font appels à cette technologie [11]. Les nouveaux concepts d'actionneurs électriques utilisent également de plus en plus de moteurs pas-à-pas (actionneur linéaire électrohydraulique EHA [16] , actionneur électromécanique EMA [17]).

### I.3.2. Types de moteurs pas-à-pas

Il existe trois types de moteurs pas-à-pas, distingués par leurs rotors : les moteurs à aimants permanents, les moteurs à réluctance variable et les moteurs hybrides. Quel que soit son type, le stator de la machine est identique et composé d'un bobinage dont le courant est commandé par une électronique de puissance [3], [11].

#### I.3.2.1. Moteur pas-à-pas à aimants

##### I.3.2.1.1. Principe de fonctionnement

Un moteur pas-à-pas à aimant permanent, ou moteur polarisé "MP", est caractérisé par la présence d'un aimant au rotor. Ce dernier s'aligne naturellement avec l'axe magnétique de la bobine statorique alimentée (Figure I-5). En agissant sur la bobine alimentée et le sens des courants, le champ magnétique statorique varie, provoquant le déplacement du rotor d'un pas angulaire mécanique. Sous l'hypothèse de perméabilité de l'aimant et d'épaisseur d'entrefer constants, le couple synchronisant, né de l'interaction courant-aimant, est dû uniquement à la variation du flux mutuel entre l'aimant au rotor et la phase alimentée du stator [11], [13].

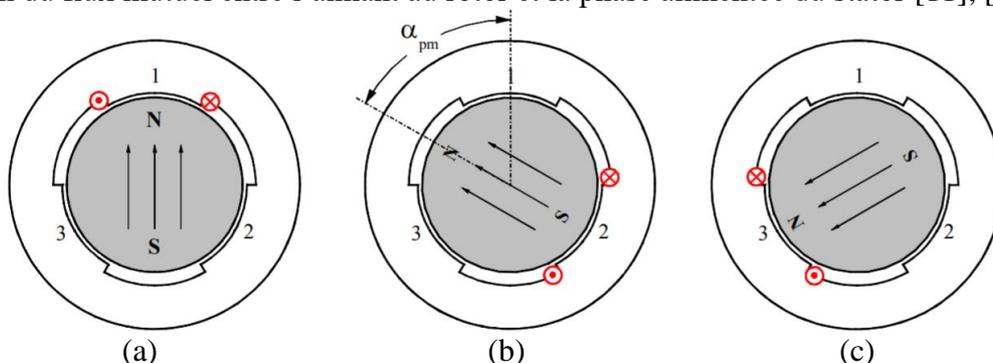


Figure I-5. Principe d'un moteur pas-à-pas à aimants permanents (MP) [13]

### I.3.2.1.2. Structure du moteur pas-à-pas à aimants

Comme toute machine tournante, les moteurs pas-à-pas à aimants permanents sont constitués d'une partie fixe (stator), d'une partie mobile (rotor), les deux séparés par un entrefer [18].

Le stator est formé par l'empilement de tôles magnétiques en fer silicium isolées entre elles. Il est constitué de  $m$  phases dit plots bobinés. Il peut être à pôles lisses (Figure I-6 (a)) ou saillants (Figure I-6 (b)). Le principe de fonctionnement reste le même quelle que soit la structure ; néanmoins, le stator saillant est caractérisé par la présence d'un couple de détente, dû à l'interaction des aimants avec les dents statoriques.

L'entrefer est maintenu aussi petit que possible.

Le rotor est formé d'un aimant permanent cylindrique, constitué de  $2p$  pôles magnétiques. Les aimants utilisés sont généralement des matériaux magnétiques de perméabilité relative ( $\mu_r = 1$ ) et de conductivité pratiquement nulle ( $\sigma = 0$ ) (Ferrite, Néodyme – fer, Samarium - Cobalt), ce qui élimine le couple dû à la variation des perméances rotoriques.

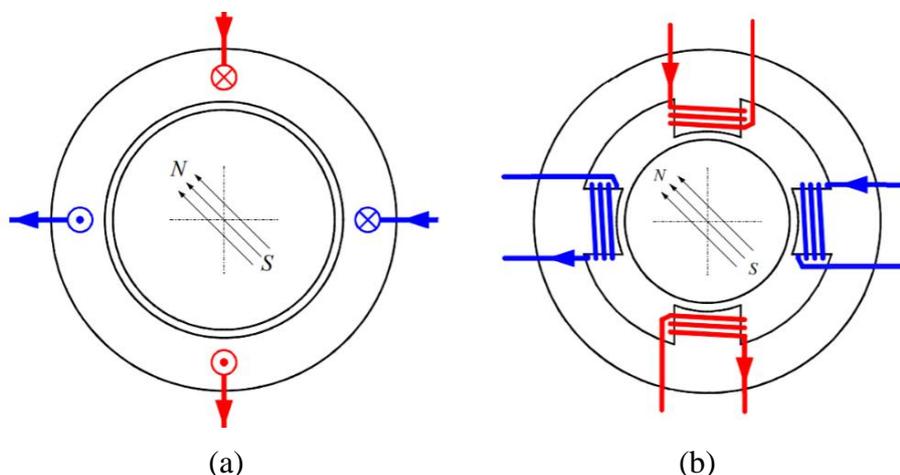


Figure I-6. Structures de base du moteur pas-à-pas à aimant [13]  
 (a) Stator à structure lisse, (b) Stator à structure saillante

### I.3.2.1.3. Configurations des bobines du moteur pas-à-pas à aimants

Suivant la conception des enroulements, la configuration du moteur pas-à-pas peut être unipolaire ou bipolaire [15].

#### → Moteur unipolaire

Aussi connu sous le nom de moteur 4-phases, le moteur unipolaire est constitué deux enroulements à point milieu, offrant 6 bornes de connexion. Dans certains cas, les points milieux des deux enroulements sont connectés, ne laissant que 5 bornes de connexion disponibles. Une représentation schématique d'un moteur pas-à-pas à aimants permanents unipolaire est donnée en Figure I-7 (a).

En mode de fonctionnement normal, le point milieu est toujours connecté à la borne positive de l'alimentation, et le courant circule dans les enroulements en connectant séquentiellement l'une des bornes à la terre. Le courant circulant étant unidirectionnel, la polarité est toujours la même, d'où le terme unipolaire.

→ **Moteur bipolaire**

Aussi connu sous le nom de moteur 2-phases, le moteur bipolaire est constitué deux enroulements dépourvus de point milieu, offrant 4 bornes de connexion. Une représentation schématique d'un moteur pas-à-pas à aimants permanents bipolaire est donnée en Figure I-7(b).

Afin d'assurer le mouvement du rotor, une inversion de la polarité magnétique est nécessaire. Celle-ci est en inversant la direction du courant dans les enroulements, d'où le terme bipolaire.

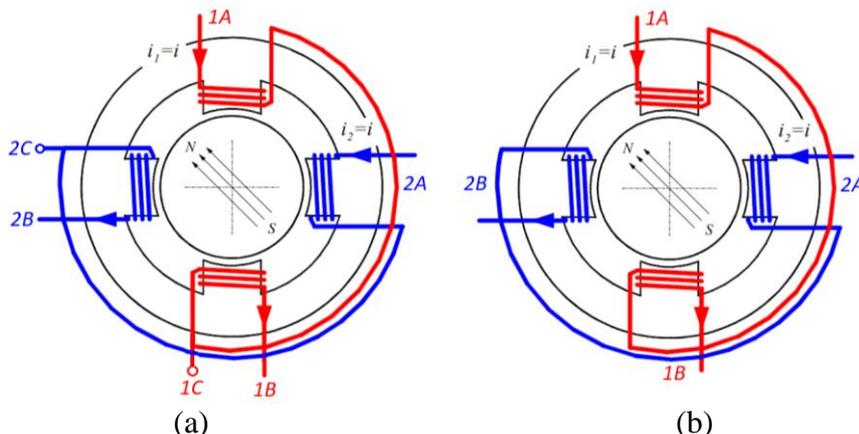


Figure I-7. Configuration des bobines du moteur pas-à-pas à aimant [13]  
(a) Unipolaire (b) Bipolaire

**I.3.2.1.4. Modes de fonctionnement**

Suivant la commande de l'alimentation des enroulements statoriques, on peut avoir recours à plusieurs modes de fonctionnement afin d'améliorer la résolution du moteur pas-à-pas : le pas entier, le demi pas, le pas réduit ou encore le micro-pas [11].

**I.3.2.1.5. Réalisations industrielles**

Afin d'augmenter la résolution du moteur pas-à-pas, on augmente le nombre de plots bobinés au stator et on dispose un aimant multipolaire au rotor (Figure I-8 (a)) Cette solution est néanmoins limitée par l'encombrement des pôles et les problèmes d'alimentation ( $N_m = 48$ ). Pour remédier à cela, d'autres structures peuvent être utilisées, telle que la structure en « boîte de conserve » (Tin can) (Figure I-8 (b)), ou encore les moteurs à rotor discoïdal (Escap) (Figure I-8 (c))[11].

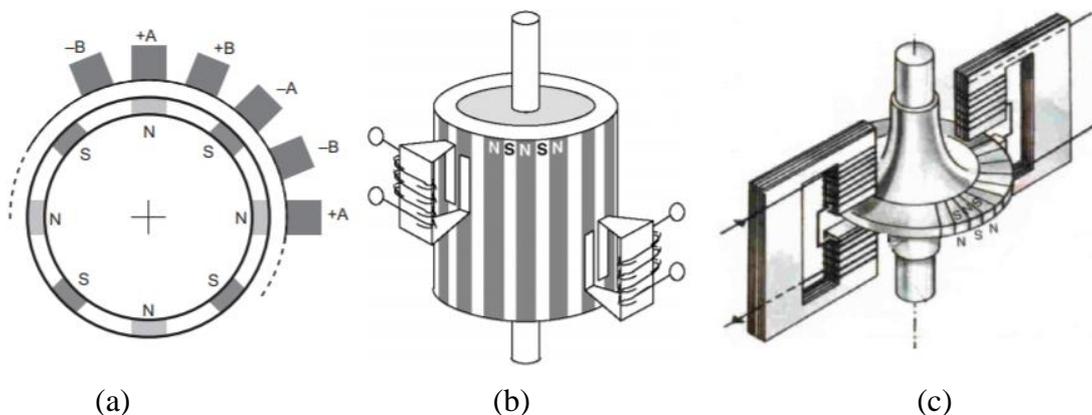


Figure I-8. Différentes réalisations de moteurs pas-à-pas à aimant permanent  
(a) Moteur multipolaire [19], (b) Moteur "Tin can" [11],  
(c) Moteur à rotor discoïdal Moteur à rotor "Escap"[20]

### I.3.2.2.Moteur pas-à-pas à réluctance variable

#### I.3.2.2.1.Principe de fonctionnement

Un moteur pas-à-pas à réluctance variable, ou "MRV", est caractérisé par un rotor ferromagnétique passif ayant une structure dentée. Lors de l'alimentation d'une phase statorique, le rotor se positionne suivant le flux maximal du champ magnétique créé, alignant ainsi la dent avec la phase alimentée (Figure I-9 (a)). En commutant l'alimentation d'une phase à une autre, le champ magnétique se déplace, provoquant le déplacement du rotor d'un pas angulaire mécanique (Figure I-9 (b)). Dans ce cas, le couple synchronisant, né de l'interaction courant-fer, est dû à la variation de l'inductance propre de la phase sous tension [11], [13].

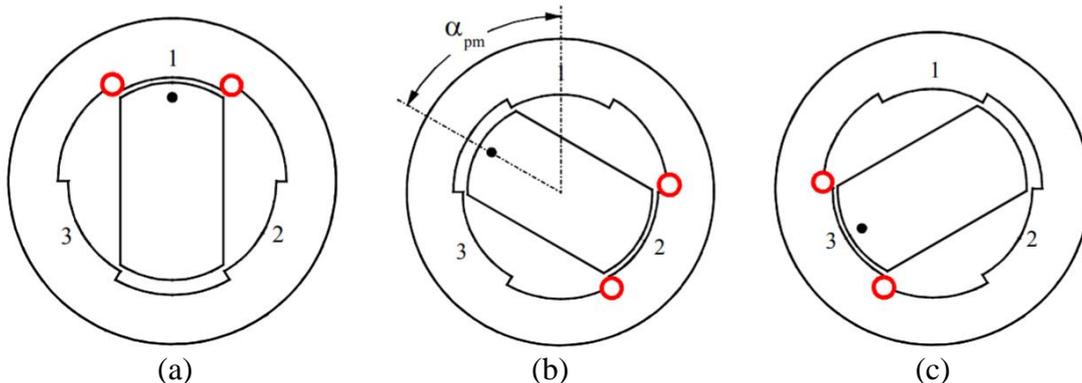


Figure I-9. Principe d'un moteur pas-à-pas à réluctance variable (MRV) [13]

#### I.3.2.2.2.Structures du moteur pas-à-pas à réluctance variable

Le stator et le rotor d'un moteur pas-à-pas à réluctance variable sont formé de tôles ferromagnétiques de haute perméabilité (fer-silicium, fer-cobalt) isolées entre elles et empilées les unes sur les autres.

L'entrefer doit être aussi petit que possible, afin de minimiser la force magnétomotrice et augmenter la puissance massique de la machine.

On distingue trois structures de base des moteurs pas-à-pas à reluctance variable :

- Les moteurs pas-à-pas à réluctance variable à plots statoriques non dentés (Figure I-10 (a)).
- Les moteurs pas-à-pas à réluctance variable à plots statoriques dentés (Figure I-10 (b)).
- Les moteurs pas-à-pas à réluctance variable à plots statoriques non dentés décalés (Figure I-10 (c)).

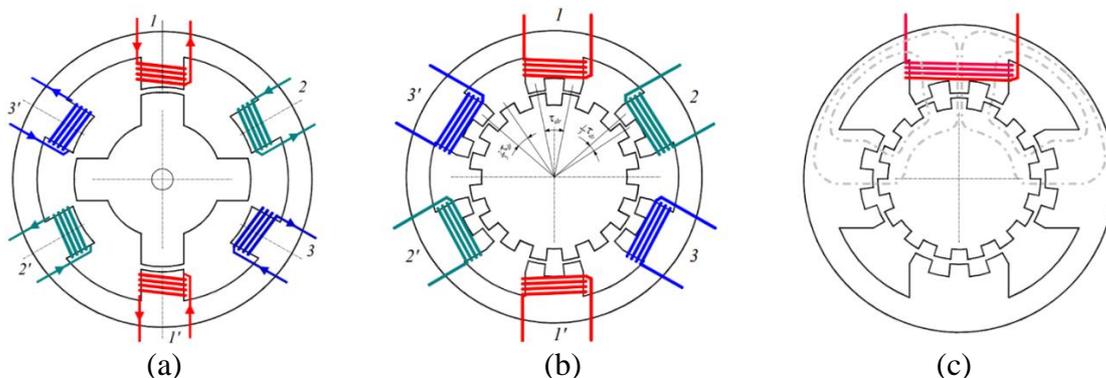


Figure I-10. Structures de base du moteur pas-à-pas à réluctance variable [13]  
 (a) MRV à stator non denté, (b) MRV à stator denté, (c) MRV à stator denté décalé

### I.3.2.3.Moteur pas-à-pas hybride

#### I.3.2.3.1.Principe de fonctionnement

Afin de combiner les avantages des deux types de moteurs pas-à-pas précédents (la résolution élevée due au grand nombre de dents au rotor et le couple élevé dû aux aimants), une structure dite hybride ou "MH" a été développée [11]. Son principe de fonctionnement reste le même que celui du moteur pas-à-pas à aimants, néanmoins le couple réluctant est beaucoup plus important dans cette configuration [13].

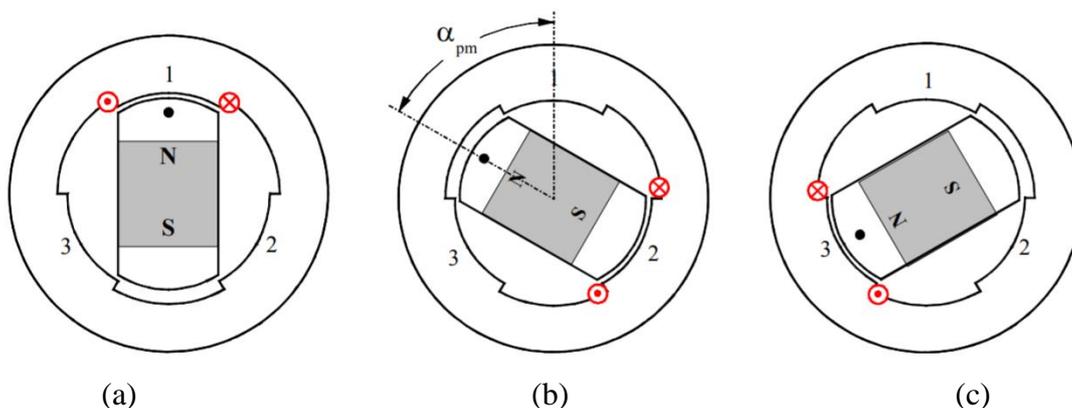


Figure I-11. Principe d'un moteur pas-à-pas hybride (MH) [13]

#### I.3.2.3.2.Structure du moteur pas-à-pas hybride

Le stator ainsi que le rotor du moteur pas-à-pas sont formés de tôles ferromagnétiques feuilletées. Les aimants sont en ferrite ou en terre rares. Le stator peut également être denté afin d'augmenter la résolution de la machine.

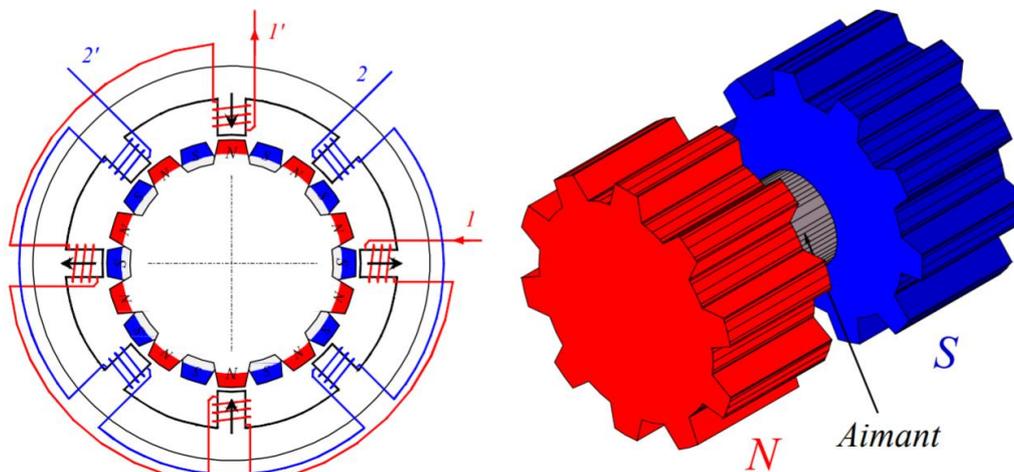


Figure I-12. Structure de base du moteur pas-à-pas hybride [13]

#### I.3.2.4.Comparaison des différents types de moteurs pas-à-pas

La section précédente a traité de manière générale les différents types de moteurs pas-à-pas. Afin de choisir le bon moteur pour une application donnée, certaines caractéristiques doivent être prises en compte, particulièrement celles liées au pas, au couple de détente et à l'inertie du rotor [21], [22]. Le Tableau I-1 présente les avantages, les inconvénients ainsi que les applications de chaque type de moteur pas-à-pas.

| Type  | Avantages   | Inconvénients  | Applications                  |
|---|---|--|-------------------------------|
| <b>Moteur pas-à-pas à aimants permanents</b>  | -Couple de détente<br>-Bon amortissement<br>-Bonne précision<br>-Grande puissance de sortie<br>-Peu de phénomènes de résonance                      | -Inertie au rotor élevée<br>-Vieillessement des aimants (possibilité de défluxage)<br>-Grand angle de pas  | Couple élevé, Faible vitesse  |
| <b>Moteur pas-à-pas à réluctance variable</b> | -Rapport Couple/Inertie élevé<br>-Vitesse de pas élevée (possibilité de fonctionner à hautes fréquences)<br>-Angle de pas faible                    | -Risques de résonance<br>-Pas de couple de détente<br>-Faible amortissement<br>-Faible puissance de sortie | Faible couple, Haute vitesse  |
| <b>Moteur pas-à-pas hybride</b>               | -Haute résolution<br>-Vitesse de pas élevée<br>-Couple de détente important<br>-Grande puissance de sortie<br>-Rapport Couple/inertie moyen à grand | -Inertie au rotor élevée<br>-Risques de résonance<br>-Amortissement moyen                                  | Couple élevé, moyenne vitesse |

Tableau I-1. Comparaison des différents types de moteur pas-à-pas

### I.3.3. Alimentation électrique des machines pas-à-pas

#### I.3.3.1. Structure globale

Afin d'assurer les commutations nécessaires au déplacement incrémental du moteur pas-à-pas, un dispositif électronique est nécessaire. Il est généralement constitué de (Figure I-13):

- Une unité de pilotage qui permet la commande du sens de rotation et la génération du train d'impulsions permettant le déplacement du rotor à une fréquence  $f_p$ .
- Un séquenceur qui dirige les impulsions vers les différentes phases assurant le séquençage suivant le type de moteur et le mode de fonctionnement.
- Un commutateur de puissance qui permet l'alimentation des différentes phases de la machine en fonction de la commande provenant du séquenceur.

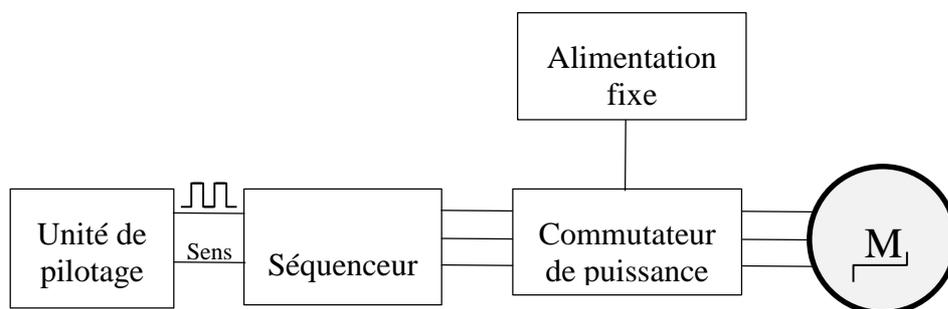


Figure I-13. Organigramme de l'alimentation d'un moteur pas-à-pas [11]

### I.3.3.1.1. Alimentation en tension ou en courant

Le circuit statorique d'un moteur pas-à-pas est fortement inductif, avec une inductance constante (Machines à aimants) ou variable (Machines à Réductance Variable), et présente une force électromotrice induite qui dépend de la position et de la vitesse (Figure I-14) . Ceci impose une continuité du courant dans les enroulements et s'oppose aux forts gradients de courants. L'alimentation choisie doit donc pouvoir établir et interrompre rapidement le courant dans le circuit inductif, tout en le maintenant à une valeur constante afin d'assurer un couple de même forme [11], [13].

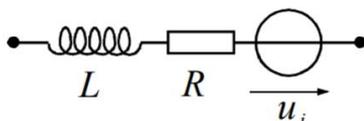


Figure I-14. Schéma équivalent d'une phase d'un moteur pas-à-pas

L'alimentation en tension produit un courant variable, sujet à l'influence de la vitesse et de la position. Ceci induit un déplacement et couple électromagnétique fortement pulsés. Cette méthode peut être néanmoins utilisée pour l'alimentation des très petits moteurs [11], [20].

L'alimentation en courant impose un courant sous forme de créneaux, dans les limites de tensions de la source. Cette solution offre des performances supérieures mais nécessite un asservissement en courant élaboré [11], [20].

### I.3.3.1.2. Alimentation unidirectionnelle ou bidirectionnelle

Suivant la technologie du moteur utilisé, l'alimentation des enroulements doit être unidirectionnelle (Machines à Réductance Variable) ou bidirectionnelle (Machines à aimants et hybrides) [11], [13] .

### I.3.3.2. Alimentation en tension

L'alimentation en tension unidirectionnelle (Figure I-15 (a)) est l'une des structures les plus simples. Chaque phase est connectée à la tension  $V_E$  par le biais d'un interrupteur commandé  $Q$ . Une diode de roue libre  $D$  assure l'extinction du courant lors du blocage du transistor.

L'alimentation en tension bidirectionnelle permet l'inversion du courant à partir d'une unique source de tension grâce à la structure de pont en H (Figure I-15 (b)). L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels (Transistor shunté par une diode) assure la réversibilité en courant dans chaque phase.

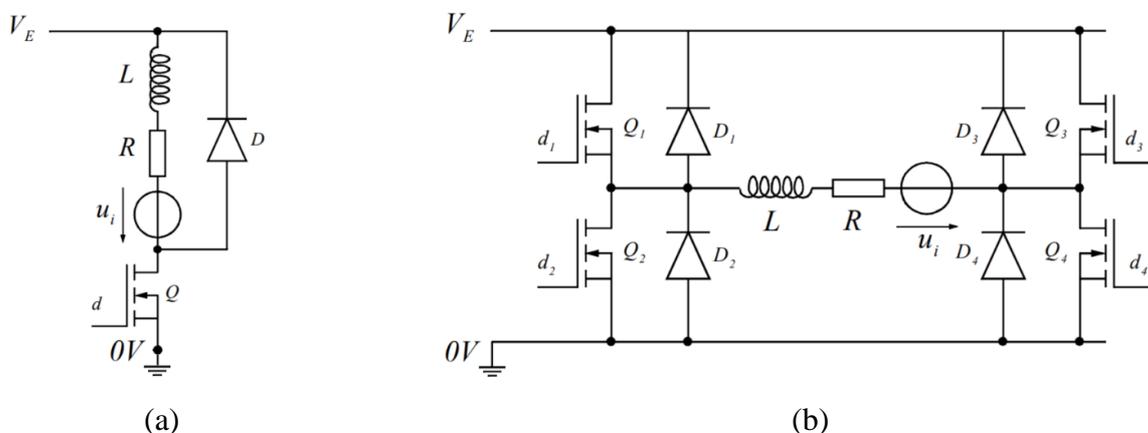


Figure I-15. Alimentation en tension [11], [13]  
(a) Unidirectionnelle, (b) Bidirectionnelle

L'amélioration de la décroissance du courant dans les enroulements peut se faire par :

- Résistance additionnelle en série avec la diode D : Accélère le régime transitoire en augmentant la constante de temps du circuit.
- Diode Zener en série avec la diode D : Réduit le temps de décente du courant pour une même constante de temps.
- La récupération de l'énergie normalement dissipée par effet Joule dans l'enroulement lors de la phase de roue libre permettrait d'augmenter le rendement de la machine et de ralentir son vieillissement. Ceci peut être effectué en utilisant deux transistors par phase : le courant sera aiguillé de la phase que l'on veut bloquer vers la phase que l'on veut alimenter.

L'amélioration du temps de montée du courant dans les enroulements peut se faire par :

- Une résistance additionnelle en série avec la phase : ceci accélère le régime transitoire en augmentant la constante de temps du circuit.
- Une alimentation à deux niveaux.
- L'ajout d'un circuit de compensation RC : La résistance  $R_c$  en série avec la phase et le condensateur  $C_c$  en parallèle sur l'enroulement sont dimensionnés pour avoir un temps de réponse rapide et un coefficient d'amortissement réduit.

### I.3.3.3. Alimentation en courant

Le couple du moteur pas-à-pas étant proportionnel au courant ou à son carré dans les cas d'une MRV, il est préférable d'opter pour une régulation du courant dans les enroulements. Pour ce faire, un fonctionnement en Hacheur est nécessaire.

Chaque phase dispose de deux interrupteurs commandés et de deux diodes (Figure I-16). Le transistor aiguille Q2 sélectionne la phase qu'il faut alimenter tandis que le transistor Q1 joue le rôle de Hacheur en commutant à fréquence élevée durant la période d'alimentation de la phase. Cette structure permet de réguler le courant autour de sa valeur nominale avec un temps de montée rapide, tout en améliorant les performances dynamiques de la machine.

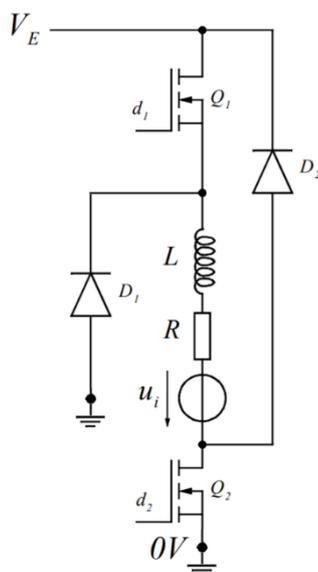


Figure I-16. Alimentation en courant (Alimentation avec Hacheur) [11], [13]

## I.4. Problématique et objectifs

### I.4.1. Sureté et sécurité de fonctionnement des actionneurs électromécaniques

Dans le domaine aéronautique, la sécurité, ou « Safety » en anglais, représente l'ensemble des mesures prises dans le but de protéger l'avion des défaillances graves qui compromettrait son intégrité et mettrait en danger la vie de l'équipage et des passagers [9]. Ainsi, les convertisseurs électromécaniques utilisés dans les actionneurs électromécaniques EMA doivent résoudre une problématique associant de bonnes performances électromécaniques à la sécurité de fonctionnement.

Ces exigences mettent en évidence des contraintes de dimensionnement supplémentaires, que l'on doit impérativement prendre en compte lors du choix de la topologie et de la conception du moteur électrique d'un actionneur EMA.

### I.4.2. Objectifs et contrainte du travail

Dans un système de positionnement, un actionneur EMA équipé d'un moteur pas-à-pas doit pouvoir maintenir une position fixe du rotor en régime permanent (à vitesse nulle). Ainsi, afin de générer le couple de charge dans une position d'équilibre stable, les enroulements statoriques du moteur doivent être alimentés en tout temps. Deux problèmes majeurs émergent de ce mode de fonctionnement :

D'une part, l'alimentation permanente du moteur engendre une augmentation de la température due aux pertes Joules. Ces effets thermiques peuvent conduire à une chute des performances de la machine et, à terme, à son endommagement irréversible.

D'autre part, un tel mode de fonctionnement met en danger l'intégrité du système de positionnement en le rendant vulnérable aux pannes d'alimentation. Ceci n'est pas tolérable, en particulier dans le cas de l'application visée, où les notions de fiabilité et de sécurité sont primordiales, ce, afin d'assurer la protection de l'appareil et de ses passagers.

Une solution envisageable au problème posé serait d'introduire une autre source de couple de tenue au dispositif, qui serait indépendante de l'alimentation électrique de la machine. Ainsi, nous pouvons exploiter le *couple de détente* ; un phénomène propre aux machines à aimants permanents, issu de l'interaction entre les aimants et le circuit ferromagnétique ; comme principe de crantage du système de positionnement au régime permanent, à courant nul.

Dans ces conditions, le moteur n'est alimenté que lors de brefs intervalles de temps, ce qui réduit les pertes Joules et, par conséquent, les effets thermiques sur la machine. Par ailleurs, le maintien de la position du rotor est assuré même en cas de coupure de l'alimentation. Cette solution permet donc de répondre à la contrainte sécuritaire imposée et d'aboutir à un dispositif optimisé en terme d'encombrement et de rendement tout en réduisant le coût du convertisseur de puissance associé.

Des études illustrant cette solution dans le cadre d'un actionneur de positionnement en aéronautique ont été menées, notamment au niveau des travaux de FANKEM [3]. Ce dernier présente, entre autres, un moteur pas-à-pas hybride constitué d'une machine à réluctance variable hybride (MRVH) de structure tridimensionnelle, où l'épaisseur de l'aimant permanent est ajustée afin d'avoir la période et la valeur maximale du couple de détente désirées.

## I.5. Conclusion

La substitution des énergies conventionnelles hydrauliques et pneumatiques par l'énergie électrique dans les systèmes aéronautiques est connue sous le nom de MAE/AEA « More/All Electric Aircraft ». Ce concept permet d'améliorer la fiabilité, le rendement et la consommation en carburant. En outre, le MAE/AEA réduit les coûts de maintenance et d'exploitation tout en étant plus respectueux de l'environnement. Le développement de nouveaux concepts d'actionneurs (Electromécaniques EMA et Electro-hydrostatiques EHA) contribue grandement à cette tendance.

Pour répondre aux exigences de précision et de fiabilité des systèmes de positionnement, notamment en aéronautique, les actionneurs électriques sont équipés de moteurs fonctionnant en pas-à-pas. Ces machines varient selon la configuration de leur rotor (à aimant permanent, à réluctance variable ou encore hybride). Le choix du type de moteur, de l'alimentation et du mode de fonctionnement varie en fonction des besoins requis par l'application visée.

Ce chapitre introductif est suivi d'un dimensionnement magnétique de différentes machines pas-à-pas à aimants. Une topologie performante sera choisie pour répondre aux exigences requises par un système d'actionnement en aéronautique. Par la suite, une modélisation dynamique de l'ensemble Convertisseur Statique/Machine sera effectuée pour un cycle de fonctionnement donné.

## Chapitre II. Analyse des couples dans les machines électriques à aimants permanents

### II.1. Introduction

Les machines électriques à aimants permanents sont des convertisseurs électromécaniques synchrones largement utilisée en industrie. La fiabilité, la compacité ainsi que les bonnes performances dynamiques de ces machines font d'elles des candidates idéales dans les applications embarquées, notamment trouvées en aéronautique.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser aux différents couples générés dans une machine électrique à aimants permanents, quel que soit sa configuration. Nous développerons plus particulièrement l'analyse du couple de détente présent dans ce type de machines ; ce dernier étant un paramètre clé de notre application. Nous introduirons également le logiciel de calcul par éléments finis FEMM utilisé dans ce travail.

### II.2. Analyse des couples dans les machines électriques à aimants permanents

Le couple électromagnétique instantané généré par une machine électrique à aimants permanents est la somme de trois couples élémentaires : [23]

- Le couple d'interaction entre les courants et les aimants, ou couple hybride.
- Le couple de réluctance, dû à la saillance du rotor.
- Le couple de détente, dû à la présence d'aimants et d'un circuit ferromagnétique denté.

#### II.2.1. Couple d'interaction

Le couple d'interaction électromagnétique, ou couple hybride, représente l'interaction entre le flux inducteur créé par les aimants permanents  $\Psi_{PM}$ , et les courants dans le bobinage induit au stator  $i_s$ . Son expression générale est donnée par l'équation (II-1).

$$\Gamma_{int} = [i_s]^t \cdot \frac{d[\Psi_{PM}]}{d\theta} \quad (II-1)$$

Connaissant l'expression de la dérivée du  $\Psi_{PM}$  par rapport à la position mécanique  $\theta$ , le couple d'interaction peut être donnée par l'équation (II-2) ; où  $\Omega$ ,  $m$ ,  $E_k$  et  $i_k$  sont respectivement : la vitesse de rotation de la machine, le nombre de phase, la FEM instantanée à vide et le courant instantané de la phase  $k$ .

$$\Gamma_{int}(t) = \frac{1}{\Omega} \sum_{k=1}^m E_k(t) \cdot i_k(t) \quad (II-2)$$

#### II.2.2. Couple de réluctance

Dans une machine électrique à pôles saillants, le couple de réluctance est engendré par la variation de la réluctance du circuit ferromagnétique en fonction de la position relative du rotor par rapport au stator.

Ainsi, le couple réluctant peut être exprimé par la relation (II-3),  $[L_s]$  étant la matrice inductance statorique.

$$\Gamma_{rel} = [i_s]^t \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} \cdot [i_s] \quad (II-3)$$

### II.2.3. Couple de détente dans les machines électriques à aimants permanents

#### II.2.3.1. Principe de génération du couple de détente

La majorité des machines électriques à aimants permanents est composée d'un stator comportant un circuit ferromagnétique denté qui interagit avec les pôles magnétiques du rotor. Cette attraction magnétique crée une tendance du rotor à maintenir son alignement par rapport aux dents statoriques, dans une position d'équilibre qui minimise l'énergie du système (position de réluctance minimum) ; ceci même lorsque la machine n'est pas excitée. Ce phénomène est appelé couple de détente ou 'Cogging Torque' [8], [9].

La Figure II-1 représente un pôle d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface, dans deux positions différentes. En alignant parfaitement le pôle de l'aimant avec les trois dents statoriques ( Figure II-1 (a)), les efforts tangentiels produits par le flux magnétique au stator s'annulent : le couple de détente est nul. Parallèlement, si l'on tourne le rotor d'un angle  $\alpha$  ( Figure II-1 (b)), les efforts tangentiels créés par le flux de l'aimant ne se compensent plus : le couple de détente a une valeur non nulle. Ce couple généré tente de ramener le rotor à sa position d'équilibre précédente [9].

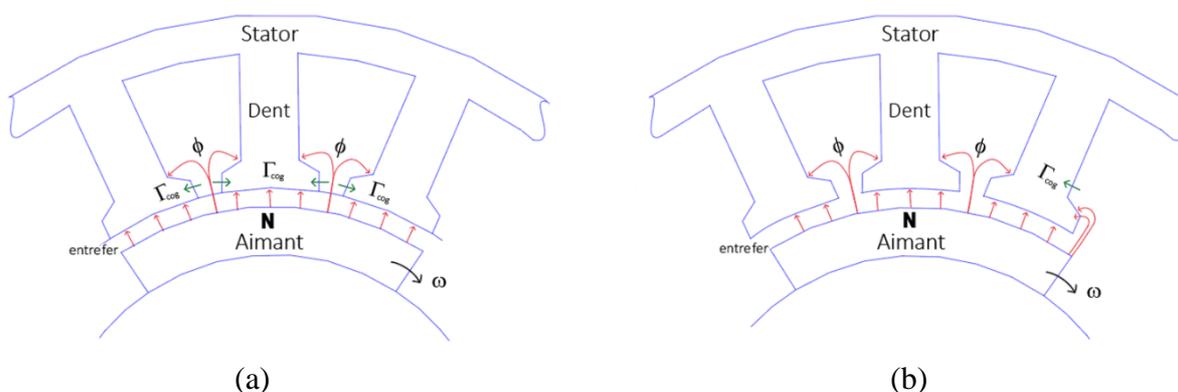


Figure II-1. Production du couple de détente  
 (a) Couple de détente nul (b) Couple de détente non nul

#### II.2.3.2. Modélisation du couple de détente

La méthode analytique est couramment utilisée pour le calcul du couple de détente des machines électriques à aimants permanents. Cette approche consiste à déterminer une expression de la densité du flux magnétique dans l'entrefer de la machine en fonction de la position. Ensuite, le couple de détente est déduit par dérivation de la Co-énergie ou par sommation des efforts magnétiques appliqués aux côtés latéraux des dents statoriques. Cette méthode permet d'étudier simultanément l'amplitude et le spectre du couple de détente [26], [27].

Afin d'illustrer ce calcul, considérons une machine à aimants caractérisée par un circuit ferromagnétique de perméabilité magnétique très grande devant celle de l'air et des aimants. En admettant cela, la variation de l'énergie magnétique du système sera localisée principalement au niveau de l'entrefer. Le couple de détente est alors exprimé par l'équation (II-4) [23].

$$\Gamma_{cog}(\theta_r) \approx \frac{\partial W_e(\theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (\text{II-4})$$

où  $\theta_r$  est l'angle mécanique de la position relative du rotor dans une repère fixe lié au stator. l'énergie magnétique de l'entrefer  $W_e(\theta_r)$  est liée, par intégration, au carré de l'induction magnétique dans l'entrefer  $B_{er}(\theta_r, \theta)$ .

Cette dernière peut être approximée par le produit de l'induction magnétique dans l'entrefer en l'absence de saillance  $B_e(\theta_r, \theta)$  et d'une fonction de perméance relative  $P_r(\theta)$  qui représente l'effet de la denture ; comme le montre l'équation (II-5).

$$B_{er}(\theta_r, \theta) = P_r(\theta) \cdot B_e(\theta_r, \theta) \quad (\text{II-5})$$

Ainsi, le couple de détente peut être exprimé par l'équation ci-après :

$$\Gamma_{cog}(\theta_r) = K_g \cdot \frac{\partial}{\partial \theta_r} \left[ \int_0^{2\pi} P_r^2(\theta) \cdot B_e^2(\theta_r, \theta) \cdot d\theta \right] \quad (\text{II-6})$$

$K_g$  étant un coefficient qui regroupe les paramètres physique constants et les grandeurs géométriques invariables dans notre étude, notamment, la perméabilité magnétique du vide, la longueur axiale de la machine et son rayon d'alésage.

Par ailleurs, un choix adéquat du système d'axes permet d'avoir des fonctions  $P_r^2(\theta)$  et  $B_e^2(\theta_r, \theta)$  périodiques paires. Celles-ci sont développées en série de Fourier de coefficients  $\lambda_i$  et  $\beta_j$  respectivement, comme le montre les équations suivantes :

$$P_r^2(\theta) = \sum_{i=0}^{\infty} \lambda_i \cos(mQ_s \theta) \quad (\text{II-7})$$

$$B_e^2(\theta_r, \theta) = \sum_{j=0}^{\infty} \beta_j \cos(jQ_r(\theta_r + \theta)) \quad (\text{II-8})$$

Où  $Q_s$  et  $Q_r$  sont, respectivement, le nombre de dents statoriques et le nombre de pôles rotoriques de la machine.

Ainsi, en introduisant les formulations (II-7) et (II-8) dans l'expression du couple de détente (II-6), on remarque que seuls les termes de mêmes rangs harmoniques produisent un couple. On obtient alors :

$$\Gamma_{cog}(\theta_r) = K_g' \sum_{n=1}^{\infty} nQ_r \lambda_n \beta_n \sin(nQ_r \theta_r) \quad ; \quad \left( n = \frac{mQ_s}{Q_r} \right) \quad (\text{II-9})$$

On remarque que seuls les harmoniques de rang multiple du nombre de dents par pôle  $Q_s/Q_r$  sont retrouvées dans le couple de détente. On introduit  $N_c$ , le plus petit multiple commun entre le nombres de dents et le nombre de pôles, donné par l'équation (II-10)

$$N_c = PPCM(Q_s, Q_r) \quad (\text{II-10})$$

L'expression générale du couple de détente se ramène finalement à :

$$\Gamma_{cog}(\theta_r) = K_g' \sum_{k=1}^{\infty} kN_c \lambda_n \beta_n \sin(kN_c \theta_r) \quad ; \quad (n = kN_c) \quad (\text{II-11})$$

Afin d'apprécier l'effet de la combinaison du nombre de dents statoriques et de pôles rotoriques sur le couple de détente des machines à aimants permanents, on introduit un facteur dit 'Goodness Factor' du point de vue du couple de détente [28], [29]. Il est donné par l'équation (II-12).

$$P_c = \frac{Q_r \cdot Q_s}{N_c} = PGCD(Q_s, Q_r) \quad (\text{II-12})$$

Ce facteur correspond au Plus Grand Commun Diviseur des nombres de dents statoriques et de pôles rotorique. Physiquement, il représente la périodicité de la machine i.e. le nombre d'interactions magnétiques donnant le même couple de détente.

Bien qu'il n'y ait pas de relation formelle entre la périodicité de la machine et l'amplitude du couple de détente, il a été constaté que plus le facteur  $P_c$  est élevé, plus le couple de détente potentiellement produit sera grand [29].

### II.2.3.3. Paramètres influant sur le couple de détente

Plusieurs paramètres peuvent influencer sur le couple de détente en terme d'amplitude, de périodicité et de forme d'onde. L'expression (II-11) permet d'identifier les principaux facteurs dont l'effet est quantifiable [23], [25], [28]–[30].

- La combinaison du nombre de pôles rotoriques et de dents statorique de la machine, y compris les dents et les encoches auxiliaires, impose la période du fondamental du couple de détente  $N_c$ .
- Les coefficients  $\beta_n$  de la série de Fourier du carré de l'induction magnétique dans l'entrefer  $B_e^2$  sont liés à l'ouverture, l'épaisseur, la forme, la disposition et la segmentation des aimants permanents ainsi qu'à la forme de l'aimantation (rectangulaire, trapézoïdale).
- Les coefficients  $\lambda_n$  de la série de Fourier du carré de la perméance relative  $P_r^2$  dépendent de la géométrie des dents statoriques et rotoriques, de l'ouverture des encoches statoriques et de la largeur de l'entrefer.

L'étude de ces grandeurs a permis de développer différentes techniques de réduction du couple de détente [25], [31]–[34]. Néanmoins, dans le cadre de notre application, nous allons nous intéresser à certaines de ces méthodes afin d'aboutir à l'effet inverse, en d'autres termes, de parvenir à augmenter le couple de détente généré pour différentes topologies de machine à aimants permanents.

## II.3. Etude des dispositifs électromagnétiques

### II.3.1. Calcul numérique en électromagnétisme

Le calcul des couples dans une machine électrique passe tout d'abord par un calcul du champ électromagnétique créé dans les différentes parties qui la composent. Afin d'effectuer cette analyse, on a le plus souvent recourt aux méthodes numériques qui facilitent l'étude des géométries complexes.

L'une des méthodes numériques de calcul de champ les plus utilisées est la méthode des éléments finis. Son principe est de subdiviser le domaine d'étude en surfaces élémentaires constituant ainsi un maillage. Ce dernier est garni, permettant la définition de l'équation différentielle à résoudre au niveau de chaque élément. Les conditions aux limites du domaine sont également introduites. La résolution du système d'équations par des méthodes itératives permet d'obtenir la valeur du potentiel vecteur magnétique  $A$  aux nœuds du domaine

discrétisé. Ceci permet d'établir l'état magnétique de la machine et d'accéder aux grandeurs utilisées lors de sa conception (Couple, Induction, FEM...).

Cette méthode numérique nécessite un grand nombre de calculs qu'il n'est pas possible d'effectuer manuellement. Ainsi, pour être efficacement utilisée, elle doit être intégrée à des logiciels de conception assistée par ordinateur (CAO) assurant la description simplifiée des données et l'exploitation des résultats obtenus. Dans ce cadre, le logiciel utilisé lors de notre étude est *FEMM Version 4.2*.

### II.3.2. Présentation du logiciel de calcul FEMM

FEMM (Finite Element Method Magnetics) est une suite de programmes destinés à la résolution de problèmes électromagnétiques à basse fréquence, sur des domaines bidimensionnels planaires et axisymétriques [35]. Bien que le logiciel puisse traiter des problèmes de différentes natures (magnétiques, électrostatique, thermiques), notre travail est orienté vers l'étude de problèmes magnétostatiques linéaires.

La résolution numérique des équations de champs électromagnétiques par la méthode des éléments finis fait intervenir les trois modules principaux du logiciel (Figure II.2) :

- **Le Préprocesseur** : C'est une interface de CAO interactive permettant de définir la géométrie du problème à résoudre, les propriétés physiques des matériaux constituant chaque domaine et les conditions aux limites. Il assure également le maillage du domaine d'étude, suivant la finesse désirée.
- **Le Processeur** : Ce module considère l'ensemble des fichiers de données qui décrivent le problème et assure la résolution des équations différentielles aux dérivées partielles afin d'obtenir les valeurs du potentiel vecteur aux nœuds du maillage, et ce, pour une précision de calcul préalablement définie.
- **Le Post Processeur** : Ce programme permet de représenter les solutions obtenues au niveau du processeur sous forme de lignes équipotentielles et de densités de champs, ainsi que d'évaluer certaines intégrales pertinentes au calcul de grandeurs globales (Energie, Co-énergie, Forces, Couples...).



Figure II-2. Organigramme de calcul

FEMM dispose d'une bibliothèque « OctaveFEMM » qui permet l'utilisation de la méthode des éléments finis via un ensemble de fonctions implémentées sur Matlab [36]. Ainsi, la modélisation et l'analyse des dispositifs électromagnétiques étudiés peut se faire de manière manuelle ou programmée.

La Figure II-3 illustre les différentes étapes impliquées lors d'un calcul de champ par éléments finis sous FEMM, ainsi que les résultats obtenus sur une machine synchrone à aimants permanents montés en surface.

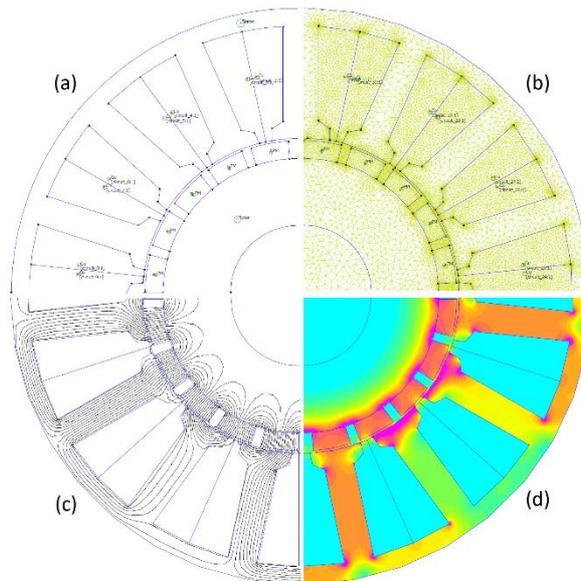


Figure II-3. Procédure de calcul de champ sur FEMM appliqué à un MSAP montés en surface  
 (a) géométrie de la machine (b) maillage du domaine d'étude  
 (c) lignes de flux magnétique (d) densité de flux magnétique

## II.4. Méthodes de calcul de couples dans les machines électriques

Différentes méthodes peuvent être adoptées pour le calcul du couple d'une machine électrique. Les plus utilisées étant le Tenseur de contraintes Maxwell et le Principe des Travaux Virtuels. Ces méthodes sont brièvement présentées ci-après, dans le cadre d'un calcul numérique par éléments finis.

### II.4.1. Tenseur de contraintes de Maxwell

A partir de la formulation mathématique de Maxwell, la force électromagnétique, notée  $\vec{F}$ , appliquée à un volume  $V$  entouré par une surface  $S$  est exprimée comme suit [37], [38] :

$$\vec{F} = \oint_V \vec{f} \cdot dV = \oint_S \vec{T} \cdot dS \quad (\text{II-13})$$

$\vec{T}$  étant le tenseur de contraintes de Maxwell. Il est donné par l'équation (II-14) :

$$\vec{T} = \mu \left[ (\vec{n} \cdot \vec{H}) \cdot \vec{H} - \frac{H^2}{2} \vec{n} \right] \quad (\text{II-14})$$

$\vec{H}$  étant le vecteur du champ magnétique,  $\vec{n}$  la normale unitaire à la surface  $S$ , et  $\mu$  la perméabilité magnétique.

En utilisant les deux équations précédentes ((II-13) et (II-14)), et en considérant le milieu dans une machine électrique comme étant isotrope, le couple est donné par l'intégrale sur la surface fermée  $S$  située dans l'entrefer (équation (II-15)).

$$\Gamma = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \left[ (\vec{r} \times \vec{B}) \cdot (\vec{B} \cdot \vec{n}) - \frac{B^2}{2} (\vec{r} \times \vec{n}) \right] \cdot dS \quad (\text{II-15})$$

Tel que  $\vec{B}$  est le vecteur du densité de flux magnétique,  $\vec{r}$  le vecteur radial d'un point dans l'entrefer, et  $\mu_0$  la perméabilité magnétique du vide.

Dans le cas d'un problème bidimensionnel, l'équation (II-15) se simplifie en une intégrale curviligne le long d'un contour fermé  $C$  dans l'entrefer (équation (II-16)).

$$\Gamma = \frac{L_z}{\mu_0} \oint_C r \cdot B_t \cdot B_r \cdot dC \quad (\text{II-16})$$

Où  $L_z$  est la longueur utile de la machine,  $r$  le rayon du contour d'intégration,  $B_t$  et  $B_r$  sont respectivement la densité de flux magnétique tangentielle et radiale le long du contour.

Lors du calcul du couple par le Tenseur de contraintes de Maxwell, on remarque que seules les densités de flux le long du contour d'intégration sont utilisées (équation (II-16)). Ceci permet la mise en œuvre d'un calcul simple et rapide.

Néanmoins, la mise en œuvre du calcul numérique par éléments finis montre que le résultat dépend fortement de la distribution du champ le long du contour d'intégration sélectionné. Cette méthode nécessite donc un maillage très fin de la machine, particulièrement dans la région de l'entrefer, et ce, afin d'assurer une bonne précision de calcul [37], [38].

Une solution envisageable pour pallier à ce problème est d'utiliser une fonction d'interpolation d'ordre supérieur lors de la modélisation du problème par éléments finis [26].

#### II.4.2. Tenseur de contraintes de Maxwell pondéré :

Le calcul du couple par le Tenseur de Maxwell pondéré (Eggshell Method) est une généralisation de la méthode d'Arkko [39], [40]. Elle consiste à évaluer le couple donné par l'équation (II-16) sous forme d'intégrale surfacique et non curviligne. La fonction de poids utilisée résulte de la résolution numérique d'une équation de Laplace dans l'entrefer.

Cette méthode revient donc à moyennner le couple calculé sur tous les contours d'intégration possibles, comme l'exprime l'équation (II-17), où  $n_c$  est le nombre total de contours d'intégration et  $\Gamma_i$  le couple calculé sur chaque contour.

$$\Gamma = \frac{1}{n_c} \sum_{i=1}^{n_c} \Gamma_i \quad (\text{II-17})$$

Cette méthode a pour principal avantage d'augmenter la précision du calcul, tout en le rendant peu dépendant à la densité du maillage de la machine [37].

#### II.4.3. Principe des travaux virtuels

En utilisant le principe des travaux virtuels, le couple peut être calculé en terme de dérivée de la Co-énergie à courant constant (équation (II.18)).

$$\Gamma = \frac{\partial \tilde{W}_m(\theta, i)}{\partial \theta} = \left. \frac{d\tilde{W}_m}{d\theta} \right|_{i=cte} \quad (\text{II-18})$$

$\theta$  étant la position angulaire du rotor par rapport au stator, et  $\tilde{W}_m$  la Co-énergie emmagasinée dans le volume  $V$  délimitant la machine. Elle est donnée par l'équation (II-19).

$$\tilde{W}_m = \int_V \left[ \int_0^H b \cdot dh \right] \cdot dV \quad (\text{II-19})$$

Où  $B$  et  $H$  représentent respectivement la densité de flux magnétique et l'intensité du champ magnétique dues aux aimants permanents.

L'inconvénient principal de l'utilisation de cette méthode est que la précision du calcul du couple est considérablement affectée par l'incrément de l'angle mécanique  $\Delta\theta$  utilisé lors du calcul numérique. Sa valeur optimale doit être préalablement déterminée par une série d'essais [26], [37].

#### II.4.4. Comparaison des différentes méthodes de calcul numérique du couple

Afin de comparer les méthodes précédemment décrites en terme de précision et de temps de calcul, et d'établir leurs sensibilités à la densité du maillage et au pas utilisé, nous allons mettre en œuvre un calcul du couple de détente d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface.

Dans un premier temps, on fixe l'incrément de l'angle mécanique  $\Delta\theta$  à une valeur donnée et on fait varier la densité du maillage. Cette dernière est représentée par le nombre de nœuds (le nombre de nœuds est d'autant plus grand que le maillage est fin). Les courbes obtenues sont illustrés par la Figure II-4.

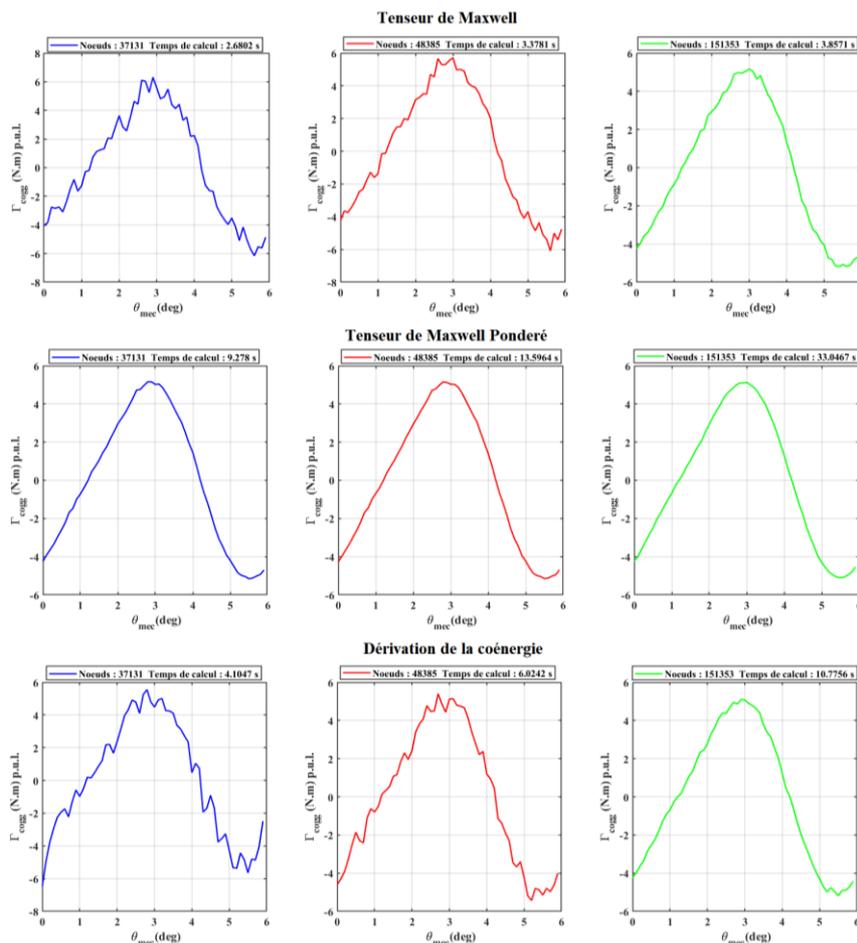


Figure II-4. Comparaison des différentes méthodes de calcul du couple : Effet de la variation de la finesse du maillage

Dans un second temps, on fixe le maillage à une finesse acceptable, et on fait varier l'incrément de l'angle mécanique  $\Delta\theta$ . Ce dernier est représenté par le nombre de positions prise par le rotor ( $\Delta\theta$  d'autant plus petit que  $N_{pos}$  est grand). Les courbes obtenues sont illustrées par la Figure II-5.

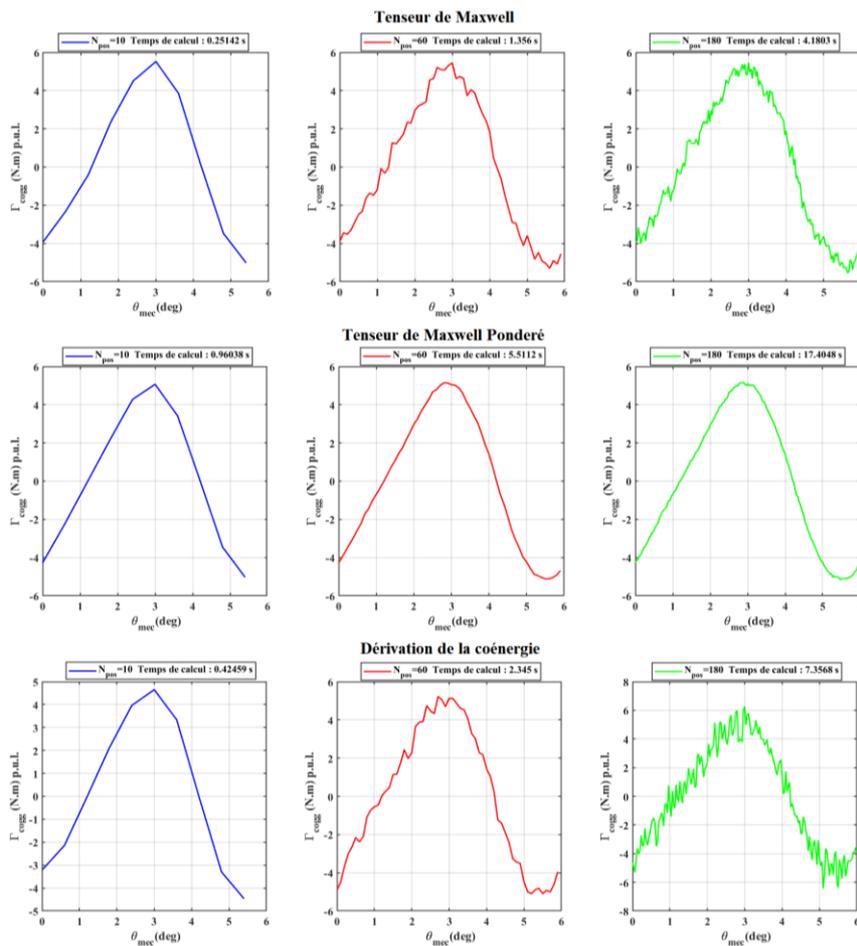


Figure II-5. Comparaison des différentes méthodes de calcul du couple : Effet de la variation l'incrément de l'angle mécanique  $\Delta\theta$

A partir des courbes précédentes, on remarque que le temps de calcul des différentes méthodes augmente drastiquement en affinant le maillage du domaine ; la méthode du Tenseur de Maxwell pondéré étant la plus consommatrice. Le même effet est observé lorsqu'on réduit le pas de calcul  $\Delta\theta$ .

Les méthodes du Tenseur de Maxwell et de dérivation de la co-énergie sont toutes les deux affectées par la finesse du maillage. En effet, les courbes varient fortement en fonction de la discrétisation du domaine : le résultat est d'autant moins précis que le nombre de nœuds est réduit.

En réduisant le pas de calcul  $\Delta\theta$ , on remarque l'apparition d'ondulations lors du calcul du couple de détente en dérivant la co-énergie. Ceci est dû aux erreurs introduites par les méthodes de dérivation numérique.

Ainsi, dans le but d'augmenter la précision de calcul du couple de détente et de l'affranchir de la densité du maillage de la machine et de l'incrément de l'angle mécanique, nous allons adopter la méthode du Tenseur de Maxwell pondéré pour la suite de notre travail.

## II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les différents couples générés dans une machine électrique à aimants permanents. Nous nous sommes principalement focalisés sur la modélisation du couple de détente afin d'établir les paramètres ayant une influence sur son amplitude, sa périodicité et sa forme d'onde. Les conclusions obtenues seront utilisées ultérieurement dans notre travail, et ce, dans le but d'augmenter le couple de détente généré par différentes topologies de machine à aimants permanents.

Nous avons pris l'exemple d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface afin d'illustrer ce chapitre. Après avoir calculé le couple de détente de cette machine sous FEMM, par les différentes méthodes présentées, nous avons établi que la méthode du Tenseur de Maxwell pondérée est la plus adaptée à notre étude, de par sa précision et sa non dépendance au maillage et au pas de calcul. Elle sera donc utilisée pour la suite de ce travail.

Il est à noter que les problèmes posés dans notre étude seront de nature magnétostatique linéaire ; la saturation des matériaux ferromagnétiques utilisés n'étant pas prise en compte.

## Chapitre III. Etude et dimensionnement de machines à aimants permanents

### III.1. Introduction

L'un des objectifs principaux à atteindre lors d'une démarche de conception de machines électriques est la réduction du taux d'ondulation du couple électromagnétique [41]–[44]. Ces ondulations ou 'torque ripples' sont dues, entre autres, au couple de détente dans le cas des machines à aimants permanents [45], [46]. Il est donc primordial, dans la plupart des applications industrielles, de minimiser ce couple, source de vibrations, de bruits et de fluctuations de vitesse [7], [8]. Plusieurs études ont été menées à ce sujet, et différentes techniques de réduction du couple de détente dans les machines électriques à aimants permanents ont été développées [25], [31]–[34].

Néanmoins, dans le cadre de notre travail, le couple de détente est utilisé comme principe de crantage de la machine à aimants permanent fonctionnant comme actionneur de positionnement ; le but étant de fournir le couple de charge en maintenant la position désirée, et ce, sans consommation d'énergie au régime permanent. Cette approche permet, d'une part, d'assurer le fonctionnement du système de positionnement même en cas de coupure de l'alimentation, et d'autre part, de réduire les effets thermiques dus aux pertes joule, la machine n'étant sous tension que lors de brefs intervalles de temps.

Dans ce chapitre, nous allons tout d'abord établir le cahier de charges de l'application de positionnement visée. Une stratégie de dimensionnement est mise en place afin de répondre aux différentes contraintes imposées. Par la suite, deux topologies principales sont envisagées : la machine à commutation de flux à aimants permanents et la machine à aimants permanents montés en surface. Enfin, une conception orientée vers la maximisation du couple de détente permettra d'aboutir à une structure performante.

### III.2. Caractéristiques principales de l'application

#### III.2.1. Cahier de charges

Comme nous l'avons établi au chapitre I, l'objectif de notre travail est de dimensionner un moteur électrique à aimants permanents, fonctionnant en pas-à-pas, pour une application de positionnement. L'objectif étant d'étudier et de comparer différentes topologies en terme d'encombrement, de couple de maintien et de performances.

Pour ce faire, un cahier de charges est établi. L'ensemble des contraintes liées à l'application visée (environnement, utilisation...) sont décrites comme suit :

→ Type de moteur :

Les moteurs étudiés dans le cadre de ce travail sont des moteurs rotatifs triphasés à aimants permanents à commutation électronique.

→ Encombrement :

L'application visée étant dans un domaine aéronautique, l'espace disponible pour l'actionneur est restreint. Le rayon externe maximal du moteur est de  $38\text{mm}$ , tandis que sa longueur est ajustée suivant la topologie et devra être minimale.

→ Alimentation :

Le convertisseur de puissance est alimenté par un bus continu de tension égale à  $200\text{V}$ . La densité de courant maximale au niveau des encoches est de  $7\text{ A/mm}^2$ .

→ Performances :

Le pas mécanique maximal toléré par le système est de  $5^\circ$ , et ce pour le positionnement d'une charge dont le couple résistant est 1 N.m. La vitesse de rotation maximale de la machine est de  $400 \text{ tr/min}$ , avec la possibilité de tourner dans les deux sens. La position du rotor doit être maintenue en cas de coupure de l'alimentation.

Le Tableau III-1 résume les valeurs des performances et des caractéristiques géométriques, électriques et mécaniques imposées par le cahier de charges :

| Paramètres               | Symboles           | Valeurs et unités      |
|--------------------------|--------------------|------------------------|
| Nombre de phases         | $m$                | 3                      |
| Rayon externe maximal    | $R_{ext}$          | 38 [mm]                |
| Tension du bus continu   | $V_{DC}$           | 200 [V]                |
| Densité de courant       | $J$                | 7 [A/mm <sup>2</sup> ] |
| Pas mécanique maximal    | $\alpha_{pas,max}$ | $5^\circ$              |
| Vitesse                  | $\Omega$           | 400 [tr/min]           |
| Couple de charge nominal | $\Gamma_{ch}$      | 1 [N.m]                |

Tableau III-1 Cahier de charges et caractéristiques techniques.

→ Les aimants permanents :

Les aimants permanents choisis pour notre application sont des aimants en terres rares de type Néodyme-Fer-Bore (NdFeB), en raison de de leur efficacité et de leurs performances élevées. Ils sont caractérisés par une induction rémanente d'une valeur de 1.2 T et d'une perméabilité relative est de 1.05.

→ Matériau ferromagnétique :

Le stator et le rotor des machines est constitué d'un empilement de tôles ferromagnétiques isolées entre elles. La perméabilité relative du fer utilisé est de 1000. Il est à noter que notre étude se fait sous l'hypothèse de linéarité (hors zone de saturation de la courbe B-H).

→ Enroulements :

Le bobinage statorique est constitué d'un ensemble de conducteurs en cuivre isolés entre eux, de conductivité électrique d'une valeur de  $58 \times 10^6 \text{ S/m}$ .

Le Tableau III-2 résume les caractéristiques des matériaux utilisés (aimants, fer et cuivre) :

| Caractéristiques                  | Symboles      | Valeurs et unités              |
|-----------------------------------|---------------|--------------------------------|
| Perméabilité relative de l'aimant | $\mu_{pm}$    | 1.05                           |
| Induction rémanente               | $B_r$         | 1.2 [T]                        |
| Perméabilité relative du fer      | $\mu_{Fer}$   | 1000                           |
| Conductivité électrique du cuivre | $\sigma_{Cu}$ | $58 \times 10^6 \text{ [S/m]}$ |

Tableau III-2 Caractéristiques des matériaux utilisés.

### III.2.2. Utilisation du couple de détente de machines à aimants dans un système de positionnement

Afin d'assurer le bon fonctionnement du système de positionnement, il faut maintenir l'actionneur dans une position déterminée en fournissant le couple de charge en régime établi i.e. à vitesse nulle. De manière générale, le couple de détente fourni par une machine à aimants permanents classique, dimensionnée pour une charge nominale donnée, est faible. Ainsi, une alimentation électrique est nécessaire pour assurer le crantage du moteur [30].

Dans l'application visée, on souhaite assurer le blocage du système de positionnement en l'absence d'alimentation. Il est donc primordial de concevoir une machine électrique à aimants ayant un couple de détente suffisamment important pour fournir le couple de charge au régime permanent.

La Figure III.1 représente l'allure typique du couple de détente d'une machine à aimants permanents ainsi que le couple de charge imposé. Dans le but d'obtenir le mode de fonctionnement précédemment décrit, il faut que la valeur maximale du couple de détente soit supérieure ou au moins égale à la valeur maximale du couple de charge. Les points **C** et **H** représentent les seuls points de fonctionnement stable du rotor lorsque le moteur n'est pas excité. Ainsi, la précision du système de positionnement est de l'ordre d'une moitié de période du couple de détente. Cette dernière dépend de la géométrie de la machine étudiée (nombre de dents statoriques et rotoriques).

En alimentant le stator de la machine avec un courant positif, un couple  $\Gamma_1$  est produit, s'ajoutant au couple de détente de la machine. Le couple électromagnétique est obtenu par translation de la courbe du couple de détente vers le haut ; on note que le rotor se stabilise à la position **D**. En augmentant le courant injecté, le couple électromagnétique croît jusqu'à ce que sa courbe soit tangentielle au couple de charge au point **E**. Une fois le point **G** atteint, l'énergie cinétique due à l'inertie du rotor assure la continuité de la rotation sans injection de courant, et ce, jusqu'au nouveau point de stabilité **H** : le rotor a avancé d'un pas en avant.

La rotation dans le sens opposé est obtenue en excitant la machine par un courant négatif. Un couple négatif est produit, translatant la courbe du couple de détente vers le bas et induisant un mouvement du rotor d'un pas en arrière suivant un fonctionnement similaire au cycle précédent.

Il est à noter que, afin d'assurer le fonctionnement de l'application, le couple électromagnétique produit par l'injection d'un courant au stator doit être supérieur ou au moins égale à la somme des couples de détente et de charge au point **E**.

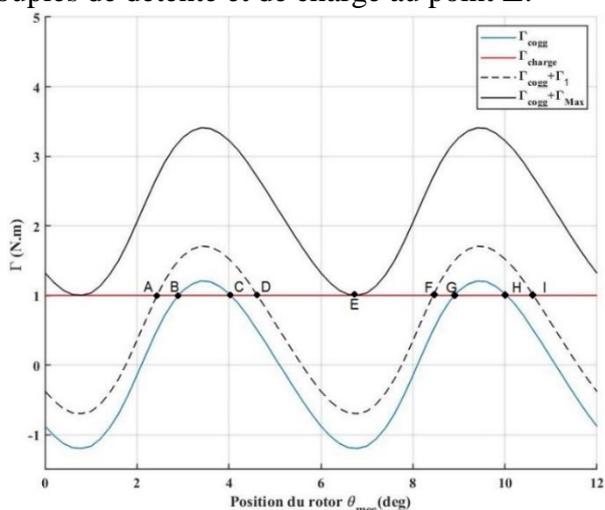


Figure III-1. Couple de charge, couple de détente et couple électromagnétique de la machine à aimants dans un système de positionnement

### III.2.3. Topologies envisagées

Pour répondre aux contraintes imposées par le cahier de charges, deux topologies principales de machines à aimants permanents sont envisagées :

- La machine à commutation de flux à aimants permanents
- La machine synchrone à aimants permanents montés en surface

Les caractéristiques électromagnétiques de ces machines seront étudiées et comparées afin d'en déduire une structure performante, adaptée à notre application.

#### III.2.3.1. Machine à commutation de flux à aimant permanent

La machine à commutation de flux est un convertisseur électromécanique dépourvu du système balais-bague. Elle est caractérisée par la localisation des deux sources de champ magnétique au stator. Ainsi, cette machine combine le rotor passif à pôles saillants de la machine à réluctance variable aux caractéristiques de la machine synchrone conventionnelle. Cette structure robuste assure un fonctionnement dans une large plage de vitesse tout en conférant un couple volumique et un rendement relativement élevés [48].

On peut distinguer trois catégories de machines à commutation de flux, suivant la source du champ magnétique inducteur au stator : les machines à commutation de flux à aimant permanent (MCFAP), les machines à commutation de flux à bobine d'excitation (électroaimant), ou une association des deux donnant une excitation hybride (double excitation) [48], [49].

Dans le cadre de ce travail, la machine à commutation de flux à aimant permanent est étudiée. Plusieurs topologies dérivées de cette machine ont été développées suivant différents cahiers de charges afin d'optimiser certaines performances [50]. Le rotor de ces machines étant similaire (passifs, à pôles saillants), les MCFAP sont catégorisées suivant la configuration du stator.

Ainsi, les deux topologies de MCFAP envisagées sont présentées dans la Figure III-2. Dans les deux structures, le stator est constitué de modules en forme de « U » entre lesquels sont placés des aimants permanents de magnétisation tangentielle et de polarités alternées. Deux dents adjacentes serrant un aimant forment un pôle du stator. Une bobine statorique est enroulée autour de chaque pôle, donnant un bobinage statorique concentré [51], [52].

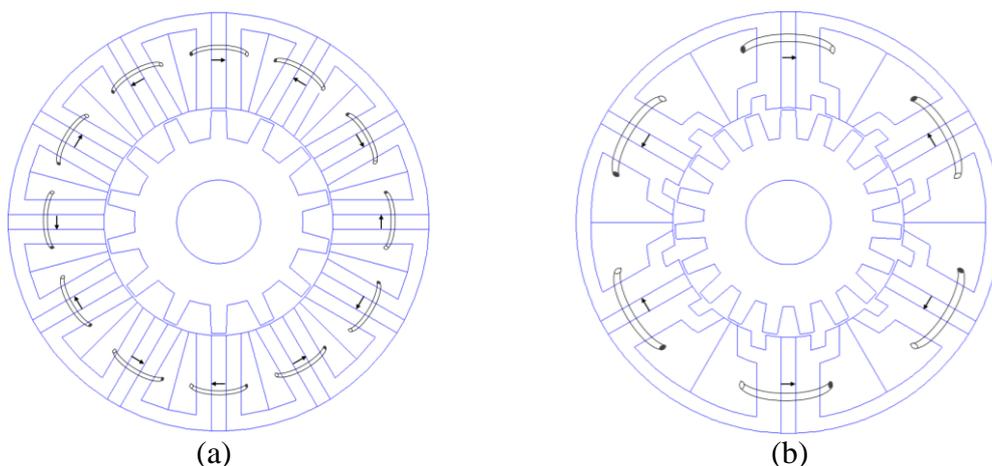


Figure III-2. Structures de machines à commutation de flux à aimants permanents  
(a) MCFAP 12 pôles statoriques-14 dents rotoriques,  
(b) MCFAP- Multi-Dents 6 pôles statoriques (4 dents par pôle) -19 dents rotoriques.

### III.2.3.1.1. Principe de commutation de flux

Le principe général de fonctionnement des MCFAP réside dans la génération d'un flux polarisé, crée par la variation de perméance en fonction de l'alignement des dents rotoriques et statoriques. La Figure III-3 explique le principe de la commutation de flux magnétique dans l'entrefer. La cellule de commutation, sous sa forme linéaire simplifiée, est constituée de deux pièces ferromagnétiques entourant un aimant ainsi que d'une bobine d'induit enroulé autour du plot statorique. Le mouvement de translation du rotor entraîne la modification des lignes de champ magnétique au stator. Ainsi, le flux magnétique embrassé par la bobine d'induit passe d'une valeur maximale positive à une valeur minimale négative, suivant l'alignement des dents statoriques et rotoriques : le flux crée est bipolaire. Il en résulte une force électromagnétique induite au niveau de l'enroulement du stator de forme pratiquement sinusoïdale [48], [49].

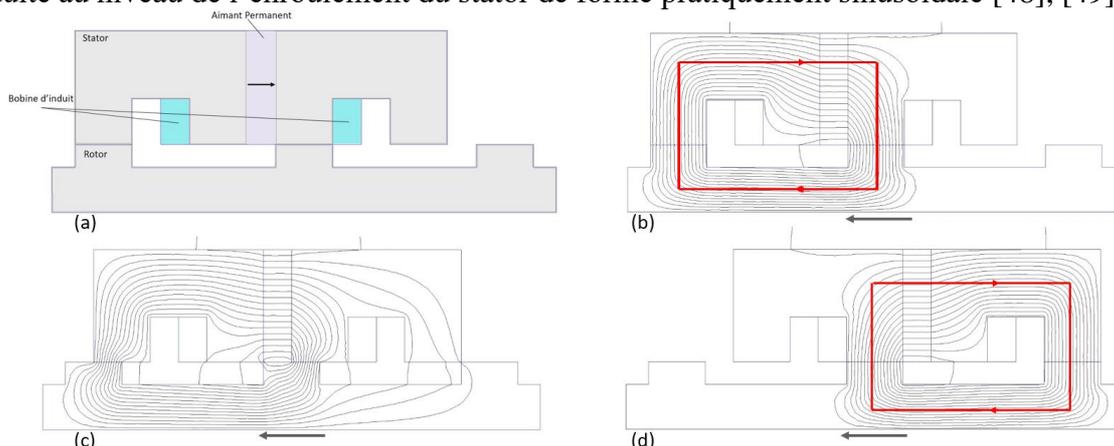


Figure III-3. Principe de la commutation du flux magnétique dans l'entrefer  
 (a) Schéma d'une cellule de commutation, (b) Position à flux maximum, d'axe direct  
 (c) Position d'axe en quadrature, (d) Position à flux minimum

### III.2.3.2. Machine synchrone à aimants permanents montés en surface

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un convertisseur électromécanique sans balais, à champs magnétique tournants et dont le flux inducteur est créé par des aimants permanents. Son rotor tourne à une vitesse en synchronisme avec le champ tournant créé par les courants traversant les enroulements statoriques. Il existe une multitude d'architectures de MSAP, suivant la structure du stator et du rotor. Cette dernière dépend de la disposition des aimants permanents dans la machine (en surface, insérés, enterrés ou à concentration de flux).

Dans le cadre de notre étude, nous allons nous intéresser aux machines synchrones à aimants permanents montés en surface. La Figure III-4 illustre une telle structure, présentant 3 paires de pôles au rotor et 12 encoches au stator.

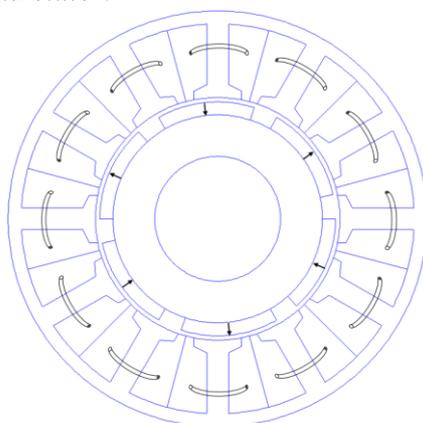


Figure III-4. Structures d'un MSAP montés en surface : 12 encoches - 6 pôles

### III.3. Stratégie de dimensionnement des machines candidates

#### III.3.1. Couple de détente et espace d'étude

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, la combinaison du nombre de pôles rotoriques et de dents statoriques impose la période du fondamental du couple de détente  $T$ , et ce, par le biais de leur plus petit commun multiple  $N_c$ . Celle-ci est à la distance entre deux positions stables du moteur non alimenté : la précision du système de positionnement est donc la moitié de cette période.

$$T = \frac{2\pi}{PPMC(Q_s, Q_r)} = \frac{2\pi}{N_c} \quad (\text{III-1})$$

Si l'on considère la précision de la position du moteur de l'ordre de  $\pm 1$  pas et sachant que le pas maximal toléré imposé par le cahier de charges est de  $5^\circ$ , le PPMC  $N_c$  doit satisfaire :

$$N_c \geq \frac{360}{2\alpha_{pas}} \Rightarrow N_{c\_min} = 36 \quad (\text{III-2})$$

La valeur  $N_c$  étant, par définition, conditionnée par la combinaison du nombre de pôles du rotor et de dents au stator ; le bon choix de ces derniers est primordial afin d'aboutir à la périodicité et la précision du système voulues. L'espace d'étude des machines candidates est donc restreint par un nombre limité de combinaisons Encoches/Pôles.

##### III.3.1.1. Nombre de pôles au rotor

Le nombre minimal de pôles rotoriques dépend du pas mécanique maximal imposé par l'application. En effet, ce dernier est donné par l'équation (III-3).

$$\alpha_{pas} = \frac{360}{m \cdot Q_r} \quad (\text{III-3})$$

Puisque la machine est triphasée ( $m = 3$ ), et pour un pas maximal de  $5^\circ$ , le nombre minimal de pôles rotoriques est :

$$Q_{r\_min} = 24 \quad (\text{III-4})$$

##### III.3.1.2. Nombre de dents au stator

La machine étant triphasée ( $m = 3$ ), le nombre d'encoches ou de dents statoriques doit être un multiple de 3. Le bobinage adopté est un bobinage double couche concentré autour de dents, comme nous le verrons dans la section suivante. Ainsi, le nombre minimal d'encoches au stator est de 3.

$$Q_s = 3k \quad ; \quad k \in \mathbb{N}^* \quad (\text{III-5})$$

Par ailleurs, la limite du nombre maximal d'encoches au stator provient des difficultés techniques de production du bobinage à partir d'un certain seuil. L'augmentation du nombre d'encoches accroît également la fragilité mécanique et les fuites magnétiques au niveau de la tôlerie statorique [53]. Ainsi, la contrainte de construction imposée par le rayon externe maximal de la machine nous donne un nombre maximal de dents au stator :

$$Q_{s\_max} = 18 \quad (\text{III-6})$$

Néanmoins, afin d'avoir une structure d'un moteur pas-à-pas performante, le nombre de dents statoriques et rotoriques doit être le plus proche possible. L'ajout de dents auxiliaires est donc envisagé ultérieurement dans notre étude.

#### III.3.2. Bobinage statorique

Dans le cadre de notre étude, le bobinage des phases est périodique, triphasé et équilibré. En d'autres termes, le bobinage des phases B et C s'obtient en décalant le bobinage de la phase A de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$  respectivement. Pour ce faire, un bobinage double couche concentré autour de dents est adopté.

Le bobinage concentré autour de dents offre une structure simple sans croisement, ou toutes les bobines sont installées entres deux encoches adjacentes, le pas de bobine est donc fortement

réduit. Cet arrangement des bobines impose une structure à pas fractionnaire ; avec un nombre d'encoches par pôle et par phase  $q < 1$  [54].

$$q = \frac{Q_s}{Q_r \times m} = \frac{n}{z} \quad (\text{III-7})$$

Par ailleurs, ayant un nombre d'encoches maximal à respecter, la possibilité d'avoir une valeur non-entière de  $q$  nous permet d'élargir la plage de choix du nombre de pôles rotoriques dans le cas de bobinage à pas fractionnaire.

De plus, l'un des avantages principaux du bobinage concentré autour de dents réside dans le fait que ses têtes de bobines soient très courtes. Cette propriété mène, d'une part, à la réduction des pertes Joules, ce qui aboutit à un rendement de la machine plus élevé, et d'autre part, à l'augmentation de la compacité de la structure, générant ainsi un couple volumique plus élevé [54], [55].

Ce type de bobinage permet également d'atteindre des valeurs plus élevées du facteur de remplissage du cuivre dans les encoches statoriques, par rapport aux valeurs obtenues avec un bobinage conventionnel. Le facteur de remplissage est défini comme suit :

$$k_{fill} = \frac{S_{Cu}}{S_e} \quad (\text{III-8})$$

$k_{fill}$ ,  $S_{Cu}$  et  $S_e$  étant, respectivement, le facteur de remplissage du cuivre dans l'encoche, la section de cuivre dans une encoche et la section totale de l'encoche.

Dans le cadre de notre travail, nous allons fixer la valeur du facteur de remplissage à 50% de la surface de l'encoche :

$$k_{fill} = 0.5 \quad (\text{III-9})$$

### III.3.2.1.Méthode de bobinage par « l'étoile des encoches »

L'une des caractéristiques principales d'une structure de bobinage à pas fractionnaire réside dans l'introduction d'une périodicité spatiale différente du nombre de paires de pôles  $p$  de la machine.

$$t = PGCD(Q_s, p) \quad (\text{III-10})$$

On introduit également le nombre d'encoches réduit  $Q_s'$ . Il représente le nombre d'encoches qu'il faut parcourir avant de retrouver la position spatiale relative initiale entre les encoches et les pôles.

$$Q_s' = \frac{Q_s}{t} \quad (\text{III-11})$$

Pour pouvoir synthétiser de manière simple le bobinage à pas fractionnaire, nous allons adopter une méthode graphique de diagramme vectoriel de tension appelée « l'étoile des encoches » (ou Star Of Slots) [54]–[58]. Cet outil permet de déterminer les connexions appropriées des bobines, que les forces électromotrices FEM totales, induites au niveau de chaque phase, soient d'amplitude maximale, équilibrées et déphasées d'un angle électrique  $\alpha_{ph} = 2\pi/m$ .

Cette méthode se base sur la représentation de la FEM induite au niveau de chaque bobine sous forme d'un vecteur numéroté. La tension obtenue pour une phase étant la somme des tensions induites au niveau de chaque conducteur de l'encoche, maximiser son amplitude nécessite de connecter entre elles les bobines dont les vecteurs ont un déphasage minimal ou nul dans le cas idéal. Ainsi, le diagramme vectoriel des tensions est construit en utilisant l'angle de déphasage électrique entre deux encoches adjacentes défini par l'équation (III-12).

$$\alpha_u = \frac{2\pi}{Q_s} \times p \quad (\text{III-12})$$

Pour illustrer cette méthode, prenons l'exemple de la MSAP présentée dans la Figure III-5 ( $m = 3$ ,  $Q_s = 12$ ,  $p = 5$ ). On construit le diagramme de tension en plaçant, tout d'abord, le vecteur N°1 de manière arbitraire, s'en suit le vecteur N°2 décalé d'un angle électrique  $\alpha_u = 5\pi/6$  et ainsi de suite.

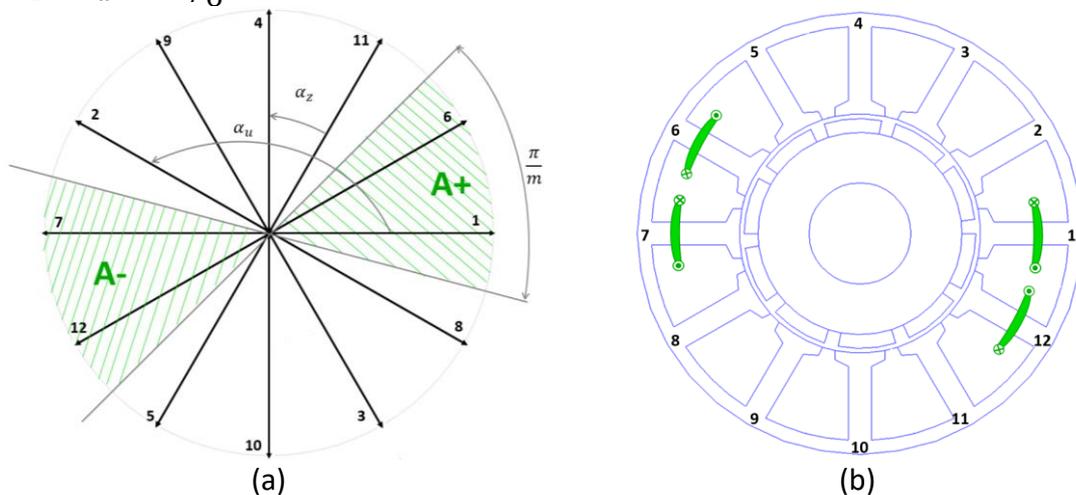


Figure III-5. Bobinage à pas fractionnaire d'une MSAP triphasée 12-encoches 10-pôles  
 (a) Diagramme de tensions (Etoile des encoches) (b) Bobinage de la phase A

L'étoile des encoches est divisée en  $2m$  secteurs de largeur  $\pi/m$  chacun. Chaque phase se voit affecter deux secteurs opposés appelés respectivement secteur positif et négatif, notés A+ et A- dans le cas de la phase A, comme le montre la Figure III-2 (a). Les secteurs correspondant aux phases B et C sont obtenus par rotation du secteur A de  $\frac{2\pi}{3}$  et  $\frac{4\pi}{3}$  respectivement.

Par ailleurs, le diagramme de tension nous permet de distinguer deux autres paramètres structuraux importants. Le premier étant l'angle entre deux vecteurs adjacents. En prenant en compte la périodicité spatiale (III-10), cet angle peut être donné par l'équation (III-13).

$$\alpha_z = \frac{2\pi}{Q_s} \times t \quad (\text{III-13})$$

Le second paramètre déduit est le nombre de vecteurs compris dans chaque phase. Il correspond au nombre d'encoches réduit par phase, et est donné par l'équation (III-14).

$$q_{ph} = \frac{Q'_s}{m} = \frac{Q_s}{m \times t} \quad (\text{III-14})$$

Il est à noter que, dans le cas des machines à commutation de flux à aimants permanents proposées dans cette étude, le calcul des paramètres structurels précédents n'utilise plus le nombre de paires de pôles, mais le nombre de pôles rotoriques  $Q_r$ . Par ailleurs, le changement de polarité introduit par les aimants présents au niveau de chaque plot statoriques se traduit par l'ajout d'un déphasage de  $\pi$  à angle de déphasage électrique  $\alpha_u$ , et ceci, une bobine sur deux [59].

Ce processus a été implémenté sous *Matlab* afin de calculer automatiquement la matrice de connexion Phase-Bobines pour chaque topologie envisagée dans la suite de notre travail.

### III.3.2.2. Conditions de faisabilité et de symétrie

Afin d'assurer la création d'un champ magnétique tournant lors d'une alimentation triphasée équilibrée, on doit impérativement avoir une symétrie du bobinage de la machine. Ainsi, les combinaisons encoches/pôles à pas fractionnaire doivent respecter certaines conditions de faisabilité et de symétrie afin d'être viable.

Pour avoir un bobinage faisable, il faut que chaque phase soit composée d'un nombre entier de bobines. Ayant un bobinage en double couche, chacune des bobines ne nécessite qu'une seule encoche pour être installée, chaque encoche étant partagée par deux bobines. On peut ainsi déduire la condition de faisabilité comme suit :

$$\frac{Q_s}{m} \in \mathbb{N} \quad (\text{III-15})$$

Concernant la condition de symétrie, elle est imposée par la consécuitivité spatiale des phases de la machine, comme nous l'avons vu dans la section précédente. Ainsi, le déphasage électrique  $\alpha_{ph}$  doit être un multiple entier de l'angle  $\alpha_z$ , ceci revient à avoir un nombre de vecteurs par phase [54].

$$\frac{\alpha_{ph}}{\alpha_z} = \frac{Q_s}{m \times t} \in \mathbb{N} \quad ; \quad \text{avec} : \alpha_{ph} = \frac{2\pi}{m} \quad (\text{III-16})$$

En utilisant les équations (III-7), (III-15) et (III-16), on peut aboutir aux conditions de faisabilité et de symétrie d'un bobinage à pas fractionnaire à double couche sous la forme suivante [57] :

$$\frac{Q_r}{n} \in \mathbb{N} \quad \text{et} \quad \frac{n}{m} \notin \mathbb{N} \quad (\text{III-17})$$

### III.3.2.3. Facteur de bobinage

Le facteur de bobinage  $k_w$  est donné par le produit de trois facteurs différents, comme le montre l'équation (III-18) [54], [56], [59], [60]. Où  $k_d$  est le facteur de distribution,  $k_p$  facteur de pas de bobine (Pitch factor) et  $k_{sq}$  est le facteur d'inclinaison (Skewing factor).

$$k_w = k_d \cdot k_p \cdot k_{sq} \quad (\text{III-18})$$

→ *Le facteur de distribution*

Dans le cas d'un bobinage à pas fractionnaire à double couche, le facteur de distribution  $k_d$  peut être déduit directement à partir des paramètres structuraux fournis par le diagramme de tensions. Il est donné par l'équation (III-19),  $\nu$  étant, l'ordre de l'harmonique étudié.

$$k_d = \frac{\sin\left(\frac{q_{ph}\nu\alpha_u}{2}\right)}{q_{ph} \cdot \sin\left(\frac{\nu\alpha_u}{2}\right)} \quad (\text{III-19})$$

→ *Le facteur de pas de bobine*

La FEM d'une bobine est la somme vectorielle des tensions induites au niveau des conducteurs placés dans deux encoches adjacentes. Leur différence angulaire  $\theta_c$ , pour l'harmonique d'ordre  $\nu$ , est donnée par l'équation (III-20)

$$\theta_c = 2\pi\nu \left| \frac{Q_r}{Q_s} - 1 \right| \quad (\text{III-20})$$

Ainsi, le facteur de pas de bobine peut être calculé comme suit :

$$k_p = \cos\left(\frac{\theta_c}{2}\right) = \cos\left(\pi\nu \left| \frac{Q_r}{Q_s} - 1 \right| \right) \quad (\text{III-21})$$

→ *Le facteur d'inclinaison*

Le facteur d'inclinaison ou de vrillage découle de la structure magnétique de la machine. En effet, le stator ou le rotor de la machine peut être vrillé d'un certain angle, et ce afin d'améliorer la forme de la FEM et de réduire le couple de détente en supprimant certaines de ses harmoniques [23], [34]. Etant donné que l'objectif principal de notre étude est d'utiliser le couple de détente, aucune inclinaison ne sera effectuée ; le facteur  $k_{sp}$  est considéré unitaire.

$$k_{sp} = 1 \quad (\text{III-22})$$

### III.3.3. Démarche de dimensionnement et performances électromagnétiques

Comme nous l'avons établi au chapitre II, notre démarche de dimensionnement sera principalement basée sur une modélisation numérique par éléments finis des dispositifs électromagnétiques étudiés. Les étapes suivies sont décrites dans les sections ci-dessous.

#### III.3.3.1. Dimensions principales

Les dimensions principales de chaque topologie de machine sont définies de manière à satisfaire le cahier de charges. Une étude paramétrique, variant suivant la structure, va permettre de maximiser le couple de détente généré par les machines à aimants permanents.

#### III.3.3.2. Calcul de la longueur utile de la machine

Le diamètre externe de la machine étant fixé, la longueur utile devra être ajustée de manière à ce que la machine puisse générer un couple de détente suffisant. Ainsi, après avoir défini la géométrie de la machine, le calcul du couple de détente est effectué suivant la méthode du Tenseur de Maxwell pondéré, comme nous l'avons vu au chapitre II. Pour ce faire, on considère les enroulements statoriques non alimentés (seul l'effet des aimants est pris en compte) et on calcule le couple développé par la machine, par unité de longueur, en fonction de la position du rotor.

Pour pouvoir tenir la charge à l'arrêt, la valeur maximale du couple de détente développé doit être supérieure ou au moins égale à la valeur du couple de charge. On considère :

$$\Gamma_{cogMax} = 1.1 \times \Gamma_{ch} = 1.1 \text{ N.m} \quad (\text{III-23})$$

La longueur utile de la machine  $L_u$  est fixée de manière à avoir le couple de détente voulu, comme le montre l'équation (III-24), où  $\Gamma_{cog0}$  est la valeur maximale du couple de détente par unité de longueur de la machine.

$$L_u = \frac{\Gamma_{cogMax}}{\Gamma_{cog0}} \quad (\text{III-24})$$

#### III.3.3.3. Calcul du nombre de spires en série de la phase

La tension d'alimentation du bus continu étant fixée, le nombre de spires en série de la phase est déterminé par la valeur des tensions induites au niveau des enroulements statoriques. Ce calcul se fait comme suit :

##### III.3.3.3.1. Flux magnétique par phase

En introduisant la notion de potentiel vecteur magnétique  $A$ , le flux magnétique produit par les aimants permanents au niveau d'une encoche du stator peut être donné par l'équation (III-25), où  $S_e$  est la surface de l'encoche.

$$\varphi_k = \frac{L_u}{S_e} \iint A. ds \quad (\text{III-25})$$

Le flux magnétique par phase est calculé par le biais de la matrice de connexion encoche-phase  $[C]$  qui décrit le bobinage statorique. Ainsi, le flux embrasé par une spire de chaque phase est donné par l'équation (III-26) , où  $N_e$  est le nombre d'encoches statoriques, lequel correspond au nombre de dents au stator précédemment noté  $Q_s$ .

$$\Psi_{abc0} = [C]. \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \vdots \\ \varphi_{N_e} \end{bmatrix} \quad (\text{III-26})$$

### III.3.3.3.2.FEM à vide

La FEM induite à vide au niveau de chaque phase est obtenue en dérivant le flux magnétique de la phase par rapport à la position, à vitesse constante, comme le montre l'équation (III-27).

$$E_{abc0} = \frac{d\Psi_{abc0}}{dt} = \frac{d\Psi_{abc0}}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad , \quad \text{avec : } \frac{d\theta}{dt} = \omega[\text{rad/s}] \quad (\text{III-27})$$

Cette tension est décomposée en série de Fourier afin d'établir sa distribution harmonique et de calculer la valeur maximale de son fondamental, que l'on notera  $e_{\max_0}$ .

### III.3.3.3.3. Nombre de spires

Ayant la tension du bus continu, nous pouvons définir la valeur efficace du fondamental de la tension aux bornes d'une phase (sortie du convertisseur de puissance) est donnée par :

$$V_{h1} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{DC}}{\pi} \quad (\text{III-28})$$

On définit le rapport  $k_e$  entre la tension d'alimentation et la FEM, et qui représente la chute de tension induite. Celle-ci est principalement due à la résistance de la phase, la réaction magnétique d'induit étant faible.  $k_e$  est estimé à une valeur initiale de 0.9. Ceci va nous permettre de calculer  $E_{\max}$  comme suit :

$$E_{\max} = \sqrt{2} \cdot V_{h1} \cdot k_e \quad (\text{III-29})$$

Le nombre de spires en série de la phase est alors :

$$N = \frac{E_{\max}}{e_{\max_0}} \quad (\text{III-30})$$

Le nombre de bobines par phases, dans le cas du bobinage en double couche, est donné par :

$$N_{ph} = \frac{N_e}{2 \cdot m} \quad (\text{III-31})$$

Ainsi, le nombre de spires par bobine  $N_{sb}$  est égal au nombre de conducteurs par encoche  $N_{ce}$  et est donné par l'équation (III-32). On considère la valeur entière la plus proche de la valeur calculée de  $N_{ce}$  et on recalcule le nombre de spires  $N$  en conséquence.

$$N_{sb} = N_{ce} = \frac{N}{N_{ph}} \quad (\text{III-32})$$

Une fois le nombre de spires en série de la phase déterminé, on retrouve les valeurs des flux et des FEM à vide par phase en multipliant les valeurs précédemment calculées.

Le courant maximal à l'entrée de chaque phase est déduit comme suit :

$$I_{\max} = J \cdot S_{cond} \quad (\text{III-33})$$

$S_{cond}$  étant la section d'un conducteur. Elle est donnée par l'équation

$$S_{cond} = \frac{S_e \cdot k_{fill}}{N_{ce}} \quad (\text{III-34})$$

### III.3.3.4. Couple d'interaction électromagnétique

Dans le cas d'une machine à aimants permanents triphasée, dont les grandeurs magnétiques sont à répartition sinusoïdale, la valeur moyenne du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$\Gamma_{em} = \frac{3 N \cdot e_{\max_0} \cdot I_{\max}}{2 \omega_{mec}} \quad (\text{III-35})$$

Ce dernier devra être supérieur à la somme du couple de détente et du couple de charge dans le cas critique, soit  $\Gamma_{em} = 2 N \cdot m$ .

### III.3.3.5. Résistance statorique par phase

La résistance statorique par phase de la machine est calculée comme suit :

$$R_{ph} = \frac{N \cdot L_{spire}}{\sigma_{Cu} \cdot S_{cond}} \quad (\text{III-36})$$

$L_{spire}$  étant la longueur d'une spire. Ayant un bobinage concentré autour de dents, la longueur des têtes de bobines est pratiquement égale à la largeur des dents statoriques  $L_d$ . Ainsi, la longueur d'une spire de l'enroulement statorique est donnée par l'équation suivante :

$$L_{spire} = 2 \cdot (L_u + L_d) \quad (\text{III-37})$$

A ce stade, il est nécessaire de calculer la chute de tension induite par la résistance statorique au fonctionnement nominal, comme le montre l'équation (III-38).

$$\Delta V = \frac{R_{ph} \cdot I_{max}}{V_{h1}} \cdot 100 \quad (\text{III-38})$$

Si cette valeur n'est pas inférieure à 10%, comme nous l'avons précédemment supposé par le biais du facteur  $k_e$ , les dimensions de l'encoche statoriques sont ajustées et le calcul est repris afin d'être en accord avec les modifications apportées.

### III.3.3.6. Inductances propres et mutuelles

Notre étude se fait en régime linéaire, la saturation étant négligée. Les inductances propres et mutuelles varient cependant en fonction de la position du rotor et ne dépendent donc plus du courant. Afin d'effectuer le calcul par éléments finis, on désactive les aimants permanents en annulant leur champ coercitif et on alimente une seule phase du stator (phase a) en imposant une densité de courant constante dans les encoches qui lui correspondent. On calcule par la suite le flux magnétique produit au niveau de chaque phase et on déduit les valeurs des inductances propres et mutuelles comme suit :

$$L_a = \left. \frac{\Psi_a}{I_a} \right|_{I_b=0, I_c=0} ; \quad M_{ab} = \left. \frac{\Psi_b}{I_a} \right|_{I_b=0, I_c=0} ; \quad M_{ac} = \left. \frac{\Psi_c}{I_a} \right|_{I_b=0, I_c=0} \quad (\text{III-39})$$

La même procédure est appliquée pour les deux autres phases, et nous permet de calculer les inductances propres et mutuelles  $L_b, M_{ba}, M_{bc}$  et  $L_c, M_{ca}, M_{cb}$  des phases b et c respectivement.

Il est à noter que, la machine étant triphasée équilibrée, ses inductances propres sont déphasées de  $2\pi/3$  les unes par rapport aux autres. Elles peuvent donc être obtenues par permutations circulaires, après avoir effectué le calcul sur une seule phase. Par ailleurs, l'effet mutuel entre deux phases est le même, en d'autres termes, les inductances mutuelles vérifient les relations suivantes :

$$M_{ab} = M_{ba} ; \quad M_{bc} = M_{cb} ; \quad M_{ac} = M_{ca} \quad (\text{III-40})$$

### III.4. Machine à commutation de flux à aimant permanent

Dans cette section, nous allons nous intéresser à l'étude et au dimensionnement de deux topologies de machines à commutation de flux à aimants permanents, notamment la MCFAP conventionnelle ainsi que la MCFAP multi-dents. On étudiera également l'effet de différents paramètres géométriques sur le couple de détente, et ce, afin de déduire une structure de machine optimisée pour notre application.

#### III.4.1. Etude et dimensionnement de la MCFAP

##### III.4.1.1. Combinaison encoche statorique / Dents rotorique de la MCFAP

Pour cette première topologie, le nombre de dents rotoriques de la MCFAP est fixé à  $Q_r = 24$ , afin de respecter le pas maximal imposé (équation (III-4)). Pour augmenter le facteur de bobinage de la machine, il est préférable que le nombre d'encoches statoriques soit proche du nombre de dents au rotor. Ainsi, pour assurer cela tout en respectant les contraintes imposées par les équations (III-5) et (III-6), le nombre de plots au stator est fixé à  $Q_s = 18$ .

Cette combinaison nous donne un PPCM  $N_c = 72$ , ce qui répond bien au critère imposé par l'équation (III-2). Par ailleurs, ce choix nous permet d'avoir un 'goodness factor', défini au chapitre II, relativement important ( $P_c = 6$ ), ce qui peut potentiellement augmenter la valeur maximale du couple de détente de la machine. La combinaison choisie satisfait également les conditions de faisabilité et de symétrie du bobinage à pas fractionnaire vues antérieurement.

##### III.4.1.2. Géométrie et dimensions principales de la machine de la MCFAP

La structure de base de la MCFAP a été définie précédemment. Les différents paramètres géométriques de la machine sont illustrés par la Figure III-6.

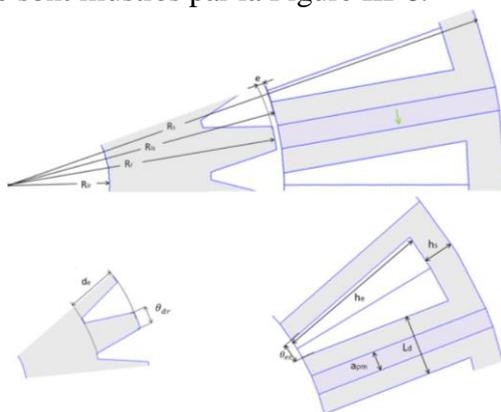


Figure III-6 Géométrie de la MCFAP

On définit le rapport  $k_{is}$  entre les rayons externe et interne du stator de la machine (équation (III-41)). Sa valeur optimale, qui maximise le couple électromagnétique produit dans le cas de la MCFAP est fixée à  $k_{is\,opt} = 0.56$  [61], [62].

$$k_{is} = \frac{R_{is}}{R_s} \quad (\text{III-41})$$

Le dimensionnement analytique de la MCFAP étant complexe [32], et n'ayant pas de choix de dimensions recommandé dans la littérature, l'ouverture de la dent statorique  $b_{ds}$ , l'ouverture de l'encoche statorique  $b_{es}$ , la largeur des aimants permanents dans le sens de la magnétisation  $a_{pm}$  et l'ouverture des dents rotoriques  $b_{dr}$  sont initialement égales et satisfont la relation (III-42) [30].

$$b_{es_0} = b_{ds_0} = a_{pm_0} = b_{dr_0} = \beta_s \quad (\text{III-42})$$

Où  $\beta_s$  est défini comme suit :

$$\beta_s = \pi R_{is} / 2. Q_s \quad (\text{III-43})$$

De plus, la profondeur des encoches rotoriques est initialement prise comme étant un quart du rayon externe du rotor :

$$d_{e0} = R_r/4 \quad (\text{III-44})$$

Une étude paramétrique orientée vers la maximisation du couple de détente permettra de déterminer les valeurs optimales des différents paramètres. Néanmoins, la largeur des aimants permanents représente toujours un tiers de la largeur du plot statorique, elle satisfait donc l'équation (III-45).

$$a_{pm} = L_d/3 \quad (\text{III-45})$$

Enfin, la hauteur du joug statorique est fixée à :

$$h_s = 1.5 \cdot \beta_s \quad (\text{III-46})$$

### III.4.1.3. Etude Paramétrique de la MCFAP

Dans cette étude, nous allons nous intéresser à l'influence de trois paramètres principaux sur la forme d'onde et la valeur maximale du couple de détente de la MCFAP, notamment l'ouverture des encoches statoriques, l'ouverture des dents rotoriques et enfin la profondeur des encoches rotoriques.

L'étude paramétrique se fait de manière indépendante : un seul paramètre est varié à chaque étape. Les paramètres qui ne sont pas concernés sont donc considérés constant, fixé à leurs valeurs initiales. Ceci s'appliquera également aux autres études paramétriques au niveau des différentes machines que l'on verra dans la suite de notre travail.

#### III.4.1.3.1. Effet de l'ouverture des encoches statoriques

On définit le rapport  $k_s$  entre l'ouverture de l'encoche statorique et sa valeur initiale (équation (III-47)). On fait varier ce rapport de 0.5 à 1.5 et on calcule le couple de détente généré par chaque structure. On trace alors les formes d'ondes obtenue et on relève la valeur maximale du couple de détente.

$$k_s = \frac{b_{es}}{b_{es0}} \quad (\text{III-47})$$

Comme le montre la Figure III-7 (b) où est représentée la forme d'onde du couple de détente pour trois valeurs de  $k_s$ , la période principale n'est pas affectée par la variation de l'ouverture des encoches statoriques. Cependant, le couple de détente devient plus riche en harmoniques quand la valeur de  $k_s$  augmente.

Par ailleurs, d'après la Figure III-7 (a), la valeur crête du couple de détente est maximale pour une ouverture d'encoche statorique  $b_{es}$  comprise dans un intervalle de 60% à 80% de sa valeur initiale.

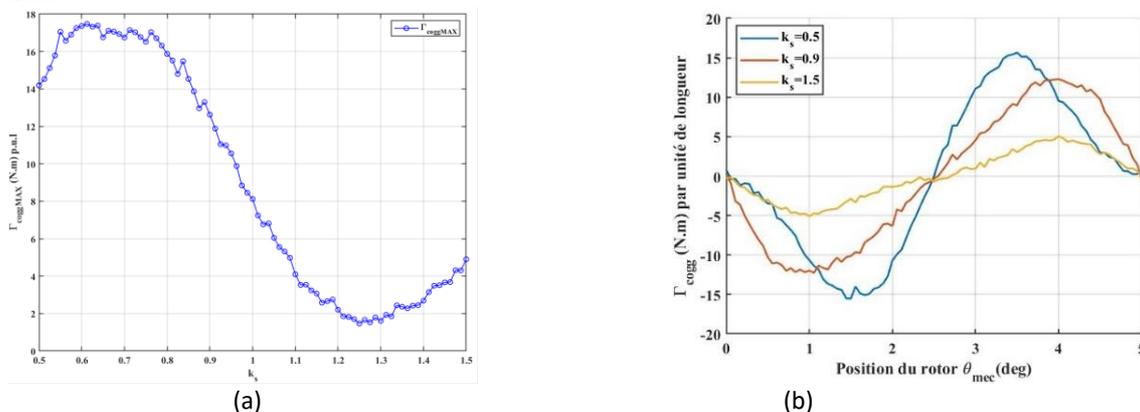


Figure III-7 Influence de l'ouverture des encoches statoriques sur le couple de détente (a) Valeur maximale du couple de détente, (b) Forme d'onde en fonction de la position

### III.4.1.3.2. Effet de l'ouverture des dents rotoriques

On définit le rapport  $k_r$  entre l'ouverture de la dent rotorique et sa valeur initiale (équation(III-48)). On fait varier ce rapport de 0.2 à 2.5 et on effectue le même calcul que précédemment. La Figure III-8 illustre les résultats obtenus.

$$k_r = \frac{b_{dr}}{b_{dr_0}} \quad (III-48)$$

Comme le montre la Figure III-8 (b), où est représentée la forme d'onde du couple de détente pour trois valeurs de  $k_r$ , la période principale et la distribution harmonique ne sont pas influencées par la variation de l'ouverture des dents rotoriques. On constate néanmoins l'apparition de courbes en opposition de phase pour certaines valeurs de  $k_r$ .

Le tracé de la valeur crête du couple de détente, illustré par la Figure III-8 (a), montre l'apparition de maxima locaux dont l'espacement correspond à  $\Delta\theta_{dr} \approx 4.5^\circ$ . La valeur maximale est obtenue pour une ouverture de dents rotoriques  $b_r$  de valeur comprise entre 30% et 60% de sa valeur initiale.

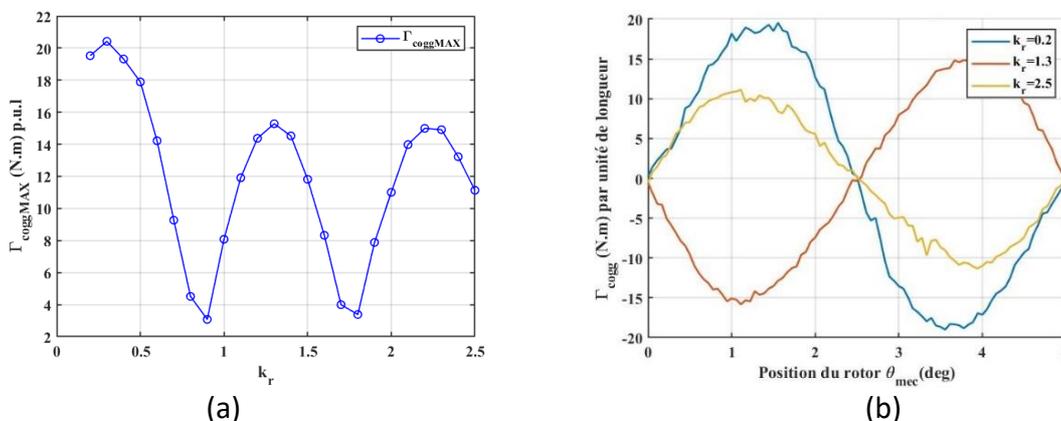


Figure III-8 Influence de l'ouverture des dents rotoriques sur le couple de détente  
(a) Valeur maximale du couple de détente, (b) Forme d'onde en fonction de la position

### III.4.1.3.3. Effet de la profondeur d'encoche rotorique

On définit le rapport  $k_{er}$  entre la profondeur de l'encoche rotorique et sa valeur initiale (équation(III-49)). En suivant la même procédure que dans les deux cas précédents, ce rapport est varié de 0.1 à 1 afin d'obtenir les résultats illustrés par la Figure III-9

$$k_{er} = \frac{d_e}{d_{e_0}} \quad (III-49)$$

D'après la Figure III-9 (b), on remarque que la forme d'onde du couple de détente, sa période principale et sa distribution harmonique, ne sont pas affectées par la variation de la profondeur des dents rotoriques.

Contrairement aux deux paramètres précédemment étudiés, la profondeur des encoches rotoriques a une influence relativement faible sur la valeur crête du couple de détente. Cette dernière varie de 8 N.m à 9.6 N.m, comme le montre la Figure III-9 (a).

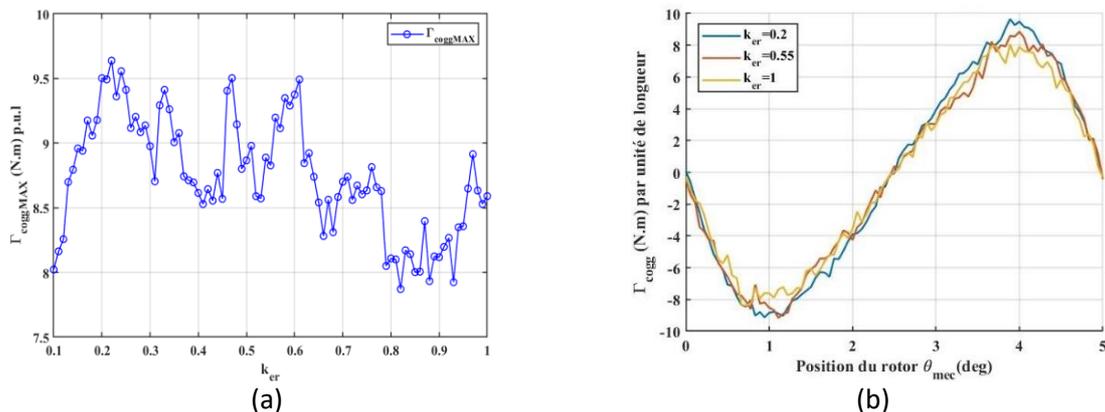


Figure III-9 Influence de la profondeur des encoches rotoriques sur le couple de détente (a) Valeur maximale du couple de détente, (b) Forme d'onde en fonction de la position

#### III.4.1.3.4. Structure optimisée de la MCFAP

Les résultats précédents nous révèlent que le couple de détente optimal est atteint pour les rapports entre la valeur optimale et la valeur initiale de l'ouverture des encoches statoriques, l'ouverture des dents rotoriques et la profondeur des encoches rotoriques, suivants :

$$k_{sOpt} = 0.8, k_{rOpt} = 0.55 \text{ et } k_{erOpt} = 0.6. \quad (III-50)$$

La Figure III-10 montre l'évolution de la géométrie de la machine entre son état initial et sa structure optimisée.

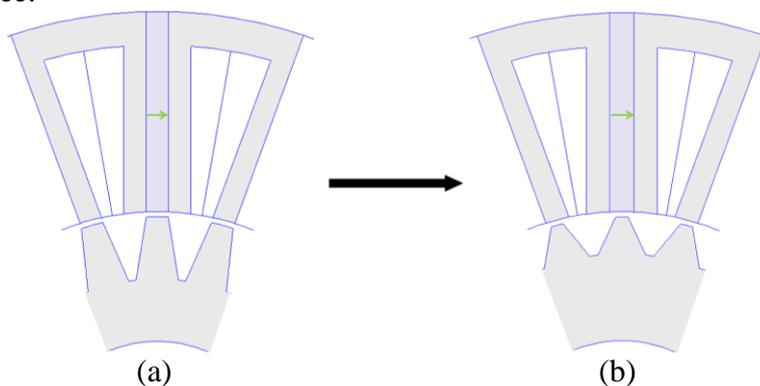


Figure III-10 Géométrie de la MCFAP 18/24 : (a) Structure initiale, (b) Structure optimisée

Comme le montre la Figure III-11, on a pu augmenter la valeur maximale du couple de détente par unité de longueur de notre machine de **8.4 N.m** initialement à **18.7 N.m** après optimisation des paramètres. Ce gain va nous permettre de réduire grandement la longueur axiale de la machine et ainsi d'augmenter sa compacité et son couple volumique.

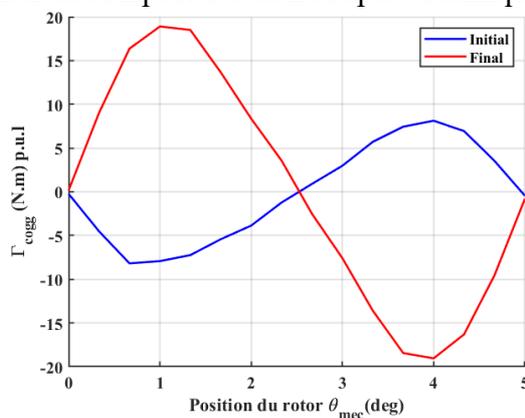


Figure III-11 Comparaison de la forme d'onde du couple de détente

### III.4.1.4. Résultat de dimensionnement

Partant de la structure optimisée, et en se basant sur la démarche de dimensionnement décrite en III.3.3, on obtient les résultats présentés dans le Tableau III-3.

| Paramètres                                  | Symboles      | Résultats de dimensionnement |
|---|---------------|------------------------------|
| <b>Paramètres géométriques</b>              |               |                              |
| Nombre d'encoches statoriques               | $Q_s$         | 18                           |
| Nombre de dents rotoriques                  | $Q_r$         | 24                           |
| Rayon externe du stator                     | $R_s$         | 38 [mm]                      |
| Rayon d'alésage                             | $R_{is}$      | 21.28 [mm]                   |
| Hauteur du joug statorique                  | $h_s$         | 2.8 [mm]                     |
| Profondeur des encoches statoriques         | $h_e$         | 13.92 [mm]                   |
| Largeur des plots statoriques               | $L_d$         | 6 [mm]                       |
| Ouverture des encoches statoriques          | $\theta_{es}$ | 4 °                          |
| Largeur des aimants permanents              | $a_{pm}$      | 2 [mm]                       |
| Epaisseur de l'enter fer                    | $e$           | 0.42 [mm]                    |
| Rayon externe du rotor                      | $R_r$         | 20.86 [mm]                   |
| Profondeur des encoches rotoriques          | $d_e$         | 3.16 [mm]                    |
| Ouverture des dents rotoriques              | $\theta_{dr}$ | 2.8 °                        |
| Rayon interne du rotor                      | $R_{ir}$      | 10 [mm]                      |
| Longueur utile de la machine                | $L_u$         | 56.43 [mm]                   |
| <b>Paramètres électriques et mécaniques</b> |               |                              |
| Nombre de spires en série de la phase       | $N$           | 228                          |
| Courant nominal                             | $I_{max}$     | 2.51 [A]                     |
| Couple électromagnétique                    | $\Gamma_{em}$ | 10.3 [N.m]                   |
| Résistance statorique par phase             | $R_{ph}$      | 1.30 [ $\Omega$ ]            |

Tableau III-3 Résultats de dimensionnement de la MCFAP 18 Encoches / 24pôles

### III.4.1.5. Bobinage statorique

En suivant la méthode de l'étoile de tensions, on détermine la configuration du bobinage pour cette topologie. La Figure III-12 représente son diagramme de tension ainsi que la répartition des phases dans la machine.

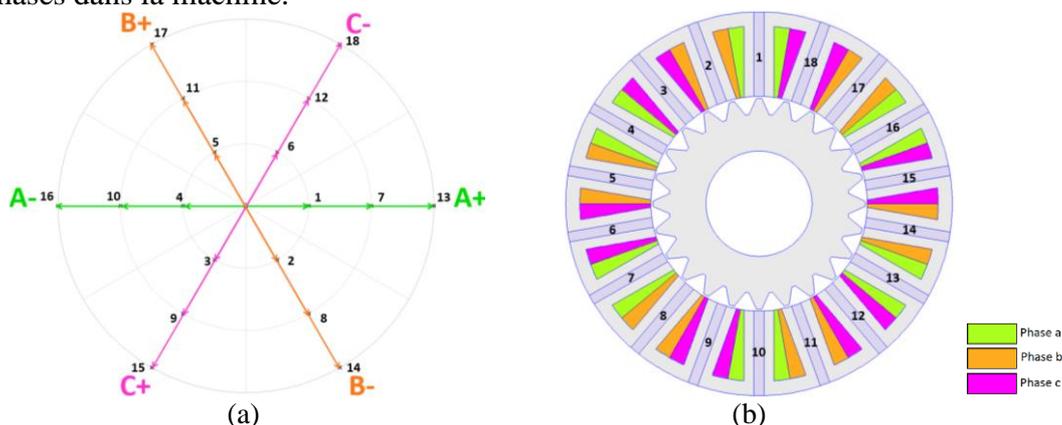


Figure III-12 Bobinage à pas fractionnaire de la MCFAP 18 Encoches / 24pôles

(a)Diagramme de tension , (b) Répartition des phases dans la machine

Le diagramme de tension nous permet d'obtenir les valeurs  $q_{ph} = 1$  et  $\alpha_u = 120^\circ$ . Ainsi, en utilisant l'équation (III-18), on peut calculer le facteur de bobinage du fondamental. On obtient  $k_w = 0.5$ . On remarque que la valeur du facteur de bobinage est faible. Les performances électromagnétiques de cette structure ne seront donc pas optimales.

### III.4.1.6. Performances électromagnétiques de la MCFAP

#### III.4.1.6.1. Champ magnétique créé par les aimants permanents

La Figure III-13 montre la cartographie des lignes de champ magnétique créées par les aimants permanents pour la structure MCFAP 18 encoches/24 pôles. Ces lignes sont fortement concentrées au niveau des dents en U du stator.

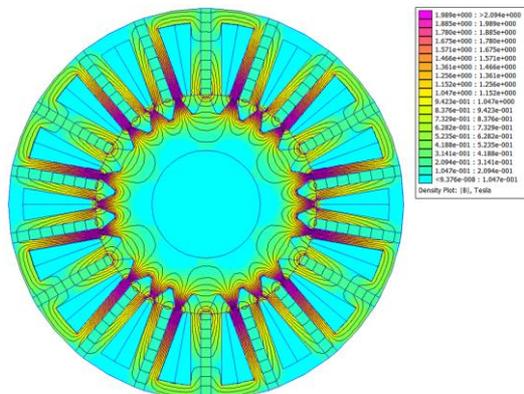


Figure III-13 Trajectoire des lignes de champ et induction magnétique créée par les aimants permanents dans la MCFAP

Le résultat du calcul de l'induction radiale au milieu de l'entrefer est illustré par la Figure III.14. On remarque, dans le cas de la MCFAP, l'induction dans l'entrefer est très riche en harmoniques.

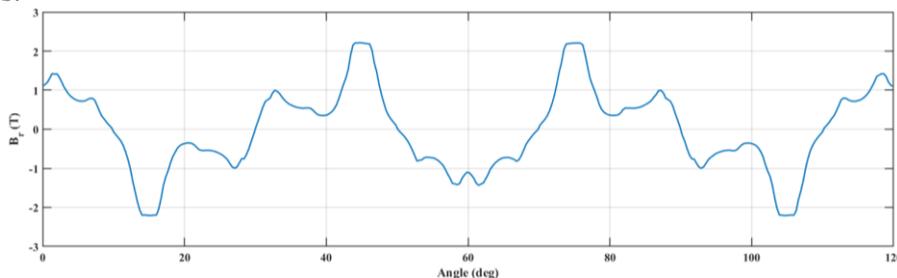


Figure III-14 Composante radiale de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer de la MCFAP

#### III.4.1.6.2. Flux magnétique et force électromotrice à vide

Le flux magnétique créé par les aimants permanents au niveau de chaque phase sur une période électrique est illustré par la Figure III-15 (a). On remarque que sa forme d'onde est pratiquement sinusoïdale, avec une valeur maximale  $\Psi_{max} = 0.12$  Wb. Ceci est également mis en évidence par l'analyse spectrale du flux (Figure III-15 (b)).

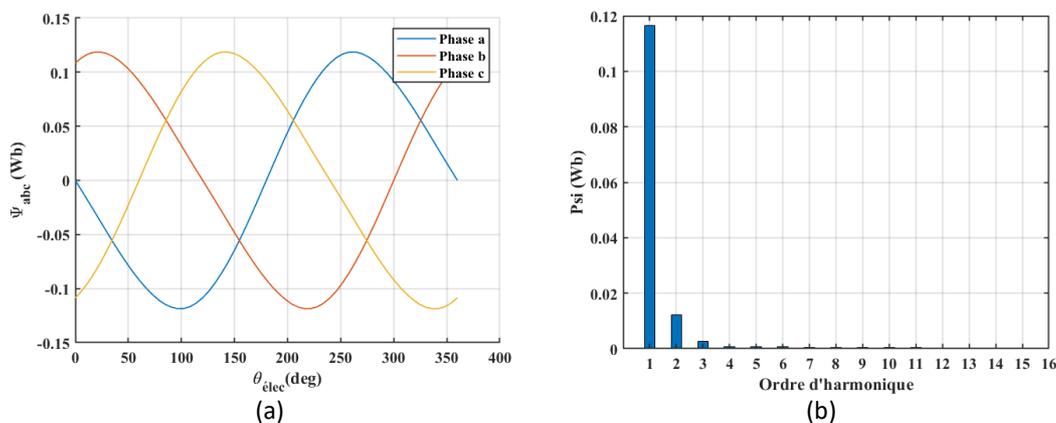


Figure III-15 Flux magnétique de la MCFAP

La Figure III-16 (a) montre l'allure de la FEM à vide de la structure MCFAP étudiée. On remarque que, bien que sa forme d'onde soit proche d'une sinusoïde, la FEM n'est pas symétrique. Ceci est dû au choix du nombre de dents rotoriques qui engendre des flux magnétiques déphasés d'un angle différent de  $180^\circ$  dans les bobines de chaque phase [64]. Cette asymétrie se reflète également au niveau du spectre de la FEM illustré par la Figure III-16 (b).

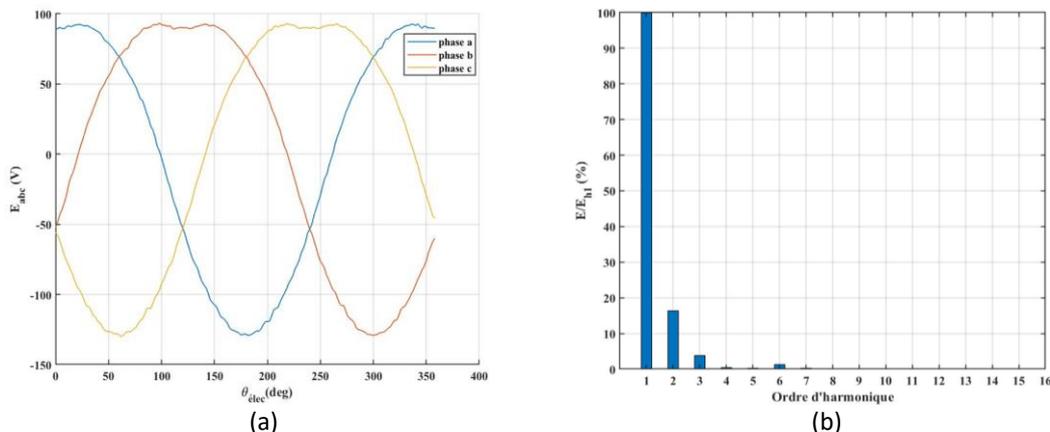


Figure III-16 Force électromotrice à vide de la MCFAP  
(a) FEM par phase, (b) Analyse spectrale de la FEM par phase

#### III.4.1.6.3. Inductances propres et mutuelles

La Figure III-17 montre la forme d'onde des inductances propres et mutuelles de la phase  $a$  sur une période électrique. Celles-ci sont d'allures sinusoïdales, de valeur moyenne non nulle. Bien que la machine soit à pôles saillant, de par sa construction, on remarque que les inductances ne varient que faiblement autour de leurs valeurs moyennes respectives ( $L_s = 0.034$  H,  $M_s = 0.0106$  H). L'effet de la saillance n'est donc pas important au niveau de la MCFAP.

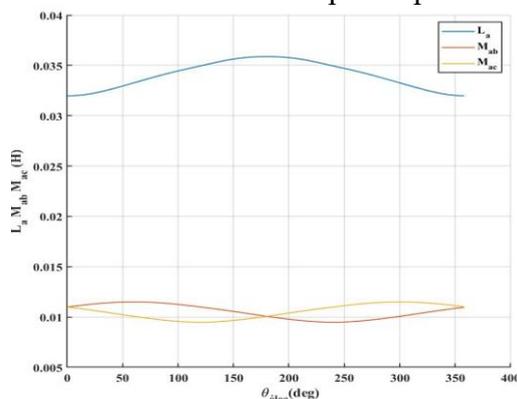


Figure III-17 Inductances propre et mutuelles de la phase  $a$  de la MCFAP

#### III.4.1.6.4. Couples dans la machine

Le couple de détente de la MCFAP étudiée, représenté par la Figure III-19 (a) a une forme d'onde pratiquement sinusoïdale de période  $5^\circ$ . Ceci est également apparent au niveau de son analyse spectrale, où l'amplitude du fondamental est prédominant par rapport aux harmoniques de rang supérieur, comme le montre la Figure III-19 (b).

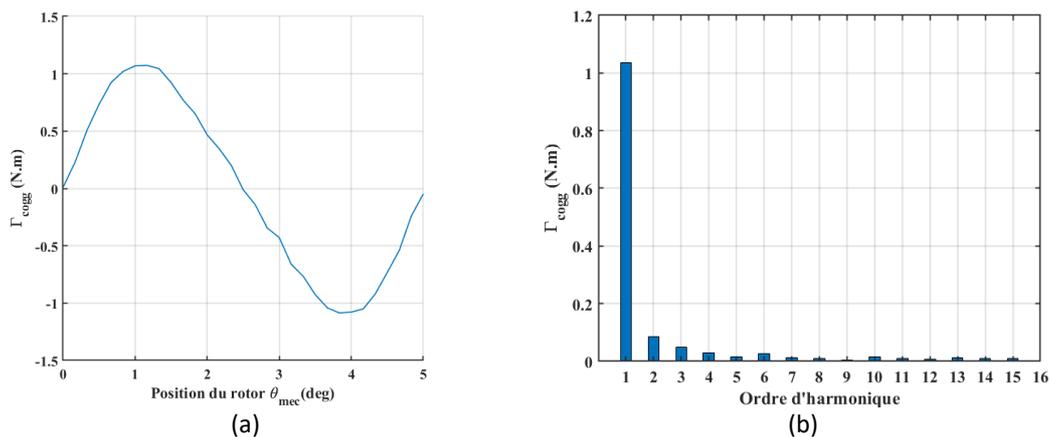


Figure III-18 Couple de détente de la MCFAP  
 (a) Forme d'onde du couple de détente, (b) Analyse spectrale

Il est à noter que l'effet de la réductance étant peu important au niveau de la MCFAP, le couple de réductance généré est d'une valeur très faible par rapport au couple électromagnétique de la machine ( $\Gamma_{rel} = 0.016 \text{ N.m}$ ).

Comme le montre la Figure III-19, la MCFAP alimentée par un courant nominal ( $J = 7 \text{ A/mm}^2$ ) génère un couple électromagnétique oscillant autour d'une valeur moyenne de  $\Gamma_{em} = 10.3 \text{ N.m}$ , avec un taux d'ondulations  $\Delta\Gamma_{em} = 16 \%$ .

Par ailleurs, on remarque que la MCFAP étudiée peut produire un couple électromagnétique beaucoup plus important qu'il n'est exigé par l'application. Ceci est dû au fait que le dimensionnement du dispositif ait été orienté vers le couple de détente.

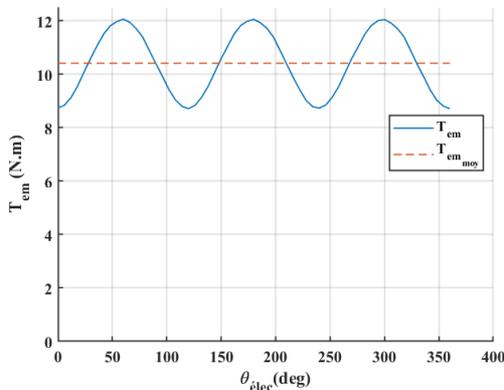


Figure III-19 Couple électromagnétique de la MCFAP

### III.4.2. Etude et dimensionnement MCFAP Multi-Dents

#### III.4.2.1. Géométrie et dimensions principales de la MCFAP Multi-Dents

La structure de base de la MCFAP Multi-Dents a été définie précédemment. Elle présente un rotor identique à celui de la MCFAP classique, tandis que son stator est muni de pôles dentés. La Figure III-20 illustre les différents paramètres géométriques de la machine.

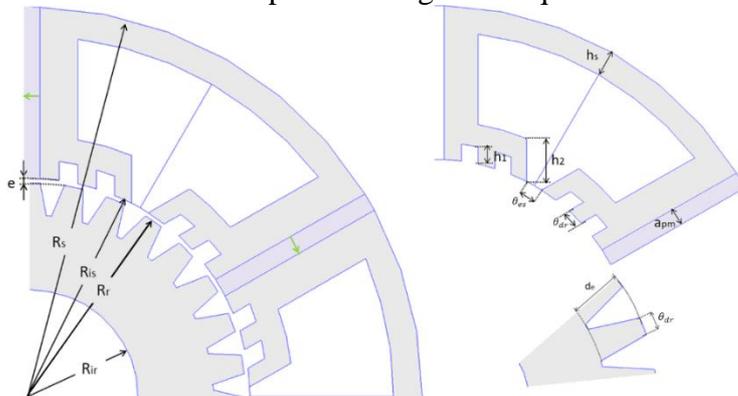


Figure III-20 Géométrie de la MCFAP Multi-dents

Les valeurs du rayon externe du stator, de son rayon interne ainsi que de la hauteur du joug statorique sont gardées identiques à celles considérées auparavant pour la MCFAP.

On note  $n$  le nombre de dents au niveau d'un pôle statorique. Ainsi, le nombre de dents effectives au stator de la machine  $n_{ds}$  est donné par :

$$n_{ds} = n \times Q_s \quad (\text{III-51})$$

Comme dans le cas précédent, on attribue aux différents paramètres une valeur initiale qui satisfait la relation (III-52). Une étude paramétrique permettra de fixer leurs valeurs optimales qui maximisent le couple de détente.

$$b_{es_0} = b_{ds_0} = b_{dr_0} = \beta_{sM} \quad ; \quad d_{e_0} = \frac{1}{4} R_r \quad (\text{III-52})$$

Où  $\beta_{sM}$  est défini comme suit :

$$\beta_{sM} = \frac{\pi R_{is}}{n_{ds}} \quad (\text{III-53})$$

La largeur des aimants permanents représentée est fixée à :

$$a_{pm} = \beta_{sM} \quad (\text{III-54})$$

#### III.4.2.2. Combinaison Encoche statorique / Dents rotorique de la MCFAP Multi-dents

Pour cette deuxième topologie, le nombre d'encoches statoriques est fixé à  $Q_s = 6$ . On choisit un nombre de dents au niveau de chaque pôle statorique  $n = 6$ . Ceci nous donne un nombre de dents effectives au stator identique à la MCFAP précédemment.

Pour le choix du nombre de dents au rotor, on a noté l'existence de plusieurs combinaisons se basant sur  $n_{ds} = 36$  qui présentent une périodicité répondant à la condition (III-2) et un 'goodness factor' très élevé. Néanmoins, après avoir simulé plusieurs topologies, on constate qu'aucune combinaison ne permet d'avoir simultanément un couple de détente conséquent et un système triphasé équilibré qui assure la génération du couple électromagnétique.

### III.4.2.3. Etude de la structure « Bi-rotor »

#### III.4.2.3.1. Présentation de la structure « Bi-rotor »

Dans la partie précédente de notre étude, nous avons dimensionné une machine capable de générer simultanément le couple de détente et le couple électromagnétique nécessaires à l'application. Or, comme nous venons de le constater, cette approche n'est pas applicable pour la MCFAP Multi-dents choisie. Afin d'exploiter au mieux le potentiel que nous offre cette topologie, nous allons diviser axialement son rotor en deux parties distinctes. Ceci va nous permettre de séparer la génération du couple de détente et du couple électromagnétique.

La configuration d'une telle machine est illustrée par la Figure III-21. La structure Bi-rotor est constituée d'un seul stator pour simplifier et réduire le coût de fabrication. Les deux rotors de la machine sont montés sur un même arbre et séparés par une isolation magnétique d'air de longueur de 5mm, et ce, afin d'éviter les interactions entre les deux parties pouvant engendrer des effets 3D. Chaque rotor présente une géométrie adaptée à son rôle et sera dimensionné en conséquence, de manière indépendante.

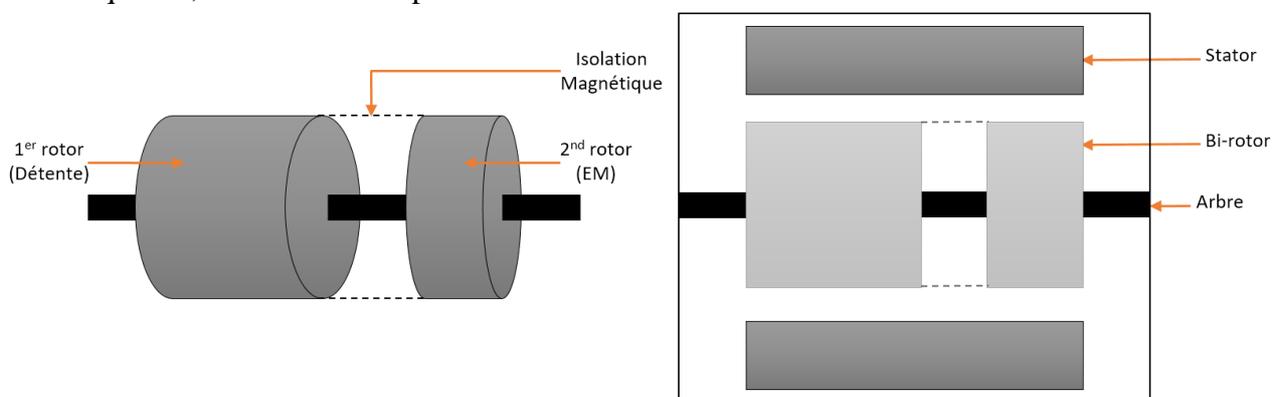


Figure III-21 Structure Bi-rotor de la MCFAP Multi-dents

#### 1. Génération du couple de détente : *Rotor-C*

Le *Rotor-C* assure la génération du couple de détente nécessaire au crantage du rotor à l'arrêt. Cette partie de la machine n'étant pas responsable de la production du couple électromagnétique, un plus grand choix du nombre de dents s'offre à nous. Ayant un nombre de dents effectives au stator  $n_{ds} = 36$ , on fixe  $Q_r = 36$ . Cette combinaison nous donne un PPCM,  $N_c = 36$ , qui correspond à une périodicité de  $10^\circ$ , ce qui satisfait la contrainte imposée par l'équation (III-2). De plus, ce choix nous permet d'avoir un grand 'goodness factor'  $P_c = 36$ , ce qui peut augmenter drastiquement la valeur maximale du couple de détente de la machine.

#### 2. Génération du couple électromagnétique : *Rotor-EM*

Le *Rotor-EM* assure la génération du couple électromagnétique nécessaire à la rotation de la machine et son mouvement pas-à-pas. Ainsi, on choisira un nombre de dents rotoriques qui assure une FEM symétrique, tout en maximisant la densité de couple de la machine, dans le but d'augmenter sa compacité.

Dans le cas d'une MCFAP Multi-dents triphasée, avec un nombre de dents par pôle statorique  $n = 6$ , le nombre de dents optimal au rotor est donné par l'équation (III-55) [65].

$$Q_r = Q_s(n - 1) \pm 1 \quad \text{(III-55)}$$

Pour un nombre de pôles statoriques  $Q_s = 6$ , on choisira  $Q_r = 31$ . Ceci nous permet également de réduire le pas mécanique du moteur à  $\alpha_{pas} = 3.87^\circ$ .

Il est à noter que la stratégie de dimensionnement diffère pour le Rotor-EM. En effet, on ne s'intéresse plus au couple de détente mais au couple électromagnétique généré. Les dimensions de la machine étant fixées, on va calculer la FEM par unité de longueur puis, partant de l'équation (III-35), on calcul la longueur utile de la machine comme suit :

$$L_{uEM} = \frac{1}{e_0} \frac{2 \cdot \Gamma_{em} \cdot \omega_{mec}}{3 \cdot J \cdot k_{fill} \cdot S_e \cdot N_{ph}} \quad (III-56)$$

Le nombre de spires en série de la phase est alors :

$$N = \frac{E_{max}}{L_{uEM} \cdot e_0} \quad (III-57)$$

### III.4.2.3.2. Etude Paramétrique de la MCFAP Multi-dents à structure « Bi-rotor »

Cette étude paramétrique est effectuée sur le *Rotor-C* de la machine, et a pour but de maximiser le couple de détente qu'il génère. Nous étudierons donc l'influence de l'ouverture des dents statoriques, l'ouverture des dents rotoriques et de la profondeur des encoches rotoriques sur la forme d'onde et la valeur crête du couple de détente. La procédure de calcul reste la même que celle appliquée précédemment à la MCFAP.

#### 1. Effet de l'ouverture des dents statoriques

On définit le rapport  $k_{ds}$  entre l'ouverture de la dent statorique et sa valeur initiale (équation (III-58)). On fait varier ce rapport de 0.5 à 1.5 et on calcule le couple de détente généré par chaque structure.

$$k_{ds} = \frac{b_{ds}}{b_{ds0}} \quad (III-58)$$

Comme le montre la Figure III-22 (b), la période principale du couple de détente ainsi que sa distribution harmonique ne sont pas influencées par la variation de l'ouverture des dents statoriques. Par ailleurs, sa valeur crête diminue à mesure que l'ouverture des dents statoriques augmente, comme l'illustre la Figure III-22 (a).

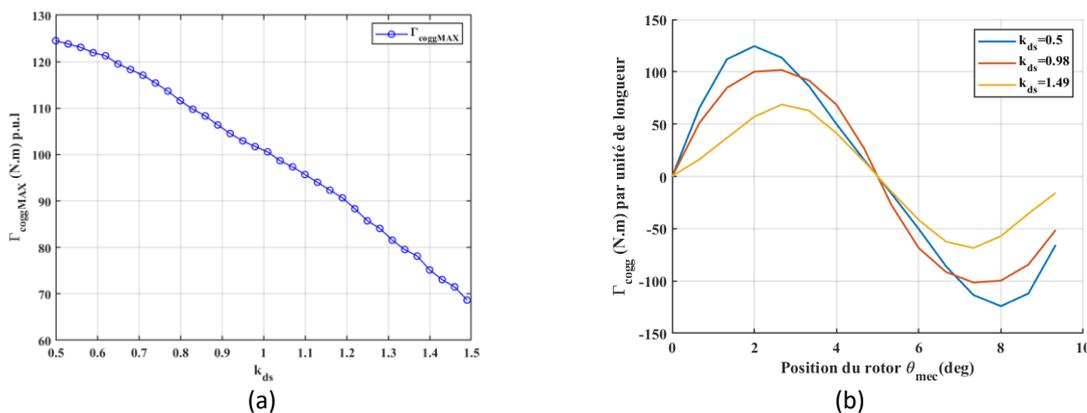


Figure III-22 Influence de l'ouverture des dents statoriques sur le couple de détente  
(a) Valeur maximale du couple de détente, (b) Forme d'onde en fonction de la position

#### 2. Effet de l'ouverture des dents rotoriques

On fait varier le rapport d'ouverture de dents rotoriques  $k_r$  de 0.2 à 1.9 et on effectue le même calcul que précédemment.

On constate que la période principale du couple de détente n'est pas affectée par la variation de l'ouverture des dents statoriques, néanmoins, ce dernier est plus riche en harmoniques pour de

faibles valeurs de  $k_r$ . On remarque également une inversion de phase de certaines formes d'ondes, comme le montre la Figure III-23 (b).

Par ailleurs, d'après la Figure III-23 (a), la valeur crête du couple de détente est maximale pour une ouverture des dents rotoriques  $b_{dr}$  de valeur comprise dans un intervalle de 20% à 40% de sa valeur initiale.

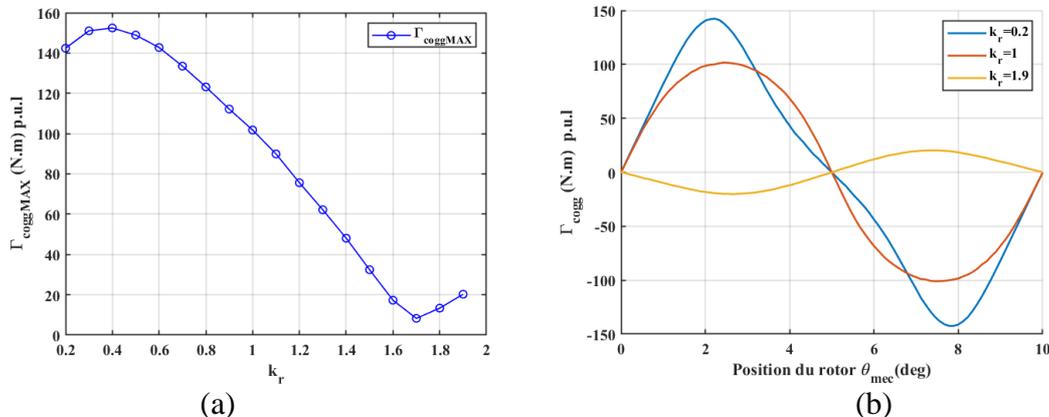


Figure III-23 Influence de l'ouverture des dents rotoriques sur le couple de détente  
(a) Valeur maximale du couple de détente, (b) Forme d'onde en fonction de la position

### 3. Effet de la profondeur d'encoche rotorique

On fait varier le rapport de profondeur d'encoche rotorique  $k_{er}$  de 0.1 à 1 et on calcule le couple de détente généré par chaque structure.

La Figure III-24 (b) nous montre que la forme d'onde du couple de détente, sa période principale et sa distribution harmonique, ne sont pas affectées par la variation de la profondeur des encoches rotoriques.

On remarque, par ailleurs, que la valeur crête du couple de détente croît à mesure que le rapport  $k_{er}$  augmente, comme le montre la Figure III-24 (a). Sa valeur est maximale pour une profondeur d'encoches rotoriques comprise entre 60% à 100% de sa valeur initiale.

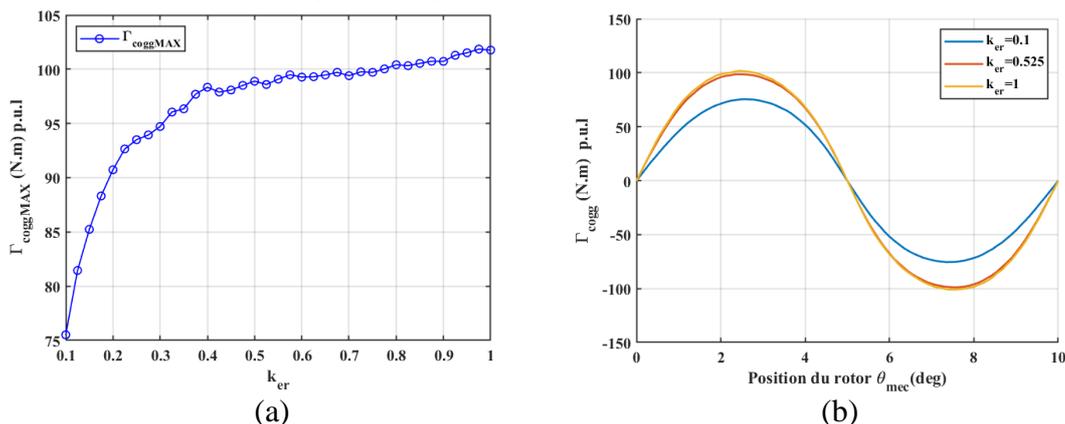


Figure III-24 Influence de la profondeur d'encoche rotorique sur le couple de détente  
(a) Valeur maximale du couple de détente, (b) Forme d'onde en fonction de la position

### 4. Structure optimisée

L'étude paramétrique sur le Rotor-C de la machine montre que le couple de détente optimal est atteint pour les rapports entre la valeur optimale et la valeur initiale de l'ouverture des dents statoriques, l'ouverture des dents rotoriques et la profondeur des encoches rotoriques, suivants :

$$k_{ds_{opt}} = 0.9, k_{r_{opt}} = 0.4 \text{ et } k_{er_{opt}} = 0.6. \quad (\text{III-59})$$

La Figure III-25 montre l'évolution de la géométrie de la machine entre son état initial et sa structure optimisée.

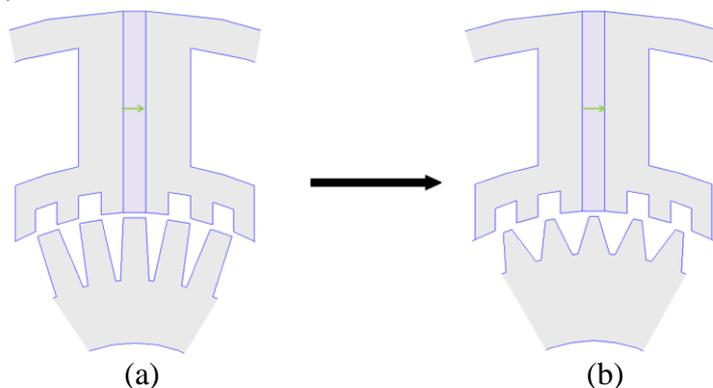


Figure III-25 Géométrie de la MCFAP Multi-6 : (a) Structure initiale , (b) Structure optimisée

Comme le montre la Figure III-26, le couple de détente généré par la partie Rotor-C de la machine est initialement important, grâce au choix judicieux du nombre de dents au rotor. Néanmoins, l'optimisation des paramètres nous a permis d'augmenter encore d'avantage sa valeur crête par unité de longueur, qui est passée de **101.3 N.m** à **155.4 N.m**.

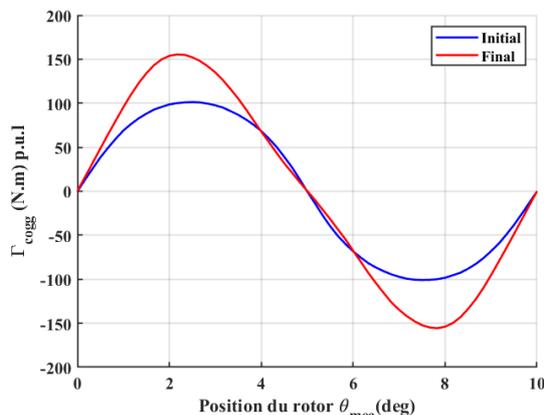


Figure III-26 Comparaison de la forme d'onde du couple de détente de la MCFAP Multi-dents

#### III.4.2.4. Résultat de dimensionnement

Partant de la structure optimisée de notre machine Bi-rotor, en se basant sur la démarche de dimensionnement décrite en III.3.3 pour la partie Rotor-C et sur les équations (III-56) et (III-57) pour la partie Rotor-EM, on obtient les résultats présentés dans le Tableau III-4 :

| Paramètres                           | Symboles      | Résultats de dimensionnement |
|--------------------------------------|---------------|------------------------------|
| <b>Paramètres géométriques</b>       |               |                              |
| Nombre d'encoches statoriques        | $Q_s$         | 6                            |
| Nombre de dents effectives au stator | $n_{ds}$      | 36                           |
| Rayon externe du stator              | $R_s$         | 38 [mm]                      |
| Rayon d'alésage                      | $R_{is}$      | 21.28 [mm]                   |
| Hauteur du joug statorique           | $h_s$         | 2.8 [mm]                     |
| Profondeur des encoches statoriques  | $h_e$         | 13.92 [mm]                   |
| Profondeur des encoches auxiliaires  | $h_1$         | 2 [mm]                       |
| Largeur des plots statoriques        | $L_d$         | 9.4 [mm]                     |
| Ouverture des dents statoriques      | $\theta_{es}$ | 4.5 °                        |

|   |               |            |
|---|---------------|------------|
| Largeur des aimants permanents              | $a_{pm}$      | 2 [mm]     |
| Epaisseur de l'enter fer                    | $e$           | 0.42 [mm]  |
| Rayon externe du rotor                      | $R_r$         | 20.86 [mm] |
| Rayon interne du rotor                      | $R_{ir}$      | 10 [mm]    |
| <b>Paramètres du Rotor – C</b>              |               |            |
| Nombre de dents C                           | $Q_{rc}$      | 36         |
| Profondeur des encoches rotoriques          | $d_e$         | 3.13 [mm]  |
| Ouverture des dents rotor C                 | $\theta_{dr}$ | 2°         |
| Longueur de la partie C                     | $L_{uC}$      | 7.08 [mm]  |
| <b>Paramètres du Rotor – EM</b>             |               |            |
| Nombre de dents de la partie EM             | $Q_{rEM}$     | 31         |
| Profondeur des encoches rotoriques          | $d_e$         | 3.13 [mm]  |
| Ouverture des dents rotoriques              | $\theta_{dr}$ | 2°         |
| Longueur de la partie EM                    | $L_{uEM}$     | 13.40 [mm] |
| <b>Paramètres électriques et mécaniques</b> |               |            |
| Longueur utile de la machine                | $L_u$         | 25.48 [mm] |
| Nombre de spires en série de la phase       | $N$           | 1686       |
| Courant nominal                             | $I_{max}$     | 0.5 [A]    |
| Couple électromagnétique                    | $\Gamma_{em}$ | 2 [N.m]    |
| Résistance statorique par phase             | $R_{ph}$      | 29.36 [Ω]  |

Tableau III-4 Résultats de dimensionnement de la MCFAP multi-dents

### III.4.2.5. Bobinage statorique

En appliquant la méthode de l'étoile de tensions sur la partie Rotor-EM de la machine, on détermine la configuration du bobinage à pas fractionnaire pour cette topologie. La Figure III-27 représente son diagramme de tension ainsi que la répartition des phases dans la machine.

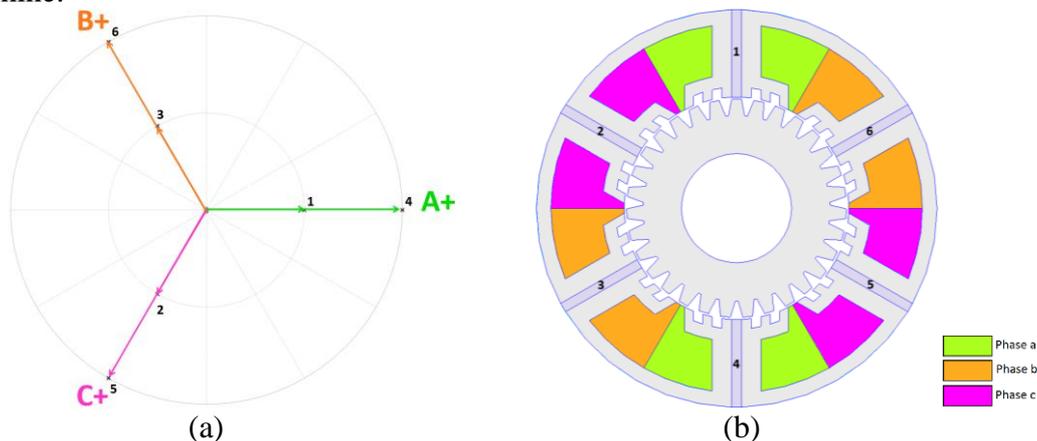


Figure III-27 Bobinage à pas fractionnaire de la MCFAP 6 Encoches / 31 pôles  
 (a) Diagramme de tension, (b) Répartition des phases dans la machine

Le diagramme de tension nous permet d'obtenir les valeurs  $q_{ph} = 1$  et  $\alpha_u = 60^\circ$ . Ainsi, en utilisant l'équation (III-18), on peut calculer le facteur de bobinage du fondamentale. On obtient  $k_w = 0.866$ . On remarque que la valeur du facteur de bobinage est grandement améliorée par rapport à la structure MCFAP étudiée auparavant.

### III.4.2.6. Performances électromagnétiques de la MCFAP Multi-dents

Comme nous l'avons établi dans la section III.4.2.3, la structure MCFAP Multi-dents étudiée est composée de deux rotors séparés analysés indépendamment. Les performances électromagnétiques de la machine sont issues de la superposition des contributions de chaque rotor (Rotor-C et Rotor-EM).

#### III.4.2.6.1. Champ magnétique créé par les aimants permanents à vide

La Figure III-28 représente la cartographie des lignes de champ magnétique créées par les aimants permanents pour les deux rotors de la structure MCFAP Multi-dents. D'après cette figure, on remarque que la distribution du champ magnétique dans la partie Rotor-C (Figure III-28 (a)) ne lui permet pas de produire un flux magnétique triphasé dans les enroulements statoriques.

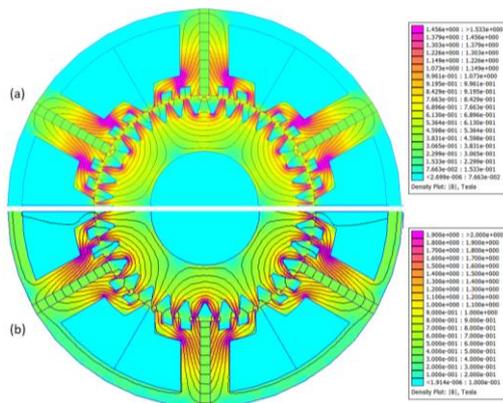


Figure III-28 Trajectoire des lignes de champ et induction magnétique créée par les aimants permanents dans la machine : (a) *Rotor-C* , (b) *Rotor-EM*

L'induction radiale au milieu de l'entrefer est illustrée par la Figure III-29 pour les deux rotors de la machine. On remarque que celle-ci est très riche en harmoniques pour les deux parties de la structure.

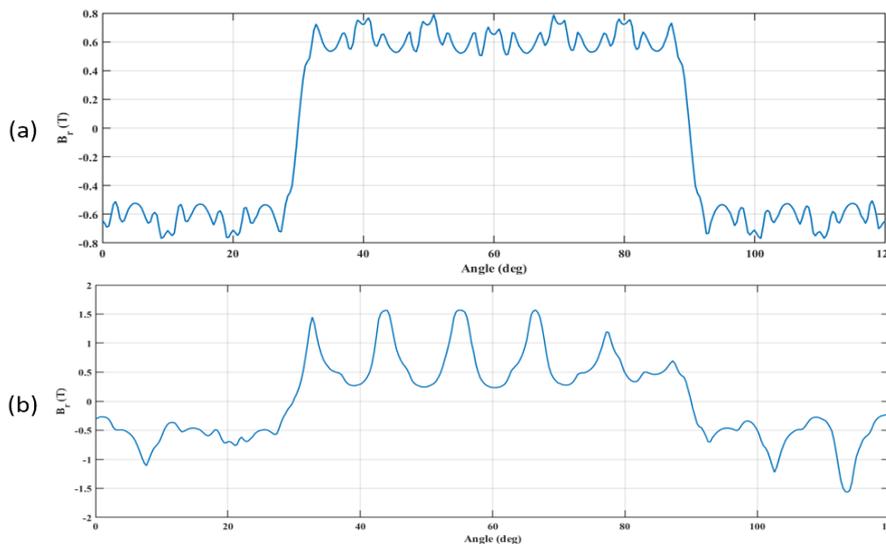


Figure III-29 Composante radiale de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer : (a) Rotor C , (b) Rotor EM

### III.4.2.6.2. Flux magnétique et force électromotrice à vide

Le flux magnétique créé par les aimants permanents au niveau de chaque phase est dû uniquement à la contribution du Rotor-EM. Son évolution sur une période électrique est illustrée par la Figure III-30. On remarque que sa forme d'onde est parfaitement sinusoidale, de valeur maximale  $\Psi_{max} = 0.089 \text{ Wb}$ .

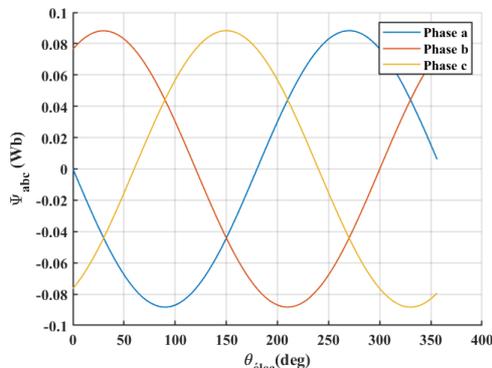


Figure III-30 Flux magnétique

L'allure des formes d'ondes de la FEM à vide de la machine est illustrée par la Figure III-31. Cette dernière montre que la FEM est parfaitement sinusoidale, suivant la forme du flux magnétique.

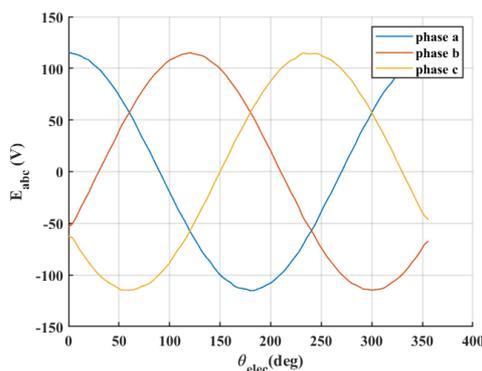


Figure III-31 Force électromotrice à vide

### III.4.2.6.3. Inductances propres et mutuelles

Comme dans le cas de la MCFAP, la forme d'onde des inductances propres et mutuelles de la MCFAP Multi-dents, présentées par la Figure III-32, sont sinusoidales de faible amplitudes et de valeurs moyennes non nulles ( $L_S = 1.02 \text{ H}$ ,  $M_S = -0.48 \text{ H}$ ).

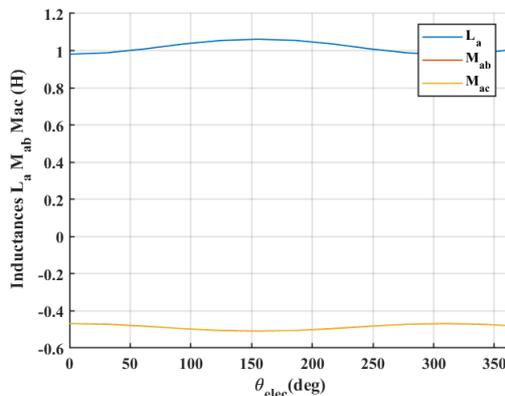


Figure III-32 Inductances propre et mutuelles de la phase a

### III.4.2.6.4. Couples dans la machine

Le couple de détente de la MCFAP Multi-dents à structure Bi-Rotor est produit par la partie Rotor-C. Il a une forme d'onde pratiquement sinusoïdale de période  $10^\circ$ , comme le montre les Figure III-33 (a) et (b). Par ailleurs, la contribution du Rotor-EM au couple de détente de la machine, illustrée par la Figure III-33 (c), est négligeable.

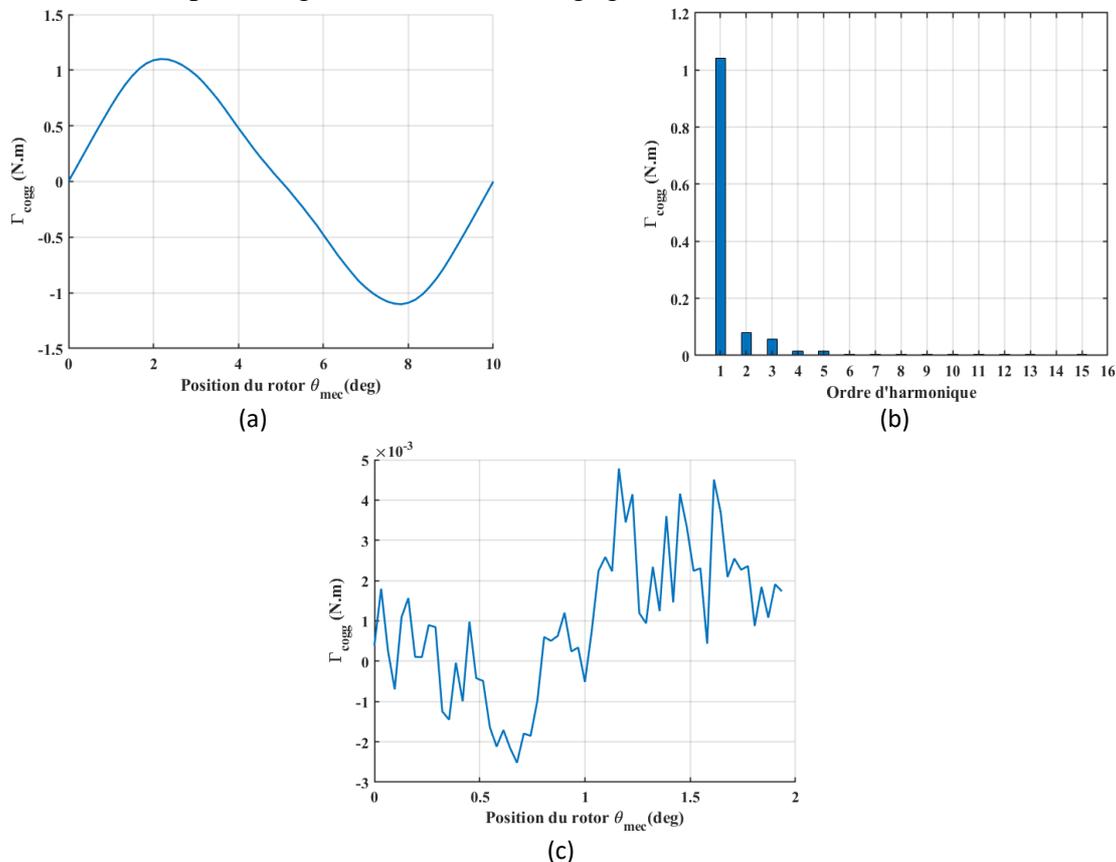


Figure III-33 Couple de détente de la MCFAP Multi-dents  
 (a) Forme d'onde du couple de détente du Rotor-C, (b) Analyse spectrale  
 (c) Forme d'onde du couple de détente du Rotor-EM

En alimentant la MCFAP Multi-dents par son courant nominal ( $J = 7 \text{ A/mm}^2$ ) elle génère un couple électromagnétique pratiquement constant de valeur de  $\Gamma_{em} = 2 \text{ N.m}$ , avec un taux d'ondulations négligeable, comme le montre la Figure III-34. Le Rotor-EM responsable de la génération de ce couple étant spécifiquement conçu pour cela, cette valeur correspond bien aux exigences de l'application.

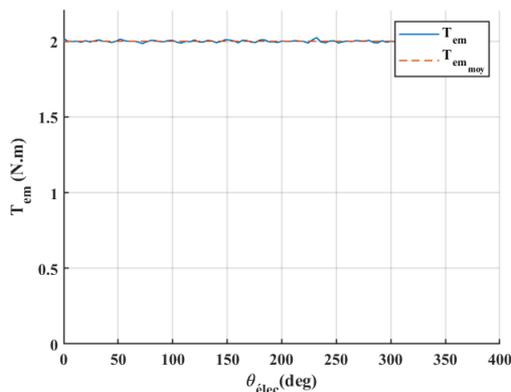


Figure III-34 Couple électromagnétique de la MCFAP Multi-dents

### III.5. Machines synchrones à aimants permanents montés en surface

Dans cette section, nous allons nous intéresser à l'étude et au dimensionnement de machines synchrones à aimants permanents montés en surface dans le cadre de notre application. On étudiera également l'influence de différents paramètres géométriques et de la segmentation des aimants sur le couple de détente, et ce, dans le but de trouver une structure de machine optimisée.

#### III.5.1. Etude et dimensionnement de la MSAP

##### III.5.1.1. Combinaison Encoche statorique / pôles rotorique

Après avoir effectué plusieurs simulations, nous avons fixé le nombre de paires de pôles de la MSAP à  $p = 12$  et le nombre d'encoches statoriques à  $Q_s = 18$ . Cette combinaison nous permet, d'une part, de respecter les contraintes imposées par les équations (III-4), (III-5) et (III-6) ainsi que les conditions de faisabilité et de symétrie du bobinage à pas fractionnaire, et d'autre part, de donner un PPCM  $N_c = 72$ , qui répond bien au critère imposé par l'équation (III-2). De plus, ce choix nous offre un bon 'goodness factor'  $P_c = 6$ , qui est équivalent à un du couple de détente de valeur maximale significative.

##### III.5.1.2. Dimensions principales de la machine

La géométrie ainsi que les dimensions principales de la MSAP sont illustrées par la Figure III-35.

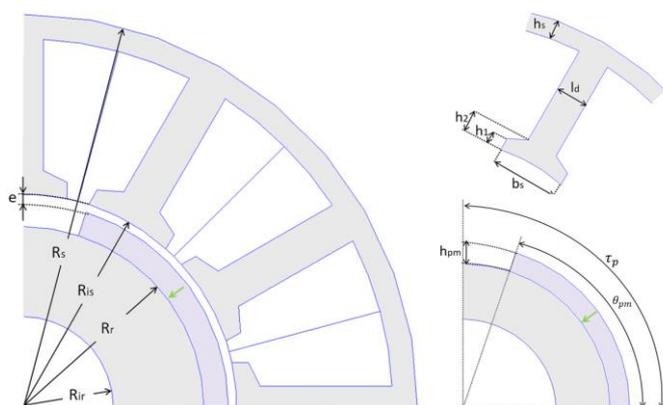


Figure III-35 Géométrie de la MSAP montés en surface

Pour notre machine, on considère un rapport entre les rayons externe et interne du stator de la machine  $k_{is} = 0.6$ .

Pour ce qui est de la hauteur des aimants permanents, elle est déterminée en considérant une induction radiale dans l'entrefer de la machine de forme rectangulaire. Ainsi, le calcul se fait suivant l'équation (III-60).

$$h_{pm} = \frac{\mu_{pm} \cdot e \cdot B_m}{B_r - B_m} \quad (III-60)$$

$B_r$ ,  $\mu_{pm}$  et  $B_m$  étant respectivement l'induction rémanente des aimants, leur perméabilité relative et la valeur maximale de l'induction dans l'entrefer. Cette dernière est donnée par :

$$B_m = \frac{\pi B}{2\sqrt{2}\sin(\alpha_{pm} \frac{\pi}{2})} \quad (III-61)$$

Où  $B$  est la charge magnétique de la machine et est fixée à  $B = 0.9 T$ .  $\alpha_{pm}$  représente l'ouverture des aimants permanents laquelle est initialement fixée à  $\alpha_{pm0} = 0.8$ .

Par ailleurs, la largeur des dents statoriques est obtenue en supposant que le flux dans l'entrefer circule entièrement dans la dent [57]. Ceci nous donne :

$$L_d = \frac{2\sqrt{2}\pi R_{is}}{Q_s} \frac{B}{B_{d_{max}}} \quad (\text{III-62})$$

$B_{d_{max}}$  étant l'induction maximale dans la dent statorique. Elle est fixée à  $B_{d_{max}} = 1.8 \text{ T}$ .

La hauteur du joug statorique, quant à elle, est déterminée en supposant que la moitié du flux magnétique dans l'entrefer sous un pôle circule dans la culasse du stator [57]. Ceci nous donne :

$$h_s = \frac{\pi R}{\sqrt{2}p} \frac{B}{B_{c_{max}}} \quad (\text{III-63})$$

$B_{c_{max}}$  étant l'induction maximale dans la culasse statorique. Elle est fixée à  $B_{c_{max}} = 0.8 \text{ T}$ .

Enfin, une étude paramétrique visant à maximiser le couple de détente de la structure permettra de déterminer les valeurs optimales de l'ouverture de la dent statorique  $b_s$  ainsi que l'ouverture des aimants permanents  $\alpha_{pm}$ .

### III.5.1.3. Etude Paramétrique de la MSAP montés en surface

Dans cette partie, nous étudierons l'influence de l'ouverture des dents statoriques et de l'ouverture des aimants permanents sur la valeur maximale et la forme d'onde du couple généré par la MSAP.

#### III.5.1.3.1. Effet de l'ouverture des dents statoriques

Dans le cas de la MSAP, le rapport d'ouverture de la dent statorique  $k_{ds}$  est défini par rapport au pas dentaire  $\tau_d$  (équation (III-64)). On fait varier celui-ci de 0.4 à 0.9 et on calcule le couple de détente de chaque structure.

$$k_{ds} = \frac{b_s}{\tau_d} \quad ; \quad \tau_d = \frac{2\pi}{Q_s} \quad (\text{III-64})$$

La Figure III-36 (b) montre l'allure du couple de détente en fonction de la position, pour différentes valeurs de  $k_{ds}$ . On constate que la distribution harmonique et la période principale ne sont pas affectées par la variation de l'ouverture des dents statoriques.

Par ailleurs, l'amplitude du couple de détente passe par des maxima locaux de valeurs proches, espacés d'un angle à  $\Delta\theta_{ds} \approx 4.8^\circ$ , comme le montre la Figure III-36 (a). La valeur maximale est obtenue pour une ouverture de dents statorique  $b_s$  de valeur comprise dans les intervalles de  $[0.55, 0.62]$  et  $[0.76, 0.88]$  par rapport au pas dentaire.

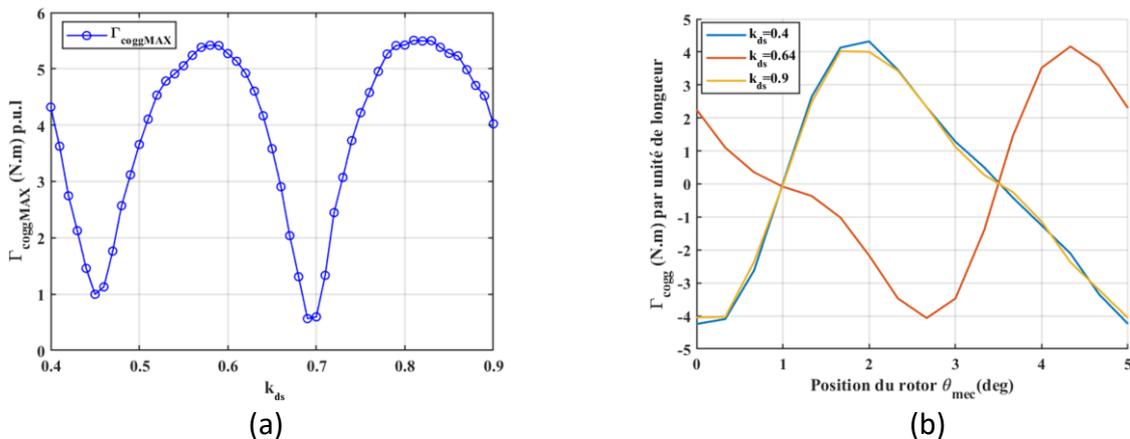


Figure III-36 Influence de l'ouverture des dents statoriques sur le couple de détente  
 (a) Valeur maximale du couple de détente , (b) Forme d'onde en fonction de la position

### III.5.1.3.2. Effet de l'ouverture des aimants

L'épanouissement des aimants permanents  $\alpha_{pm}$  est le rapport entre l'angle d'ouverture des aimants et le pas polaire de la machine (équation (III-65)). On calcule le couple de détente pour différentes valeurs de ce rapport, allant de 0.4 à 0.95.

$$\alpha_{pm} = \frac{\theta_{pm}}{\tau_p} ; \tau_p = \frac{\pi}{p} \tag{III-65}$$

On remarque que la forme d'onde du couple de détente, illustrée par la Figure III-37 (b) change d'allure en fonction de la valeur de  $\alpha_{pm}$ . Bien que la période principale ne soit pas affectée, la distribution harmonique devient plus riche à mesure que l'ouverture des aimants diminue.

La valeur crête du couple de détente, présente des minima locaux de même valeur, espacés d'un angle  $\Delta\theta_{pm} \approx 5^\circ$ , Figure III-37 (a). Les valeurs maximales, quant à elles, sont atteintes pour un épanouissement des aimants supérieur à 0.85.

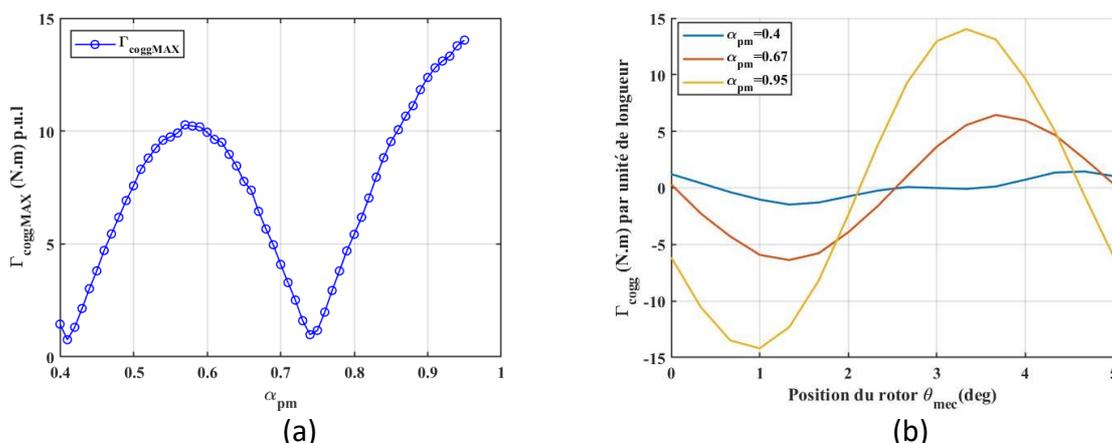


Figure III-37 Influence de l'ouverture des aimants sur le couple de détente  
 (a) Valeur maximale du couple de détente , (b) Forme d'onde en fonction de la position

### III.5.1.3.3. Structure optimisée de la MSAP

L'étude paramétrique précédente nous indique que le couple de détente optimal pour la MSAP étudiée est atteint pour les rapports de l'ouverture des dents statoriques et de l'épanouissement des aimants suivants :

$$k_{ds_{opt}} = 0.8 \text{ et } \alpha_{pm_{opt}} = 0.9. \tag{III-66}$$

La Figure III.38 illustre la géométrie de la machine optimisée. Cette structure génère un couple de détente par unité de longueur de **12.4 N.m**, comme le montre la Figure III.39.

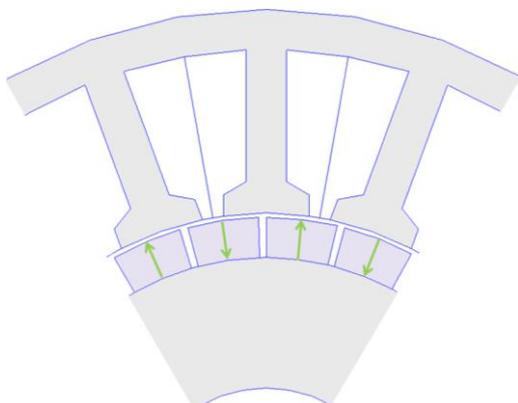


Figure III-38 Géométrie de la MSAP:  
 Structure optimisée

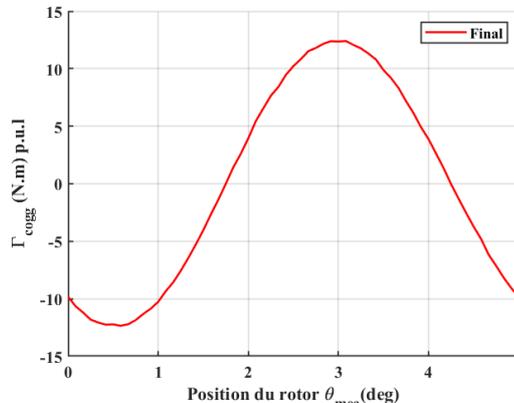


Figure III-39 Forme d'onde du couple de détente de la structure optimisée

### III.5.1.4. Résultat de dimensionnement

La démarche de dimensionnement décrite en III.3.3 est appliquée à la structure de MSAP optimisée. Les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau III-6.

| Paramètres                                  | Symboles      | Résultats de dimensionnement |
|---|---------------|------------------------------|
| <b>Paramètres géométriques</b>              |               |                              |
| Nombre d'encoches statoriques               | $Q_s$         | 18                           |
| Nombre de paires de pôles                   | $p$           | 12                           |
| Rayon externe du stator                     | $R_s$         | 38 [mm]                      |
| Rayon d'alésage                             | $R_{is}$      | 22.8 [mm]                    |
| Hauteur du joug statorique                  | $h_s$         | 3 [mm]                       |
| Profondeur des encoches statoriques         | $h_e$         | 12.2 [mm]                    |
| Largeur des plots statoriques               | $L_d$         | 3 [mm]                       |
| Ouverture des dents statoriques             | $\theta_s$    | 16 °                         |
| Epaisseur de l'enter fer                    | $e$           | 0.32 [mm]                    |
| Ouverture des aimants                       | $\alpha_{pm}$ | 13.5 °                       |
| Hauteur des aimants                         | $h_{pm}$      | 3 [mm]                       |
| Rayon externe du rotor                      | $R_r$         | 19.48 [mm]                   |
| Rayon interne du rotor                      | $R_{ir}$      | 10 [mm]                      |
| <b>Paramètres électriques et mécaniques</b> |               |                              |
| Longueur utile de la machine                | $L_u$         | 88.7 [mm]                    |
| Nombre de spires en série de la phase       | $N$           | 114                          |
| Courant nominal                             | $I_{max}$     | 7.32 [A]                     |
| Couple électromagnétique                    | $\Gamma_{em}$ | 30.35 [N.m]                  |
| Résistance statorique par phase             | $R_{ph}$      | 0.35 [ $\Omega$ ]            |

Tableau III-5 Résultats de dimensionnement de la MSAP 18 Encoches / 24 pôles

### III.5.1.5. Bobinage statorique

La Figure III-40 illustre le diagramme de tension et la répartition des phases de la MSAP 18 Encoches / 24 pôles à bobinage à pas fractionnaire.

Le diagramme de tension nous permet d'obtenir les valeurs  $q_{ph} = 1$  et  $\alpha_u = 120^\circ$ . Ainsi, le coefficient de bobinage de la MSAP est  $k_w = 0.5$ .

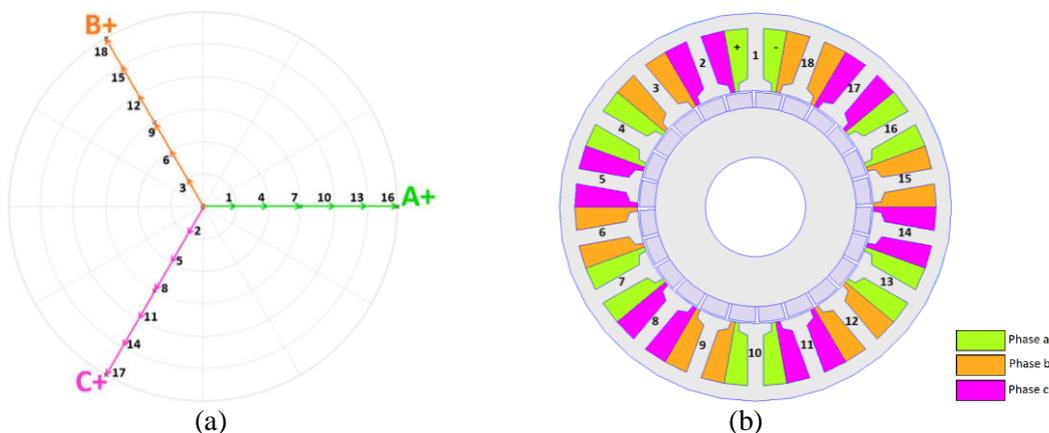


Figure III-40 Bobinage à pas fractionnaire de la MSAP 18 Encoches / 24 pôles  
(a) Diagramme de tension, (b) Répartition des phases dans la machine

### III.5.1.6. Performances électromagnétiques de la MSAP

#### III.5.1.6.1. Champ magnétique créé par les aimants permanents à vide

La Figure III-41 montre la cartographie des lignes de champ magnétique créées par les aimants permanents pour la structure MSAP 18 encoches/12 paires pôles.

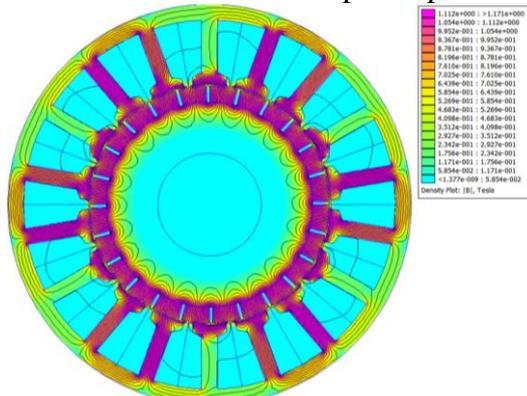


Figure III-41 Trajectoire des lignes de champ et induction magnétique créée par les aimants permanents dans la MSAP

Comme le montre la Figure III-42, l'induction radiale au milieu de l'entrefer de la MSAP a une forme rectangulaire dont la valeur maximale dépasse les 0.9 T. On constate également l'apparition d'une ondulation, dans la courbe de  $B_r$ , qui correspond à l'ouverture de l'encoche statorique. Cette dernière introduit un changement dans la réluctance dû à la variation de l'entrefer magnétique à son niveau.

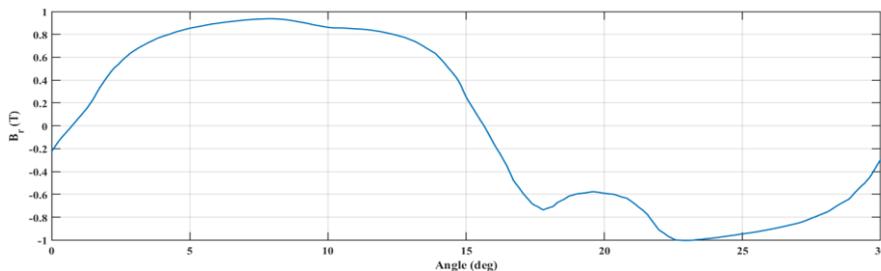


Figure III-42 Composante radiale de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer de la MSAP

#### III.5.1.6.2. Flux magnétique et force électromotrice à vide

L'évolution du flux magnétique sur une période électrique ainsi que son analyse spectrale sont illustrées par la Figure III-43. On remarque que sa forme d'onde est parfaitement sinusoïdale, de valeur maximale  $\Psi_{max} = 0.23$  Wb.

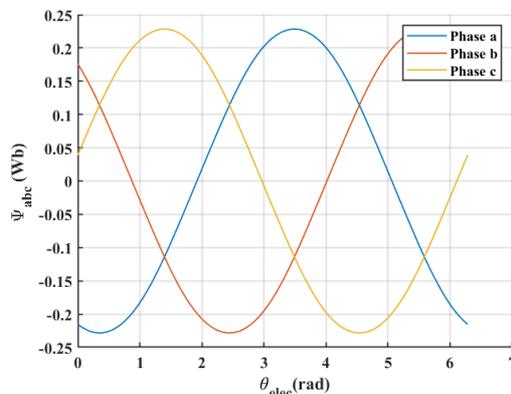


Figure III-43 Flux magnétique

Il en est de même pour la FEM à vide de la machine qui a une forme proche d'une sinusoïde. On constate néanmoins l'apparition d'harmoniques, notamment d'ordre 5.

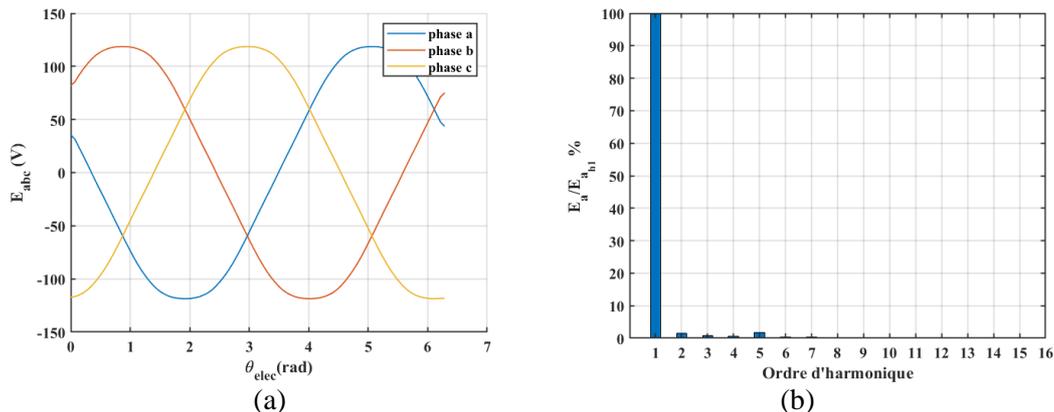


Figure III-44 Force électromotrice à vide

(a) FEM par phase, (b) Analyse spectrale de la FEM par phase

### III.5.1.6.3. Inductances propres et mutuelles

La MSAP étudiée étant à pôles lisses, on constate que ses inductances propres et mutuelles sont constantes, de valeurs  $L_a = 7.8 \text{ mH}$  ;  $M_{ab} = M_{ac} = -3.7 \text{ mH}$  ; comme le montre la Figure III-45.

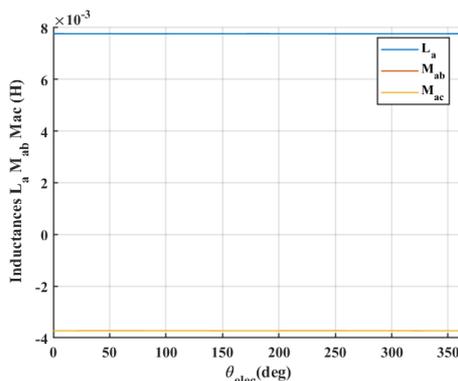


Figure III-45 Inductances propre et mutuelles de la phase  $a$

### III.5.1.6.4. Couples dans la machine

La Figure III-46 (a) montre la forme d'onde du couple de détente de la MSAP étudiée. Celle-ci est pratiquement sinusoïdale de période  $5^\circ$ . On voit également cela au niveau de son analyse spectrale (Figure III-46 (b)) où l'amplitude du fondamental prédomine par rapport aux harmoniques de rang supérieur.

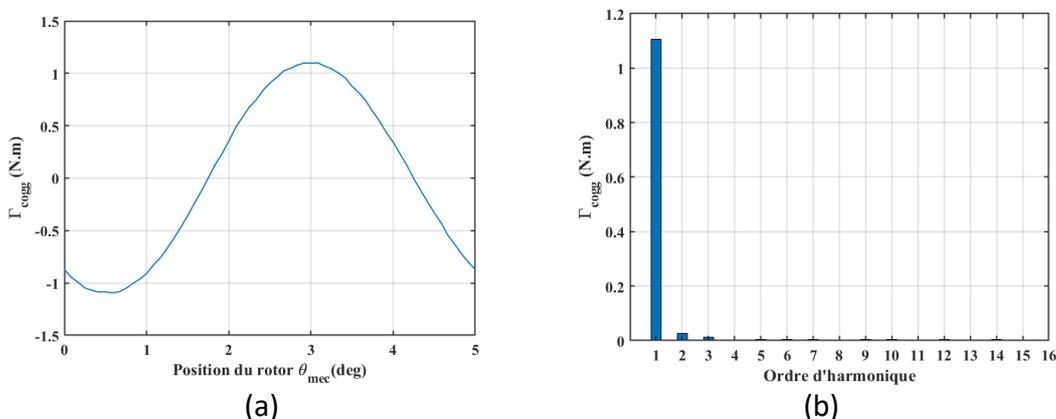


Figure III-46 Couples de détente de la MSAP

(a) Forme d'onde du couple de détente (b) Analyse spectrale

Le couple électromagnétique est calculé pour le courant nominal de la machine et est illustré par la Figure III-47. On remarque qu'il oscille autour d'une valeur moyenne de  $\Gamma_{em} = 30.14 \text{ N.m}$ , avec un taux d'ondulations  $\Delta\Gamma_{em} = 1.8\%$ .

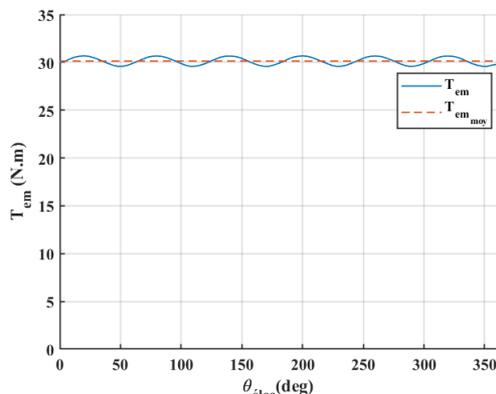


Figure III-47 Couple électromagnétique de la MSAP

### III.5.2. Etude et dimensionnement de la MSAP segmentés

La segmentation des aimants permanents est une technique largement utilisée pour la réduction du couple de détente dans les machines synchrones à aimants permanents [66]–[69]. Néanmoins, dans le cadre de notre travail, nous allons nous intéresser à cette méthode dans le but d'augmenter le couple de détente généré par la MSAP montés en surface.

Cette méthode a pour principe de segmenter chaque pôle en plusieurs blocs élémentaires d'aimants. Elle permet ainsi d'agir directement sur les coefficients  $\beta_n$ , du carré de l'induction magnétique dans l'entrefer  $B_e^2$ , qui apparaissent dans le développement en série de Fourier du couple de détente (vu au Chapitre II). Le choix du nombre de blocs élémentaires, leur épanouissement ainsi que la distance inter-bloc permet d'agir directement sur l'amplitude du couple de détente de la MSAP [66].

#### III.5.2.1. Géométrie du rotor à aimants segmentés

En gardant la même structure du stator, nous allons modifier la géométrie du rotor de la MSAP, comme le montre la Figure III-48. Nous adoptons une segmentation uniforme, caractérisée par un nombre de blocs d'aimants  $n_{seg}$  équidistants au niveau de chaque pôle.

Pour la combinaison du nombre de dents au stator et du nombre de pôles que l'on a adopté ( $Q_s = 18 ; 2p = 24$ ), on choisit de segmenter nos aimants en trois parties. En effet, un nombre de blocs  $n_{seg} = 3$  nous permet de tripler le 'goodness factor' de la structure originale  $P_c' = 18$ . Ceci nous offre la possibilité d'avoir un couple de détente de valeur maximale beaucoup plus importante.

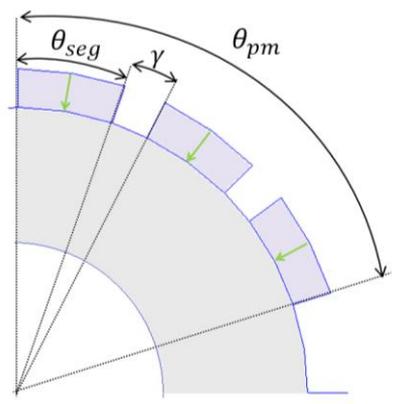


Figure III-48 Géométrie du rotor de la MSAP segmentés

### III.5.2.2. Etude paramétrique de la MSAP segmentés

#### III.5.2.2.1. Effet de la distance inter-blocs

Nous allons nous intéresser dans cette étude à l'effet de la distance angulaire inter-blocs  $\gamma$  sur le couple de détente de la machine à aimants segmentés. On définit alors  $\beta_{seg}$ , le rapport entre cette distance et l'épanouissement du segment de l'aimant (équation(III-67)). On fait varier ce rapport de 0.1 à 1. La valeur 0 étant le cas de la MSAP non segmentés.

$$\beta_{seg} = \frac{\gamma}{\theta_{seg}} \quad (III-67)$$

Bien que l'allure de la forme d'onde du couple de détente ne soit pas affectée par la variation de  $\beta_{seg}$  (Figure III-49 (b)) , sa valeur crête croît à mesure que la distance entre les blocs augmente comme le montre la Figure III-49 (a). Les valeurs maximales sont atteintes pour une distance inter-blocs comprise entre 60% et 90% de l'ouverture des segments d'aimants.

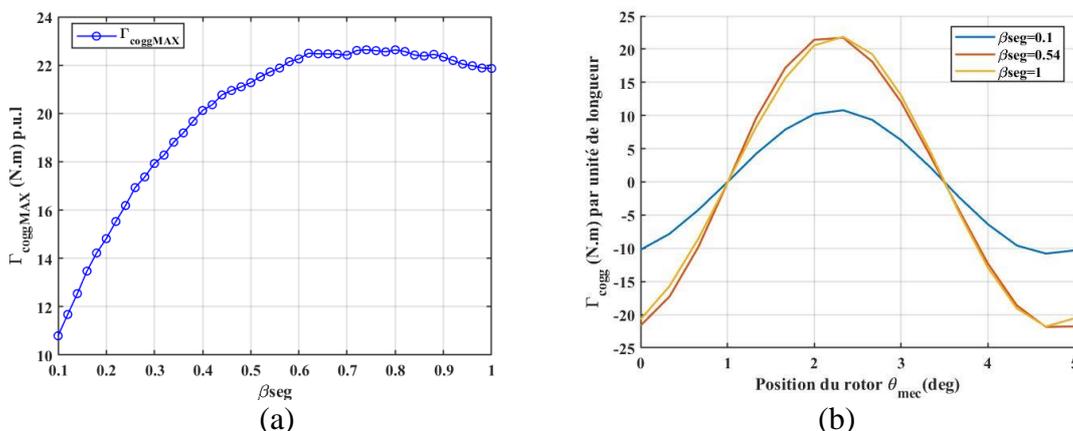


Figure III-49 Influence de la distance inter-blocs sur le couple de détente  
(a) Valeur maximale du couple de détente, (b) Forme d'onde en fonction de la position

#### III.5.2.2.2. Structure optimisée de la MSAP segmentés

Afin d'aboutir à un couple de détente maximal, on considère la valeur optimale du rapport entre la distance inter-blocs et l'épanouissement du segment de l'aimant :

$$\beta_{seg_{opt}} = 0.6 \quad (III-68)$$

La Figure III-50 montre l'évolution de la géométrie de la MSAP, entre sa structure initiale à aimants non segmentés et sa structure à aimants segmentés optimisée.

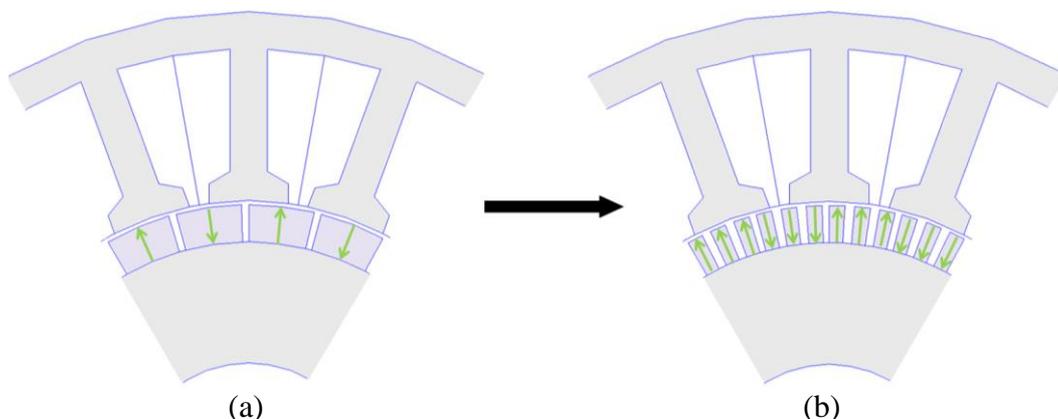


Figure III-50 Géométrie de la MSAP montés en surface :  
(a) Structure à aimants non segmentés, (b) Structure à aimants segmentés optimisée

Comme le montre la Figure III-51, la segmentation des aimants a eu pour effet d’augmenter l’amplitude du couple de détente par unité de longueur de la MSAP de plus du double de sa valeur initiale (aimants non segmentés). La valeur maximale passe donc de **12.4 N.m** initialement à **29.3 N.m** après optimisation de la structure à aimants segmentés.

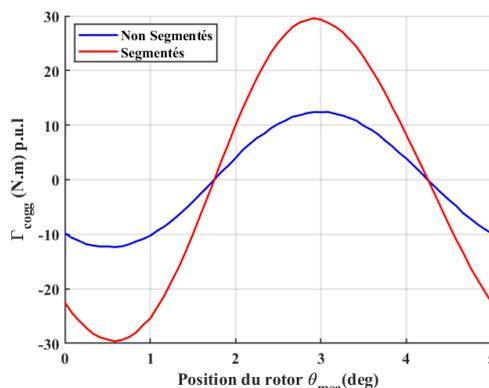


Figure III-51 Comparaison de la forme d’onde du couple de détente de la MSAP

### III.5.2.3. Résultats de dimensionnement

Partant de la structure de la MSAP segmentés optimisée, on calcule la longueur utile de la machine ainsi que les nouveaux paramètres électriques et mécaniques. Les résultats de dimensionnement obtenus sont présentés dans le Tableau III-6.

| Paramètres                                  | Symboles       | Résultats de dimensionnement |
|---|----------------|------------------------------|
| <b>Paramètres géométriques</b>              |                |                              |
| Nombre de segments                          | $n_{seg}$      | 3                            |
| Ouverture des segments d’aimants            | $\alpha_{seg}$ | 3.2 °                        |
| Distance angulaire inter-blocs              | $\gamma$       | 1.95°                        |
| Longueur utile de la machine                | $L_u$          | 37.2 [mm]                    |
| <b>Paramètres électriques et mécaniques</b> |                |                              |
| Nombre de spires en série de la phase       | $N$            | 426                          |
| Courant nominal                             | $I_{max}$      | 1.96 [A]                     |
| Couple électromagnétique                    | $\Gamma_{em}$  | 8.12 [N. m]                  |
| Résistance statorique par phase             | $R_{ph}$       | 2.1 [Ω]                      |

Tableau III-6 Résultats de dimensionnement de la MSAP segmentés

### III.5.2.4. Performances électromagnétiques de la MSAP

#### III.5.2.4.1. Champ magnétique crée par les aimants permanents à vide

La Figure III-52 illustre la cartographie des lignes de champ magnétique créées par les aimants permanents pour la structure MSAP segmentés.

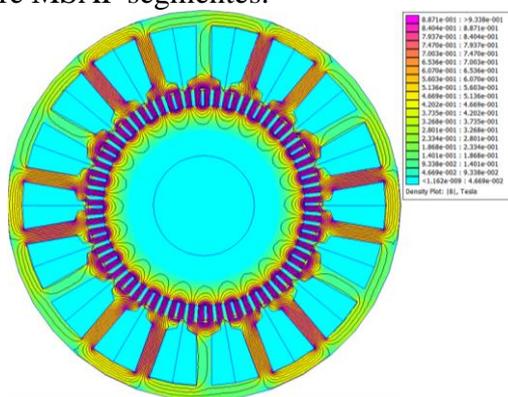


Figure III-52 Trajectoire des lignes de champ et induction magnétique créée par les aimants permanents dans la machine

La Figure III-53 montre l'allure de l'induction radiale au milieu de l'entrefer de la MSAP segmentés. Elle a une forme globalement rectangulaire dont la valeur maximale atteint les 0.8 T. Par ailleurs, on remarque l'apparition de deux ondulations supplémentaires en plus de l'ondulation due à l'ouverture de l'encoche statorique. Celles-ci correspondent aux espaces inter-blocs des aimants segmentés.

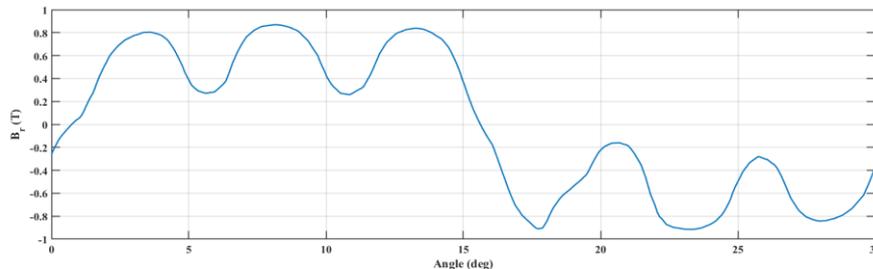


Figure III-53 Composante radiale de l'induction magnétique créée par les aimants permanents dans l'entrefer

### III.5.2.4.2. Flux magnétique et force électromotrice à vide

Le flux magnétique par phase de la MSAP segmentés garde une forme proche d'une sinusoïde de valeur maximale  $\Psi_{max} = 0.23$  Wb Figure III-54 (a). L'analyse spectrale nous montre l'apparition de l'harmonique d'ordre 5 Figure III-54 (b).

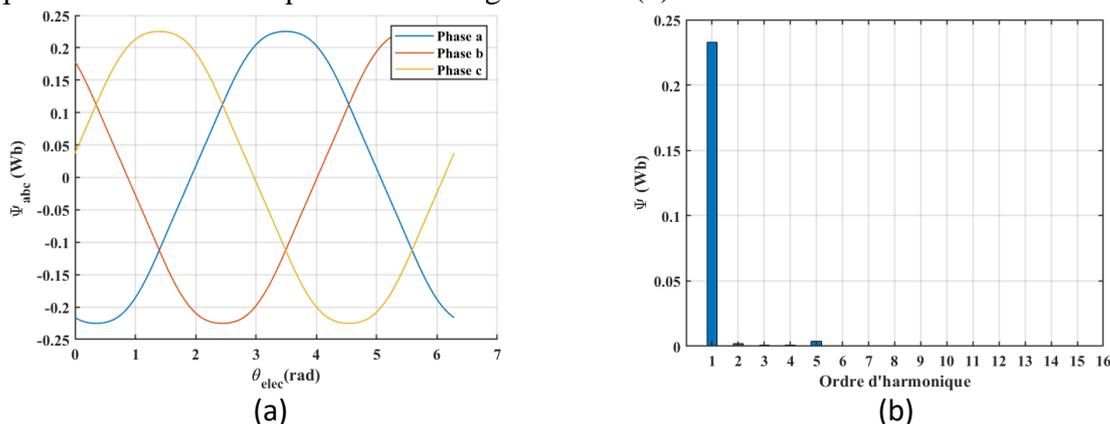


Figure III-54 Flux magnétique

Comme le montre la Figure III-55(b), la segmentation des aimants a pour effet d'augmenter l'amplitude de l'harmonique d'ordre 5 de la FEM. Sa forme d'onde (Figure III-55(a)) n'est donc plus parfaitement sinusoïdale.

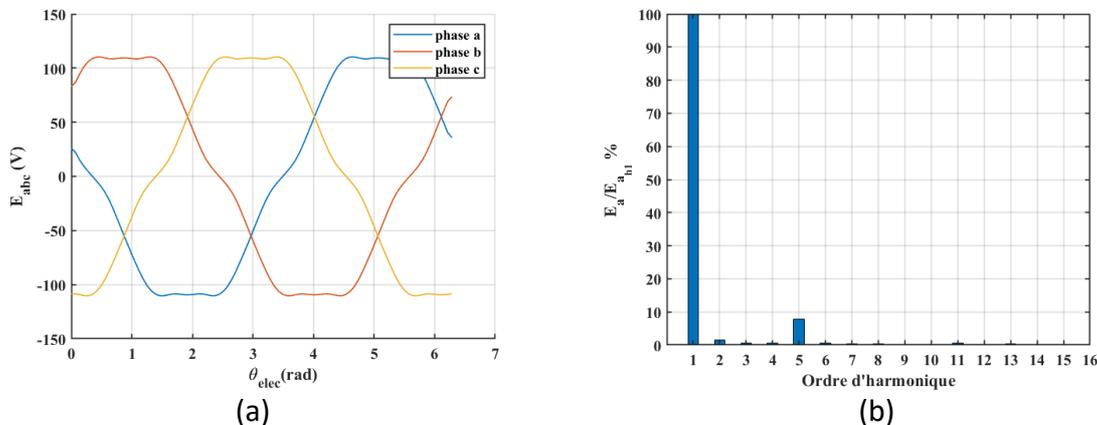


Figure III-55 Force électromotrice à vide  
(a) FEM par phase, (b) Analyse spectrale de la FEM par phase

### III.5.2.4.3. Inductances propres et mutuelles

Les inductances propre et mutuelles de la MSAP segmentés sont constantes, de valeurs  $L_a = 0.045 H$  ;  $M_{ab} = M_{ac} = -0.022 H$  ; comme le montre la Figure III-56.

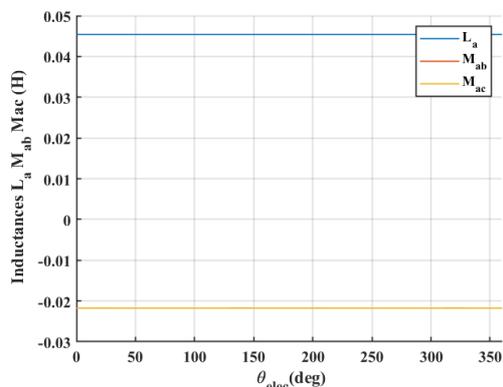


Figure III-56 Inductances propre et mutuelles de la phase  $a$

### III.5.2.4.4. Couples dans la machine

Comme nous l’avons précédemment établi, la segmentation des aimants n’a pas d’influence sur la forme d’onde et la période du couple de détente de la MSAP. Il garde donc une allure pratiquement sinusoïdale de période  $5^\circ$ , comme le montre la Figure III-57.

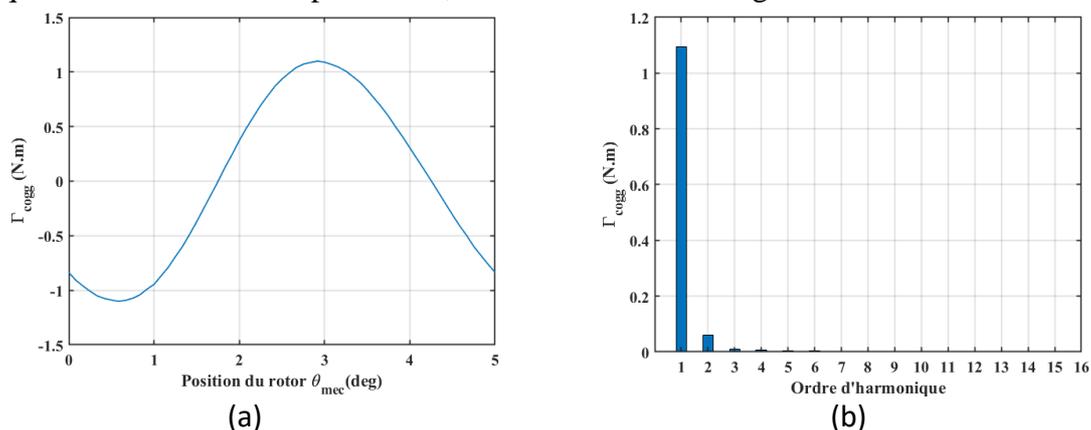


Figure III-57 Couples de détente de la MSAP segmentés  
 (a) Forme d’onde du couple de détente (b) Analyse spectrale

Le couple électromagnétique généré par la MSAP segmentés est illustré par la Figure III-58. On remarque qu’il a une forme oscillatoire autour d’une valeur moyenne de  $\Gamma_{em} = 8 N.m$  , avec un taux d’ondulations  $\Delta\Gamma_{em} = 8 \%$

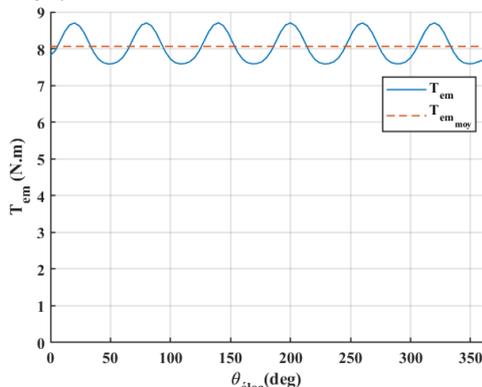


Figure III-58 Couple électromagnétique

### III.6. Analyse et comparaison des différentes topologies étudiées

Les deux sections précédentes nous ont permis d'analyser les performances électromagnétiques de quatre topologies de machines à aimants permanents utilisées dans une application de positionnement (MCFAP, MCFAP Multi-dents, MSAP et MSAP segmentés).

Notre stratégie de dimensionnement étant orientée vers l'obtention d'un couple de détente d'amplitude suffisamment importante pour pouvoir assurer le crantage du système de positionnement, on remarque que les topologies MCFAP, MSAP et MSAP segmentés sont surdimensionnées du point de vue du couple électromagnétique. Ceci n'est pas le cas pour la MCFAP Multi-dents proposée. En effet, cette dernière est constituée de deux rotors indépendants de géométries différentes, l'un assure la production du couple de détente tandis que l'autre génère le couple électromagnétique de la machine. Ceci nous permet donc d'avoir une structure optimisée, répondant parfaitement aux exigences de l'application.

Le Tableau III-7 présente le volume et la densité volumique du couple électromagnétique et du couple de détente des machines étudiées. On remarque que la MSAP montés en surface présente la densité de couple la plus faible. La segmentation des aimants a permis d'augmenter de plus du double cette densité, offrant ainsi une meilleure alternative à la MSAP montés en surface classique. Par ailleurs, la MCFAP-multi dents à structure Bi-Rotor nous donne la densité volumique de couple la plus importante des quatre topologies.

| Topologie de Machine                          | Longueur utile [mm] | Volume [L] | Couple électromagnétique [N. m] | Densité volumique du Couple [N. m/L] | Densité volumique du Couple de détente [N. m/L] |
|---|---------------------|------------|---------------------------------|--------------------------------------|---|
| <b>MCFAP</b>                                  | 56.43               | 0.26       | 10.3                            | 7.81                                 | 4.30  |
| <b>MCFAP Multi-dents : Structure Bi-Rotor</b> | 25.48               | 0.16       | 2                               | 17.30                                | 9.52  |
| <b>MSAP</b>                                   | 88.70               | 0.40       | 30.35                           | 4.97                                 | 2.73  |
| <b>MSAP segmentés</b>                         | 37.20               | 0.17       | 8.12                            | 11.85                                | 6.52  |

Tableau III-7 Comparaison des topologies de machines étudiées

Il est à noter que la structure Bi-Rotor n'est, en principe, pas restreinte à la topologie MCFAP Multi-dents. Elle peut aussi être appliquée aux autres machines étudiées. Néanmoins, l'avantage principal qu'offre la MCFAP Multi-dents, de par sa construction, est son nombre important de dents au rotor qui permet de réduire le pas mécanique du système de positionnement. Sa densité de couple élevée assure l'augmentation de la compacité du dispositif, ce qui est d'une importance capitale dans une application aéronautique, où le volume réservé à l'actionneur est restreint. De plus, cette topologie nécessite l'utilisation d'un nombre inférieur d'aimants, de bobines et de modules statoriques, ce qui simplifie et réduit les coûts de fabrication.

### III.7. Conclusion

Nous nous sommes intéressés dans ce chapitre à l'étude et au dimensionnement de machines électriques à aimants permanents pour un système de positionnement. Nous avons, dans un premier temps, établi le cahier de charges détaillant les différentes contraintes géométriques, électriques et de performances exigées par l'application visée. Par la suite, nous avons mis en place une stratégie de dimensionnement visant à maximiser le couple de détente des structures étudiées.

Pour ce travail, nous avons considéré quatre topologies de machines à aimants permanents notamment, la machine à commutation de flux à aimants permanents classique (MCFAP) et à plots statoriques dentés (MCFAP Multi-dents) ainsi que la machine synchrone à aimants permanents montés en surface classique (MSAP) et à aimants segmentés (MSAP segmentés). Nous avons effectué des études paramétriques spécifiques à chacune de ces machines, et ce, dans le but d'aboutir à des structures optimisées en terme de couple de détente. Les performances électromagnétiques des différentes structures sont aussi détaillées.

Une analyse comparative des résultats obtenus nous a permis de conclure que la MCFAP Multi-dents Bi-Rotor est la structure la mieux adaptée à notre application, en terme de densité volumique de couple de détente, de compacité et de simplicité de fabrication à moindre coût.

## Chapitre IV. Etude dynamique de machines à aimants permanents

### IV.1. Introduction

Afin d'étudier le comportement des différentes topologies de machines à aimants, précédemment dimensionnées, en situation réelle, il est nécessaire d'établir leur modèle dynamique, qui tient compte de la charge et de l'alimentation. On s'intéressera donc dans ce chapitre à l'étude et à la simulation du comportement dynamique de ces moteurs, dans une application de positionnement, pour un cycle de fonctionnement donné. Le schéma d'alimentation et de commande adopté est donné par la Figure IV-1.

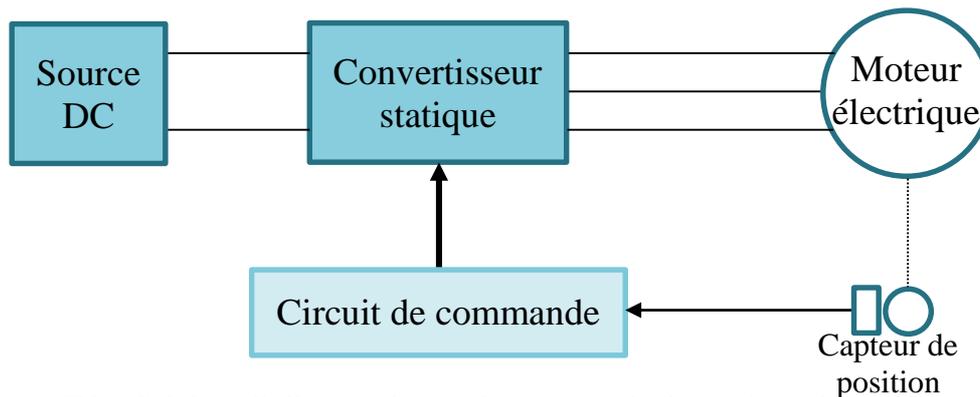


Figure IV-1 Schéma d'alimentation et de commande du système de positionnement

### IV.2. Modélisation de la machine à aimants permanents

Le modèle dynamique des machines à aimants permanents étudiées repose sur un ensemble d'équations électriques et mécaniques. On utilisera dans notre étude le modèle-abc de la machine, basé sur les flux magnétiques par phase [70], [71]. On adopte une notation vectorielle en convention moteur des différentes grandeurs électriques de la machine. On suppose également que l'état magnétique de la machine est linéaire (les flux magnétiques et les inductances sont indépendants des courants statoriques)

#### IV.2.1. Equations électriques

L'équation des tensions aux bornes des phases de la machine s'écrit :

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\Psi_{abc}}{dt} \quad (IV-1)$$

Où  $V_{abc}$ ,  $i_{abc}$  et  $\Psi_{abc}$  sont respectivement les tensions instantanées, les courants et les flux totaux des phases du bobinage statorique.

Les contributions des courants statoriques et des aimants permanents aux flux totaux par phase sont séparés comme suit :

$$\Psi_{abc} = \Psi_{abc_{PM}} + \Psi_{abc_I} \quad (IV-2)$$

Le flux créé par les courants circulant dans les enroulements statoriques est proportionnel aux inductances de la machine :

$$\Psi_{abc_I} = L_{abc} \cdot i_{abc} \quad (IV-3)$$

En substituant l'équation (IV-2) dans l'équation (IV-3), on obtient l'expression des courants statoriques sous la forme :

$$i_{abc} = [L_{abc}]^{-1}(\Psi_{abc} - \Psi_{abcPM}) \quad (IV-4)$$

### IV.2.2. Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est la somme de trois couples, à savoir, le couple d'interaction, le couple de réductance et le couple de détente. Son expression est donnée par l'équation (IV-5).

$$\Gamma_{em} = \underbrace{[i_{abc}]^t \cdot \frac{d\Psi_{abc}}{d\theta}}_{\Gamma_{int}} + \underbrace{\frac{1}{2} [i_{abc}]^t \frac{d[L_{abc}]}{d\theta} [i_{abc}]}_{\Gamma_{rel}} + \Gamma_{cog}(\theta) \quad (IV-5)$$

### IV.2.3. Equation mécanique

Le modèle électrique précédemment décrit est complété par les deux équations mécaniques suivantes :

$$\Gamma_{em} - \Gamma_{ch} - f_v \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (IV-6)$$

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (IV-7)$$

Dans ces équations,  $J$  (kg. m<sup>2</sup>) est le moment d'inertie de la machine et de sa charge ramené sur l'axe de rotation de la machine,  $\Gamma_{em}$  le couple électromagnétique,  $\Gamma_{ch}$  le couple de charge,  $f_v$  (N. m. s/rad ) le coefficient de frottement visqueux,  $\Omega$  la vitesse mécanique de rotation du rotor et  $\theta$  est la position du rotor par rapport au stator.

Les équations précédentes nous permettent de définir les cinq variables d'état du modèle dynamique comme étant : les flux magnétiques par phase, la vitesse de rotation de la machine et sa position angulaire.

### IV.2.4. Modèle de la machine sous Simulink

La Figure IV-2 représente le modèle Simulink de la machine à aimants. On remarque que la résolution des équations différentielles constituant le modèle d'état de la machine se fait de manière discrète, via une fonction Matlab.

Les variables d'état sont représentées par le vecteur  $u_1$  comme suit :

$$u_1 = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c \ \Omega \ \theta]^t \quad (IV-8)$$

Les entrées du système sont la tension d'alimentation et le couple de charge :

$$u_2 = [V_a \ V_b \ V_c \ \Gamma_{ch}]^t \quad (IV-9)$$

Les paramètres propres à la machine, à savoir, la matrice inductance  $L_{abc}$ , les flux magnétiques créés par les aimants permanents par phase  $\Psi_{abcPM}$  et le couple de détente  $\Gamma_{cog}$  sont préalablement calculés en fonction de la position angulaire  $\theta$  en utilisant le logiciel FEMM, et enregistrés sous forme de Look-Up Tables.

Il en est de même pour l'inverse de la matrice inductance  $K$ , la dérivée de l'inductance par rapport à la position  $dL$  et la dérivée du flux magnétique créée par les aimants par phase par rapport à la position  $d\Psi_{abcPM}$ .

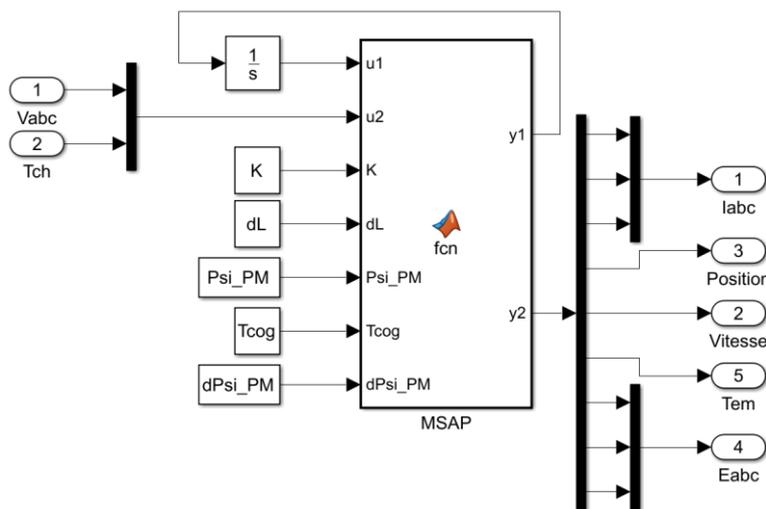


Figure IV-2 Modèle Simulink de la machine à aimants

### IV.3. Modélisation de l'association Onduleur – Machine

Les machines électriques que l'on a étudié dans le cadre de ce travail, à savoir la machine à commutation de flux à aimants permanents et la machine synchrone à aimants permanents nécessitent une alimentation par un courant bidirectionnel afin de générer un champ magnétique tournant permettant la rotation du rotor. Pour assurer ce fonctionnement, notre système est alimenté par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, comme le montre la Figure IV-3.

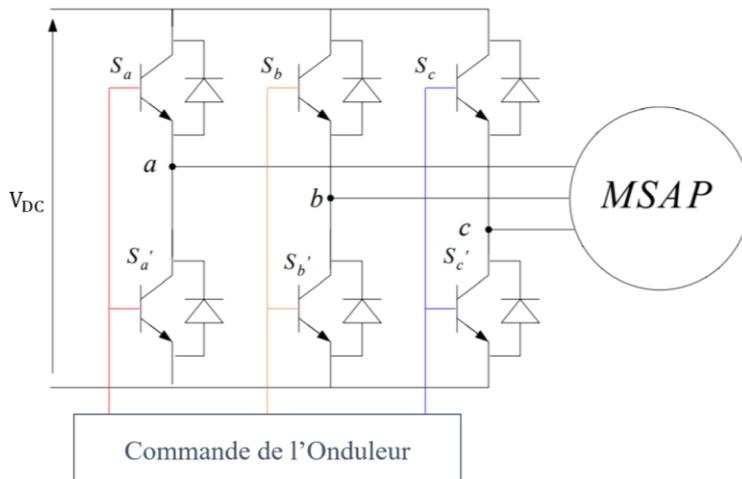


Figure IV-3 Association Onduleur-Machine

Ce convertisseur statique est constitué de trois bras, chacun portant deux interrupteurs comprenant un transistor et une diode de récupération. Ces composant sont considérés idéaux dans notre modélisation.

### IV.3.1. Modélisation de l'onduleur de tension

La machine est modélisée à partir de ses tensions simples  $V_a, V_b$  et  $V_c$ . Les cellules de commutation, qui représentent chaque bras de l'onduleur, sont commandées de manière complémentaire à partir des fonctions logiques de connexion  $S_i, (i = a, b, c)$  tel que :

$$S_i = \begin{cases} 1: & \text{si l'interrupteur } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 0: & \text{si l'interrupteur } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (IV-10)$$

On peut ainsi obtenir la relation entre les tensions simples et les signaux de commande. Sa forme matricielle est donnée par l'équation (IV.11), où  $[M]$  est la matrice de connexion.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{3} [M] \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (IV-11)$$

Le schéma de l'onduleur ainsi modélisé sous Simulink est représenté par la Figure IV-4.

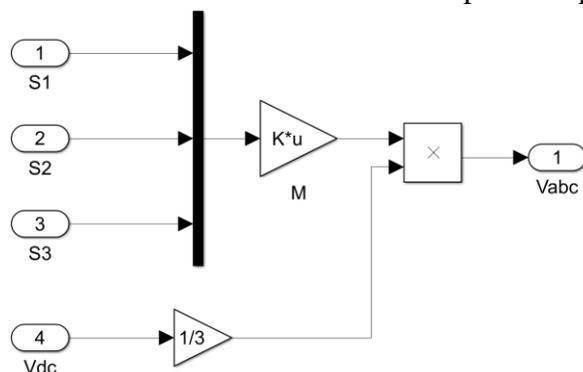


Figure IV-4 Modèle Simulink de l'onduleur

### IV.3.2. Commande de l'onduleur

Pour ce qui est de la commande de l'onduleur de tension, on utilise un capteur qui donne la position angulaire instantanée du rotor de la machine. Les séquences de commutation des interrupteurs sont alors définies de manière à assurer le mouvement d'un pas du moteur.

## IV.4. Résultats de simulation sous Matlab/Simulink

La Figure IV-5 illustre le schéma de simulation des machines à aimants permanents dans un système de positionnement, sous Matlab/Simulink.

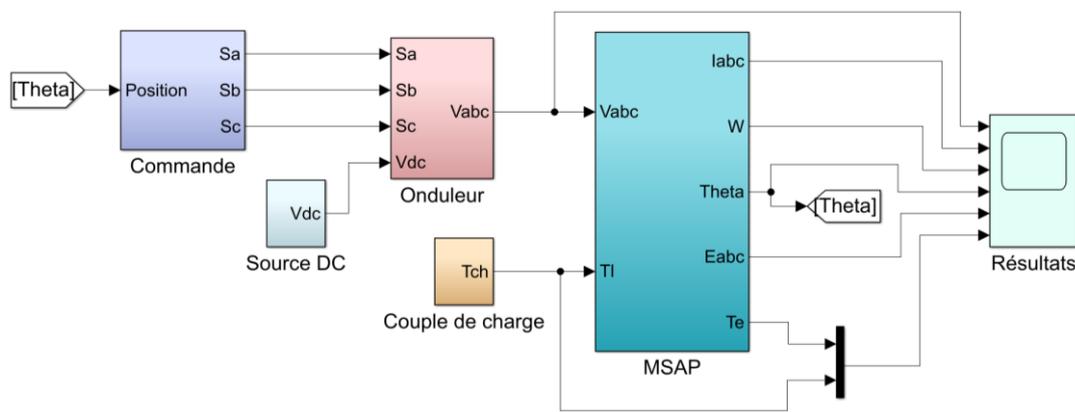


Figure IV-5 Schéma de simulation

### IV.4.1. Coupure d'alimentation

La machine est alimentée par une tension  $V_{DC} = 200V$  via le convertisseur statique, pour une charge  $\Gamma_{ch} = 1N.m$ . A  $t=0.05s$ , on coupe l'alimentation du dispositif. Les résultats obtenus en terme de tension, de couple de vitesse et de position, pour les différentes machines sont illustrés par les figures suivantes :

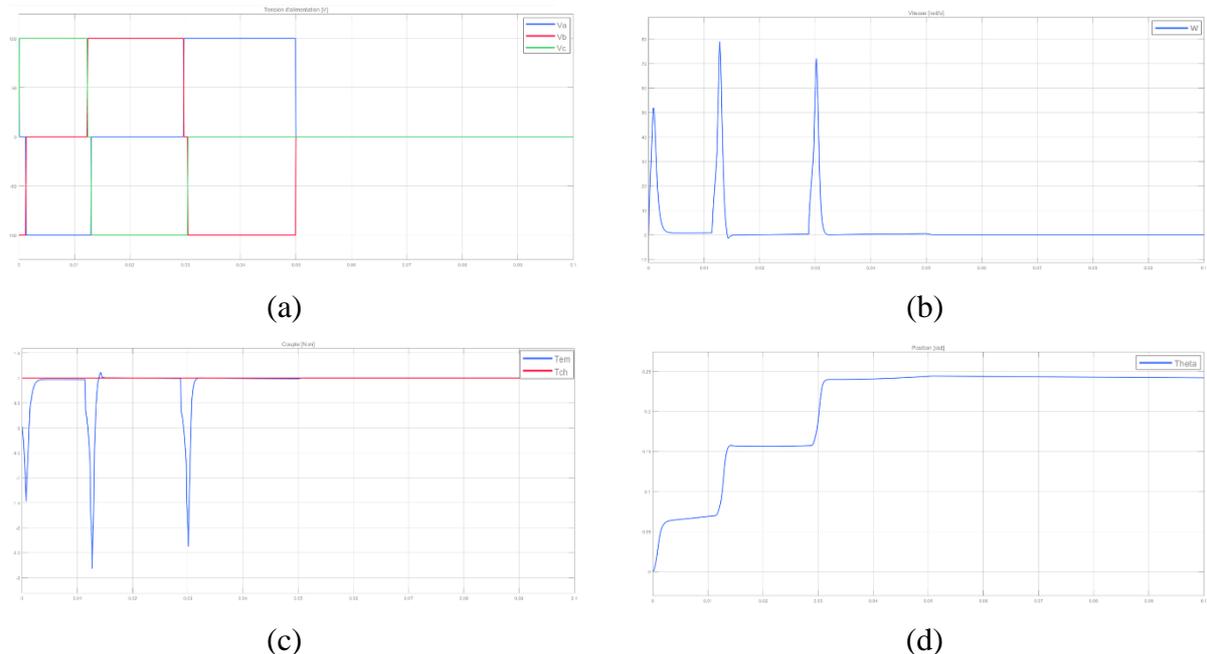


Figure IV-6 Coupure d'alimentation de la MCFAP ( $Q_s = 18, Q_r = 24$ )  
 (a) Tension d'alimentation , (b) Vitesse de rotation  
 (c) Couple électromagnétique et couple de charge , (d) Position

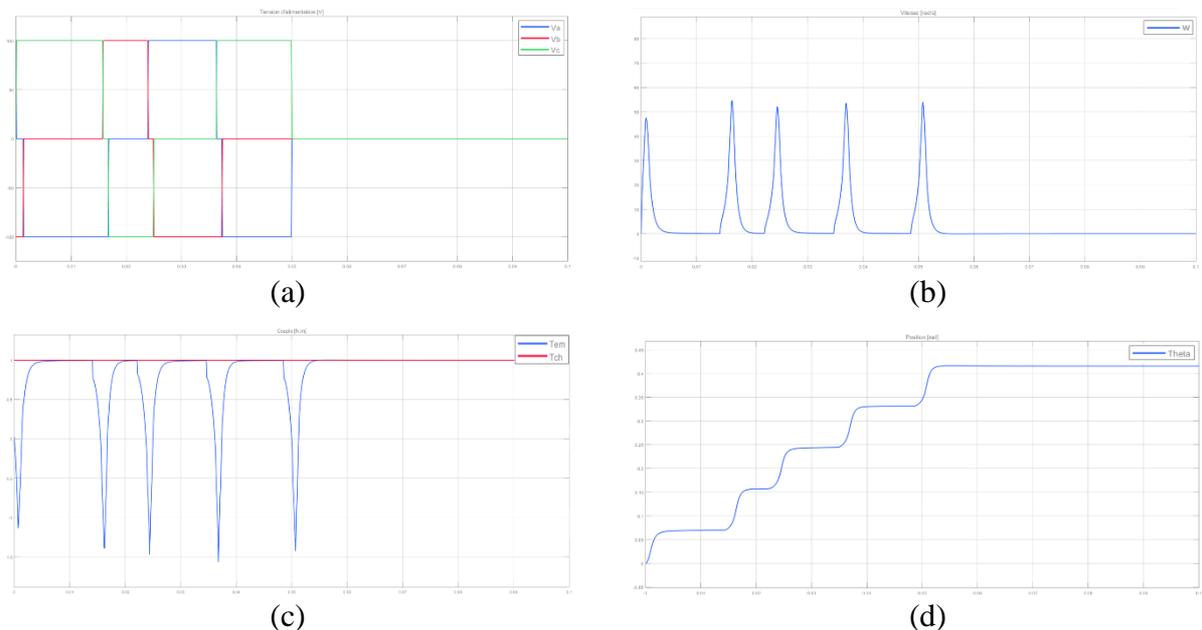


Figure IV-7 Coupure d'alimentation de la MCFAP Multi-dents structure Bi-rotor  
 ( $Q_s = 6, n = 6, Q_r = 24$ )  
 (a) Tension d'alimentation , (b) Vitesse de rotation  
 (c) Couple électromagnétique et couple de charge , (d) Position

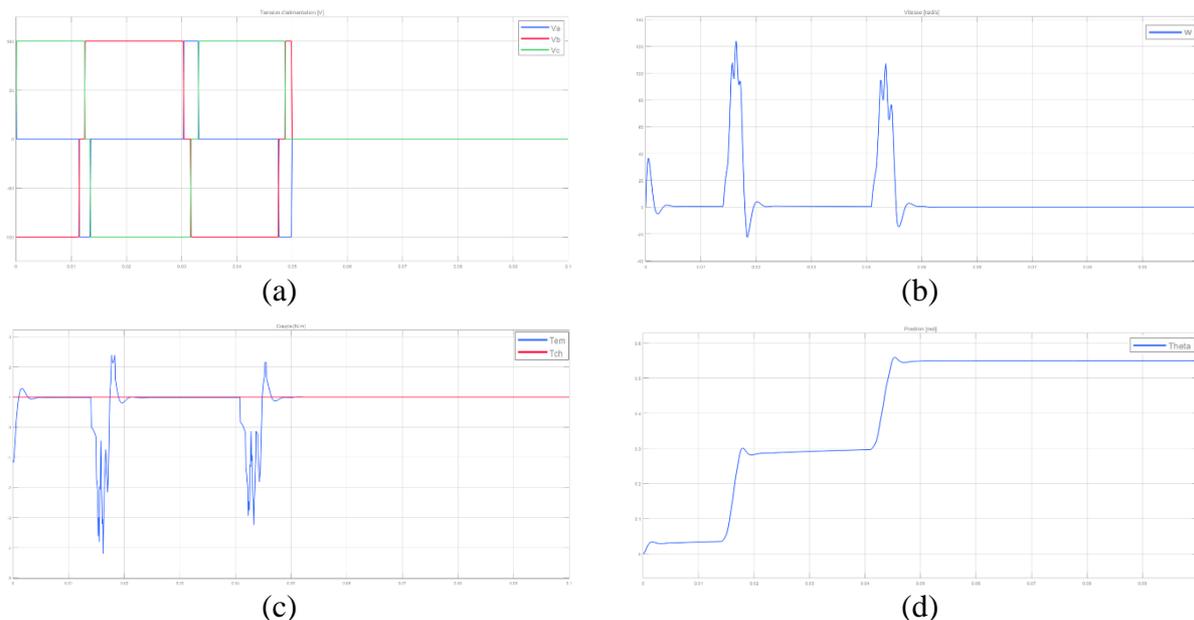


Figure IV-8 Coupure d'alimentation de la MSAP ( $Q_s = 18, 2p = 24$ )

(a) Tension d'alimentation , (b) Vitesse de rotation  
(c) Couple électromagnétique et couple de charge , (d) Position

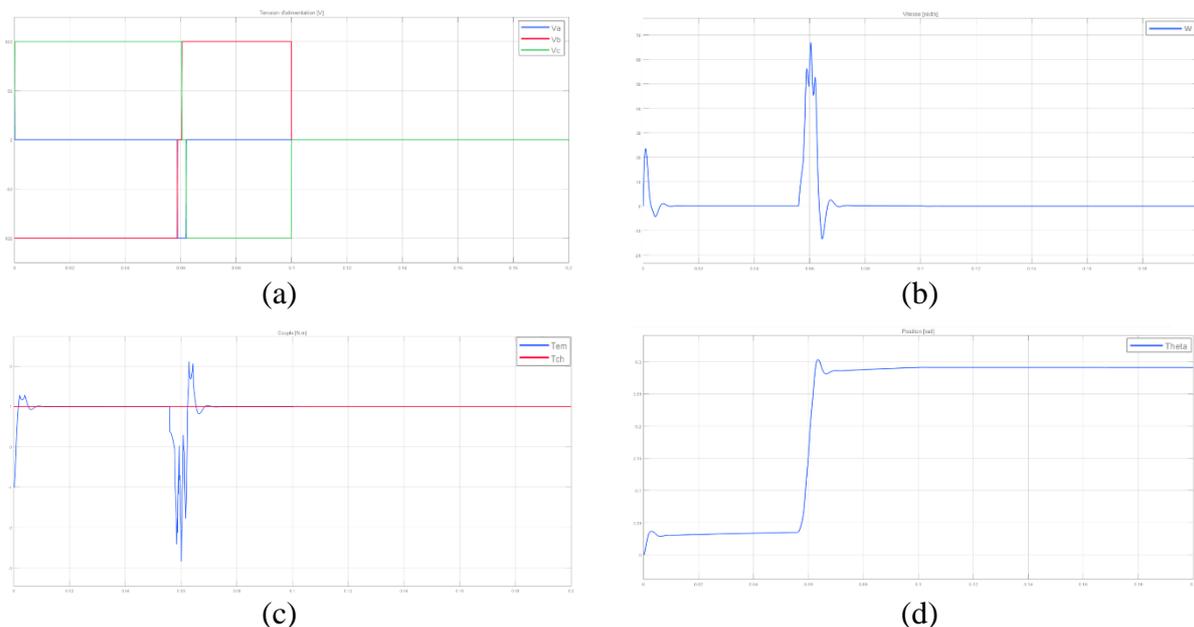


Figure IV-9 Coupure d'alimentation de la MSAP segmentés ( $Q_s = 18, 2p = 24, n_{seg} = 3$ )

(a) Tension d'alimentation , (b) Vitesse de rotation  
(c) Couple électromagnétique et couple de charge , (d) Position

Les figures ci-dessus montrent que les différentes topologies de machines à aimants fonctionnent bien en pas-à-pas, grâce à une alimentation séquentielle de leurs enroulements statoriques.

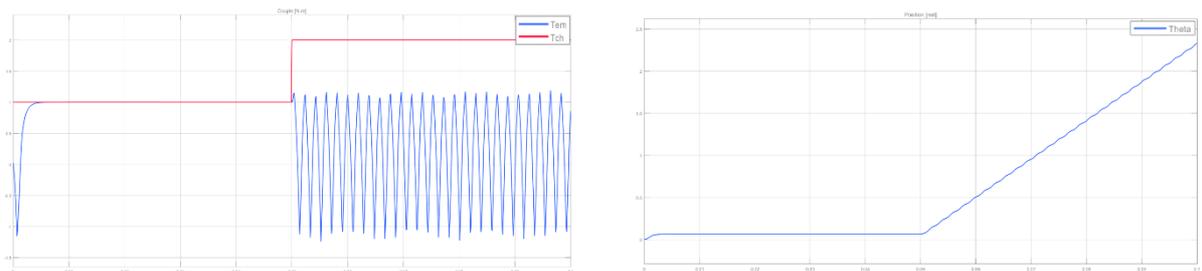
La commande en position se faisant en boucle ouverte, on remarque l'apparition de dépassements dans les courbes du couple et de la position. On note également des oscillations

du couple électromagnétique en régime transitoire, ceci est dû à la présence du couple de détente d'une valeur importante.

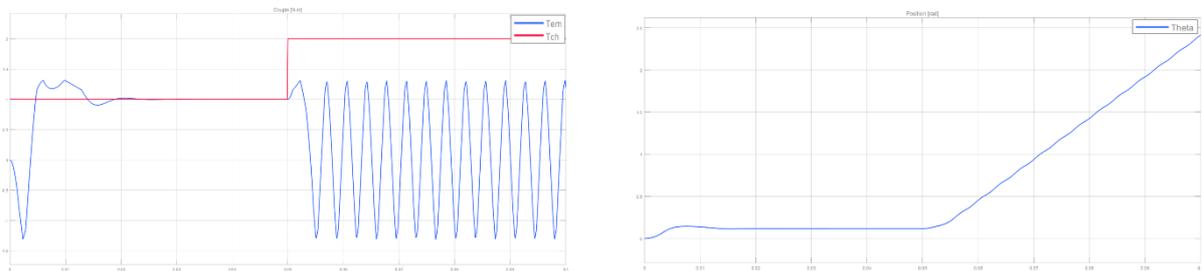
En supprimant l'alimentation ( $V_{abc} = 0$ ) on remarque que le couple électromagnétique devient égale au couple de charge, et ce grâce à la présence d'un couple de détente suffisant dans la machine. La position est ainsi maintenue à la dernière valeur atteinte.

#### IV.4.2. Surcharge

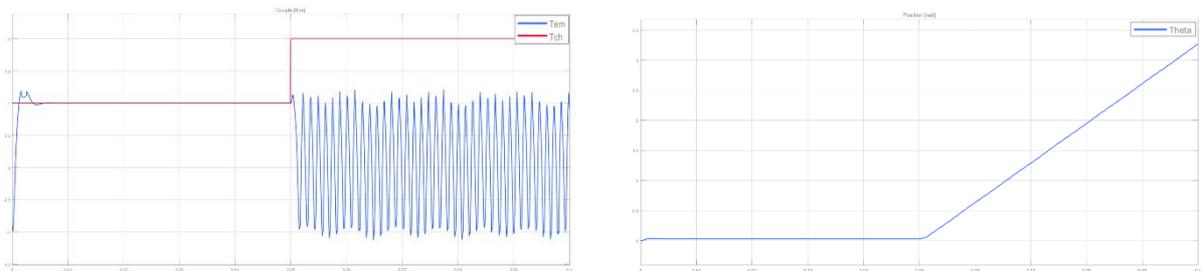
La machine non alimentée est initialement bloquée et tiens un couple de charge  $\Gamma_{ch} = 1 \text{ N.m}$ , on applique une charge supplémentaire, donnant un couple total  $\Gamma'_{ch} = 2 \text{ N.m}$ . Les résultats obtenus pour les différentes topologies de machines sont illustrés par les figures suivantes :



(a) (b)  
Figure IV-10 Surcharge de la MCFAP ( $Q_s = 18, Q_r = 24$ )  
(a) Couple électromagnétique et couple de charge , (b) Position



(a) (b)  
Figure IV-11 Surcharge de la MCFAP Multi-dents à structure Bi-rotor  
( $Q_s = 6, n = 6, Q_r = 24$ )  
(a) Couple électromagnétique et couple de charge , (b) Position



(a) (b)  
Figure IV-12 Surcharge de la MSAP ( $Q_s = 18, 2p = 24$ )  
(a) Couple électromagnétique et couple de charge , (b) Position

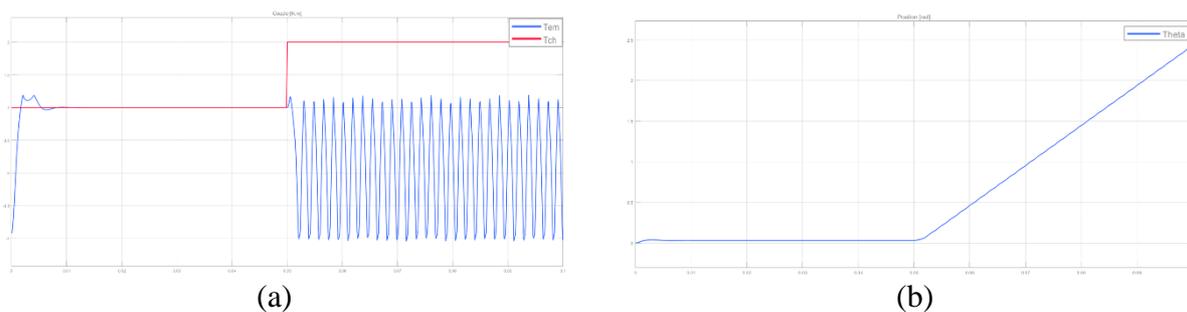


Figure IV-13 Surcharge de la MSAP segmentés ( $Q_s = 18$ ,  $2p = 24$ ,  $n_{seg} = 3$ )

(a) Couple électromagnétique et couple de charge , (b) Position

A partir des figures ci-dessus on remarque que la machine ne peut tenir une charge supérieure à 1N. m sans alimentation ; la valeur maximale du couple de détente ne dépassant pas 1.1 N. m de par sa conception. Ainsi, en surchargeant la machine, la position du rotor n'est plus maintenue, le couple électromagnétique devient égal au couple de détente.

#### IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le comportement dynamique des quatre topologies de machines précédemment dimensionnées (la machine à commutation de flux à aimants permanents classique et Multi-dents à structure Bi-rotor, la machine synchrone à aimants permanents montés en surface classique et à aimants segmentés). Le modèle-abc de la machine à aimants est établi, ainsi que son association au convertisseur statique et sa commande.

Les résultats obtenus par une simulation sous Matlab/Simulink sont présentés. Les différentes machines à aimants fonctionnent bien en pas-à-pas, et sont capables de maintenir la dernière position du rotor en l'absence d'alimentation. Si le couple de charge dépasse le couple nominal pour lequel les machines ont été dimensionnées, la position n'est plus tenue.

## Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons traité une problématique de dimensionnement de machines électriques à aimants permanents pour une application de positionnement, spécialement en aéronautique. L'actionneur électromécanique répond donc à un ensemble d'exigences propres à ce domaine : le moteur doit fonctionner en pas-à-pas et se bloquer en l'absence d'alimentation.

En vue de satisfaire conjointement les contraintes de performances électromagnétiques et de sécurité de fonctionnement imposées dans ce contexte, le couple de détente des machines à aimants permanents est utilisé comme principe de crantage du système de positionnement.

Après avoir posé la problématique et les objectifs principaux de notre travail, l'étude s'est portée sur l'analyse des couples produits dans une machine électrique à aimants permanents. Le couple électromagnétique de la machine étant la somme de trois composantes : le couple d'interaction, le couple de réluctance et le couple de détente. La modélisation de ce dernier a permis de tirer les paramètres géométriques et magnétiques ayant une influence notable sur son amplitude, sa périodicité et sa forme d'onde.

En se basant sur le cahier de charges, qui détaille les contraintes géométriques, électriques et de performances de l'application de positionnement, une stratégie de dimensionnement visant à maximiser le couple de détente des différentes structures de machines est mise en place. Celle-ci se focalise principalement sur le choix de la combinaison du nombre de dents statoriques et de pôles rotoriques. Cette dernière doit donner un 'Goodness Factor' ( $PGCD(Q_s, Q_r)$ ) de valeur importante pour avoir un couple de détente significatif.

Afin de répondre aux exigences de l'application, l'étude s'est portée sur deux topologies principales de machines à aimants permanents, à savoir, les machines à commutation de flux à aimants permanents et les machines synchrones à aimants permanents montés en surface. Parmi les architectures possibles, la MCFAP classique et Multi-dents, la MSAP classique et à aimants segmentés sont considérées.

Des études paramétriques spécifiques à chacune de ces machines traduisent l'effet de certaines grandeurs sur le couple de détente, notamment, l'ouverture des dents statoriques et rotoriques, la profondeur des encoches au rotor, l'épanouissement des aimants permanents, ainsi que le nombre de segments d'aimants et la distance inter-blocs pour le cas de la MSAP segmentés. Ceci permet d'aboutir à des structures optimisées en terme de couple de détente.

Pour le cas de la MCFAP Multi-dents, une structure Bi-rotor a été introduite. Elle est caractérisée par un stator unique et un rotor séparé axialement en deux parties isolées magnétiquement ; la première assure la génération du couple de détente (Rotor-C) tandis que la seconde permet le mouvement du moteur en produisant le couple électromagnétique (Rotor-EM).

En analysant les performances électromagnétiques des quatre machines choisies, on remarque que, contrairement à la MCFAP Multi-dents, les topologies MCFAP, MSAP et MSAP segmentés sont surdimensionnées du point de vue du couple électromagnétique. Leurs densités volumiques respectives du couple de détente sont aussi faibles. On conclut donc que la MCFAP Multi-dents Bi-Rotor est la structure la mieux adaptée à l'application visée, en terme de densité volumique de couple, de compacité et de simplicité de fabrication à moindre coût.

Pour finir, l'étude dynamique des machines à aimants précédemment dimensionnées, associées à un convertisseur statique, de type onduleur de tension, est abordée. La simulation en cas de surcharge et de coupure de l'alimentation permet d'apprécier la réponse du système de positionnement en situation réelle.

## Références Bibliographiques

- [1] A. Delehelle, “Étude D’un concept innovant d’actionneur électromécanique linéaire à effets magnétique et piézoélectrique en vue d’Applications dans le domaine des commandes de vol,” Thèse de doctorat à l’INPT, Université de Toulouse , 25 juin 2008.
- [2] “Actuators | AviaConnect – cleared for takeoff.” <https://aviaconnect.wordpress.com/2017/09/19/actuators/> (accessed Jan. 31, 2020).
- [3] Eric Duckler KENMOE FANKEM, “Etude de différentes structures d’actionneurs de positionnement pour l’aéronautique,” Thèse de doctorat à l’école doctorale IAEM-Lorraine, Université de Lorraine , 26 Novembre 2012.
- [4] “Actuators in Aircraft: How Are They Used? - Actuator Zone.” <https://www.actuatorzone.com/blog/about-actuators/actuators-play-versatile-role-aircraft/> (accessed Jan. 31, 2020).
- [5] “Les actionneurs en aéronautique. | maxon group.” <https://www.maxongroup.fr/maxon/view/application/Les-actionneurs-en-aeronautique> (accessed Jan. 31, 2020).
- [6] G. Qiao, G. Liu, Z. Shi, Y. Wang, S. Ma, and T. C. Lim, “A review of electromechanical actuators for More/All Electric aircraft systems,” *Proc. Inst. Mech. Eng. Part C J. Mech. Eng. Sci.*, vol. 232, no. 22, pp. 4128–4151, 2018.
- [7] A. AbdElhafez and A. Forsyth, “A Review of More-Electric Aircraft,” *Int. Conf. Aerosp. Sci. Aviat. Technol.*, vol. 13, no. AEROSPACE SCIENCES, pp. 1–13, 2009.
- [8] J. C. Derrien, “Electro Mechanical Actuator ( EMA )advanced technologies for flight controls,” *28th Congr. Int. Counc. Aeronaut. Sci. 2012, ICAS 2012*, vol. 5, pp. 3843–3852, 2012.
- [9] D. Mami, “Définition, conception et expérimentation de structures d’actionneurs électromécaniques innovants incluant par conception des fonctionnalités de sûreté et de sécurité de fonctionnement,” Thèse de doctorat à l’INPT, Université de Toulouse , 22 janvier 2010.
- [10] P. Wheeler, “The More Electric Aircraft : Why Aerospace Needs Power Electronics,” Université de Nottingham, UK, 2014.
- [11] P. Mayé, *Moteurs électriques pour la robotique*, 2e édition. Dunod, 2013.
- [12] S. L. Herman, *Electric Motor Control*, 9e édition. Delmar, Cengage Learning, 2009.
- [13] M. Correvo, “Systèmes électromécaniques: Les Moteurs pas-à-pas,” HES-SO, 2012.
- [14] A. Hughes, *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications.*, 3e édition. Newnes, 2006.
- [15] J. R. Smith, “Introductory Stepper Motors,” in *Programming the PIC Microcontroller with MBASIC (Embedded Technology)*, 1ère édit., Newnes, 2005, pp. 120–150.
- [16] A. Milecki and J. Ortmann, “Electrohydraulic linear actuator with two stepping motors controlled by overshoot-free algorithm,” *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 96, pp. 45–57, 2017.
- [17] C. Sciascera, P. Giangrande, C. Brunson, M. Galea, and C. Gerada, “Optimal design of an electro-mechanical actuator for aerospace application,” *IECON 2015 - 41st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 1903–1908, 2015.
- [18] K. M. Lynch, N. Marchuk, and M. L. Elwin, “Other Actuators,” in *Embedded Computing and Mechatronics with the PIC32*, 3e édition., Newnes, 2016, pp. 491–514.
- [19] M. A. Haidekker, “Design Examples,” in *Linear Feedback Controls: the essentials*, 1ère édit., Elsevier Insights, 2013, pp. 210–247.
- [20] B. Multon, “Moteurs pas à pas Structures électromagnétiques et alimentations,” ENS de Cachan, 2007.

- [21] R. Crowder, "Stepper motors," in *Electric Drives and Electromechanical Systems*, Elsevier, 2020, pp. 209–226.
- [22] J. Pollefliet, "Electrical Positioning Systems," in *Power Electronics: Drive Technology and Motion Control*, 2018, pp. 22.1-22.56.
- [23] N. TAKORABET, "Sur le traitement des harmoniques d'espace dans les convertisseurs électromécaniques," Mémoire HDR à l'INPL, Ecole doctorale IAEM-Lorraine, Université de Lorraine, 14 juin 2007.
- [24] D. R. McIntosh, "Identification and Analysis of Low-Frequency Cogging Torque Component in Permanent Magnet Machines," *Excerpt from Proc. COMSOL Conf. Bost.*, 2008.
- [25] A. Keyhani, C. B. Studer, T. Sebastian, and S. K. Murthy, "Study of cogging torque in permanent magnet machines," *Electr. Mach. Power Syst.*, vol. 27, no. 7, pp. 665–678, 1999.
- [26] Z. Guo, L. Chang, and Y. Xue, "Cogging torque of permanent magnet electric machines: An overview," *IEEE - Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, pp. 1172–1177, 2009.
- [27] J. F. Gieras, "Analytical Approach to Cogging Torque Calculation in PM Brushless motors," *Electr. Mach. Drives Conf. 2003. IEMDC'03. IEEE Int.*, vol. 2, 2003.
- [28] P. Jalali, S. T. Boroujeni, and J. Khoshtarash, "Expansion of the feasible slot / pole combinations in the fractional slot PM machines by applying three-slot pitch coils," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 34, no. 2, 2019.
- [29] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Influence of Design Parameters on Cogging Torque in Permanent Magnet Machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 15, no. 4, pp. 407–412, 2000.
- [30] J. Bacher and G. Maier, "Actions to increase the Cogging Torque and Effects of the increased Cogging Torque to Permanent Magnet DC Motors.," *IEEE - Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2006.
- [31] I. Hussain, F. Khan, U. Zafar, N. Ahmad, and N. Iqbal, "Cogging torque reduction of flux-switching permanent magnet machine with overlapping windings," *1st Int. Conf. Power, Energy Smart Grid*, pp. 1–6, 2018.
- [32] L. Dosiek and P. Pillay, "Cogging torque reduction in permanent magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 6, pp. 1565–1571, 2007.
- [33] F. Yusivar, H. S. V. Roy, R. Gunawan, and A. Halim, "Cogging torque reduction with pole slot combination and notch," *Int. Conf. Electr. Eng. Comput. Sci.*, pp. 306–310, 2014.
- [34] O. Kudrjavev and A. Kilk, "Cogging torque reduction methods," *Electr. Power Qual. Supply Reliab. Conf.*, pp. 251–254, 2014.
- [35] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics. Version 4.2. User's Manual," 2020.
- [36] D. Meeker, "Finite Element Method Magnetics: OctaveFEMM. User's Manual," 2018.
- [37] L. Chang, A. R. Eastham, and G. E. Dawson, "Permanent magnet synchronous motor: finite element torque calculations," *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 69–73, 1989.
- [38] Z. Guo and L. Chang, "Calculation and study on cogging torque of small wind turbine PMSG," *IEEE - Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, pp. 589–594, 2008.
- [39] A. Arkkio, "Time-stepping finite element analysis of induction motors," *ICEM-88*, 1988.
- [40] M. Nool and D. Lahaye, "The Eggshell Method for Magnetic Force Computation," *Proc. COMSOL Multiphysics User's Conf. Frankfurt*, 2005.
- [41] D. Flieller, N. K. Nguyen, P. Wira, G. Sturtzer, D. Ould Abdeslam, and J. Merckle, "A Self-Learning Solution for Torque Ripple Reduction for Non-Sinusoidal Permanent Magnet Motor Drives Based on Artificial Neural Networks," *IEEE Trans. Ind. Electron. Inst. Electr. Electron. Eng.*, p. 12, 2013.

- [42] M. Barcaro and N. Bianchi, "Torque ripple reduction in fractional-slot Interior PM machines optimizing the flux-barrier geometries," *IEEE - 20th Int. Conf. Electr. Mach.*, pp. 1496–1502, 2012.
- [43] L. Alberti, M. Barcaro, and N. Bianchi, "Design of a low torque ripple fractional-slot interior permanent magnet motor," *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 509–516, 2012.
- [44] P. Salminen, J. Pyrhönen, F. Libert, and J. Soulard, "Torque ripple of permanent magnet machines with concentrated windings," *IEEE- XII Int. Symp. Electromagn. Fields Mechatronics, Electr. Electron. Eng.*, 2005.
- [45] L. Gasc, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile. Approches par la structure et par la commande," Thèse de doctorat à l'INPT, Université de Toulouse, 15 novembre 2004.
- [46] M. Dai, A. Keyhani, T. Sebastian, and E. Engineers, "Torque Ripple Analysis of a PM Brushless DC Motor Using Finite Element Method," *IEEE Trans. ENERGY Convers.*, vol. 19, no. 1, 2004.
- [47] S. M. Hwang, J. B. Eom, G. B. Hwang, W. B. Jeong, and Y. H. Jung, "Cogging torque and acoustic noise reduction in permanent magnet motors by teeth pairing," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 5, pp. 3144–3146, 2000.
- [48] D. Li, R. Qu, J. Li, W. Xu, and L. Wu, "Synthesis of flux switching permanent magnet machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 1, pp. 106–117, 2016.
- [49] A. Dupas, "Modélisation et Optimisation d'une Machine Synchrone à Commutation de Flux et à Double Excitation à Bobinage Global," Thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay, 20 octobre 2016.
- [50] J. X. Shen and W. Z. Fei, "Permanent magnet flux switching machines - Topologies, analysis and optimization," *IEEE - 4th Int. Conf. Power Eng. Energy Electr. Drives*, pp. 352–366, 2013.
- [51] Z. Q. Zhu, J. T. Chen, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki, and R. Deodhar, "Analysis of a Novel Multi-Tooth Flux-Switching PM Brushless AC Machine for High Torque Direct-Drive Applications," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, pp. 4313–4316, 2008.
- [52] M. Cheng, W. Hua, J. Zhang, and W. Zhao, "Overview of stator-permanent magnet brushless machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, pp. 5087–5101, 2011.
- [53] H. Dogan, "Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents - Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué -," Thèse de doctorat de l'Université de Grenoble, 11 juillet 2013.
- [54] B. ASLAN, "Conception de Machines Polyphasées à A imants et Bobinage Concentré à Pas Fractionnaire avec Large Plage de Vitesse," Thèse de doctorat ParisTech, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 29 Octobre 2013.
- [55] I. Abdennadher and A. Masmoudi, "Star of slots-based graphical assessment of the back-emf of fractional-slot pm synchronous machines," *IEEE -10th Int. Multi-Conference Syst. Signals Devices Hammamet, Tunis.*, 2013.
- [56] N. Bianchi and M. Dai Pré, "Use of the star of slots in designing fractional-slot single-layer synchronous motors," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 153, no. 3, pp. 459–466, 2006.
- [57] J. Pyrhönen, T. Jokinen, and V. Hrabovcova, *Design of rotating electrical machines*. John Wiley & Sons, Ltd, 2008.
- [58] L. Alberti and N. Bianchi, "Theory and design of fractional-slot multilayer windings," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 49, no. 2, pp. 841–849, 2013.
- [59] J. T. Chen and Z. Q. Zhu, "Coil connections and winding factors in flux-switching PM brushless AC machines," *COMPEL - Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng.*, vol. 30, no. 1, pp. 84–97, 2011.

- [60] P. Salminen, “Fractional slot permanent magnet synchronous motors for low speed applications,” Thèse de doctorat de l’Université de Lappeenranta, 20 décembre 2004, 2004.
- [61] W. Hua, M. Cheng, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Design of flux-switching permanent magnet machine considering the limitation of inverter and flux-weakening capability,” *Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Conf. Forty-First IAS Annu. Meet.*, pp. 2403–2410, 2006.
- [62] J. Zhang, M. Cheng, and W. Hua, “Optimal design of stator interior permanent magnet machine based on finite element analysis,” *12th Bienn. IEEE Conf. Electromagn. F. Comput.*, 2006.
- [63] S. E. Rauch and L. J. Johnson, “Design Principles of Flux-Switch Alternators,” *Trans. Am. Inst. Electr. Eng. Part III Power Appar. Syst.*, vol. 74, no. 3, pp. 1261–1268, 1955.
- [64] J. T. Chen and Z. Q. Zhu, “Winding configurations and optimal stator and rotor pole combination of flux-switching PM brushless AC machines,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 2, pp. 293–302, 2010.
- [65] J. T. Chen, Z. Q. Zhu, and D. Howe, “Stator and Rotor Pole Combinations for Multi-Tooth Flux-Switching Permanent-Magnet Brushless AC Machines,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, no. 12, pp. 4659–4667, 2008.
- [66] R. Lateb, N. Takorabet, and F. Meibody-Tabar, “Effect of magnet segmentation on the cogging torque in surface-mounted permanent-magnet motors,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 3, pp. 442–445, 2006.
- [67] T. L. Tiang, D. Ishak, C. P. Lim, and M. Kamarol, “A novel analytical method using virtual PM blocks to optimize magnet segmentations in surface-mounted PM synchronous machines,” *18th Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, pp. 1278–1283, 2015.
- [68] A. Wang, H. Li, W. Lu, and H. Zhao, “Influence of skewed and segmented magnet rotor on ipm machine performance and ripple torque for electric traction,” *IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC '09*, pp. 305–310, 2009.
- [69] A. Ghasemi, “Cogging torque reduction and optimization in surface-mounted permanent magnet motor using magnet segmentation method,” *Electr. Power Components Syst.*, vol. 42, no. 12, pp. 1239–1248, 2014.
- [70] O. A. Mohammed, S. Liu, and Z. Liu, “A phase variable model of brushless dc motors based on finite element analysis and its coupling with external circuits,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 5, pp. 1576–1579, 2005.
- [71] L. Quéval and H. Ohsaki, “abc-Modeling of Permanent Magnet Machines using N-D Lookup Tables : a Finite Element Validation,” *Symp. Génie Électrique, Cachan, Fr.*, 2014.