

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



UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

OPTION : RESEAUX ELECTRIQUES

THEME

MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A DOUBLE EXCITATIONS

Proposé et encadré par :
Mr. MABREK Samir

Présenté par :
ZAIDI Fares

Année Universitaire : 2015/2016

N° d'ordre : REs – 232

Dédicace

*A ma mère,
A mon père,
A mes sœurs,
A toute ma famille,
A tous mes amis.*

Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département de génie électrique de l'université de M'sila.

Louange à Allah le tout puissant qui m'a accordé la santé et la patience durant toutes ces années, pour que je vienne aujourd'hui et présenter ce travail.

Je tiens à remercier mon encadreur Mr. Samir MABRAK, pour son aide et ses conseils précieux.

Mes remerciements vont aussi aux membres du jury qui m'ont honoré en acceptant de juger ce travail.

Je remercie tous les enseignants du département génie électrique. Mes remerciements vont aussi à toute ma famille et à tous mes amis pour leur aide et leur soutien.

Table des matières

Dédicace

Remercîment

I.1.Introduction générale

Chapitre I Etat de l'art des machines synchrones

I.1.Introduction	1
I.2. Présentation de Machine Synchrone (MS)	2
I.3. Principe de fonctionnement de la MS.....	2
I.4. Constitution de la MS	2
I.4.1. Inducteur de la MS	2
I.4.2. Rotor à pôles saillants.....	3
I.4.3. Rotor à pôles lisses	3
I.4.4. Induit de la MS	3
I.5.1. Machines à rotor bobiné et à pôles lisses.....	4
I.5.2. Machines à rotor bobiné et à pôles saillants	4
I.5.3. Machines à réluctance variable.....	4
I.5.4. Machines à double excitations.....	6
I.5.5. Les aimants permanents.....	6
I.5.5.1. Machines à aimants permanents surfaciques.....	6
I.5.5.2. Machines à aimants permanents internes	6
I.5.5.3. Machines à aimants permanents internes à saillance inverse	8
I.5.5.4. Caractéristiques générales des aimants permanents	10
I.5.5.5. Les différents types d'aimants permanents	10
I.5.6. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents	10
I.5.6.1.Structures à flux radial (RFPM)	10
I.5.6.2.Structures à aimants déposés en surface.....	11
I.5.6.3.Structures à aimants encastrés	11
I.5.6.4.Structures à aimants enterrés.....	11
I.5.6.5.Structures à flux axial (AFPM).....	12
I.6. Compléments sur le moteur synchrone.....	13
I.6.1. Utilisation	13
I.6.1. 1. Moteurs	14
I.6.1.2.Alternateurs	15
I.7. Avantages	15
I.8. Inconvénients.....	16
I.9 conclusion	16

Chapitre II : Modélisation par Eléments Finis des Machines à Aimants Permanents

II.1. Introduction	17
II.2 La méthode numérique des éléments finis	17
II.2.1 La Topologie constante	22
II.2.2 La Ligne de glissement	22
II.2.3 La Bande de roulement.....	23
II.2.4 Méthode du double entrefer	23
II.2.5 Méthode des multiplicateurs de Lagrange.....	24
II.3 Présentation de l’outil de calcul utilisé.....	25
II.3.1 Pré-processeur	26
II.3.2 Le processeur.....	26
II.4. conclusion.....	27

Chapitre III Analyse démentielle des Différentes structures étudiée

III.1. Introduction.....	28
III.2 simulation d’une machine synchrone double excitation a concentration de flux	29
III.3 les résultats de simulation	29
III.3.1 structure maillée (structure 01)	29
III.3.1.1 Carte de champ magnétique due aux aimants permanents seuls	30
III.3.1.2 Carte du champ magnétique due aux courants seules.....	31
III.3.1.3 Carte de champ magnétique double excitation (aimants permanents- courant continu)	32
III.3.2 structure maillée (structure 02)	33
III.3.2.1 Carte de champ magnétique due aux aimants permanents seuls	34
III.3.2.2 Carte du champ magnétique due aux courants seules.....	35
III.3.2.3 Carte de champ magnétique double excitation (aimants permanents- courant continu)	36
III.3.3 structure maillée (structure 03)	36
III.3.3.1 Carte de champ magnétique due aux aimants permanents seuls	37
III.3.3.2 Carte du champ magnétique due aux courants seules.....	38
III.3.3.3 Carte de champ magnétique double excitation (aimants permanents- courant continu)	39
III.3.4 structure maillée (structure 04)	39
III.3.4.1 Carte de champ magnétique due aux aimants permanents seuls	39
III.3.4.2 Carte du champ magnétique due aux courants seules.....	40

III.3.4.3 Carte de champ magnétique double excitation (aimants permanents- courant continu)	40
III.4 Conclusion	40
Conclusion générale	
Référence bibliographique	
Résumé	

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I.1 Rotor à pôles saillants	6
Figure I.2 Rotor à pôles lisses	6
Figure I.3 Classement des machines synchrones	6
Figure I.4 Rotor d'une machine à rotor bobiné et à pôles lisses	7
Figure I.5 Machine à rotor bobiné et à pôles saillants -Alternateur Valeo-LEC	7
Figure I.6 Machine à réluctance variable laminée axialement.....	7
Figure I.7 Rotor d'une machine à réluctance variable à double saillance _ alternateur Valeo-LESiR.....	8
Figure I.8 Cycle d'hystérésis	8
Figure I.9 Rotor d'une machine à aimants permanents surfaciques.....	9
Figure I.10 Rotor d'une machine à aimants permanents insérés.....	9
Figure I.11 Rotor d'une machine à aimants permanents internes à concentrations de flux	10
Figure I.12 Rotor de machine à aimants permanents internes	10
Figure I.13 Machine à aimants permanents internes à saillance inverse (type Xu).....	11
Figure I.14 Rotor de machine à aimants permanents internes à saillance inverse à barrières de flux quadrature	12
Figure I.15 Machine à aimants permanents à double rotor.....	12
I Figure I.16 Courbe de désaimantation	12
Figure I.17 Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial	13
Figure I.18 Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe	13
Figure I.19 Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)	14
Figure I.20 Structure à aimants encastrés	14
Figure I.21 Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique	14
Figure I.22 Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.....	16
Figure I.23 Structure à flux axial avec double rotor et un stator	17
Figure I.24 Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor	19

Chapitre II

Figure II.1 Élément fini à 3 nœuds	19
Figure II.2 Maillage par éléments finis triangulaires du 1er ordre	19
Figure II.3 Topologie constante	20
Figure II.4 Topologie variable	21
Figure II.5 Topologie mixte ((a) Position initiale, (b) Distorsion des éléments, (c) Modification du découpage)	21
Figure II.6 Domaine d'étude : Méthode du double entrefer	23
Figure II.7 Couplage d'interface	23

Chapitre III

Figure III.1 carte de maillage due aux aimants permanents seuls	23
Figure III.2 carte de champs magnétique due aux aimants permanents seuls	24
Figure III.3 Densité de flux radial due au aimants permanents seuls	24
Figure III.4 Densité de flux tangentielle due aimants permanents seuls	26
Figure III.5 carte de champs magnétique due aux courant seules	26
Figure III.6 Densité de flux radial due aux courants seules.....	26
Figure III.7 Densité de flux tangentielle due aux courants seules	26
Figure III.8 carte de champs magnétique à double excitation	27
Figure III.9 Densité de flux radial à double excitation	28
Figure III.10 Densité de flux tangentielle à double excitation.....	28
Figure III.11 carte de maillage due aux aimants permanents seuls	29
Figure III.12 carte de champs magnétique due aux aimants permanents seuls	31
Figure III.13 Densité de flux radial due aux aimants permanents seuls	32
Figure III.14 Densité de flux tangentielle due aux aimants permanents seuls.....	33
Figure III.15 carte de champs magnétique due aux courants seules.....	33
Figure III.16 Densité de flux radial due aux courants seules.....	35
Figure III.17 Densité de flux tangentielle due aux encoches seules	35
Figure III.18 carte de champs magnétique à double excitation	36
Figure III.19 Densité de flux radial à double excitation	36
Figure III.20 Densité de flux tangentielle à double excitation.....	36
Figure III.21 carte de maillage due aux aimants permanents seuls	37
Figure III.22 carte de champs magnétique due aux aimants permanents seuls	37
Figure III.23 Densité de flux radial due aux aimants permanents seuls	37
Figure III.24 Densité de flux tangentielle due aux aimants permanents seuls.....	37
Figure III.25 carte de champs magnétique due aux courants seules	38
Figure III.26 Densité de flux radial due aux courants seules.....	39
Figure III.27 Densité de flux tangentielle due aux encoches seules	40
Figure III.28 carte de champs magnétique à double excitation	40
Figure III.29 Densité de flux radial à double excitation	42
Figure III.30 Densité de flux tangentielle à double excitation.....	44
Figure III.31 carte de maillage due aux aimants permanents seuls	50
Figure III.32 carte de maillage due aux aimants permanents seuls	51
Figure III.33 Densité de flux radial due aux aimants permanents seuls	51
Figure III.34 Densité de flux tangentielle due aux aimants permanents seuls.....	52
Figure III.35 carte de maillage due aux courant seules.....	52
Figure III.36 Densité de flux radial due aux courants seules.....	53
Figure III.37 Densité de flux tangentielle due aux courants seule.....	55
Figure III. 38 cartes de champs magnétiques à double excitation	55
Figure III.39 Densité de flux radial à double excitation	56
Figure III.40 Densité de flux tangentielle à double excitation.....	58

Notions et symboles

MS	machines synchrones
N	Nombre de spires traversées par un flux variable
Ω	vitesse de rotation du rotor (aimant)
P	le nombre de pair de pole
F.c.é.m.	Force contre électromotrice
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motors
BDCM	Brushless Direct Current Motors
MEF	méthode des éléments finis
MAPI	machines à aimants permanents internes
B	induction magnétique
Ns	nombre de conducteurs par phase
M	Aimantation résiduelle (Ferrites)
μ_r	Perméabilité relative des aimants
N_c	Nombre de conducteurs dans une encoche
I	Intensité du courant de phase
Qs	Nombre d'encoches statorique
Bo	Ouverture de l'encoche
P	Nombre de paires de pôles
R2	Rayon d'alésage
R1	Rayon externe de l'aimant
R0	Rayon du fer rotorique
G	Epaisseur de l'entrefer
Hm	Epaisseur des aimants
Hs	Hauteur des encoches
L	Longueur active de la machine
Fr	Fréquence
β	Rapport ouverture des aimants sur le pas polaire
ω_r	Vitesse de rotation du rotor

Introduction Générale

Nous établissons dans ce chapitre un état de l'art des deux thèmes principaux de ce travail de thèse, à savoir : les machines à double excitation, et la modélisation pour le dimensionnement optimal de ces machines. Le thème de la modélisation, un thème fondamental, qui dépasse largement la question de l'étude des machines à double excitation, constitue le sujet principal de ce travail de thèse. Cette étude nous permettra par la suite d'exposer la motivation et le positionnement de notre travail de thèse. Le développement des machines à double excitation est fortement lié aux domaines applicatifs des machines électriques et plus particulièrement des machines à aimants permanents. Ces machines, qui sont étudiées depuis plus d'une décennie au SATIE [1,2], permettent de combiner les avantages des machines synchrones à aimant permanent et des machines synchrones à excitation bobinée. Nous commencerons donc ce chapitre par présenter le principe de fonctionnement des machines à double excitation, ainsi que leurs domaines d'applications. Compte tenu de l'intérêt croissant des industriels et des chercheurs académiques pour ce type de structures, nous exposerons les critères de classification des ces machines, ainsi que les développements récents de structures à double excitation. Nous établirons par la suite un état de l'art des modèles pour le dimensionnement optimal des machines électriques.

Nous avons fourni dans le premier chapitre l'état de l'art des machines synchrones qui comprend constitution, utilisation, les avantages, Inconvénients, en plus de la machines synchrones à aimant.

Pour le chapitre deuxième nous avons propose model numérique des machines synchrones à double excitation et en particulier, nous avons discute de la méthode élément fini Le concept de base de la méthode des éléments finis est la subdivision du modèle mathématique à des composants disjoints de géométrie simple appelés (Éléments finis)

En ce qui concerne le dernier chapitre nous avons discute du travail des différents modèles sont en :

- Carte de champ magnétique due aux aimants permanents seuls
- Carte du champ magnétique due aux courants seuls
- Carte de champ magnétique double excitation (aimants permanents- courant continu)

Permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les résultats sont obtenus via code numérique «FEMM»

Chapitre I

Etat de l'art des machines synchrones

I.1 Introduction

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique :

- les rotors bobinés à pôles lisses
- les rotors bobinés à pôles saillants
- les rotors à aimants.

I.2 Présentation de Machine Synchrone (MS)

La machine synchrone, appelée ALTERNATEUR si elle fonctionne en génératrice, fournit un courant alternatif. En fonctionnement MOTEUR sa fréquence de rotation est imposée par la fréquence du courant alternatif qui alimente l'induit. Au-delà de quelques kilowatts, les machines synchrones sont généralement des machines triphasées. Le rotor, souvent appelé « roue polaire », est alimenté par une source de courant continu ou équipé d'aimants permanents.

I.3 Principe de fonctionnement de la MS

Une génératrice synchrone transforme de l'énergie mécanique (C , Ω) en énergie électrique (V , I de fréquence f). Un aimant tourne à la fréquence N , la spire est traversée par un flux variable $\lambda(t)$ d'où la création d'une f.é.m. induite $e(t) = - (d\lambda/dt)$. La fréquence de cette f.é.m. est telle que : $f = p N$, soit $\Omega = p \omega$ avec Ω vitesse de rotation du rotor (aimant), p le nombre de pair de pôle et ω la pulsation de la f.é.m. sinusoïdale induite, en rad/s.

I.4 Constitution de la MS

La MS possède deux parties principales : L'inducteur porté le plus souvent par le rotor L'induit porté par le stator parcouru par des courants alternatifs

I.4.1 Inducteur de la MS

Le champ magnétique est créé par un aimant permanent ou par un électroaimant alimenté par un courant continu (I_e), appelé courant d'excitation. Le rotor tourne à la vitesse Ω . Remarque : s'il est constant, il crée un champ magnétique B , constant, tournant à la fréquence de synchronisme $N_s = N$.

I.4.2 Rotor à pôles saillants

C'est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie suivant la machine.

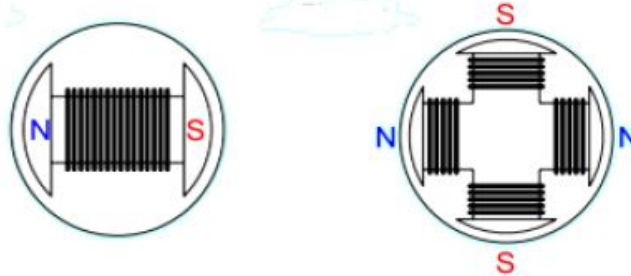


Figure I.1 Rotor à pôles saillants

I.4.3 Rotor à pôles lisses

Le rotor est un cylindre plein dans lequel on a usiné des encoches. Il possède le plus souvent deux pôles.

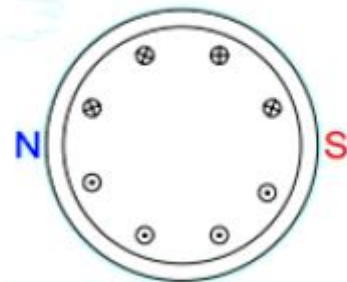


Figure I.2 Rotor à pôles lisses

I.5 Classement des machines synchrones

On peut agencer l'ensemble des machines synchrones comme l'indique la figure (I.4). Les machines sont distinguées par la nature de leur excitation (bobinages, aimants permanents, etc.) et par leur rapport de saillance :

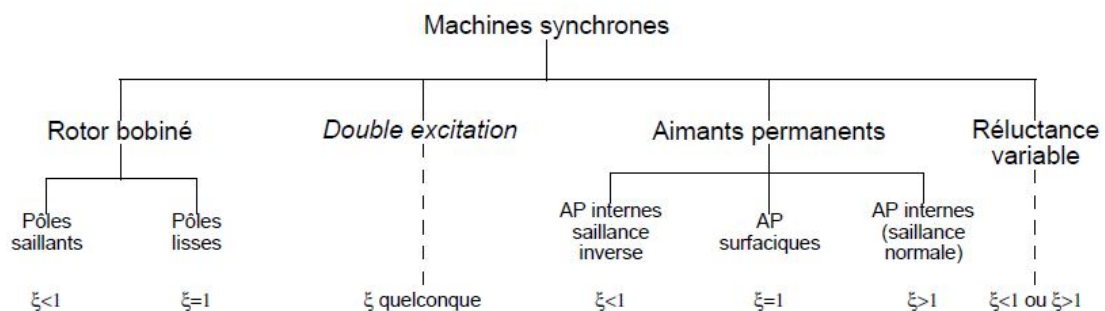


Figure I.3 Classement des machines synchrones

I.5.1 Machines à rotor bobiné et à pôles lisses

Elles sont caractérisées par une excitation bobinée et par un rapport de saillance unité. La figure (I.4) montre un rotor typique.

On peut inclure dans cette partie les machines synchrones à griffes 1, très fréquemment utilisées dans l'automobile pour réaliser les alternateurs classiques.

I.5.2 Machines à rotor bobiné et à pôles saillants

A la différence de la machine précédente, les pôles sont saillants, et le rapport de saillance est inférieur à l'unité.

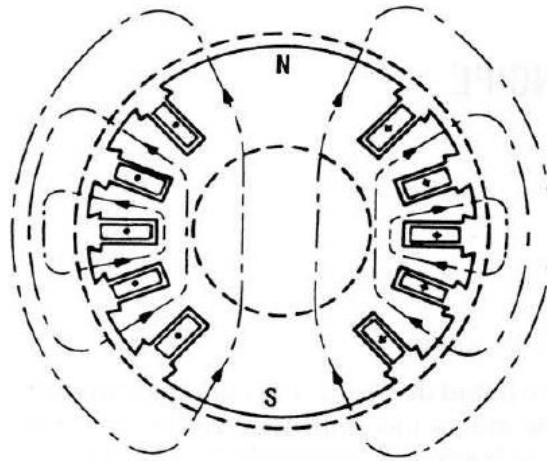


Figure I.4 Rotor d'une machine à rotor bobiné et à pôles lisses

La société Valeo Systèmes Electriques a réalisé une motorisation pour véhicule électrique, ainsi qu'un alerno-démarrreur basé sur cette topologie dont le rotor est illustré par la figure (I.5)

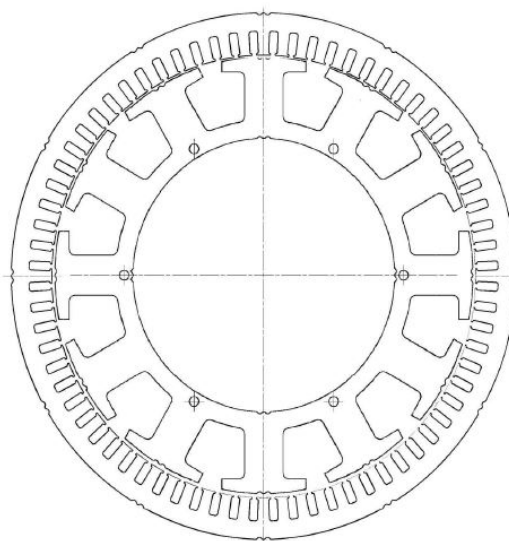


Figure I.5 Machine à rotor bobiné et à pôles saillants - Alerno-démarrreur Valeo-LEC

I.5.3 Machines à réluctance variable

On peut trouver toutes sortes de machines à réluctance variable. D'ailleurs, Miller les considère comme des machines à aimants permanents internes dont le flux de l'aimant serait nul [1]. Cela permet de mettre en commun toutes les structures des machines à aimants et toutes celles à réluctance variable. La plupart des auteurs traitant des machines à aimants internes sont des références pour les machines à réluctance variable. Citons Miller et Lipo pour l'exemple [2, 3]. Les dernières études, visant à augmenter le rapport de saillance, se sont tournées vers les machines à rotor laminé axialement [4, 5, 6] (Cf. figure I.6).

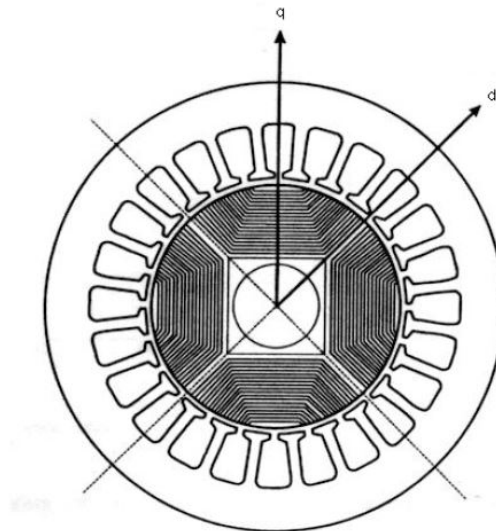


Figure I.6 Machine à réluctance variable laminée axialement

Néanmoins, les machines à double saillance (stator et rotor) classiques sont toujours d'actualité. En France, ce domaine fait partie des travaux de prédilection du LESiR (cité auparavant) qui a permis à la société Valeo Systèmes Electriques de réaliser un alerno-démarrreur de ce type (Cf. figure I.7).

Les machines à réluctance variable se comportent d'autant mieux que leur rapport de saillance est élevé. Dans la littérature, Boldea a réussi à réaliser une machine dont le rapport de saillance atteint 20 [7] mais la plupart des machines ont un rapport de saillance compris entre 5 et 14 ($5 < \lambda < 14$).



Figure I.7 Rotor d'une machine à réluctance variable à double saillance _ alerno démarrreur Valeo-LESiR

I.5.4 Machines à double excitation

Ces machines peuvent combiner les principes de tous les types de machines existantes. On peut ainsi trouver un très grand nombre de structures envisageables que nous ne détaillerons pas. Pour plus d'informations sur ces machines hybrides particulières, on peut se référer aux travaux du Laboratoire d'Electricité Signaux et Robotique 3 (LESiRSATIE) et en particulier aux études [8, 9].

I.5.5 Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.8) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur [10]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe

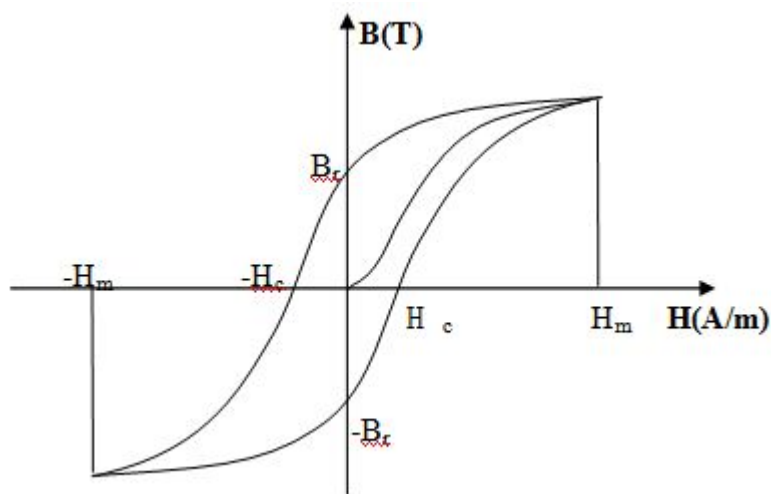


Figure I.8 : Cycle d'hystérésis

I.5.5.1 Machines à aimants permanents surfaciques

Leurs caractéristiques principales sont l'absence de saillance ($\gg = 1$) d'une part et de très faibles inductances d'autre part. Leurs principales applications concernent la robotique et les entraînements à dynamique très élevée. De nombreux auteurs s'en servent comme références par rapport aux machines à aimants internes et ont donc mené des études poussées [11, 12, 13, 14].

Le LEC et la société Valeo Systèmes Electriques ont réalisé un moteur de ce type pour véhicule électrique [15] (Figure I.9).

I.5.5.2 Machines à aimants permanents internes

Sont incluses ici les machines à aimants permanents internes (MAPI) à saillance normale. C'est le type de machine que l'on trouve classiquement dans la littérature et il s'agit de notre référence pour cette étude. Les MAPI comprennent elles-mêmes des structures très diverses. On trouve :

- Les machines à aimants insérés : basées au départ sur des structures à aimants surfaciques dont on aurait inséré les aimants dans le rotor, la figure (I.9) nous montre une structure typique de rotor.

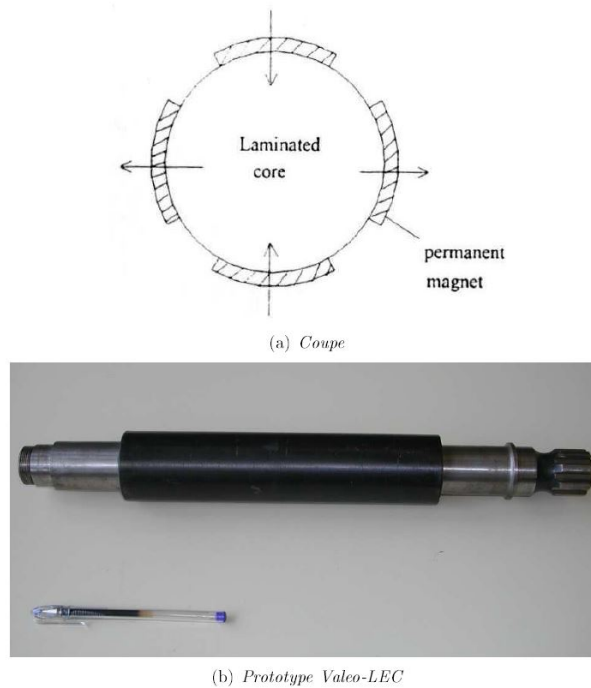


Figure I.9 Rotor d'une machine à aimants permanents surfaciques

➤ Les machines à aimants implantés radialement, souvent appelées machines à concentration de flux (figure I.10).

➤ Les machines à aimantation radiale : ce sont les seules appelées Interior Permanent Magnet machine dans la littérature. Etant les plus anciennes et les plus classiques, de nombreux articles leur sont consacrés : [17, 18, 11,19, 2] pour les plus importants. Cette machine est beaucoup utilisée pour les applications liées à la traction électrique. La société Valeo Systèmes Electriques et le LEC ont développé une amélioration de ce type de machine pour une application alerno-démarrreur [20]. La figure I.11 montre deux rotors, le premier classique et le second développé au LEC.

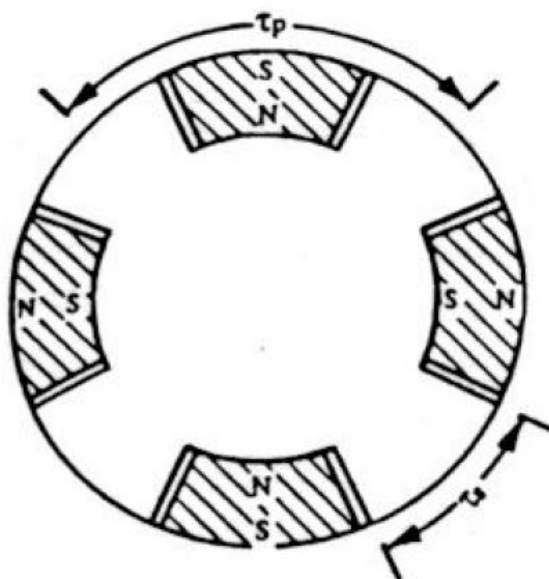


Figure I.10 Rotor d'une machine à aimants permanents insérés

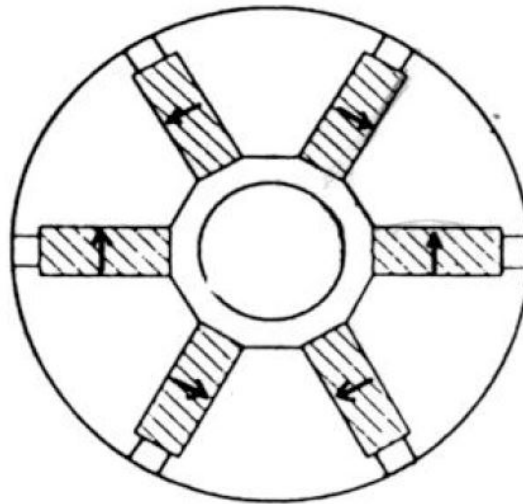


Figure I.11 Rotor d'une machine à aimants permanents internes à concentrations de flux

I.5.5.3 Machines à aimants permanents internes à saillance inverse

Ces machines sont beaucoup plus récentes. On en trouve pour l'instant de trois sortes :

1. Une machine atypique réalisée par Xu et ses collègues [16] (Cf. figure I.14)
2. Les machines à barrières de flux quadrature : tirées des machines à aimants surfaciques ou internes à concentration de flux dont on réduit l'inductance quadrature en insérant des barrières de flux. (La figure I.15) montre ce type de rotor.

Le rapport de saillance de ce type de machine descend difficilement en dessous de 0 :4.

3. Les machines à double rotor : elles combinent le plus souvent un rotor de MAPS et un rotor de MRV. Selon la longueur de chaque partie du rotor et l'angle entre les axes directs respectifs, presque toutes les configurations (saillance et flux d'aimants) peuvent être obtenues. L'étude de Chalmers [21] présente et étudie toutes les possibilités de ces machines en termes de défluxage. La figure I.16 représente la machine étudiée dans cet article.

Ce type de machine peut tout aussi bien être calculé de manière à avoir une saillance normale ou inverse. Elle est plutôt placée dans la catégorie des machines à saillance inverse car les machines pouvant réaliser cette particularité sont plus rares.

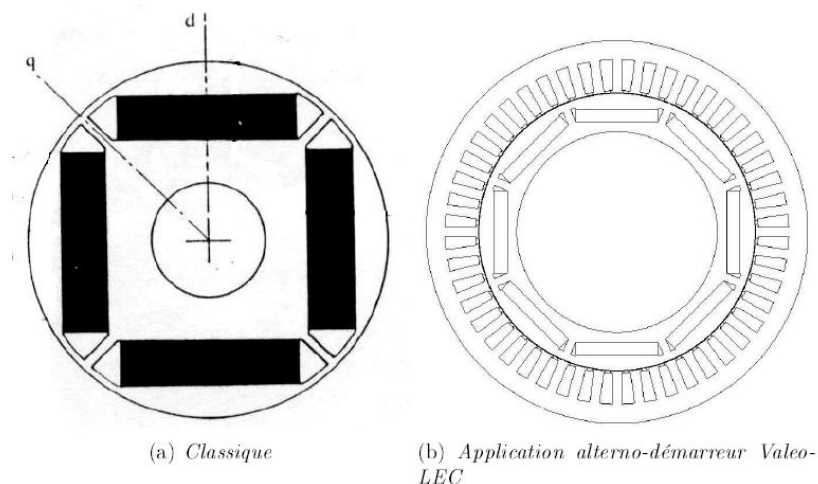


Figure I.12 Rotor de machine à aimants permanents internes

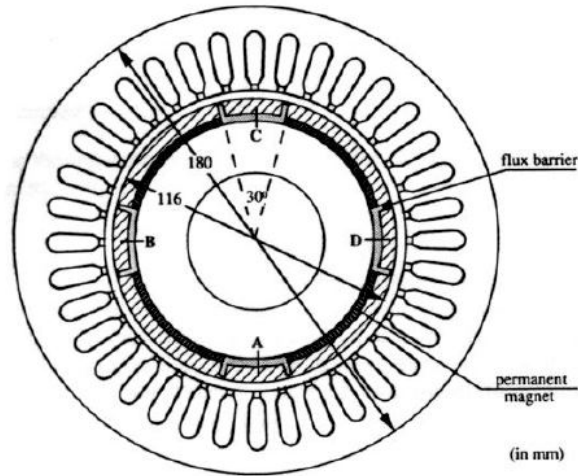


Figure I.13 Machine à aimants permanents internes à saillance inverse (type Xu)

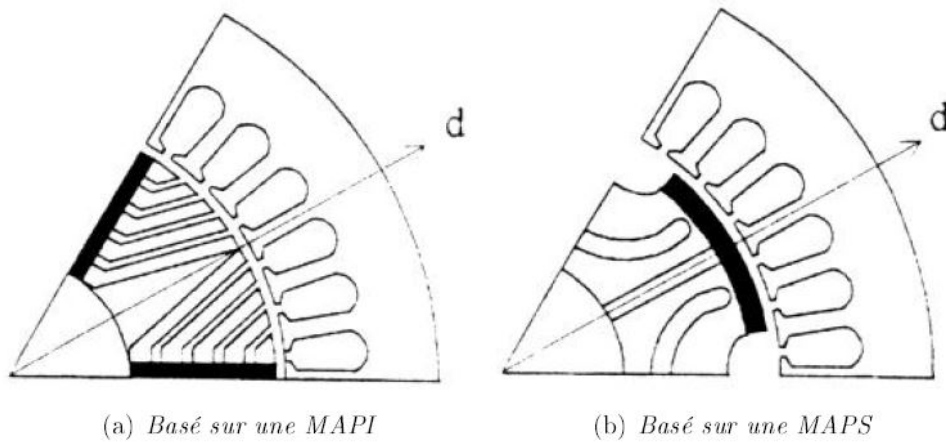


Figure I.14 Rotor de machine à aimants permanents internes à saillance inverse à barrières de flux quadrature

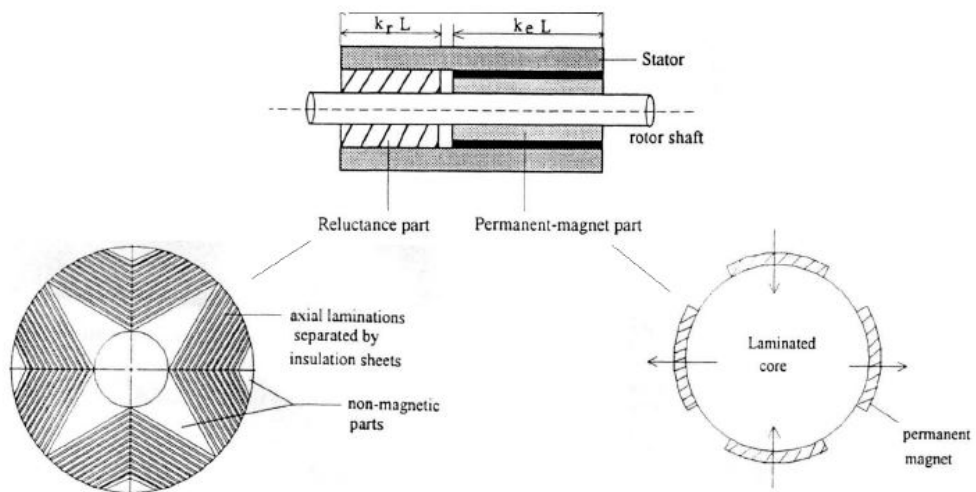


Figure I.15 Machine à aimants permanents à double rotor

I.5.5.4 Caractéristiques générales des aimants permanents

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (figure I.16).

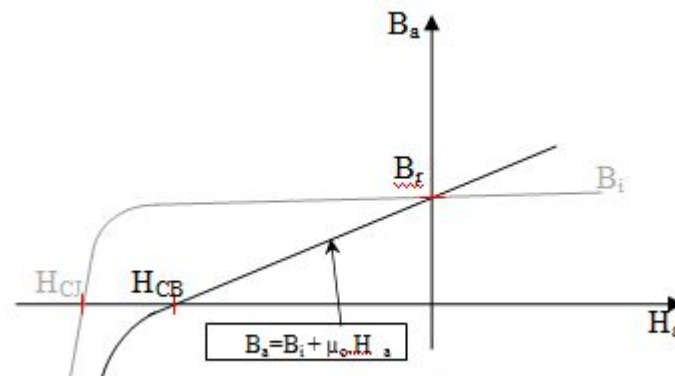


Figure I.16 Courbe de désaimantation

Les aimants permanents sont caractérisés par plusieurs paramètres qui sont déterminants pour les applications industrielles. Ces paramètres sont :

- L'induction résiduelle (ou rémanente), B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- Le champ coercitif, H_{CB} , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- Le champ coercitif de polarisation, H_{CL} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.

Le produit d'énergie, $(B.H)$ max : valeur énergétique de l'aimant par unité de volume.

En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

I.5.5.5 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 [29].

I.5.5.5.1 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 part 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.

I.5.5.2 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.

I.5.5.3 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.

I.5.6 Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure 1.18.

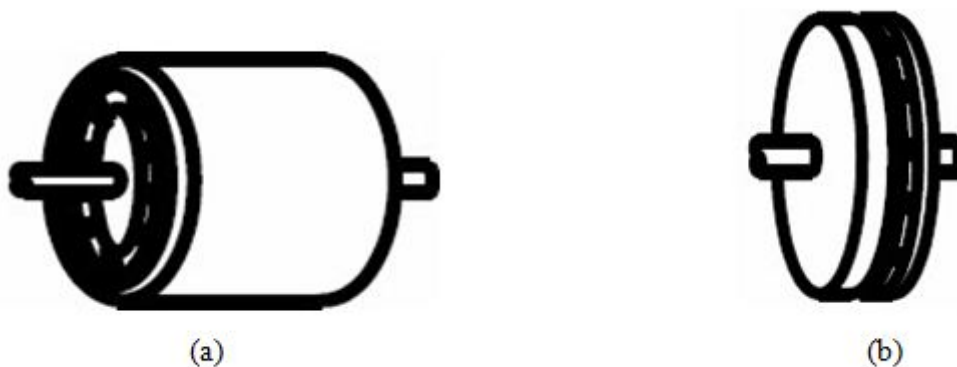


Figure I.17 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial

I.5.6.1. Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.18). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

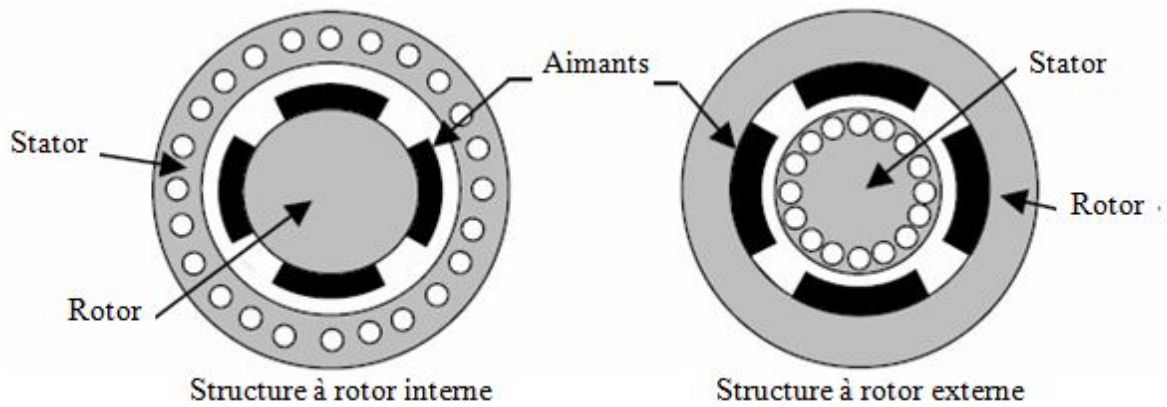


Figure I.18 Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe

I.5.6.2 Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.19). L'induction B_e dans l'entrefer est celle des aimants B_a . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée.

La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [22]. La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.

Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

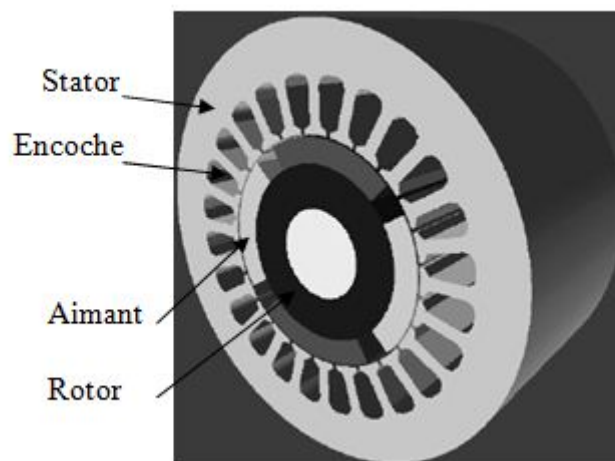


Figure I.19 Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

I.5.6.3 Structures à aimants encastrés

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (figure I.21). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ($X_d < X_q$). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents [23].

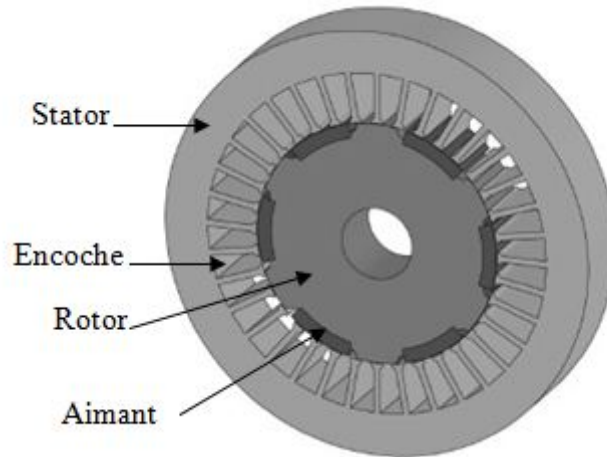


Figure I.20 Structure à aimants encastrés

I.5.6.4 Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées (voir Figure I.22), l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique. L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer [24]. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

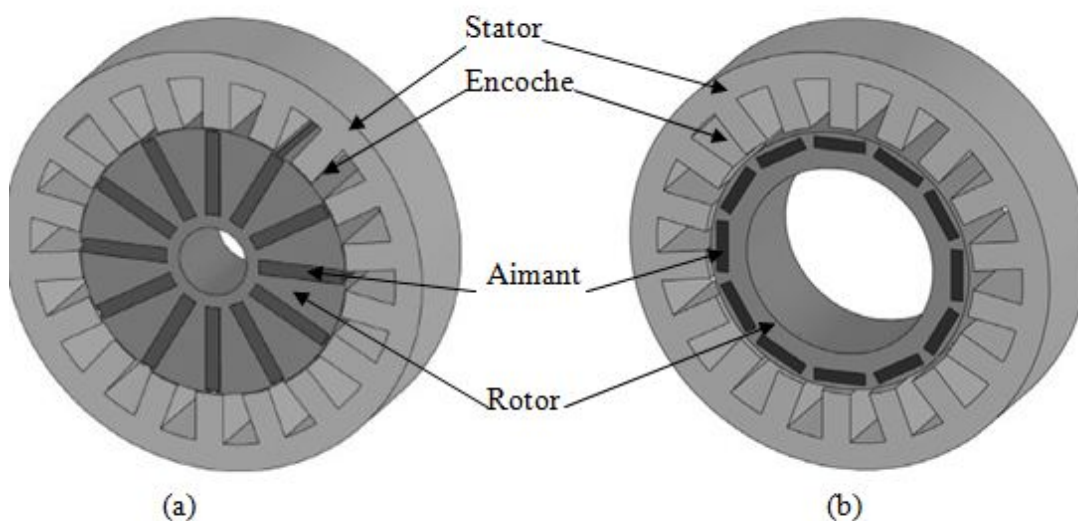


Figure I.21 Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

I.5.6.5 Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales [25,24].

Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.22) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.24) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure I.25).

L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [23].

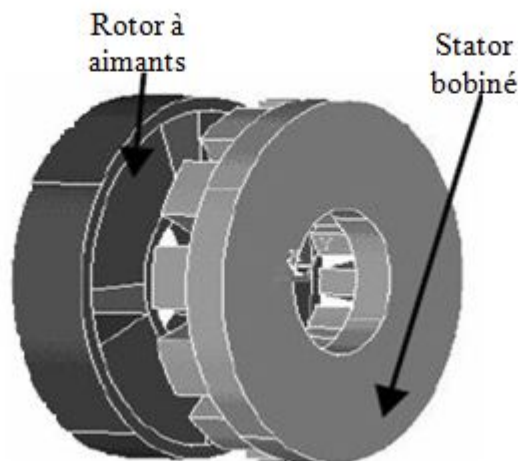


Figure I.22 Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator

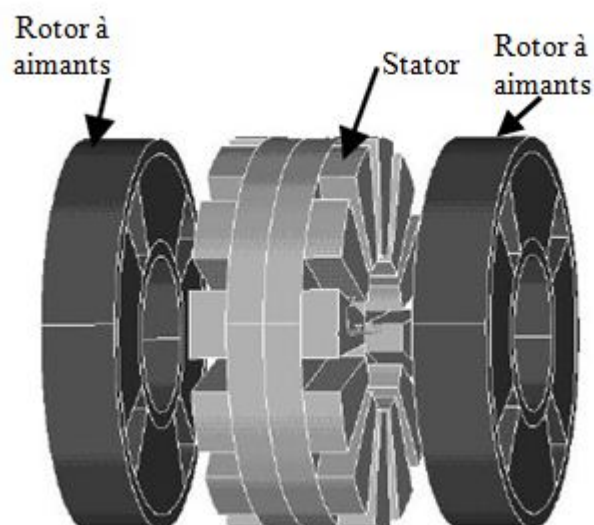


Figure I.23 Structure à flux axial avec double rotor et un stator

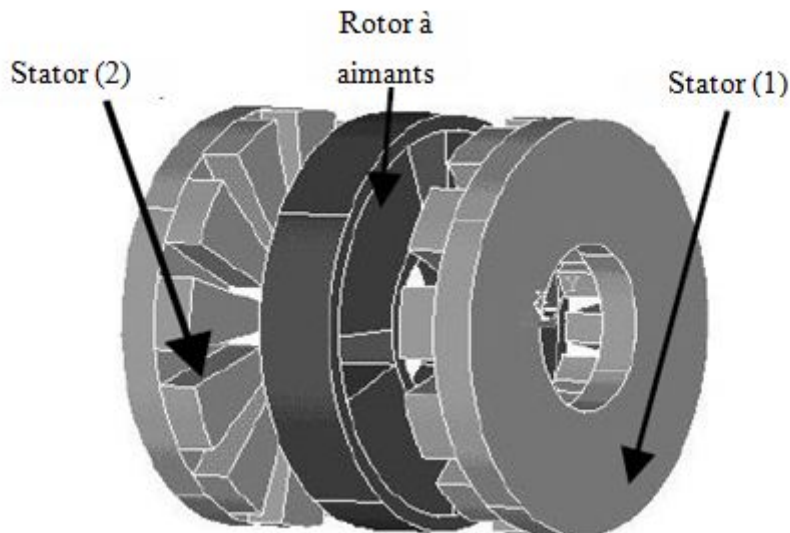


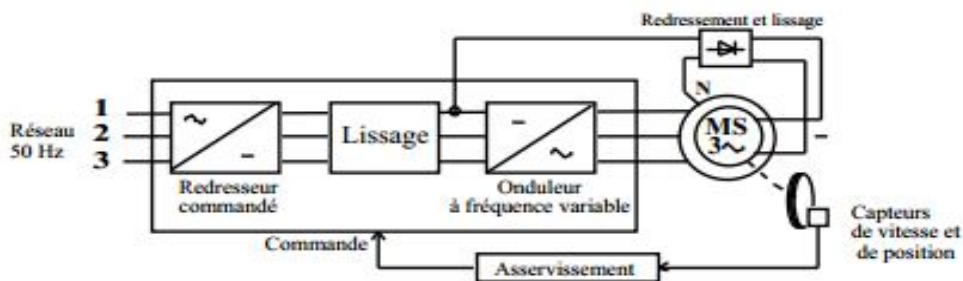
Figure I.24 Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor

I.6 Compléments sur le moteur synchrone

I.6.1 Utilisation

I.6.1.1 Moteurs

Ils sont utilisés en forte puissance (1 à 10 MW - compresseur de pompe, concasseur) ; toutefois pour faire varier la vitesse, il faut faire varier la fréquence des courants statoriques. Il a donc fallu attendre le développement de l'électronique de puissance pour commander



Dans le domaine des faibles puissances, les rotors sont à aimants permanents. L'intérêt de ces moteurs

Réside dans la régularité de la vitesse de rotation (tourne-disque, appareil enregistreur, programmeur, servomoteur).

- Le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive Q pour relever le facteur de puissance $\cos \phi$ d'une installation électrique.

I.6.1.2 Alternateurs

Ils fournissent une partie de l'énergie du réseau EDF. On les trouve dans les barrages sur les fleuves ou les lacs.

I.7 Avantages

La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu. Son rendement est proche de 99%. On peut régler son facteur de puissance $\cos \phi$ en modifiant le courant d'excitation I

I.8 Inconvénients

Un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire. Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie. Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête

I.9 conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté succinctement les différentes structures de machines synchrones à aimants permanents. Comme il a été souligné, la classification de ces machines en deux types de catégories, (RFPM ou AFPM) et (PMSM ou BDCM), peut se faire, respectivement, selon la direction du flux (axiale ou radiale) et selon leur mode d'alimentation (sinusoïdale ou en créneaux). Une comparaison entre les machines de type PMSM et celles de type BDCM comportant leurs avantages et leurs limitations a été rapportée. Le présent statut de ces machines montre qu'elles possèdent un potentiel élevé pour une plus large utilisation.

La machine synchrone à aimant permanent à flux radial (RFPM), à aimants déposés en surface et alimentée par des créneaux de courant (BDCM) fera l'objet de notre étude.

Chapitre II
Modélisation par Eléments Finis des Machines
à Aimants Permanents

II.1 introduction

Dans ce qui suit nous présentons la méthode des éléments finis ainsi que son application à la modélisation des dispositifs électromagnétiques ce qui est le cas des machines électriques. Un aperçu sur les méthodes de prise en compte du mouvement est également donné.

II.2 La méthode numérique des éléments finis

Comme nous avons pu constater dans la section précédente, les modèles analytiques basés sur la résolution de l'équation de Poisson sont inadaptés dès que la structure devient complexe. La méthode analytique, basée sur les équations de Maxwell sous forme intégrales, peut approcher la solution sans toutefois assurer la précision requise. La prise en compte de l'effet d'encoche par la fonction perméance réelle n'est pas suffisante pour avoir une modélisation fine des ondulations du couple et les encoches rotorique ne peuvent être considérées. Pour cela, la plupart des concepteurs, des industriels et des chercheurs font appel aux méthodes numériques qui sont plus ou moins utilisées selon le problème et la structure à étudier. Ces méthodes sont soit utilisées seules ou couplées entre elles. Parmi ces méthodes nous citerons la méthode des différences finies, la méthode des intégrales de frontières [26], la méthode des volumes finis et finalement la méthode des éléments finis [27]. Cette dernière, universelle, est de loin la méthode la plus utilisée par les concepteurs de machines électriques et les chercheurs. Des logiciels éléments finis commerciaux (ANSYS, Femlab, Ansoft, etc.) existent en 2D et en 3D pour résoudre les équations de l'électromagnétisme, la thermique, la mécanique etc. [28]-[29]. Le calcul 3D est utilisé surtout pour tenir compte des effets d'extrémités et des têtes de bobines. Dans le cas des structures étudiées dans notre travail, c'est le modèle 2D qui est le plus utilisé pour sa simplicité dans l'introduction des données et pour le temps de calcul plus ou moins réduit. La méthode des éléments finis, qui est arrivée à maturité il y'a plusieurs années, continue à se développer dans le sens où le concepteur cherche toujours un outil précis qui tienne compte de tous les paramètres physiques de la machine (saturation, courants induits, hystérésis, magnéto-électricité, magnétothermique, magnéto-mécanique, etc.), et moins coûteux en temps de calcul. Ce dernier reste un paramètre important. Dans cette partie de notre travail, nous nous intéressons à la méthode des éléments finis en magnétostatique linéaire [30] et dans le chapitre 2, nous nous intéresserons à cette méthode en 2D en tenant compte de la saturation [31] et de la conductivité magnétique des matériaux. La méthode des éléments finis permet la résolution numérique de l'équation de Poisson (ou de Laplace) à travers une formulation intégrale de Galerkin ou des résidus pondérés par :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} [\Delta A + J] w d\Omega = 0 \quad (\text{II.1})$$

Où w est une fonction poids.

L'Expression (II.1) devient, après intégration par parties :

$$\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[\frac{\partial A}{\partial x} \frac{\partial W}{\partial x} + \frac{\partial A}{\partial y} \frac{\partial W}{\partial y} \right] d\Omega = \iint_{\Omega} JW d\Omega + \oint_{d\Omega} \frac{1}{\mu} w d\Gamma \quad (\text{II.2})$$

L'Equation (II.2) représente la formulation intégrale ou variationnelle du modèle scalaire de la magnétostatique. Pour pouvoir intégrer numériquement ou analytiquement cette fonctionnelle, le domaine d'étude est subdivisé en éléments finis appelés maillage. Dans notre étude et pour pouvoir intégrer l'Expression (II.2) analytiquement, le domaine élémentaire est constitué de triangles du 1er ordre (Figure II.1 et II.2) où l'inconnue du problème est approximée par un polynôme du premier degré en x et en y sous la forme suivante :

$$A(x, y) = a_1 + a_2 x + a_3 y \quad (\text{II.3})$$

Où a_1 , a_2 et a_3 sont des coefficients qui dépendent des coordonnées des sommets du triangle et des potentiels correspondants.

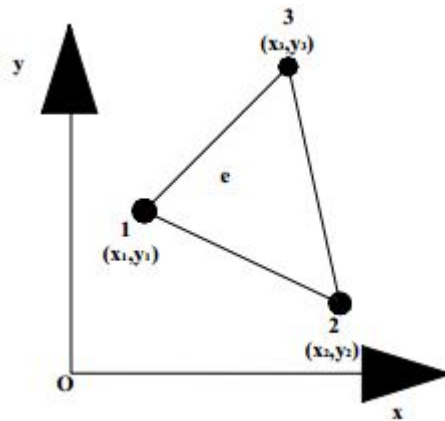


Figure II.1 Élément fini à 3 nœuds

De l'Equation (II.3), nous constatons que l'induction est constante à l'intérieur de chaque élément et, par conséquent, la perméabilité magnétique l'est également, ce qui facilite l'intégration analytique de l'Equation (II.2). Le potentiel, en tout point de l'élément (e), est parfaitement défini à partir des valeurs des potentiels en ses trois sommets, la relation (II.3) peut s'écrire ainsi :

$$A(x, y) = \sum_{i=1}^3 N_i(x, y) A_i \quad (\text{II.4})$$

Afin d'assurer la continuité de la variable d'étude, qui est dans notre cas le potentiel vecteur magnétique, entre éléments adjacents, les fonctions de forme doivent vérifier les conditions suivantes :

$$N_i(x_j, y_j) = \begin{cases} 1 \rightarrow si(i=j) \\ 0 \rightarrow si(i \neq j) \end{cases} \quad i, j \in \{1, 2, 3\} \quad (\text{II.5})$$

Tous calculs faits et en désignant par i, k, l toute permutation circulaire des indices 1, 2, 3 assignés dans le sens trigonométrique, ces fonctions s'écrivent sous la forme suivante :

$$N_i = \frac{P_i + Q_i + R_i y}{2\Delta_e} \quad (\text{II.6})$$

Les paramètres P_i, Q_i, R_i et Δ_e , intervenant dans l'équation (II.6), sont des fonctions coordonnées des nœuds :

$$P_i = x_k y_l - x_l y_k \quad (\text{II.7})$$

$$Q_i = y_k - y_l \quad (\text{II.8})$$

$$R_i = x_l - x_k \quad (\text{II.9})$$

$$\Delta_e = \frac{1}{2}(p_i + p_k + p_l) \quad (\text{II.10})$$

Où Δ_e représente la surface du triangle (e).

Les composantes du gradient du potentiel vecteur magnétique sont obtenues en dérivant l'expression (II.4) et en tenant compte des expressions ((II.6) à (II.10))

$$\begin{Bmatrix} \frac{\partial A}{\partial x} \\ \frac{\partial A}{\partial y} \end{Bmatrix} = [D] \begin{Bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{Bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$[D] = \frac{1}{2\Delta_e} \begin{bmatrix} y_2 - y_3, y_3 - y_1, y_1 - y_2 \\ x_3 - x_2, x_1 - x_3, x_2 - x_1 \end{bmatrix}$$

La première conséquence de l'expression (II.11) est que l'induction magnétique est constante au niveau de chaque élément. La seconde est que la perméabilité magnétique, qui est fonction de cette induction dans le cas des milieux non linéaires, est constante. Le calcul des intégrales apparaît dans l'Expression (II.2) peut être mené analytiquement. Le choix de l'approximation du potentiel vecteur étant effectué, il reste à définir les fonctions de projection w . En effet, le conditionnement du système d'équations final et donc sa convergence dépendent étroitement de ce choix. Dans la méthode de Galerkin, ce choix consiste à prendre ces fonctions identiques aux fonctions de forme (II.6).

$$w = N_i$$

$$i = 1, 2, 3 \quad (\text{II.12})$$

Ainsi, l'Equation (II.2) devient

$$\sum_e \left(\iint_{\Omega_e} v \text{grad} N_i \cdot \text{grad} \left(\sum_1^3 N_j A_j \right) dx dy - \iint_{\Omega_e} N_i J dx dy \right) = 0 \quad (\text{II.13})$$

Où v désigne la réflectivité magnétique, inverse de la perméabilité. Sous la forme matricielle, la relation ((II.13) peut être mise sous la forme suivante :

$$\sum_e v [S_e] \{A(t)\}_e = [Q]_e \{J\}_e \quad (\text{II.14})$$

Avec

$$[S_e] = \Delta_e [D]^t [D] \quad (\text{II.15})$$

Le vecteur élémentaire, du aux courants du stator, est le suivant :

$$[Q_s]_e = \frac{\Delta_e}{3} [1, 1, 1] \quad (\text{II.16})$$

Le vecteur élémentaire, du aux aimants permanents dans le cas radial, est le suivant :

$$[Q_r]_e = \frac{I_e}{2} [1, 1, 1] \quad (\text{II.17})$$

le est la longueur du coté du triangle qui contient le courant équivalent aux aimants. Dans le cas où l'aimantation est tangentielle, le vecteur élémentaire sera :

$$[Q_r]_e = \frac{I_e}{2} [0, 1, 1] \quad (\text{II.18})$$

Le vecteur élémentaire, du aux sources rotorique et statorique, est la somme :

$$[Q]_e = [Q_s]_e + [Q_r]_e \quad (\text{II.19})$$

La discrétisation de la forme intégrale nous conduit, après assemblage des matrices $[S_e]$ élémentaires et des vecteurs élémentaires $[Q_e]$ ainsi que la prise en compte des conditions aux limites, à résoudre un système d'équations linéaires de la forme suivante :

$$[K]\{A\} = \{F\} \quad (\text{II.20})$$

Avec

$$\{F\} = \sum_{e=1}^N \{Q_e\} \quad (\text{II.21})$$

$$[F] = \sum_{e=1}^N [s_e] \quad (\text{II.22})$$

Où

$[K]$ est une matrice carrée, bande, symétrique et définie positive d'ordre égal au nombre de nœuds du domaine.

$\{F\}$ est un vecteur de dimension égal au nombre de nœuds.

$\{A\}$ est un vecteur contenant les potentiels « inconnus » aux nœuds. La résolution du système d'équations (II.20) est effectuée soit par une méthode directe ou itérative.

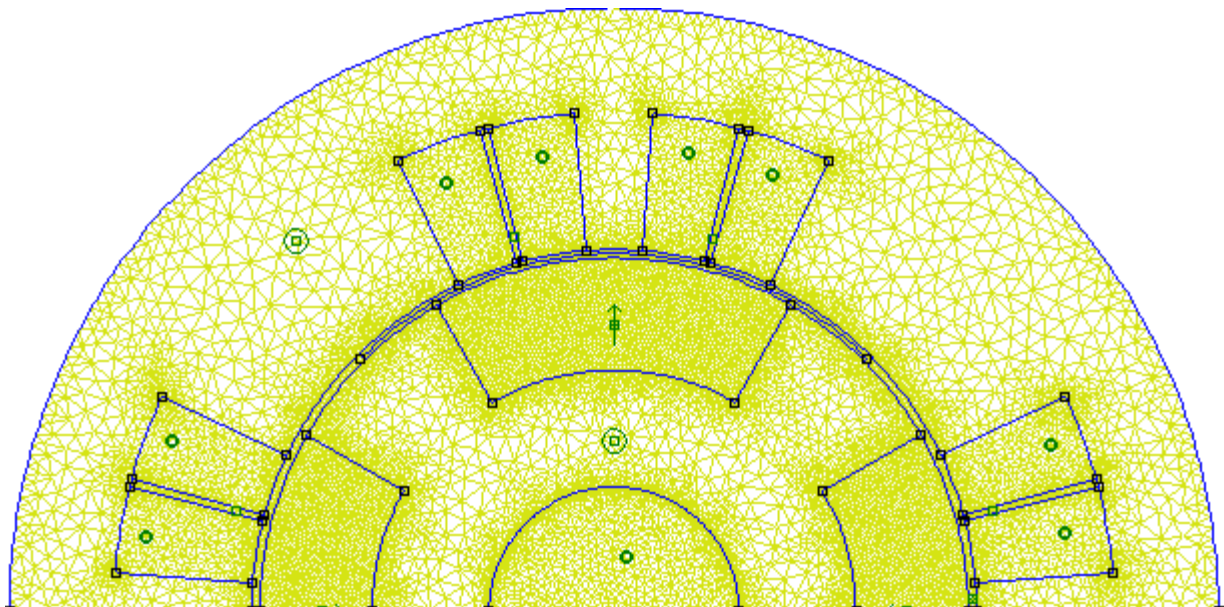


Figure II.2 Maillage par éléments finis triangulaires du 1er ordre

Une fois le système résolu, les potentiels aux nœuds, obtenus, sont utilisés pour calculer les composantes de l'induction. Ceci nous permet de déterminer l'énergie magnétique W de la structure étudiée, à partir de la somme des énergies élémentaires W_e dans chaque triangle, ainsi que le couple

électromagnétique et la force électromotrice. Le calcul de ces grandeurs globales est effectué pour chaque position du rotor par rapport au stator qui est fixe. Pour ce faire, la simulation du mouvement est nécessaire. Plusieurs méthodes existent ; à savoir : la topologie constante, la ligne de glissement, la bande de roulement, les macroéléments, la méthode du double entrefer et les multiplicateurs de Lagrange [32,31,21,46,47], Nous nous intéresserons dans le chapitre 2 à cette dernière méthode pour tenir compte du mouvement et des conditions aux limites de type Dirichlet et d'anti-périodicité pour résoudre l'équation de Poisson dans l'entrefer en tenant compte de la saturation et des courants induits.

II.2.1 La Topologie constante

En gardant la même topologie de subdivision du domaine de résolution lors du mouvement du rotor, les éléments modélisant l'entrefer se déforment. Cela se traduit par une mauvaise précision numérique dans la détermination des valeurs du potentiel A [1,47] et la limite de rotation est rapidement atteinte (Figure II.3).

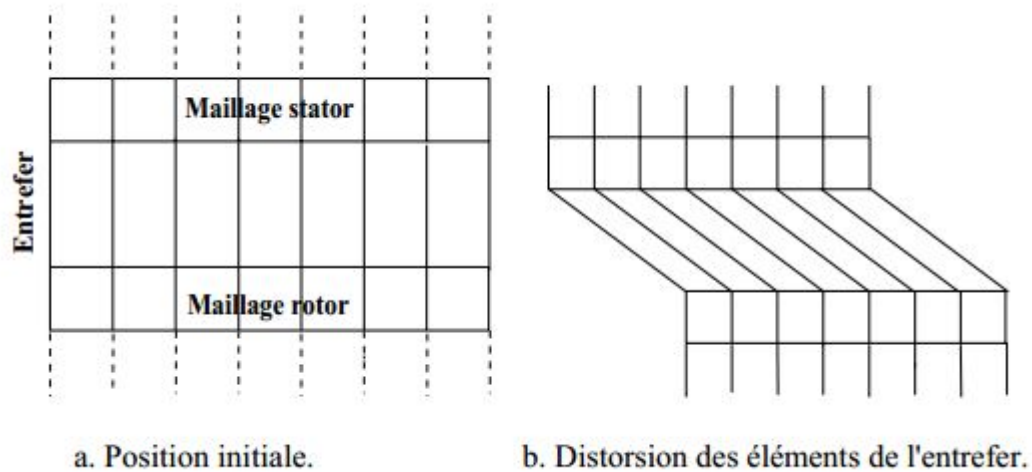


Figure II.3 Topologie constante.

II.2.2 La Ligne de glissement

La ligne de glissement est une technique à topologie variable. Dans cette topologie (Figure II.4), les maillages du rotor et du stator sont réalisés indépendamment l'un de l'autre. Ils sont liés par l'intermédiaire de la ligne de rotation (ligne de glissement en 2D et surface de glissement en 3D) [1], [47]. Ainsi, le mouvement du rotor ne provoque pas la distorsion des éléments discrétisant l'entrefer. Cette technique est donc de mise en œuvre aisée. Cependant, pour faire coïncider les nœuds des subdivisions des régions, rotor et stator, au niveau de la ligne de rotation pour chacune des positions relatives du stator et du rotor, le déplacement de ce dernier doit se faire par pas fixe. Ce pas de déplacement impose dès le départ le pas de calcul. Cette méthode présente donc l'inconvénient de donner lieu à un déplacement discontinu du rotor. De plus, elle doit procéder à un maillage régulier de la région de l'entrefer.

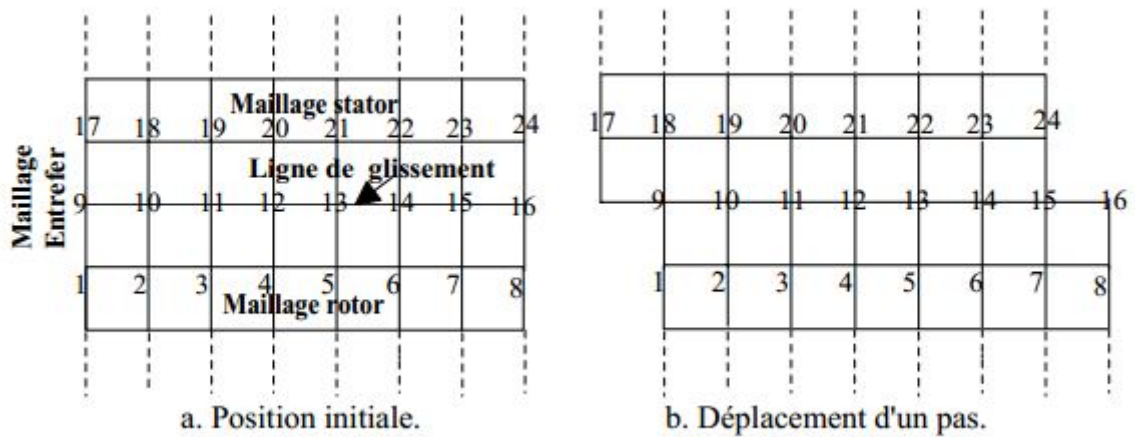


Figure II.4 Topologie variable.

II.2.3 La Bande de roulement

La bande de roulement est une technique dont la topologie est intermédiaire entre la topologie constante et la topologie variable [8,18], On commence par considérer la première topologie et, lorsque la limite de distorsion des éléments modélisant l'entrefer est atteinte à cause du mouvement du rotor, on modifie le découpage de l'entrefer (Figure II.5).

Pour conserver la largeur de bande quasi-constante au niveau des matrices du système d'équations tout au long des calculs, on doit renuméroter les nœuds grâce à un algorithme d'optimisation topologique de la largeur de bande. Le temps de remaillage est plus long mais celui de la résolution est conservé. Si les connectivités des éléments ne sont pas redéfinies, ce qui correspond à des temps de maillage courts, le système d'équations a par contre une largeur de bande croissante au fur et à mesure des itérations. Le temps de calcul augmente progressivement. On peut aussi procéder à un remaillage de la bande de roulement à chaque rotation élémentaire en appliquant la triangulation de Delaunay. Bien qu'elle permette un déplacement continu du rotor, une telle topologie présente l'inconvénient de nécessiter un découpage régulier de la région de l'entrefer. En effet, la déformation asymétrique de la bande de mouvement tend à introduire des erreurs lors du calcul du couple électromagnétique. De plus, un rapport important entre le pas de calcul et dans le pas de maillage le long de la bande de mouvement peut conduire à des bruits numériques importants dans le calcul de la force électromotrice.

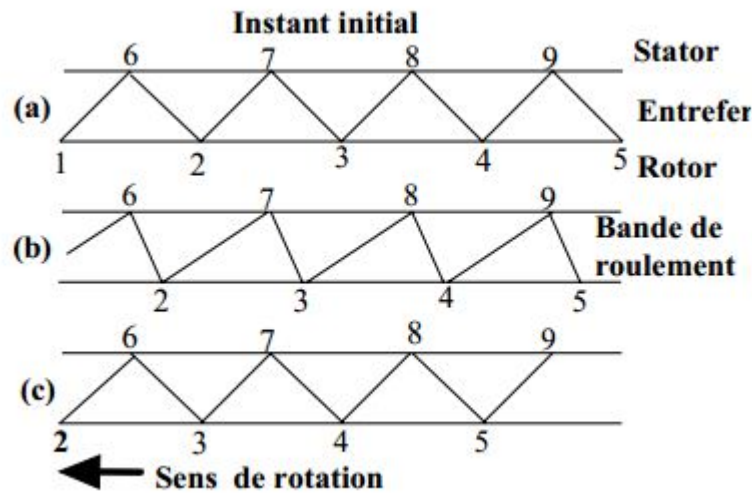


Figure II.5 Topologie mixte ((a) Position initiale, (b) Distorsion des éléments, (c) Modification du découpage)

II.2.4 Méthode du double entrefer

Dans les différentes techniques vues ci-dessus, le champ électromagnétique est déterminé à chaque étape pour l'ensemble de la machine. Les maillages étant attachés séparément à chacun des domaines, la connexion des potentiels vecteurs dans l'entrefer fait appel à différentes techniques. Ces méthodes qualifiées de méthodes temporelles par opposition aux méthodes fréquentielles sont très performantes. Elles imposent cependant des pas de temps très courts pour prendre en compte les effets d'encoches. Les temps de calcul sont donc très longs. Une méthode alternative (la méthode du double entrefer) mise au point au GREEN (Groupe de Recherche en Electrotechnique et en Electronique de Nancy) conduit à des temps de calcul nettement plus réduits et évite le problème de remaillage [16]. Le principe de la méthode est que seul le premier harmonique d'espace du potentiel vecteur sur une armature sert de source dans le domaine qui lui fait face. Une sorte de double transformation de Park est effectuée. Le calcul s'effectue ainsi en deux étapes (Figure II.6) à savoir :

- l'étape dans le domaine statorique,
- et l'étape dans le domaine rotorique.

Si les harmoniques d'ordre supérieur sont négligés lorsque les conditions de Dirichlet (ou de Neumann) sont imposées, on parle alors d'approximation du premier harmonique [46], [77]. Cette technique ne peut cependant être généralisée aux convertisseurs linéaires à induction. Le spectre d'harmoniques du champ électromagnétique dans ces structures est riche en fréquences et continu ce qui nécessite un traitement particulier [16].

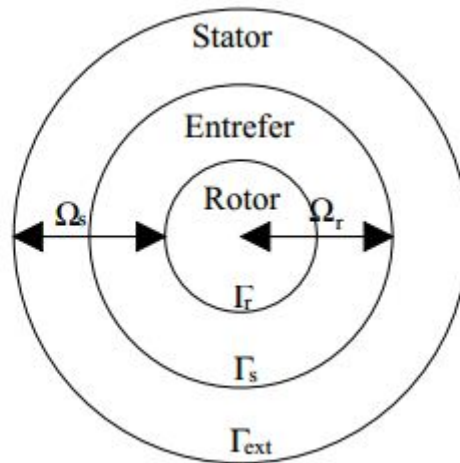


Figure II.6 Domaine d'étude : Méthode du double entrefer

II.2.5 Méthode des multiplicateurs de Lagrange

La continuité de la variable d'état (potentiel vecteur ou scalaire) est naturellement assurée à l'interface entre deux éléments finis nodaux. Par contre, lorsqu'on couple des éléments de type hexaédriques et tétraédriques par exemple dans un maillage donné, les éléments prismatiques sont nécessaires pour assurer la liaison entre ces deux types d'éléments ; ce qui conduit à plusieurs difficultés d'ordre pratique. C'est aussi cette contrainte qui impose un pas de calcul fixe dans la technique de la ligne de glissement. Afin de restaurer la continuité naturelle des grandeurs physiques sur l'interface de couplage où la position et le nombre de nœuds sont différents (Figure II.7) de chaque côté de celle-ci, une méthode basée sur la modification de la fonctionnelle à minimiser est utilisée. La méthode pour modifier la fonctionnelle originale Π consiste à introduire les [21], [48], [49], [50], [80]. Cette méthode, générale, peut être multiplicatrice de Lagrange λ appliquée à n'importe quel type de formulation. La fonctionnelle modifiée Π' s'écrit ainsi :

$$\Pi' = \Pi + \int_{\Gamma} \lambda^t C d\Omega \quad (\text{II.23})$$

Où C représente les contraintes de couplage.

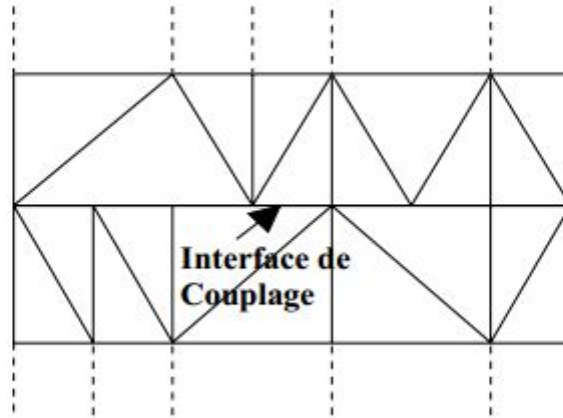


Figure II.7 Couplage d'interface

II.3 Présentation de l'outil de calcul utilisé

Nous avons défini précédemment une méthode théorique de calcul numérique de la machine synchrone à aimants permanents. Nous définissons dès cette partie, l'outil de calcul utilisé lors des différentes simulations dans ce mémoire. Les calculs dans ce mémoire, sont effectués à l'aide d'un logiciel 2D basé sur la méthode des éléments finis désigné par FEMM (Finite Elément Méthode Magnetics) [4]. Comme tous les logiciels employés pour des problèmes d'éléments finis en deux dimensions sont articulés en trois axes appelés "pré-processeur", "processeur" et "post-processeur". A ces trois axes, il est possible d'ajouter le "meilleur", qui peut être externe au logiciel. Il est associé au processeur. Dans le but de pouvoir modifier à notre guise les paramètres de la machine pour voir leur influence. FEMM, ne nous donne pas cette opportunité, par contre, il nous donne la possibilité de le commander par des programmes extérieurs. Nous définirons alors le post et le pré processeur à l'aide du langage LUA [17], qui est dérivé du langage C++. Le script LUA est une partie de programme directement interprétée par FEMM, contenant des fonctions propres au logiciel FEMM. Avec ce script nous pouvons aisément de configurer et de piloter FEMM.

II.3.1 Pré-processeur

Cet élément permet de définir la machine d'études à savoir :

- dessiner la géométrie de la machine avec des arcs ou des segments de droite.
- définition du problème à savoir la nature du problème à résoudre (la fréquence, l'unité des grandeurs géométriques, la précision de calcul). Nous pouvons également définir la finesse du maillage.
- introduction des caractéristiques des différentes régions géométriques de la structure (propriétés magnétiques des matériaux).
- définitions des circuits de la structure. Cette partie nous donne aussi la possibilité d'introduire le nombre de spires dans les bobinages ainsi que la valeur des courants

Introduction des conditions aux limites

Introductions des courbes de saturations dans le cas où elle est prise en compte.

II.3.2 Le processeur

Cet élément effectue la résolution du problème défini sur chaque élément de maillage en effectuant des itérations jusqu'à atteindre la précision imposée au pré-processeur. En chaque élément, le potentiel vecteur est connu et à partir de là, les autres grandeurs sont déduites.

II.3.3 le post-processeur

Une fois les résultats sont déterminés par le processeur, le post-processeur nous permet de les visualiser et récupérer les valeurs des grandeurs désirées (les flux d'encoches, les valeurs de l'énergie, couples...) sous forme de fichiers numériques. Un programme MATLAB, nous donne la possibilité d'exploiter les fichiers obtenus avec le post-processeur et calculer les grandeurs utiles pour l'étude de la machine (couple de détente, couple électromagnétique, FEM, taux d'ondulation du couple...)

II.4 Conclusion

Les méthodes de calcul du champ basées sur la résolution analytique de l'équation de Poisson sont efficaces pour le calcul des inductions magnétiques radiale et tangentielle. Celles qui utilisent la forme intégrale des équations de Maxwell peuvent approcher le résultat mais sous certaines hypothèses simplificatrices. La méthode qui permet de qualifier et de quantifier l'effet de l'encoche, sur l'induction présentée, dans ce chapitre est limité à l'induction radiale. Cette dernière ne peut être appliquée que pour les machines à aimants montés en surface et est donc inadaptée pour les machines à aimants radiaux ou azimutaux insérés.

Chapitre III

Analyse démentielle des Différentes structures étudiée

III.1 introduction

Nous allons dans ce chapitre donner un aperçu général de commencerons d'abord par rappeler l'intérêt qui a poussé les chercheurs et industriels envisager de pareilles structures. Nous présenterons ensuite les principales familles auxquelles appartiennent les différentes structures, Cela nous permettra de situer la structure à double excitation que nous avons choisie pour notre étude dans le panel des structures présentées.

III.2 simulation d'une machine synchrone double excitations

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les résultats sont obtenus via code numérique «FEMM»

- Paramètre d'une machine synchrone double excitation à concentration de flux.

Paramètres	Symboles	Valeur et unité
Induction rémanente (ferrite)	Br	0.4T
Perméabilité relative des aimants	μr	1
Nombre de paires de pôles	p	2
Nombre de conducteurs par encoche statorique	NC	12
Courant de crête	Im	12.50A
Courant d'excitation de l'électro-aimant	If	01.00A
Rayon extérieur de l'encoche rotorique	$r0$	40.80mm
Rayon intérieur de l'encoche rotorique	$r1$	27.80mm
Rayon extérieur de l'aimant	$r2$	40.00mm
Rayon extérieur de l'encoche de stator	$r3$	49.00mm
Rayon intérieur de l'encoche de stator	$r4$	58.00mm
Rayon externe de stator	$R0$	70.00mm
Rayon de la surface intérieure du stator	RS	45.00mm
Rayon de la surface externe du rotor	Rm	44.80mm
Rayon de la surface interne du rotor	Rr	15.00mm
Largeur de l'entrefer	g	00.20mm
Hauteur de l'aimant	hm	29.80mm
Hauteur de le l'encoche statorique	hs	09.00mm
Longueur utile de la machine	LU	57.00mm

III.3 les résultats de simulation

III.3.1 structure maillée (structure 01)

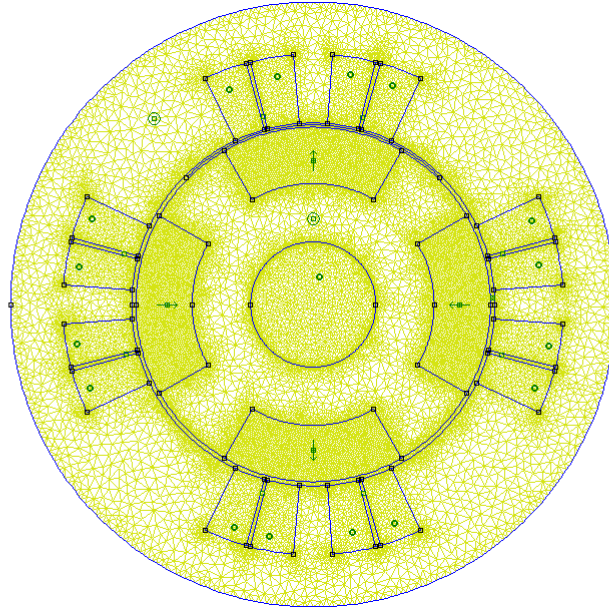


Figure III.1 carte de maillage due aux aimants permanents seuls

III.3.1.1 Carte de champ magnétique due aux aimants permanents seuls

➤ Répartition de champs magnétique

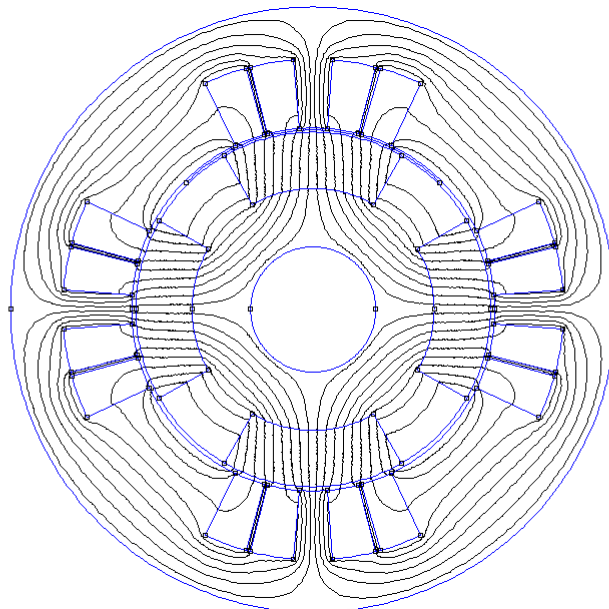


Figure III.2 carte du champ magnétique due aux aimants permanents seuls

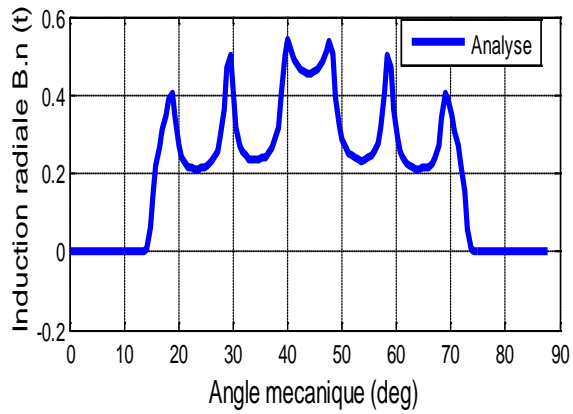


Figure III.3 Densité de flux radial due aux Aimants permanents seuls

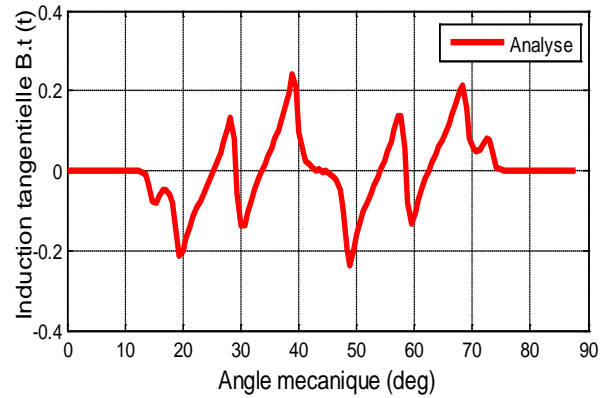


Figure III.4 Densité de flux tangentielle due aux aimants permanents seuls

III.3.1.2 Carte de champ magnétique due aux courants seuls

➤ Répartition de champ magnétique

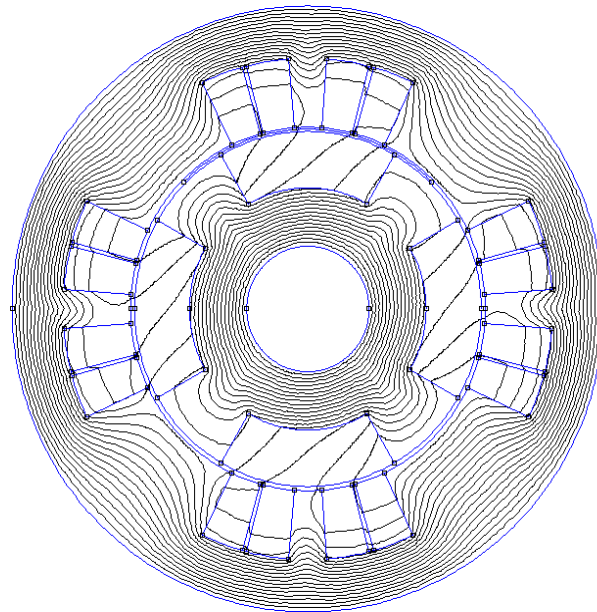


Figure III.5 carte de champs magnétique due aux courants seuls

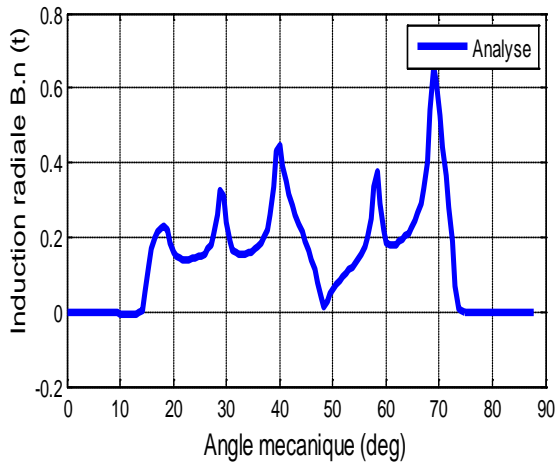


Figure III.6 Densité de flux radial due aux courants seuls

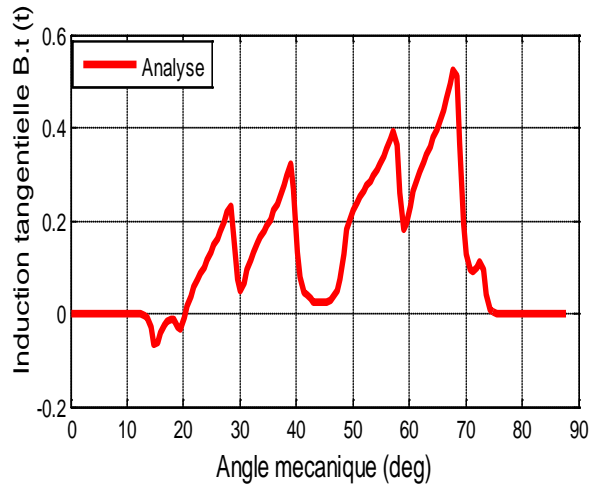


Figure III.7 Densité de flux tangentielle due aux courants seuls

III.3.1.3 Carte de champ magnétique double excitation (aimants permanents- courant continu)

➤ **Répartition de champ magnétique**

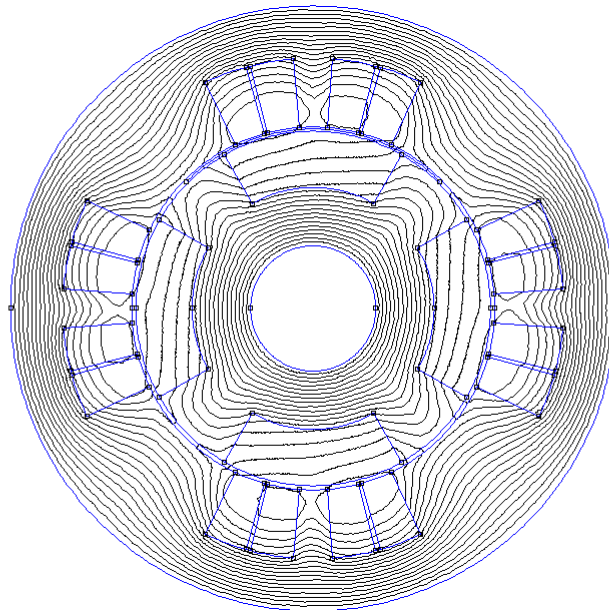


Figure III.8 carte de champs magnétique à double excitation

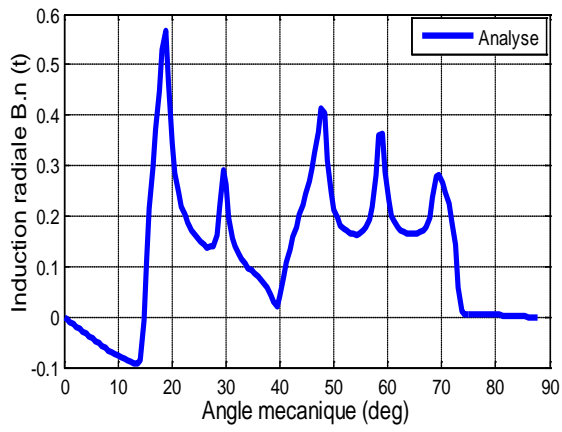


Figure III.9 Densité de flux radial à double Excitations

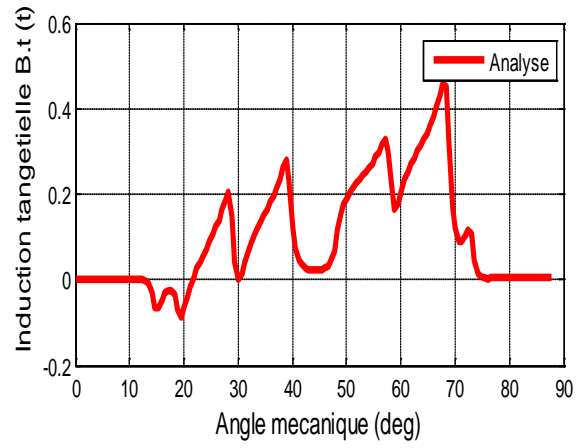


Figure III.10 Densité de flux tangentielle à double excitations

III.3.2 structure maillée (structure 02)

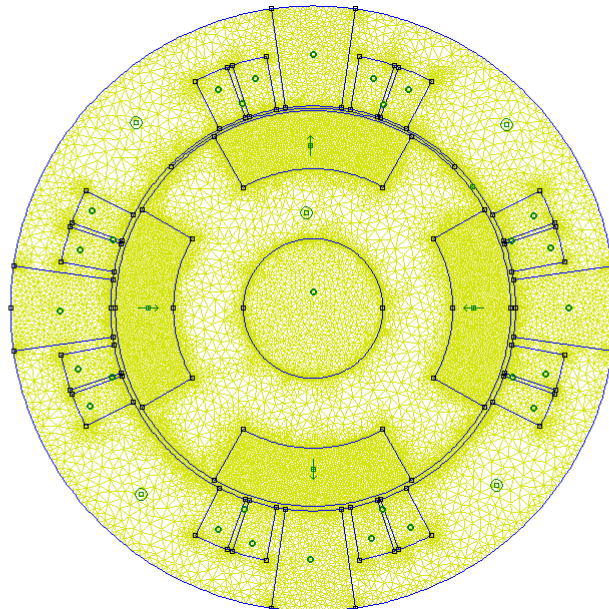


Figure III.11 carte de maillage due aux aimants permanents seuls

III.3.2.1 Carte du champ magnétique due aux aimants permanents seuls

➤ **Répartition de champs magnétique**

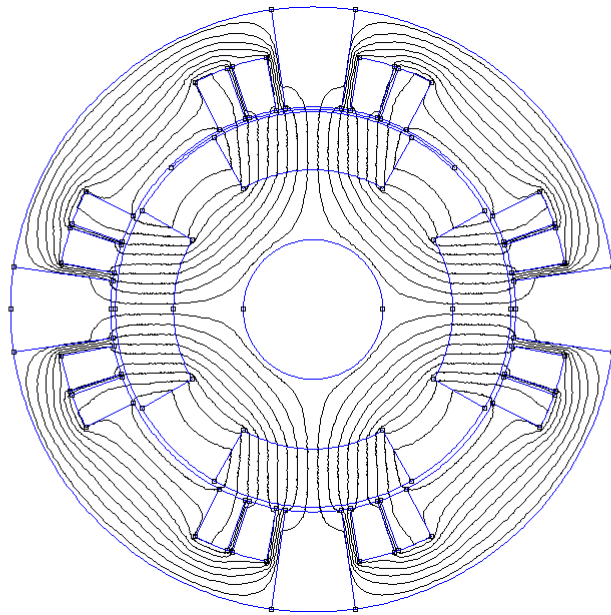


Figure III.12 carte de champs magnétique due aux aimants permanents seuls

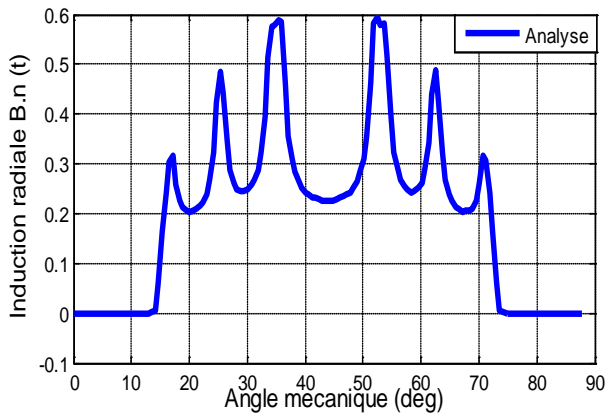


Figure III.13 Densité de flux radial due aux Aimants permanents seuls

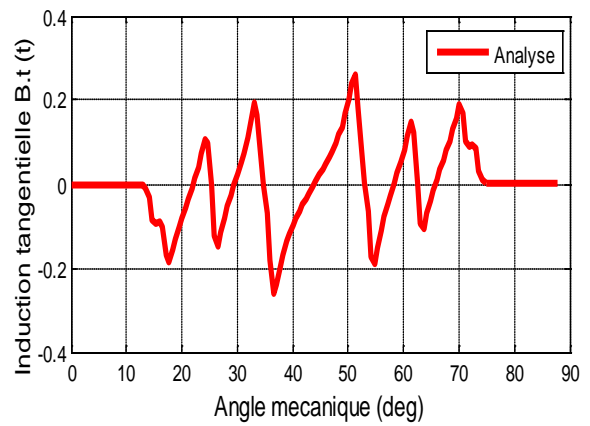


Figure III.14 Densité de flux tangentielle due aux aimants permanents seuls

III.3.2.2 Carte de champ magnétique due aux courants seuls

➤ répartition de champs magnétique

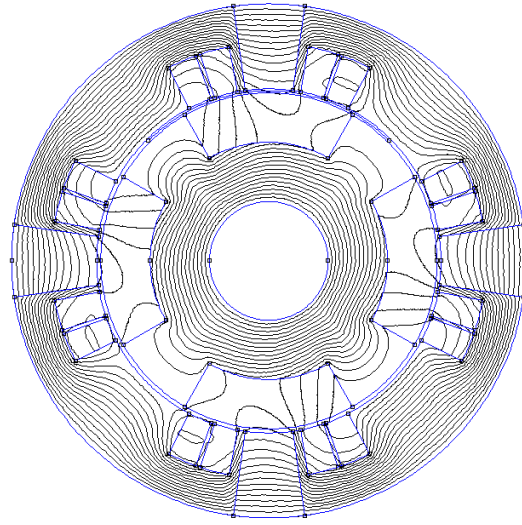


Figure III.15 carte de champs magnétique due aux courants seuls

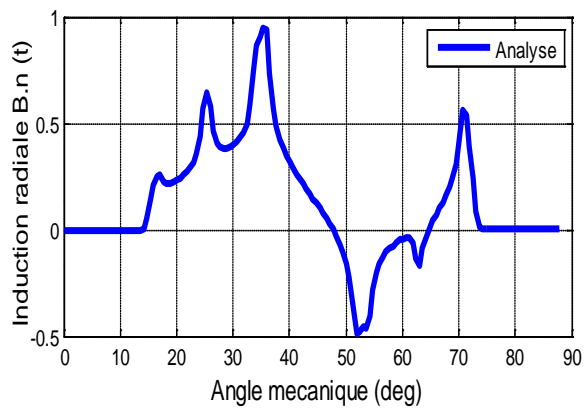


Figure III.16 Densité de flux radiale due aux courants seuls

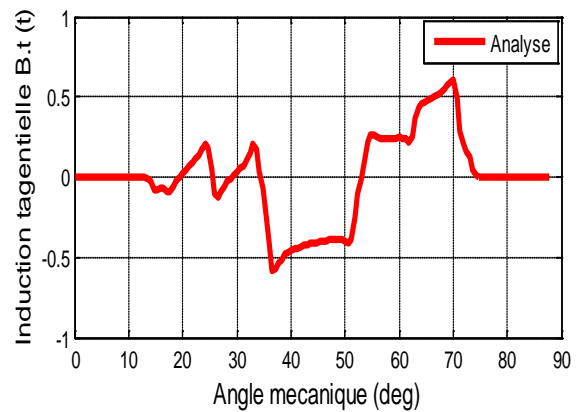


Figure III.17 Densité de flux tangentielle due aux courants seuls

III.3.2.3 Carte de champ magnétique double excitations (aimants permanents- courant continu)

➤ répartition de champs magnétique

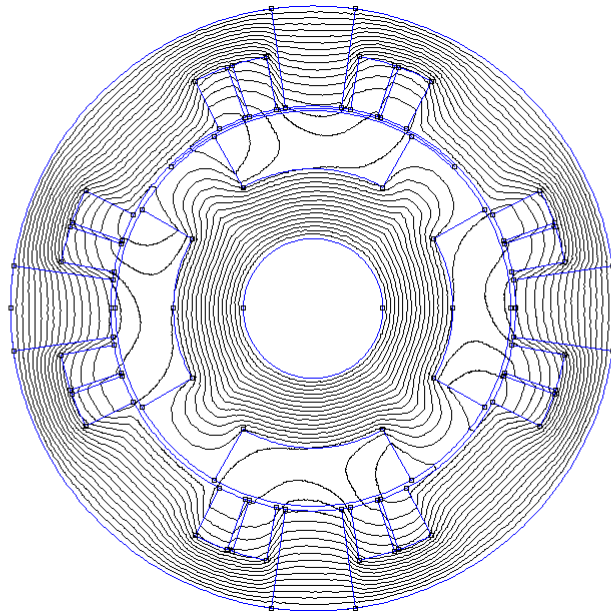


Figure III.18 carte de champs magnétique à double excitations

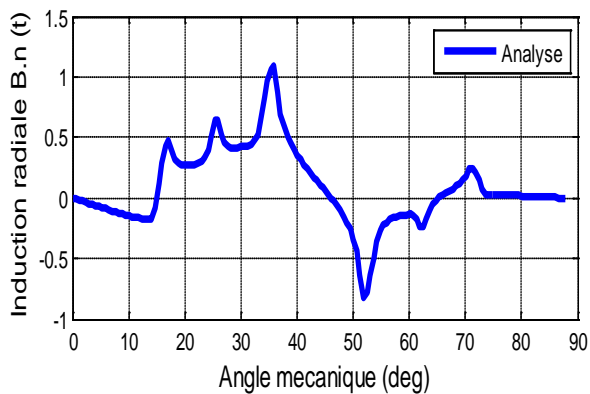


Figure III.19 Densité de flux radial à double Excitations

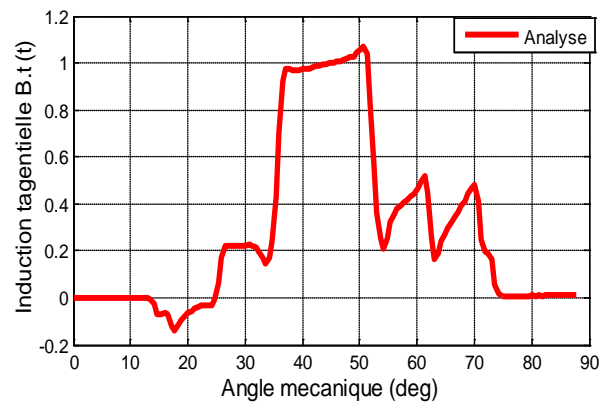


Figure III.20 Densité de flux tangentielle à double excitations

III.3.3 structure maillée (structure 03)

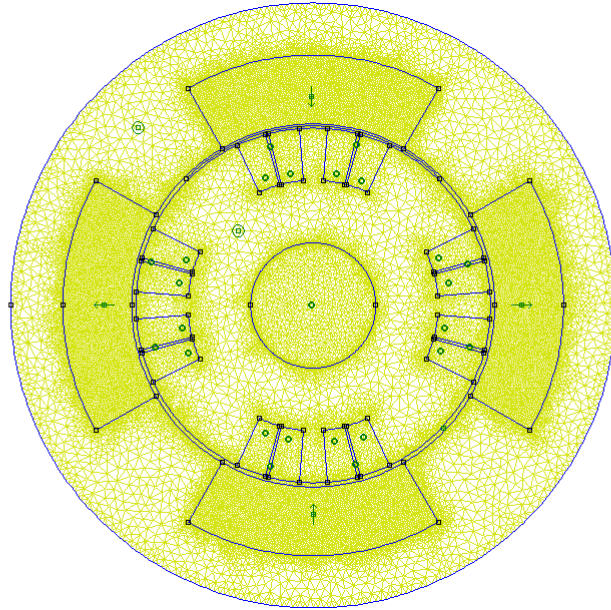


Figure III.21 carte de maillage due aux aimants permanents seuls

III.3.3.1 Carte de champ magnétique due aux aimants permanents seuls

➤ répartition de champs magnétique

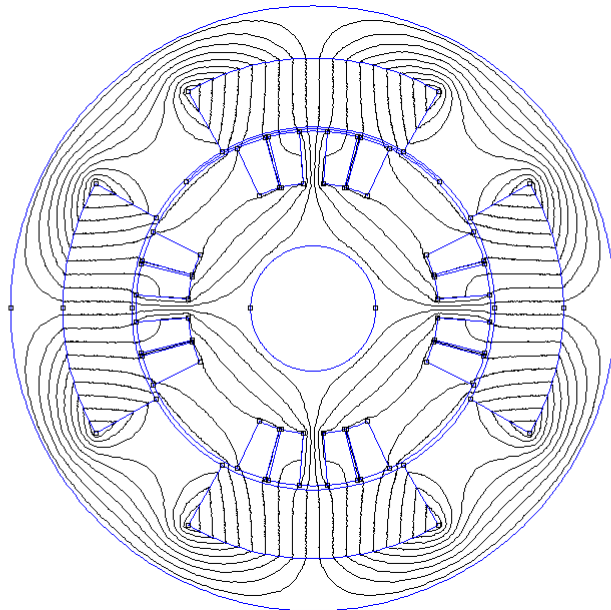


Figure III.22 carte de champs magnétique due aux aimants permanents seuls

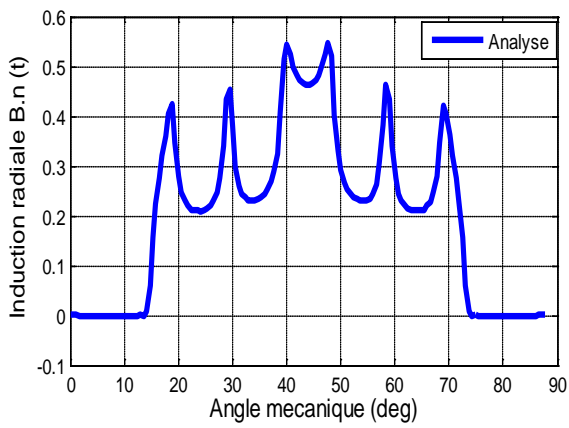


Figure III.23 Densité de flux radial due aux Aimants permanents seuls

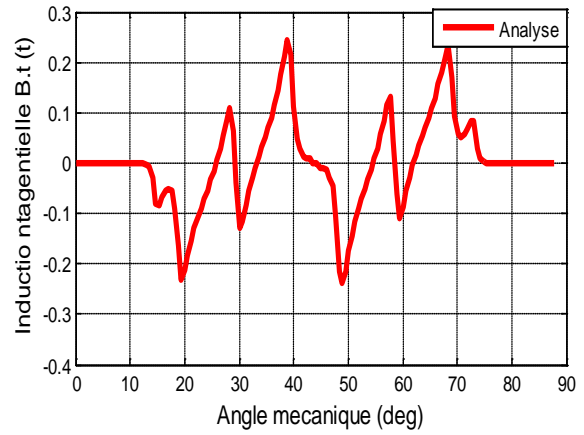


Figure III.24 Densité de flux tangentielle due aux aimants permanents seuls

III.3.3.2 Carte de champ magnétique due aux courants seuls

➤ Répartition de champs magnétique

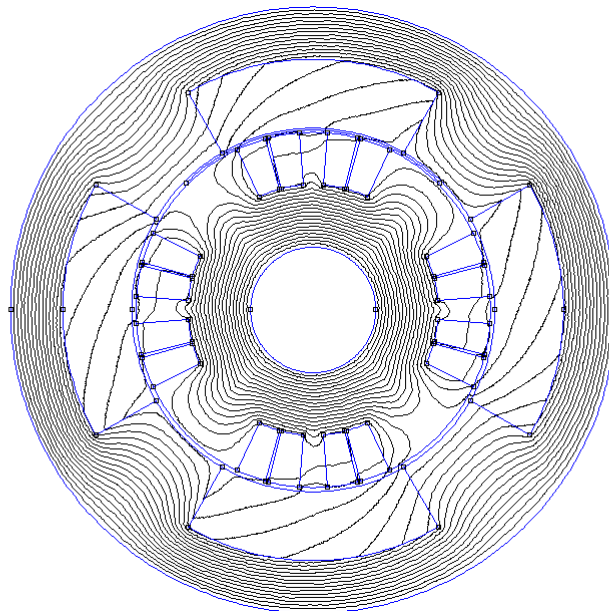


Figure III.25 carte de champs magnétique due aux encoches seules

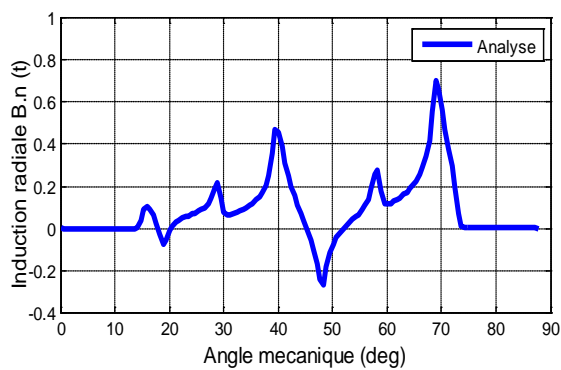


Figure III.26 Densité de flux radial due aux Courant seuls

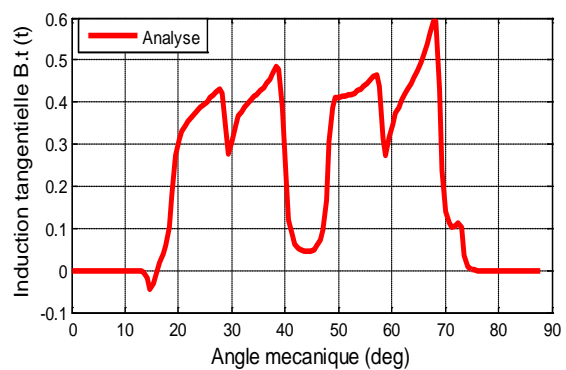


Figure III.27 Densité de flux tangentielle due aux courant seuls

III.3.3 Carte de champ magnétique double excitation (aimants permanents- courant continu)

➤ **Répartition de champs magnétique**

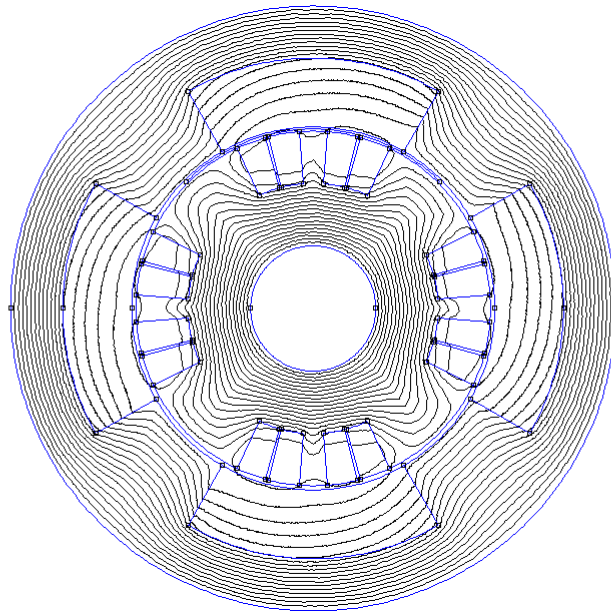


Figure III.28 carte de champs magnétique à double excitation

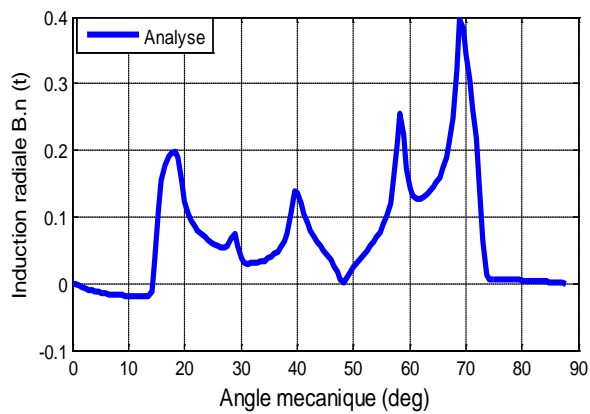


Figure III.29 Densité de flux radial à double Excitation

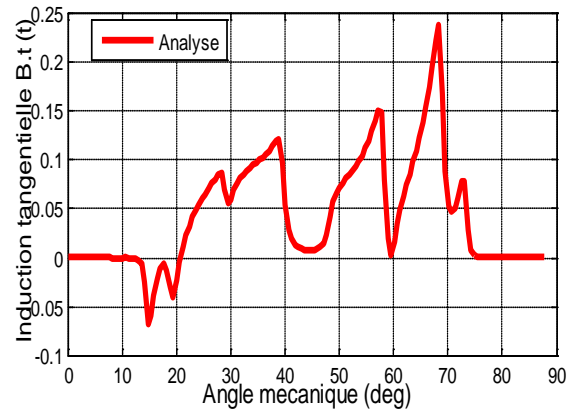


Figure III.30 Densité de flux tangentielle à double Excitation

III.3.4. structure maillée (structure 04)

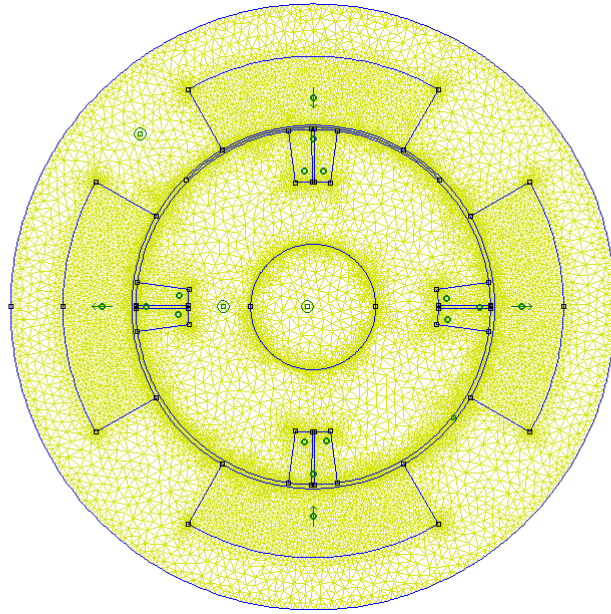


Figure III.31 carte de maillage due aux aimants permanents seuls

III.3.4.1 Carte de champ magnétique due aux aimants permanents seuls

➤ Répartition de champs magnétique

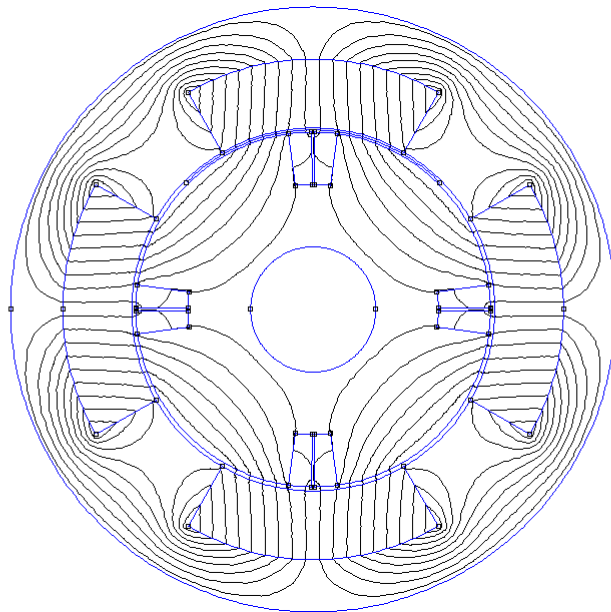


Figure III.32 carte de maillage due aux aimants permanents seuls

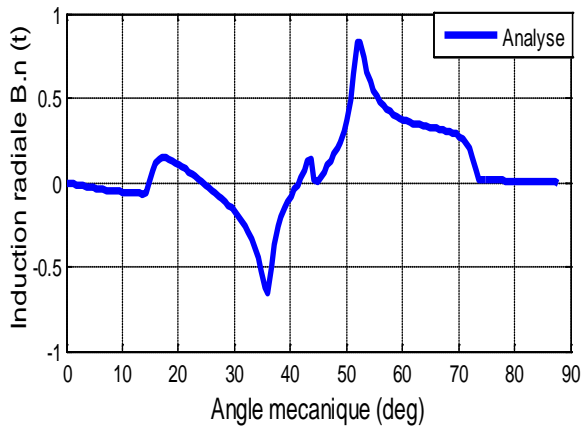


Figure III.33 Densité de flux radial due aux Aimants permanents seuls

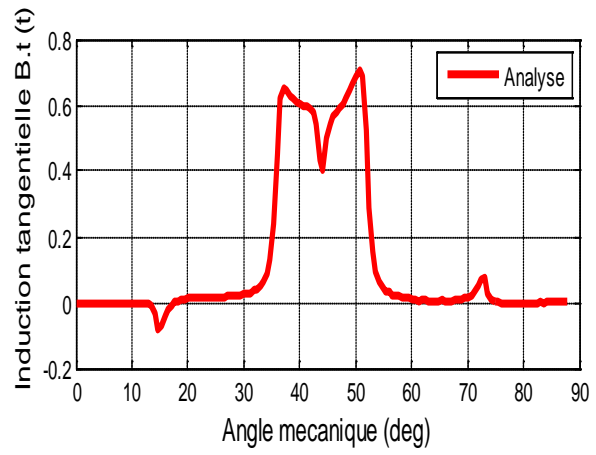


Figure III.34 Densité de flux tangentielle due aux aimants permanents seuls

III.3.4.2 Carte de champ magnétique due aux courant seules

➤ répartition de champs magnétique

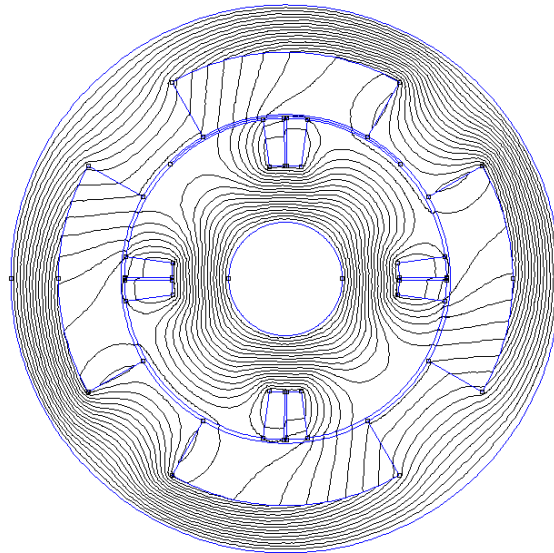


Figure III.35 carte de maillage due aux encoches seules

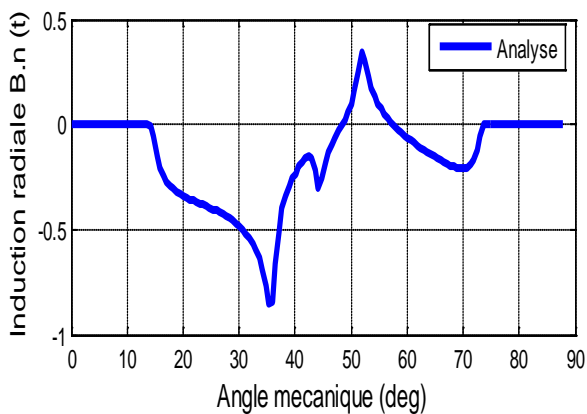


Figure III.36 Densité de flux radial due aux Courant seules

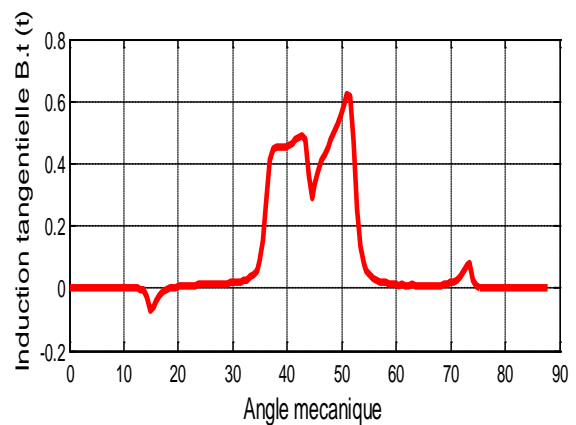


Figure III.37 Densité de flux tangentielle due courant seules

III.3.4.3 Carte de champ magnétique double excitation (aimants permanents- courant continu)

➤ Répartition de champs magnétique

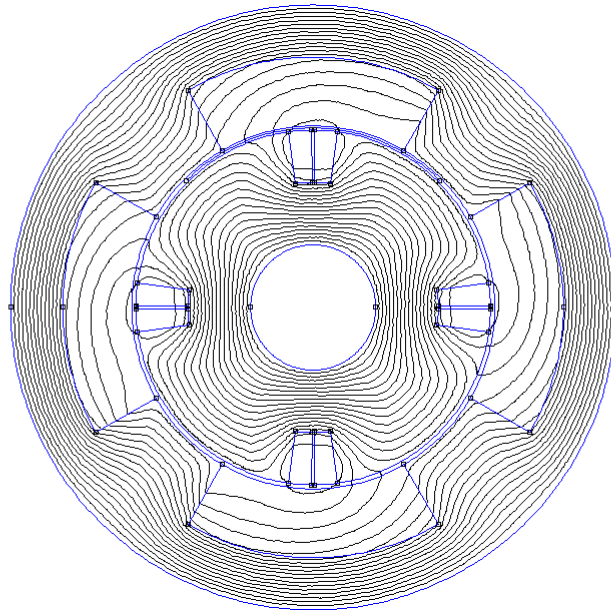


Figure III. 38 carte de champs magnétique à double excitation

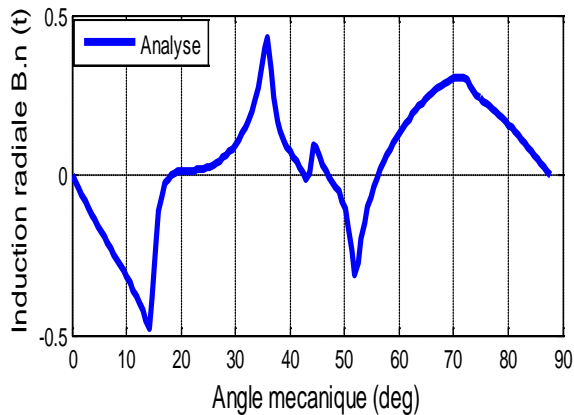


Figure III.39 Densité de flux radiale à double excitation

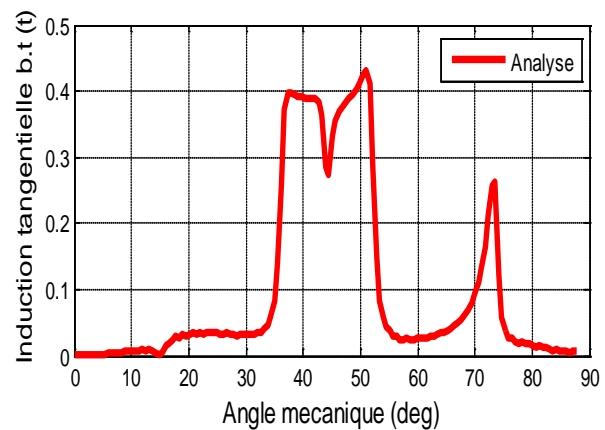


Figure III.40 Densité de flux tangentielle à double excitation

III.4 conclusion

Nous avons d'abord soulevé brièvement dans ce chapitre la nécessité de recourir à la double excitation dans les machines électriques tournantes, En effet pour ces dernières une machine à aimants avec son convertisseur commandable revient très cher pour sa fonction et une machine sans aimants pêcherait par sa faible puissance volumique. La double excitation permet ainsi de conjuguer les avantages de l'une et de

Conclusion générale

Nous avons fourni dans la présente note deux familles de structures de machines synchrones à aimants permanents non conventionnelles. Elles ont été classées en deux grandes familles : une première dite à dé fluxage mécanique et une seconde dite à double excitation.

La première famille de machines nécessite une intervention mécanique pour assurer le contrôle du flux d'excitation. En fonction de la complexité de la mise en place de ces actions, le domaine d'application des structures se trouve relativement restreint. Une action mécanique pour contrôler le flux d'excitation au niveau du stator semble être plus raisonnable et plus simple à réaliser qu'au niveau du rotor.

Le concept de base de la méthode des éléments finis est la subdivision du modèle mathématique à des composants disjoints de géométrie simple appelés (Éléments finis), le comportement de chaque élément est exprimé en terme d'un nombre fini de degrés de liberté, le comportement (réponse) du modèle mathématique est considéré, approximativement, celui du modèle discret obtenu par connexion ou assemblage des éléments.

Références bibliographiques

- [1] : W.L. Soong & T.J.E. Miller. «Field-weakening performance of brushless synchronous AC rotor drives». IEE Proc. - Elec. Power Appl., vol. 141, no. 6.
- [2]: T.J.E. Miller. «Brushless permanent magnet and reluctant motor drive». Oxford university press, 1989.
- [3]: L. Xu, X. Xu, T.A. Lipo & D.W. Novotny. « Vector control of a synchronous reluctance motor including saturation and iron loss». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 27, 1991.
- [4]: R.E. Betz. « Control of synchronous reluctance machines. In Annual meeting IEEE Ind. Appl. Soc., Sep. 1991.
- [5] : R.E. Betz, R. Lagerquist, M. Jovanovic, T.J.E. Miller & R.H. Middleton. « Control of synchronous reluctance machines»... IEEE Trans.
- [6]: W.L. Soong, D.A. Staton & T.J.E. Miller. « Design of a new axially laminated interior permanent magnet motor». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 2, Mar./Apr. 1995.
- [7]: I. Boldea, N. Muntean, S. Deaconu, S.A. Nasar & Z. Fu. « Distributed anisotropy rotor synchronous drives (DARSYN) Motor identification and performance». In Int. Conf. Electrical machines, 1992.
- [8] : Y. Amara. « Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride. PhD thesis», Université Paris XI, Ecole Normale Supérieure de Cachan - Laboratoire Electricité Signaux et Robotique, 2001.
- [9] : Y. Amara, J. Lucidarne, M. Gabsi, M. Lécivain, A.H. Ben Ahmed & A.D. Akémakou. « A new topology of hybrid synchronous machine. » IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 5, Sep. /Oct. 2001.
- [10] : G.Lacroux, « Les aimants permanents », Edition technique et documentation, 1989.
- [11]: T. Sebastian & G.R. Slemon. « Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor-drives». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 23
- [12]: B.K. Bose. « A high-Performance Inverter-Fed Drive System of an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, no. 6, 1988.
- [13]: P. Vas. « Vector control of ac machines». Springer, 1990.
- [14]: A.K. Adnanes & T.M. Undeland. « Optimum torque performance in PMSP drives above rated speed». In Annual meeting IEEE Ind. Appl. Soc., Oct. 1991.
- [15]: G. Friedrich & M. Kant. « Choice of drives for electrical vehicles a comparison between two permanent magnet AC machines». IEE Proc. - Elec. Power Appl., vol. 145, no. 3, May 1998.
- [16]: L. Xu, L. Ye, L. Zhen & A. El-Antably. « A new design concept of permanent magnet machine for ux weakening operation». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 2, Mar. /Apr. 1995.

- [17]: T.M. Jahns, G.B. Kliman & T.W. « Neumann. Interior permanent magnet synchronous motors for adjustable-speed drives». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, July/Aug. 1986.
- [18]: T.M. Jahns. « Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 23, Jul. /Aug. 1987.
- [19]: R. Schiferl & T.A. Lipo. « Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive applications». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 26, 1990.
- [20] : L.Chédot «Etude paramétrique d'un alterno-démarreur synchrone à aimants permanents internes modèle magnétique». Rapport de DEA DEA de Génie Electrique de Paris, Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, 2001.
- [21]: B.J. Chalmers, L. Musaba & D.F. Gosden. « Variable-frequency synchronous motor drives for electrical vehicles». IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 32, no. 4, Jul. /Aug. 1996.
- [22] R.Saou, « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents Machines à double saillance et à inversion de flux», Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008
- [23]: B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi, « A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines» IE(I) Journal IEL, vol87, June 2006.
- [24] R.Saou, «Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux», Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008
- [25]: A.Parviainen« Design of axial flux permanent magnet low speed machines and performance comparison between radial flux and axial flux machines», thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.
- [26] : R. Ibtouen, "Contribution au dimensionnement électromagnétique d'une machine synchrone autopilote à aimants Insérés" Thèse de Doctorat d'Etat de l'E.N.P d'Alger, Avril 1993.
- [27]: R. Lateb, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar, "Effect of Magnet Segmentation on the Cogging Torque in Surface Mounted Permanent-Magnet Motors", IEEE Transactions On Magnetics , Vol. 42, No. 3, March 2006,
- [28]: A. Arkkio, « Analysis of induction motors based on the numerical solution of the magnetic field and circuit equations », *Thèse de Doctorat*, Helsinki Univesity of Technology, Finland, Décembre 1987.
- [29]: S. Kanerva, « Simulation of electrical machines, circuits and control systems using finite element method and system simulator », Helsinki Univesity of Technology, Finland, April 2005.

[30]: K. Boughrara, R. Ibtouen, O. Touhami "Numerical Analysis of Brushless Permanent Magnet Motors using Lagrange Multiplier", Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 32 nd Annual Conference of IEEE, 6-10 Nov. 2005, 2575-2578.

[31]: K. Boughrara, R. Ibtouen, O. Touhami, "Step by step FEA of Brushless permanent magnet motor", MEM'05, ENP Alger, 13-14 Avril 2005.

[32]: K. Boughrara, "Analyse des ondulations du couple d'une BDCM à pôles lisses", Thèse de magister de l'USTHB, juillet 1997.

[33]: R. Kechroud, "Contribution à la modélisation des machines électriques par la méthode des éléments finis associée aux multiplicateurs de Lagrange", Thèse de Doctorat d'Etat ès Sciences, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (Algérie), Avril 2002.

[34]: J. P. Bock, B. Laporte, G. Vinsard, « Détermination des régimes transitoires des moteurs à induction par une nouvelle méthode de couplage des champs magnétiques du stator et du rotor », Journal de Physique III, No. 5, 1995.

[35]: J. P. Bock, « Modélisation et calcul couplé des champs électromagnétiques dans les machines asynchrones en régime transitoire », *Thèse de Doctorat*, INPL, Nancy, Septembre 1996.

[36]: D. Rodger, P. J. Leonard, T. Karaguler, "An optimal formulation for 3D moving conductor eddy current problems with smooth stator", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 26, No.5, Sept. 1990.

[37]: S. Mezani, « Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs à induction, en tenant compte des harmoniques d'espace », *Thèse de Doctorat*, INPL, Nancy, Juillet 2004.

[38]: G. Vinsard and B. Laporte, "A New Formulation for Induction Machine Computation," *IEEE Trans. Magnetics.*, vol. 30, no. 5, September 1994.

[39]: Abdel-Razek, J. L. Coulomb, F. Feliachi and J. C. Sbonnadière, "Conception of an airgap element for the dynamic analysis of the electromagnetic field in electric machines", *IEEE Trans. Magnetics.* , Vol. 18, no. 2, March 1982.

[40]: R. Ibtouen, K. Boughrara and O. Touhami, "Flux density and torque calculations of a BDCM with surface permanent magnets", Fourth International Workshop on Electric and Magnetic Fields, Marseille, 12-15 May 1998

[41]: K. Boughrara and R. Ibtouen, " Calcul d'une machine synchrone à aimants permanents par la méthode des éléments finis en tenant compte du mouvement", *Journées*

Internationales d'Etudes sur les Sciences Marines, J' NESMA-99, Tamentfoust-Alger 29-31 Mai 1999.

[42] : V. Leconte, « Simulation des convertisseurs électromécaniques », *Thèse de Doctorat*, INPG, Grenoble, Octobre 2000.

[43]: R. Kechroud R. Ibtouen S.Mezani, O. Touhami B. Laporte "Modelling of a slotless permanent magnet machine with motion consideration", *Archives of Electrical Engineering*, index, 351660, ISBN 0004-0746, Vol. XLIX, No. 3-4/2000.

[44]: R. Kechroud R. Ibtouen and O. Touhami "The use of the association of the finite element method-Lagrange's method of undetermined multipliers in the dynamic modeling of rotating electrical device", *ICEL'2000, International Conference on Electrotechnics*, Oran (Algeria), November 13-15, 2000.

[45]: D. Rodger, H, C, Lai, P. J. Leonard, "Coupled Elements For Problems Involving Movement", *IEEE Trans. Magnetics.* , Vol. 26, no. 2, March, 1990.

[46] : B. Nogarede, "Etude de moteurs sans encoches à aimants permanents de forte puissance à basse vitesse", *Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse(France)*, 1990.

[47] : R. Kechroud K. Boughrara et R. Ibtouen "Calcul numérique d'une machine à aimants permanents avec pièces polaires et concentration de flux" *AJOT-COMAE'96 Tlemcen*, Vol. 3, *Machines Electriques- Réseaux Electriques et Haute Tension*, ISSN 1111-357X, Décembre 1996.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE RESEAUX ELECTRIQUES**

Proposé et dirigé par : Mr. MABRAK Samir.

Présenté par : M. Zaidi Fares.

Thème :

MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A DOUBLE EXCITATION

Résumé :

Le travail proposé dans ce mémoire se résume Les machines synchrones à double excitation (MSDE) tentent de pallier les inconvénients liés à l'utilisation des aimants permanents, notamment les problèmes relatifs aux flux d'excitation constant. Ces machines ont pour but de combiner ainsi les avantages des machines à aimants permanents, notamment leur très bon rendement énergétique, à ceux des machines à excitation contrôlable possédant la facilité de fonctionnement à vitesse variable. Le flux d'excitation dans ces machines est la somme d'un flux créé par des aimants permanents et un flux d'excitation créé par des bobines. Le contrôle de ce flux permet un fonctionnement plus souple à vitesse élevée, un meilleur dimensionnement de l'ensemble convertisseur-machine et une amélioration du rendement énergétique.

Mots clés : Convertisseur AC-DC, défaillance du redresseur, diagnostic, Moteur à courant continu

Numéro d'ordre : REs - 232