

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTION DU DIPLOME
DE MASRER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEME ELECTROMECHANQUES

THEME

« Etude numérique de la machine synchrone à aimants permanents »

Proposé et encadré par :

Mr. LADGHEM CHIKOUCHE Brahim

Dr. CHAKRONE Salim

Présenté par :

Menouar Ahmed

Année universitaire : 2012/213

N° d'ordre : 058

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant qui m'a donné la foi, le courage et la patience de parvenir à finir ce modeste travail.

J'adresse tout d'abord ma profonde reconnaissance à m'encadreuse, Monsieur LADGHEM CHIKOUCHE Brahim et, Dr. CHAKRONE Salim, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de diriger cette mémoire, et pour ses conseils et encouragements réguliers, ses qualités scientifiques et humaines ont toujours été une source de motivation et toutes mes paroles ne peuvent pas suffisamment pour son soutien, et conseils durant la réalisation de ce travail.

Je tiens également à remercier mes amis.

Mes essentiels remerciements à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation du à l'université, à ceux qui ont marqués ma formation d'électrotechnique.

Dédicaces

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

Parents chers Amar et Khdiya Et pour mon frère Hamza et

Haytam et la sœur Rabai

Et a toute la famille Menuare et Mekhiche.

A toute la section master Electromécanique 2013.

Menuar Ahmed

Sommaire

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <i>Introduction Générale</i> | 1 |
| <i>Chapitre I Généralités sur les machines synchrone à aimants permanents de machines</i> | |
| <i>I. Introduction</i> | 3 |
| <i>I.2. Les aimants permanents</i> | 3 |
| <i>I.2.1. Caractéristiques générales des aimants permanents</i> | 4 |
| <i>I.2.1.1. Caractéristique de désaimantation</i> | 4 |
| <i>I.2.2. Cause de désaimantation</i> | 5 |
| <i>I.3. Les différents types des aimants</i> | 5 |
| <i>I.3.1. Les ferrites</i> | 5 |
| <i>I.3.2. Les Alnicos</i> | 6 |
| <i>I.3.3. Les terres rares</i> | 6 |
| <i>I.4. Différentes types des machines à aimants</i> | 8 |
| <i>I.4.1. Moteur a rotor intérieur</i> | 8 |
| <i>I.4.2. Moteur a rotor extérieur</i> | 9 |
| <i>I.4.3. Moteur à entrefer axial</i> | 10 |
| <i>I.5. Classification des machines à aimants</i> | 10 |
| <i>I.5.2. Conception du stator</i> | 13 |
| <i>I.6. Types d'aimantations</i> | 14 |
| <i>I.7. Forme de l'induction magnétique dans l'entrefer</i> | 14 |
| <i>I.8. Configuration des machines PMSM et BDCM</i> | 16 |
| <i>I.9. Alimentation des moteurs synchrones à aimants</i> | 17 |
| <i>I.9.1. Structure avec alimentation par courant</i> | 17 |
| <i>I.9.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux</i> | 17 |
| <i>I.9.1.2 Alimentation par courants rectangulaires</i> | 17 |
| <i>I.9.1.3 Alimentation par onduleur</i> | 19 |
| <i>I.9.2. Structure avec alimentation en tension</i> | 19 |
| <i>I.10. Ondulations de couple</i> | 21 |
| <i>I.10.1. Ondulation dues à la structure de la machine</i> | 22 |
| <i>I.10.1.1. Le couple de détente</i> | 22 |
| <i>I.10.1.2. Couple de réluctance</i> | 22 |
| <i>I.10.1.3. Couple mutuel</i> | 22 |
| <i>I.11. Applications des machines synchrones à aimants permanents</i> | 22 |
| <i>I.12. Avantages et inconvénient des MSA</i> | 24 |
| <i>I.12.1. Les avantage</i> | 24 |
| <i>I.12.2. Les inconvénients</i> | 24 |
| <i>I.13. Modèle magnétostatique de la machine</i> | 25 |
| <i>I.14. Formulation du modèle magnétostatique</i> | 25 |
| <i>I.15. Formulation en potentiel vecteur magnétique</i> | 27 |

| | |
|------------------------------------------------|----|
| <i>I.16. Hypothèses Simplificatrices</i> | 28 |
| <i>I.17. Conclusion</i> | 29 |

CHAPITRE II Modélisation par éléments finis de machines synchrones à aimants permanents

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <i>II.1. Introduction</i> | 31 |
| <i>II.2. Modélisation par éléments finis</i> | 31 |
| <i>II.3. Présentation de l'outil de calcul utilisé</i> | 33 |
| <i>II.4. Présentation de la machine étudiée</i> | 34 |
| <i>II.5. Etude du champ dans l'entrefer</i> | 36 |
| <i>II.5.1 Induction magnétique à vide (un stator lisse différentes ouvertures des aimants)</i> | 36 |
| <i>II.5.1.1. Influence de différentes ouvertures</i> | 36 |
| <i>II.5.1.2. Influence de la hauteur des aimants</i> | 38 |
| <i>II.5.2. Induction magnétique à vide (un stator avec encoché)</i> | 40 |
| <i>II.5.2.1. Influence de différentes ouvertures</i> | 41 |
| <i>II.5.2.1. Influence de la hauteur des aimants</i> | 43 |
| <i>II.6. Calcul du couple de détente</i> | 44 |
| <i>II.6.1. Influence de différentes ouvertures sur la couple de détente</i> | 46 |
| <i>II.6.2. Influence de différentes hauteur sur la couple de détente</i> | 46 |
| <i>II.7. Méthodes de calcul des grandeurs globales</i> | 47 |
| <i>II.7.1. Méthode de calcul flux</i> | 47 |
| <i>II.7.2. Calcul des forces électromotrices</i> | 49 |
| <i>II.7.3. Calcul du couple Électromagnétique</i> | 51 |
| <i>II.7.3.1. Taux d'ondulation du couple résultant</i> | 51 |
| <i>II.8. Type d'enroulement de la machine</i> | 53 |
| <i>II.8.1 Cas alimentation (BDCM)</i> | 54 |
| <i>II.8.1.1 Induction magnétique due aux statoriques statoriques seuls (BDCM)</i> | 55 |
| <i>II.8.1.2 Le Couple de réluctance</i> | 58 |
| <i>II.8.1.2.1 Influence de différentes ouvertures sur la couple de réluctance</i> | 59 |
| <i>II.8.1.2.2 Influence de différentes hauteur sur la couple de réluctance</i> | 59 |
| <i>II.8.2. Cas alimentation (PMSM)</i> | 60 |
| <i>II.8.2.1. In instant1:</i> | 60 |
| <i>II.8.2.1.1 Induction magnétique due aux statoriques statoriques seuls (PMSM)</i> | 61 |
| <i>II.8.2.1.2. Le Couple de réluctance</i> | 64 |
| <i>II.8.2.1.2.1 Influence de différentes ouvertures sur la couple de réluctance</i> | 64 |
| <i>II.8.2.1.2.2 Influence de différentes hauteurs sur la couple de réluctance</i> | 65 |
| <i>II.8.2.2 In instant2(t=0)</i> | 66 |
| <i>II.9. La couple totale</i> | 66 |
| <i>II.9.1. Cas (BCMD)</i> | 67 |
| <i>II.9.2 Cas(PMSM)</i> | 69 |

II.10 Conclusion.....70

Conclusion générale.....71

Références bibliographiques

Listes des figures

Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure. I.1 courbe de désaimantation des aimants | 4 |
| Figure . I.2 Choix des aimants en fonction de leurs propriétés. [3] | 7 |
| Figure. I.3 Caractéristiques des aimants | 7 |
| Figure. I.4 Moteur à rotor intérieur | 9 |
| Figure. I.5 Moteur à rotor extérieur | 9 |
| Figure. I.6 Moteur à entrefer axial | 10 |
| Figure. I.7 Différents structures des rotors des MSAP | 12 |
| Figure. I.8 Formes d'encoches du stator | 13 |
| Figure. I.9 Types d'aimantations des aimants sous un pôle. | 14 |
| Figure. I.10 : Conception des aimants et leurs aimantations dans l'entrefer. | 15 |
| Figure. I.11 Aimants permanents ayant des blocs de différentes orientations. | 16 |
| Figure. I.12 Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant. | 18 |
| Figure. I.13 Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 4-pôles. | 19 |
| Figure. I.14 Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants | 20 |
| Figure. I.15 Types d'onduleur de tension utilisés pour l'alimentation des MSAP. | 21 |
| Figure. I.16 principe d'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanent | 21 |
| Figure. I.17: Principales applications des machines synchrones à aimants permanents | 23 |
| Figure. 18 Modèle en 2D d'une machine synchrone à aimant de 4-pôles | 29 |

Chapitre II Modélisation par éléments finis de machines synchrones à aimants permanents

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figure. II.1 Coupe transversale de la machine avec maillage globale en 2D | 32 |
| Figure. II.2. Illustration du maillage de la zone aimants et l'entrefer | 33 |
| Figure. II.3 Illustration de la densité de l'induction et des lignes de champs..... | 33 |
| Figure. II.4 Structure initiale de machine synchrone à concentration de flux avec 24 encoches et de 4-pôles. | 35 |
| Figure. II.5 repartition de l' iduction normale dans l' entrefer (ouv , 100%et hauteur des aimants égale 3 mm) | 36 |
| Figure. II.6 repartition de l' iduction tangentielle dans l' entrefer (ouv ,100%)..... | 37 |
| Figure. II.7 Distribution du Champ magnétique pour différentes ouvertures des aimants | 37 |
| Figure. II.8 répartition de l'induction magnétique radiale au milieu l'entrefer pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm)..... | 38 |
| Figure. II.9 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes ouvertures (hauteur des aimants égale 3 mm) | 38 |
| Figure. II.10 Distribution du Champ magnétique pour différentes Hauteur des aimants..... | 39 |
| Figure. II.11 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer pour différentes Hauteur (ouverture des aimants égale 65%)..... | 39 |
| Figure. II.12Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes ouvertures (ouverture des aimants égale 65%) | 40 |
| Figure. II.13 Distribution du Champ magnétique de l'entrefer pour différentes ouvertures | 41 |

| | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <i>Figure. II.14 Répartition de l' iduction radiale dans l'entrefer (ouv, 100%).....</i> | <i>41</i> |
| <i>Figure. II.15 Répartition de l' iduction tangentielle dans l'entrefer (ouv, 100%)</i> | <i>42</i> |
| <i>Figure. II.16 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer pour différentes ouvertures (hauteur des aimants égale 3 mm).....</i> | <i>42</i> |
| <i>Figure. II.17 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes ouverture</i> | <i>43</i> |
| <i>Figure. II.18 Distribution du Champ magnétique de l'entrefer pour différentes ouvertures</i> | <i>43</i> |
| <i>Figure.II.19 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer pour différentes Hauteur (ouverture des aimants égale 65%).....</i> | <i>44</i> |
| <i>Figure. II.20 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes ouvertures (ouverture des aimants égale 65%)</i> | <i>44</i> |
| <i>Figure. II.21 Calcul des performances du moteur à aimants en présence de l'effet des encoches.</i> | <i>45</i> |
| <i>Figure. II.22 Modèle pour calculer le couple de détente.....</i> | <i>45</i> |
| <i>Figure. II.23 couple de détente pour une différente ouverture des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm).....</i> | <i>46</i> |
| <i>Figure. II.24 couple de dente pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%).....</i> | <i>47</i> |
| <i>Figure. II.25 Contour d'intégration.....</i> | <i>48</i> |
| <i>Figure. II.26 flux pour différentes ouverture des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm).....</i> | <i>49</i> |
| <i>Figure. II.27 Flux pour différentes hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%).....</i> | <i>49</i> |
| <i>Figure. II.28 FEM pour une différente ouverture des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm).....</i> | <i>50</i> |
| <i>Figure. II.29 FEM pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%)</i> | <i>50</i> |
| <i>Figure. II.30 Allures du courant de phase, de la f.c.e.m et du couple Électromagnétique.</i> | <i>51</i> |
| <i>Figure. II.31 Couple électromagnétique pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm)</i> | <i>52</i> |
| <i>Figure. II.32 Couple électromagnétique pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%)</i> | <i>53</i> |
| <i>Figure. II.33 Bobinage triphasé à pas diamétral à $z=24$, $q=2$.....</i> | <i>54</i> |
| <i>Figure. II.34 La configuration des enroulements statorique d'uneMSAP</i> | <i>54</i> |
| <i>Figure. II. 35 La configuration des enroulements d'uneMSAPà4 pôles.</i> | <i>54</i> |
| <i>55</i> | |
| <i>Figure. II.36 Allure des courants dans les trois phases (des créneaux de courant de durée égale à 120°).....</i> | <i>55</i> |
| <i>Figure. II.37 Répartition de l' iduction normale dans l'entrefer due aux courants statoriques (ouv ,90°et hauteur des aimants égale 3 mm, cas d'une BDCM)</i> | <i>56</i> |
| <i>Figure. II.38 Répartition de l' iduction tangentielle dans l' entrefer due aux courants statoriques (ouv ,100%et hauteur des aimants égale 3 mm, cas d'une BDCM).....</i> | <i>56</i> |
| <i>57</i> | |
| <i>Figure. II.39 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques ouvertures des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm, cas d'une BDCM).....</i> | <i>57</i> |
| <i>Figure. II.40 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques pour différentes ouvertures (hauteur des aimants égale 3 mm, cas d'une BDCM)</i> | <i>57</i> |
| <i>Figure. II.41 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entreferdue aux courants statoriques pour différentes hauteur (ouverture des aimants égale 65%, cas d'une BDCM)</i> | <i>58</i> |
| <i>Figure. II.42 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entreferdue aux courants statoriques pour différentes hauteur (ouverture des aimants égale 65%, cas d'une BDCM).</i> | <i>58</i> |

| | |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <i>Figure. II.43 Couple réluctance pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égal cas d'une BDCM).....</i> | <i>59</i> |
| <i>Figure. II.44 Couple reluctance pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des.....</i> | <i>60</i> |
| <i>Aimants égale 65%et cas d'une BDCM).....</i> | <i>60</i> |
| <i>Figure. II.46 Répartition de l' iduction radaile dans l'entrefer due aux courants statoriques (ouv ,et 100% hauteur des aimants égalent 3 mm et cas d'une PMSM).....</i> | <i>61</i> |
| <i>Figure. II.47 repartition de l'iduction tangentielle dans l'entrefer due aux courants statoriques (ouv ,et 100% hauteur des aimants égalent 3 mm et cas d'une PMSM).....</i> | <i>62</i> |
| <i>Figure. II.48 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques ouvertures des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm et cas d'une PMSM).....</i> | <i>62</i> |
| <i>Figure. II.49 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques pour différentes ouvertures (hauteur des aimants égale 3 mm et cas d'une PMSM).....</i> | <i>63</i> |
| <i>Figure. II.50 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques pour différentes hauteur (ouverture des aimants égale 65%etcas d'une PMSM).....</i> | <i>63</i> |
| <i>Figure. II.51 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques pour différentes hauteur (ouverture des aimants égale 65%etcas d'une PMSM).....</i> | <i>64</i> |
| <i>Figure. II.52Couple reluctance pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égal 3mm cas d'une PMSM)</i> | <i>64</i> |
| <i>Figure. II.53 Couple reluctance pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale65%et cas d'une PMSM).....</i> | <i>65</i> |
| <i>Figure. II.54 allure des courants dans les trois phases (instant2).....</i> | <i>66</i> |
| <i>Figure. II.55 Couple totale pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égal cas d'une BCMD).....</i> | <i>67</i> |
| <i>Figure. II.56 Couple totale pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%et cas d'une BCMD)</i> | <i>68</i> |
| <i>Figure. II.57 Couple totale pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égal cas d'une PMSM).....</i> | <i>69</i> |
| <i>Figure. II.58 Couple totale pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%et cas d'une BDCM)</i> | <i>69</i> |

Liste des Tableaux***Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents***

| | |
|------------------------------------------------------------------------|----------|
| <i>Tableau .1 Exemples de propriétés magnétiques des aimants</i> | <i>6</i> |
|------------------------------------------------------------------------|----------|

Chapitre II Modélisation par éléments finis de machines synchrones à aimants permanents

| | |
|-------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <i>Tableau .I.1 valeur max du couple de détente</i> | <i>46</i> |
| <i>Tableau .I.2 valeur max du couple de détente</i> | <i>47</i> |
| <i>Tableau .I.3 valeur moyenne du couple électromagnétique et Taux d'ondulation.....</i> | <i>52</i> |
| <i>Tableau .I.4 valeur moyenne du couple électromagnétique et Taux d'ondulation.....</i> | <i>53</i> |
| <i>Tableau .I.5 valeur max du couple réluctance.....</i> | <i>59</i> |
| <i>Tableau .I.6 valeur max du couple réluctance.....</i> | <i>60</i> |
| <i>Tableau .I.7 valeur max du couple réluctance.....</i> | <i>65</i> |
| <i>Tableau .I.8 valeur max du couple réluctance.....</i> | <i>65</i> |
| <i>Tableau .I.9 valeur moyenne du couple électromagnétique et Taux d'ondulation.....</i> | <i>67</i> |
| <i>Tableau .I.10 valeur totale du couple électromagnétique et Taux d'ondulation.....</i> | <i>68</i> |
| <i>Tableau .I.11 valeur totale du couple électromagnétique et Taux d'ondulation.....</i> | <i>69</i> |
| <i>Tableau .I.12 valeur moyenne du couple électromagnétique et Taux d'ondulation.....</i> | <i>70</i> |

Liste des abréviations

| | |
|-------------------|----------------------------------------|
| 2D | Deux dimensions |
| BaCO ₃ | Carbonate de Baryum |
| OAC | Optimisation Assistée par Ordinateur |
| AEF | Analyse par Eléments Finis |
| FEM | Force électromotrice |
| MEF | Méthode des Eléments Finis |
| MSAP | Machine Synchrone à aimants Permanents |
| SmCo | Samarium-Cobalt |
| Nd-Fe-B | Néodyme-Fer-Bore |
| SrCO ₃ | Carbonate de Strontium |

Liste des symboles

| | |
|--------------------|------------------------------------------------------|
| B_r | Induction rémanente |
| B | Induction magnétique |
| D | Déplacement électrique |
| e_a | Force électromotrice de la phase i ($i=a, b, c$) |
| E | Intensité du champ électrique |
| H | Intensité du champ magnétique |
| H_c | Champ coercitif |
| i_a | Courant de phase statorique i ($i=a, b, c$) |
| \vec{J}_{ex} | Densité de courant |
| ϕ | Flux total par phase (a) |
| Ω | Vitesse de rotation |
| N | Nombre de paires de pôles |
| F | Fréquence |
| μ_r | Perméabilité des aimants |
| I | Intensité du courant de phase |
| Z | Nombre d'encoche statoriques |
| $\xi = (1/3) \tau$ | Ouverture de l'encoche statorique |
| R_4 | Rayon externe de la machine |
| R_3 | Rayon d'alésage |

Liste des abréviations et symboles

| | |
|-------|-------------------------|
| R_1 | Rayon du fer rotorique |
| E | Épaisseur de l'entrefer |
| e_a | Épaisseur des aimants |
| L_u | Longueur active |

BDCM ou BLDC (Brushless Direct Current Motor) alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120° ou 180° .

PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) alimentées par des courants sinusoïdaux.

Introduction

Générale

Introduction Générale

Le domaine de la conversion de l'énergie électrique est marqué par le développement de l'électronique et de la micro-électronique. Les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution et ont vu leurs performances (tenue en tension et en courant, fréquences d'utilisation, rapidité de commutation ...) augmenter fortement [1], [2].

Cette évolution a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en fréquence variable les moteurs à courant alternatif. De plus, l'arrivée sur le marché, des matériaux magnétiques (aimants permanents modernes) dont les caractéristiques se sont améliorées en terme de performance et de prix, a permis l'essor de la machine synchrone.

En effet la mise en place des aimants permanents au rotor pour créer le champ inducteur, a permis la suppression des contacts glissants ainsi que les dispositifs à diodes tournantes nécessaires aux rotors bobinés. Les machines synchrones à aimants sont caractérisées par un couple massique et un couple volumique importants comparativement aux machines classiques [3].

Plusieurs structures d'inducteurs de machines synchrones à aimants sont envisageables. Cette diversité porte beaucoup plus sur la nuance d'aimants, ainsi que sur leur disposition au niveau du rotor [4]. Le choix entre ces différentes structures d'inducteurs est, le plus souvent, imposé par des contraintes technologiques et par la possibilité d'améliorer les performances en couple massique [5], en fiabilité et en comportement dynamique et statique. Les structures à rotor lisse sont très bien adaptées pour les systèmes utilisant la commande par orientation de flux.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude d'une machine à aimants permanents, susceptible de fonctionner en mode BDCM et PMSM, Ces machines sont constituées d'un stator classique les aimants sont montés sur la surface du rotor et sont de type Nd-Fe-B à aimantation radiale.

L'objectif de notre travail est de pré-dimensionner la structure étudiée et de faire une comparaison entre deux types de machines suscitées (BDCM et PMSM), sous des critères mécaniques et thermiques fixes, cette étude sera basée sur la méthode des éléments finis pour les équations de la diffusion du champ électromagnétiques.

Dans la première partie, nous allons effectuer un rappel sur la caractéristique générale de la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique. Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique. Ces machines

nécessitent donc l'utilisation d'aimants très performants (Néodyme-Fer-Bore).et sera réservée à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations de champ ; le modèle sera développé numériquement par un logiciel FEMM en coordonnées polaires.

La deuxième partie de notre travail est divisée en trois étapes :

- La première partie, on va expliquer brièvement la méthode des éléments finis
- La deuxième partie on va présenter la structure de machine à étudié.
- La dernière partie concerne l'étude paramétrique de la machine, il s'agit d'étudier la force électromotrice réelle, le couple électromagnétique, de détente ainsi que le couple de réluctance ensuite le couple total pour les deux cas, BDCM et PMSM.

CHAPITRE I

Généralités

Sur les machines

Synchrone

À aimants permanents

I. Introduction

Aujourd'hui, les machines à aimants occupent une place importante dans les applications industrielles de petite puissance où l'on recherche la compacité, rusticité et bon rendement (robotique, électroménager, etc...); de moyenne puissance (machines-outils, véhicules électriques; aéronautique, etc...) pour les entraînements à vitesse variable ainsi que pour les grandes puissances en particulier dans la traction ferroviaire, la propulsion navale et la production de l'énergie électrique (éoliennes).

La recherche d'outils de calcul simples est le premier souci dans un processus de dimensionnement d'un actionneur électrique. Durant la phase de pré-dimensionnement, une analyse paramétrique est souvent effectuée, à l'aide de modèles analytiques. Ces modèles, représentant des liens explicites entre les paramètres de dimensionnement et les grandeurs caractéristiques de fonctionnement de l'actionneur, doivent être rapides et faciles à mettre en œuvre.

Les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume, de la structure et du type d'aimants utilisés.

On va présenter dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique. Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique. Ces machines nécessitent donc l'utilisation d'aimants très performants (Neodyme-Fer-Bore).

La fin sera réservée à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations de champ ; le modèle sera développé numériquement par le logiciel FEMM en coordonnées polaires.

I.2. Les aimants permanents

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible.

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite d'héxaferrite (AF_e12O_{19} où $A=Ba, Sr, Pb, \dots$). [4]

I.2.1. Caractéristiques générales des aimants permanents

I.2.1.1. Caractéristique de désaimantation

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (figure.1). Cette courbe est caractérisée par:

- L'induction rémanente B_r .
- Le champ coercitif H_{cb} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Une grandeur également importante est le produit $(BH)_{max}$, ce produit est couramment appelé « Énergie spécifique de l'aimant ». Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume de l'aimant. Donc pour un entrefer donné, le volume d'aimant est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée. Les matériaux magnétiques peuvent être de deux formes, isotropiques ou anisotropiques [4]

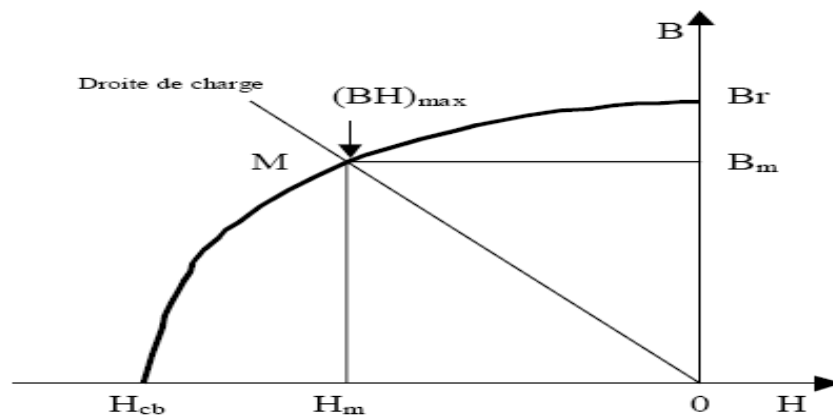


Figure. I.1 courbe de désaimantation des aimants

Les matériaux isotropiques présentent les mêmes caractéristiques dans toutes les directions, contrairement aux matériaux anisotropiques qui ont une direction privilégiée suivant laquelle ils ont de meilleures performances magnétiques.

La présence d'un entrefer dans le circuit magnétique contribue à réduire la valeur de l'induction dans l'aimant par rapport à son induction rémanente, d'où l'appellation « charge ». Si l'entrefer varie (effets d'encoches ou réluctance variable avec aimants), la pente de la droite de charge fluctue et fait varier le point de fonctionnement, ce qui peut avoir, entre autres effets, de créer des pertes magnétiques dans l'aimant.

I.2.2. Cause de désaimantation

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Les différentes causes de désaimantation sont les suivantes:

I.2.2.1 Variation de la température

A des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, (B_r et H_{cb}) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On distingue généralement deux sortes de diminutions :

- **Diminutions réversibles d'induction** : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elles s'expriment par le coefficient de la température de la rémanence.
- **Diminutions irréversibles d'induction** : elles sont dues à la dépendance en température du champ coercitif.

En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une ré-aimantation

I.3. Les différents types des aimants

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important. Cette aimantation provient des dipôles magnétiques, contenus dans ce matériau constitués d'ensembles de moments orbitaux et de spin d'électrons.

Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en trois catégories :

I.3.1. Les ferrites

Ce sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leurs faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.

Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machines plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.

I.3.2. Les Alnicos

Les aimants d'Alnico sont composés d'Aluminium, de Nickel et de Cobalt. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes. Ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C.

Ce genre d'aimants est utilisé principalement pour les appareils de mesure et systèmes de détection à travers des champs magnétiques.

I.3.3. Les terres rares

Ce sont des matériaux très abondants dans la nature. Ils sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Etant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une densité d'énergie très importante, ils sont recommandés pour les structure de machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances. Les samarium-cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très couteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

Les Nd-Fe-B ont des performances supérieures aux SmCo et sont beaucoup moins couteux, mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de L'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants Sont données dans le tableau I.1 ci-dessous. Dans le tableau .1 et (figure. I.2) ci-dessous [4]

| Type d'aimant | Densité d'énergie (BH) max (kJ / m ³) | Induction rémanente Br (T) à 25°C | Champ coercitif -H _c (kA/m) | Temp T _{max} (°C) | Prix (€ / Kg) |
|--------------------|---------------------------------------------------|-----------------------------------|----------------------------------------|----------------------------|---------------|
| NdFeB | 200-380 | 1,2-1,5 | 900-2000 | 140 -220 | 80-150 |
| Sm Co5 | 140-200 | 1 | 2000 | 280 | 220 |
| Sm2Co17 | 180-240 | 1,05 | 2000 | 350-550 | 300 |
| Alnico | 50-85 | 1,1-1,3 | 130 | 550 | 45 |
| Ferrites Strontium | 27-35 | 0,3-0,4 | 250 | 250 | 6 |
| Ferrites Baryum | 8-30 | 0,2-0,4 | 170 | 100-240 | 4,5 |

Tableau .1 Exemples de propriétés magnétiques des aimants [4].

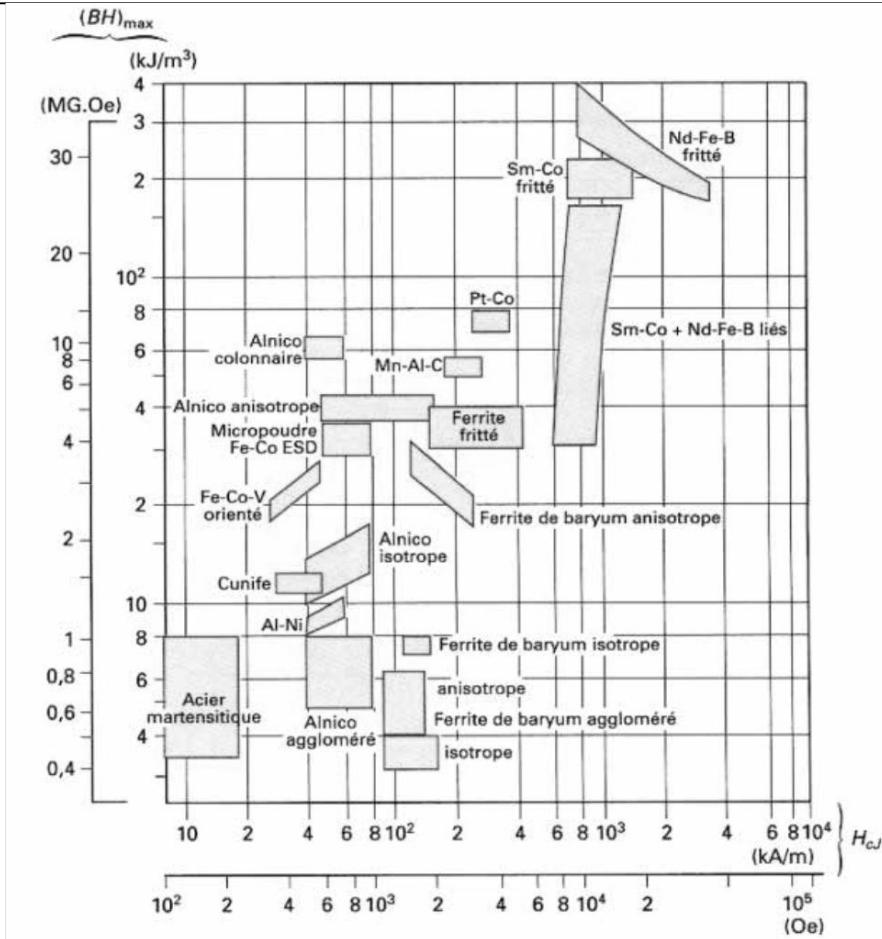


Figure . I.2 Choix des aimants en fonction de leurs propriétés. [3]

La figure (I.3) présente la caractéristique B(H) de certains types d'aimants

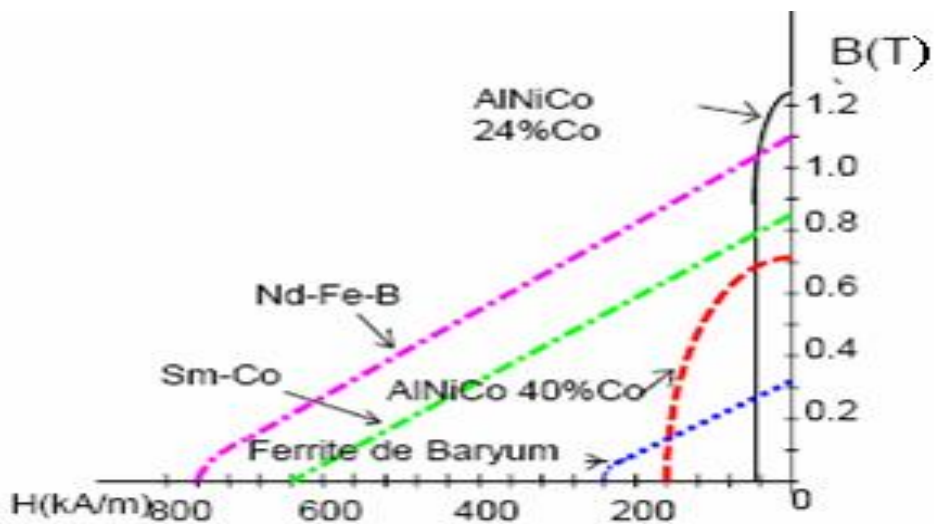


Figure. I.3 Caractéristiques des aimants

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques : pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés. Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B).

Au-delà des avantages des aimants permanents, nous avons estimé important de signaler quelques difficultés et inconvénients propres à leur manipulation.

- Le placement des aimants sur le rotor est le sujet à des difficultés dues aux forces d'attraction-et de répulsion .
- Les matériaux composés de terre rare sont inflammables et l'extinction ne doit pas se faire, s'ils prennent feu, avec de l'eau.
- Une cassure des aimants entraîne un rejet brutal et violent des parties brisées pouvant blesser l'opérateur et entraîner quelques dégâts pour le matériel.
- Un simple mouvement manuel du rotor suffit à engendrer une f.é.m aux bornes des plaques du stator, laquelle pourrait être néfaste pour l'opérateur.[2]

I.4. Différentes types des machines à aimants

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable.

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

I.4.1. Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure (I.4) montre un exemple de moteur à rotor intérieur

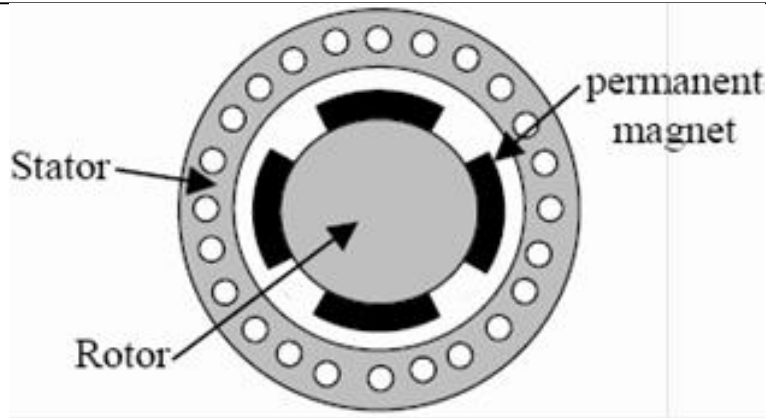


Figure. I.4 Moteur à rotor intérieur

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

I.4.2. Moteur a rotor extérieur

La figure (I.5) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

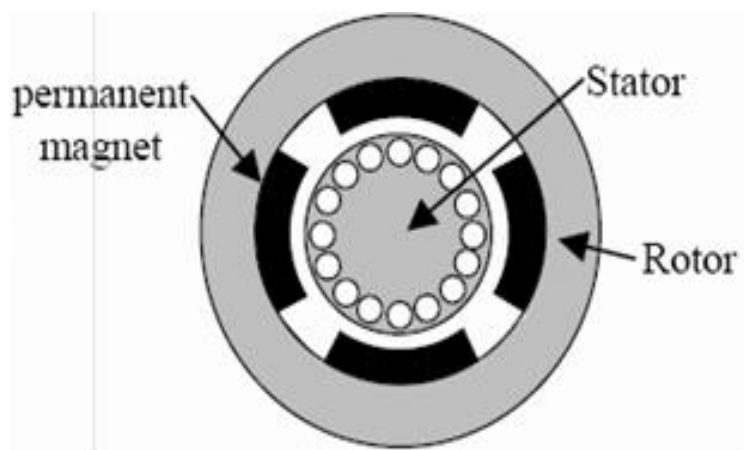


Figure. I.5 Moteur à rotor extérieur

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse

constante.

I.4.3. Moteur à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (I.6) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

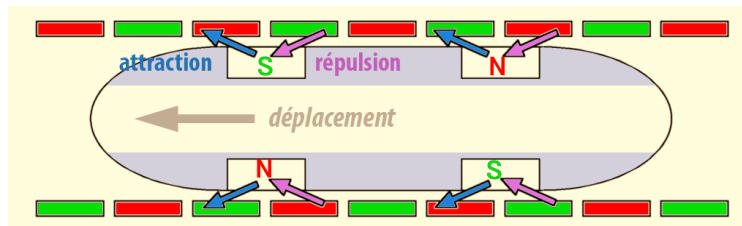


Figure. I.6 Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse.

I.5. Classification des machines à aimants

Il y a plusieurs façons de classer les machines à aimants permanents, ils sont basés sur l'orientation du champ magnétique, la position du rotor par rapport au stator, la forme de la force électromotrice (F.E.M), la disposition des aimants dans le rotor, et la présence des encoches statoriques.

I.5.1. Conception du rotor

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant:

- Aimants en surface (Surface magnet type) ;
- Aimants insérés (Inset magnet type) ;
- Aimants enterrés (Interior magnet type) ;
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type).

a) Aimants montés en surface

Dans ce cas, les aimants permanents à aimantation radiale sont placés sur la périphérie du rotor; ils ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique comme montré sur la figure (I.7.a). La construction de ce type de machine est relativement simple et plus économique. Pour améliorer la tenue mécanique et la fixation des aimants, ils peuvent être insérés sous une frette amagnétique, généralement en fibre de verre. Comme les aimants permanents ont une perméabilité proche de celle de l'air ($\mu_r \approx 1.1 \dots \dots 1.2$), l'entrefer magnétique équivalent vu par le stator est important et constant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant.

De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges [14].

b) Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.7. b), ce qui permet d'avoir une bonne tenue mécanique. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe- q est légèrement supérieure à celle dans l'axe- d [14]

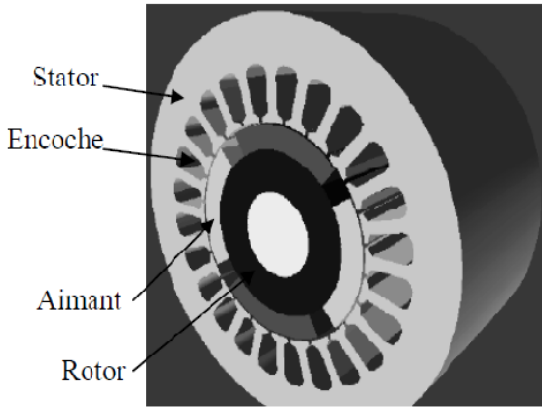
c) Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.7. c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe- d est plus petite que celle de l'axe- q . Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses [14].

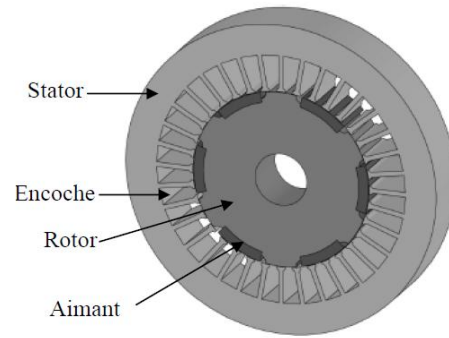
d) Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (I.7. d). L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de

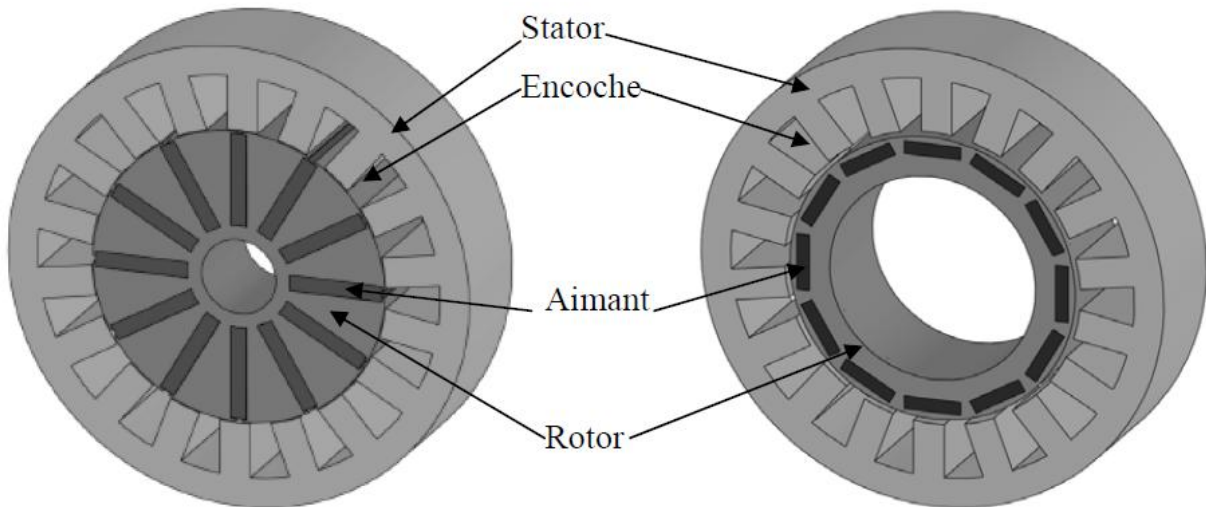
concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe- q est plus grande que celle de l'axe- d [14].



(a) aimants montés en surface



(b) aimants insérés



(c) aimants enterrés

(d) aimants à concentration de flux

Figure. I.7 Différents structures des rotors des MSAP

I.5.2. Conception du stator

La structure du stator d'une machine synchrone à aimant est similaire à celle d'une machine à induction. Selon l'application, la distribution de la force-électromotrice pourrait être sinusoïdale ou trapézoïdale.

Basés sur le courant d'excitation, les machines à aimants peuvent être classées en deux types :

- Machine à FEM sinusoïdale
- Machine à FEM trapézoïdale

Dans le cas d'une machine à aimant permanent à FEM sinusoïdale, le flux dans les enroulements du stator est produit par les aimants ayant une répartition sinusoïdale autour de l'entrefer. Tandis que dans une machine à FEM trapézoïdale il est réparti trapézoïdalement autour de l'entrefer. Les machines à aimants peuvent aussi être classées en fonction de la présence ou non des encoches dans le stator :

- Machine avec stator encoché conventionnelle.
- Machine avec stators sans encoches (surface enroulé)

Dans une machine sans encoches statoriques, le couple de détente est presque nulle. Pour les moteurs ayant les mêmes dimensions et les mêmes matériaux magnétiques, le niveau de couple moyen dans un moteur sans encoches est plus faible que le couple moyen dans un moteur encoché. Il y a plusieurs formes pour les encoches statoriques, où différents types sont présentés dans la figure I.8 illustre quelques formes d'encoches utilisées dans les machines à aimants.

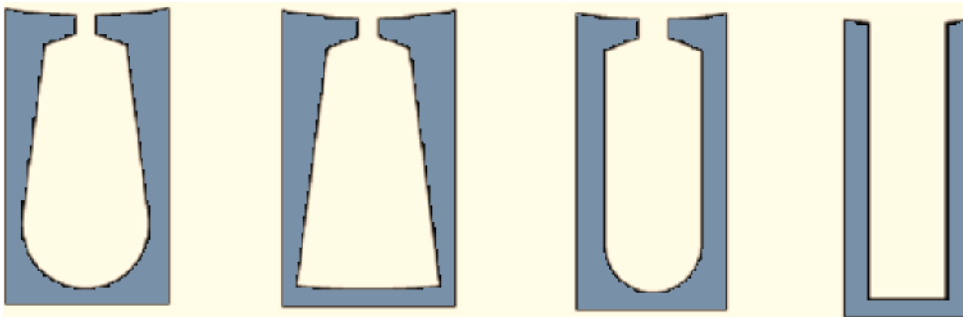


Figure. I.8 Formes d'encoches du stator

I.6. Types d'aimantations

Une combinaison des types tangentielle et radiale peuvent être utilisés dans la conception des rotors en introduisant autres types aimantations par exemple on trouve : aimants avec aimantation mixte ou tournante, comme il est présenté par la figure (I.9).

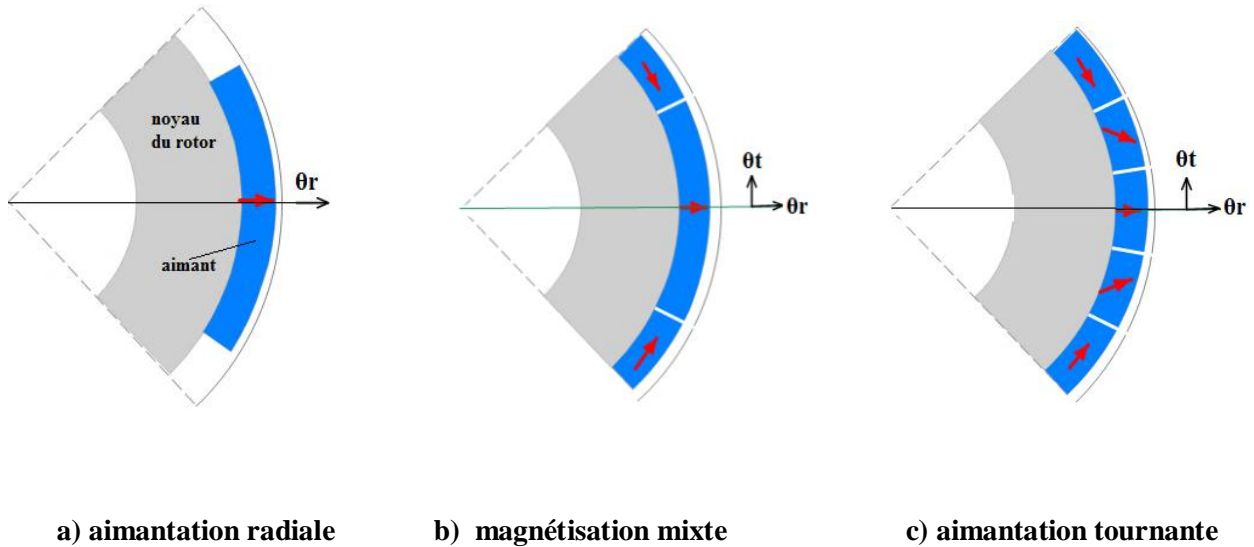


Figure. I.9 Types d'aimantations des aimants sous un pôle.

I.7. Forme de l'induction magnétique dans l'entrefer

La connaissance précise de la distribution du champ magnétique dans l'entrefer est un élément clé de l'évaluation des performances des moteurs synchrones à aimants, tels que, les inductances d'enroulement, la force électromotrice (FEM). Limite de démagnétisation, les pertes du stator, les pertes par courants de Foucault dans les parties tournantes, le couple moyen et le couple de détente, les vibrations et le bruit acoustique, la configuration magnétique (par ex. : l'épaisseur des aimants, le rapport entre l'ouverture des aimants et l'ouverture du pôle, etc.), direction de l'aimantation (par exemple, radial, parallèle, Halbach, etc.), la longueur de l'entrefer, et la combinaisons entre le nombre des pôles et le nombre des encoches ont des effets significatifs sur la distribution du champ magnétique dans l'entrefer [17].

Différentes méthodes ont été proposées dans la littérature pour avoir une forme proche de la sinusoïde de la distribution d'induction magnétique dans l'entrefer pour réduire les fluctuations du couple électromagnétique.

Une méthode simple consiste sur l'élimination d'un ou plusieurs harmoniques en ajustant la largeur de l'aimant sous un pôle. Cependant, cette méthode peut réduire la densité de force de l'aimant et le couple de la machine, car ils sont aussi influencés par la largeur des pôles.

Une autre méthode présentée en [18], basé sur l'utilisation de blocs d'aimants de différentes hauteurs sous un pôle, comme indiqué dans la figure (I.10). Cependant, ce type de configuration lorsqu'il est utilisé dans une machine à aimant, provoque un écart non uniforme dans l'entrefer de la machine provoquant un bruit audible, ainsi la résistance de l'air conduit à une détérioration des performances de la machine. Cette méthode a besoin des pièces d'aimants avec des dimensions différentes, qui à son tour accroître la complexité et le coût de fabrication du pôle.

La troisième méthode est traduite par la conception d'un pôle comprenant des blocs d'aimants d'intensité de champ différente, tel que le bloc situant en centre ayant une forte intensité par rapport aux autres blocs. Cette conception résulte une aimantation non uniforme par rapport aux autres pièces. Cette méthode présente des problèmes, parmi lesquels la présence d'un entrefer non-uniforme.

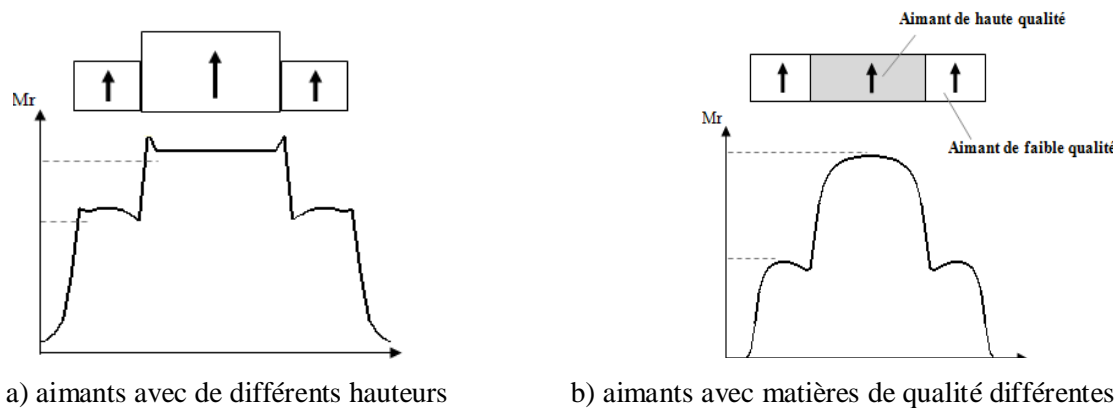


Fig. I.10 : Conception des aimants et leurs aimantations dans l'entrefer.

La quatrième méthode utilise des aimants formés par plusieurs pièces, chacune ayant une aimantation d'orientation de 0° jusqu'à 90° (figure. I.11). Cette méthode exige beaucoup de pièces avec différents tailles. Cela augmente également la complexité et le coût de fabrication des machines à aimants permanents. Dans ce travail, un intérêt a été porté à ce type de configuration.

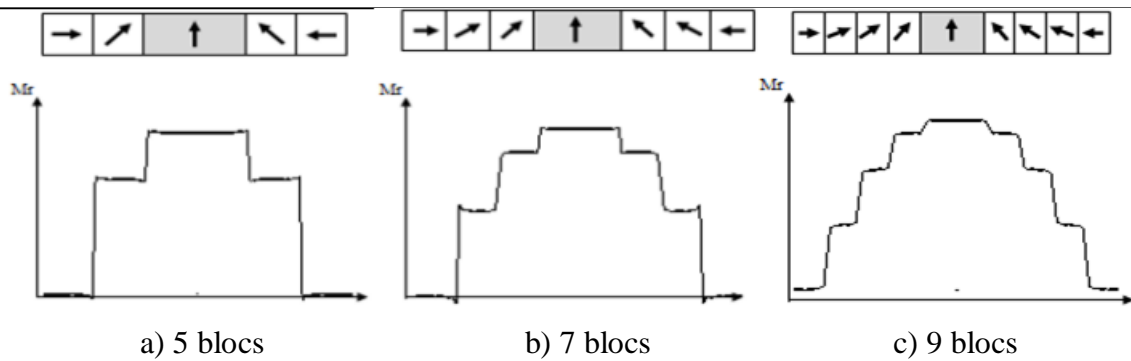


Figure. I.11 Aimants permanents ayant des blocs de différentes orientations.

I.8. Configuration des machines PMSM et BDCM

La plupart des machines à aimants fabriquées actuellement sont conçues pour s'insérer dans une chaîne de commande, composée d'un élément de pilotage, d'un convertisseur statique, du moteur et de la charge. La machine est alimentée par un onduleur de courant ou de tension. Les signaux de commande de l'onduleur sont générés à partir de la position du rotor. Selon la commande utilisée, l'onduleur peut générer différentes formes d'onde du courant. En effet, les machines citées précédemment peuvent être classées, selon le mode d'alimentation, en deux grandes catégories:

- celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m sinusoïdale, appelées communément PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor), alimentées par des courants sinusoïdaux.
- celle des machines synchrones à aimants permanents à f.c.e.m trapézoïdale, appelées communément BDCM ou BLDC (Brushless Direct Current Motor), alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120° ou 180° .

Les PMSM sont généralement utilisées pour assurer un contrôle à haute résolution par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique à haute résolution dont le coût peut dépasser celui de la machine. Cette machine développe un couple ne comportant que de faibles ondulations. Elle trouve son application dans le domaine des machines-outils tel que les polisseuses, fraiseuses, rectifieuse, ect. [1] Les BDCM nécessitent un capteur de position et une commande plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, il suffit de connaître la position du rotor à chaque 60° , c'est à dire 6 fois par période électrique.

Les BDCM présentent un couple élevé mais comportent des ondulations importantes qui sont inacceptables dans les applications à grandes performances. Ces ondulations sont essentiellement dues à l'effet retardateur des inductances des enroulements du stator lors de la commutation des courants [1].

I.9. Alimentation des moteurs synchrones à aimants

Ces dernières années, avec les progrès dans les matériaux magnétiques, les semi-conducteurs de puissance, et notamment dans la théorie du contrôle, le type d'alimentation D'où le système d'entraînement des moteurs synchrones à aimant permanents(MSAP) jouent un rôle extrêmement important dans les applications dont la gamme est de faible à moyenne puissance.

Les machines synchrones à aimants permanents peuvent être alimentées par deux principaux types d'alimentation :

- Structure d'alimentation en courant.
- La structure d'alimentation en tension.

Le choix du type d'alimentation va dépendre du type de moteur utilisé en termes de puissance et de la dynamique désirée. Pour notre travail, on va utiliser les deux types pour alimenter le moteur synchrone à aimants permanents.

Cependant, nous pouvons donc avoir des F.E.Ms de différentes formes, Pour les machines à F.E.M trapézoïdale, la structure à commutation de courant sera la mieux adaptée mais la durée de la commutation sera liée à l'impédance interne de la machine quelle que soit la rapidité des interrupteurs.

La structure à commutation de tension possède une dynamique plus importante que la structure à commutation de courant car elle ne dépend pas de l'impédance interne de la machine.

I.9.1. Structure avec alimentation par courant

I.9.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux

Pour réaliser des courants de référence de forme sinusoïdale, il faut disposer d'un codeur de la position du rotor possédant une bonne définition angulaire ou bien, plus rarement, faire l'estimation de celle-ci. En pratique, les courants de référence de forme sinusoïdale sont obtenus au moyen de mémoires adressées à partir du codeur de position et lues par des convertisseurs numérique-analogique.

L'amplitude de ces courants peut être ajustée en changeant la valeur de la tension de référence de ces convertisseurs. Les courants réels circulant dans la machine sont mesurés par des capteurs qui doivent nécessairement posséder un isolement galvanique. Pour mettre en œuvre le système de contrôle des courants qui élabore la commande des interrupteurs de l'onduleur à partir de la comparaison des courants réels et des courants de références.

I.9.1.2 Alimentation par courants rectangulaires

Les courants ont la forme de créneaux de 120° de largeur. Il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant. Tous les 60° , le courant est commuté d'une phase à l'autre comme représenté sur la figure (I.12).

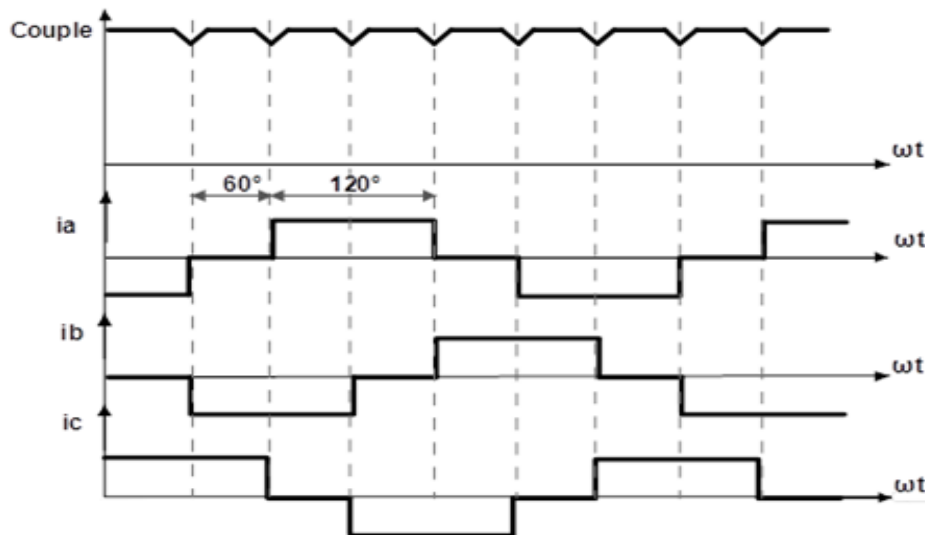


Figure. I.12 Alimentation par courants rectangulaires et couple résultant.

Le couple apparaît donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développé par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement. Il est clair que si l'on cherche à minimiser les ondulations du couple résultant, les courbes de FEM de deux phases alimentées à courant constant doivent avoir une variation trapézoïdale en fonction de la position du rotor, avec un palier de largeur suffisante (plus de 60°).

On peut également noter que si le critère essentiel est la minimisation des ondulations du couple, les courants doivent être centrés par rapport aux courbes des FEM. Cela revient à un décalage nul entre les ordres de commutation et les FEM.

La différence essentielle entre ce type d'alimentation et l'alimentation par courants sinusoïdaux réside dans le fait qu'elle nécessite un capteur de position du rotor plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, seule la position du rotor au moment des commutations est nécessaire. [7]

I.9.1.3 Alimentation par onduleur

Plusieurs moteurs synchrones sont de type d'alimentation par courant. Dans les gammes de puissance plus élevée, s'est engagé directement avec les onduleurs, et dans les gammes de puissance plus faible, il est avec des onduleurs à modulation de largeur d'impulsion.

Cette structure est basée sur le schéma de principe du pont de Great à six thyristors. Ce commutateur a pour rôle d'aiguiller le courant dans les enroulements statoriques de la machine, à partir d'un courant continu fourni par une source de courant. En général, cette source de courant est constituée d'un pont redresseur à interrupteur statique, à partir d'une source d'alimentation triphasée, réglée en courant et associée à une inductance dite de « lissage » servant à réduire les ondulations du courant et rendant la source plus proche d'une source idéale comme indiqué sur la figure (I.13).

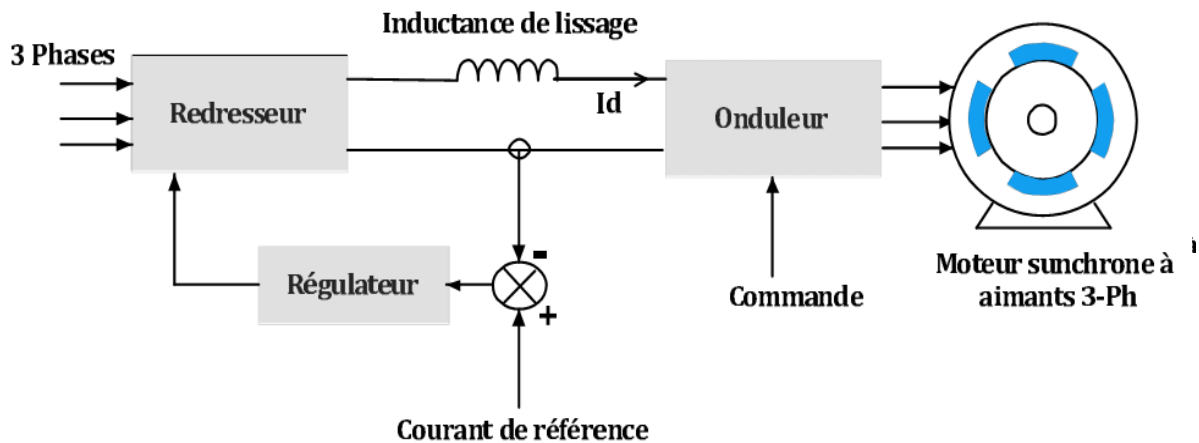


Figure. I.13 Structure d'alimentation par onduleur de courant d'un moteur à aimants de 4-pôles.

I.9.2. Structure avec alimentation en tension

Dans ce cas, l'alimentation à fréquence variable de la machine s'effectue à partir d'une source de tension continue V_c et par modification périodique de la tension aux bornes de la machine. La structure de la (figure. I.14) diffère peu de celle de la commutation en courant. Cependant, on ajoute un condensateur en parallèle sur la sortie du redresseur afin d'absorber les ondulations de tension du redresseur en vue d'obtenir une tension continue

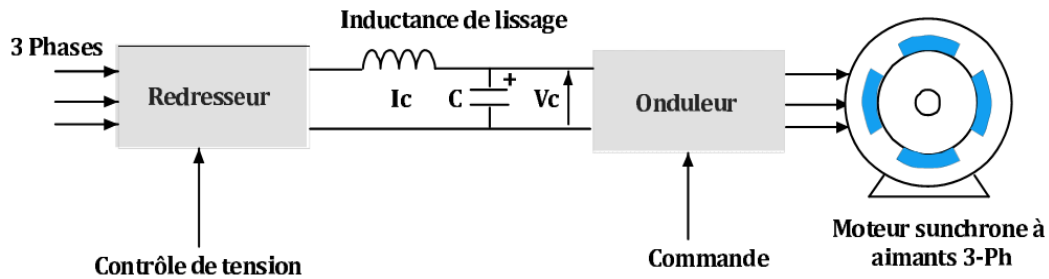


Figure. I.14 Structure d'alimentation par onduleur de tension d'un moteur à aimants

Avec cette même structure, peuvent être distinguées plusieurs manières d'élaborer la séquence de commande des interrupteurs et de régler la valeur de la tension appliquée à la machine.

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur la même branche, on parle, dans ce cas, d'un onduleur du type 180° (figure. **I.15-b**).

Si on considère un onduleur avec des interrupteurs parfaits, on peut alors la représenter sous la forme simplifiée de la figure (**I.15-a**).

Il existe un deuxième type de séquence de commande qui est représenté sur la figure (**I.15-c**), la forme d'onde obtenue avec cet onduleur, appelé onduleur de type 120° . La commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur la même branche.

Dans ce cas, pendant les intervalles où aucun des interrupteurs n'est commandé, la tension aux bornes de la machine va dépendre des conditions de fonctionnement. En effet, pendant ces intervalles, les diodes de roue libre peuvent conduire, ce qui fixe le potentiel aux bornes de la phase à $+V_c/2$ ou $-V_c/2$ ou ne pas conduire et, dans ce cas, ce potentiel est compris entre $+V_c/2$ et $-V_c/2$ et dépend de la F.E.M. et des tensions induites par les courants circulant dans les autres phases.

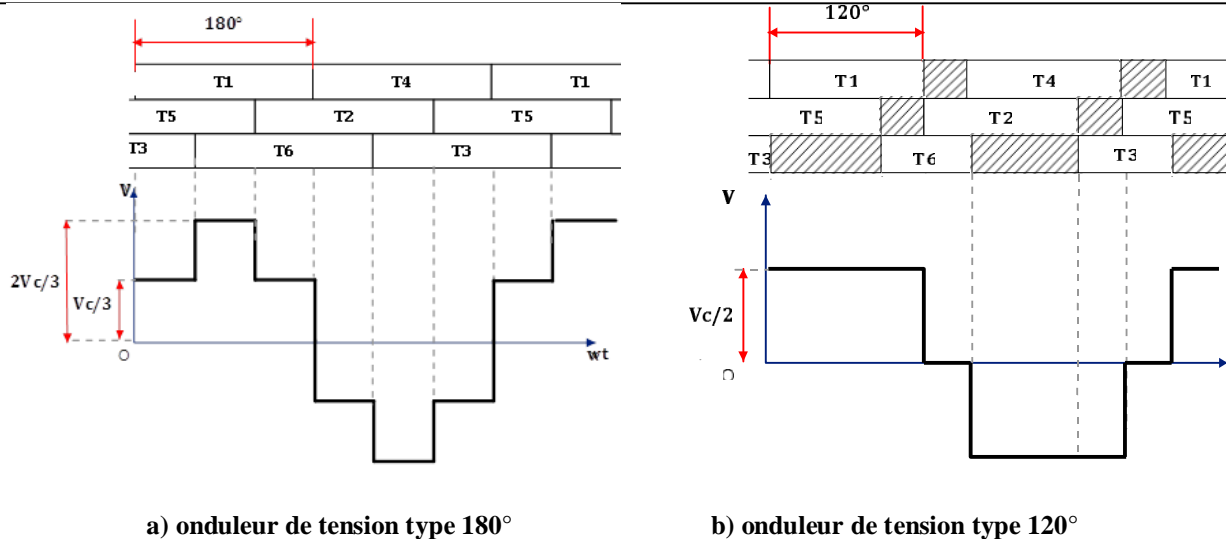


Figure. I.15 Types d'onduleur de tension utilisés pour l'alimentation des MSAP.

La séquence de commande représentée sur la figure (I.15-b), est la plus usuelle. Elle correspond à une durée de commande des interrupteurs égaux à 120°, qui comporte des zones où la tension n'est pas fixée par la commande et dépend des conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, la tension ne peut être assimilée à un créneau de 120° de largeur que lors de fonctionnement à très basse vitesse (F.E.M. négligeable).

I.10. Ondulations de couple

On ondulation de couples sont causées soit par de la machine elle-même, soit par son l'alimentation

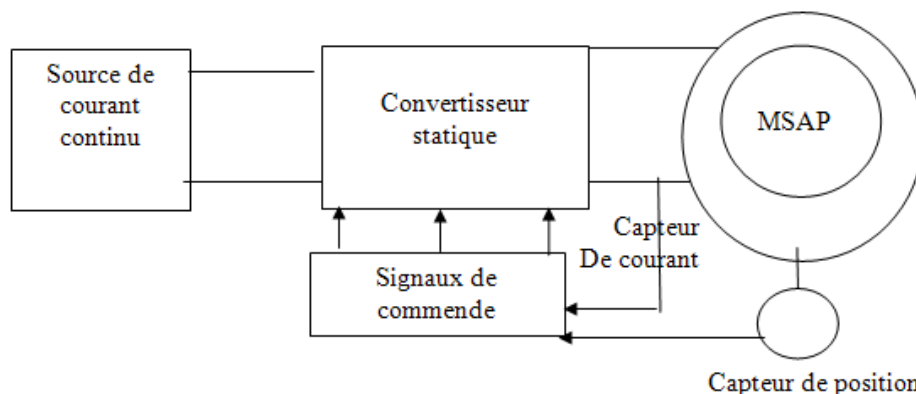


Figure. I.16 principe d'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanent

I.10.1. Ondulation dues à la structure de la machine

La structure de la machine influe beaucoup sur le couple. Les rotors avec pièces polaires présentent un couple de plus par rapport au rotor sans pièces polaires qu'est le couple de réductance. Il est généré par l'interaction des courants statoriques avec la variation de l'effet de saillance rotorique (entrefer variable). On peut diminuer ce couple en augmentant le nombre de paires de pôles de machine car l'effet de l'anisotropie de surface et alimentée par des créneaux de courant (BDCM) fera l'objet de notre étude.[8]

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois types de couple. [7]

I.10.1.1. Le couple de détente

Le couple de détente est la conséquence d'une variation de l'énergie magnétique dans les aimants provoquée par la variation des lignes de champ passant dans les aimants selon les différentes positions du rotor. Cette variation est due au fait que le flux a toujours tendance à circuler par le chemin à réductance minimale.

I.10.1.2. Couple de réductance

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor.

Il faut noter que dans le cas d'aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réductance quelle que soit la position du rotor. Il n'y a pas donc pour ces moteurs de

Couple de réductance à prendre en compte.

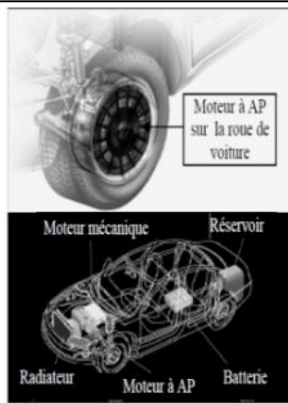
I.10.1.3. Couple mutuel

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

I.11. Applications des machines synchrones à aimants permanents

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aérospatial, machines-outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires).

Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des microwatts à celle de mégawatts. (La figure .I.17) illustre quelques applications de ces machines.[4]



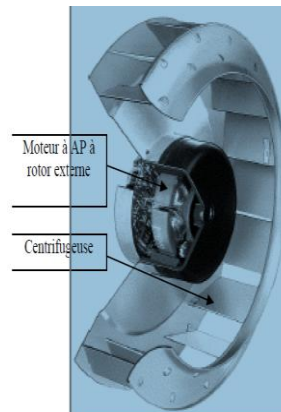
(a) : Voiture Hybride

(b) : Vélo électrique



(c) : Lecteurs CD/DVD et disque dur de PC

(d) : Lecteur vidéo, VCR



(e) : Compresseur réfrigérateur et moteur machine à laver

(f) : Moteur d'un ventilateur

Figure. I.17: Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I.12. Avantages et inconvénient des MSA

I.12.1. Les avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone. Parmi ces avantages, on peut citer :

1. Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine.
2. Puissances massique et volumique importantes.
3. Un rendement et facteur de puissance élevé.
4. Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins).
5. Une capacité à fonctionner à haute vitesse, voire très haute vitesse [6]

I.12.2. Les inconvénients

1. Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
2. Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux). La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins coûteux (exemple: capteur à effet hall), mais implique la présence de fortes pulsations de couple.
3. La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) Par rapport aux aimants «ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
4. Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. Cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant. [6]
5. Risque de désaimantation (irréversible): limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.

6. Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

I.13. Modèle magnétostatique de la machine

Le fonctionnement des machines électriques est directement lié à la distribution des lignes de champs magnétique au sein de leur structure. La connaissance de cette distribution permet de déterminer les grandeurs nécessaires à leur dimensionnement comme le flux, les inductances, le couple électromagnétique, ...etc.

Avec les méthodes analytiques, la résolution des systèmes électromagnétiques ayant des caractéristiques non linéaires présente des problèmes de calcul, du fait qu'elles ne permettent pas de tenir compte des spécifications géométriques de la machine, ainsi que de la nature de ses matériaux. De nos jours, l'accroissement de possibilités de calcul et l'évolution des méthodes numériques ont permis de prendre compte des phénomènes de plus en plus complexes et de fournir des solutions satisfaisantes pour un grand nombre de problèmes. La méthode des éléments finis (MEF) est l'une des méthodes numériques les plus utilisées pour le calcul du champ magnétique dans les machines électriques.

Le calcul par MEF est largement développé au cours de ces dernières années grâce aux grandes améliorations dans le domaine informatique. Cette avancée a mis au point des logiciels très performants tels que FLUX2D, FEMLAB, Maxwell 2Det FEMM. Ces derniers permettent de traiter les problèmes électromagnétiques les plus complexes. Dans cette section, un modèle magnétostatique à deux dimensions de la machine synchrone à aimants permanents est établie. Celui-ci tient compte des spécificités géométriques de la machine, ainsi que de la nature de ses matériaux. La résolution de ce modèle est effectuée à l'aide du logiciel commercial de la société Ansoft « FEMM » basé sur la méthode des éléments finis (MEF) à deux dimensions. Ce modèle sera utilisé pour déterminer les paramètres électromagnétiques de la machine avec une précision satisfaisante. Par ailleurs, Des méthodes de détermination de ces paramètres électromagnétiques ont été développées. [1]

I.14. Formulation du modèle magnétostatique

La détermination du champ magnétique dans un système peut être obtenue à partir des Équations de Maxwell en utilisant, soit le potentiel scalaire ou le potentiel vecteur. Le domaine d'étude contient plusieurs sources de courants, le potentiel vecteur est alors utilisé. [7]

Équations de Maxwell :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{j} = \vec{j} + \frac{d}{dt} \vec{D} \quad (\text{I.1})$$

$$\text{div } \vec{B} = 0 \quad (\text{I.2})$$

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = - \frac{d}{dt} \vec{B} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Div } \vec{D} = \rho \quad (\text{I.4})$$

Les symboles en gras représentent les quantités vectorielles. Il y a cinq vecteurs du champ dans les équations de (I.1) à (I.4) : l'intensité du champ magnétique H , l'induction magnétique B , l'intensité du champ électrique E , le déplacement électrique D et la densité de courant J_{ex} . Tout champ électromagnétique peut être décrit en termes de ces cinq vecteurs, où ρ est la densité volumique de charge électrique.

Pour les matériaux de milieux isotropes, les vecteurs de champs ont également liés par les relations constitutives des milieux données par:

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{I.5})$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{I.6})$$

$$\vec{j}_i = \sigma \vec{E} \quad (\text{I.7})$$

Où μ , σ , et ϵ sont respectivement la perméabilité, la conductivité et la permittivité du milieu du champ électromagnétique.

L'équation (I.7) est pour les courants ou \vec{j} est la somme des courants sources et les courants induits, exprimé par :

$$\vec{j} = -\vec{j}_{\text{ex}} + \vec{j}_i \quad (\text{I.8})$$

Les équations de Maxwell et les relations constitutives fournissent une représentation mathématique du champ électromagnétique.

Ces équations peuvent être simplifiées, pour les applications de basse fréquence, le rayonnement électromagnétique n'est pas considéré, donc le terme (dD/dt) dans l'équation (I.1)

Qui représente un champ électrique variable dans le temps devient nulle, cette équation s'écrit:

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H} = -\vec{j}_{ex} + \vec{j}_i \quad (\text{I.9})$$

Dans le cas des machines à aimants permanent, et dans la région des aimants l'équation(5) peut

S'écrire sous la forme:

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{M} \quad (\text{I.10})$$

Ou \vec{M} est l'aimantation des aimants.

I.15. Formulation en potentiel vecteur magnétique

Dans cette section, en se plaçant dans le cas des régimes quasi-stationnaires et l'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique permet d'aboutir à l'équation générale. Dans le calcul du champ électromagnétique rotationnel on utilise largement la notion d'un potentiel vecteur magnétique A défini par la relation :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A} = \vec{B} \quad (\text{I.11})$$

Par ailleurs, en substituant l'équation (I.10) dans (I.11), le champ magnétique peut être représenté en termes de potentiel vecteur par:

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{A} = \mu\vec{H} + \vec{M} \quad (\text{I.12})$$

Comme, le champ magnétique est dérivable à partir du potentiel électromagnétique, une solution du champ peut être obtenue une fois que ces vecteurs potentiels sont déterminés.

La raison majeure pour le calcul du vecteur potentiel au lieu de calculer le champ, en particulier dans les problèmes en 2D, est qu'il réduit le nombre de variables à résoudre. L'induction magnétique ayant deux composantes en 2D, cependant, le potentiel vecteur magnétique a une seule composante (z) suivant l'axe de la machine.

Ainsi, la résolution des potentiels réduit le nombre de degrés de liberté et, qui conduit à des solutions plus rapides.

Afin de résoudre les potentiels vecteurs, une équation générale pour eux doit être tirée. Par

substitution de l'équation (12) dans (9), on trouve :

$$\overrightarrow{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{Rot} \vec{A} \right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\vec{J}_{ex} + \overrightarrow{rot} \left(\frac{\vec{M}}{\mu} \right) \quad (\text{I.13})$$

Où μ représente la perméabilité du milieu ($\mu = \mu_0$ dans l'air et dans les conducteurs et $\mu = \mu_a$ au niveau des aimants permanents).

Adoptant une condition supplémentaire sur \vec{A} définie par la jauge de Coulomb qui s'écrit

$\text{div} \vec{A} = 0$ dans le cas des régimes basses fréquences, l'équation (13) devient :

$$\Delta \vec{A} - \sigma \mu \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\mu \vec{J}_{ex} + \overrightarrow{rot} \left(\frac{\vec{M}}{\mu} \right) \quad (\text{I.14})$$

I.16. Hypothèses Simplificatrices

Pour analyser les performances de la machine étudiée suivant l'objectif visé, nous adoptons les hypothèses suivantes:

1. Modèle dimensionnelle (2D) en coordonne polaire.
2. perméabilité de fer statorique et fer rotorique ce suppose très grande ($\mu \rightarrow \infty$), on négligera donc les 3effets de la saturation des matériaux magnétiques.[10]
3. on suppose que les aimants sont moderne a cause de leur perméabilités qui égal 1.
4. Les courants statoriques sont ramenés aux isthmes des encoches,
5. Le stator de la machine peut être supposé lisse.
6. La machine est considérée suffisamment longue pour que les effets d'extrémités puissent être négligés.
7. la caractéristique de démagnétisation des aimants est supposée linéaire dans la plage utile de fonctionnement
8. Le modèle d'étude de la machine est considéré comme étant invariant par translation suivant l'axe Oz de rotation de la machine. La répartition du champ est alors déterminée dans un plan perpendiculaire à cet axe.

Sous ces hypothèses, le domaine d'étude, dans un système de coordonnées polaires (r, θ) , est réduit à la zone contenant les aimants et l'entrefer mécanique. Si on néglige les courants induits

Dans la zone des aimants l'équation (I.14) devient :

$$\Delta \vec{A} = -\mu \vec{j}_{ex} + \overrightarrow{rot} \left(\frac{\vec{M}}{\mu} \right) \quad (I.15)$$

La dernière équation peut être résolue sur la totalité de la section de la machine. La connaissance du potentiel vecteur nous permet de calculer les inductions magnétiques, la force électromotrice, ainsi que le couple d'interaction développé par la machine.

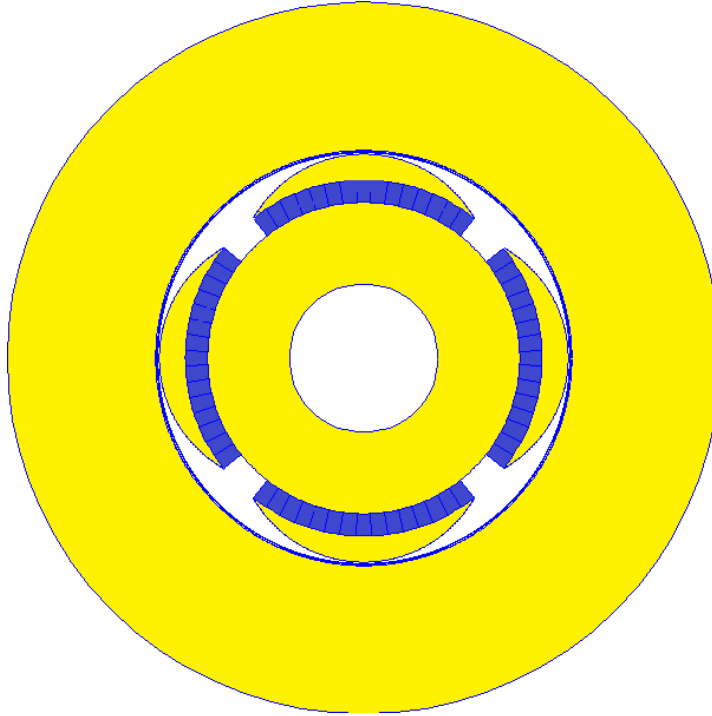


Figure. 18 Modèle en 2D d'une machine synchrone à aimant de 4-pôles

I.17. Conclusion

L'utilisation optimale du matériau ferromagnétique pour la conception des machines électriques relève toujours du compromis entre ses propriétés magnétiques, thermiques, mécaniques et le coût de la production totale. Les performances des machines synchrones à aimants dépendent essentiellement de l'inducteur qui détermine la forme de l'induction au niveau de l'entrefer, du volume, de la structure et du type d'aimants utilisés.

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application. Dans notre travail nous nous intéressons aux machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique. Ce type de machines présente généralement un large entrefer magnétique. Ces machines nécessitent donc l'utilisation d'aimants très performants (Neodyme-Fer-Bore).

Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

La dernière partie a été réservée à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations de champ ; le modèle prochainement sera développé numériquement par le logiciel FEMM en coordonnées polaires.

CHAPITRE II

Modélisation par

éléments finis de

machines

synchrones à

aimants

permanents

II.1. Introduction

Il existe plusieurs méthodes de résolutions des équations aux dérivées partielles. Ces méthodes permettent de modéliser les géométries les plus complexes et de prendre en compte les phénomènes physiques comme la saturation des matériaux ferromagnétiques, les anisotropies des milieux et la présence des courants de Foucault induits dans les conducteurs soumis à un flux variable.

Les méthodes de résolution numériques les plus utilisées sont les méthodes des équations intégrales de frontières, la méthode des différences finies et la méthode des éléments finis. Dans notre travail nous allons intéresser à la méthode des éléments finis.

La méthode des éléments finis (finite element method), fut développée et appliquée en premier lieu en génie civil et en mécanique, elle n'a trouvé sa place, qu'aux années 70, en électricité. Elle est l'une des méthodes numériques les plus utilisées. Cette méthode est utilisée pour la résolution des équations différentielles aux dérivés partielles décrivant le comportement électromagnétique des machines électriques.

Donc ce présent chapitre, nous définissons la machine étudiée, ensuite, au calcul des grandeurs électromagnétiques en utilisant cette méthode qui expose (fem).

Nous déterminons la répartition due aux aimants, en tenant en compte de différents paramètres à savoir, la hauteur des aimants, l'ouverture des aimants, nous déterminons également l'induction due aux courants d'induit seuls, nous effectuons, par suite, calcul des flux et force électromotrice dans l'hypothèse de la linéarité du circuit magnétique, enfin, dans une autre étape, nous étudions les différents couplés intervenant dans les deux type de machine (BDCM et PMSM) ainsi que l'influence des différents paramètres sur la qualité du couple.

II.2. Modélisation par éléments finis

La méthode des éléments finis consiste à utiliser une approximation simple des variables pour transformer les équations aux dérivées partielles en équations algébriques [15].

Dans son approche variationnelle, la méthode des éléments finis permet de ramener la résolution des équations aux dérivées partielles à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie du système considéré. Celle-ci est donnée dans le cas d'un problème de magnétostatique, par la relation suivante:

$$f = \frac{1}{2} \int \left(\left[\int_0^B H. dB \right] - 2JA \right) d\tau \quad (\text{II.1})$$

Le domaine d'étude τ est alors subdivisé en régions élémentaires (les éléments finis) où l'inconnue est approchée par une interpolation polynomiale. L'idée fondamentale de cette

méthode est de discrétiser le problème en décomposant le domaine matériel à étudier en éléments de forme triangulaire. Pour des problèmes résolus en 2D, les éléments de forme triangulaire (Figure. II.1) sont les plus utilisés. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'un algorithme de numérotation automatique.

L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit ainsi :

$$A^e(x, y) = a^e + b^e x + c^e y \quad (II.2)$$

La discrétisation de la forme intégrale (Figure. II.1) par éléments finis et la recherche des potentiels aux nœuds qui minimisent cette forme entraînent la résolution d'un système d'équations algébriques. La forme matricielle de ce système s'écrit :

$$[M][A] = [S]$$

Où $[M]$: est la matrice des contraintes et dépend des propriétés magnétiques des matériaux.

Où $[A]$: Est le vecteur des inconnues qui sont les potentiels vecteurs aux différents Nœuds du maillage. $[S]$: est le terme source dû aux densités du courant.

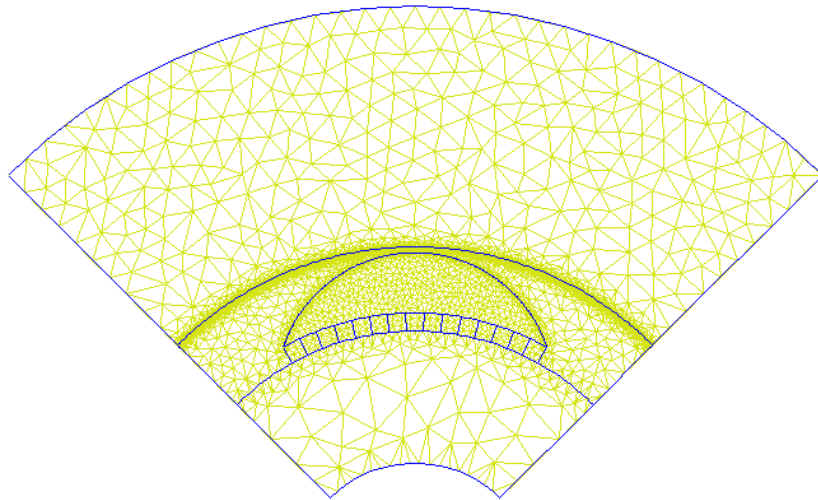


Figure. II.1 Coupe transversale de la machine avec maillage globale en 2D

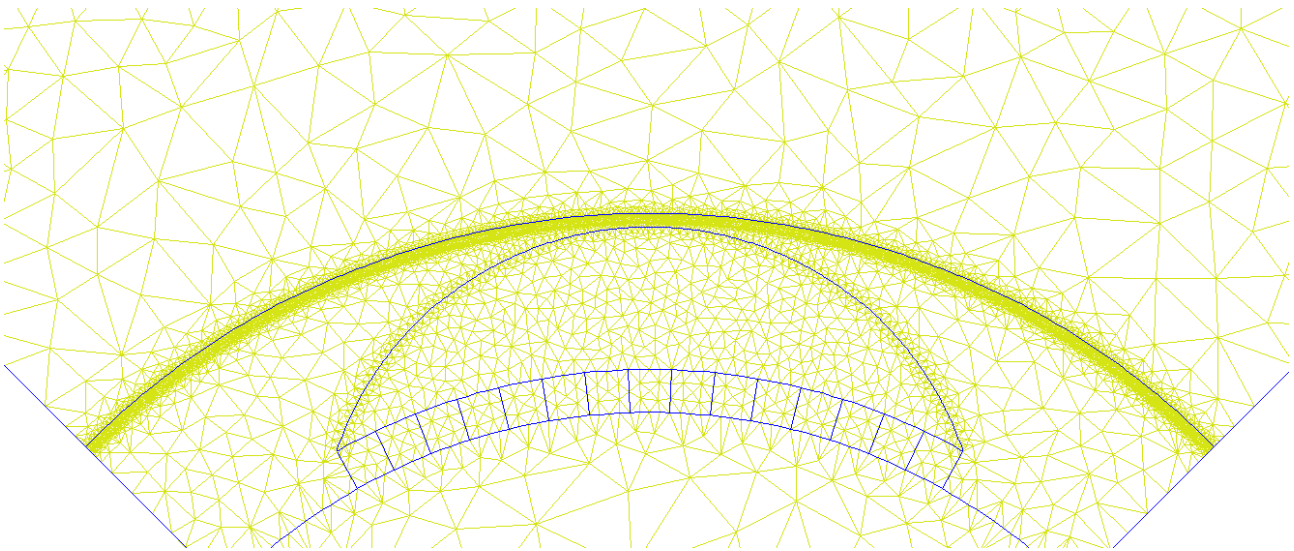


Figure. II.2. Illustration du maillage de la zone aimants et l'entrefer

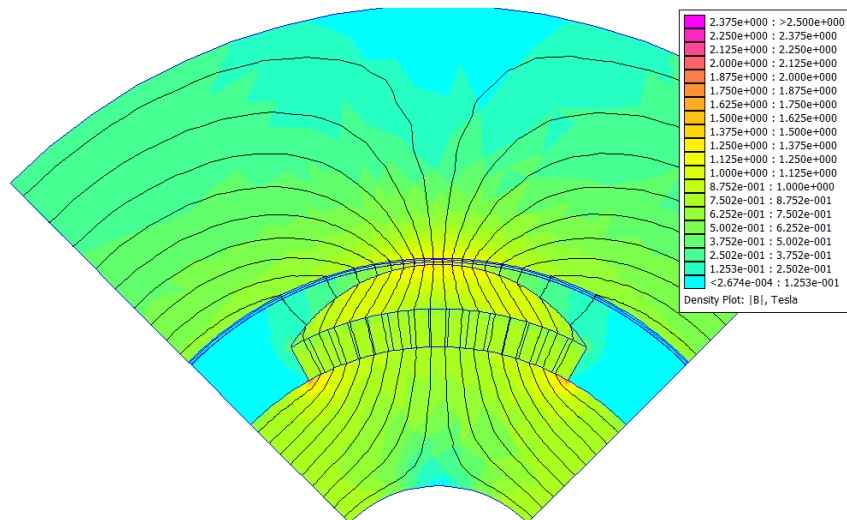


Figure. II.3 Illustration de la densité de l'induction et des lignes de champs

II.3. Présentation de l'outil de calcul utilisé

Nous avons défini précédemment la méthode des éléments finis utilisée pour calculer les performances des machines synchrones à aimants permanents. Nous définissons dans cette partie, l'outil de calcul utilisé.

La validation des résultats obtenus par les calculs analytiques est effectuée à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis désigné par FEMM. Comme tous les logiciels employés pour des problèmes d'éléments finis en deux dimensions, ils sont articulés en quatre axes appelés «préprocesseur graphique», «mailleur», «solveur», et «post-processeur graphique».

- + **Préprocesseur** : permet aux utilisateurs de dessiner les différentes parties de l'élément à étudier, de définir les matériaux utilisés, d'imposer les conditions aux limites et ainsi de suite.
- + **Le mailleur** : permet le maillage en éléments triangulaires des géométries à étudier via un logiciel connexe : Triangle.
- + **Le solveur** : permet la résolution de problèmes magnétiques et électrostatiques plans et axisymétriques (incluant les problèmes de magnétostatique linéaire et non linéaire et les problèmes harmoniques à basses fréquences). Pour le problème de magnétostatique et d'électrostatique, un solveur utilisant le gradient conjugué basé sur le pré-conditionnement de sous-relaxation symétrique successif est employé.
- + **Le post-processeur** : C'est un graphique permettant l'exploitation de la solution du problème. La solution peut être représentée par un tracé de densité ou par des vecteurs s'il s'agit d'une grandeur vectorielle. Un certain nombre de calcul intégral, le long des contours et des aires prédéfinis, est aussi accessible [16]

II.4. Présentation de la machine étudiée

Le type de machines que nous abordons dans notre travail (Figure. II.4), est celui des machines à aimants montés sur la surface du rotor. Ces machines sont constituées de deux parties bien distinctes :

- **Le stator** : Il est de forme cylindrique, constitué par un empilement de tôles en matériau ferromagnétique et il comporte un bobinage triphasé classique. Les conducteurs sont logés dans des encoches régulièrement réparties le long de l'entrefer.

- **Le rotor** : Celui-ci comporte des aimants montés sur sa surface. Chaque pôle est constitué d'un nombre donné de blocs aimantés qui sont fixés à l'aide de frettes magnétiques sur l'arbre de la machine plus un chapeau de fer.

. L'aimantation dans ce type de machines peut être, radiale, En pratique, l'aimantation en subdivisant chaque pôle en un certain nombre de blocs dont l'aimantation est inclinée d'un angle, mesurée en degrés électriques, correspondant à la position du bloc dans le pôle [16], [11].

Parametres de machine

| | |
|------------------------------------------|--------------------------|
| - Nombre de paires de pôles | $p = 2$ |
| - Fréquence | $f=50$ |
| - Aimants de types N_dFeB | $B_r = 1 \text{ T}$ |
| - Perméabilité des aimants | $\mu_r = 1$ |
| - Nombre de conducteurs dans une encoche | $N = 40$ |
| - Intensité du courant de phase | $I = 5 \text{ A}$ |
| - Nombre d'encoches statoriques | $Z = 24$ |
| - Ouverture de l'encoche statorique | $\xi = (1/3) \tau_D$ |
| - Rayon externe de la machine | $R_4 = 48.00 \text{ mm}$ |
| - Rayon d'alésage | $R_3 = 28.00 \text{ mm}$ |
| - Rayon du fer rotorique | $R_1 = 10.00 \text{ mm}$ |
| - Epaisseur de l'entrefer | $e = 0.5 \text{ mm}$ |
| - Épaisseur des aimants | $e_a = 3 \text{ mm}$ |
| - Longueur active | $L_u = 50 \text{ mm}$ |

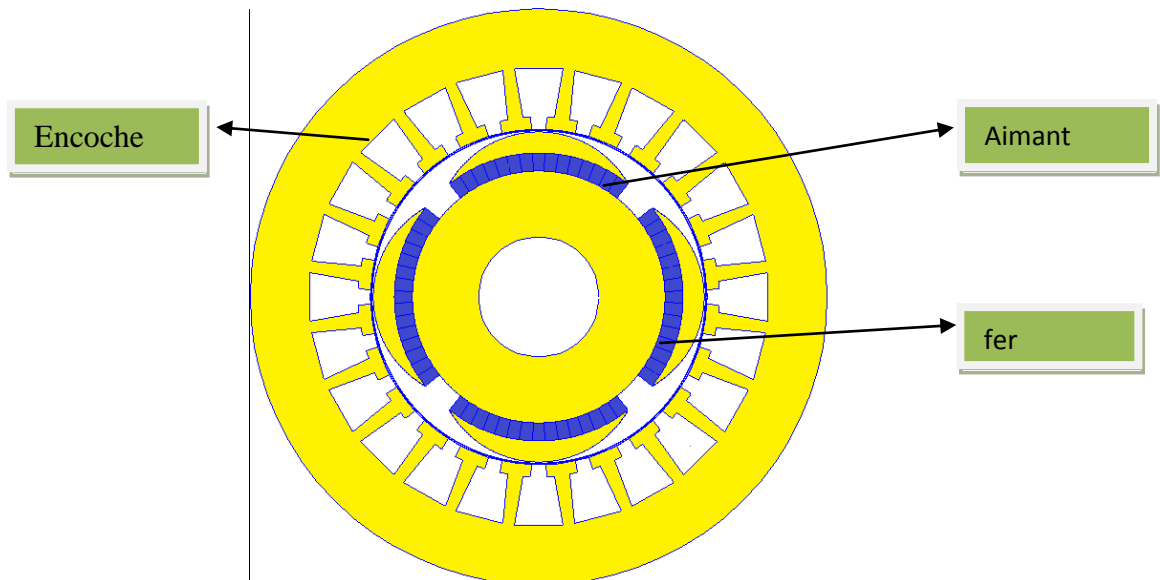


Figure. II.4 Structure initiale de machine synchrone à concentration de flux avec 24 encoches et de 4-pôles.

II.5. Etude du champ dans l'entrefer

II.5.1 Induction magnétique à vide (un stator lisse différentes ouvertures des aimants)

On considère, le fonctionnement à vide. Les figures représentent à répartition de l'induction radiale et tangentielle au niveau du milieu de l'entrefer en fonction de la position angulaire pour différentes ouvertures et différentes hauteur

II.5.1.1. Influence de différentes ouvertures

Les Figure (II.5), (II.6) représente la distribution de l'induction radiale et tangentielle créée par l'aimantation radiale en fonction des ouvertures des aimants au niveau de l'entrefer. Elle montre que l'amplitude de l'induction est proportionnelle à ouverture de l'aimant utilisé.

La variation de l'ouvertures des aimants influe également sur les valeurs de l'induction efficace et de l'induction maximale. En effet, ces grandeurs augmentent avec l'ouverture des aimants jusqu'à une certaine valeur comme le montre la Figure. II.8

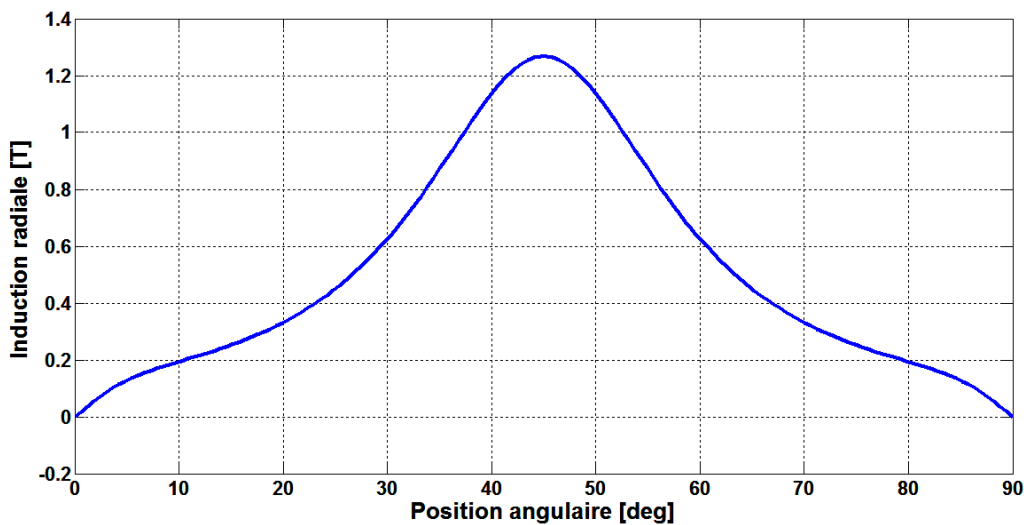


Figure. II.5 répartition de l'induction normale dans l'entrefer (ouv , 100% et hauteur des aimants égale 3 mm)

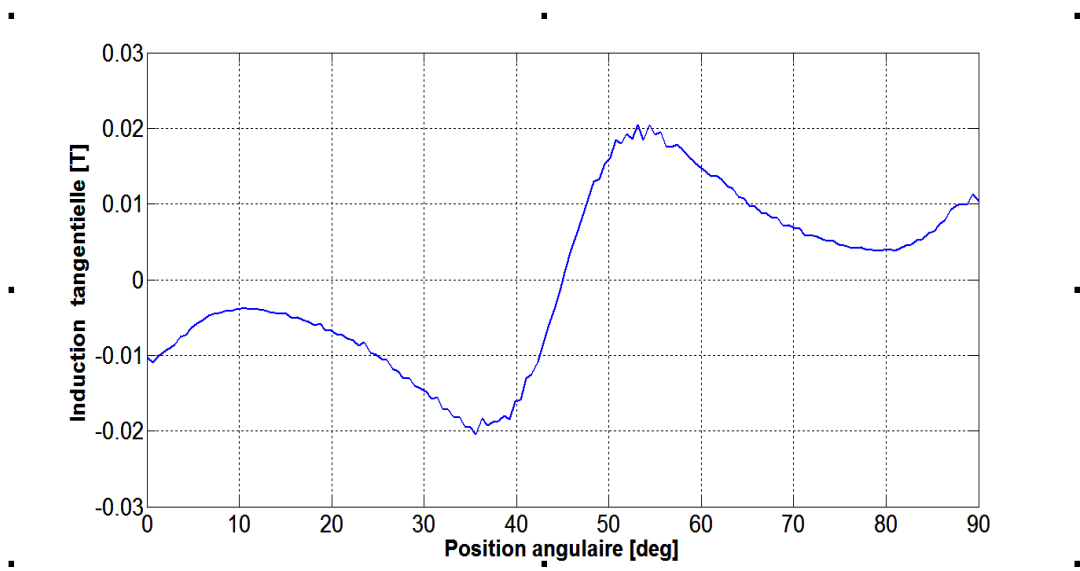


Figure. II.6 repartition de l' iduction tengentielle dans l' entrefer (ouv ,100%)

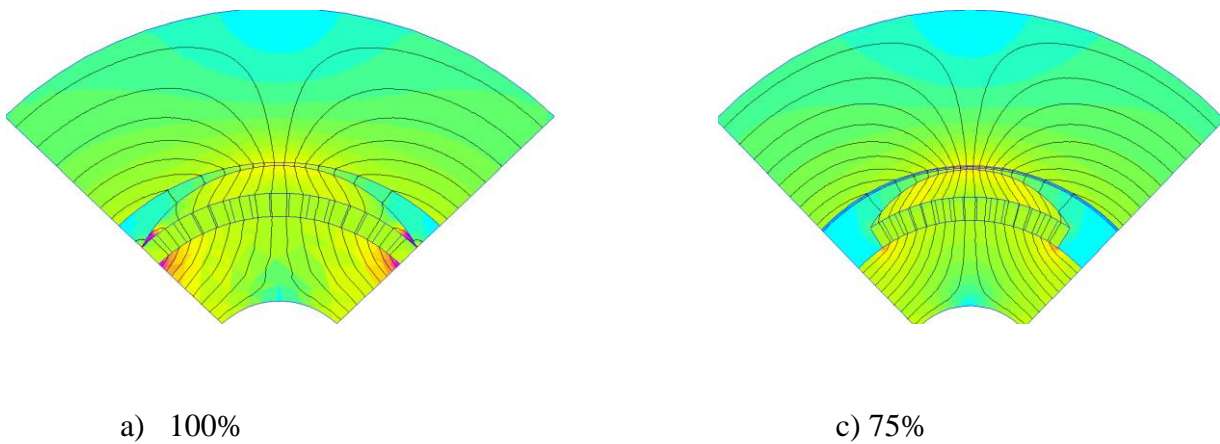


Figure. II.7 Distribution du Champ magnétique pour différentes ouvertures des aimants

Dans cette partie, nous considérons uniquement le champ dû aux aimants. Les lignes et les densités de champ pour les différentes ouvertures des aimants, sont montrées sur (Figure. II.7). Les lignes de champ sont perpendiculaires à la surface du rotor et parallèles les uns aux autres à l'intérieur du rotor. Ils traversent l'entrefer et pénètrent perpendiculairement dans le stator. Ces lignes de champ suivent exactement l'orientation de l'aimantation des aimants.

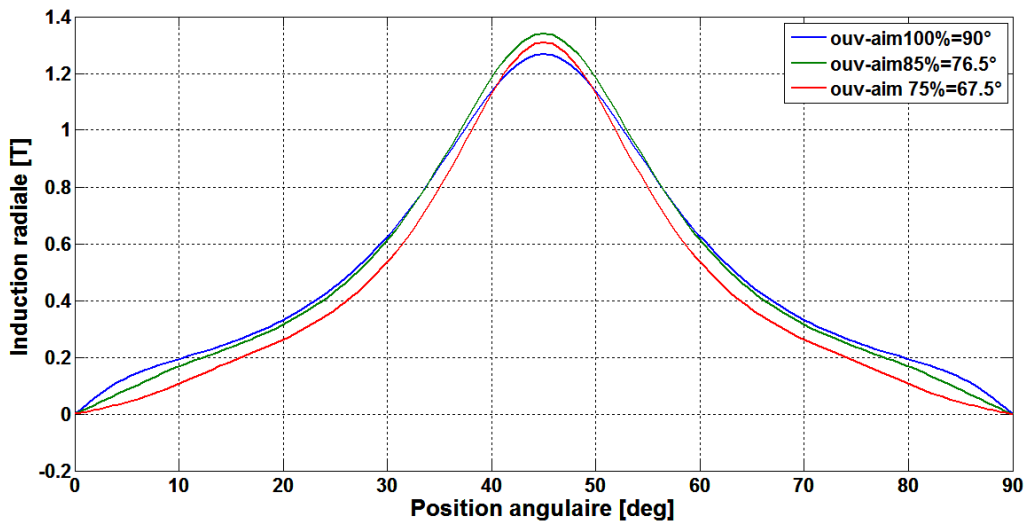


Figure. II.8 répartition de l'induction magnétique radiale au milieu l'entrefer pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm)

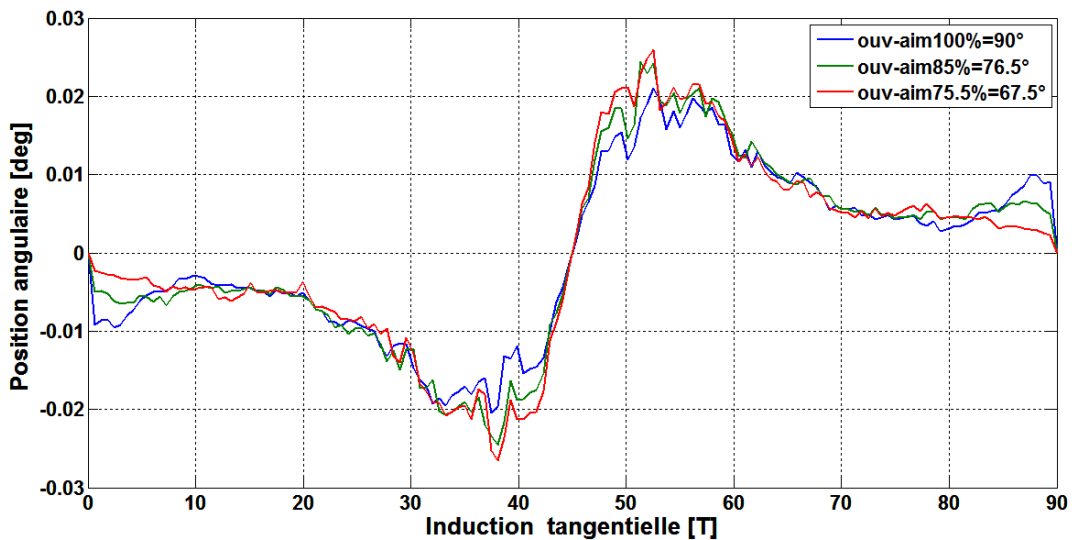


Figure. II.9 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes ouvertures (hauteur des aimants égale 3 mm)

La forme de l'induction normale proche de la forme sinusoïdale, l'amplitude de cette induction est très grande par rapport à celle tangentielle (Figure. II.9) et (Figure. II.8)

II.5.1.2. Influence de la hauteur des aimants

La Figure (II.11) et (II.12) représente la variation de l'induction radiale et tangentielle créée par L'aimantation radiale en fonction de l'épaisseur des aimants au niveau de l'entrefer. Elle montre que l'amplitude de l'induction est proportionnelle à l'épaisseur de l'aimant utilisé.

La variation de l'épaisseur des aimants influe également sur les valeurs de l'induction moyenne et de l'induction maximale. En effet, ces grandeurs augmentent avec l'épaisseur des aimants jusqu'à une certaine valeur comme le montre la (Figure.II.11)

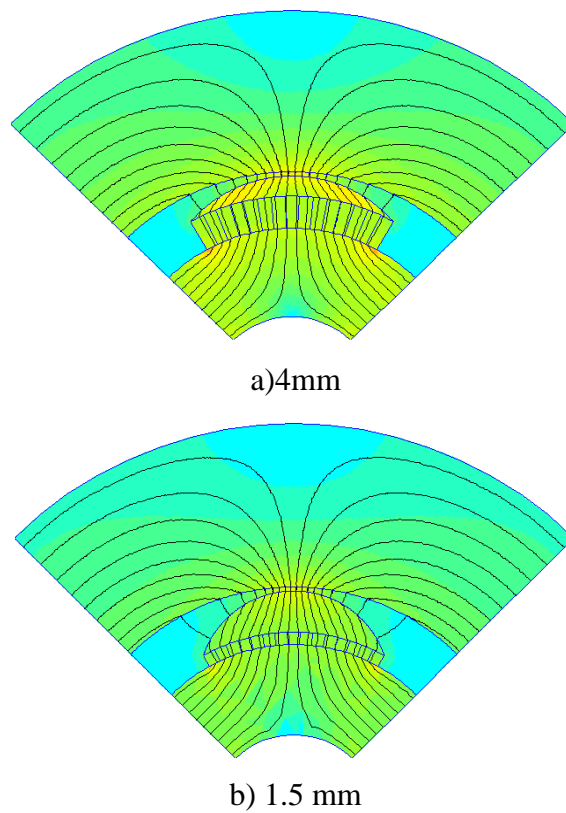


Figure. II.10 Distribution du Champ magnétique pour différentes Hauteur des aimants

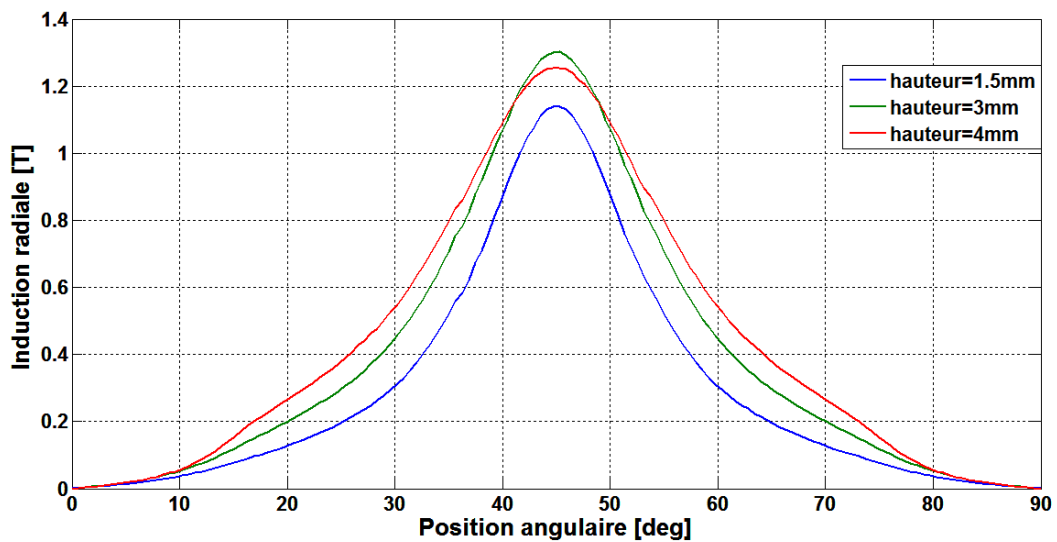


Figure. II.11 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer pour différentes Hauteur (ouverture des aimants égale 65%)

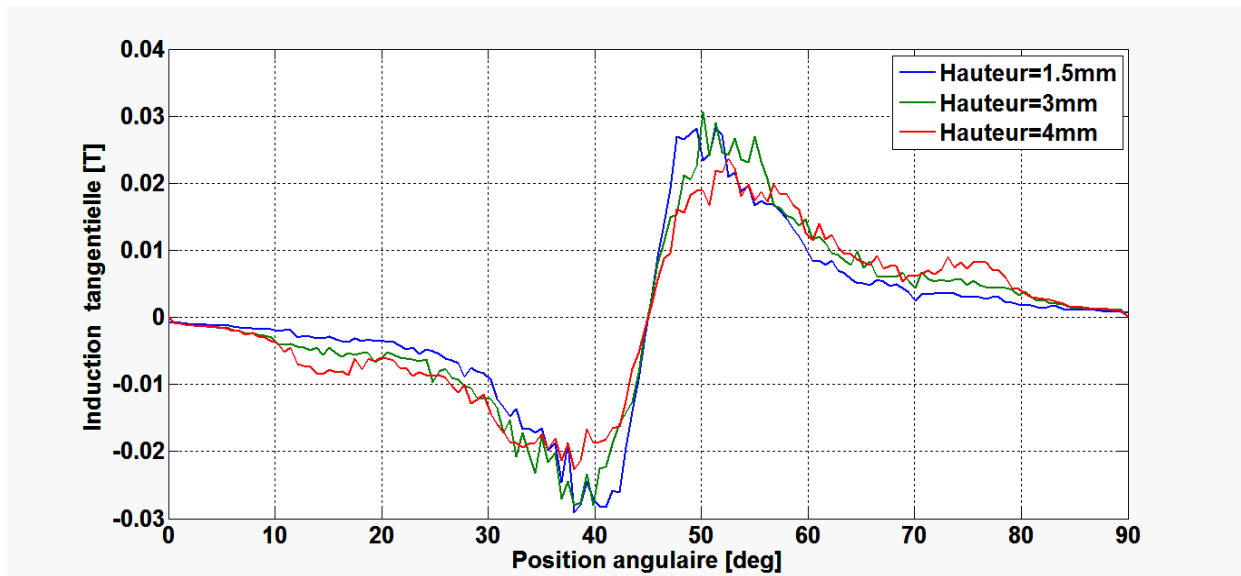


Figure. II.12 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes ouvertures (ouverture des aimants égale 65%)

Même remarques pour la répartition de l'induction magnétique radiale et tangentielle Figure(II.11) La forme est plus proche de la sinusoïde. L'amplitude de l'induction magnétique radiale est très grande devant l'induction tangentielle.

II.5.2. Induction magnétique à vide (un stator avec encoches)

On considère que les enroulements statoriques ne sont pas alimentés, donc c'est le fonctionnement à vide. Les Figure (II.6), (II.7) représentent respectivement la répartition de l'induction radiale et tangentielle pour les différentes ouvertures et Les Figure(II.19), (II.20) représentent respectivement la répartition de l'induction magnétique radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes hauteur.

On constate qu'il y a une grande différence avec la forme de l'induction représentée un stator lisse. Sous une hypothèse simplificatrice, on a considéré le stator lisse ce qui n'est pas le cas réel de la machine étudiée qui possède des encoches dans lesquelles sont logés les enroulements statoriques.

La présence des encoches fait apparaître des ondulations au niveau des intervalles qui sont situés en face des encoches car la reluctance dans ce cas est variable à cause de la variation de l'entrefer magnétique (aimant + vide). Même, cette variation aussi va créer une fonction désignée sous le terme de perméance complexe définie au niveau de l'entrefer. Grâce à cette fonction, on peut calculer les grandeurs électromagnétiques dans le plan réel de la machine en multipliant cette dernière par les grandeurs déterminées prochainement.

Les paramètres principaux qui ont une influence sur la forme de l'induction sont l'épaisseur et ouverture des aimants. Les autres paramètres sont considérés constants.

II.5.2.1. Influence de différentes ouvertures

Les encoche sont une influence sur la répartition de l'induction comme les montres la Figure suivent :

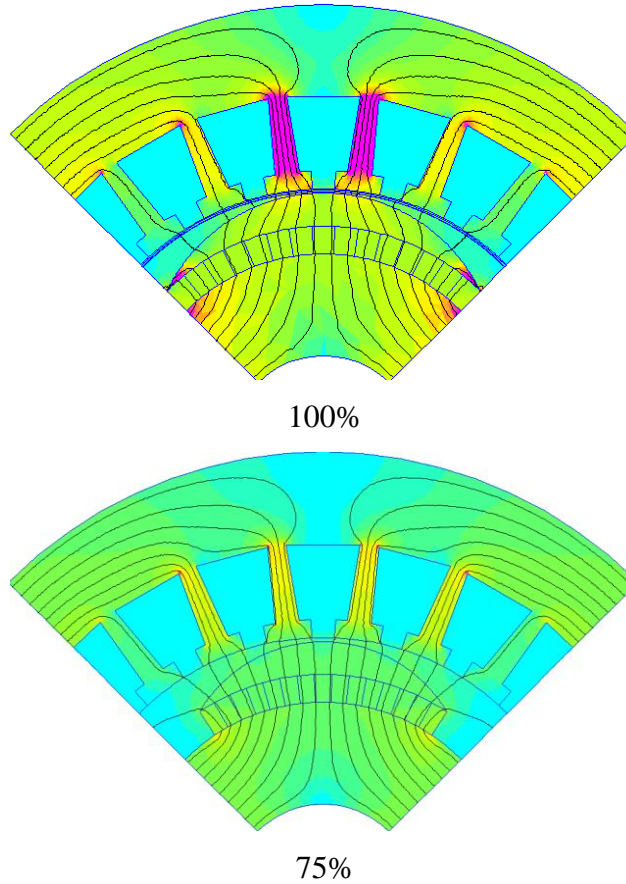


Figure. II.13 Distribution du Champ magnétique de l'entrefer pour différentes ouvertures

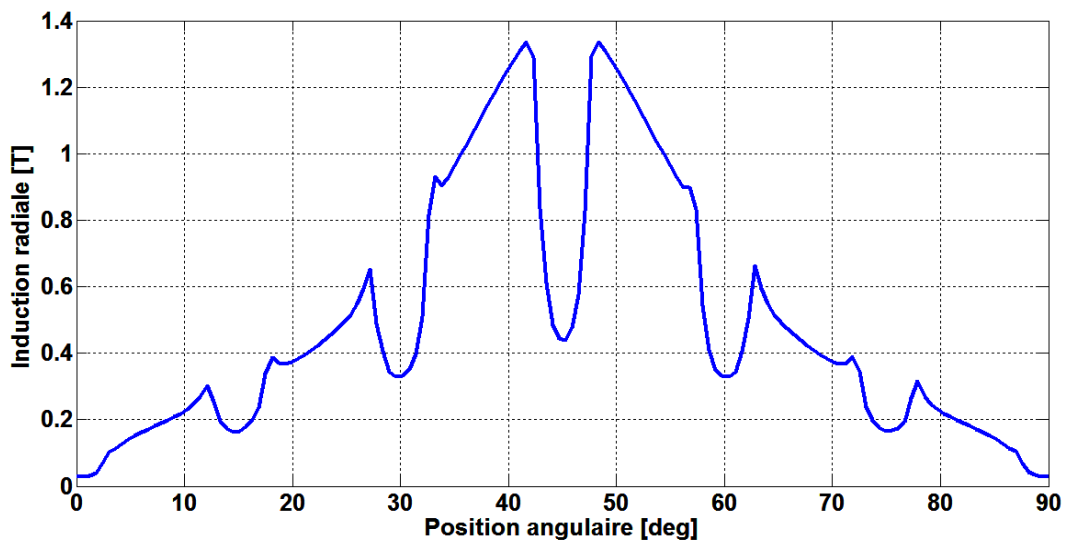


Figure. II.14 Répartition de l' iduction radiale dans l'entrefer (ouv, 100%)

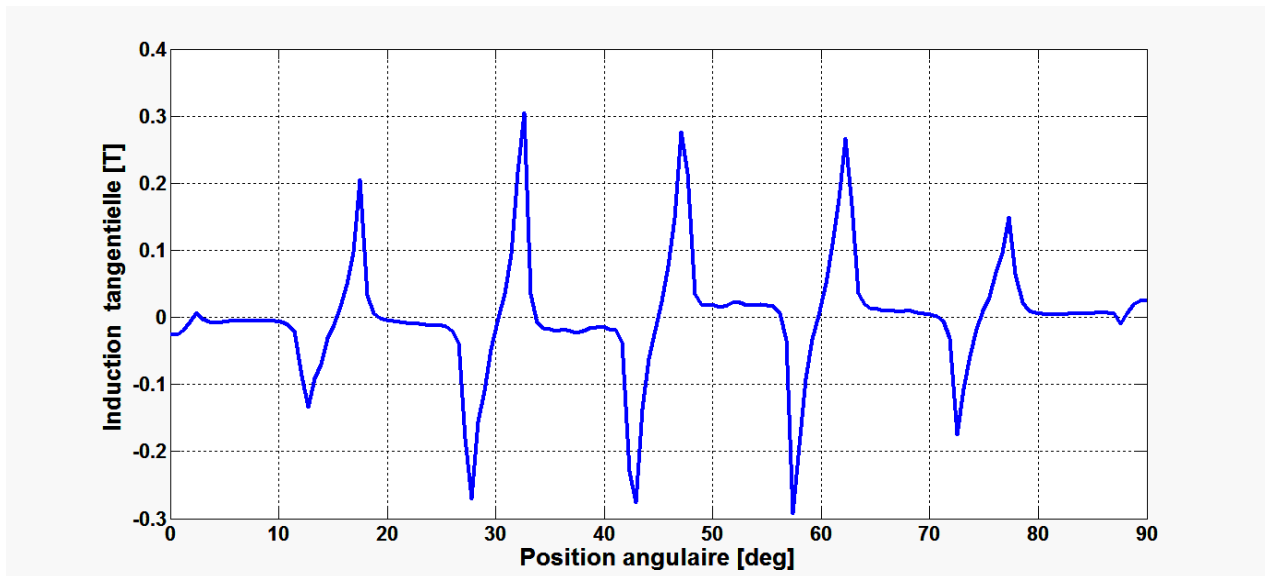


Figure. II.15 Répartition de l' iduction tangentielle dans l'entrefer (ouv, 100%)

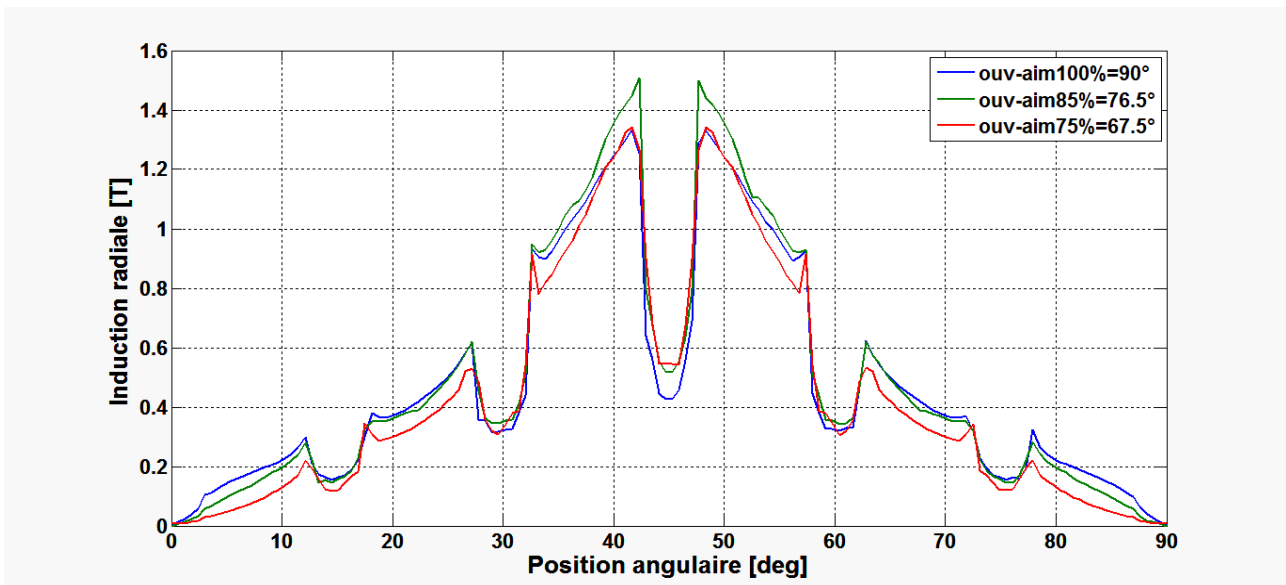


Figure. II.16 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer pour différentes ouvertures (hauteur des aimants égale 3 mm)

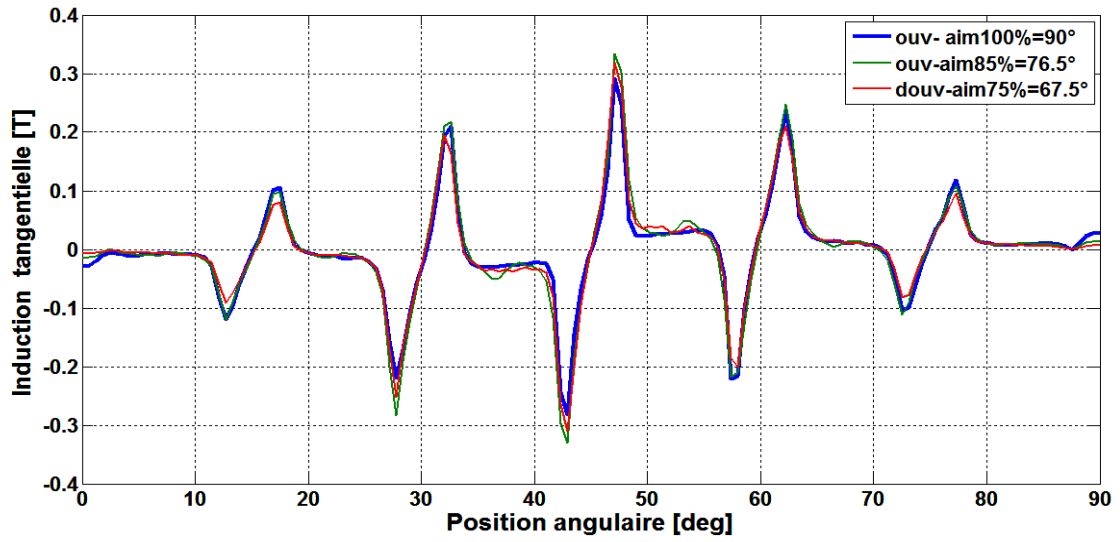
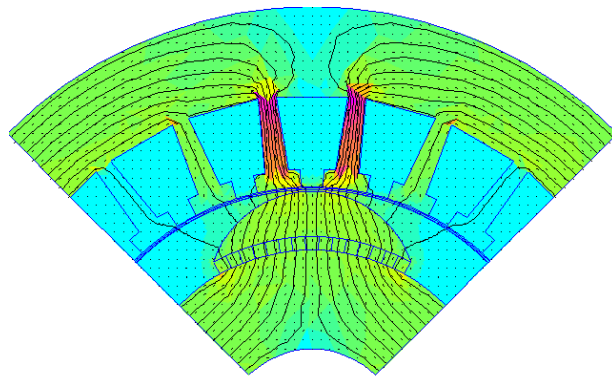
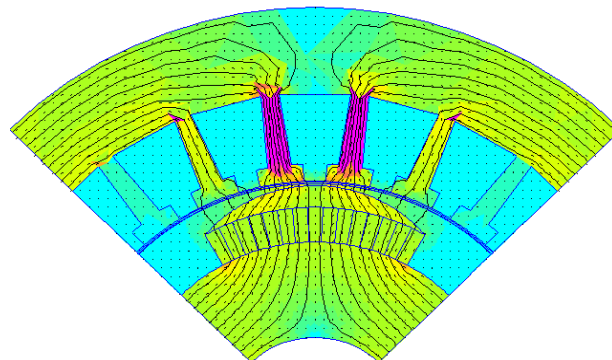


Figure. II.17 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes ouverture

II.5.2.1. Influence de la hauteur des aimants



a) 3mm



b) 4mm

Figure. II.18 Distribution du Champ magnétique de l'entrefer pour différentes ouvertures

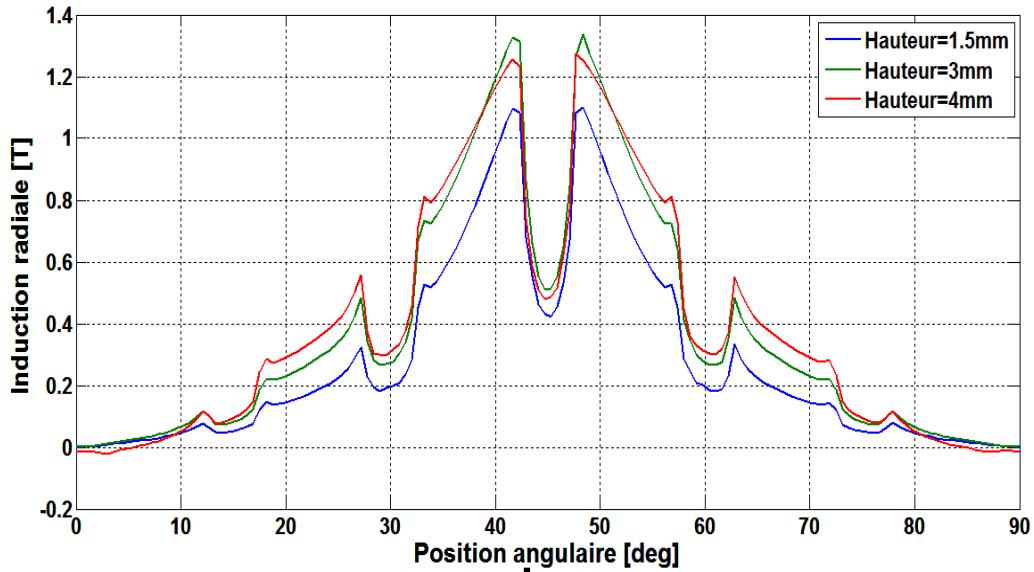


Figure.II.19 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer pour différentes Hauteur (ouverture des aimants égale 65%)

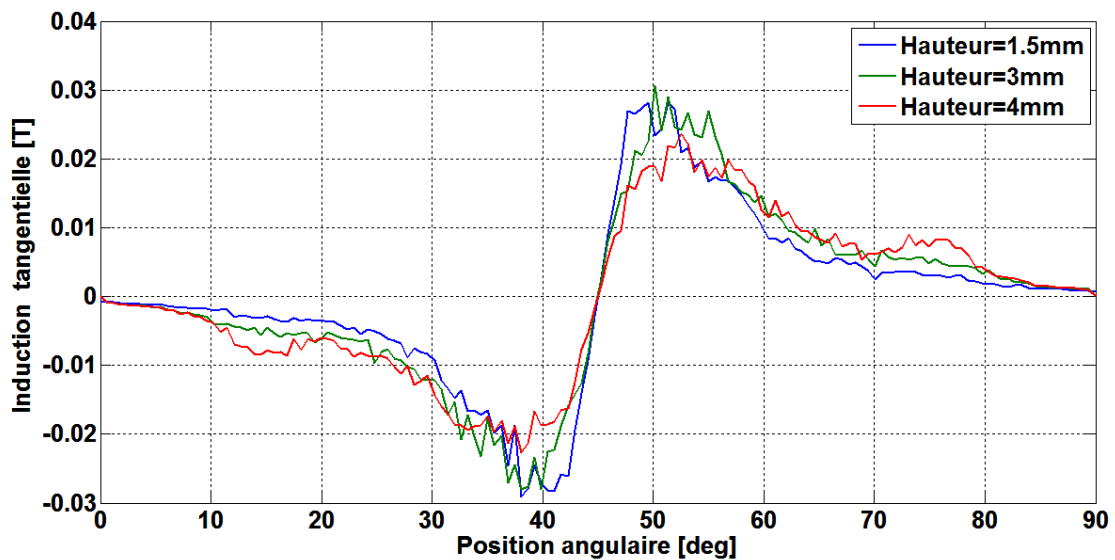


Figure. II.20 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer pour différentes ouvertures (ouverture des aimants égale 65%)

II.6.Calcul du couple de détente

La présence du couple de détente est une préoccupation majeure dans la conception des machines à aimants permanents, car il ajoute des harmoniques indésirables au couple pulsatoire. Ainsi les ondulations du couple sont principalement dues aux fluctuations de la distribution de champ dans l'entrefer qui dépend de la structure magnétique du moteur

Le couple de détente des moteurs à aimants est toujours un sujet difficile pour l'analyse. Bien qu'il existe de nombreuses références, qui ont étudié le problème du couple de détente.

La période du couple de détente dépend de la combinaison encoche / pôle du moteur. Cependant, ce couple est calculé avec une simulation de multi-position et en absence du courant.

Le calcul du couple se fait à vitesse constante qui est choisie pour être (1/6 tr/mn) ce qui correspond à un degré par seconde mécaniques. L'angle du rotor sera variable d'un pas d'encoche (pas dentaire) est ($360^\circ / 24\text{encoches} = 15^\circ$), la position du rotor est variable avec un pas de 1° .

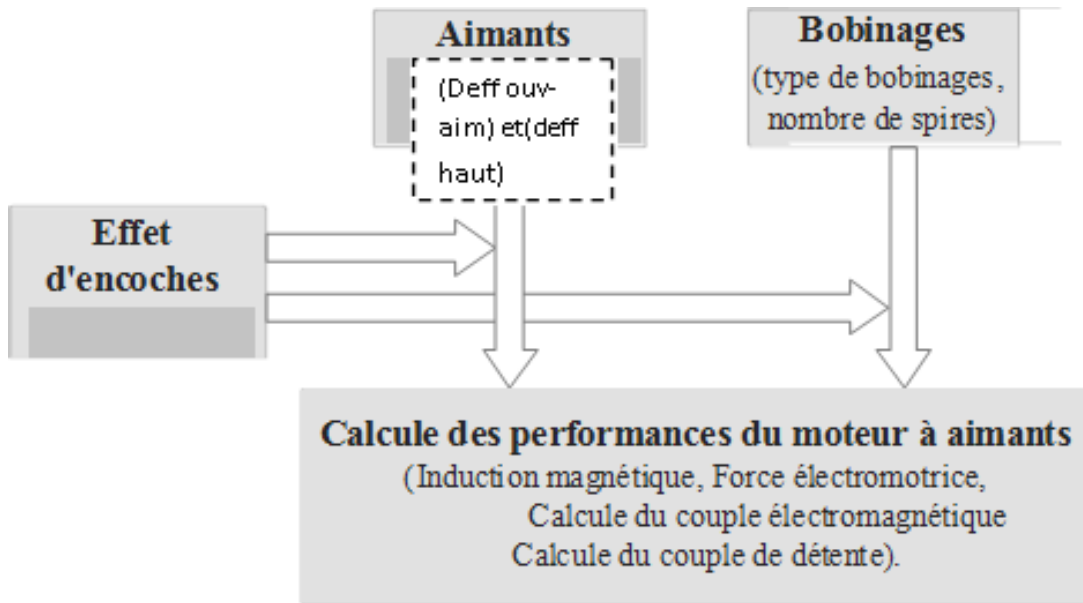


Figure. II.21 Calcul des performances du moteur à aimants en présence de l'effet des encoches.

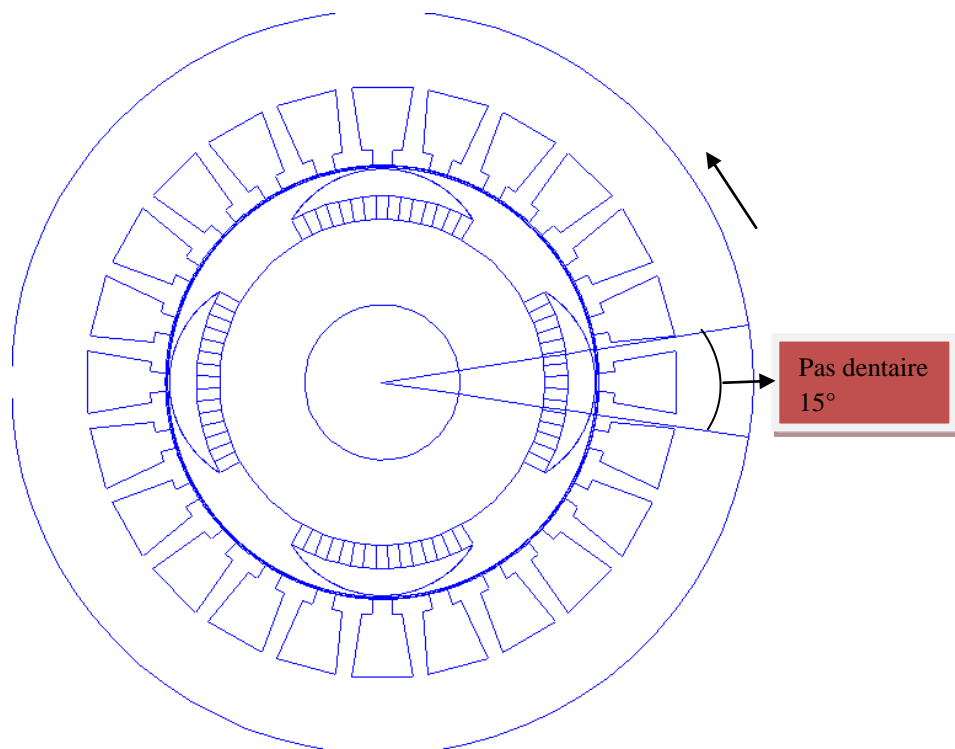


Figure. II.22 Modèle pour calculer le couple de détente.

II.6.1. Influence de différentes ouvertures sur le couple de détente

Pour les inducteurs à aimantation radiale, l'ouverture de l'arc polaire influence directement sur la forme et l'amplitude du couple de détente comme le montre la Figure(II.23). Sur la Figure on observe que ce couple est fortement réduit pour certaines largeurs de l'arc polaire.

Différentes analyses par éléments finis ont permis de définir des relations liant la largeur de l'arc polaire au pas dentaire permettant ainsi d'éliminer le premier harmonique du couple de détente [13],



Figure. II.23 couple de détente pour une différente ouverture des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm)

| Différente ouverture des aimants (%) | Valeur max (N .m) |
|--------------------------------------|-------------------|
| 100 | 0.0293 |
| 85 | 0.1061 |
| 75 | 0.1191 |

Tableau II.1 valeur max du couple de détente

II.6.2. Influence de différentes hauteur sur la couple de détente

L'épaisseur des aimants a une importance sur le couple de détente que ce soit sur sa forme ou sur son amplitude comme montre la Figure (II.24). On observe que ce couple est fortement réduit pour certaine hauteur 4 mm (0.0514%)

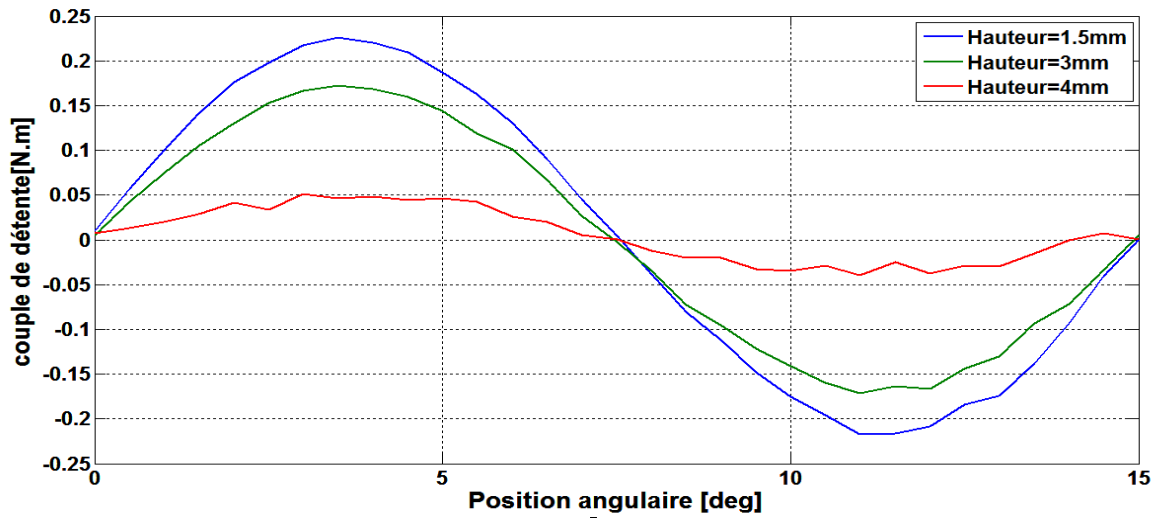


Figure. II.24 couple de dente pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%)

| Différente hauteur des aimants (mm) | Valeur max (N m.) |
|-------------------------------------|-------------------|
| 1.5 | 0.2262 |
| 3 | 0.1723 |
| 4 | 0.0514 |

Tableau .I.2 valeur max du couple de détente

II.7.Méthodes de calcul des grandeurs globales

II.7.1.Méthode de calcul flux

Pour calculer le flux par phase Φ , il nous faut définir le contour à intégrer Figure(II.25). L'expression du flux à travers le bobinage d'une phase est la suivante :

$$\phi = \int \vec{B} \cdot d\vec{s} \tag{II.3}$$

Ou encore :

$$\phi = \oint_{c(s)} \vec{A} \cdot d\vec{l} \tag{II.4}$$

Pour un calcul en 2D utilisant les éléments finis, le flux à travers une spire d'une bobine logée dans les encoches d'indice 1 et 2 (Fig. II. 25), décrit par l'équation (II. 4) se réduit à :

$$\phi = l_u (A_1 - A_2) \tag{II.5}$$

A_1 et A_2 sont respectivement les valeurs du potentiel

vectoriel dans les encoches d'indice 1 et 2. Dans le cas des machines électriques, on doit considérer tous les conducteurs en série de la bobine d'une phase contenus dans la section d'une encoche. Sachant que la perméabilité de l'air est bien inférieure à celle du fer, on peut observer sur la Figure (II.18) que les lignes de champ ne passent pas par les encoches. De là, le flux dans l'encoche est pratiquement nul.

On en déduit que le potentiel vecteur magnétique est constant dans l'encoche. Le flux à travers la bobine d'une phase s'écrit :

$$\phi = \frac{1}{S_k} \int_{S_k} A \, d\vec{s} \tag{II.6}$$

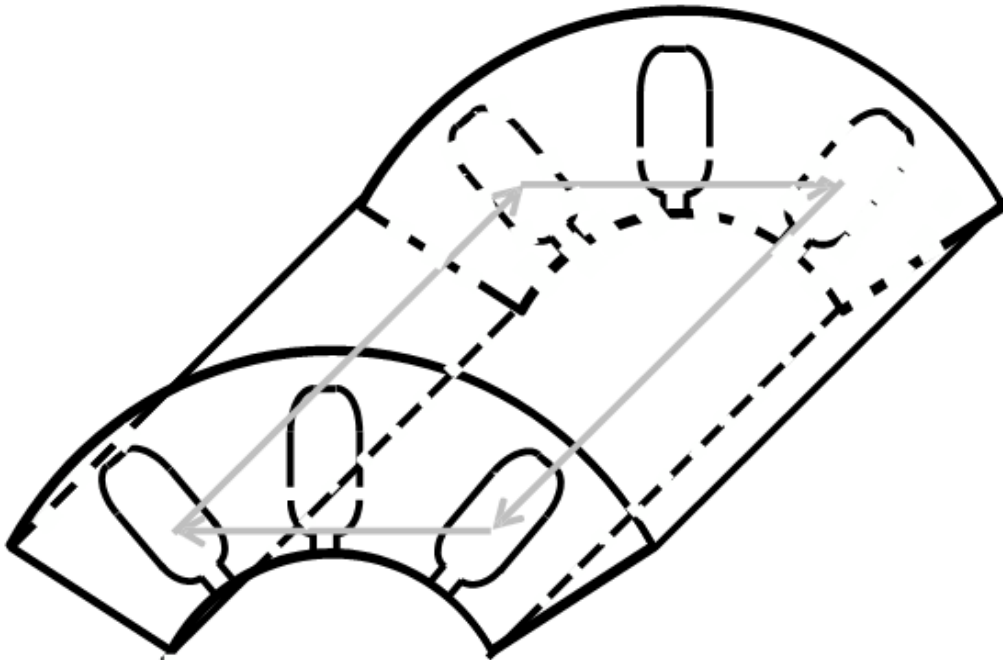


Figure. II.25 Contour d'intégration

Les Figures (II.26) et (II.27) représentent respectivement la variation du flux par la machine étudiée dans le cas réel avec un stator encoché, Pour les différentes ouvertures et hauteur

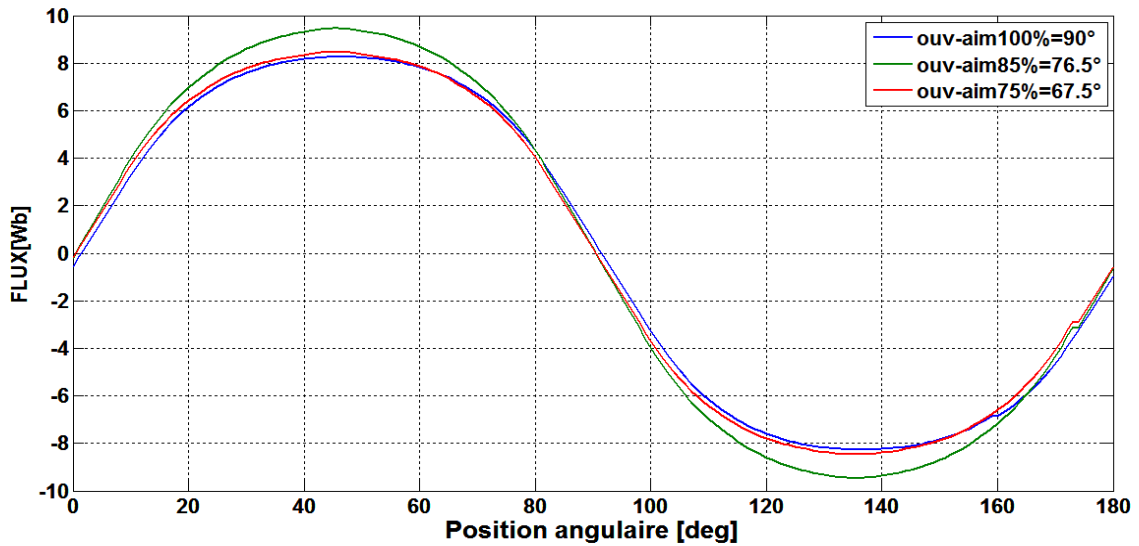


Figure. II.26 flux pour différentes ouverture des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm)

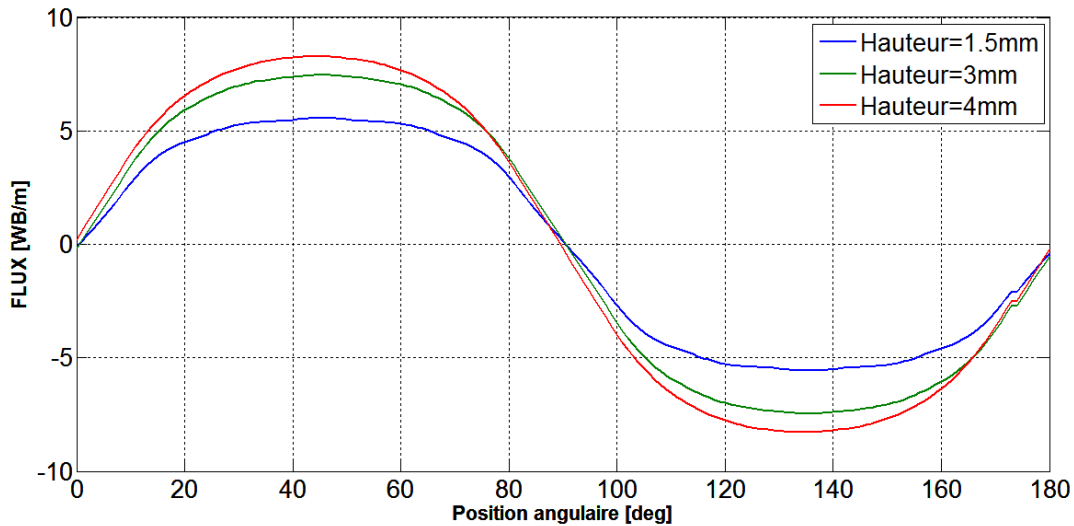


Figure. II.27 Flux pour différentes hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%)

II.7.2. Calcul des forces électromotrices

La variation de ce flux par phase en fonction du temps induit une f.c.e.m par phase qui s'exprime par la loi de Faraday, tel que :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \tag{II.7}$$

Par approximation de la dérivée, l'expression de la f.c.e.m peut s'écrire :

$$e = -\frac{\Delta\phi}{\Delta t} = -\frac{\Delta\phi}{\Delta\theta} \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \tag{II.8}$$

Avec

θ : Angle de rotation mécanique

$\Omega = \frac{\Delta\theta}{\Delta t}$: Vitesse de rotation mécanique en radian/seconde.

$\frac{\Delta\phi}{\Delta\theta}$: Variation du flux envoyé par les aimants rotoriques à travers une phase statorique, qui correspond à la f.c.e.m d'une phase par unité de vitesse.

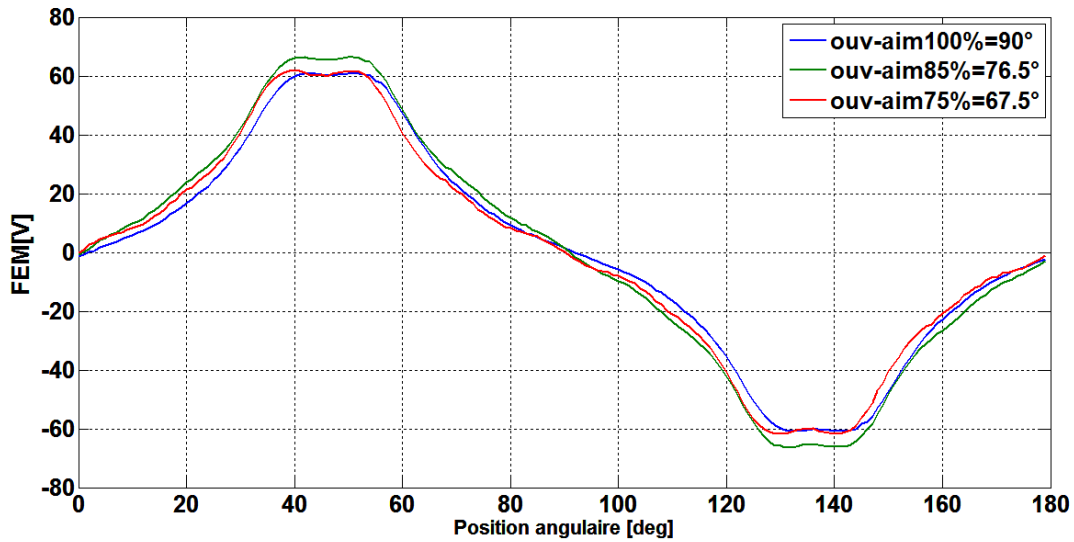


Figure. II.28 FEM pour une différente ouverture des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm)

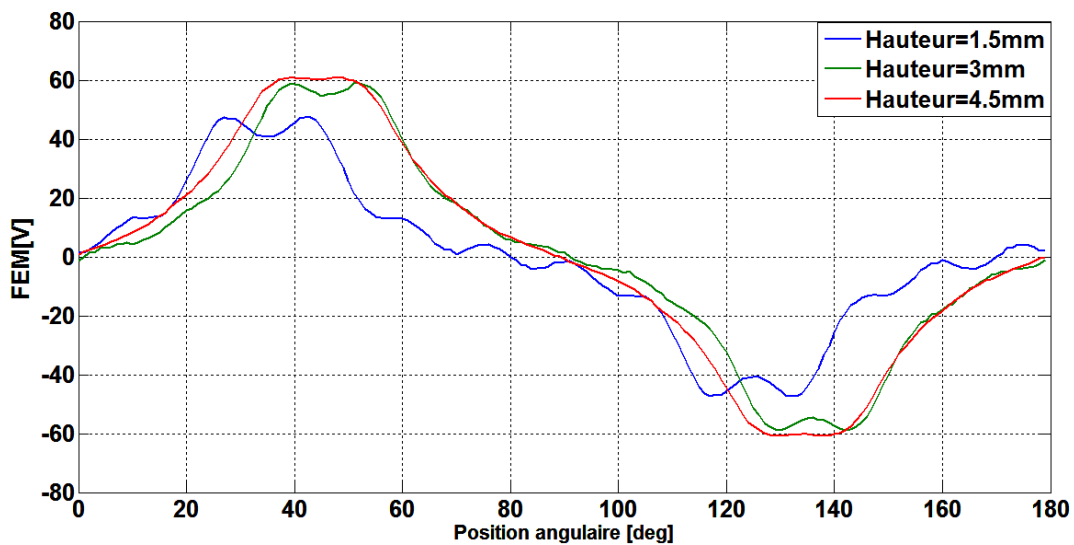


Figure. II.29 FEM pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%)

Finalement, la dérivée centrée de l'allure du flux en fonction de la position rotorique permet de déterminer l'allure de la f.c.e.m par unité de vitesse.

Afin d'exprimer la f.c.e.m en Volts, d'après l'expression (II.8), cette dernière est multipliée par la vitesse de rotation en radian/seconde

Les Figures (II.28) et(II.29) représentent respectivement la FEM, pour différentes ouvertures et hauteur.

II.7.3. Calcule le couple Électromagnétique

Les machines MSAP à forces électromotrices sinusoïdales sont généralement triphasées, et présentent lors de leur rotation des f.é.m. proche sinusoïdales. Si nous alimentons la machine par un système de trois courants triphasés de même pulsation que les f.é.m. (afin d'assurer le synchronisme entre le champ tournant statorique et le champ rotorique), ayant pour expression

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Il est alors possible de calculer le couple fourni par la machine :

$$C_{em} = \frac{e_1 i_a + e_2 i_b + e_3 i_c}{W}$$

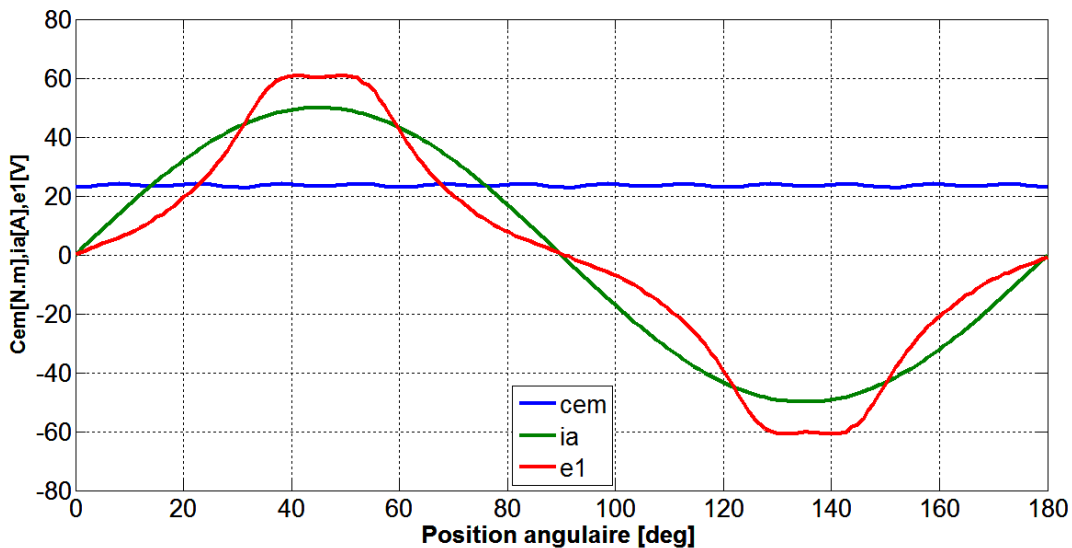


Figure. II.30 Allures du courant de phase, de la f.c.e.m et du couple Électromagnétique.

II.7.3.1.Taux d'ondulation du couple résultant

Certaines applications exigent un couple avec un minimum d'ondulation.Nous cherchons à

minimiser ces ondulations provoquées par la structure étudiée. La d’ondulation est défini par :

$$T(\%) = \frac{C_{max} - C_{min}}{C_{moy}} 100$$

Nous considérons un paramètre qui nous permet de réduire le taux d’ondulation du couple résultant à savoir l’ouverture et la hauteur des aimants. Les Figures (II.31) et(II.32) représentent respectivement le couple électromagnétique pour les différentes ouvertures et hauteurs.

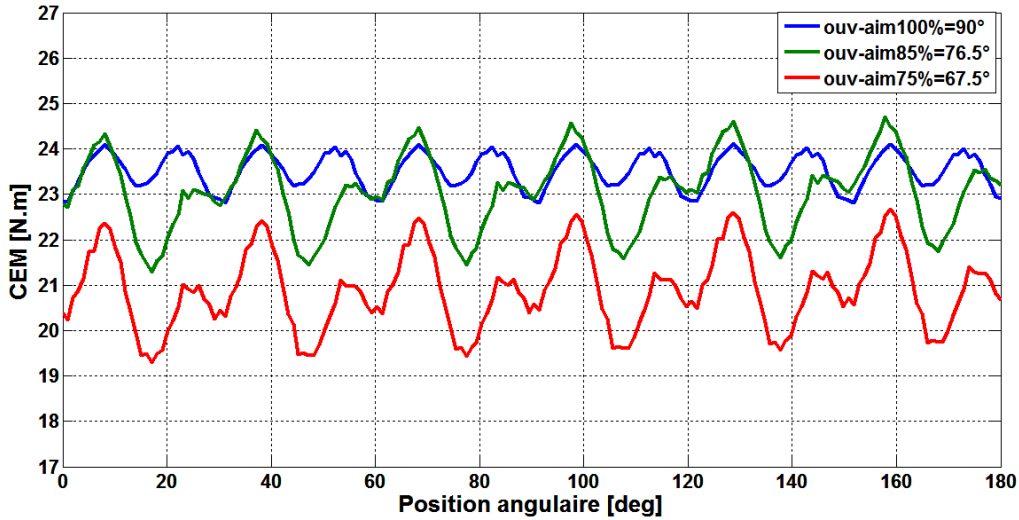


Figure. II.31 Couple électromagnétique pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm)

| Ouverture des aimants(%) | Taux d’ondulation T(%) | C_{moy} (N.m) |
|--------------------------|------------------------|-----------------|
| 100% | 5.5643 | 23.5240 |
| 85% | 14.8089 | 22.4538 |
| 75% | 16.2173 | 20.8865 |

Tableau .II.3 valeur moyenne du couple électromagnétique et Taux d’ondulation

Les couples électromagnétiques développés par la machine pour différente ouverture des aimants sont données sur la figure (II.31), sa valeur moyenne égale au couple résistant imposé. Sa forme n’est lisse, elle présente des ondulations importantes avec un taux indiqué selon les tableaux(II.3) et (II.4), nous remarquons ainsi que lorsque les aimants sont jointifs entre eux, le taux d’ondulations donne des valeurs très réduites.

La valeur moyenne du couple électromagnétique est influencée par le volume de l’aimant employé, nous remarquons cette concrétisation sur le tableau ci-dessus.

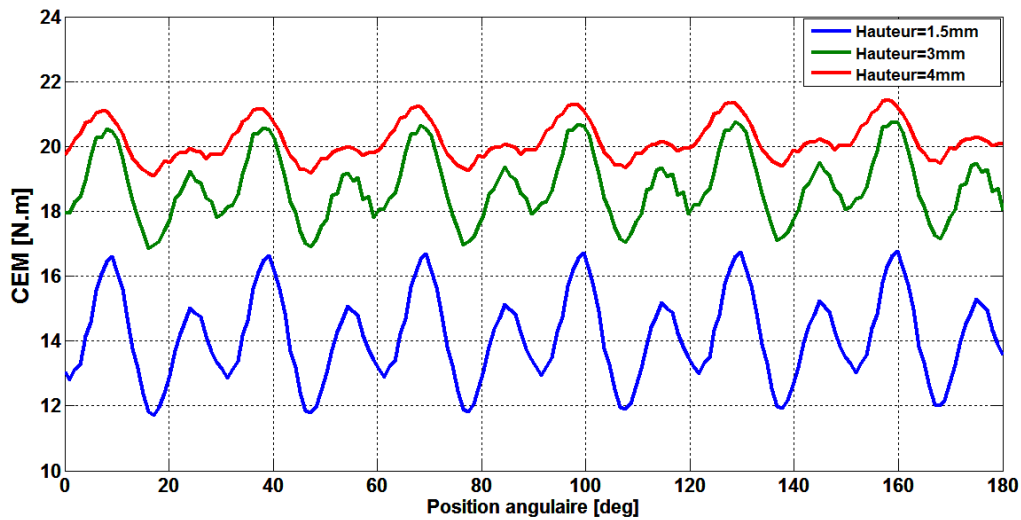


Figure. II.32 Couple électromagnétique pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%)

| Hauteur des aimants (mm) | Taux d'ondulation T(%) | C_{moy} (N .m) |
|--------------------------|------------------------|------------------|
| 1.5 | 35.8508 | 14.1318 |
| 3 | 20.9341 | 18.7666 |
| 4 | 11.5848 | 19.1122 |

Tableau .II.4 valeur moyenne du couple électromagnétique et Taux d'ondulation

Les couples électromagnétiques développés par la machine pour différente hauteur des aimants sont donnés par la figure (II.32), sa valeur moyenne égale au couple résistant moyen. Sa forme n'est lisse, elle présente des ondulations importantes avec un taux de 35 % pour une hauteur de 1.5mm (ondulation est).

II.8.Type d enroulement de la machine

L'allure de la force électromotrice (FEM) de la machine dépend beaucoup du type d'enroulement utilise .Ainsi, dans le cas de BDCM, pour obtenir une FEM trapézoïdale , il est nécessaire d'utiliser un bobinage diamétrale a simple couche

Pour un nombre d'encoches par pôle et par phase q entier, donné par $q = \frac{z}{3.2P}$

Z : un nombre d'encoches (24), q=2.

P = nombre de pair de pôle

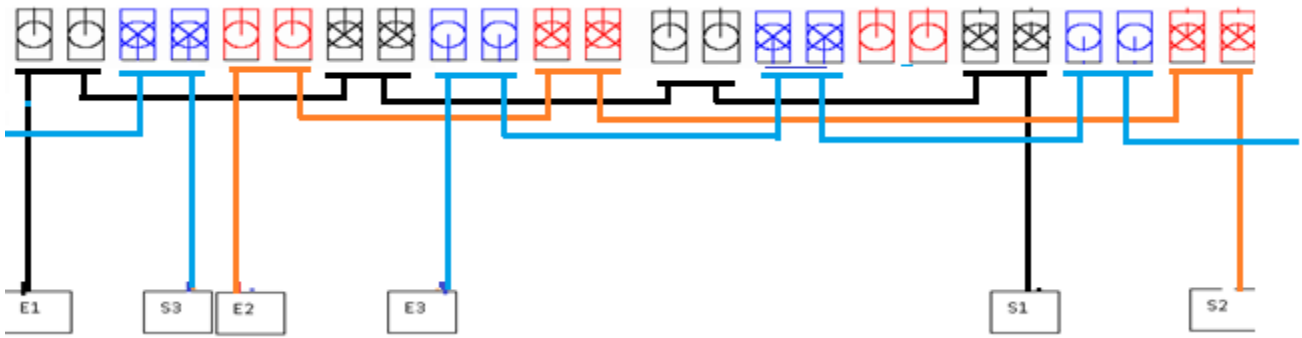


Figure. II.33 Bobinage triphasé à pas diamétral à $z=24$, $q=2$

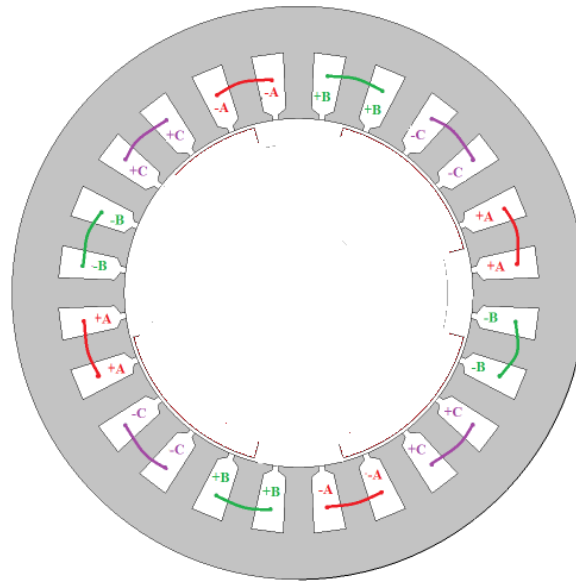


Figure. II.34 La configuration des enroulements statorique d'uneMSAP

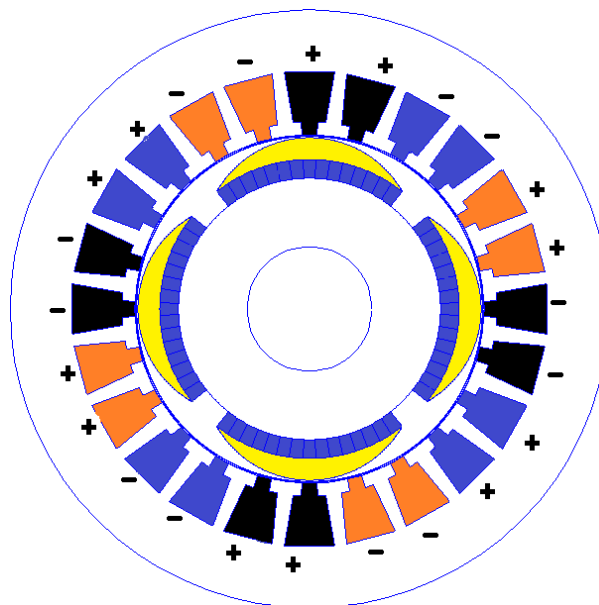


Figure. II. 35 La configuration des enroulements d'uneMSAPà4 pôles.

II.8.1 Cas d'alimentation (BDCM)

BDCM ou BLDC, alimentées par des créneaux de courant de durée égale à 120°

phase1= 0 phase 2= $-I_{max}$ phase3= I_{max}

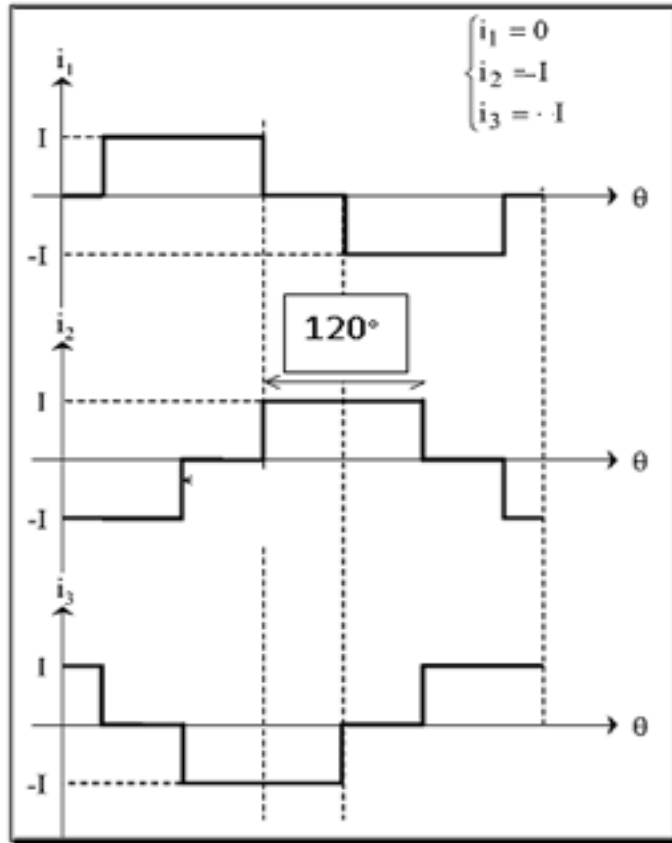


Figure. II.36 Allure des courants dans les trois phases (des créneaux de courant de durée égale à 120°)

II.8.1.1 Induction magnétique due aux statoriques statoriques seuls (BDCM)

Dans ce cas, nous ne tenons pas compte de position relative des aimants par rapport au champ statoriques, du fait que nous avons pris en considération les courants statoriques. Montre la répartition des deux composantes de l'induction magnétique dans l'entrefer

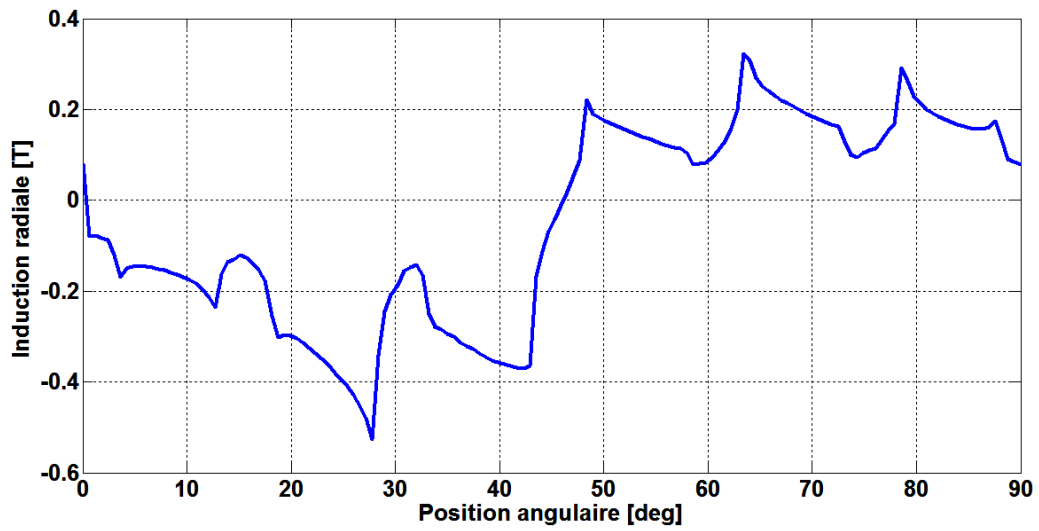


Figure. II.37 Répartition de l' induction normale dans l'entrefer due aux courants statoriques (ouv ,90°et hauteur des aimants égale 3 mm, cas d'une BDCM)

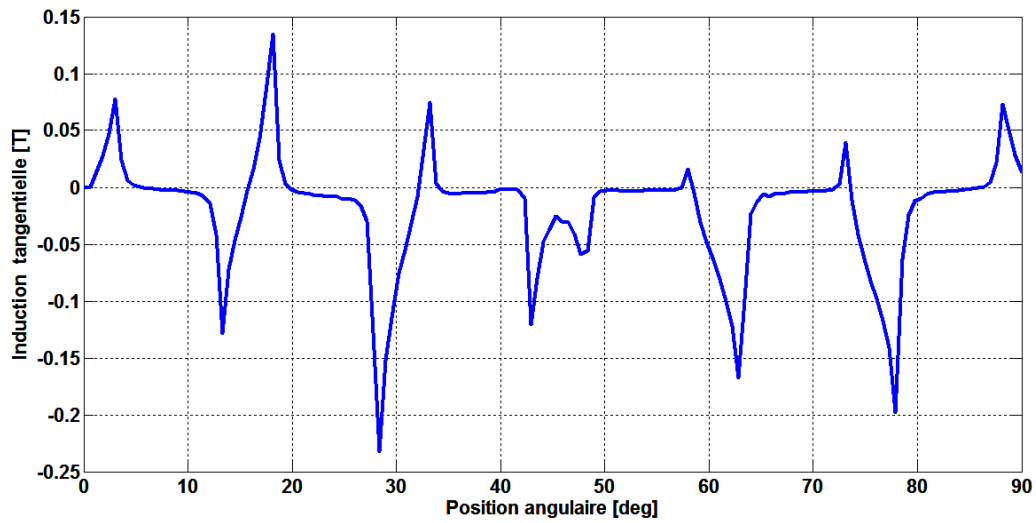


Figure. II.38 Répartition de l' induction tangentielle dans l' entrefer due aux courants statoriques (ouv ,100°et hauteur des aimants égale 3 mm, cas d'une BDCM)

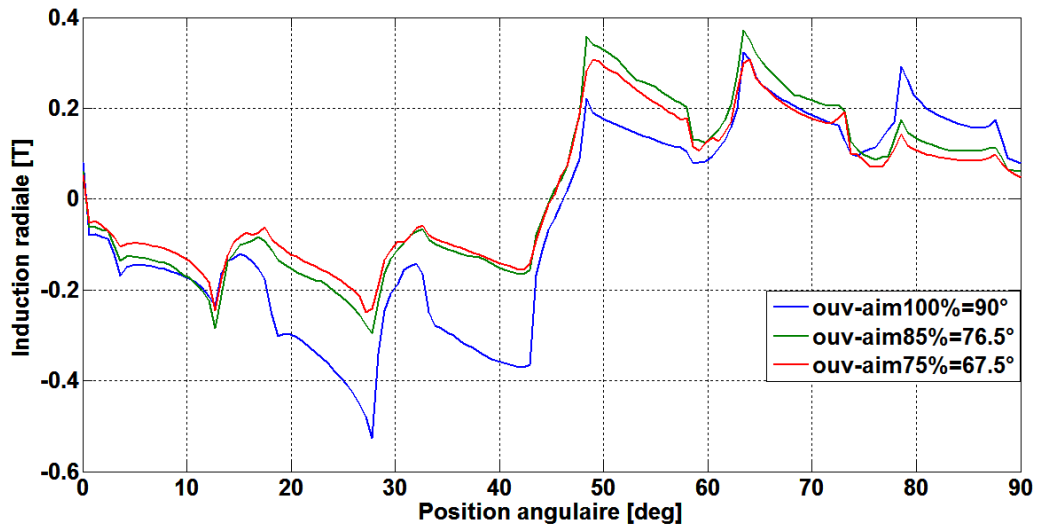


Figure. II.39 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques ouvertures des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm, cas d'une BDCM)

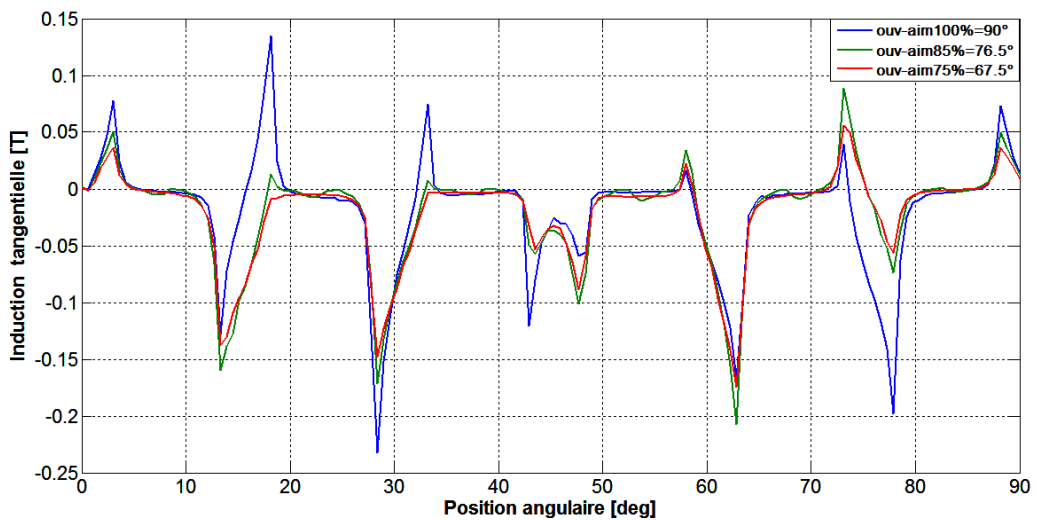


Figure. II.40 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques pour différentes ouvertures (hauteur des aimants égale 3 mm, cas d'une BDCM)

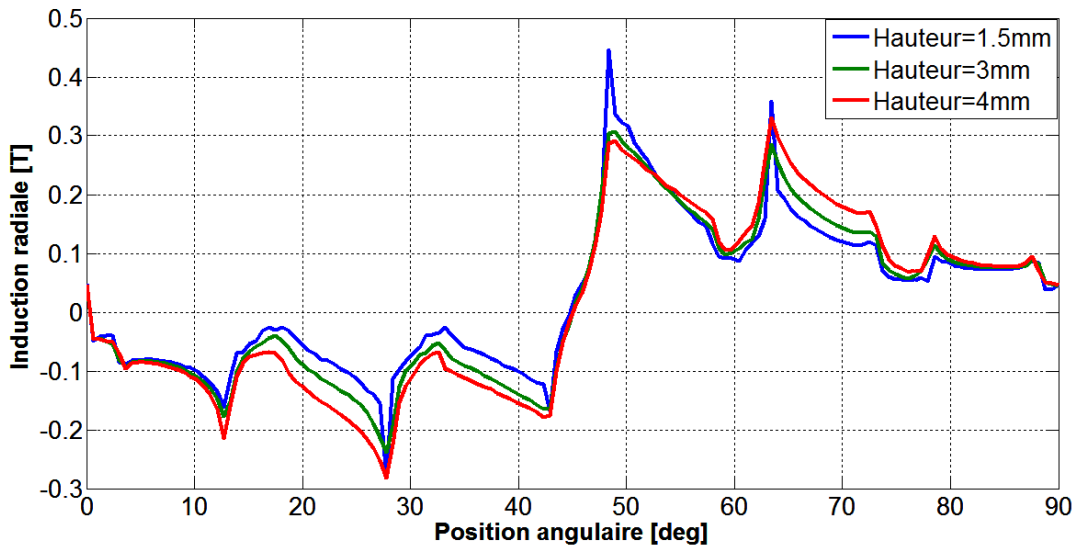


Figure. II.41 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entreferdue aux courants statoriques pour différentes hauteur (ouverture des aimants égale 65%, cas d'une BDCM)

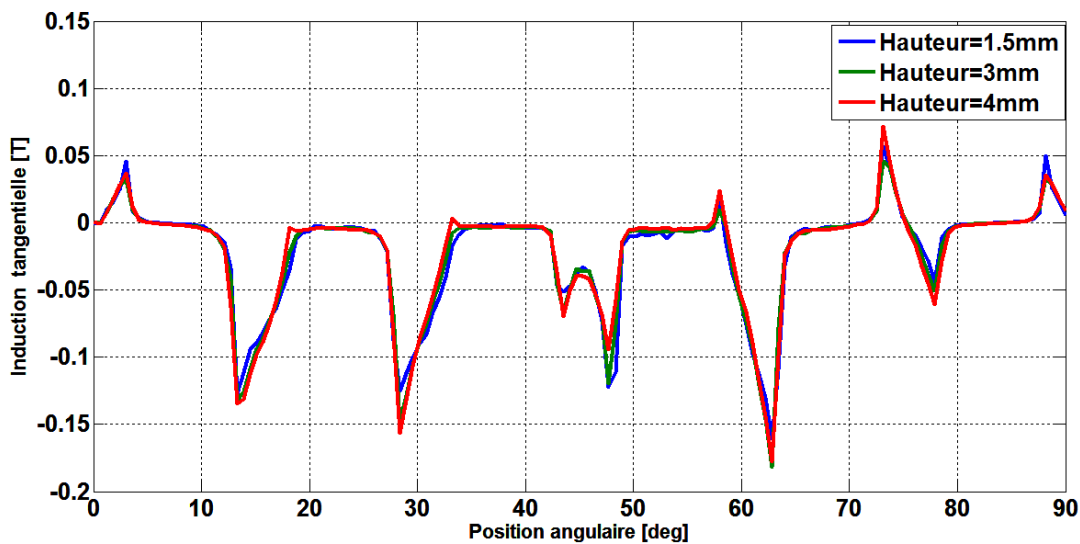


Figure. II.42 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entreferdue aux courants statoriques pour différentes hauteur (ouverture des aimants égale 65%, cas d'une BDCM)

II.8.1.2 Le Couple de réductance

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor.

Le calcul du couple de reluctance prend le principe de calcul du couple de détente, mais en absence des aimants et présence des courants statoriques.

II.8.1.2.1 Influence de différentes ouvertures sur la couple de réductance

Sous le cas (BDCM), l'ouverture de l'arc polaire influe directement sur la forme et l'amplitude du couple de réductance comme le montre la Figure (II.43). Sur cette figure, on observe que ce couple est fortement réduit pour certaines largeurs de l'arc polaire.

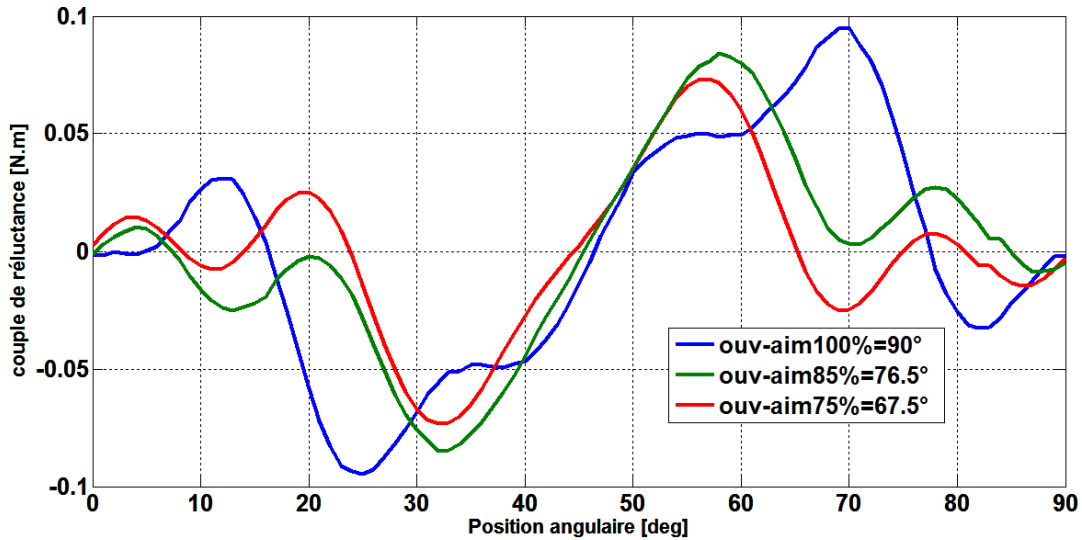


Figure. II.43 Couple réductance pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égal cas d'une BDCM)

| Ouverture des aimants(%) | Valeur max (N.m) |
|--------------------------|------------------|
| 100 | 0.0950 |
| 85 | 0.0843 |
| 75 | 0.0733 |

Tableau .I.5 valeur max de couple réductance

II.8.1.2.2 Influence de différentes hauteur sur la couple de réductance

L'épaisseur des aimants à une influence sur le couple de détente que ce soit sur la forme ou sur son amplitude comme le montre Figure (II.44). On observe que ce couple est fortement réduit pour certaine hauteur.

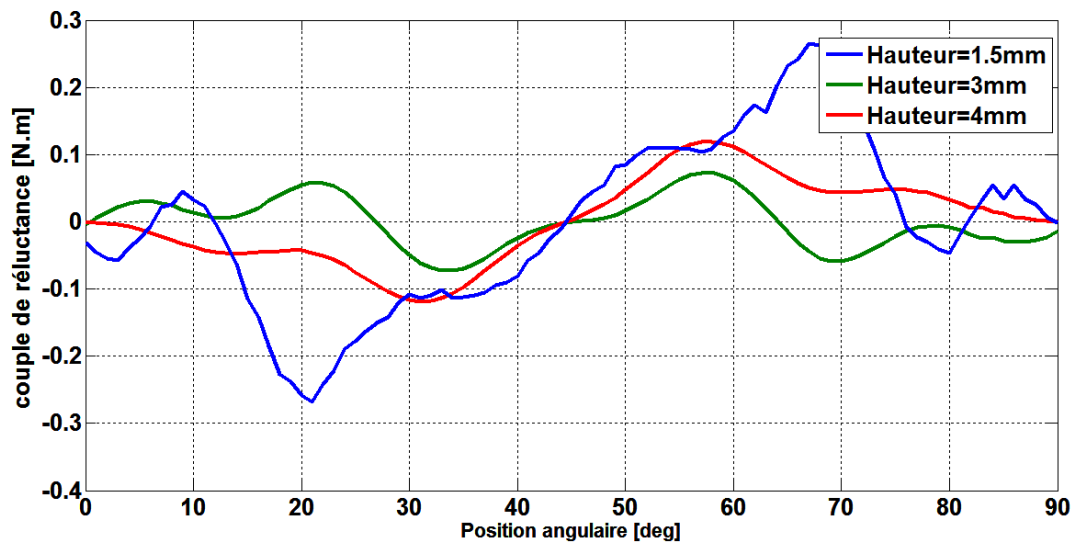


Figure. II.44 Couple réluctance pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des Aimants égale 65%et cas d’une BDCM)

| Différente hauteur des aimants (mm) | Valeur max (N .m) |
|-------------------------------------|-------------------|
| 1 .5 mm | 0.2646 |
| 3 mm | 0.0731 |
| 4 mm | 0.1187 |

Tableau .I.6 valeur max de couple réluctance

II.8.2.Cas alimentation (PMSM)

PMSM : alimentées par des courants sinusoïdaux, On va choisir deux instants différents

II.8.2.1. In instant1:

$$\text{phase1} = I_{max} \quad \text{phase 2} = -\frac{I_{max}}{2} \quad \text{phase3} = -\frac{I_{max}}{2} \quad \text{avec } (I_{max} = 5A)$$

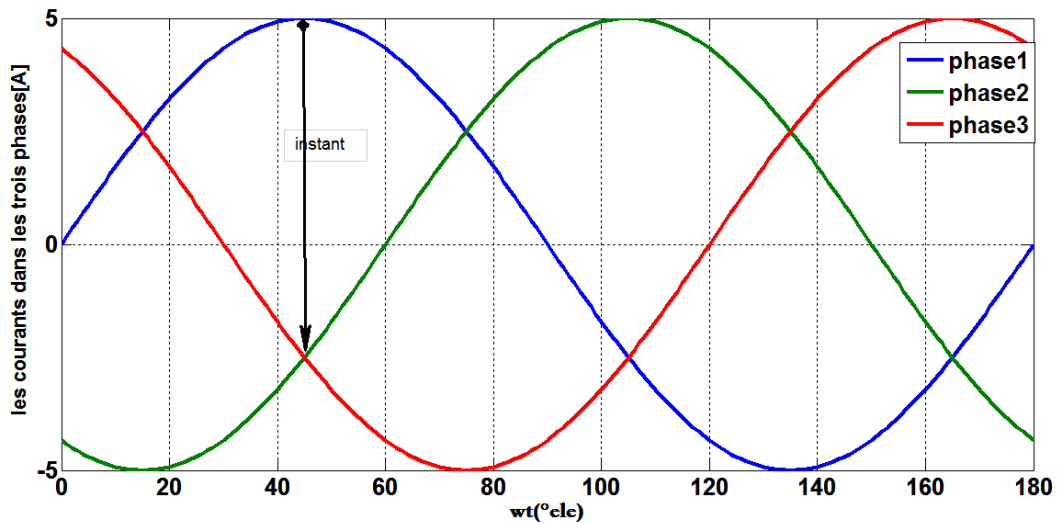


Figure. II.45 allure des courants dans les trois phases (instant1)

II.8.2.1.1 Induction magnétique due aux statoriques statoriques seuls (PMSM)

Dans ce cas (PMSM), nous ne tenons pas compte de position relative des aimants par rapport au champ statoriques comme le cas précédent, du fait que nous avons pris en considération les courants statoriques. Montre la répartition des deux composantes de l'induction magnétique dans l'entrefer. La forme de l'induction radiale et tangentielle ressemble la forme du cas (BDCM) .

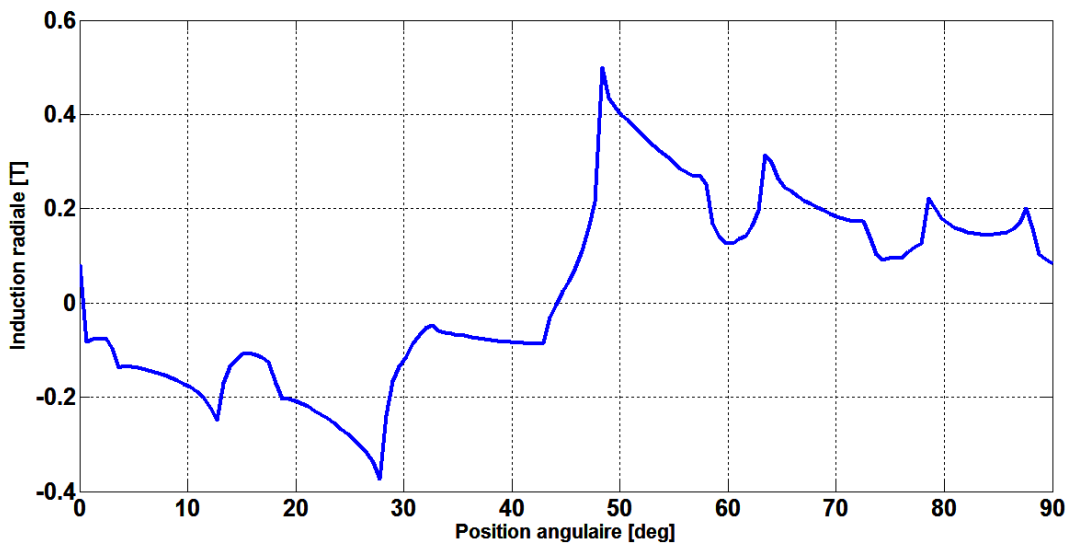


Figure. II.46 Répartition de l' iduction radiale dans l'entrefer due aux courants statoriques (ouv ,et 100% hauteur des aimants égalent 3 mm et cas d'une PMSM)

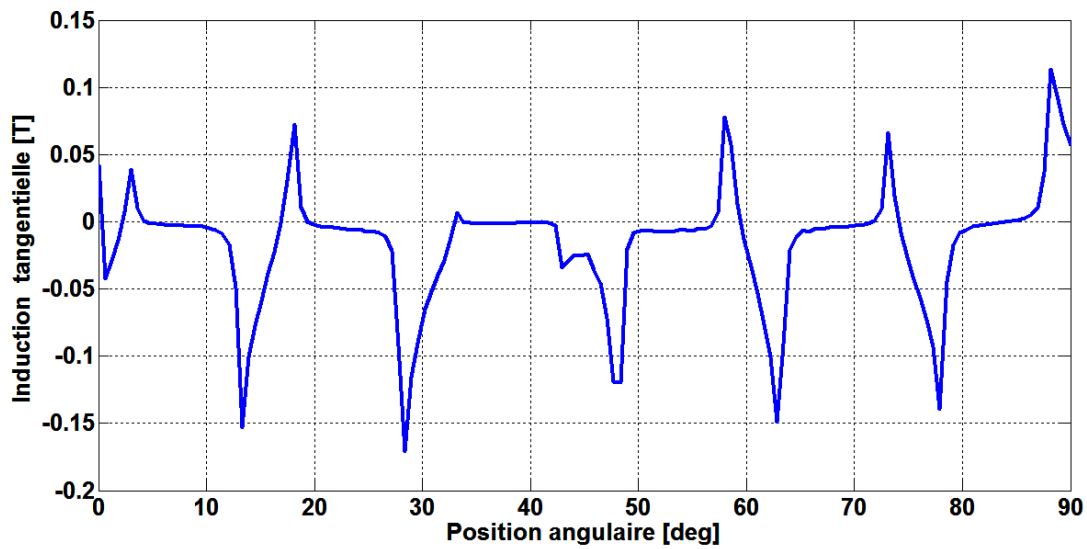


Figure. II.47 repartition de l'induction tangentielle dans l'entrefer due aux courants statoriques (ouv ,et 100% hauteur des aimants égalent 3 mm et cas d'une PMSM)

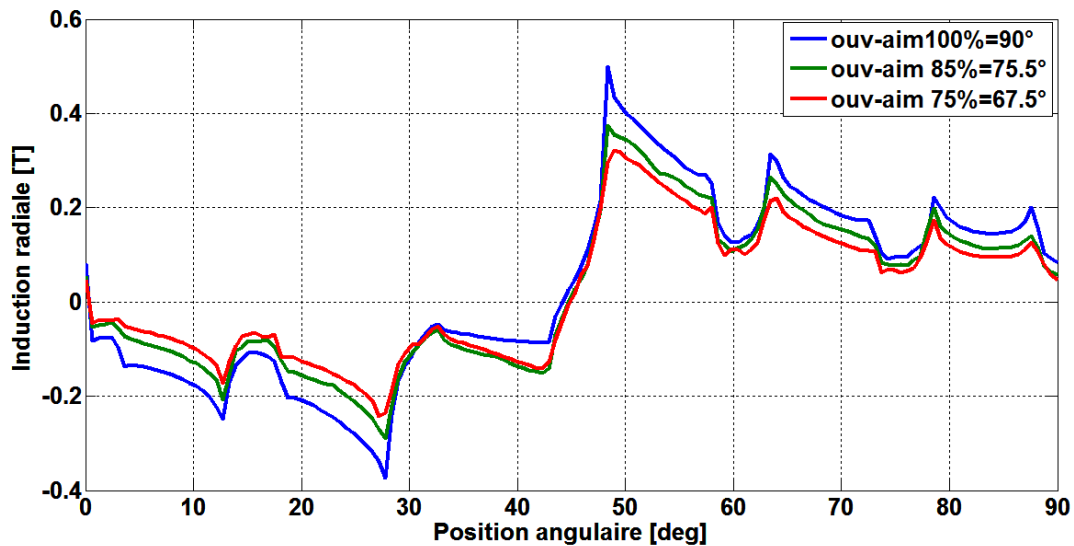


Figure. II.48 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques ouvertures des aimants (hauteur des aimants égale 3 mm et cas d'une PMSM)

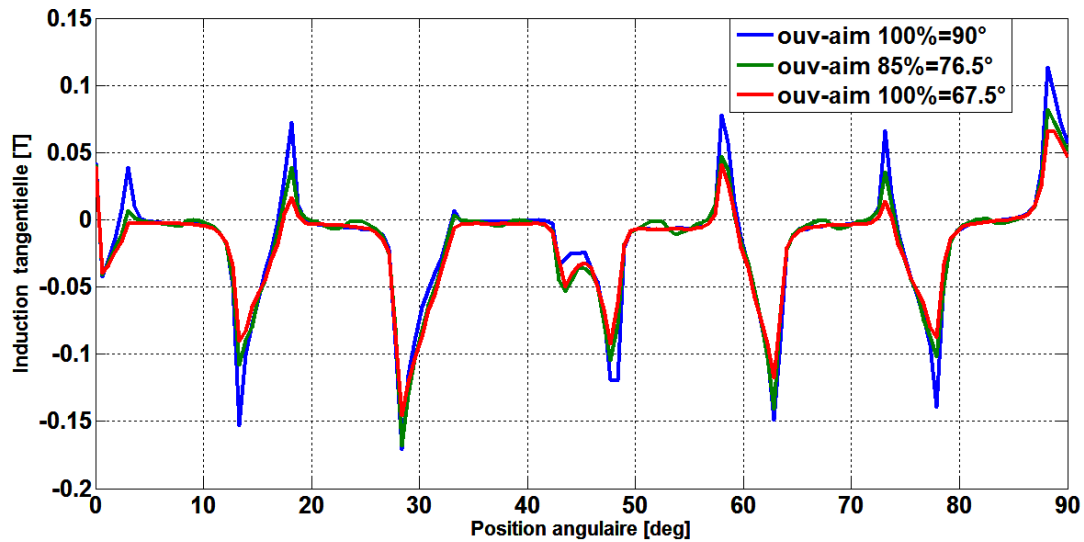


Figure. II.49 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques pour différentes ouvertures (hauteur des aimants égale 3 mm et cas d'une PMSM)

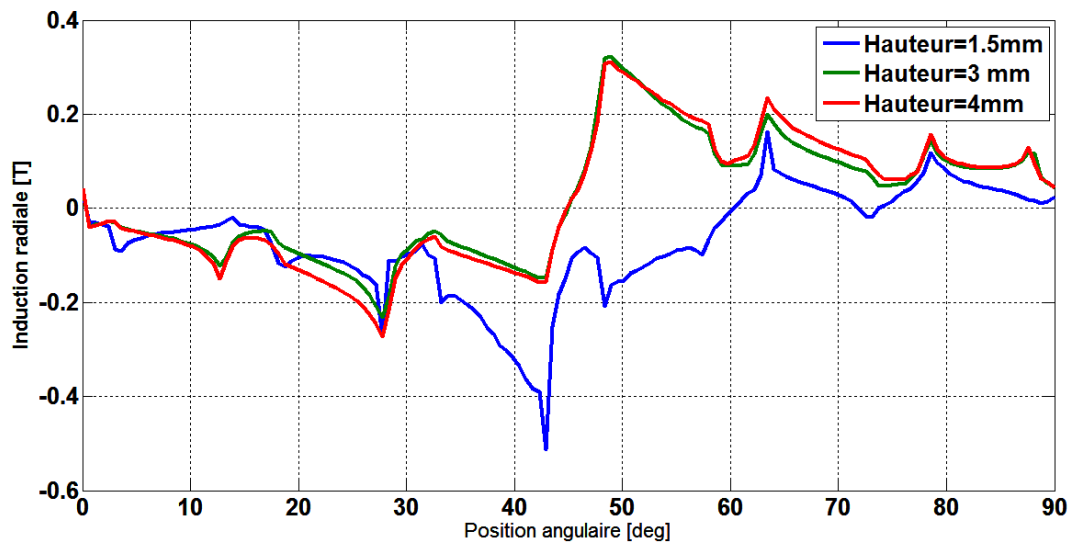


Figure. II.50 Répartition de l'induction magnétique radiale au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques pour différentes hauteur (ouverture des aimants égale 65%etcas d'une PMSM)

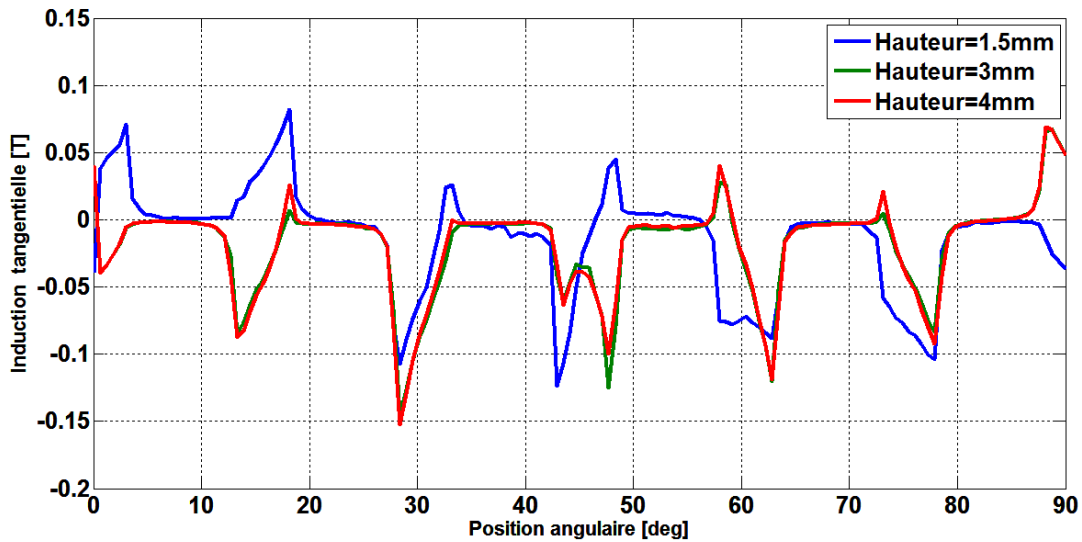


Figure. II.51 Répartition de l'induction magnétique tangentielle au milieu de l'entrefer due aux courants statoriques pour différentes hauteur (ouverture des aimants égale 65%etcas d'une PMSM)

II.8.2.1.2.Le Couple de réductance

II.8.2.1.2.1 Influence de différentes ouvertures sur la couple de réductance

La Figures (II.52) montre la variation du couple de reluctance de la machine étudiée pour différentes ouvertures des aimants.

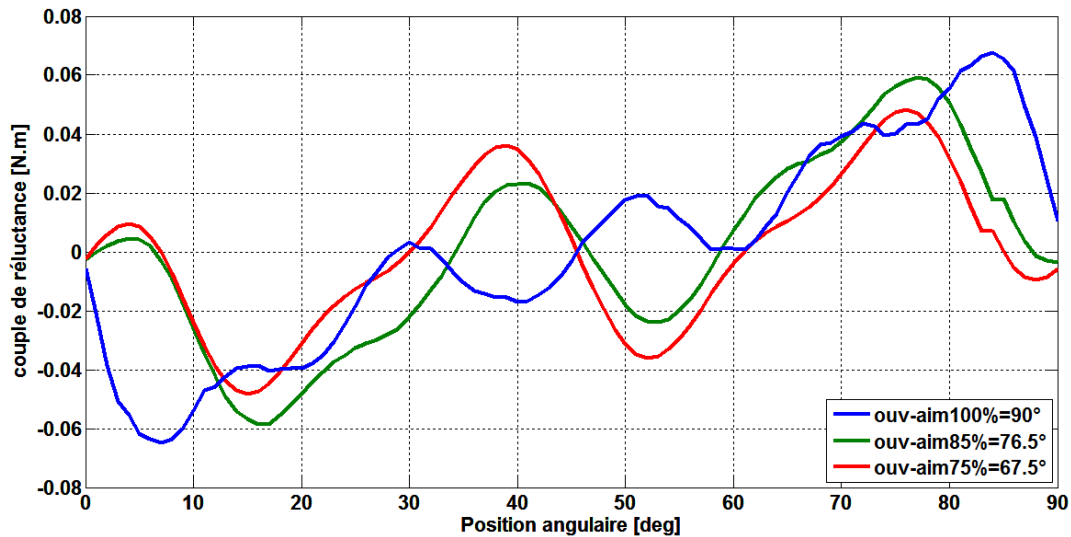


Figure. II.52 Couple reluctance pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égal 3mm cas d'une PMSM)

| Différente ouverture des aimants (%) | Valeur max (N .m) |
|--------------------------------------|-------------------|
| 100 | 0.0675 |
| 85 | 0.0591 |
| 75 | 0.0482 |

Tableau .I.7 valeur max du couple réluctance

II.8.2.1.2.2 Influence de différentes hauteurs sur la couple de réluctance

La Figure (II.53) montre la variation du couple de reluctance de la machine étudiée pour différentes hauteurs des aimants.

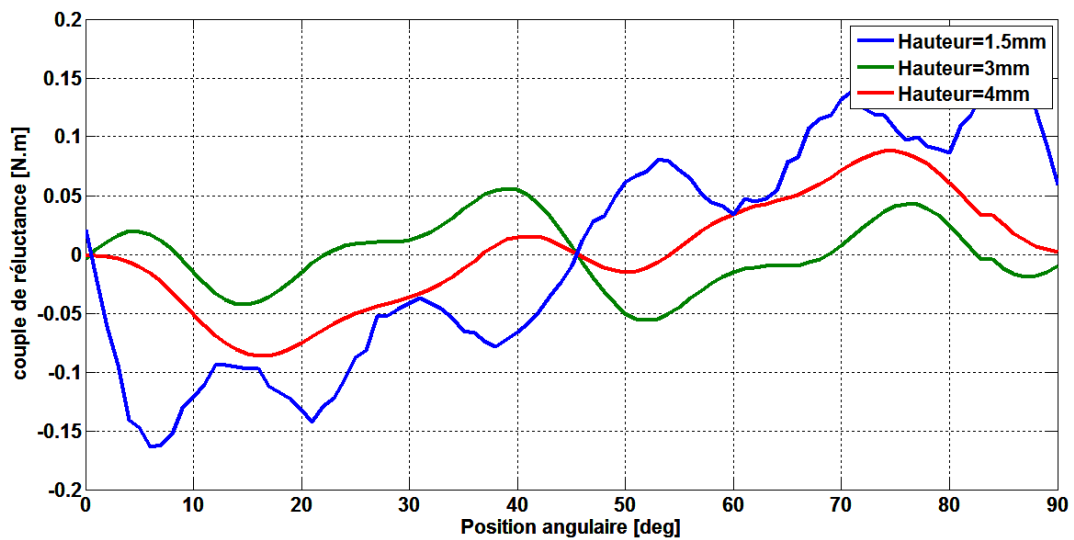


Figure. II.53 Couple reluctance pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65% et cas d'une PMSM)

| Différente Hauteur des aimants | Valeur max |
|--------------------------------|------------|
| 1.5 mm | 0.1654 |
| 3 mm | 0.0559 |
| 4 mm | 0.0875 |

Tableau .I.8 valeur max du couple réluctance

II.8.2.2 In instant2(t=0)

$$\begin{cases} i_a = 0 \\ i_b = I_m \cos(-\frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \cos(\frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

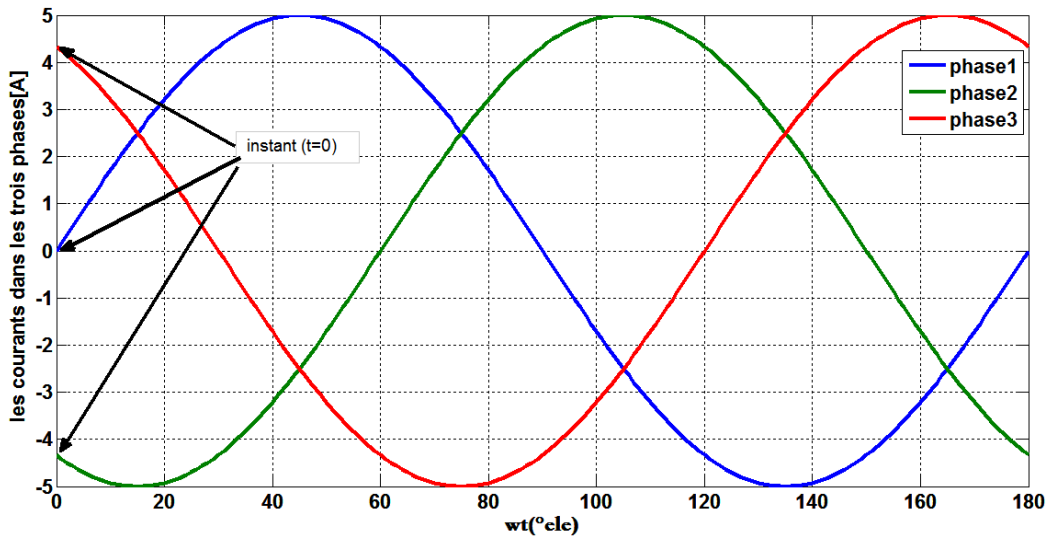


Figure. II.54 allure des courants dans les trois phases (instant2)

II.9. Le couple totale

En général, le couple total développé par les machines synchrones à aimants permanents peut se décomposer du [1] :

Le couple totale = couple électromagnétique + couple de dente + couple reluctance

1. Le couple de détente dû à l’attraction des parties saillantes (encoches) du fer statorique par les aimants permanents rotoriques.
2. Le couple de réluctance, dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor.
3. Le couple électromagnétique qui est dominant dans ce type de machines, dû à l’interaction Entre le champ statorique crée par les courants dans les phases et le champ rotorique dû aux aimants permanents.

Dans cette section on étudie l’influence de l’épaisseur et de l’ouverture des aimants sur le couple Moyen et sur le taux d’ondulations.

Ainsi, on montre que pour les deux types d'alimentation (BCDM et PMPM) l'influence sur le couple moyen et sur le taux d'ondulations.

II.9.1.Cas BDCM

Les Figures suivantes montrent la variation du couple total développé par la machine étudiée dans le cas réel avec un stator encoché pour les différentes ouvertures des aimants.

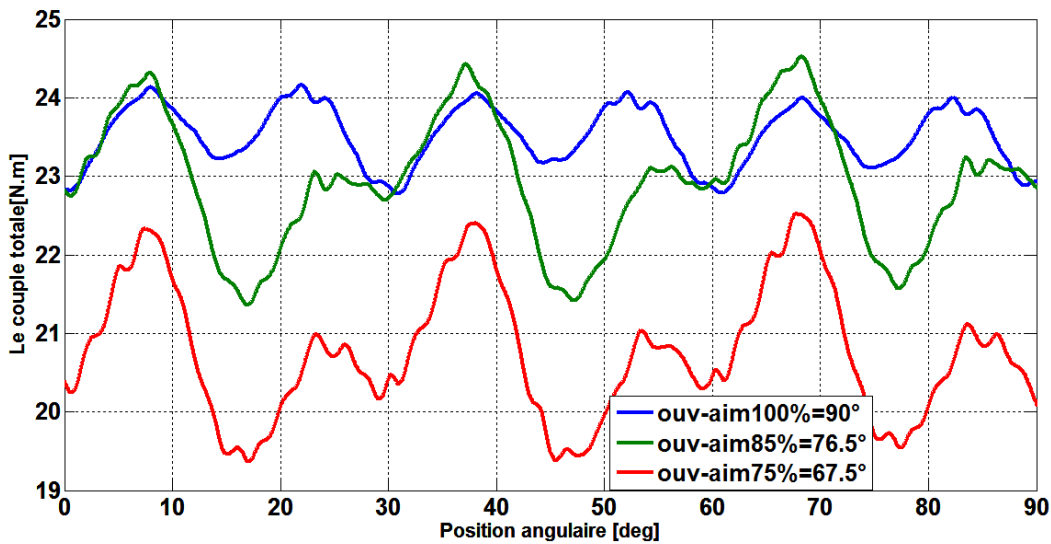


Figure. II.55 Couple total pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égal cas d'une BCMD)

| Ouverture des aimants (%) | Taux d'ondulation T(%) | C_{moy} (N.m) |
|---------------------------|------------------------|-----------------|
| 100 | 6.9144 | 23.5188 |
| 85 | 13.8119 | 22.9400 |
| 75 | 15.1802 | 20.7670 |

Tableau .I.9 valeur moyenne de couple totale et Taux d'ondulation

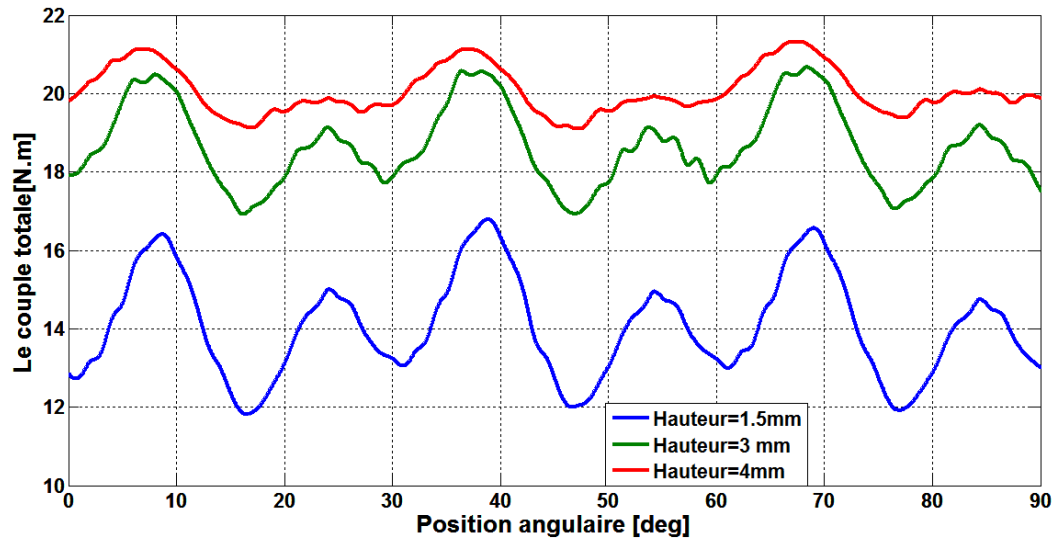


Figure. II.56 Couple totale pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%et cas d'une BCMD)

| Hauteur des aimants (mm) | Taux d'ondulation T(%) | C_{moy} (N.m) |
|--------------------------|------------------------|-----------------|
| 1.5 | 35.3804 | 14.0635 |
| 3 | 20.1372 | 18.6679 |
| 4 | 11.0484 | 20.0741 |

Tableau .I.10 valeur totale du couple électromagnétique et Taux d'ondulation

II.9.2 cas PMSM

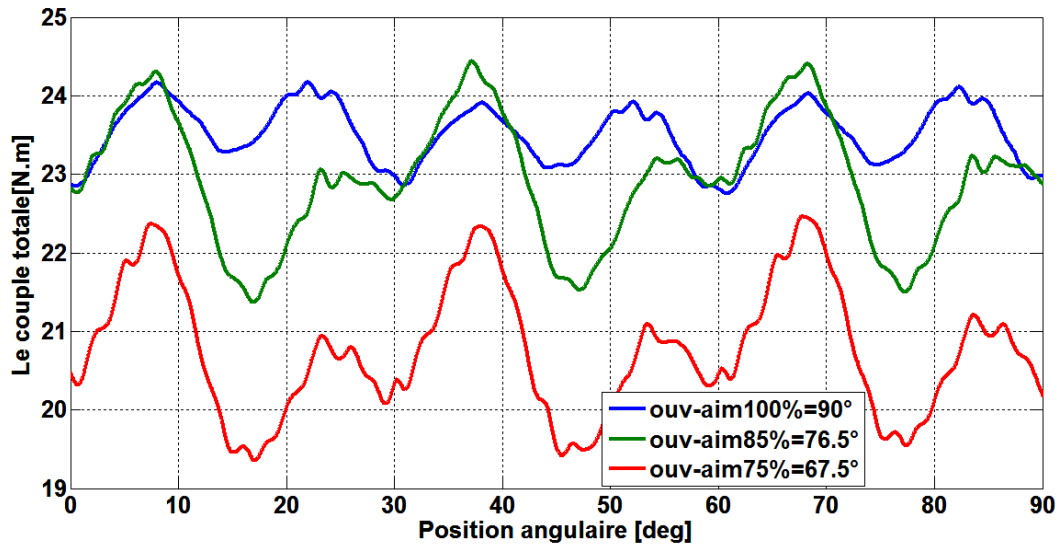


Figure. II.57 Couple totale pour différentes ouvertures des aimants (hauteur des aimants égal cas d’une PMSM)

| Ouverture des aimants (%) | Taux d’ondulation T(%) | C_{moy} (N.m) |
|---------------------------|------------------------|-----------------|
| 100 | 5.0299 | 23.5187 |
| 85 | 13.4277 | 22.9399 |
| 75 | 14.9717 | 20.7674 |

Tableau .I.11 valeur totale de couple électromagnétique et Taux d’ondulation

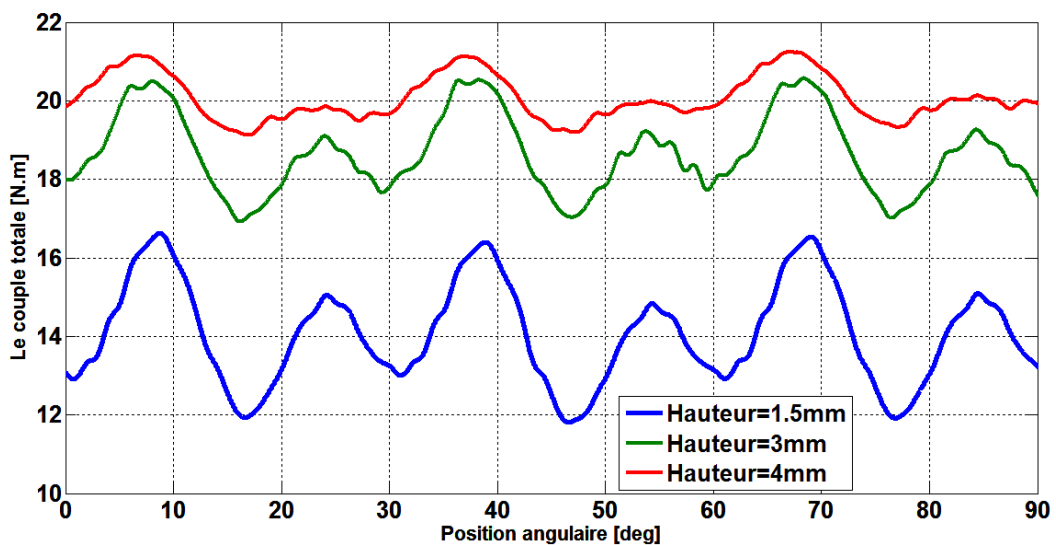


Figure. II.58 Couple totale pour une différence hauteurs des aimants (ouverture des aimants égale 65%et cas d’une BMSM)

| Hauteur des aimants (mm) | Taux d'ondulation T(%) | C_{moy} (N.m) |
|--------------------------|------------------------|-----------------|
| 1.5 | 34.2197 | 14.0628 |
| 3 | 19.5979 | 18.6681 |
| 4 | 10.5035 | 20.0744 |

Tableau .I.12 valeur moyenne de couple électromagnétique et Taux d'ondulation

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le calcul numérique par la méthode des éléments finis de la machine synchrone à aimants permanents. Le modèle éléments finis en 2D, développé pour le calcul électromagnétique des machines à aimants montés sur la surface du rotor, tient compte de la structure à rotor lissée de la machine.

Nous avons étudié l'effet de la présence des encoches statoriques ainsi que l'influence des paramètres géométriques des aimants (à vide) sur la distribution de l'induction dans l'entrefer. Nous avons étudiés, à vide, l'influence de l'ouverture et la hauteur des aimants sur la répartition de l'induction dans l'entrefer.

Pour les types de fonctionnement (BDCM et PMSM) de la structure à étudier, nous avons montré l'influence du bobinage sur la forme de l'induction dans l'entrefer, nous avons choisi de l'enroulement à pas diamétral à simple couche pour les deux cas (BDCM et PMSM).

L'étude du couple totale en fonction des paramètres géométriques nous a permis d'effectuer un redimensionnement en réduisant le taux d'ondulation du couple total. Une ouverture des aimants voisine à 90° mécanique soit 100% du pas polaire et hauteur voisine de 4mm, correspond au taux d'ondulation le plus bas du couple total pour les deux cas (BDCM et PMSM).

Conclusion

Générale

Conclusion générale

Les aspects liés à la conception des machines électriques à aimants sont multiples. Ils concernent le type d'aimant, la structure de la machine, le mode d'alimentation et le type de commande qu'on ne peut dissocier.

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer un modèle d'étude bidimensionnel, utilisant des solutions numériques, pour dimensionner la machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique à aimantation radiale. Le modèle d'étude développé, basé sur la résolution des équations du champ, donne des expressions explicites entre les performances de la machine et ses paramètres de dimensionnement., en particulier dans une procédure de dimensionnement suivant les contraintes qu'impose le cahier des charges, de dégager rapidement les solutions envisageables.

Nous présent dans cette travail ainsi l'application d'un calcul numérique base sur la méthode des éléments finis pour deux cas possible (BDCM et PMSM), Ces deux type des machine ont la même géométrie globale mais pour une meilleure adaptation à leur deux type d'alimentation nous avons détermine des paramètres qui les différencient la type de bobinage et l'ouverture et hauteur des aimants. Ainsi, en ressort de notre étude, l'ouverture et hauteur adéquates des amants sont voisine 90° mécanique soit 100 % du pas polaire et hauteur voisine 4mm pour deux cas (BDCM et PMSM) .

Pour ce qui concerne le couple de détente et de reluctance, il est propre aux structures de machines aimantes permanentes avec encoches au stator. Ce sont couples parasite qui à leur peuvent être une source de rejet de ce type de machines. Ces couples accentuent les ondulations du couple totale et il est nécessaire de chercher des stratégies pour le minimiser et même l'annuler. Cependant ; ces ondulations, liées à la structure de l'inducteur, peuvent être réduites soit par utilisation des aimants à une ouverture optimale, pour avoir un couple de faible amplitude.

Références

Bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] B.Boukais ,« Contribution à la modélisation des système couple machines convertisseurs: Application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) »,thèse de doctorat ,université Tizi-Ouzou, Février 2012 .
- [2] Materials Library in FEMM 4.0
- [3] 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 ; 15 novembre 2004.
- [4] H.Abdellaoui , «Étude Expérimentale de la Position Rotorique d'un moteur» ; mémoire de magister 2009
- [5] A .Rezig, «Analyse Tridimensionnelle des Phénomènes Vibratoires Dans les Machines électriques » Batna le : 05 Mai 2011
- [6]Y.MAHAMMEDI, H.SADEK, O.MEFEDJEKH « contribution à l'étude d'une MSAP pour traction électrique alimente par un onduleur de tension » mémoire de ingénieur; Université M 'sila ; 2013
- [7] F.MEZAËCHE Farouk, « Analyse des performances électromagnétiques de machines à aimants montés sur la surface du rotor», mémoire de magistère, janvier2012.
- [8] A. De BERNARDINIS, « Étude et optimisation d'un ensemble alternateur a aimants redresseur commende. Application a un véhicule hybride », Nancy, 19 Décembre 2000.
- [9] P.L. Chapman, S.D. Sudhoff, C.A. Whitcomb, « Optimal Current Control Strategies for Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives», IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, pp. 1043-1050, December 1999.
- [10] F. DUBAS, Christophe Espanet, Abdellatif MIRAOUI, « Modélisation Analytique et Maximisation de l'Induction Magnétique à vide d'un Moteur à Aimants montés en surface », Paris : France .2003
- [11] R. Ibtouen : « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, avril. 1993.
- [12] L. Hadjout, « Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique », Thèse de Doctorat, ENP, Alger, Décembre 2006.
- [13] M. MABRAK Samir M. MAY Abdelmalek « Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique » , mémoire de ingénieur ,Alger, juin 2008.

[14] OUNNADI MOHAMMED « Elaboration d'un modèle d'étude en régime dynamique d'une machine à aimants permanents » avril 2011.

[15] P. Lefley, L. Petkovska, S. Ahmed and G. Cvetkovski, « Finite Element Analysis of a Novel Single Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor », IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Motion Control, pp. 96-101, 2010.

[16] Finite Element Method Magnetics Versiunea 3.1 Manual de utilizare 13 Ianuarie 2002

[17] F. Dubas, A. Sari, J-M. Kauffmann, and C. Espanet, « Cogging Torque Evaluation through a Magnetic Field Analytical Computation in Permanent Magnet Motors », IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, pp. 1-5, 2009.

[18] A.H. Isfahani, S. Vaez-Zade and M.A. Rahman, « Performance improvement of permanent magnet machines by modular poles », IET. Electr. Power Appl, Vol. 3, Iss. 4, pp. 343-351, 2009.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTION DU DIPLOME
DE MASRER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEME ELECTROMECHANQUES**

Proposé et dirigé par : Mr. Brahim LADGHEM CHIKOUCHE

Dr. CHAKRONE Salim

Présenté par : Menouar Ahmed

Thème:

« Etude numérique de la machine synchrone à aimants permanents »

Résumé

L'étude qui sera présentée dans ce mémoire porte sur le calcul des performances de la machine synchrone à aimants permanents, le choix de cette machine se justifié par l'intérêt qu'elle porte dans les domaines tels que l'industrie, la robotique, et la mécanique de précision. L'application de la méthode de numérique basée sur la méthode des éléments finis, est une méthode nécessaire et efficace pour notre travail. L'étude qui sera présentée dans ce mémoire porte sur le calcul numérique 2D, base sur la méthode des éléments finis, d'une structure de la machine synchrone à aimants permanents a pôles lisse dans le but de prédéterminer, sous des considération thermiques et mécanique fixées, une analyse de phénomène de la réaction magnétique d induit sur les aimants. L'objectif étant de rechercher les dimensions de la machine qui optimisent le rapport couple /volume d'aimants et minimisent les ondulations de couple

Mots clés: Machine synchrone à aimants permanents, induction magnétique, matériaux magnétique, Équation de maxwell, ondulation de couple

N° orde: 058