

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE MINISTÈRE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE

FACULTÉ : TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT : GENIE
ÉLECTRIQUE

N° :.....



DOMAINE : SCIENCES ET
TECHNOLOGIES
FILIERE : ELECTROMECHANIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER Académique

Spécialité : Electromécanique

Intitulé

**Contribution à l'amélioration des performances des
moteurs brushless**

Proposé et dirigé par :

Mr : MABRAK Samir

Présenté par :

KOUDRI Ammar

MESSELMY Ismail

Examiné par le jury composé de :

Mr : LADGHEM CHIKOUCH Brahim

Président

Mr : MABRAK Samir

Rapporteur

Mr : BENSLIMANE Tarek

Examineur

No d'ordre

Année universitaire : 2022/2023

Remerciements

Ce travail a été réalisé à la faculté de technologie en université de Msila, sous la direction de Mr MABRAK Samir, nous tenons à remercier, et avec qui nous avons eu l'honneur de travailler. Ses conseils et ses orientations nous ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de notre reconnaissance ainsi que notre sincère gratitude.

Et à travers sa personne honorable, nous le rendons un bel hommage.

À tous nos professeurs tout au long de nos parcours universitaires, ainsi qu'à nos collègues et camarades du département Génie Electrique à l'Université de M'Sila, pour leurs soutiens et leurs encouragements A tous, nous élevons cet effort par amour et reconnaissance

DEDICATION

A mon Cher père.

Alla lumière de ma vie, que ma donne le courage et le soutien, ma chère mère.

Toute Mes frères.

Toute ma famille.

Tous mes amis qui ont contribués à la réalisation de ce modeste travail.

KOUDRI AMMAR

A mon Cher père.

Alla lumière de ma vie, que ma donne le courage et le soutien, ma chère mère.

Toute Mes frères.

Toute ma famille.

Tous mes amis qui ont contribués à la réalisation de ce modeste travail.

MESSELMY ISMAIL

Sommaire

Introductions Générale	1
------------------------	---

Chapitre I

la machine à courant continu et moteur brushless

I.1 Introduction	4
I.2 Rappel sur les machines à courant continu	4
I.2.1 Symbol de la machine à courant continu	4
I.2.2 Constitution de la machine à courant continu	4
I.2.2.1 Parties fixes	5
I.2.2.2 Partie mobile	6
I.3 Types de machines à courant continu	6
I.3.1 Moteur à excitation série	6
I.3.2 Moteur à excitation shunt	7
I.3.3 Moteur à excitation composé	7
I.3.4 Moteur à excitation indépendante	8
I.4 Différents expressions de la machine à courant continu à excitation sépare	7
I.4.1 les grandeurs de la force électromotrice	8
I.4.2 les grandeurs du couple électromagnétique	8
I.5 Bilan de puissance	9
I.6 Rendement de la machine à courant continu	9
I.7 Les avantages du moteur à courant continu	9
I.8 Les inconvénients de la machine à courant continu	10
I.9 Moteur brushless	10
I.9.1 Historique de moteur brushless	10
I.9.2 Utilisation	11
I.9.3 Principe des moteur brushless	11
I.9.4 Les différents type de moteur brushless	12

I.9.4.1Moteurs brushless outrunner	12
I.9.4.2Moteurs brushless inrunner	12
I.10. Les différents types d'aimants permanents:	14
I.10 Conclusion	15

Chapitre II

Modèle électromagnétique des moteurs Brushless

II.1. Introduction	16
II.2. Modélisation électromagnétique du type de machine étudiée	16
II.2.1. Modélisation des aimants	18
II.2.2. Equations de Maxwell	19
II.2.3. Formulation en potentiel vecteur magnétique	20
II.3. Modèle Analytique de résolution	21
II.3.1. Modèles des courantes de sources	22
II.4. Les conditions aux limites et frontières	23
II.5. Détermination des performances de la machine	24
II.5.1. Induction magnétique	24
II.5.2. Expression de la force électromotrice	25
II.5.3. Détermination des expressions des couples	26
II.6. Analyse des performances électromagnétiques	26
II.6.1. Distribution du champ magnétique	27
II.6.2. Analyse de la FEM et du couple électromagnétique	29
II.7. Calcul des grandeurs électromagnétiques de la machine pour un stator encoché	31
II.7.1. Transformation conformes des encoches.	31
II.8. Distribution de l'induction magnétique à vide	37
II.9. Calcul de couple détente.	38
II.10. Calcul de la force électromotrice	39

II.11. Conclusion	42
-------------------	----

CHAPITRE III : Modélisation par éléments finis des moteurs Brushless

III.1. Introduction	43
III.2. Les méthodes numériques	43
III.2.1. La méthode des éléments finis	44
III.2.1.1. Présentation la méthode des éléments finis	44
III.2.1.2. Modélisation par éléments finis.	44
III.2.1.3. Le principe du calcul par éléments finis	46
III.2.1.4. Le logiciel FEMM	47
III.3. Validation des modèles analytiques	48
III.3.1. Distributions du champ magnétique stator lisse	49
III.3.2. Distributions du champ magnétique stator encoché.	50
III.4. Calcul du couple de détente.	52
III.4.1. Tenseur des contraintes de Maxwell.	52
III.5. Etude paramétrique.	54
III.5.1. Influence des paramètres géométriques de la machine	54
III.5.1.1. Influence de l'épaisseur des aimants	54
III.5.1.2. Influence de l'épaisseur de l'entrefer	54
III.5.1.3. Influence de l'ouverture des aimants.	56
III.5.2. Etude du couple de détente	58
III.5.2.1 Influence de l'ouverture des aimants	58
III.3.5. Influence de l'ouverture des encoches	59
III.6. Conclusion	60
Conclusion Générale	61
Référence bibliographique	63

Liste des figures et tableaux :

Figure. I.1 (a, b) : Symboles de la machine à courant continu	4
Figure. I.2 Représente les différents parties de la machine à courant continu	4
Figure I.3 : Machine à excitation série	6
Figure I.4 : Machine shunt (excitation en dérivation)	6
Figure I.5 : Machine compound (excitation composée)	7
Figure I.6 : Machine à excitation indépendante	8
Figure I.7 : Bilan des puissances	9
Figure I.8. Classification des moteurs électriques	12
Figure I.9 Rotor et stator d'un moteur brushless	13
Figure I .10 Moteur brushless	14
Figure.II.1 : Structure d'une machine brusless	17
Figure.II.2 : Différents types d'aimantation.	17
Figure.II.3 : Aimantation radiale.	18
Figure.II.4 : Structure étudiée sur un pas polaire.	19
Figure.II.5 : Forme d'onde d'une aimantation radiale.	22
Figure.II.6 : Modélisation des encoches de l'inducteur.	23
Figure.II.7 : Répartitions de l'induction au milieu de l'entrefer (rm) due aux aimants $(e_a = 5\text{mm}, \alpha_p = \frac{5}{6}\tau_a)$: (a) induction radiale, (b) induction tangentielle.	28
Figure.II.8 : Répartition de la f.é.m.	30
Figure.II.9 : Couple d'interaction pour différents sens d'aimantation.	30
Figure.II.10 : Modèle d'une seule encoche de profondeur infinie dans le plan S.	32
Figure.II.11 : Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan Z.	32
Figure.II.12 : Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan W.	33
Figure.II.13 : Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan T.	34

Figure.II.14 : Modèle d'une seule encoche dans le plan K.	34
Figure.II.15 : partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas dentaire.	35
Figure.II.16 : partie réelle de la perméance relative complexe calculées pour un pas polaire.	35
Figure.II.17 : partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas dentaire.	36
Figure.II.18 : partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas polaire.	36
Figure.II.19 : Répartitions de l'induction radiale et tangentielle créées dans l'entrefer à inducteur encoché : (a) induction radiale. (b) induction tangentielle.	38
Figure.II.20 : la forme d'onde du couple de détente	39
Figure II.21 : La forme de la force électromotrice	41
Figure.III.1 : Maillage par éléments finis d'un pas polaire	46
Figure.III.2 : Distributions du champ magnétique avec inducteur lisse	49
Figure.III.3 : Composantes Radiale B_r de l'induction avec inducteur lisse.	49
Figure.III.4 : Composantes tangentielle B_t de l'induction avec inducteur lisse.	50
Figure.III.5 : Distributions du champ magnétique avec inducteur encoché.	50
Figure.III.6 : Composantes Radiale B_r de l'induction avec inducteur encoché.	51
Figure.III.7 : Composantes tangentielle B_t de l'induction avec inducteur encoché.	51
Figure..III.8 : Relation entre $tm, \vec{n}$ et $\vec{B}$	53
Figure..III.9 : Couple de détente (aimantation radiale)	54
Figure.III.10 : Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction radiale.	55
Figure.III.11 : Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction tangentielle.	55
Figure.III.12 : Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction radiale.	56
Figure.III.13 : Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction tangentielle.	56

Figure.III.14 : Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction radiale.	57
Figure.III-15 Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction tangentielle.	57
Figure.III-16 Couple de détente en fonction de l'ouverture des aimants	58
Figure.III-17 Couple de détente en fonction de l'ouverture des encoches	59

Liste des tableaux

Tableau I.1: Principales caractéristiques magnétiques des familles d'aimants.	27
---	----

Chapitre I

la machine à courant continu et moteur brushless

Chapitre I : la machine à courant continu et moteur brushless

I.1. Introduction

Les moteurs à courant continu sont des machines qui transforment l'énergie électrique qu'ils reçoivent en énergie mécanique. La construction du moteur est identique à celle des génératrices, de sorte qu'une machine à courant continu peut servir indifféremment comme moteur ou comme génératrice. La machine à courant continu est l'une des machines les plus utilisées dans beaucoup de secteurs industriels. En principe, cette machine est à vitesse variable. Parmi le large domaine d'application du moteur à courant continu, on peut citer la traction électrique (locomotive, tramways) [20] , [21]

I.2. Rappel sur les machines à courant continu

I.2.1 Symbole de la machine à courant continu

Les symboles de la machine à courant continu sont représentés par la figure (a,b).

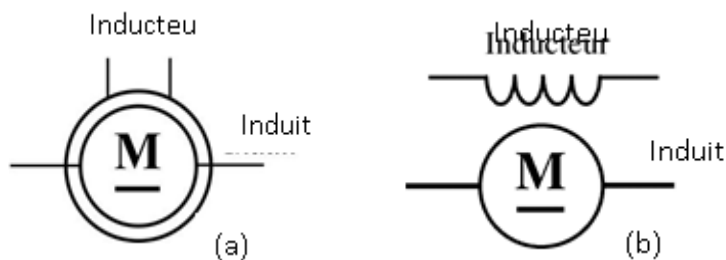


Figure. I.1 (a, b) : Symboles de la machine à courant continu [20]

I.2.2 Constitution de la machine à courant continu

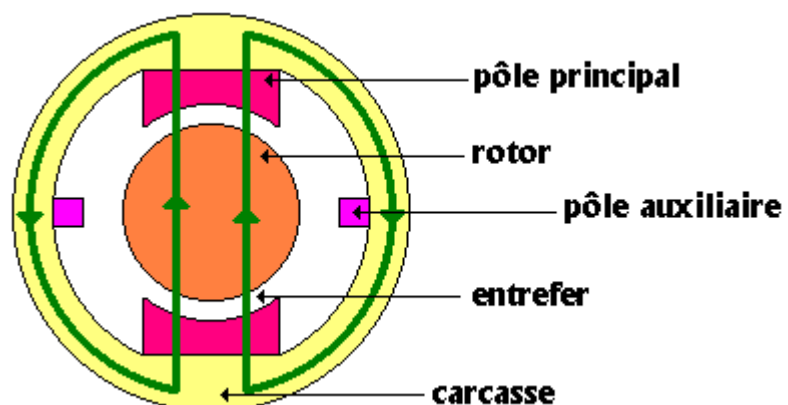


Figure. I.2 représente les différentes parties de la machine à courant continu

La machine à courant continu est réversible ; c'est-à-dire que la constitution d'une génératrice est identique à celle d'un moteur.

Elle se compose de deux parties :

Une partie fixe, appelée inducteur, qui produit le flux magnétique nécessaire à la magnétisation de la machine.

Une partie mobile, appelée induit, qui porte les conducteurs soumis au flux.

I.2.2.1. Parties fixe (inducteur)

La partie fixe se comporte des éléments suivants :

➤ **La carcasse (ou culasse)**

Elle forme la partie extérieure qui supporte les différentes parties de la machine, elle renferme le champ magnétique.

➤ **Les pièces polaires**

Les pièces polaires sont constituées de tôles feuilletées (pour réduire les pertes pas courant de Foucault) et permettent de supporter les bobines d'excitation de la machine. Elles permettent donc de produire un champ d'induction [20].

➤ **L'enroulement d'excitation**

L'enroulement d'excitation de la machine à courant continu sert à la création du champ magnétique.

I.2.2.2 Partie mobile (induit)

L'induit entre les pièces polaires, se compose de l'axe du noyau, des enroulements et du collecteur. Sa structure est composée d'un noyau de fer feuilleté pour réduire les pertes par courant de Foucault.

➤ **Le collecteur**

Il se compose de lames de cuivre isolées les une des autres, où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit.

➤ **Les balais**

Ce sont des tiges conductrices qui frottent sur la surface du collecteur, ils sont faits en graphite ou en charbon. Le dispositif collecteur/ balais permet donc de faire circuler un courant dans l'induit.

I.3. Types de machines à courant continu

On distingue quatre types de machines à courant continu :

I.3.1 Moteur à excitation série

Le moteur à excitation série est constitué de deux enroulement induit et inducteur montés en série parcourus par un même courant I_a et sous tension V_a .

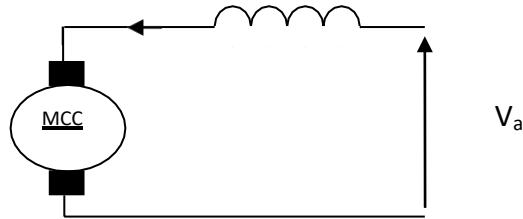


Figure I.3 : Machine à excitation série

- **Caractéristiques :**

- I les caractéristiques du moteur à excitation série, on site :
 - Un couple de démarrage important ;
 - Une faible stabilité de vitesse ;
 - Un courant d'excitation élevé.

I.3.2 Moteur à excitation shunt

On peut utiliser une seule alimentation pour l'induit et l'inducteur. Il suffit de placer l'enroulement inducteur en parallèle avec l'enroulement d'induit

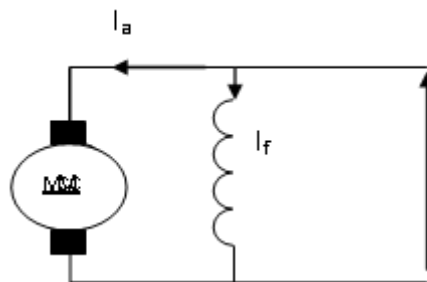


Figure I.4 : Machine shunt (excitation en dérivation)

- **Caractéristiques :** ce moteur a les caractéristiques suivantes :
 - Un fort couple de démarrage et une instabilité de vitesse ;
 - L'absence de l'emballement.

I.3.3 Moteur à excitation composée

Il porte deux enroulements inducteurs dont l'un est placé en série avec l'induit et l'autre en parallèle.

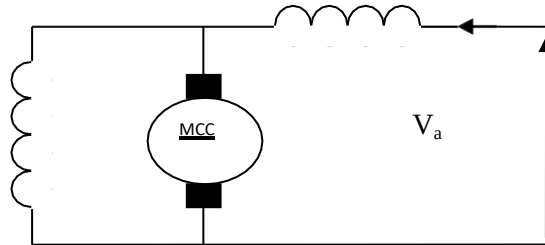


Figure I.5 Machine compound (excitation composée)

Caractéristique

- Un couple de démarrage plus fort ;
- Il a une meilleure stabilité ;
- Il peut fonctionner à faible charge sans risque d'emballement

I.3.4 Moteur à excitation indépendante (séparée)

L'alimentation de l'enroulement inducteur est prise sur une source indépendante de la source principale (celle de l'induit),

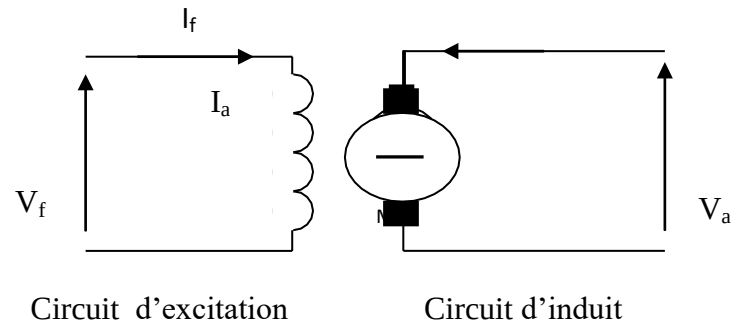


Figure I.6 : Machine à excitation indépendante

La tension aux bornes de l'induit est donnée par l'équation suivante

$$V_a = R_a \cdot I_a + L_a \left(\frac{dI_a}{dt} \right) + E \quad (\text{I.1})$$

Le courant de l'induit étant constant, en régime permanent d'où :

$$V_a = R_a \cdot I_a + E \quad (\text{I.2})$$

I.4. Différentes expressions de la machine à courant continu à excitation séparée

I.4.1 les grandeurs de la force électromotrice

La force électromotrice est liée à la vitesse et au flux du moteur par :

$$E = K_m \cdot \Phi \cdot \Omega \quad (\text{I.3})$$

I.4.2 les grandeurs du couple électromagnétique

Le couple moteur est lié au courant d'induit et au flux par la relation suivante

$$C_{em} = K_m \cdot \Phi \cdot I_a \quad (\text{I.4})$$

I.5 Bilan des puissances

Le bilan des puissances résume toutes les puissances, depuis la puissance absorbée d'origine électrique jusqu'à la puissance utile de nature mécanique.

Les pertes dans la machine à courant continu sont subdivisées en différentes catégories qui sont

Les pertes fer
Les pertes joules

Les pertes mécanique
Les pertes par excitation

Le bilan, peut être résumé à l'aide du schéma suivant :

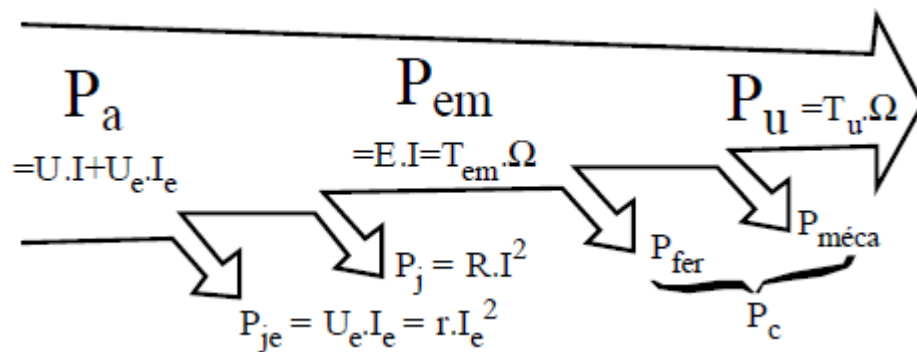


Figure I.7 : Bilan des puissances

I.6 Rendement de la machine à courant continu

Du fait de ces différentes pertes, le rendement d'une machine à courant continu est la puissance utile divisé par la puissance absorbée,

$$\eta = \frac{P_u}{P_a}$$

I.7 Les avantages du moteur à courant continu

On dit que le moteur industriel par excellence et le moteur asynchrone car, pour une puissance donnée, il est toujours le moins cher, et généralement d'une mise en œuvre simple, à partir du réseau triphasé.

Pourtant, pour l'industriel, le moteur à courant continu reste intéressant dès que la source d'énergie prévue est une batterie d'accumulateur ou, bien entendu, un réseau continu. En effet, avec ce moteur, le réglage de la vitesse est facile.

On rencontre le moteur à courant continu dans les chariots automatiques de transport et dans la plupart des véhicules de traction, c'est-à-dire le contrôle de la vitesse de ce type du moteur est très facile [22]. Avec ce type de moteur le changement du sens de rotation est également très facile.

I.8 Les inconvénients de la machine à courant continu

L'inconvénient majeur de la machine à courant continu se trouve au niveau des balais et le collecteur de cette machine, il exige de la maintenance ; c'est-à-dire les balais doivent être remplacés très régulièrement surtout

I.9 Moteur brushless

Le moteur « brushless », moteur sans balais, tire son nom par opposition au moteur à courant continu qui dispose de bobinages sur le rotor et nécessite un collecteur pour alimenter ces bobinages. Ce collecteur est un point faible du moteur à courant continu : pertes énergétiques (mécaniques et électriques), usure, étincelles, etc..[22]

I.9.1 Historique de moteur brushless

Le moteur à courant continu est prisé pour les applications nécessitant un réglage de la vitesse ou du couple, tandis que les moteurs asynchrones sont utilisés pour les applications à forte puissance, vitesse constante et nécessitant des moteurs robustes. Les champs d'applications des différents moteurs s'élargissent progressivement grâce aux innovations sur l'électronique de puissance et les puissances de calcul, qui permettent de contrôler le courant de façon très flexible. La machine synchrone, incapable de démarrer seule sur une source de courant alternative, est depuis longtemps utilisée uniquement comme génératrice. Avec l'apparition d'onduleurs à fréquence variable, elle est désormais utilisée comme moteur. Sa proximité de comportement et de fonctionnement (en remplaçant la commutation par collecteur par une commutation électronique) avec le moteur à courant continu conduisent à l'appeler « moteur à courant continu sans balais » : Brushless. Les moteurs brushless ont beaucoup d'avantages par rapport au moteur à courant continu : l'absence de balais conduit à de meilleures performances énergétiques et une meilleure fiabilité. Les bobinages étant sur le stator, l'évacuation de la chaleur est plus facile et l'inertie est réduite (les

bobinages de cuivre sur le rotor des moteurs à courant continu sont très lourds), ce qui améliore encore les performances énergétiques dans les applications nécessitant des accélérations et décélérations. Le rapport poids/puissance est meilleur et le coût des commandes électroniques triphasées est désormais inférieur au coût d'un collecteur. Pour les applications pointues, la commande de machine synchrone permet de contrôler précisément le champ magnétique dans la machine, et ainsi le couple généré, bien mieux que sur un moteur à courant continu. Aussi, le moteur brushless remplace progressivement le moteur à courant continu dans certains champs d'application, en particulier lorsque la masse ou la vitesse de rotation sont des critères importants. La réalité technologique ne doit cependant pas être ignorée : les applications modernes mettent en œuvre des moteurs brushless et il sera de plus en plus difficile d'en faire abstraction. Cette technologie. Il est fort probable que ces notions d'électrotechnique se généralisent dans les cours, ainsi que dans les travaux pratiques. Quelle que soit la spécialité d'origine, les professeurs de sciences et Enseignant techniques industrielles ont tout intérêt à rester en veille technologique et à s'appropriier les connaissances utiles à propos des moteurs brushless.[22]

I .9.2 Utilisation

Les moteurs brushless sont largement utilisés dans l'industrie, en particulier dans les servomécanismes des machines-outils et en robotique, où ils ont fait disparaître les machines à courant continu. On trouve de tels moteurs pour des couples de quelques newtons mètres jusqu'à plusieurs centaines de Nm et des puissances de quelques centaines de watts jusqu'à des centaines de kilowatts. Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD. Une forme simplifiée et populaire de ces technologies est utilisée dans les ventilateurs assurant le refroidissement de systèmes électroniques, dont les micro-ordinateurs. Dans ce cas, le stator (bobiné) est à l'intérieur et le rotor (comportant les aimants) à l'extérieur. Ces moteurs sont utilisés depuis les années 1990 pour les systèmes de ventilation/climatisation automobiles du fait de leur silence de fonctionnement. Aujourd'hui, on retrouve dans la plupart des motos, scooters et voitures électriques, des véhicules hybrides, des vélos à assistance électrique, mais aussi dans les roues de certains modèles de trottinettes électriques. Ils sont aussi très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avions, d'hélicoptères (aéromodélisme) ainsi que de petits drones. Ils sont moins bruyants que les moteurs avec balais et leur rapport poids/puissance est très favorable à leur utilisation dans ce domaine. On les retrouve également dans les motorisations d'antennes paraboliques. [22]

I .9.3 Principe des moteurs brushless

Un moteur Brushless entre dans la catégorie des machines à courant continu. La figure 1 montre une classification des machines électriques. Le premier niveau distingue la machine à courant continu (bien connue des professeurs de CPGE...) et les machines alternatives. Le moteur universel est un cas particulier de moteur fonctionnant aussi bien (ou aussi mal pourrait-on dire) sur courant continu que sur courant alternatif. Parmi les machines alternatives,

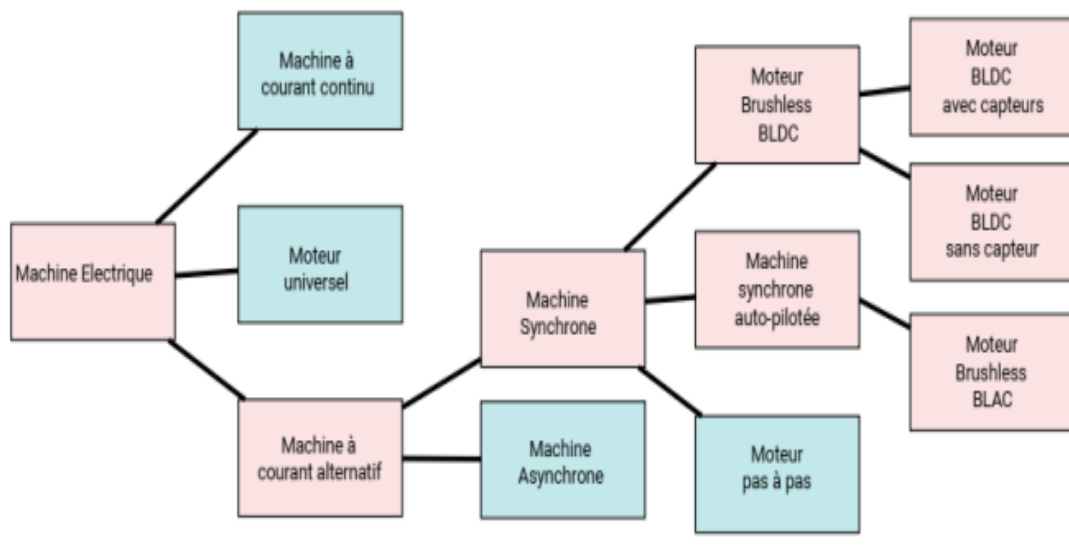


Figure I.8. Classification des moteurs électriques

Le second niveau distingue les machines synchrones et asynchrones. Parmi les machines synchrones, la machine synchrone auto -pilotée correspond au moteur brushless à commande sinusoïdale (BLAC, Brushless Alternative Curent), tandis que le moteur BLDC (Brushless Direct Curent) correspond à un moteur brushless à commande en créneau. Dans le cas du BLCD, la commutation peut être commandée à partir d'une mesure par capteurs à effet Hall à 6 points par tour, ou encore à partir d'une mesure de force contre-électromotrice (moteurs dits sans capteurs : « sens orles »). Dans le cas du BLAC, il est nécessaire d'avoir une bien meilleure résolution (de l'ordre de 4000 pts par tour, par un synchro-résolveur), ce qui implique un coût et une complexité supplémentaire. [22]

I .9.4 Les différents types de moteur brushless

Selon les applications, il existe une grande variété de moteurs brushless avec des caractéristiques de couples, vitesses, inertie différentes en fonction de leurs constitutions.

I .9.4.1 Moteurs brushless outrunner

Cette configuration est intéressante en termes de couple moteur, car les aimants sont disposés sur un diamètre important, ce qui crée un bras de levier très intéressant. De plus, cette disposition permet de placer facilement plusieurs séries d'aimants (jusqu'à 32 pôles sur certains moteurs brushless outrunners) et de bobines.

Leur fréquence de rotation est donc plus faible mais le couple très élevé.

Ces moteurs brushless outrunners sont souvent utilisés dans des applications qui nécessitent un fort couple, car ils peuvent être reliés à la charge sans nécessiter de dispositif de réduction. Leur coefficient KV est relativement faible par rapport aux autres types de moteurs brushless.



Figure I.9 Rotor et stator d'un moteur brushless outrunners

I .9.4.2 Moteurs brushless inrunner

Ils n'ont généralement qu'une seule paire de pôles sur le rotor, et 3 bobines au stator. L'inertie du rotor est beaucoup plus faible que pour un moteur outrunner, et les vitesses atteintes par ce type de moteur sont beaucoup plus élevées (KV jusqu'à 7700tr/min/V).

La gestion électronique de la commutation est par contre plus simple car le rotor tourne à la même fréquence que le champ magnétique.

Le couple des moteurs brushless inrunner est plus faible que pour un outrunner car les aimants sont sur un diamètre plus petit à taille de moteur égale.

Ce type de moteur brushless est très utilisé dans l'industrie car il se rapproche beaucoup d'un moteur à courant continu à balais et collecteur. [22]



Figure I .10 Moteur brushless inrunner

I.10. Les différents types d'aimants permanents:

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [5], [24]:

- **Les Alnico:** aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel- Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.
- **Les Ferrites:** aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix. [25]. [8]
- **Les alliages métaux – terres rares:** ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans

l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

Le choix de l'aimant est effectué en fonction de 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.

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié d'une façon détaillée la machine à courant continu à savoir les différents constituants de la machine, les différents schémas de branchement et les équations électriques et mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine.

Puis nous sommes passés à l'identification des paramètres de cette machine. Dans cette partie on a présenté les différents montages et les calculs effectués .

Cette étude s'impose pour faire une bonne simulation et régulation qui sera la suite de ce mémoire.

Chapitre II : Modélisation électromagnétique des moteurs brushless

II.1. Introduction :

Le fonctionnement des machines électriques repose principalement sur les phénomènes de distribution spatio-temporelle du champ magnétique. Bien que les aspects électrostatiques, tels que les isolants, jouent un rôle, ils ne revêtent pas la même importance que les aspects magnétiques pour le fonctionnement. En effet, le champ magnétique dans les machines électriques est crucial car son calcul influe directement sur la taille et les performances de la machine. On distingue deux sources courantes du champ magnétique : celui créé par le courant de l'enroulement inducteur et celui des aimants permanents montés sur la surface de l'induit.

Dans ce chapitre, nous présentons un modèle analytique pour le calcul électromagnétique des moteurs brushless montés sur la surface de l'induit.

II.2. Modélisation électromagnétique du type de machine étudiée

Le type de moteur que nous abordons dans notre travail (Figure. II.1), est celui des machines à aimants montés sur la surface de l'induit. Ces moteurs sont constituées de deux parties bien distinctes :

- L'inducteur : 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.
- L'induit : 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 amagnétiques sur l'arbre de la machine. Ce dernier peut être constitué soit d'une seule pièce massive soit d'un circuit magnétique feuilleté. L'aimantation dans ce type de machines peut être, radiale, parallèle ou sinusoïdale, (Fig.II.2). En pratique, l'aimantation sinusoïdale est approximée 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 [8], [9].

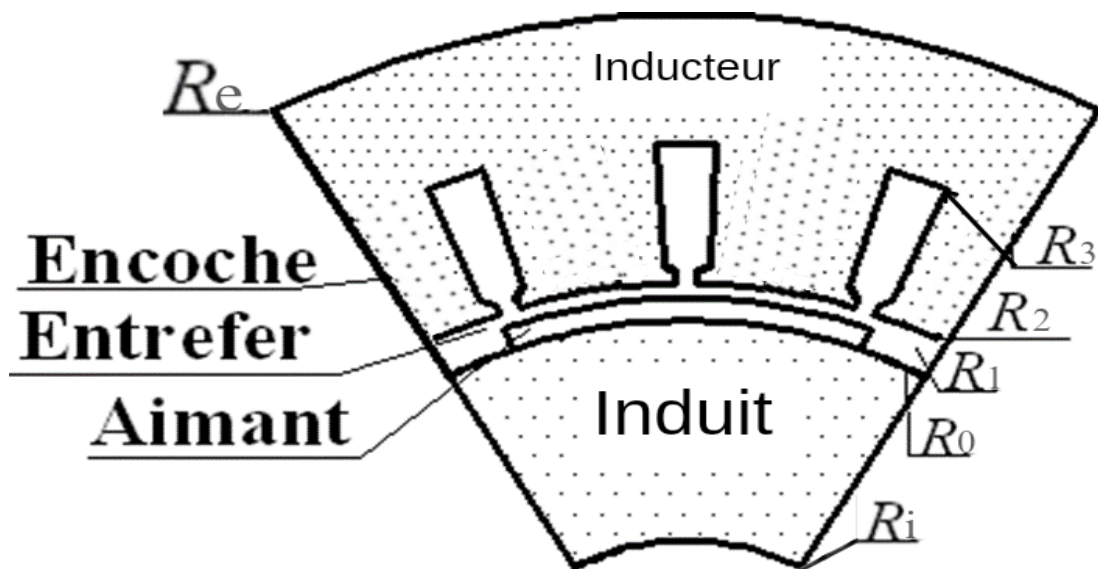


Figure II.1 Structure d'une machine brushless.

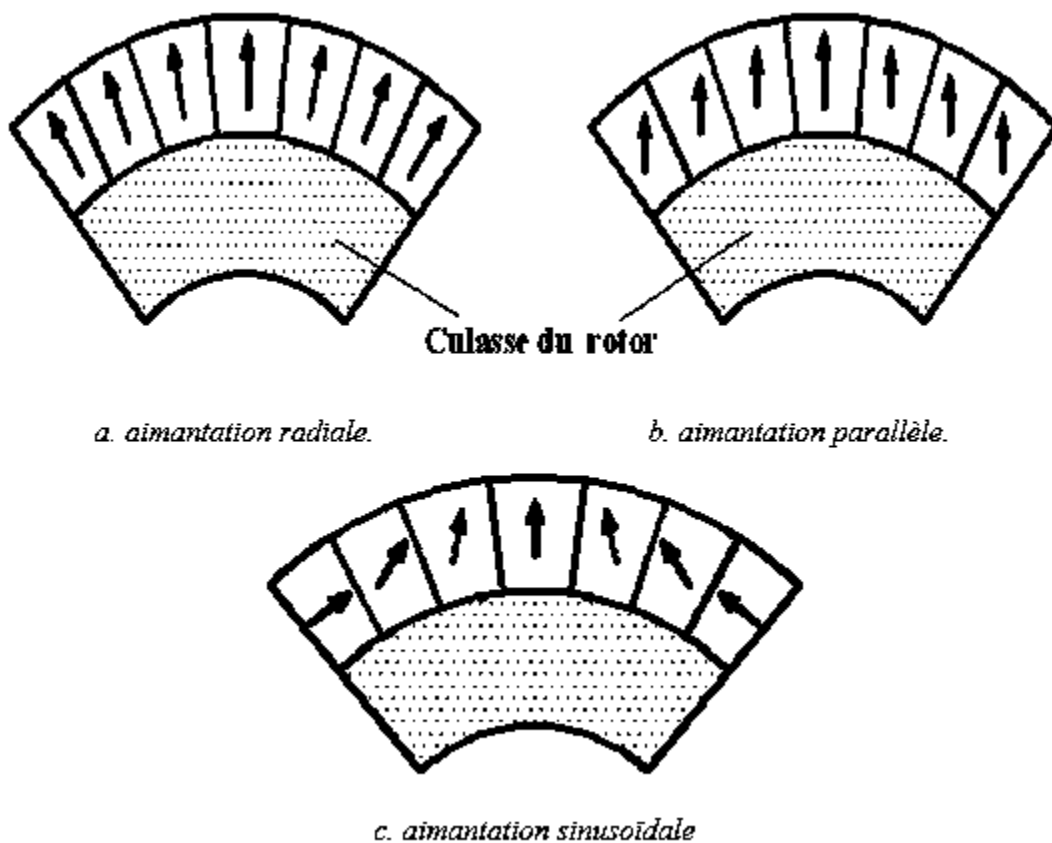


Figure.II.2. Différentes types d'aimantation.

II .2.1. Modélisation des aimants

Machine à aimants radiaux montés en surface et inducteur lisse Pour ce type de machines, représentées sur la Figure (II.3), la résolution de l'équation de Poisson par la méthode de séparation de variables que ce soit à l'aide d'une formulation en potentiel vecteur ou scalaire permet de déterminer le champ magnétique via des expressions analytiques [3], [4].

Nous avons choisi aimantation radiale

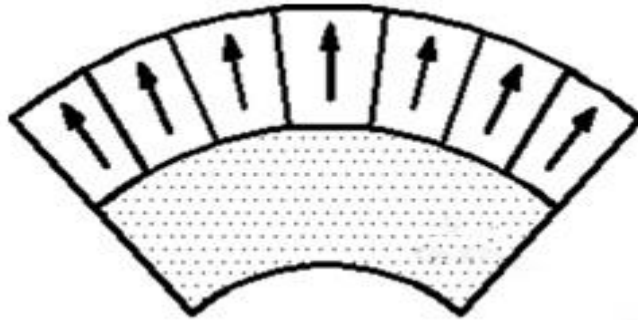


Figure II.3 Aimantation radiale

L'induit de la machine met en œuvre $2p$ pôles identiques et symétriques constitués d'aimants sous forme de "blocs aimantés", portant une aimantation $\vec{M}$

Où, M_θ représentent respectivement, les composantes radiale et tangentielle de l'aimantation qui sont exprimées comme suit

$$M_r(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} M_{rn} \cdot \cos(np\theta) \quad (\text{II.1})$$

$$M_\theta(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} M_{\theta n} \cdot \sin(np\theta) \quad (\text{II.2})$$

Où p : désigne le nombre de paires de pôles, θ est l'écart angulaire relativement au centre d'un aimant et M_{rn} et $M_{\theta n}$, sont respectivement, les amplitudes des harmoniques de rang n des composantes M_r et M_θ .

- Pour une aimantation radiale

$$M_{rn} = \frac{4M}{\pi n} \sin\left(\frac{np\pi}{2\alpha_p}\right) \quad (\text{II.3})$$

$$M_\theta = 0 \quad (II.4)$$

Où α_p représente l'ouverture des aimants sur un pas polaire

La figure (Figure. II.4), montre la forme de l'aimantation radiale sur un pas polaire

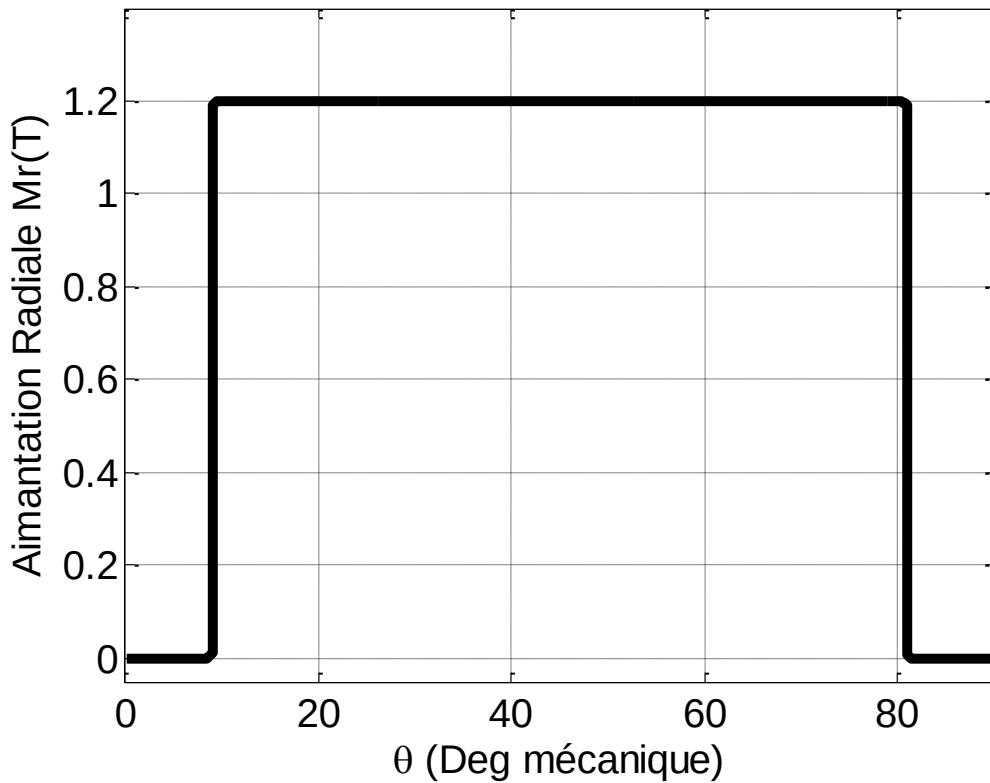


Figure II. 4 Forme d'onde d'une aimantation radiale

II.2.2. Equations de Maxwell

Le fonctionnement des machines électriques est basé essentiellement sur les phénomènes de distribution spatio-temporels du champ magnétique. L'analyse de ces phénomènes conduit à la résolution des équations de Maxwell dans un domaine tridimensionnel. En général, la modélisation électromagnétique de la moteur brushless s'effectue à partir d'un modèle magnétostatique justifié par la nature des phénomènes électromagnétique. Celle-ci est traduite par les équations suivantes [8], [10], [11], [9], [12] :

- Conservation de flux magnétique : $div(\vec{B}) = 0$ (II.5)
- Les deux équations de couplage :

Equation de Maxwell-Ampère $rot(\vec{H}) = \vec{j}$ (II.6)

Equation de Maxwell-Faraday $rot(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$ (II.7)

- Propriétés des matériaux et des milieux

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (II.8)$$

Où μ_0 représente la perméabilité magnétique du vide et μ_r la perméabilité relative du milieu considéré.

Les aimants magnétiquement rigides, actuellement employés dans les machines électriques, possèdent une caractéristique de désaimantation linéaire dans la zone normale d'utilisation [16].

Pour les milieux aimantés cette dernière équation est donnée par

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} + \vec{M} \quad (II.9)$$

Où $\vec{B}, \vec{H}, \vec{j}, \vec{E}$ et $\vec{M}$ désignent respectivement l'induction magnétique, l'excitation magnétique, la densité volumique de courant, le champ électrique et l'aimantation des aimants (induction rémanente en présence des aimants).

II.2.3. Formulation en potentiel vecteur magnétique

La formulation en potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ est utilisée lorsque les sources de champ sont des densités de courantes sources $\vec{j}$. L'équation (II.5) entraîne l'existence d'un potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ tel que [2], [9] :

$$\vec{B} = rot(\vec{A}) \quad (II. 10)$$

L'utilisation de la formulation en potentiel vecteur magnétique et la combinaison des équations (II.5) à (II.9) (II.10) donnent l'équation générale de répartition du potentiel qui est décrite par l'expression suivante :

$$rot\left(\frac{1}{\mu} rot\vec{A}\right) = \vec{j} + rot\left(\frac{1}{\mu} \vec{M}\right) \quad (II. 11)$$

On a

$$\text{rot}\left(\frac{1}{\mu}\text{rot}\vec{A}\right) = \text{grad}(\text{div}(\vec{A})) - \Delta(\vec{A}) \quad (\text{II. 12})$$

Dont l'unicité est assurée en imposant $\text{div}(\vec{A})=0$, appelée la jauge de Coulomb [2], [9] .

Donc

$$\Delta(\vec{A}) = -\vec{J} + \frac{1}{r}\left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta\right) \quad (\text{II. 13})$$

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{\partial A}{r \partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\vec{J} + \frac{1}{r}\left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta\right) \quad (\text{II. 14})$$

Où M_r, M_θ , représentent respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'aimantation.

Si on néglige les courants induits dans la zone des aimants, l'équation (II. 14) s'écrirait en coordonnées polaires, comme suit :

- Dans la région des aimants

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{\partial A}{r \partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = -\vec{J} + \frac{1}{r}\left(\frac{\partial M_r}{\partial \theta} - M_\theta\right) \quad (\text{II. 15})$$

- Dans l'entrefer :

$$\frac{\partial^2 A}{\partial r^2} + \frac{\partial A}{r \partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 A}{\partial \theta^2} = 0 \quad (\text{II. 16})$$

Le calcul du champ revient donc à résoudre des équations aux dérivées partielles du potentiel vecteur dans l'intervalle $[R_0, R_3]$. Le principe de la méthode de résolution consiste à rechercher les expressions analytiques du potentiel vecteur dans les différentes zones du domaine d'étude. Les champs produits par les différentes sources, fonctions de la variable d'espace et du temps (θ, t) , sont calculés séparément.

II.3. Modèle Analytique de résolution

Dans la modélisation adoptée. En négligeant l'effet de la denture de l'inducteur, l'entrefer magnétique (région des aimants et l'entrefer mécanique) de la machine est considéré lisse. Sous Ces conditions, le domaine d'étude, dans un système en coordonnées polaires (r, θ) , est réduit à deux zones concentriques (Figure. II.4) :

- $[R1, R2]$: Zone (I) contenant l'entrefer mécanique.
- $[R0, R1]$: Zone (II) contenant les aimants.

Vu que les machines électriques sont constituées des matériaux différents et comme les lignes de champs sont continuées à travers la machine, il est utile de définir les conditions de passage du champ entre les interfaces communes entre deux domaines différents.

- La condition de conservation de la composante normale de l'induction magnétique qui se traduit par :

$$\vec{n}_1 \cdot \vec{B}_1 - \vec{n}_2 \cdot \vec{B}_2 = 0 \quad (\text{II.17})$$

- La condition de discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique

Donnée par :

$$\vec{n}_1 \wedge \vec{H}_1 - \vec{n}_2 \wedge \vec{H}_2 = \vec{J}_s \quad (\text{II.18})$$

Où J_s est la densité superficielle de courants.

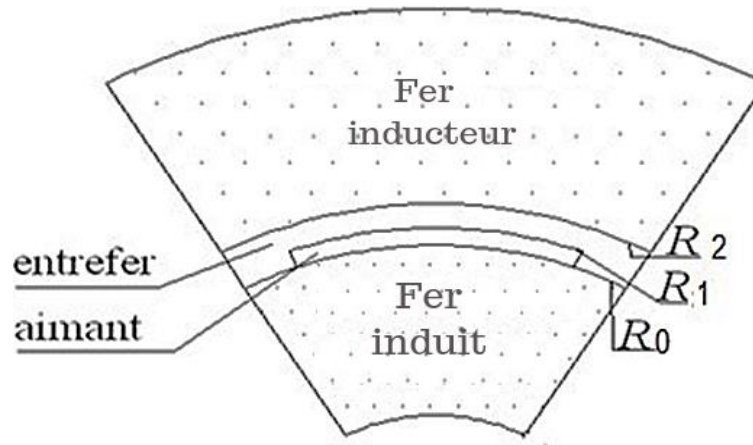


Figure.II-5 Structure étudiée sur un pas polaire

II.3.1. Modèles des courantes de sources

La machine étudiée présente trois enroulements identiques, régulièrement décalés, de $2\pi/3$ dans l'espace. Si on néglige l'effet de la denture inducteur, les ampères-tours injectés dans L'encoche peuvent être alors assimilés à une densité superficielle de courant placée à L'endroit de l'isthme d'encoche (Fig. II. 5).

Au niveau de l'inducteur, l'origine des angles est choisie confondue avec l'axe de symétrie d'une phase du bobinage statorique et ainsi, tous les points sont repérés par l'angle θ' . La relation entre les coordonnées inducteur et induit (θ) s'écrit :

$$\theta' = \theta_0 + \theta + \Omega t \quad (\text{II.19})$$

Où θ_0 représente le décalage initial de l'induit par rapport au inducteur et Ω est la vitesse de rotation mécanique de l'induit. Notons que tous les angles sont exprimés en radian mécanique.

L'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension contrôlé en courants qui délivre des courants de forme radiale [9].

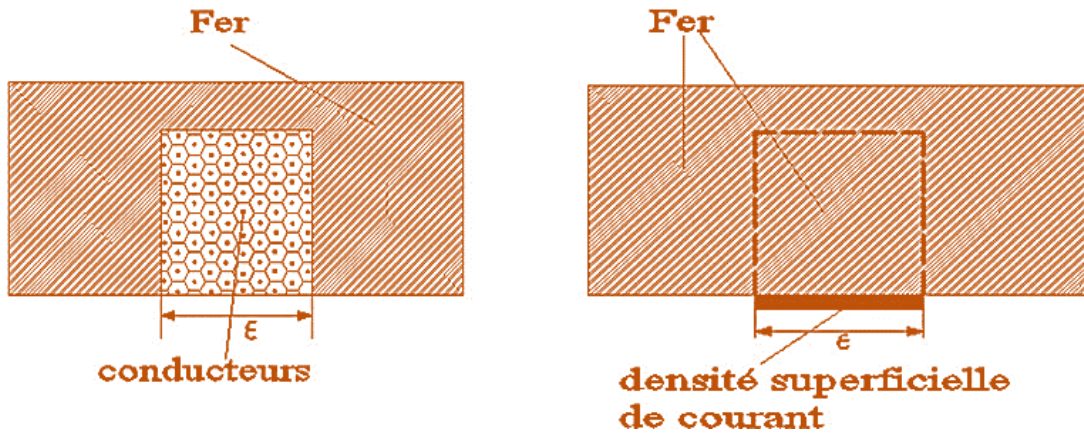


Figure.II-6 Modélisation de l'encoche inductrice.

II.4. Les conditions aux limites et frontières

Au niveau de rayon $r=R_2$

$$\left. \frac{\partial A_I}{\partial r} \right|_{r=R_2} = 0 \quad (\text{II.20})$$

Au niveau de rayon R_0

$$\left. \frac{\partial A_{II}}{\partial r} \right|_{r=R_0} = 0 \quad (\text{II.21})$$

Au niveau de rayon $r=R_1$

$$\left. \frac{\partial AI}{\partial r} \right|_{r=R_1} = \left. \frac{\partial AII}{\partial r} \right|_{r=R_1}$$

$$AI|_{r=R_1} = AII|_{r=R_1} \quad (\text{II.22})$$

On trouve :

$$C1 := C_2 R_2^{-2np} \quad (\text{II.23})$$

$$C3 := \frac{R_0^{-2np} C4 n^2 p^2 - R_0^{-2np} C4 - R_0^{np+1} M r n}{n^2 p^2 - 1} \quad (\text{II.24})$$

On obtient :

$$C2 = -\frac{1}{2} \frac{(-R_0^{2np} n p R_1^{-np+1} + R_0^{2np} R_1^{-np+1} - n p R_1^{np+1} - 2 R_0^{np+1} + R_1^{np+1}) R_2^{2np} M r n}{(np-1)(np+1)(R_0^{2np} - R_2^{2np})} \quad (\text{II.25})$$

$$C4 := -\frac{1}{2} \frac{(-R_2^{2np} R_0^{2np} n p R_1^{-np+1} + R_1^{np+1} R_0^{2np} n p - R_2^{2np} R_0^{2np} R_1^{-np+1} + 2 R_0^{2np} R_0^{np+1} - R_1^{np+1} R_0^{2np}) M r n}{-n^2 p^2 R_2^{2np} + n^2 p^2 R_0^{2np} + R_2^{2np} - R_0^{2np}} \quad (\text{II.26})$$

II.5. Détermination des performances de la machine :

Les expressions des potentiels vecteurs du seau aimant et aux courants dans les différentes zones du domaine d'étude étant connues. Les inductions magnétiques dues aux différentes sources de champ s'en déduisent facilement en utilisant les relations (II.16).

II.5.1. Induction magnétique :

On donne, ci-dessous, les expressions des composantes de l'induction due aux aimants au niveau de l'entrefer de la machine nécessaires pour la détermination du couple électromagnétique.

L'induction aux aimants crée dans l'entrefer (zone I)

- Induction radiale

$$B_r^I(r, \theta) = \frac{\partial AI}{\partial \theta} = \sum_{n=1}^{\infty} (C1 r^{np} + C2 r^{-np}) \cos(np\theta)$$

$$= \sum_{n=1}^{\infty} (C_2 R_2^{-2np} r^{np} + C_2 r^{-np}) \cos(np\theta)$$

$$B_r^I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{1}{2} \frac{(-R_0^{2np} np R_1^{-np+1} + R_0^{2np} R_1^{-np+1} - np R_1^{np+1} - 2R_0^{np+1} + R_1^{np+1}) R_2^{2np} M r n}{(np-1)(np+1)(R_0^{2np} - R_2^{2np})} (R_2^{-np-1} r^{np} + r^{-np}) \cos(np\theta) \quad (\text{II.26})$$

- Induction tangentiel

$$B_{\theta}^I(r, \theta) = -\frac{1}{r} \frac{\partial A I}{\partial r}$$

$$B_{\theta}^I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} C_2 (R_2^{-np-1} r^{np-1} - r^{-np-1}) \sin(np\theta)$$

$$B_{\theta}^I(r, \theta) = \sum_{n=1}^{\infty} -\frac{1}{2} \frac{(-R_0^{2np} np R_1^{-np+1} + R_0^{2np} R_1^{-np+1} - np R_1^{np+1} - 2R_0^{np+1} + R_1^{np+1}) R_2^{2np} M r n}{(np-1)(np+1)(R_0^{2np} - R_2^{2np})} (R_2^{-np-1} r^{np-1} - r^{-np-1}) \sin(np\theta) \quad (\text{II.27})$$

Ces expressions sont valables dans la zone définie par $R_0 \leq r \leq R_2$

II.5.2. Expression de la force électromotrice :

Pour calculer la force électromotrice induite dans une spire inductrice, on détermine dans un premier temps, le flux embrassé par les conducteurs de cette phase. L'invariance, par translation suivant l'axe Oz du système étudié, permet d'exprimer le flux produit par les aimants sous la forme suivante :

$$\Phi(\omega t) = L_u \int_0^{2\pi} A(R_2, \theta) C(\theta, t) R_2 d\theta \quad (\text{II.28})$$

$A(R_2, \theta)$ et $C(\theta, t)$ désignent respectivement le potentiel vecteur créé par les aimants et la densité des conducteurs de la phase considérée. L'expression de $A(R_2, \theta)$ est déduite de la relation et celle de $C(\theta, t)$ est donnée par l'expression suivante :

$$C(\theta) = \sum_{i=1} C_n \cos(np\theta) \quad (\text{II.29})$$

Où

$$C_n = \frac{4pNk_{bn}}{\pi}$$

L'expression du flux par phase après intégration devient :

$$\Phi(\omega t) = \pi L_u \sum C_n K_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \sin(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.30})$$

La FEM induite se déduit par dérivation. Son expression est la suivante :

$$e(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = -\pi L_u n\omega \sum C_n K_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \cos(np\theta_0 + n\omega t) \quad (\text{II.31})$$

II.5.3. Détermination des expressions des couples :

Le couple d'interaction développé par le type de machines étudiées est calculé en utilisant les moments des forces de Laplace s'exerçant sur la densité de courants placée au niveau du rayon d'alésage. Ce couple est exprimé par la relation suivante déduite du tenseur des contraintes de Maxwell :

$$\Gamma(\theta) = L_u R_2^2 \int_0^{2\pi} J_s B_\theta d\theta \quad (\text{II.32})$$

- Pour une alimentation par des courants radiaux, l'expression du couple est :

$$\Gamma(\theta) = \frac{3}{2} \pi p R_2 L_u \sum_{n=1}^{\infty} n J_n K_n \left[\left(\frac{r}{R_2} \right)^{np} + \left(\frac{R_2}{r} \right)^{np} \right] \cos(np\theta_0 + (n + v) \omega t) \quad (\text{II.33})$$

$$\text{Avec : } v = \begin{cases} +1 & \text{si } n = 6m + 1 \\ -1 & \text{si } n = 6m - 1 \end{cases}$$

Notons qu'on peut aussi calculer ce couple à partir de l'expression suivante :

$$\Gamma = \frac{p}{\omega} \sum_{m=1}^3 e_m(\theta) i_m(\theta) \quad (\text{II.34})$$

II.6. Analyse des performances électromagnétiques :

Une étude qualitative de l'influence des paramètres dimensionnels sur les performances électromagnétiques des machines envisagées est élaborée en exploitant le modèle analytique. Les caractéristiques de la machine étudiée sont ensuite représentées :

Paramètres	Symbol	Valeur	Unité
La puissance	P	1.8	kW
Tension	V	220	V
Intensité du courant de phase	I	3	A
Nombre de pôles	2p	4	-
Nombre d'encoches	Q_s	12	-
Ouverture de l'encoche	ε	$\frac{\tau_d}{3}$	mm
Epaisseur de l'entrefer	G	0.8	mm
Epaisseur de l'aimant	e_a	5	mm
Ouverture des aimants	α_p	80%	-
Rayon interne d'induit	R_l	30	mm
Rayon externe d'induit	R_0	70	mm
Rayon interne de l'inducteur	R_2	75.8	mm
Aimantation rémanente	M	1,2	T
Perméabilité des aimants	μ_r	1	-
Longueur active	l_u	100	mm

Tableau II.1 : paramètres dimensionnels sur les performances des machines étudiées

II.6.1. Distribution du champ magnétique :

On considère, le fonctionnement à vide. La figure (II.6) représente les répartitions de l'induction radiale et tangentielle créées par à aimantation radiale et au niveau de milieu de l'entrefer en fonction de la position angulaire. On observe que la forme de l'induction est peu influencée par le sens de l'aimantation.

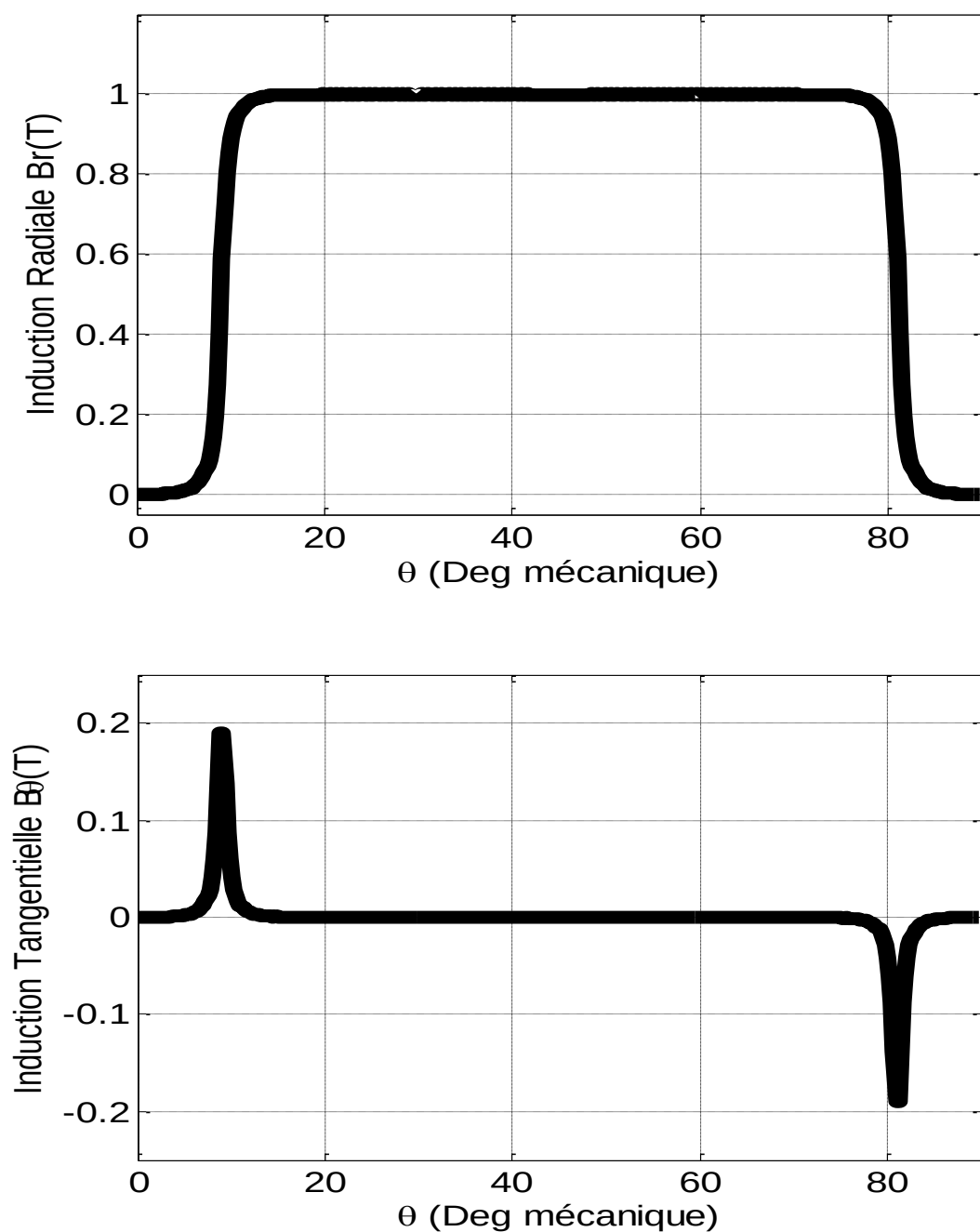


Figure II.7: Répartitions de l'induction au milieu de l'entrefer (R_m)

(a) induction radiale, (b) induction tangentielle.

II.6.2. Analyse de la FEM et du couple électromagnétique :

Dans une brushless à aimants permanents montés sur la surface de l'induit sans pièces conductrices, où l'on considère qu'il n'y a pas de courants induits, le couple électromagnétique apparaît comme la combinaison de trois composantes [9] :

- Une composante continue correspondant à sa valeur moyenne
- Une ondulation due au couple de détente
- Une ondulation due à la forme de la force électromotrice et à celle des courants.

Pour les deux modes d'alimentations adoptés (Figure. II.8), la variation du couple électromagnétique développé par les deux structures à aimantation radiale. Les ondulations de couple sont liées à la forme de la force électromotrice et au champ magnétique dans l'entrefer. Ces ondulations de couple sont caractérisées par le taux d'ondulation défini par :

$$r(\%) = \frac{\Gamma_{max} - \Gamma_{min}}{2\Gamma_{moy}} * 100$$

Où Γ_{max} , Γ_{min} et Γ_{moy} représentent respectivement le couple maximal, le couple minimal et le couple moyen. Nous cherchons donc un taux d'ondulation minimal en fonction des paramètres géométriques de la machine.

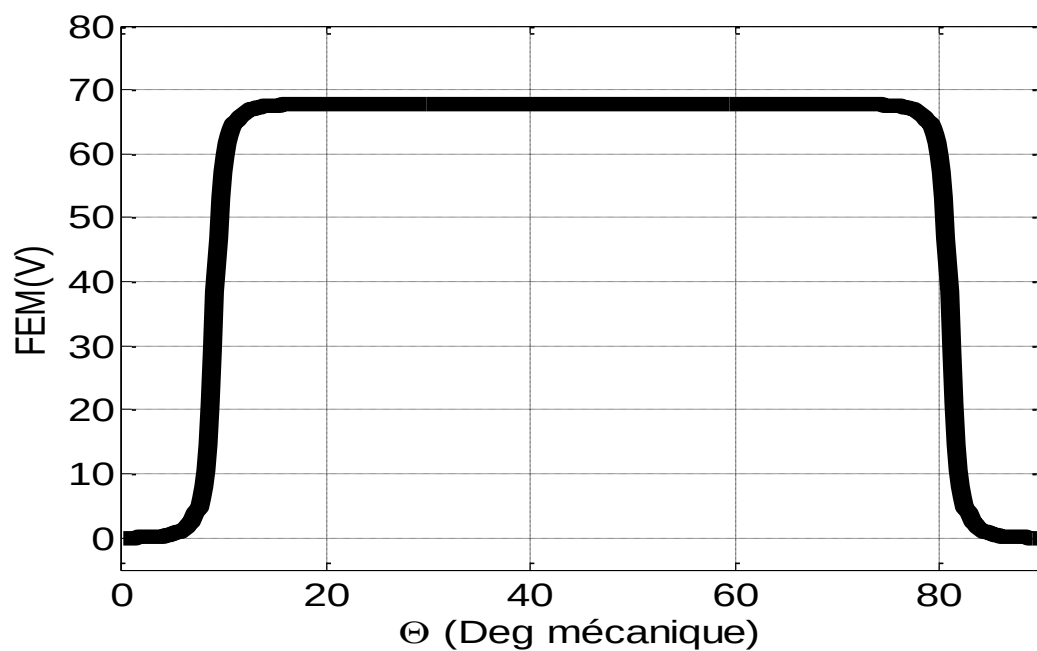


Figure II. 8 Répartition de la f.é.m

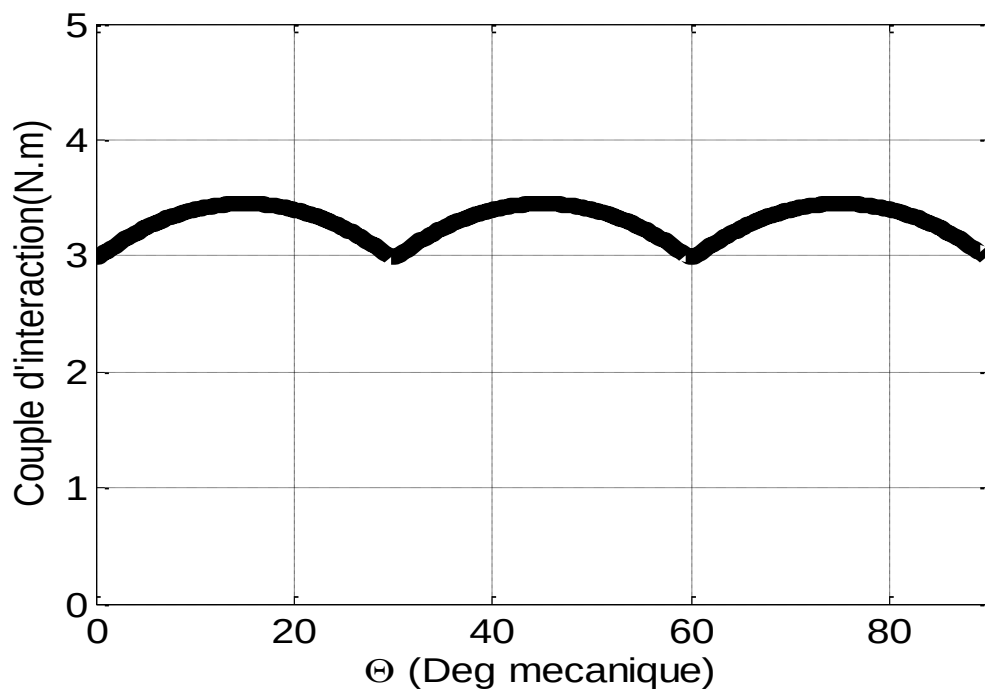


Figure II. 9 Couple d'interaction pour différents sens d'aimantation.

II.7. Calcul des grandeurs électromagnétiques de la machine pour un inducteur encoché :

Nous allons étudier la machine dans le cas réel, avec un inducteur encoché. La présence des encoches dans les machines électriques induit une influence sur la machine de deux manières [14], [15] ; en effet, elle affecte la distribution du flux électromagnétique dans l'entrefer et dans les aimants et diminue également le flux par pôle qui est calculé souvent par l'utilisation du coefficient de Carter k_c . De plus, l'interaction du champ magnétique avec les côtés de l'encoche produit des forces qui créent un moment de rotation, qui est appelé couple de détente.

II.7.1. Transformation conformes des encoches

L'effet d'encochage de l'inducteur sur les inductions radiales et tangentielles est introduit via une fonction perméance relative complexe issue d'une transformation conforme analytique de Schwarz-Christoffel d'un modèle avec une seule encoche de profondeur infinie. Ce modèle permet d'exploiter les équations (II.24) et (II.25) pour déterminer les inductions radiales et tangentielles dans le cas avec encoches inducteur. Avec $B_k = B_r + jB_\theta$, l'induction complexe dans la structure réelle est donnée par :

$$B_s = B_k \cdot \left(\frac{\partial k}{\partial s} \right)^* \quad (II.36)$$

Avec

$$\frac{\partial k}{\partial s} = \lambda = \frac{k}{s} \frac{w-1}{(w-a)^{1/2}(w-b)^{1/2}} \quad (II.37)$$

Ces deux expressions (II.36) et (II.37) sont issues de plusieurs transformations conformes analytiques qui permettent de passer du plan $S (r, \theta)$ dont les coordonnées sont données par l'équation complexe en coordonnées polaires (Figure. II.7) :

$$s = r e^{j\theta} \quad (II.38)$$

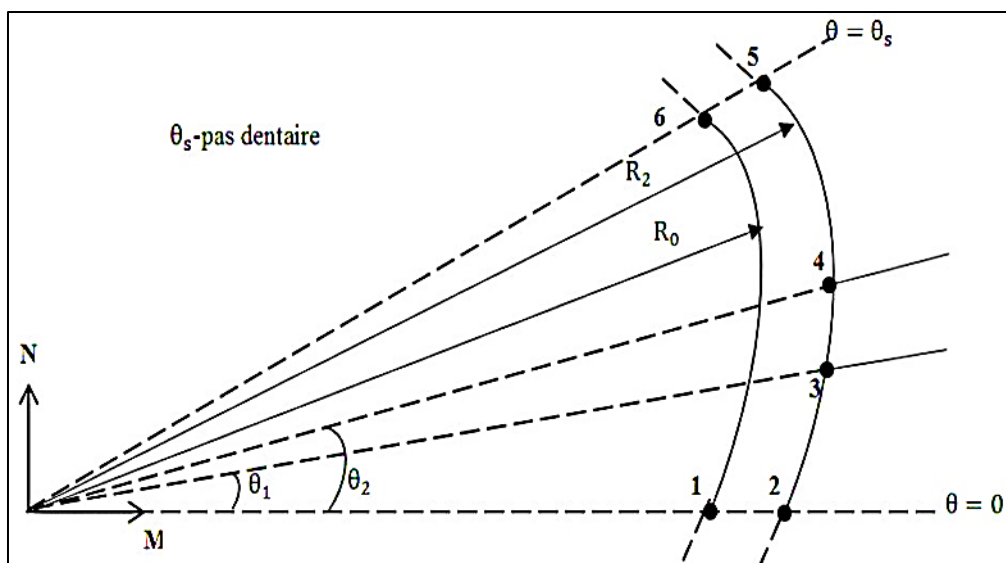


Figure. II. 10 : Modèle d'une seule encoche de profondeur infinie dans le plan S

La première transformation conforme qui permet de transformer le plan S en coordonnées polaires au plan Z en coordonnées cartésiennes (Figure. II.9)

$$z = \ln(s) \quad (\text{II.39})$$

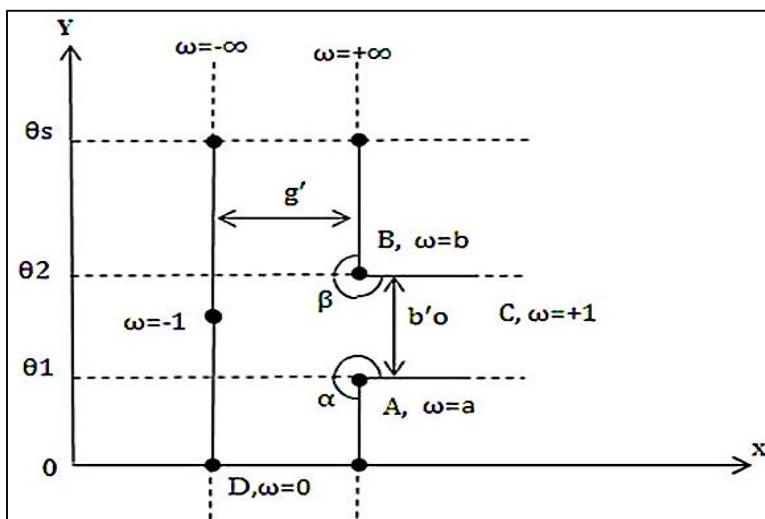


Figure. II. 11: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan Z

La deuxième transformation conforme complexe, qui est une transformation de Schwarz-Christoffel qui permet de transformer le pas dentaire du plan Z en un demi- plan infini et positif W (Figure. II.10), est :

$$z = j \frac{g'}{\pi} \left[\ln \left| \frac{1+p}{1-p} \right| - \ln \left| \frac{b+p}{b-p} \right| - \frac{2(b-1)}{\sqrt{b}} \tan^{-1} \frac{p}{\sqrt{b}} \right] + C \quad (\text{II.40})$$

$$p = \sqrt{\frac{\omega-b}{\omega-a}} g' = \ln \left(\frac{R_3}{R_1} \right) \quad (\text{II.41})$$

$$C = \ln R_s + j\theta_2 \quad (\text{II.42})$$

$$b = \left[\frac{b'_0}{2g'} + \sqrt{\left(\frac{b'_0}{2g'} \right)^2 + 1} \right]^2 \quad (\text{II.43})$$

$$b'_\theta = \theta_2 - \theta_1 \quad (\text{II.44})$$

$$a = \frac{1}{b} \quad (\text{II.45})$$

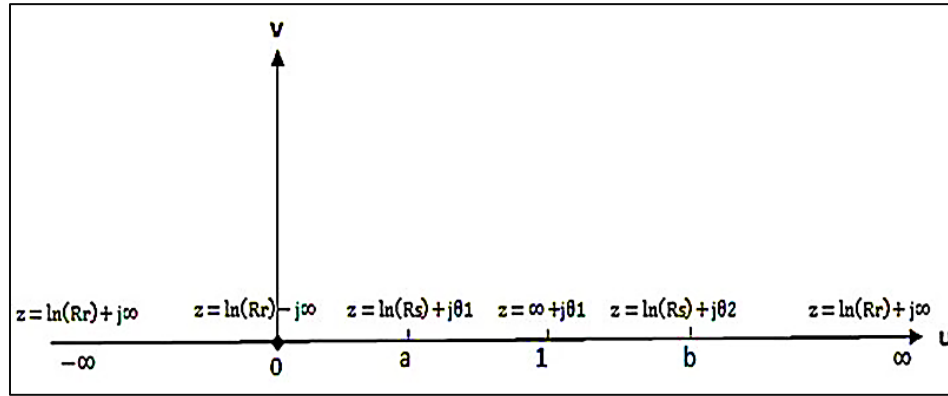


Figure. II. 12 : Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan W

La troisième transformation conforme qui permet de passer du plan W au plan T, qui représente deux plans infinis (Figure. II.11), est :

$$t = lj \frac{g'}{\pi} \ln \omega + n(R_s) + j \frac{\theta_s}{2} \quad (\text{II.46})$$

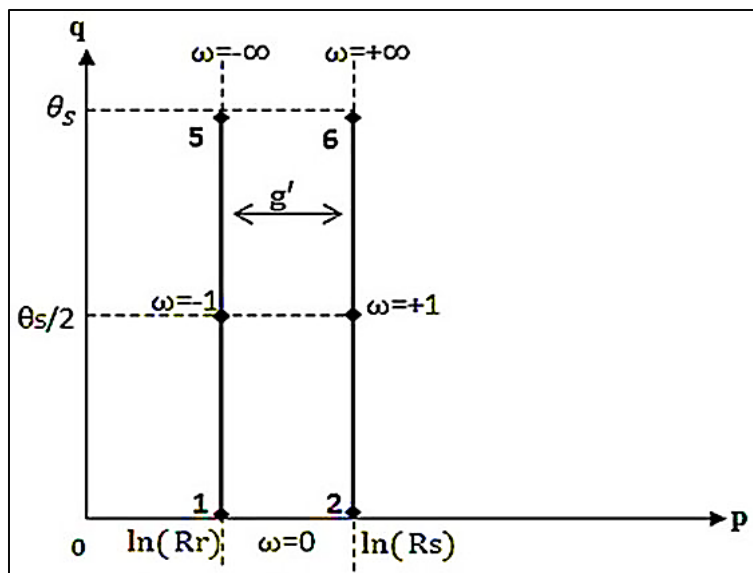


Figure. II .13: Représentation de l'ouverture de l'encoche dans le plan T

La dernière transformation permet de transformer le plan T au plan K (Figure. II.12), en coordonnées polaires par utilisation :

$$k = R_2 e^{j(\frac{g}{\pi} \ln \omega + \frac{\theta_s}{2})} \quad (\text{II.47})$$

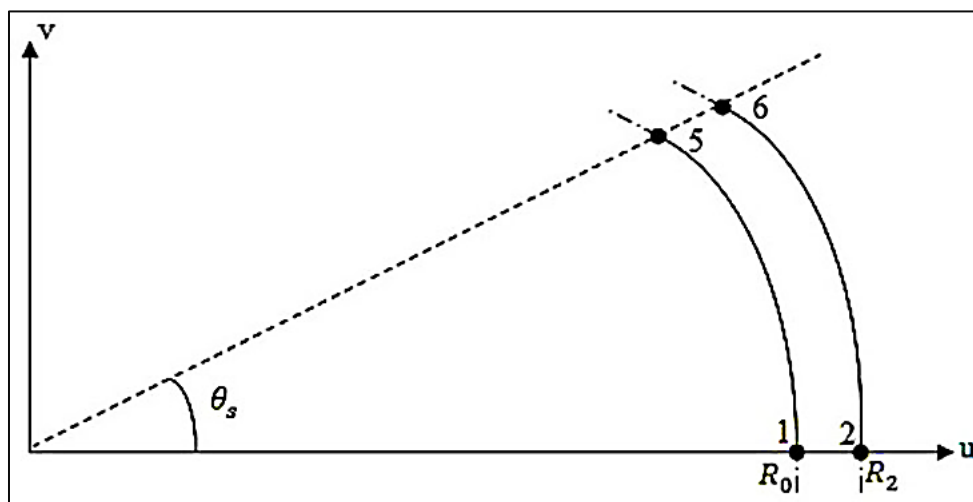


Figure. II.14: Modèle d'une seule encoche dans le plan K

Les parties réelle et imaginaire de la perméance relative λ , issues de l'équation (II.33), sont :

$$\lambda_a(r, \theta) = \lambda_0(r) + \sum_{n=1}^{N_\lambda} \lambda_{an} \cos(nQ_s \theta) \quad (\text{II.48})$$

$$\lambda_b(r, \theta) = \sum_{n=1}^{N_\lambda} \lambda_{bn} \sin(nQ_s \theta) \quad (\text{II.49})$$

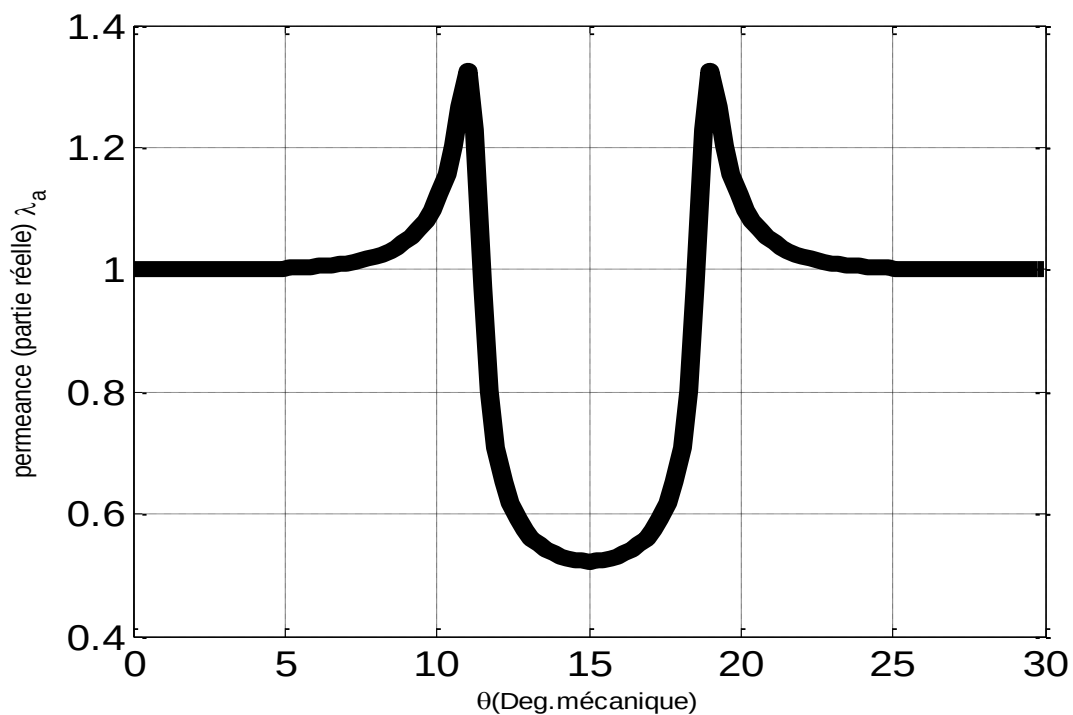


Figure II. 15: partie réelle de la perméance relative complexe calculées pour un pas dentaire

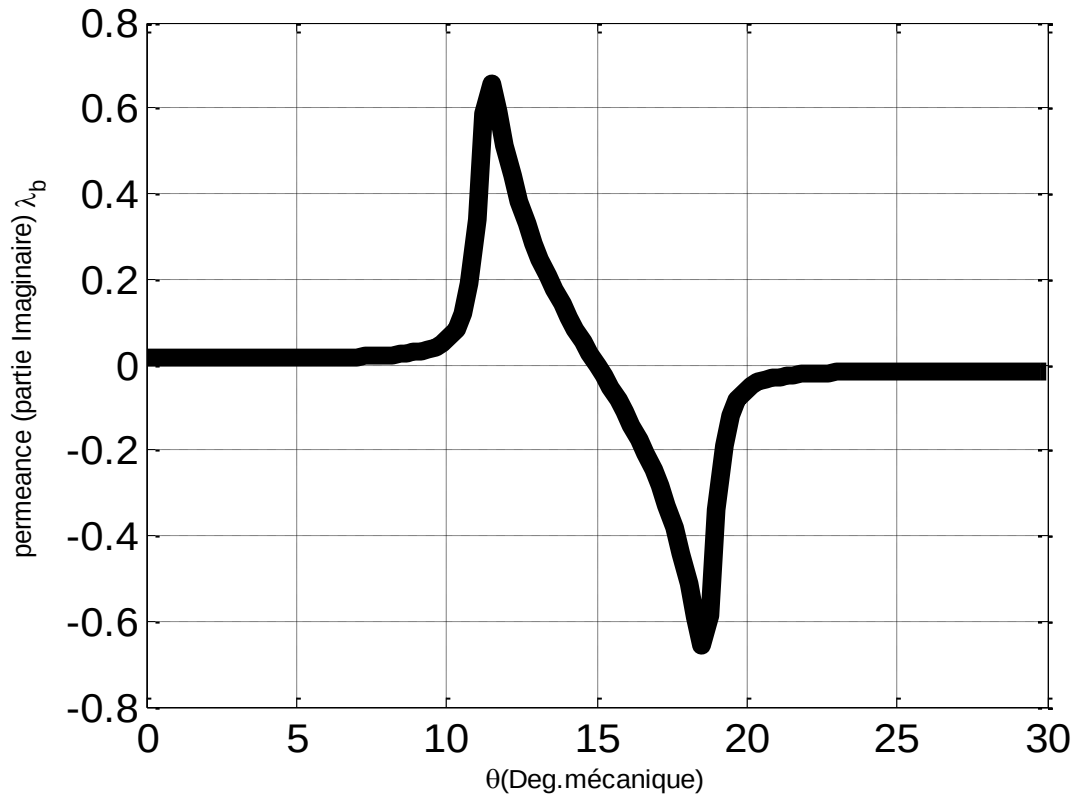


Figure II. 16: partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas dentaire

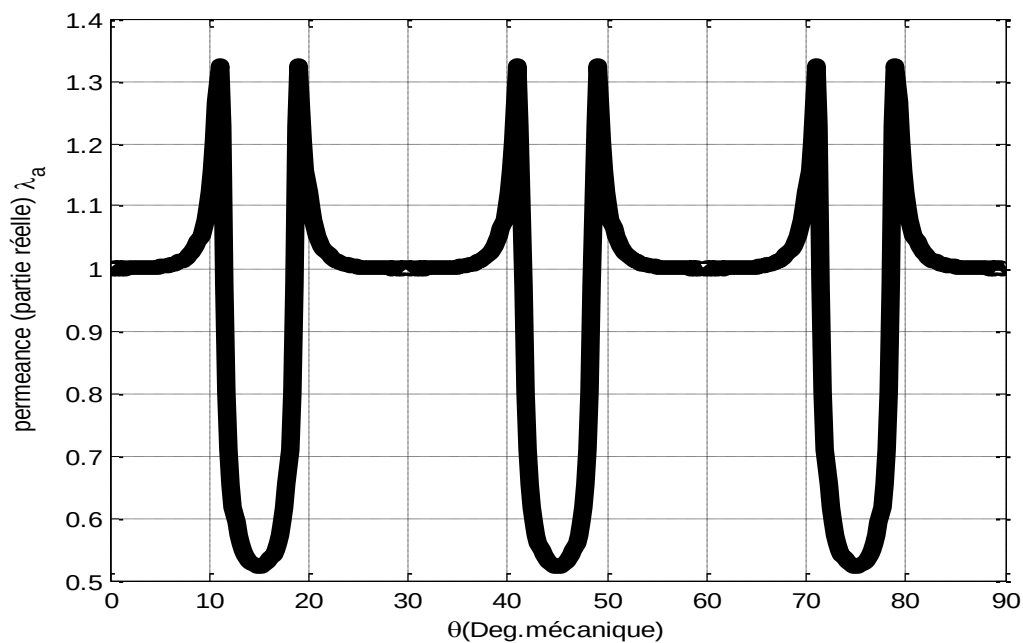


Figure. II. 17: partie réelle de la perméance relative complexe calculées pour un pas polaire

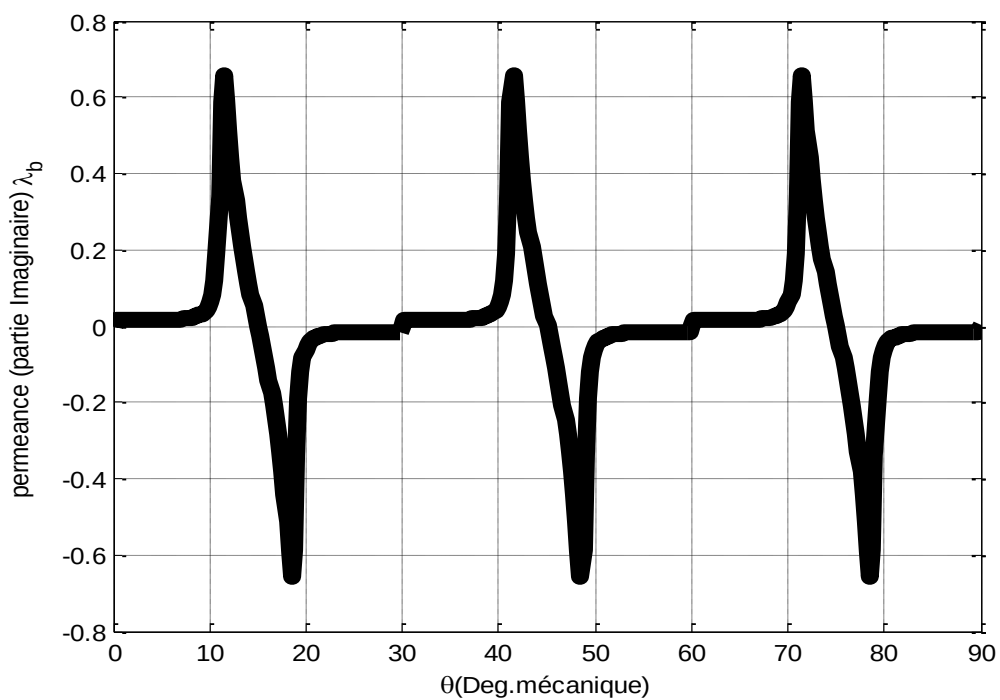


Figure. II. 18: partie imaginaire de la perméance relative complexe calculées pour un pas polaire

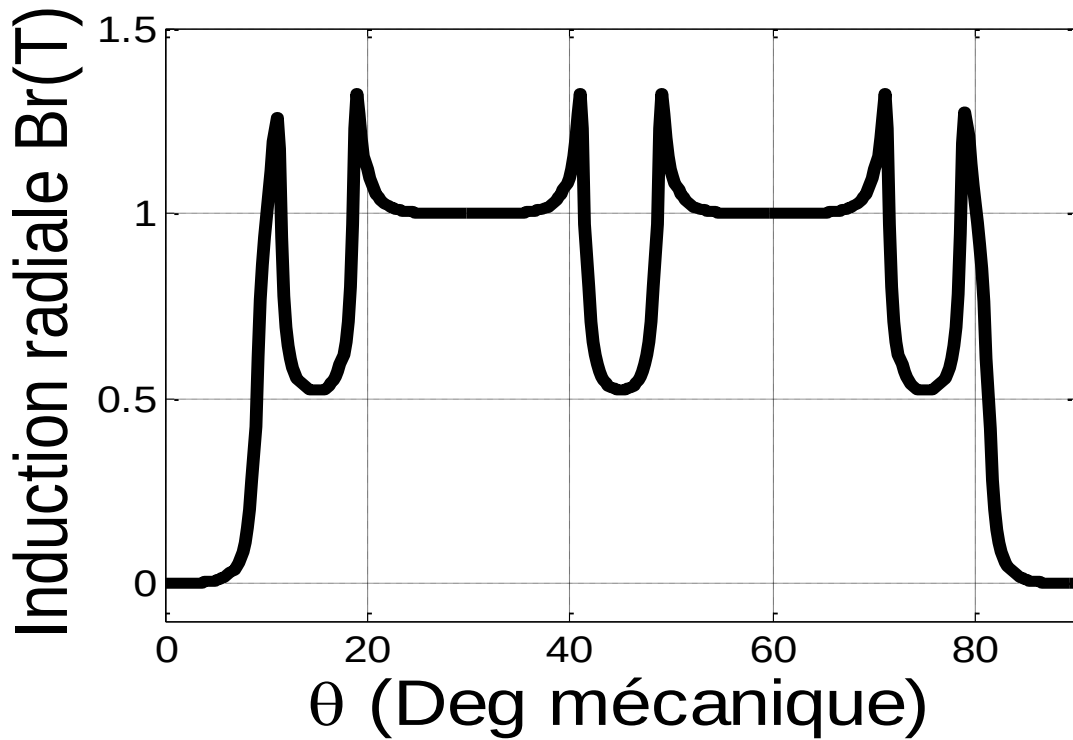
A partir des équations (II.20), (II.21), (II.38), (II.48), (II.49), les inductions radiales et tangentielles dans l'entrefer avec inducteur encoché s'en déduisent par :

$$B_{sr} = \text{Re}(B_k \lambda^*) = B_{ar} \lambda_a + B_{a\theta} \lambda_b \quad (\text{II.50})$$

$$B_{s\theta} = \text{im}(B_k \lambda^*) = B_{a\theta} \lambda_a - B_{ar} \lambda_b \quad (\text{II.51})$$

II.8. Distribution de l'induction magnétique à vide

On considère, que les enroulements inducteurs ne sont pas alimentés, donc c'est le fonctionnement à vide. Le Figure (II.18) représente respectivement la répartition de l'induction radiale et tangentielle pour une aimantation radiale.



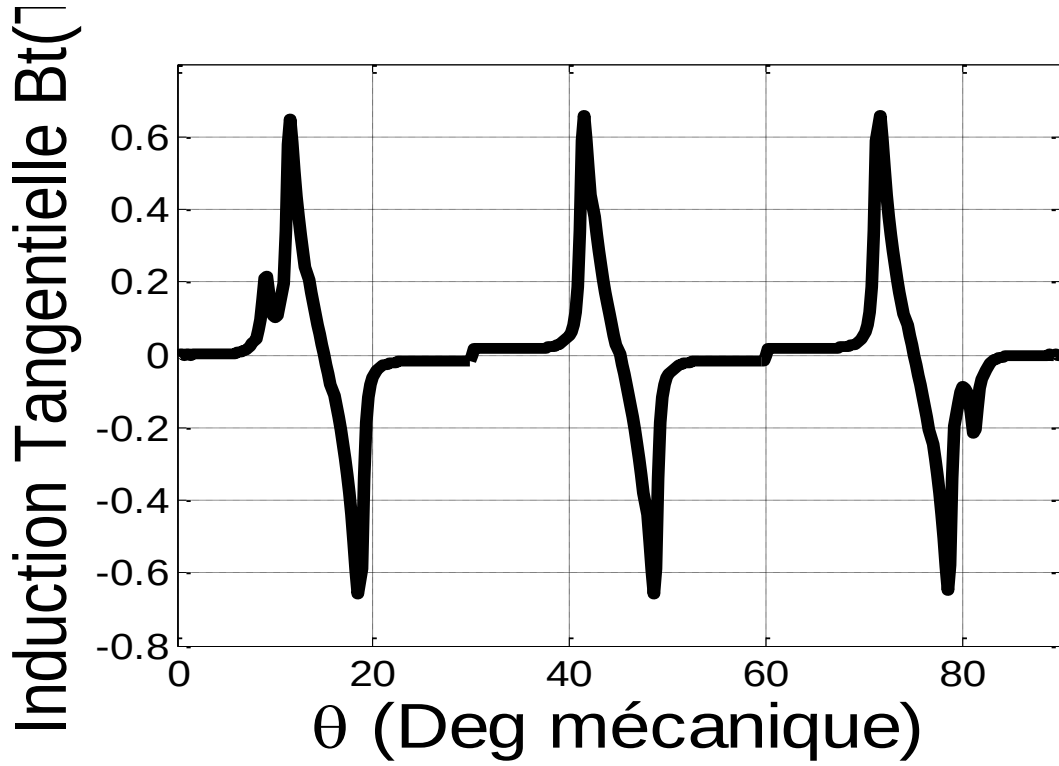


Figure II-19 Répartitions de l'induction radiale et tangentielle créées dans l'entrefer à inducteur (a) induction radiale. (b) induction tangentielle

II.9. Calcul de couple détente

Le couple de détente est un couple pulsatoire dû à l'interaction de la denture inducteur avec les aimants D'induit. Le couple de détente est calculé en considérant le moment des forces de Laplace s'exerçant sur l'ensemble de dents de la machine. D'après les calculs développés par (7)(8), on a l'expression suivante du couple de détente par encoche :

$$T_{encoche} = \frac{l_\alpha}{2\mu_0} \left[\int_a^b |B_K|^2 \left| \frac{g'}{\pi} k^2 \frac{(\omega-1)}{(\omega-a)^{\frac{1}{2}}(\omega-b)^{\frac{1}{2}}} \right| d\omega \right] \quad (II.52)$$

$$T_c = \sum_{k=1}^{Q_s} T_{encoche} \quad (II.53)$$

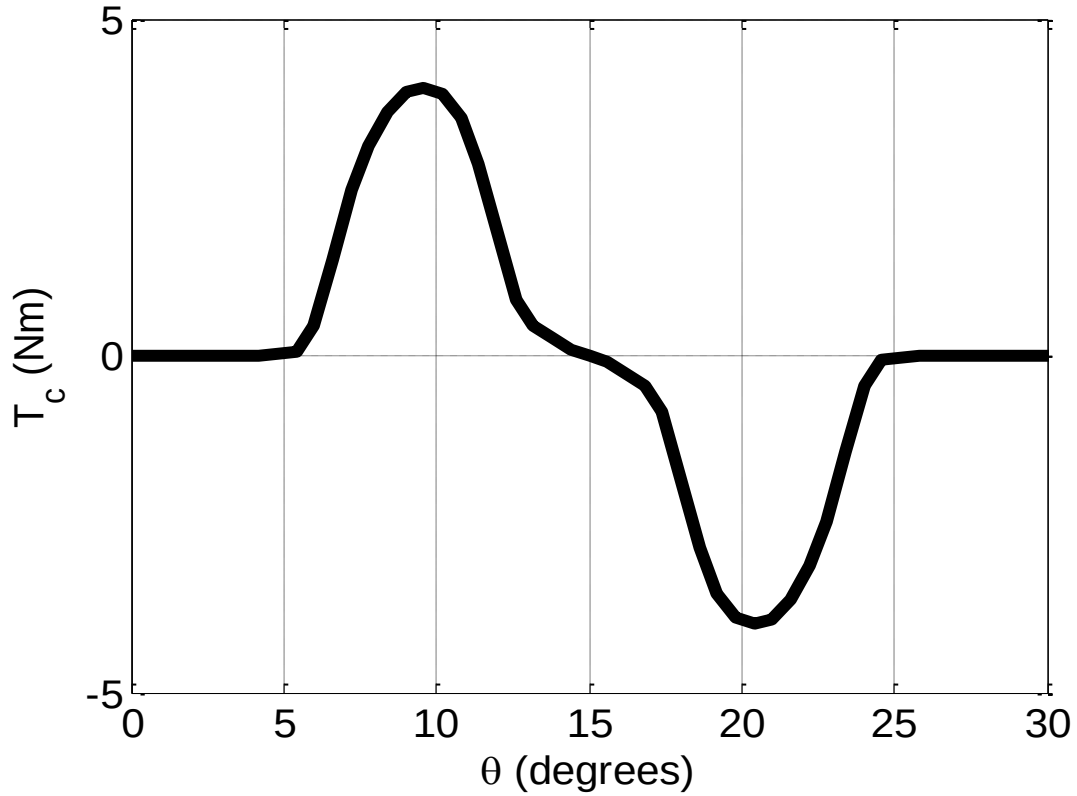


Figure II-20 couple détente est un couple pulsatoire

II.10. Calcul de la force électromotrice :

On utilise la loi de Faraday pour calculer, à vide, la FEM induite dans un enroulement inducteur créée par l'induction magnétique :

$$E_c(t) = -N_c \frac{d\phi_c}{dt} \quad (\text{II.54})$$

Où N_c est le nombre de conducteurs.

Le flux est l'intégral de l'induction magnétique créée dans l'entrefer [16] :

$$\phi_c(t) = L_u R \int_{-\frac{\gamma_c}{2}}^{\frac{\gamma_c}{2}} B_{sr}(r, \theta, t) \quad (\text{II.55})$$

Avec :

$$\gamma_c = \gamma_s \frac{2\pi}{Q_s} \quad (\text{II.56})$$

$$B_{sr}(r, \theta, t) = B_r(r, \theta, t) * \lambda_a(r, \theta) + B_\theta(r, \theta, t) * \lambda_b(r, \theta)$$

$$B_{sr}(r, \theta, t) = \sum_{1.2.3...}^{\infty} B_{rn} \cos(np(\theta - \omega_{rm}t)) \{ \lambda_o + \sum_{m=1}^{N_\lambda} \lambda_{am} \cos(m Q_s(\theta - \theta_{so})) \} + \sum_{m=1}^{N_\lambda} B_{\theta n} \sin(np(\theta - \omega_{rm}t)) \sum_{m=1}^{N_\lambda} \lambda_{bm} \sin(m Q_s(\theta - \theta_{so})) \quad (II.57)$$

Où B_{rn} , $B_{\theta n}$, λ_o , λ_{am} , λ_{bm} et ω_{rm} sont respectivement les composantes radiale et tangentielle de l'induction créée dans l'entrefer à inducteur lisse, données par les Eqs (II.52) et (II.54) ; les coefficients de série de Fourier de la perméance complexe ; la vitesse de rotation du induit [tr/s].

$$\phi_c(t) = L_u R \sum_{1.2.3...}^{\infty} \left\{ \lambda_o B_{rn} \frac{2}{np} \sin\left(np \frac{\gamma_c}{2}\right) + \sum_{m=1}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} - B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin\left((np+m Q_s) \frac{\gamma_c}{2}\right)}{np+m Q_s} A_m + \sum_{m=1}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} + B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin\left((np-m Q_s) \frac{\gamma_c}{2}\right)}{np-m Q_s} A_m \right\} \cos(np \omega_{rm} t) \quad (II.58)$$

Avec :

$$A_m = \begin{cases} 1 \\ \cos(m\pi) \end{cases}$$

Pour l'égalité $np = m Q_s$ il faut remplacer le terme $\frac{\sin\left((np-m Q_s) \frac{\gamma_c}{2}\right)}{np-m Q_s}$ par $\frac{\gamma_c}{2}$. La FEM induite dans une phase peut être calculée par la somme des FEMs induites dans les enroulements connectés en série de la phase. Si on prend en considération le facteur de distribution des bobinages tel que :

$$K_{dn} = \frac{\sin\left(np q \frac{\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(np \frac{\alpha}{2}\right)} \quad (II.59)$$

Où q est le nombre d'encoches par et par phase, α est le déphasage entre deux tensions induites par deux enroulements adjacents. Dans un enroulement triphasé, le nombre de tours par phase reliés en série est donné par :

$$N_s = \begin{cases} N_c \frac{Q_s}{6\alpha_p} & \text{pour un enroulement a simple couche} \\ N_c \frac{Q_s}{3\alpha_p} & \text{pour un enroulement a double couche} \end{cases}$$

Où α_p est le nombre de voies en parallèle. A partir des équations. (II.5) et (II.5), on aboutit à l'expression finale suivante de la FEM :

$$E_c(t) = N_s \omega_{rm} L_u R \sum_{1.2.3...}^{\infty} K_{dn} \left\{ \lambda_o B_{rn} \frac{2}{np} \sin \left(np \frac{\gamma_c}{2} \right) + \sum_{m=1}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} - B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin \left((np+m Q_s) \frac{\gamma_c}{2} \right)}{np+m Q_s} A_m + \sum_{m=1}^{N_\lambda} (B_{rn} \lambda_{am} + B_{\theta n} \lambda_{bm}) \frac{\sin \left((np-m Q_s) \frac{\gamma_c}{2} \right)}{np-m Q_s} A_m \right\} \sin(np\omega_{rm} - \alpha_o) \sin \quad (II.60)$$

Avec α_o égale à zéro pour la phase A, $\frac{2\pi}{3}$ pour la phase B, $\frac{4\pi}{3}$ pour la phase C. a forme est presque la même, on constate que le sens de l'aimantation n'influence pas la répartition de la FEM. Les Figures (II.20) montrent la variation force électromotrice créée par la machine étudiée dans le cas réel avec un inducteur encoché.

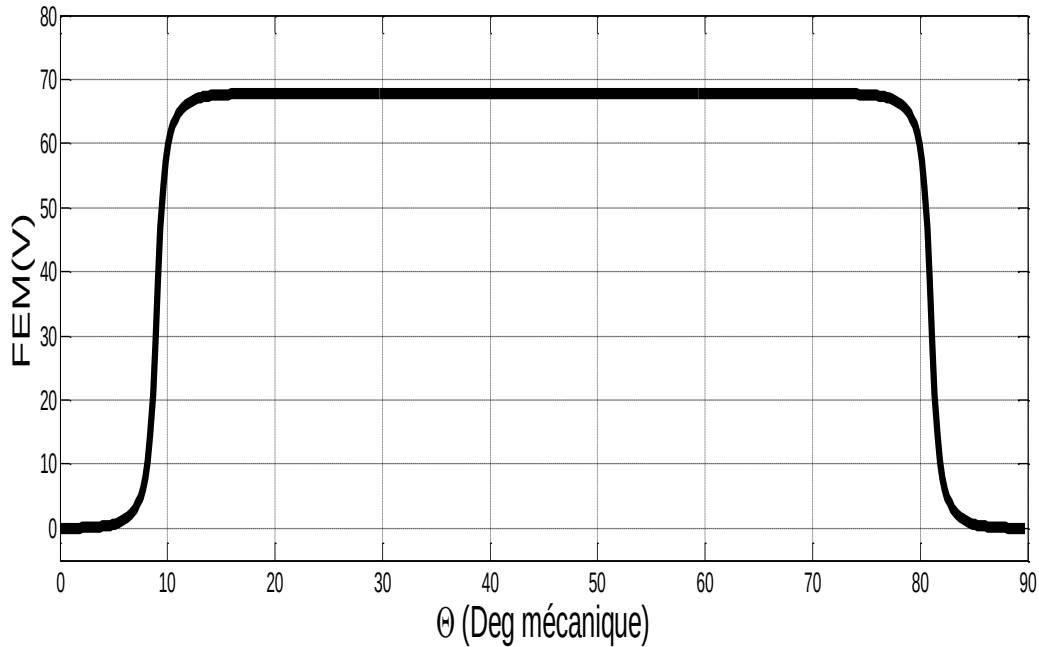


Figure II.21 : La forme de la force électromotrice

II.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développés un modèle analytique basé sur la résolution des équations de Maxwell pour déterminer les inductions radiales et tangentielles dues aux aimants permanents aimanté radiaux en considèrent le inducteur lisse.

La forme de la force électromotrice et couple d'interaction est affectée par la forme de l'alimentation et du sens de l'aimantation de l'inducteur. En effet, pour une aimentation radiale.

L'effet des encoches de l'inducteur sur la forme d'onde et l'amplitude des inductions radiale et tangentielle est introduit par une fonction perméance relative complexe issue de quatre transformations conformes analytiques dont la deuxième est issue de l'intégrale de Schwarz-Christoffel. Le couplage entre les deux modèles permet de déterminer avec une précision appréciable le couple de détente que ce soit par rapport à la forme d'onde ou à l'amplitude qui est très sensible aux formes d'ondes et amplitudes des inductions radiales et tangentielles.

Chapitre III :

Modélisation par éléments finis des

moteurs brushless

III.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 [8]. 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 nous intéresser à la méthode des éléments finis. La méthode des éléments finis (finité élément méthode), 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 [12]. 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 [18]. Sous les mêmes conditions et avec les mêmes hypothèses simplificatrices, nous allons effectuer une comparaison des résultats obtenus à partir du modèle analytique développé au chapitre précédent avec ceux issus de la méthode des éléments finis, en utilisant un outil de modélisation gratuit développé pour calculer la moteur brushless, appelé FEMM (Finité Elément Méthode Magnent) [9].

III.2. Les méthodes numériques

Nous distinguons deux techniques principales de résolution des équations des champs Électromagnétiques :

- **Méthode des différences finies (D.F) :**

Le maillage est, souvent, un quadrillage rectangulaire sur les nœuds pour lesquels est effectuée la discrétisation de l'équation différentielle associée à la décomposition en série de Taylor du potentiel scalaire.

- **Méthode des Eléments Finis (E.F) :**

Autorisent l'emploi d'éléments de toute forme à l'intérieur desquels le potentiel est approché par un polynôme ; la résolution se ramène à la minimisation d'une fonctionnelle liée à l'énergie emmagasinée dans les éléments.

La méthode des éléments finis permet de représenter finement les différentes grandeurs dans le système. Cependant, les résultats obtenus restent « gourmands » en ressources informatiques, mants, appelé FEMM (Finité Elément Méthode Magnent). Et ne peuvent donc pas être directement exploités dans les structures actuelles de commande ou de diagnostic. La détermination des champs électromagnétiques est d'un grand intérêt pour la conception des machines électriques. L'analyse de ces phénomènes électromagnétiques est basée sur la résolution des équations de Maxwell dont la complexité est telle qu'elle est exclue dans la plupart des cas du formalisme analytique [19].

III.2.1. La méthode des éléments finis

III.2.1.1. Présentation la méthode des éléments finis

Historiquement, les premiers développements de la méthode des éléments finis ont été proposés par Richard Courant dans les années 1940, mais ce sont les mécaniciens qui ont développé, popularisé et démontre l'efficacité de cette méthode dans les années 1950-1960.

En 1970, Silvestre et son équipe de l'université MC Gill à Montréal se sont intéressés, à l'adaptation de cette méthode, à la résolution des problèmes elliptiques de l'Electrotechnique.

La méthode des éléments finis est fréquemment utilisée pour modéliser précisément et finement des systèmes électrotechniques. Cette méthode permet de tenir compte de la géométrie de la machine et permet une approche systématique des problèmes magnétiques.

De plus un couplage entre les grandeurs électriques, mécaniques et magnétique peut être réalisé.

Les éléments finis permettent également une étude tridimensionnelle, ce qui apporte une très grande finesse dans la connaissance du système.

La méthode des éléments finis est l'une des méthodes numériques les plus utilisées actuellement pour résoudre d'une manière efficace les équations différentielles aux dérivées partielles des problèmes physiques [16].

III.2.1.2. 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.

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 [9], par la relation suivante :

$$F = \frac{1}{2} \int ([\int_0^B H dB] - 2JA) d\tau \quad (III.1)$$

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. III. 1) sont les plus utilisés [16]. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'algorithme de numérotation automatique. L'approximation du potentiel dans un élément triangulaire (e) a une forme bilinéaire qui s'écrit ainsi :

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

La discrétisation de la forme intégrale (Figure. III. 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 :

$$[M][A] = [S] \quad (III.3)$$

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

$[A]$ 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 [9].

La résolution du système d'équations peut être effectuée soit :

- Par une méthode indirecte, de gradient conjugué par exemple. La solution est obtenue par un processus itératif.
- Par une méthode directe de décomposition (méthode de Gauss-Crout) avec un stockage des éléments de la matrice sous forme de vecteurs. La technique de stockage dite ligne de ciel "Sky-line" est l'une des plus utilisée [9].
-

La résolution permet de déterminer les inconnues en deux étapes :

- Une première étape de décomposition de la matrice $[M]$ sous la forme :

$$[A] = [L][D][L]^T \quad (\text{III.4})$$

Où $[L]$ est une matrice triangulaire inférieure et $[D]$ une matrice diagonale.

- Une seconde étape de substitution pour déterminer la solution aux nœuds.

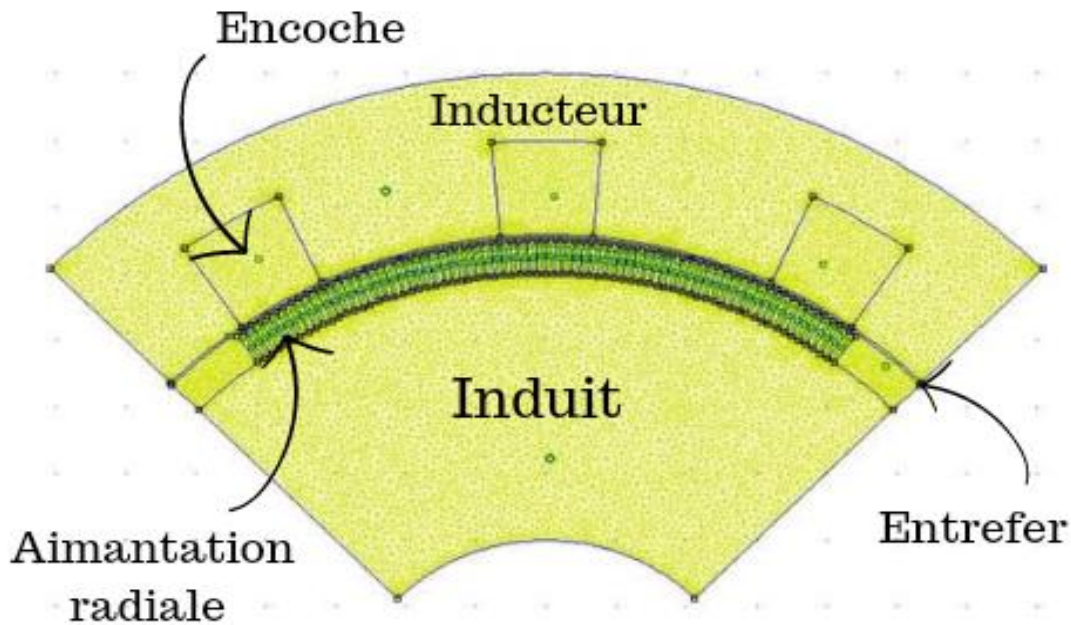


Figure III.1 Maillage par éléments finis d'un pas polaire

III.2.1.3. Le principe du calcul par éléments finis

Le principe du calcul par éléments finis est de diviser la structure de la machine étudiée en nombre important d'éléments de dimensions finies puis de résoudre les équations de Maxwell sur chacun de ces éléments. Les conditions aux limites de chaque élément sont fixées par les éléments voisins. La combinaison de tous ces éléments de calcul permet alors de connaître l'état

magnétique de la structure complète et donc d'effectuer des calculs de flux, de force, et d'inductance...

L'intérêt de cette méthode de calcul est qu'elle permet, comme tout calcul théorique, d'avoir accès aux trois étapes de manière indépendante. La méthode des éléments finis discrétise une formulation intégrale de l'équation aux dérivées partielles pour conduire à un système d'équations algébriques qui fournit une solution approchée du problème étudié.

Le domaine d'étude est décomposé en un nombre fini d'éléments polygonaux qui forment le maillage. La valeur du potentiel vecteur est déterminée sur tous les sommets des polygones (les sommets sont appelés les nœuds du maillage). En employant des fonctions d'interpolation appropriées, la solution en tout point du domaine sera déterminée en fonction des valeurs aux sommets de l'élément. Pour transformer un système d'équations aux dérivées partielles par une formulation intégrale, les processus les plus souvent utilisés sont la méthode des résidus pondérés et la méthode variationnelle [9].

Nous étudions dans ce chapitre la modélisation de la machine en régime statique. Cette étude permet d'avoir les caractéristiques magnétostatiques de la machine. Pour y parvenir nous avons mis en place le code de calcul le logiciel FEMM, simple à utiliser, moins adaptable mais plus rapide à mettre en œuvre, permettant de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage.

III.2.1.4. Le logiciel FEMM

Est une suite de programmes modulaires utilisés pour résoudre les problèmes magnétostatique et électrostatique en deux dimensions (axisymétrique ou plan) ; le femm peut diviser en trois parties essentielles : [17]

- **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 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 les problèmes 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.

L'utilisation de la méthode numérique de calcul par éléments finis nous apporte plusieurs avantages : la prise en compte de la géométrie de la machine, de la saturation des matériaux magnétiques, ainsi que l'effet de peau dans les barres induit. D'autre part, d'un point de vue pratique, il est très facile de faire varier les conditions de fonctionnement de la machine (fréquence et l'alimentation), en changeant simplement les données du programme de calcul d'où une grande souplesse d'utilisation. Ainsi ce code de calculs permet de calculer les différentes grandeurs pour plusieurs positions sans pour autant être obligé à chaque fois de redéfinir la géométrie et le maillage. La modélisation par élément finis permet d'étudier avec précision l'effet des défauts sans autant détruire la machine.

III.3. Validation des modèles analytiques

L'utilisation des méthodes analytiques pour la résolution des équations aux dérivées partielles est pratiquement impossible dans le cas où l'on tient compte de la géométrie réelle de la machine et lorsque les matériaux considérés ont des caractéristiques magnétiques non linéaires. La méthode des éléments finis représente l'un des outils le plus efficaces pour la résolution de ce dernier type d'équations.

Pour valider le modèle analytique développé au chapitre II, nous allons utiliser une méthode numérique ; celle des éléments finis. Nous allons comparer, sous les mêmes hypothèses et les mêmes conditions, les résultats de l'induction obtenus à partir des deux modèles (analytique et numérique). Cette comparaison est montrée sur la Figure. (III.3) pour une aimantation radiale, On voit que les répartitions de l'induction radiale et de l'induction tangentielle créées par les aimants au niveau du milieu de l'entrefer pour les types d'aimantation radiale, sont identiques qu'elles soient obtenues par le calcul analytique ou par le calcul basé sur la méthode des éléments finis.

III.3.1. Distributions du champ magnétique inducteur lisse

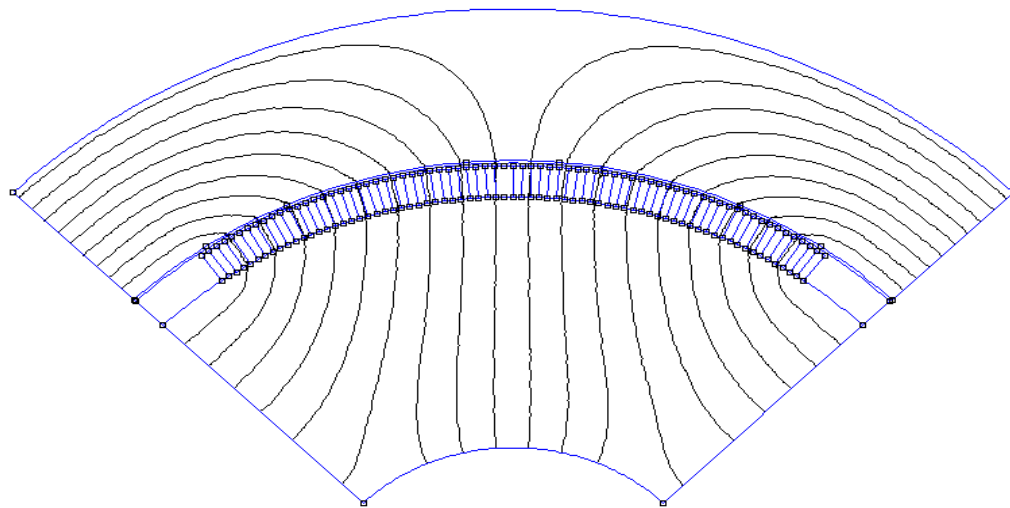


Figure.III.2 Distributions du champ magnétique stator lisse

Pour la machine à aimants radiaux montés en surface avec inducteur lisse, nous représentons sur la Figure.III.3 les inductions radiale et tangentielle au milieu de l'entrefer. La méthode analytique donne les mêmes résultats.

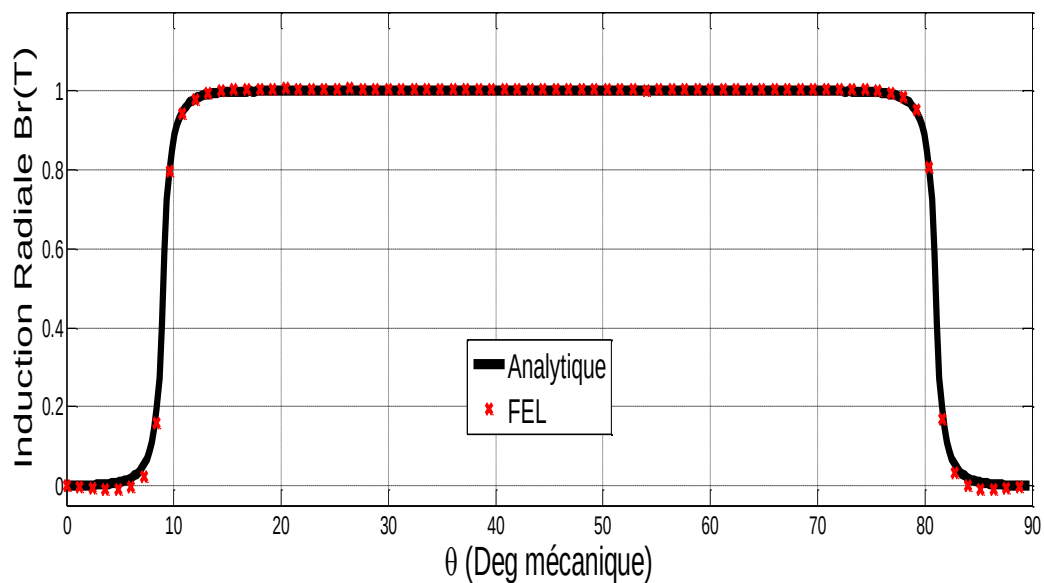


Figure.III-3 Composantes Radiale B_r de l'induction avec inducteur lisse

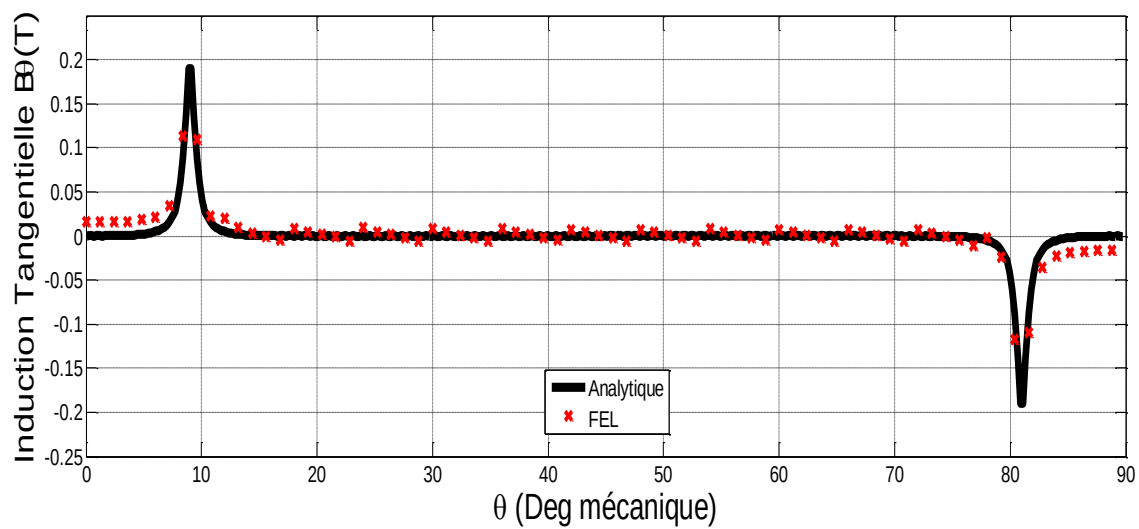


Figure.III-4 Composantes tangentielle B_t de l'induction avec inducteur lisse

III.3.2. Distributions du champ magnétique inducteur encoché

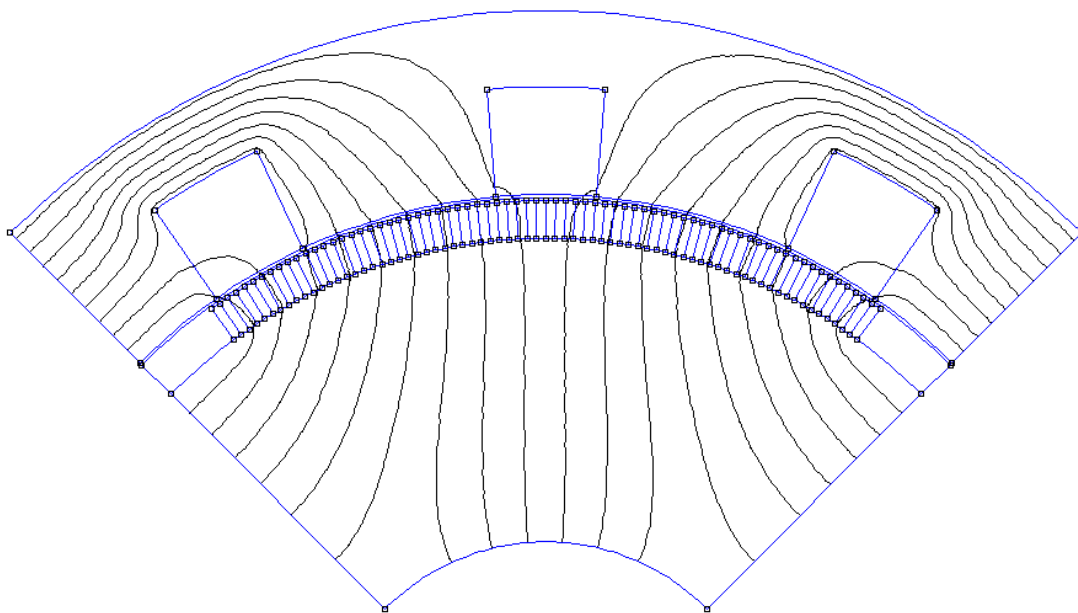


Figure.III-5 Distributions du champ magnétique inducteur encoché

La Figure.III.6, montre l'effet de l'encochage sur les inductions radiale et tangentielle. Cette influence est très importante sur la forme d'onde de l'induction tangentielle alors que le modèle de la perméance réelle ne permet pas de mettre en relief cette influence.

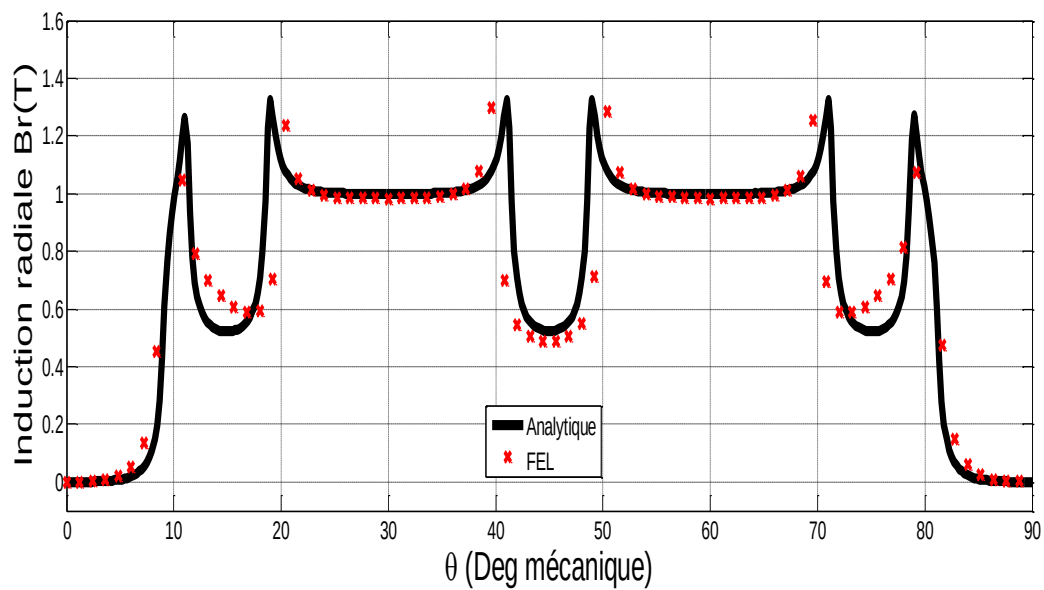


Figure.III-6 Composantes Radiale B_r de l'induction avec inducteur encoché

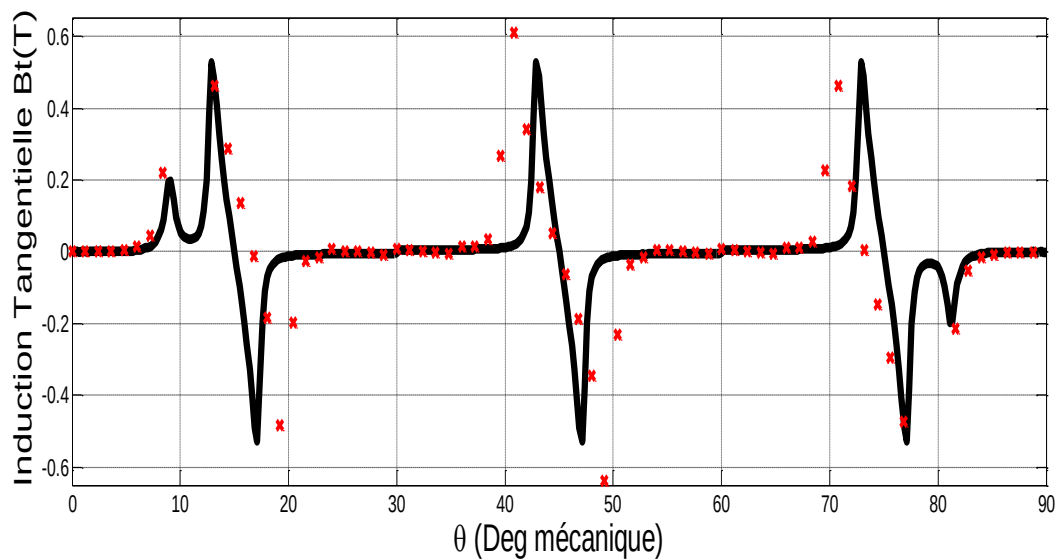


Figure.III-7 Composantes tangentielle B_t de l'induction avec inducteur encoché

III.4. Calcul du couple de détente

Le couple de détente est un couple pulsatoire dû à l'interaction de la denture inducteur avec les aimants induit. En d'autres termes, c'est un couple dû à la variation de l'énergie magnétique au sein du moteur lorsque l'induit tourne à vide. Le couple de détente développé par la structure étudiée est calculé en considérant le moment des forces de Laplace s'exerçant sur l'ensemble des dents de la machine. D'après les calculs développés par [2] ,[13].

Le couple de détente développé par la structure étudiée peut être calculé à partir de :

III.4.1. Tenseur des contraintes de Maxwell

L'origine du couple de détente est l'interaction entre les dents inductrices et les aimants montés sur la surface induit [14]. On peut calculer ce couple à partir du tenseur des contraintes de Maxwell, après avoir calculé la force totale exercée sur un corps dans un champ électromagnétique [13] :

$$t_m = \left(\vec{n} \cdot \frac{\vec{B}}{\mu_0} \right) \cdot \vec{B} - \vec{n} \cdot \frac{1}{2} \frac{|\vec{B}|^2}{\mu_0} \quad (\text{III .5})$$

Où $\vec{B}$ et $\vec{n}$ sont respectivement la normale sortante de la surface (S) et le vecteur l'induction.

Le vecteur peut se décomposer en deux composantes : selon la direction de $\vec{B}$ et perpendiculairement à la surface (S) (Fig. III.8).

Le vecteur d'induction est la somme vectorielle de la composante radiale et de la composante tangentielle :

$$\vec{B} = \vec{B}_r \cdot \vec{a}_r + \vec{B}_\theta \cdot \vec{a}_\theta \quad (\text{III .6})$$

Avec :

$$\vec{n} = \vec{a}_r$$

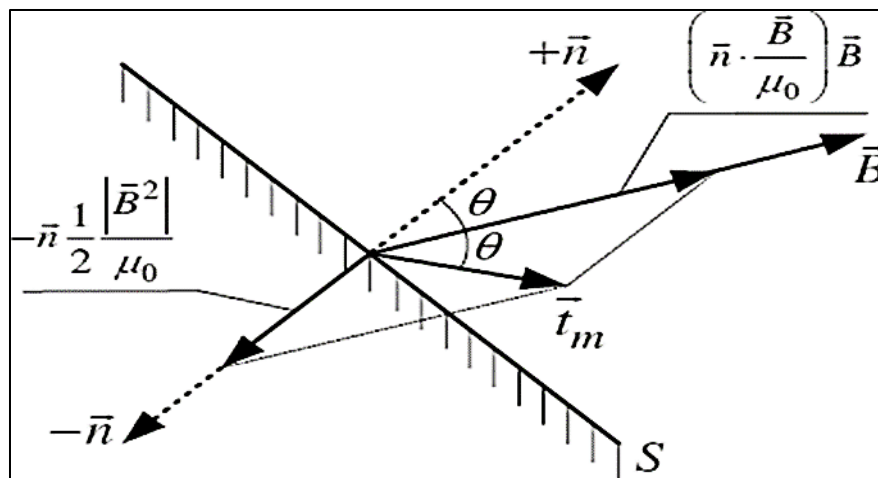


Figure III.8 Relation entre t_m , B et $\vec{n}$

On obtient :

$$\vec{t}_m = \frac{1}{\mu_0} B_r (B_r \cdot \vec{a}_r + B_\theta \cdot \vec{a}_\theta) - \vec{a}_r \cdot \frac{1}{2} \frac{|\vec{B}|^2}{\mu_0} \quad (\text{III .7})$$

$$t_m = \frac{1}{\mu_0} \left(B_r^2 - \frac{1}{2} |B|^2 \right) \vec{a}_r + \frac{1}{\mu_0} B_r \quad (\text{III .8})$$

On s'intéresse à la composante tangentielle du vecteur $\vec{t}_m$ pour calculer le couple de détente.

$$T = \frac{1}{\mu_0} l_\alpha R^2 \int_0^{2\pi} B_r(\theta) B_\theta(\theta) d\theta \quad (\text{III .9})$$

Où l_α est la longueur active de la machine et où R est le rayon d'alésage.

La forme du couple de détente, sur un pas dentaire, est représentée par la Fig. (III. 10)

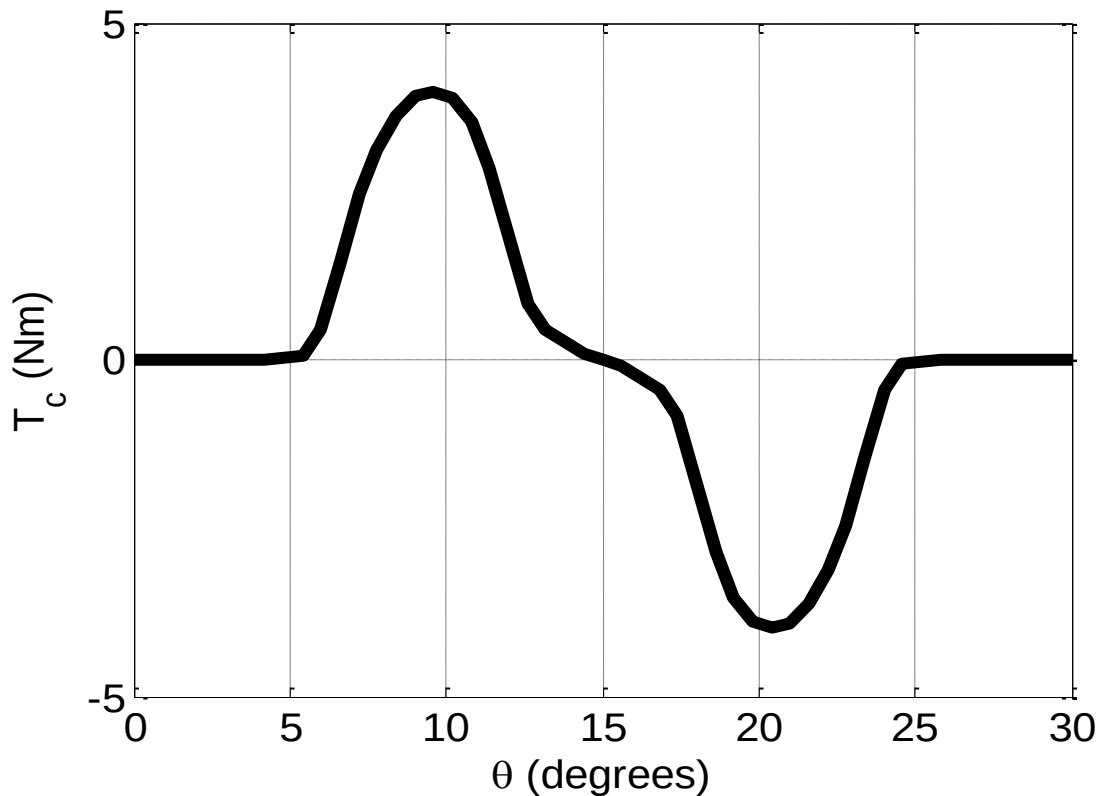


Figure III.9 Couple de détente

III.5. Etude paramétrique

Les performances d'une moteur brushless sont largement influencées par la structure de son inducteur. Ce dernier est caractérisé par les dimensions de l'inducteur lisse, les dimensions et le sens de l'aimantation des aimants.

III.5.1 Influence des paramètres géométriques de la machine

III.5.1.1. Influence de l'épaisseur des aimants

Les figures (III.10) et (III.11) représentent la variation de l'induction radiale et tangentielle créée par les aimants radiaux en fonction de l'épaisseur des aimants au milieu 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.

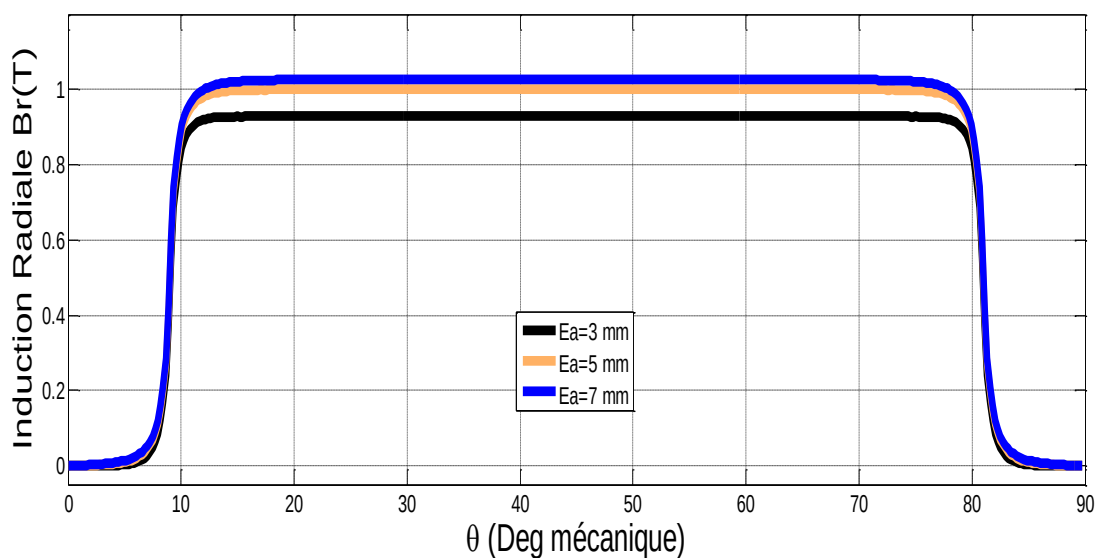


Figure.III-10 Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction radiale.

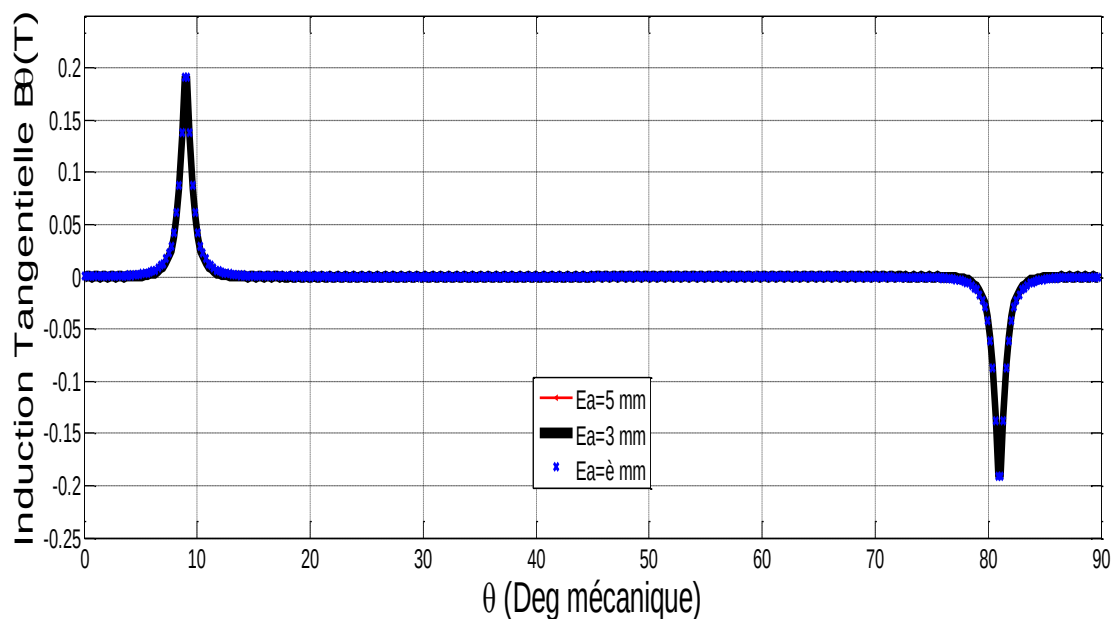


Figure.III-11 Influence de l'épaisseur des aimants sur l'induction tangentielle.

III.5.1.2. Influence de l'épaisseur de l'entrefer

La figure (III.13) et (III.14) représentent la variation de l'induction radiale et tangentielle créée par les aimants radiaux en fonction de l'épaisseur de l'entrefer au milieu de l'entrefer. Elle montre que l'amplitude de l'induction est proportionnelle à l'épaisseur de l'entrefer utilisé. La

variation de l'épaisseur de l'entrefer influe diminue l'amplitude de l'induction moyenne et de l'induction maximale.

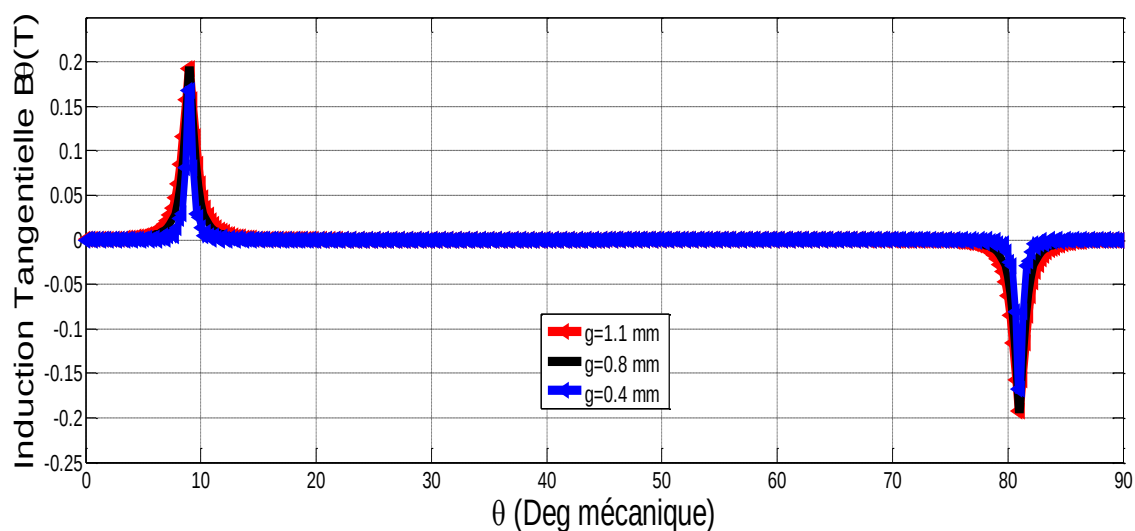
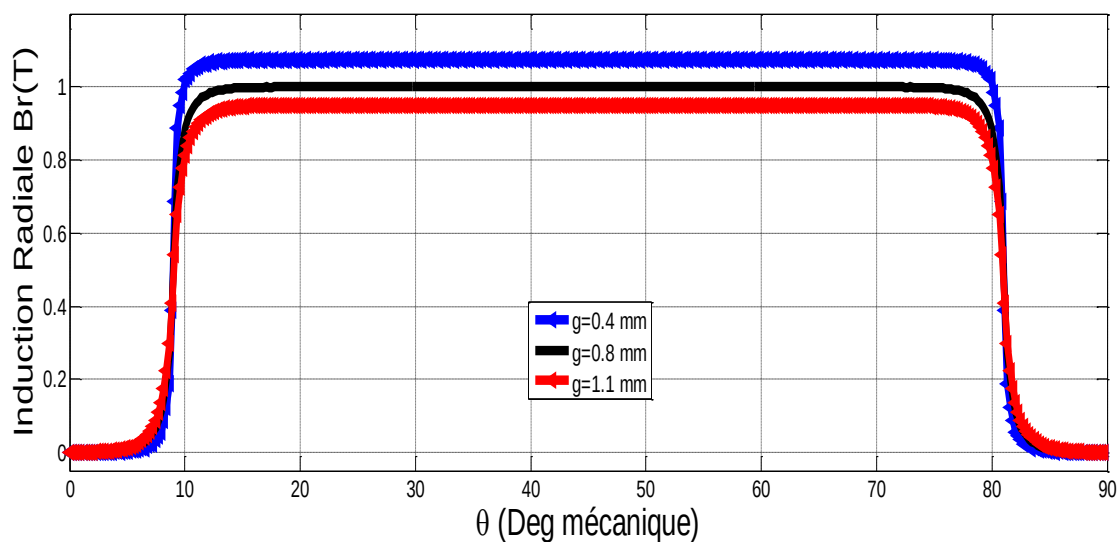


Figure.III-13 Influence de l'épaisseur de l'entrefer sur l'induction tangentielle.

III.5.1.3. Influence de l'ouverture des aimants

L'ouverture des aimants détermine la forme d'onde. Elle passe d'une forme proche d'une sinusoïde pour les petites ouvertures à des formes quasi-trapézoïdales pour des ouvertures

proches du pas polaire. En effet, la valeur maximale de l'induction reste inchangée toutefois, l'ouverture des aimants ne modifie pas d'une manière apparente la valeur crête de l'induction.

Les figures (III.15) et (III.14). Montré la répartition de l'induction radiale et tangentielle pour différentes ouvertures des aimants au milieu de l'entrefer.

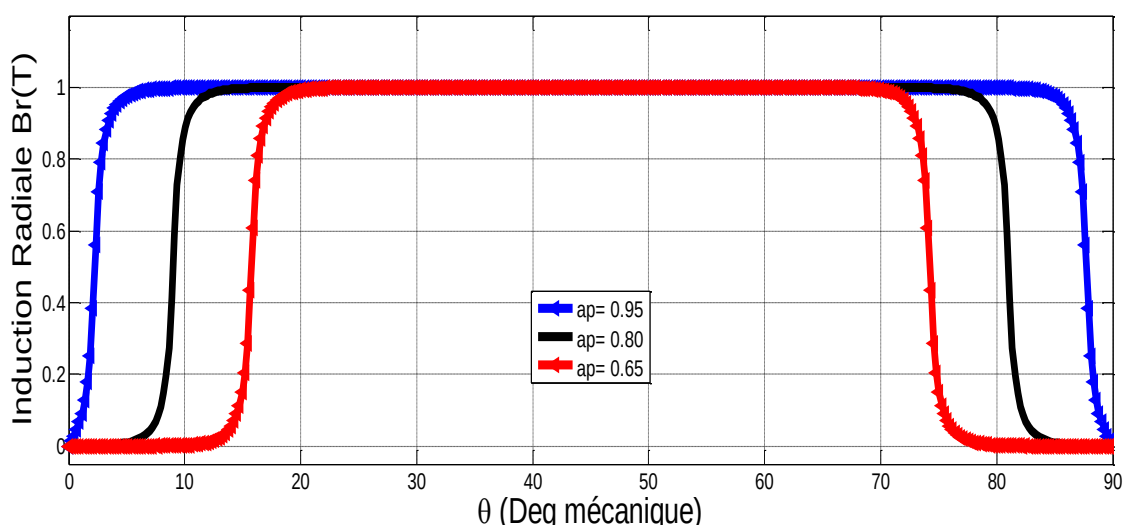


Figure.III-14 Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction radiale.

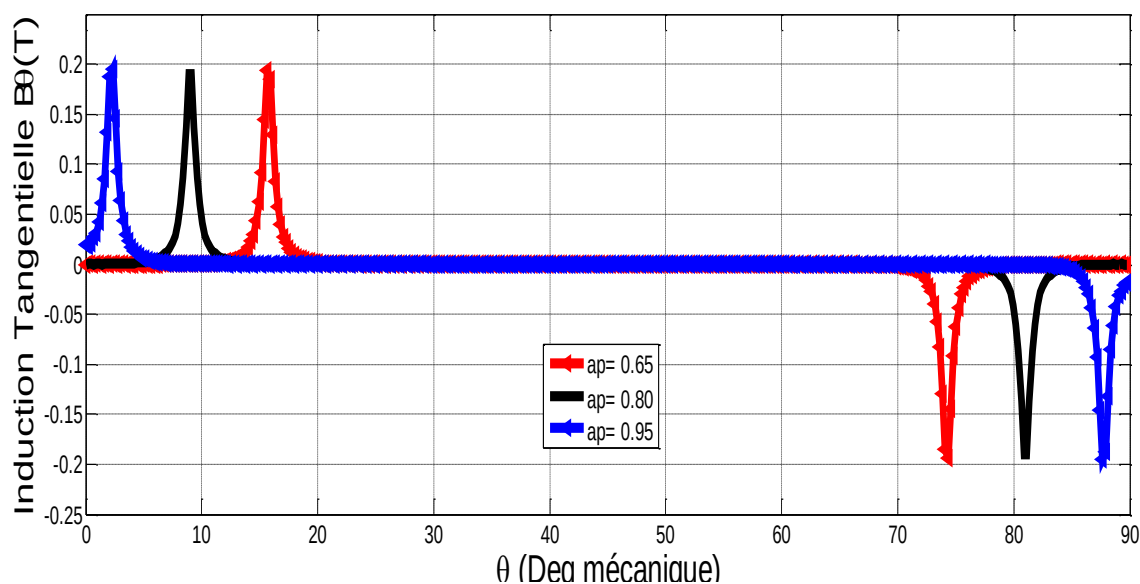


Figure.III-15 Influence de l'ouverture des aimants sur l'induction tangentielle.

III.5.2. Etude du couple de détente

Les ondulations du couple de détente résultent de l'interaction entre les aimants et l'armature encochée de l'inducteur [9]. En effet, lorsque le induit se déplace par rapport à l'inducteur, les encoches créent des variations de la largeur de l'entrefer.

III.5.2.1 Influence de l'ouverture des aimants

Pour les inducteurs à aimantation radiale, l'ouverture de l'arc polaire influence directement la forme et l'amplitude du couple de détente comme le montre la Figure. III.16 Sur la Figure. III.16, 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 [1], [23].

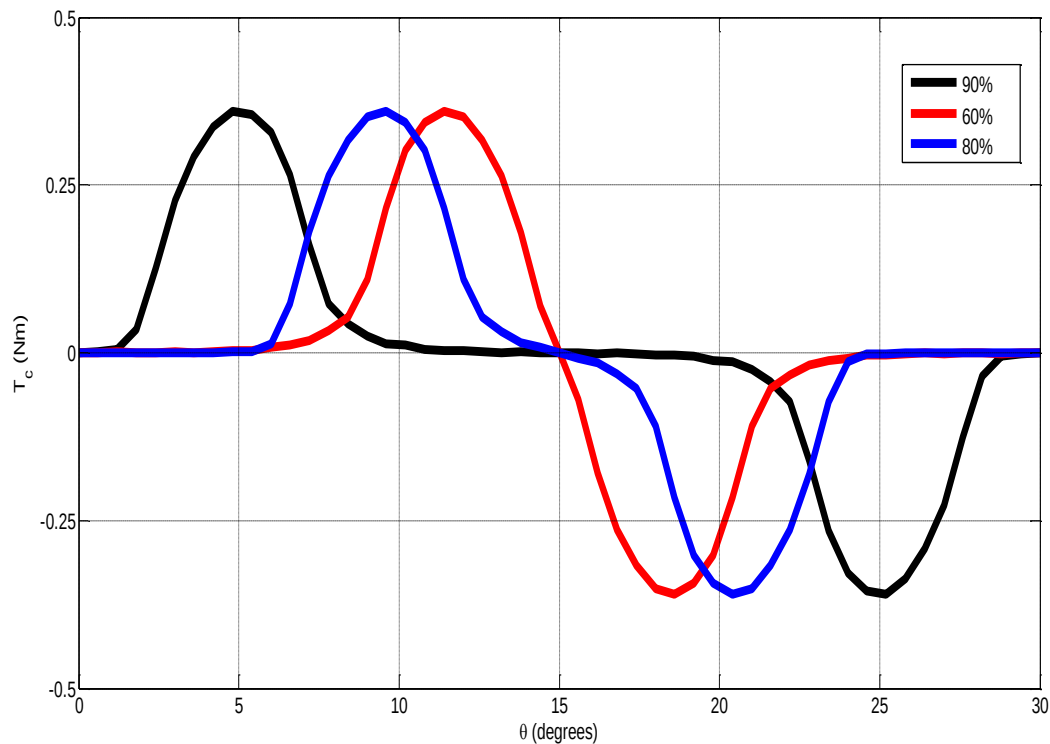


Figure.III-16 Couple de détente en fonction de l'ouverture des aimants

III.3.5. Influence de l'ouverture des encoches

Comme le montre la Figure Figure.III.16 les becs d'encoches influent directement la forme d'onde du couple de détente. La diminution de la largeur des encoches permet de réduire l'amplitude de ce couple Figure. III.16 L'efficacité de cette réduction est en relation avec le rapport ouverture d'encoche/ épaisseur d'entrefer. La diminution devient significative lorsque ce rapport atteint une valeur inférieure à [9].

On peut aussi réduire ce couple en introduisant de fausses dents ou encoches qui ont pour conséquence d'augmenter la fréquence des interactions entre les aimants et les encoches. Les fausses encoches doivent être également espacées et de largeur équivalente à l'ouverture d'encoches [23]. Une autre solution consiste à fixer des cales magnétiques aux niveaux des isthmes d'encoches.

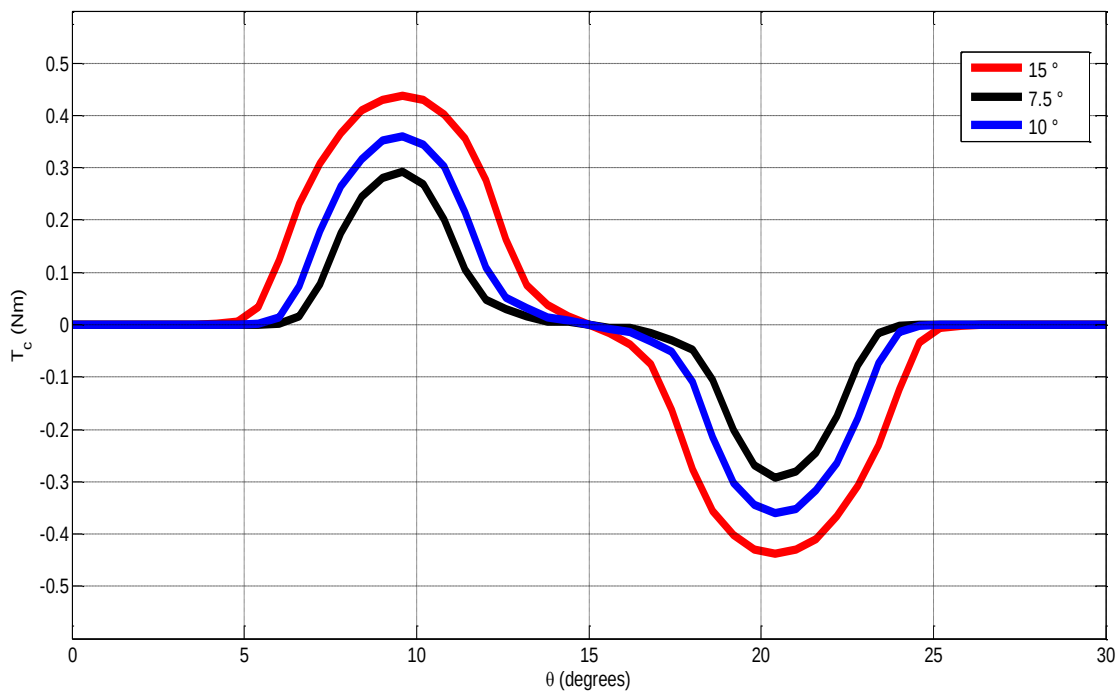


Figure.III-17 Couple de détente en fonction de l'ouverture des encoches

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé le calcul numérique par la méthode des éléments finis des moteur brushless à aimants, Le modèle éléments finis en 2D, développé pour le calcul électromagnétique des machines à aimants montés sur la surface de l'induit non magnétique.

Le Calcul du couple de détente est essentiel pour savoir les bonnes performances de la machine.

La répartition de l'induction au niveau de l'entrefer est fortement influencée par les dimensions des aimants. Pour une épaisseur d'aimant donnée, une sélection des ouvertures relatives des aimants permet d'agir sur la forme d'onde de l'induction radiale.

Conclusion général

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.

Nous avons développé un modèle d'étude bidimensionnel, basé sur des solutions analytiques, pour dimensionner les différentes structures des machines synchrones à aimants. Ce modèle permet de calculer le champ magnétique et les performances de la machine en fonction de ses paramètres de conception.

Le modèle d'étude développé, basé sur la résolution analytique des équations du champ, donne des expressions explicites entre les performances de la machine et ses paramètres de dimensionnement.

Il constitue ainsi un outil efficace pour l'analyse des différentes configurations de machines étudiées. Il permet, en particulier dans une procédure de dimensionnement suivant les contraintes qu'impose le cahier des charges, de dégager rapidement les solutions envisageables. Nous avons utilisé des techniques de calcul, pour déterminer le champ dans le cas d'un stator encoché.

Ces techniques sont les transformations conformes basées sur le développement géométrique, par ce que grâce à ces transformations nous avons déterminé une relation entre les paramètres définis dans le plan à stator lisse encoché.

Nous avons exprimé l'induction dans le plan réel de la machine, multipliant la fonction perméance complexe par l'expression montrée dans le plan sans encoche. Pour ce qui concerne le couple de détente, il est propre aux structures des machines à aimants permanents avec encoches au stator.

C'est un couple parasite qui à lui seul peut être une source de rejet de ce type de machines. Le couple de détente accentue les ondulations du couple résultant 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. Le

modèle numérique développé, qui est basé sur la résolution des équations du champ par la méthode des éléments finis en 2D, tient compte de la structure réelle de la machine, des caractéristiques électriques et magnétiques de ses différentes parties, de son mode d'alimentation. A l'aide de cet outil, on a validé les résultats obtenus par le calcul analytique. Ce modèle peut être exploité pour analyser certaines caractéristiques inaccessibles par la modélisation analytique.

Références bibliographiques :

- [1] R, Lateb. « Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte d'harmonique et d'espace et de temps». Thèse de doctorat d'I.N.P.L. Nancy (France) : s. n., octobre 2006.
- [2] Y, Ouazir. «Calcul des performances d'une machine synchrone à aimant permanent a entrefer lisse». Thèse magister, ENP. Alger, Algérie : s. n., 1997.
- [3] Chena dec, J. « Les machines synchrones -Technologies et différents modes D'alimentations des machines synchrones ». 2001.
- [4] Jaque Degauque « Aimant permanents, Matériaux et applications » Technique D'Ingénieur, Volume D 2.I.
- [5] Annane Adel « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements Électriques à vitesse variable » Mémoire de magister –Université Badji MOKHTARANNABA, 2009/2010.
- [6] MOUSSAOUI Lotfi, « Contribution A La Commande Des Machines Synchrones A Aimants Permanent, Utilisation Des Réseaux De Neurones Et De La Logique Floue », Mémoire de magister Université BADJI MOKHTAR ANNABA, Année 2007.
- [7] Z. G. Wang, J. X. Jin « SVPWM Techniques and applications in PMSM machine control» Journal of electronic science and technology of china, vol.6, pp.191-192 ,N°2,June 2008 .
- [8] Bel kadi : « Calcul numérique d'une machine synchrone à aimant permanent à pôles Lisses», Thèse magister d'état, ENP, Alger, Algérie.
- [9] L. Hadjout : «Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface Rotorique», Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, Décembre.2006.
- [10] R. Ibtouen : « Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine Synchrone autopilotée à aimants insérés », Thèse doctorat d'état, ENP, Alger, Algérie, avril. 1993.

- [11] R. Ibtouen : «Modélisation des machines électriques», cours de 1ere année PG, ENP, (Cours non édité), 2001,2002.
- [12] A. MAIOUFI : «Modélisation des phénomènes électromagnétiques non linéaires parla Méthode des volumes finis», Thèse magister, université de Batna, Algérie, Avril. 2006.
- [13] L. Hadjout : « Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone Autopilotée à aimants à rotor lisse », Thèse Magister, ENP, Alger, Algérie, juin. 1994.
- [14] D. Zarko: «A systematic approche to optimized design of permanent magnetmotors with Reduced torque pulsations», thèse de doctorat, université de Wisconsin Madison, 2004.
- [15] Z. Q. Zhu, D. Howe: «instantaneous magnetic field distribution in brushless permanent Magnet dc motor, part III: effect of stator slotting», IEEETransactions On Magnetic, Vol. 29. No. 1. January. 1993.
- [16] D. Zarko, D. Ban, T. Lipo: «Analytical Solution for Cogging Torque in Surface Permanent-Magnet Motors Using Conformal Mapping», IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 44. No. 1. January. 2008.
- [17] D. Zarko, D. Ban, T. Lipo: «Analytical Calculation of Magnetic Field Distribution in the Slotted Air Gap of a Surface Permanent-Magnet Motor Using Complex Relative Air-Gap Perméance», IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 42. No. 7. July. 2006.
- [18] Y. Boutora, N. Takorabet, R. Ibtouen, S. Mazani: « A new méthode of minimizing the Bandwidth and profile of square matrices for triangular finiteelements mesh», IEEE Transactions On Magnetic. Vol. 43. No. 4. April. 2007.

- [19] A. De Bernardinis : « Etude et optimisation d'un ensemble alternateur A aimants/redresseur commandé. Application à un véhicule hybride », Thésée Doctorat INPL de Nancy. (France), Décembre. 2000
- [20] T. Wild et G. Sybile, «Electrotechnique », Edition de Boeck, 2005
- [21] M. Kostenko et L. Piotrovski, «Machine à courant continu et transformateur »
- [22] Dr M. Rezgo «Module : Machines spéciales» Université Batna
- [23] T.M. Jahns, W.L. Soong: «Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives-A Review», IEEE Transactions On Industrial Electric Vol. 43. No. 2. April. 1996.
- [24] S. MABRAK « Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique », mémoire de PFE, ENP, Alger, Algérie, juin. 2008.
- [25] J. Caron, J. Hautier « Modélisation et Commande de la machine Asynchrone», Technique et documentation, Paris,1995.

ملخص

يعرض هذا العمل منهجية لتحديد الأبعاد الهندسية لألالت الكهربائية ذات المغناطيس الدائم المرباب على مساحة الدوار تهدف الخطة إلى استخراج نموذج مبني على حل معادلات المجال المغناطيسي بصيغة تحليلية للدراسة النوعية للنتائج القياسية لهذه ألالت. قمنا في بداية هذا العمل باعتبار الثابت بدون حز، وبعد ذلك قمنا بنفس العمل باعتبار الثابت في الحالة العادية. وفي الأخير استعملنا طريقة تسمى "العناصر المنتهية" لتدقيق النموذج التحليلي .

الكلمات المفتاحية: ألالت المغناطيسية الدائمة، الحث المغناطيسي، تموجات عزم الدوران، الدوام المعقدة، زوجين الاسترخاء، عناصر محدودة، التشبع.

Résumé :

Ce travail vise à pré-dimensionner des moteur brushless montées sur la surface rotorique. Etude commence par analyse du stator non encoché à l'aide d'une méthode de calcul analytique, qui est ensuite validée par une méthode numérique basée sur la méthode des éléments finis. Ensuite, l'étude est effectuée en tenant compte des encoches et une analyse paramétrique est réalisée pour évaluer l'impact des paramètres géométriques sur les performances de la machine. Le logiciel FEMM est utilisé pour la méthode numérique.

Les mots clés incluent : Machine à aimant permanent, induction magnétique, FEM, ondulations du couple, perméance complexe, couple de détente, éléments finis, saturation.

Summary: This work aims to pre-design surface-mounted permanent magnet synchronous machines. The study begins with an analysis of the slot less stator using an analytical calculation method, which is then validated using a numerical method based on the finite element method. Subsequently, the study is carried out taking into account the presence of slots, and a parametric analysis is conducted to evaluate the impact of machine geometric parameters on its performance. The FEMM software is used for the numerical method.

Keywords include: permanent magnet machine, magnetic induction, FEM, torque ripple, complex perméance, detent torque, finite elements, and saturation.