

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par : Abderrahmane BENMOHAD

Proposé et dirigé par : Mr Brahim Ladghem Chikouche

Intitulé :

**Etude électromagnétique d'une
machine synchrone pour une
conception optimale**

Soutenu devant le jury composé de :

Chakroune Salim	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mabrak Samir	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2019/2020

DIDICACES

بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ
وَالصَّلَاةِ وَالسَّلَامِ عَلٰی سَیْدِنَا مُحَمَّدٍ اَشْرَفِ الْمُرْسَلِیْنَ

Avec l'expression de ma reconnaissance, je dédie ce modeste travail à ceux qui, quels que soient les termes embrassés, je n'arriverais jamais à leur exprimer mon amour sincère. A mes parents, mon précieux offre du dieu, qui doivent ma vie, ma réussite et tout mon respect : mon cher père Boualem et ma mère Nora . A ma chère sœur Razane et mes frères Med redha et Nadjib ellah qui n'ont pas cessée de me conseiller, encourager et soutenir tout au long de mes études. Que Dieu les protège et leurs offre la chance et le bonheur. A mes grands-mères, mes oncles et mes tantes. Que Dieu leur donne une longue et joyeuse vie. A tous les cousins, les voisins et les amis que j'ai connu jusqu'à maintenant. Merci pour leurs amours et leurs encouragements.

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord Dieu le tout puissant qui nous 'a donné, durant toutes ces années, la santé, le courage et la foi pour arriver à ce jour. Je tenais à exprimer toute mon reconnaissance à mon encadreur de ce mémoire, le Dr. Brahim Ladghem Chikouche, Pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire On dédie du fond du cœur à ceux qu'on aime et qu'on remercie en exprimant la gratitude et la reconnaissance durant toute notre existence. Nous exprimons notre respect au président du jury ainsi qu'aux membres du jury pour nous avoir fait l'honneur d'accepter de juger ce travail

Et à tous les personne qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail, et qui m'ont encouragée, et soutenue tout au long de ce travail.

En fin, j'adresse mes plus sincères remerciements à mes parents, collègues et amis,

Qui m'ont toujours soutenue et encouragée au cour de la réalisation de ce modeste travail.

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
CHAPITRE I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	
I.1 Introduction.....	2
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :	2
I.2.1 Le stator :.....	2
I.2.2 Le rotor.....	3
I.3 Les aimants permanents.....	4
I.3.1 Caractéristiques générales des aimants permanents.....	4
I.3.2 Les différents types d'aimants permanents	5
I.4 Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents.....	8
I.4.1. Structures à flux axial (AFPM)	9
I.4.2 Structures à flux radial (RFPM).....	10
I.4.2.1 Les différents types de rotor de machines à flux radial.....	10
I.5. Principe de fonctionnement de la MSAP.....	12
I.6 Les enroulements des machines.....	12
I.7 Différents modes d'alimentation des MSAP	17
I.7.1. Alimentation par un Commutateur de Courant.....	17
I.7.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux	18
I.7.1.2. Alimentation par courants rectangulaires	18
I.8 Propriétés du moteur synchrone à aimant permanent.....	19
I.8.1 Avantages.....	19
I.8.2 Inconvénients	19
I.1.9 Applications des moteurs synchrones à aimants permanents	20
I.10 Conclusion	20

CHAPITRE II : modélisation d'une MSAP

II.1 La Méthode des éléments finis :	21
II.1.1 Introduction :	21
II.1.2 La méthode des Éléments Finis (M.E.F) :.....	21
II.1.3. Principe :.....	21
II.1.4. Etapes de la méthode des éléments finis.....	22

II.1.5. Avantages de la M.E.F.....	22
II.1.6. Inconvénients de la M.E.F	23
II.1.7. Logiciel éléments finis FEMM	23
II.1.8 Les domaines d'application	24
II.1.9. Le maillage	24
II.2. Les Equations de Maxwell.....	25
II.2.1 Première équation de Maxwell	25
II.2.2 Deuxième équation de maxwell.....	26
II.2.3. Troisième équation de Maxwell.....	26
II.2.4. Quatrième équation de Maxwell	26
I.2.2.5 Hypothèses simplificatrices.....	27
II.2.6. Relations du milieu	28
II.2.7. Loi d'Ohm	28
I.2.2.8 Equation de continuité.....	28
II.2.9 Relations de passages	29
II.2.10 Conditions aux limites	29
II.3 Conclusion.....	30

CHAPITRE III : Dimensionnement optimal d'une MSAP

III.1.Introduction	32
III.2 Dimensionnement Optimal d'une MSAP.....	32
III.3 la constitution de la machine	32
III.4 Sources harmoniques des pertes dans les aimants.....	34
III.5 Les paramètres géométriques de la machines MSAP.....	35
III.6 Les induction magnétique.....	37
III.6.1 Allure d'induction magnétique normal.....	37
III.7. Allure d'induction magnétique tangentiel	39
III.8. Conclusion.....	42
Conclusion générale	43

LISTE DES FIGURE

CHAPITRE I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

- Figure I .1 : machine à aimant permanent
- Figure I .2 : photographie d'un stator
- Figure I .3 : photographie d'un Rotor avec des aimants
- Figure I.4 : cycle d'hystérésis
- Figure I .5 : courbe de désaimantation
- Figure I .6 : les alnico
- Figure I .7 : les ferrites
- Figure I .8 : les Néodyme-Fer-Bore
- Figure I .9 : machine à flux radial
- Figure I .10 : machine à flux axial
- Figure I .11 : machine à flux axial
- Figure I .12 : Les différents types de rotor de machines à flux radial
- Figure I .13 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents
- Figure I .14 : Groupes de bobines imbriqués ($q = 2$ et $q = 3$)
- Figure I .15 : Connexion série $a = 1$
- Figure I .16 : Connexion série-parallèle $a = 2$
- Figure I .17. Connexion parallèle $a = 4$
- Figure I .18 : Bobines concentriques reliées en série
- Figure I .19 : Système de tensions triphasées
- Figure I .20 : Encoche à un faisceau

CHAPITRE III : Dimensionnement optimal d'une MSAP

- Figure III.1 : photographie de la machine
- Figure III.2 : la topologie de la machine sans modification
- Figure III.3: photographie de la plaque signalétique de notre machine
- Figure III.4 : Position des enroulements biplan à une couche
- Figure III .5 : la topologie de la machine sans modification
- Figure III .6 : la machine avec modification de rotor
- Figure III .7 : Résultats de simulation d'induction normale sans modification de rotor
- Figure III.8 : Résultats de simulation d'induction normale avec modification de rotor sans aimant
- Figure III.9 : Résultats de simulation d'induction normale avec modification de rotor avec aimants
- Figure III.10 : Résultats de simulation d'induction tangentielle sans modification de rotor

Figure III.11 : Résultats de simulation d'induction tangentielle avec modification de rotor sans aimants

Figure III.12 : Résultats de simulation d'induction tangentielle avec modification de rotor avec aimants

Figure III.13 : Résultats de simulation de couple détente

Figure III.14 : Résultats de simulation de couple réductant avec modification du rotor

Figure III.15 : Résultats de simulation de couple total avec modification du rotor

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

Tableau I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants

CHAPITRE III : Dimensionnement optimal d'une MSAP

Tableau III .1 tableau des paramètres de la machine

Introduction générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. L'optimisation des dimensions géométriques de la machine ainsi que la prédiction précise de son fonctionnement exige la connaissance de la répartition du champ magnétique dans toutes les régions actives de la machine. Également, le calcul du champ magnétique est le moyen le plus précis pour la détermination des paramètres électromagnétiques des machines en fonctionnement non linéaire. Pour cette raison, il est indispensable d'employer une méthode numérique, capable de fournir une précision élevée dans le calcul du champ avec le moins d'équations possibles, tel que la plus performante est la méthode des éléments finis MEF. Pour plusieurs combinaisons de courants d'excitation et des positions angulaires du rotor, on est amené à calculer le champ magnétique. Plusieurs logiciels de modélisation sont basés sur le principe de la méthode des éléments finis tel que le logiciel (Finite Élément Méthode Magnétiques) "FEMM". Ce logiciel nous permet d'évaluer et d'analyser la répartition du flux dans les différentes parties du circuit magnétique.

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I .1 Introduction :

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre 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.

I .2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor.



Figure I.1 machine a aimant permanant

I .2.1 Le stator :

Est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques

décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$.



Figure I.2 : photographie d'un stator

I .2.2 Le rotor :

Est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.



Figure I.3 : photographie d'un Rotor avec des aimants

I.3 Les aimants permanents :

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.4) 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 [1,2]. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

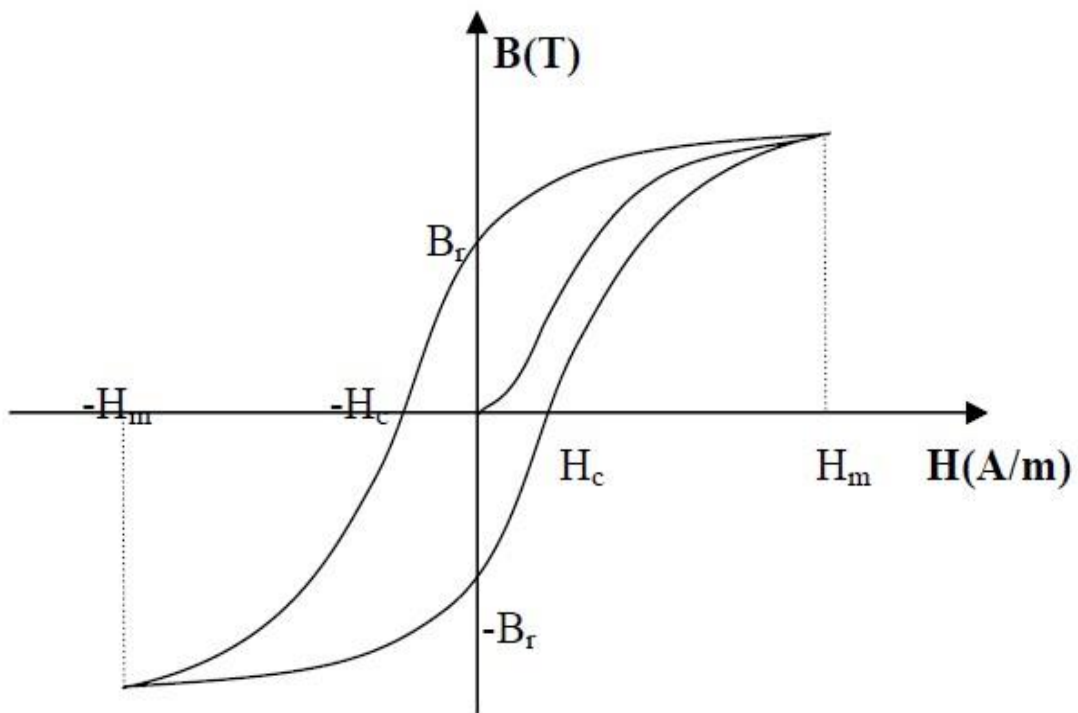


Figure I.4 : cycle d'hystérésis

I.3.1 Caractéristiques générales des aimants permanents :

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure I.5).

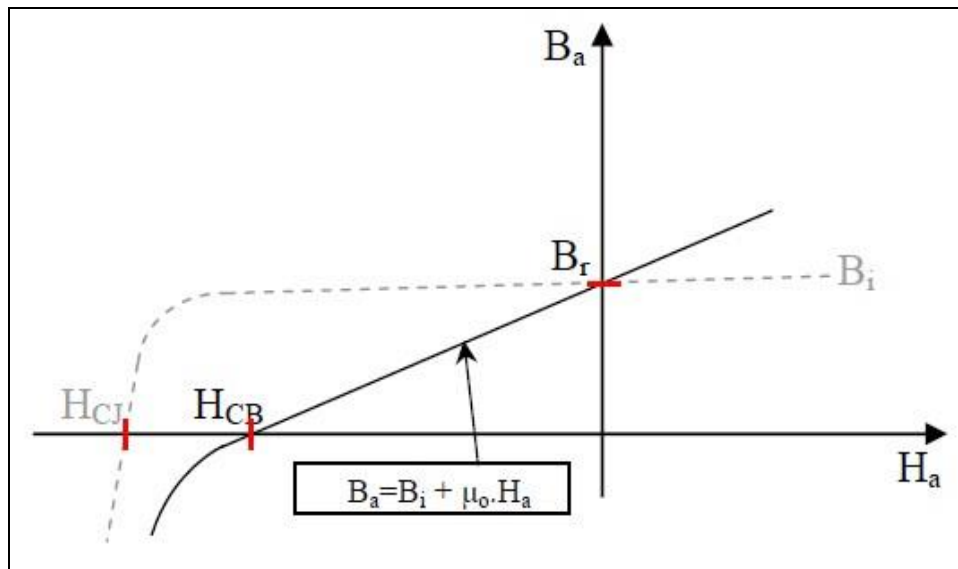


Figure I.5 : courbe de désaimantation

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

- L'induction résiduelle (ou rémanente) : 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 : 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 : qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- le produit d'énergie (B. H) : 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 .3.2 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 [1,2]:

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.



Figure I.6 : les alnico

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.



Figure I.7 : les ferrites

Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) : ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160 °C).

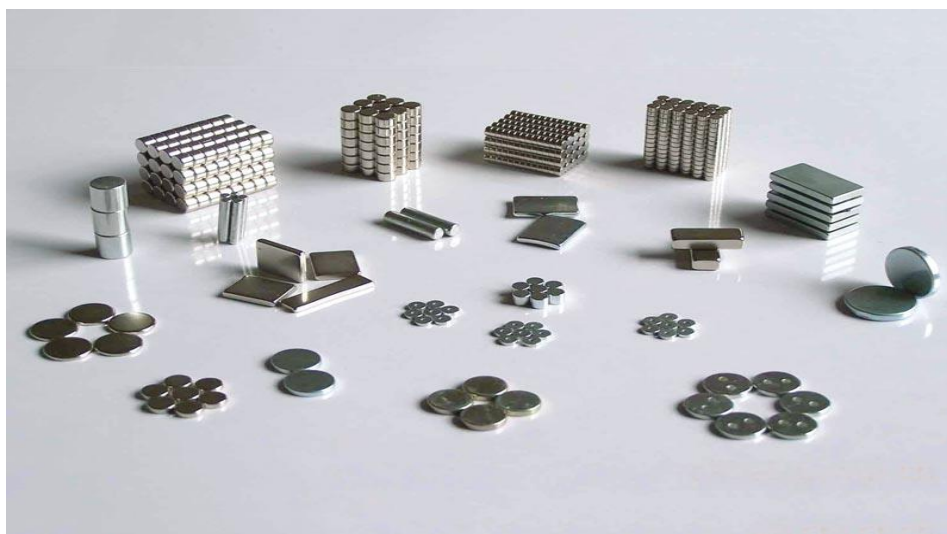


Figure I.8 : les Néodyme-Fer-Bore

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.

cType D'aimants	Densité d'énergie (BH) _{max} (kJ/ m ³)	Induction rémanente Br (T) à 25°C	Champ coercitif -H _c (kA/m)	Température T _{max} (°C)	Prix (€/kg)
NdFeB	200-380	1.2-1.5	900-2000	140-220	80-150
Sm Co ₅	140-200	1	2000	280	220
Sm ₂ Co ₁₇	180-240	1.05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1.1-1.3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0.3-04	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0.2-04	170	100-240	4.5

Tableau I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants [1,3]

I .4 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.

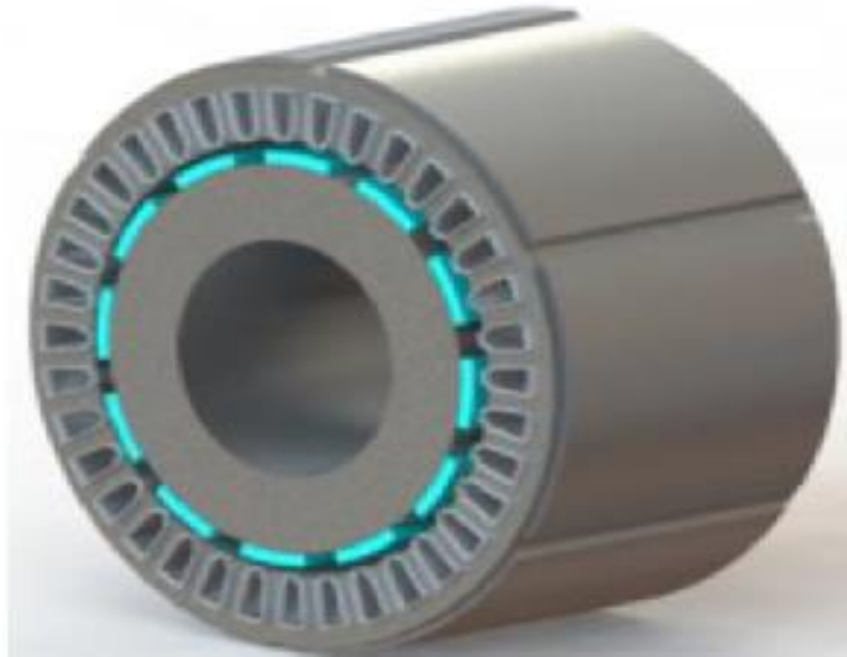


Figure I.9 : machine à flux radial

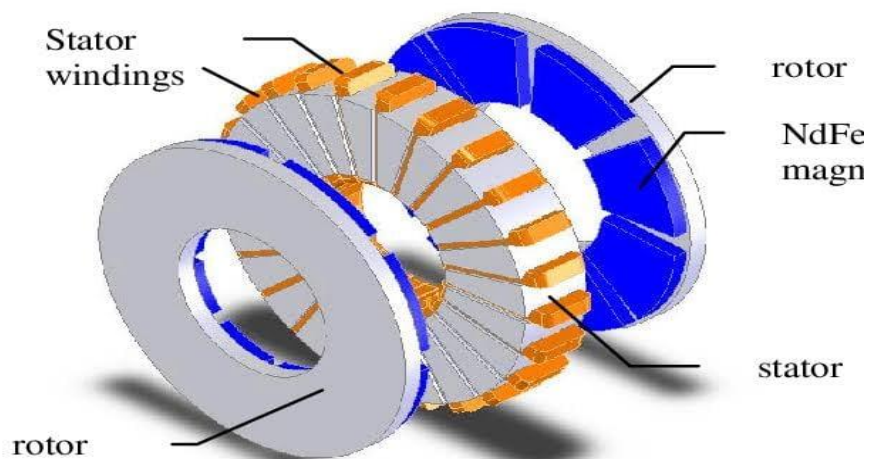


Figure I.10 : machine à flux axial

I.1.4.1. 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. Comparées à la structure à flux radial, ces

machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte.

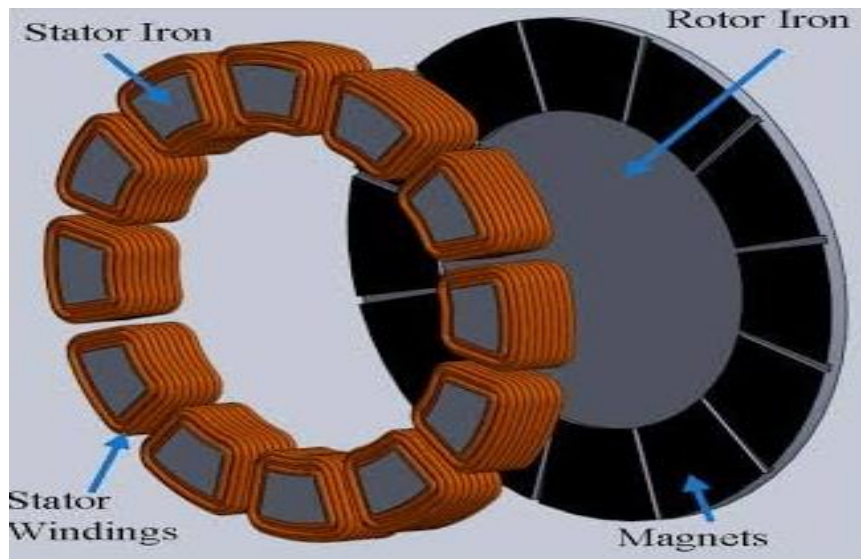


Figure I.11 : machine à flux axial

I .4.2 Structures à flux radial (RFPM) :

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant 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.

I .4.2.1 Les différents types de rotor de machines à flux radial :

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

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux.

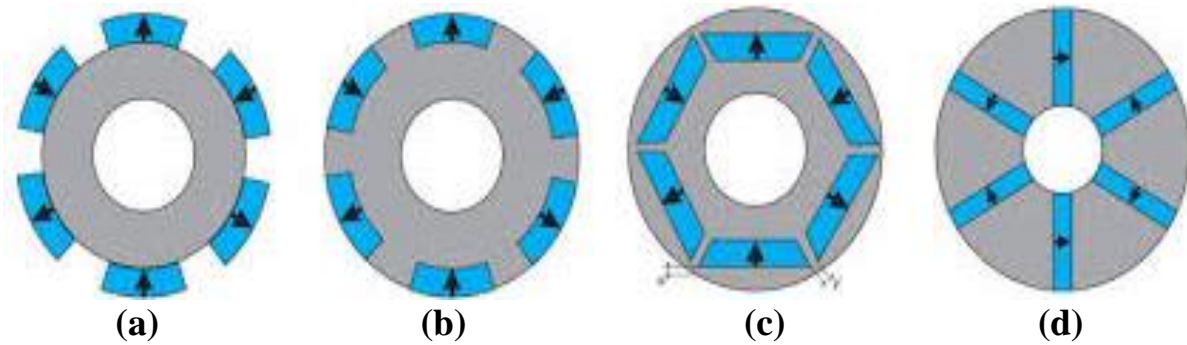


Figure I.12 : Les différents types de rotor de machines à flux radial

Aimants en surface (a) : Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure (I-5). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de ce type est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Les réactances synchrones de l'axe d et l'axe q sont pratiquement les mêmes.

Aimants insérés (b) : Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactif en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d .

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

Aimants à concentration de flux (d) : Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor et de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (d). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une

induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance [4].

I .5. Principe de fonctionnement de la MSAP :

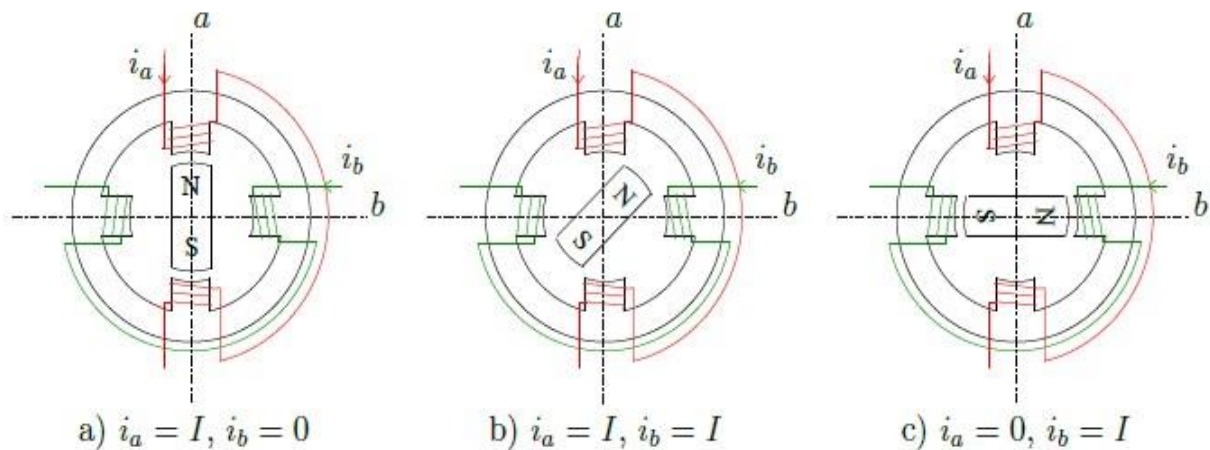


Figure I .13 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (I.13) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (a) à la Figure (c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure.

I .6 Les enroulements des machines :

L'enroulement de toute machine électrique est la pièce maîtresse nécessaire pour la création du champ magnétique. Il est constitué de bobines ou de sections, généralement en cuivre, connectées en série ou en série-parallèle. Tout enroulement à courant alternatif est défini par les paramètres suivants :

Z : le nombre d'encoches.

$2p$: le nombre de pôles.

En plus de la vitesse du champ tournant, le nombre $2p$ indique le nombre de groupes de bobines dans une phase à l'exception de l'enroulement à une couche par pôle conséquent où celui-ci est égal à p .

m : le nombre de phases.

q : le nombre d'encoches par pôle et par phase : $q = \frac{Z}{2Pm}$

Il indique le nombre de bobines dans un groupe :

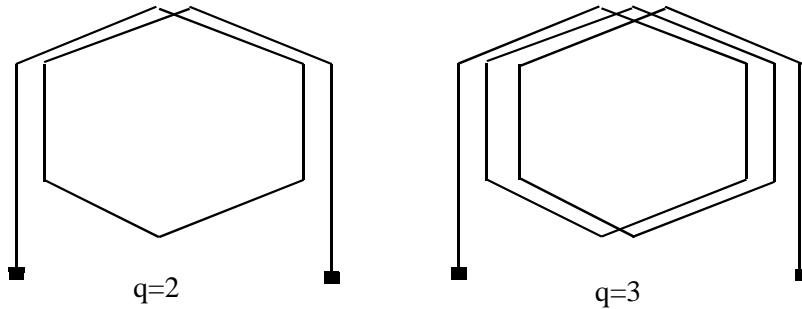


Figure I.14 : Groupes de bobines imbriqués ($q=2$ et $q=3$)

Si q est entier l'enroulement est dit régulier ; si q est fractionnaire l'enroulement est dit irrégulier (ou fractionnaire).

La caractéristique essentielle de tout enroulement à courant alternatif est le nombre d'encoches qu'occupe une phase sous chaque pôle. Celui-ci détermine le nombre de bobines dans un groupe. Une autre caractéristique de l'enroulement est le pas polaire τ défini comme étant la distance entre deux lignes neutres consécutives ; on l'appelle aussi le pas d'une section :

$$\tau = \frac{Z}{2P} = qm \text{ : (En unités d'encoches)}$$

Le périmètre de la circonférence statorique peut être déterminé à l'aide des paramètres de l'enroulement :

$$\pi D = 2P\tau$$

Cela signifie que la circonférence statorique est composée de $2p$ pas polaires. L'expression du pas polaire est :

$$\tau = \frac{\pi D}{2P} \text{ (cm)}$$

Le pas de l'enroulement y représente le nombre d'encoches par section. Il peut être :

Raccourci $y < mq = \frac{Z}{2P}$

Diamétral $y = mq = \frac{Z}{2P}$

Allongé $y > mq = \frac{Z}{2P}$

Le pas relatif β : $\beta = \frac{\gamma}{\tau}$

En fonction de nombre de pôles $2p$, il est recommandé d'avoir les valeurs suivantes :

Pour $2p = 2$ $67.0 \approx \beta$

Pour $2p \geq 4$ $83.0 \approx \beta$

Dans le but de diminuer les chutes de tension dans les phases, on connecte les groupes de bobines constituant les phases de l'enroulement en parallèle.

Le nombre de branches parallèles « a » varie de 1 à $2p$.

Exemple 1. Soit un enroulement ayant $2p=4$ et $q=1$.

A l'aide de ces deux paramètres, on peut dire que la phase est constituée de quatre groupes de bobines ($2p=4$) dont chacun est composé d'une seule bobine ($q=1$). Les faisceaux des bobines voisines sont placés côte à côte. Par conséquent, on a la possibilité de les connecter ;

Soit en série $a=1$.

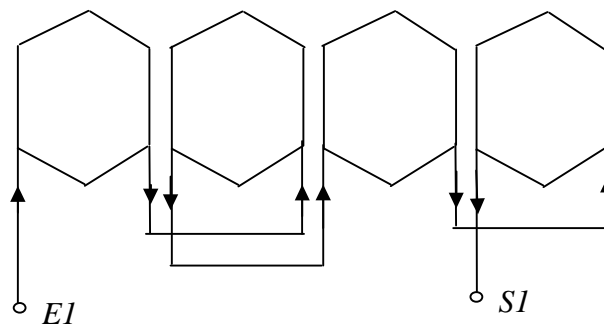


Figure I.15 : Connexion série a = 1

Ou bien, on les divise en deux parties. Chacune d'elle est formée de deux bobines reliées en série. Les deux parties sont reliées en parallèle. $a=2$.

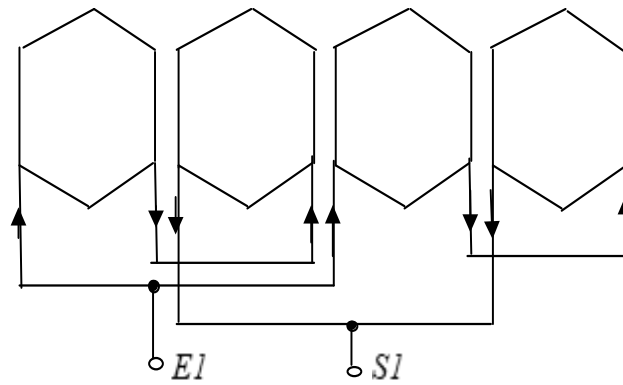


Figure I.16 : Connexion série-parallèle $a = 2$

Ou encore, on connecte toutes les bobines en parallèle. $a=2p=4$.

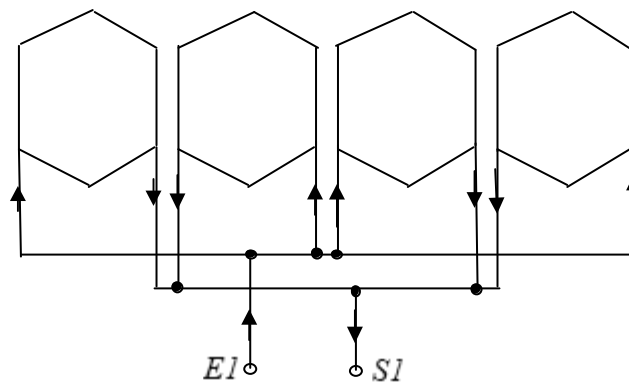


Figure I.17. Connexion parallèle $a = 4$

On remarque à travers les trois exemples, que les sens des courants dans les bobines restent inchangés quel que soit le nombre de branches parallèles. Ils définissent le nombre de pôles fictifs instantanés.

La vitesse du champ (vitesse synchrone) est liée directement au nombre de pôles de l'enroulement et à la fréquence du réseau, c'est-à-dire :

$$n = 60 \frac{f}{p}$$

Où :

n : la vitesse, (tr/mn) ;

f : la fréquence, (Hz), " 50 Hz " ou 60 Hz ;

p : le nombre de paires de pôles.

A partir de l'expression de la vitesse, on distingue la machine ;

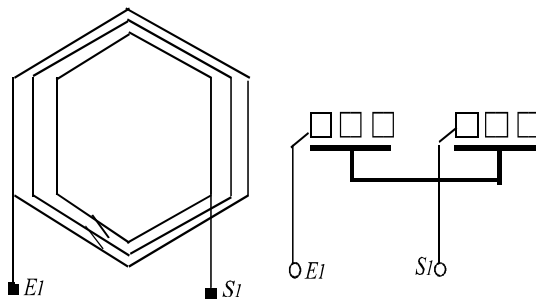
Bipolaire $2p=2$ à $n=3000$ tr/mn.

Tétrapolaire $2p=4$ à $n=1500$ tr/mn.

Héxapolaire $2p=6$ à $n= 1000$ tr/mn. Etc...

L'enroulement est exécuté dans des encoches présentées sur la surface intérieure du stator. Tous les enroulements électriques sont constitués de groupes de bobines. Le groupe peut être composé de :

- a) bobines concentriques reliées en série :



Représentation classique / Représentation proposée

Figure I.18 : Bobines concentriques reliées en série

Les fils de S1 et E1 sont situés tous les deux à l'extérieur.

Dans les systèmes triphasés, à tout instant (1, 2 ou 3), on a toujours deux signaux de même signe, et un troisième de signe opposé. C'est pourquoi dans tous les enroulements représentés, l'entrée de la troisième phase a un signal sortant

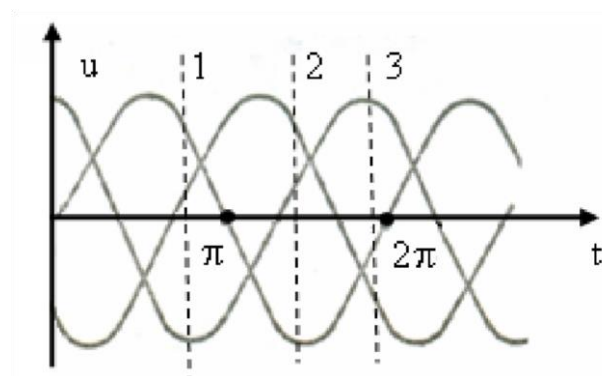
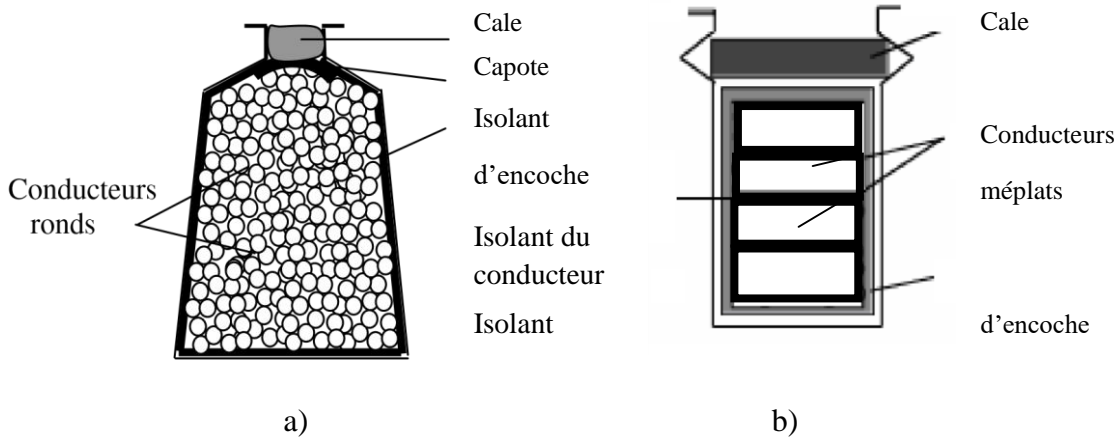


Figure I.19 : Système de tensions triphasées

L'enroulement à une couche (à un faisceau par encoche) est un enroulement dont les côtés actifs des bobines occupent toute l'encoche.



a) encoche trapézoïdale à un faisceau à conducteurs ronds

b) encoche rectangulaire à un faisceau en méplat.

Figure I.20 : Encoche à un faisceau

L'utilisation de ces enroulements est destinée particulièrement aux machines de faibles puissances (à petits diamètres intérieurs statoriques), et aux machines de grandes puissances quand le nombre de pôles est élevé [5].

I.7 Différents modes d'alimentation des MSAP :

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire. Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économiques, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement. Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux techniques leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine [20].

I.7.1. Alimentation par un Commutateur de Courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les F.E.M. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une

alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\vartheta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\vartheta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant) [20].

I.7.1.1. Alimentation par courants sinusoïdaux

Pour réaliser des courants de référence de forme sinusoïdale, il faut disposer d'un codeur de la position du rotor possédant une bonne définition angulaire ou bien, plus rarement, faire l'estimation de celle-ci. En pratique, les courants de référence de forme sinusoïdale sont obtenus au moyen de mémoires adressées à partir du codeur de position et lues par des convertisseurs numérique-analogique. L'amplitude de ces courants peut être ajustée en changeant la valeur de la tension de référence de ces convertisseurs. Les courants réels circulant dans la machine sont mesurés par des capteurs qui doivent nécessairement posséder un isolement galvanique. Pour mettre en œuvre le système de contrôle des courants qui élabore la commande des interrupteurs de l'onduleur à partir de la comparaison des courants réels et des courants de références [20.21].

I.7.1.2. Alimentation par courants rectangulaires

Les courants ont la forme de créneaux de 120° de largeur. Il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant. Tous les 60° , le courant est commuté d'une phase à l'autre comme représenté sur la figure.I.18. Le couple apparaît donc comme la juxtaposition des courbes de couple à courant constant développé par la machine pendant les différentes séquences de fonctionnement. Il est clair que si l'on cherche à minimiser les ondulations du couple résultant, les courbes de FEM de deux phases alimentées à courant constant doivent avoir une variation trapézoïdale en fonction de la position du rotor, avec un palier de largeur suffisante (plus de 60°). On peut également noter que si le critère essentiel est la minimisation des ondulations du couple, les courants doivent être centrés par rapport aux courbes des FEM. Cela revient à un décalage nul entre les ordres de commutation et les FEM. La différence essentielle entre ce type d'alimentation et l'alimentation par courants sinusoïdaux réside dans le fait qu'elle nécessite un capteur de position du rotor plus simple. En effet, pour générer des courants rectangulaires, seule la position du rotor au moment des commutations est nécessaire [21].

I .8 Propriétés du moteur synchrone à aimant permanent :

Avant d'aborder les applications du moteur synchrone à aimants permanents, il est utile de signaler ses avantages et ses inconvénients par comparaison aux autres moteurs.

I.8.1 Avantages :

- ✓ A puissance nominale, le rendement d'un moteur synchrone est élevé par rapport à un moteur asynchrone ;
- ✓ La vitesse d'un moteur synchrone demeure rigoureusement constante, même si la tension d'alimentation ou la charge qu'il entraîne subissent des variations ;
- ✓ Le couple d'un moteur synchrone est proportionnel à la tension d'alimentation et non pas au carré de celle-ci, donc cet actionneur peut mieux supporter une baisse temporaire de la tension d'alimentation sans décrocher ;
- ✓ Contrairement à un moteur asynchrone qui est encombrant et coûteux à basses vitesses. L'emploi du moteur synchrone à ces vitesses devient particulièrement avantageux, car, quelle que soit la vitesse, son facteur de puissance avoisinant de l'unité ;
- ✓ A des vitesses lentes, un moteur synchrone est plus léger et moins cher qu'un moteur asynchrone de même puissance tournant à la même vitesse ;
- ✓ Puissance massiques élevée.
- ✓ Et augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence du cuivre et de contacts bagues-balais au niveau de l'inducteur dans ces moteurs.

I.8.2 Inconvénients :

- ✓ En contrepartie, lorsque le réseau est exposé à des interruptions de service de très court durée (de l'ordre d'une seconde), le moteur asynchrone peut continuer à fonctionner alors que le moteur synchrone décroche et s'arrête, ce qui nécessite une surveillance particulière avec l'utilisation des dispositifs de sécurité ;
- ✓ Construction plus compliquée du moteur synchrone et par conséquent un prix élevé ;

I.9 Applications des moteurs synchrones à aimants permanents :

Le moteur synchrone à aimant est employé dans des nombreuses applications :

1. Véhicules électriques routiers ;
2. Processus d'automatisation;
3. Systèmes de sécurité (portails automatiques des garages par exemple) ;
4. Les ascenseurs ;
5. Les escaliers roulants ;
6. Actionnement des pistes de décollage pour le contrôle des vols aériens.

I.10 Conclusion :

Suite à la comparaison des machines synchrones à aimants permanents avec les autres types de machines nous pouvons confirmer que la machine à aimants permanents aura un avenir très intéressant surtout avec l'apparition des aimants à haute performance.

Nous avons présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, sa constitution fondamentale (partie induit et partie inducteur), aussi nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents par la structure de leur rotor, Ainsi nous avons mis en évidence les avantages, et les domaines d'application de la machine synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE II :
modélisation d'une
MSAP

II.1 La Méthode des éléments finis :

II.1.1 Introduction :

La méthode des éléments finis a pris un essor considérable avec l'avènement des moyens informatiques.

Dès les années 1960, elle est devenue, par sa souplesse d'emploi et sa très grande généralité, une méthode numérique indispensable pour la résolution des problèmes aux dérivées partielles en électromagnétisme basse fréquence.

Les logiciels évoluent aujourd'hui dans le sens d'une meilleure intégration au sein du processus de conception des dispositifs électromagnétiques sont ceux des travaux significatifs sur l'utilisation des méthodes d'optimisation par simulation numérique. Actuellement, il existe différents logiciels qui utilisent cette méthode comme le Femlab, Maxwell, Flux2D et FEMM.

II.1.2 La méthode des Éléments Finis (M.E.F) :

La méthode des éléments finis à connus un essor considérable dans ces vingt dernières années [6].

Elle est devenue, par sa souplesse d'emploi et sa très grande généralité, une méthode numérique indispensable pour la résolution des problèmes aux dérivées partielles. [7]

La MEF est une méthode générale qui s'applique à la majorité des problèmes rencontrés dans la pratique : problèmes stationnaires ou non stationnaires, linéaires ou non linéaires, définis dans un domaine géométrique quelconque à une, deux ou trois dimensions. En plus, elle s'adapte bien aux milieux hétérogènes. [8]

Dans beaucoup de domaines, elle est la plus utilisée de nos jours. [9]

II.1.3. Principe :

La méthode des éléments finis, est un outil numérique très puissant, est très utilisé dans la résolution des problèmes à domaine spatial fini [10].

Le principe de cette méthode consiste à subdiviser le domaine d'étude en plusieurs éléments finis (appelé maillage).

C'est une étape très importante puisque le choix de la forme de l'élément de maillage est primordial dans la précision des résultats obtenus. Il est donc nécessaire de trouver la forme et le degré d'approximation de celui-ci qui soient les plus adaptés à la géométrie du domaine d'étude.

Il existe un grand nombre de formes géométriques pour les éléments de maillage tels que [11] :

1. des triangles, des rectangles, des quadrilatères arbitraires pour les problèmes à deux dimensions.
2. des tétraèdres, des hexaèdres, des cubes, des prismes pour des problèmes à trois dimensions.

II.1.4. Etapes de la méthode des éléments finis

Pour une analyse par éléments finis, tout un travail de préparation et de finalisation doit être effectué, c'est ce que nous décrivons dans les étapes suivantes :

1. L'équation différentielle.
2. L'équation différentielle à une intégrale.
3. Approximation par éléments finis.
4. Equation matricielle.
5. Résolution du système matricielle.

Actuellement, il existe différents logiciels qui utilisent cette méthode comme le Femlab, Maxwell, Flux2D et FEMM. [12].

II.1.5. Avantages de la M.E.F

- La flexibilité est l'un des plus importants avantages de la M.E.F. Les éléments peuvent avoir plusieurs formes variées et peuvent donc s'adapter facilement à n'importe quelles formes géométriques complexes et aussi tenir compte des propriétés inhomogènes et non linéaires des matériaux.
- Les matrices formant le système final d'équations sont symétriques ce qui simplifie grandement la résolution de celui-ci.
- La programmation de la méthode est assez simple surtout lorsqu'il s'agit de tenir compte de l'introduction des conditions aux limites.
- La M.E.F a fait ses preuves dans beaucoup de domaines en ingénierie.
- De plus, avec son développement important, il existe de très bons logiciels commerciaux qui sont basés sur cette méthode et qui la rendent très accessible, et par conséquent, elle est applicable à beaucoup de problèmes sans que nous connaissions nécessairement la M.E.F en détail. [13].

II.1.6. Inconvénients de la M.E.F

- Dans les problèmes de calcul de champs électriques présentant un domaine spatial infini, l'établissement de la frontière artificielle peut causer certaines difficultés dans la réalisation d'un programme simple. D'une part, celle-ci doit être beaucoup plus vaste que le domaine d'étude, ce qui engendre un temps de calcul (en ce qui concerne le maillage) beaucoup plus important que pour des domaines finis.
- D'autre part, le choix de cette frontière à une grande importance dans la précision des calculs et son influence sur celle-ci doit être pris en compte dans tout programme de ce type.
- Il a été dit que la M.E.F était une méthode flexible car elle s'adapte facilement aux différentes géométries, mais ce n'est pas le cas du maillage car celui-ci doit être entièrement refait si une modification sur une partie de la géométrie du problème considéré intervient.
- L'utilisation de la M.E.F pour la résolution d'un problème donné nécessite la connaissance parfaite de la géométrie du problème mais aussi des conditions aux limites ; ce qui n'est pas toujours le cas.
- Une fois le potentiel connu en chaque nœud, il faut procéder à un autre calcul numérique pour déterminer le champ électrique en tout point ce qui peut engendrer d'autres erreurs.

La méthode des éléments finis utilise une approximation par morceau de la fonction inconnue pour résoudre une équation différentielle.

On peut aussi utiliser les équivalences physiques pour chercher la solution d'une équation aux dérivées partielles.

La méthode de simulation de charges en est une bonne illustration. [11].

II.1.7. Logiciel éléments finis FEMM

Il est un logiciel libre et gratuit, disponible sur le réseau internet. Ce logiciel est devenu un outil très convoité par les chercheurs.

La méthode qu'il utilise est celle des éléments finis, méthode appliquée aux structures électromagnétique, électrostatique...etc.

Le logiciel FEMM est composé de trois modules essentiels, un module d'édition qui permet de définir le type de problème, de tracer la géométrie, de définir les différents milieux, ainsi que les conditions aux limites, et de mailler la structure proposée (préprocesseur).

Un deuxième module permet de résoudre le problème (processeur). Et un troisième module qui permet d'exploiter les résultats du calcul (post processeur). Le logiciel est utilisé

généralement en compagnie d'un outil de programmation (LUA SCRIPTING). [8]

Composantes principales logiciel :

- **Éditeur** : édition géométrie du problème, propriétés des matériaux utilisés et conditions aux frontières du domaine d'étude.
- **Mailleur Éléments Finis** : Discrétisation spatiale du domaine d'étude en triangles (maillage éléments finis).
- **Processeur** : Résolution des équations locales aux dérivées partielles discrétisées sur tout le domaine d'étude en tenant compte des conditions imposées aux frontières du domaine d'étude.
- **Post-Processeur** : Affichage & Traitement des résultats. [14]

II.1.8 Les domaines d'application

- **Magnétisme** : calcul des grandeurs électriques et magnétiques dues à des aimants, à des flux imposés, à des courants continus ou variables, imposés ou induits.
- **Electrostatique** : calcul en régime permanent des potentiels et champs électriques avec ou sans circulation de courants dans les milieux diélectriques ou conducteurs.
- **Thermique** : calcul de la répartition des températures créées par des puissances dissipées, des différences de températures ou des flux thermiques. [15]

II.1.9. Le maillage

Un maillage est un ensemble de nœuds et d'éléments un nœud est un point géométrique supportant une ou plusieurs inconnues, un élément est un ensemble de nœuds associés à un domaine géométriquement simple.

La définition de chaque élément par les nœuds le composant est assujetti à des règles précises assurant sa validité (par exemple, en dimension 2, parcours des nœuds dans le sens trigonométrique direct). [16]

- **Nœuds et éléments**

Une description non-sophistiquée de la MEF pourrait être définie sous la forme suivante : la structure à analyser est divisée en plusieurs éléments (petites pièces comme celles qui forment un puzzle). Ces éléments sont ensuite reconnectés par l'intermédiaire des nœuds (figure ...). Ces nœuds sont « des punaises » ou « des points de colle » qui maintiennent les éléments dans un ensemble unitaire [17]

II.2. Les Equations de Maxwell :

Les équations de Maxwell, sont des lois fondamentales de la physique. Elles constituent les postulats de base de l'électromagnétisme. Vers 1865, Maxwell a réalisé une synthèse harmonieuse des diverses lois expérimentales découvertes par ses prédécesseurs (lois de l'électrostatique, du magnétisme, de l'induction...), en les exprimant sous la forme d'un système de quatre équations aux dérivées partielles couplées. [18]

II.2.1 Première équation de Maxwell :

Cette équation est héritée du théorème de Gauss, qui permet de lier le flux du champ électrique à travers une surface fermée à la charge intérieure à cette surface.

D'après le théorème de Gauss on a :

$$\oiint_S \vec{E} \cdot d\vec{s} = \frac{\sum Q_{int}}{\epsilon_0} \quad (\text{II.1})$$

$$\oiint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} = \sum Q_{int}$$

D'autre part on a : $\sum Q_{int} = \iiint_V \rho \cdot dv$

D'où :

$$\oiint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \iiint_V \rho \cdot dv \quad (\text{II.2})$$

En appliquant le théorème d'Ostrogradski à l'intégrale de gauche on aura :

$$\iiint_V \vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \iiint_V \rho \cdot dv \quad (\text{II.3})$$

D'où l'expression de la première équation de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{II.4})$$

\vec{D} : Induction électrique [C/m^3]

$\sum Q_{int}$: Charge totale contenue dans le volume [C].

ϵ_0 : Permittivité électrique du vide $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$ (F/m)

dv : élément du volume [m^3].

ρ : Densité de charge volumique [C/m^3]

ds : élément de surface [m^2]

II .2.2 Deuxième équation de maxwell

Cette équation traduit le phénomène d'induction électromagnétique découvert par Faraday et complété par Lenz. Une variation de flux d'induction magnétique engendre une force électromotrice qui tend à s'opposer à la cause qui lui a donné naissance. Sa forme intégrale est :

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.5})$$

Sachant que :

$$\phi = \iint_S \vec{B} \cdot \vec{dS} \quad (\text{II.6})$$

$$e = \oint \vec{E} \cdot \vec{dl} \quad (\text{II.7})$$

On aura :

$$\oint \vec{E} \cdot \vec{dl} = -\frac{d}{dt} \left(\iint_S \vec{B} \cdot \vec{dS} \right)$$

Selon le théorème de stockes :

$$\oint \vec{E} \cdot \vec{dl} = \oiint_S (\vec{\nabla} \cdot \vec{E}) \cdot \vec{dS} \quad (\text{II.8})$$

D'où la deuxième équation de Maxwell est de la forme :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.9})$$

II .2.3. Troisième équation de Maxwell

Cette équation traduit le principe de conservation flux magnétique à travers une surface fermée.

D'après la deuxième équation de maxwell :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

En appliquant la divergence aux deux membres de l'équation on aura :

$$\vec{\nabla} \cdot (\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) = \vec{\nabla} \cdot \left(-\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \right) \quad (\text{II.10})$$

On déduit

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.11})$$

D'où la troisième équation de Maxwell est de la forme

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.12})$$

II .2.4. Quatrième équation de Maxwell

Cette équation est la généralisation du théorème d'Ampère. Elle relie le champ magnétique à ses sources. Le terme supplémentaire $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ indique qu'un champ électrique variable est source de champ magnétique.

D'après le théorème d'Ampère

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \Sigma I \quad (\text{II.13})$$

Selon le théorème de stocks

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_S (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) \cdot d\vec{S} \quad (\text{II.14})$$

Sachant que

$$\Sigma I = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S} \quad (\text{II.15})$$

On déduit

$$\iint_S (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) \cdot d\vec{S} = \iint_S \vec{J} \cdot d\vec{S}$$

D'où :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$\vec{J} = \vec{J}_c + \vec{J}_d \quad (\text{II.17})$$

$$\vec{J}_d = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.18})$$

D'où la quatrième équation de Maxwell :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{II.19})$$

\vec{J}_c : densité de courant de conduction.

\vec{J}_d : densité de courant de déplacement.

I.2.2.5 Hypothèses simplificatrices

En électrotechnique, les fréquences utilisées sont inférieures aux radios fréquences qui sont de l'ordre de 1012 Hz. D'où les courants de déplacements sont faibles, ce qui revient à

négliger le terme $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ devant le terme de conduction $\sigma \vec{E}$ [19].

En considérant ces hypothèses, les équations de Maxwell deviennent :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{H} = \rho \quad (\text{II.20})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.21})$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{II.22})$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \vec{J} \quad (\text{II.23})$$

II.2.6. Relations du milieu

Elles expriment les relations qui existent entre le champ magnétique \vec{H} et l'induction magnétique \vec{B} , à travers la perméabilité magnétique μ ainsi que celle entre l'induction électrique \vec{D} et le champ électrique \vec{E} , à travers la permittivité électrique ε .

$$\vec{B} = \mu(\vec{H}).\vec{H} \quad (\text{II.24})$$

$$\vec{D} = \varepsilon(\vec{E}).\vec{E} \quad (\text{II.25})$$

Dans le cas linéaire nous avons :

$$\mu = \mu_0\mu_r = C^{te} \quad (\text{II.26})$$

$$\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r = C^{te} \quad (\text{II.27})$$

μ : Perméabilité magnétique absolue (H/m)

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ (H/m)

μ_r : Perméabilité magnétique relative du milieu considéré.

ε : Permittivité électrique (F/m)

ε_0 : Permittivité électrique du vide $\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9}$ (F/m)

ε_r : Permittivité relative du milieu considéré

II.2.7. Loi d'Ohm

Elle exprime la relation liant la densité du courant \vec{J} au champ électrique \vec{E} à travers la conductivité σ , elle est donnée par

$$\vec{J} = \sigma.\vec{E} \quad (\text{II.28})$$

Dans le cas d'un milieu en mouvement, celle-ci s'écrit

$$\vec{J} = \sigma.(\vec{E} + \vec{V} \wedge \vec{B}) \quad (\text{II.29})$$

\vec{V} : Vitesse de déplacement du milieu conducteur [m/s]

II.2.2.8 Equation de continuité

L'équation de continuité appelée aussi équation de la conservation de la charge électrique est donnée par :

$$\vec{\nabla}.\vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{II.30})$$

Avec :

\vec{J} : Densité de courant (A/m)

ρ : Densité de charge volumique (C/m³)

II.2.9 Relations de passages

A l'interface entre deux milieux différents respectivement (1) et (2), les champs de vecteurs doivent vérifier certaines conditions dites relations de passages. Elles s'énoncent comme suit

- Conservation de la composante tangentielle du champ électrique

$$E_{t1} - E_{t2} = 0 \quad (\text{II.31})$$

- Conservation de la composante normale de l'induction magnétique

$$B_{n1} - B_{n2} = 0 \quad (\text{II.32})$$

- Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique

$$H_{t1} - H_{t2} = k \quad (\text{II.33})$$

- Discontinuité de la composante normale de l'induction électrique

$$D_{n1} - D_{n2} = \sigma_s \quad (\text{II.34})$$

k : Densité de courant porté par la surface de séparation.

σ_s : Densité de charge électrique portée par la surface de séparation.

II.2.10 Conditions aux limites

- **Condition type DIRICHLET**

Cette condition nous informe sur la valeur exacte de l'inconnue sur la frontière du domaine d'étude. Elle est sous forme

$$A = A_0 = C^{te} \quad (\text{II.35})$$

- **Condition type NEWMANN**

Elle est appliquée sur la frontière lorsque la valeur de la grandeur calculée n'est pas connue à la frontière du domaine d'étude.

$$\frac{\partial A}{\partial n} = A_0 \quad (\text{II.36})$$

- **Condition mixte**

C'est la combinaison des deux types précédents, elle s'exprime de la manière suivante :

$$\alpha A + \beta \frac{\partial A}{\partial n} = \gamma \quad (\text{II.37})$$

Où : α, β et γ sont des constantes.

- **Condition de périodicité et d'anti-périodicité**

Appliquée surtout dans le cas des machines tournantes et linéaires, du faite de la périodicité de la distribution du champ magnétique.

Cette périodicité du champ peut être utilisée pour définir un autre type de conditions aux limites pour réduire la taille du modèle numérique. On parle alors de condition de périodicité.

La condition de l'anti-périodicité est appliquée lorsque nous avons les mêmes contraintes en module mais de polarité inverse. Elle s'exprime comme suit

$$A_{\Gamma} = K \cdot A_{\Gamma+d\Gamma} \quad (\text{II.38})$$

A : Fonction inconnue.

$d\Gamma$: Période spatiale suivant le contour Γ

Si : $K=1$ condition périodique.

Si : $K = -1$ condition antipériodique.

II.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré les différents types de modélisation de la machine synchrone à savoir la méthode analytique et la méthode numérique étudié chaque méthode en détail. Après on a passé à expliquer le logiciel utilisé lors de la modélisation ensuite on a fini le chapitre par des schémas représentatives qui montrent le principe de la modélisation du logiciel FEMM.

Le chapitre suivant sera consacré la dimensionnement et la simulation de la machine Synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE III :
Dimensionnement optimal
d'une MSAP

III.1.Introduction

Dans ce dernier chapitre nous exposons une simulation des couples (électromagnétique, détente, réluctant) en utilise logiciel FEMM.

L'objectif est souvent de maximiser leur performance tout en réduisant leur volume ou leur masse en respectant les différentes contraintes du cahier des charges.

III.2 Dimensionnement Optimal d'une MSAP

Le dimensionnement optimal des machines électriques revient souvent à maximiser sa puissance tout en minimisant son volume ou sa masse. La procédure doit tenir compte des différentes contraintes. On doit, par exemple, vérifier que la température n'excède pas celle maximale admissible. Comme indiqué auparavant, nous nous intéressons aux modélisations numériques présentées dans les chapitres précédents. Ces modèles numériques permettent un dimensionnement optimal des machines à aimants relativement rapide. Nous commencerons par présenter deux démarches de conception optimale des machines synchrones à aimants permanents. Nous continuerons en présentant le dimensionnement optimal de ces machines.

III.3 la constitution de la machine

La machine étudiée est une machine synchrone à aimants permanents triphasé, à flux radial, Elle possède deux paires de pôles. Montre les différentes parties de la machine. Celle-ci est constituée de :

- Un stator cylindrique en tôles magnétiques à 24 encoches, comportant un enroulement triphasé à une couche. Type de bobinage triplan

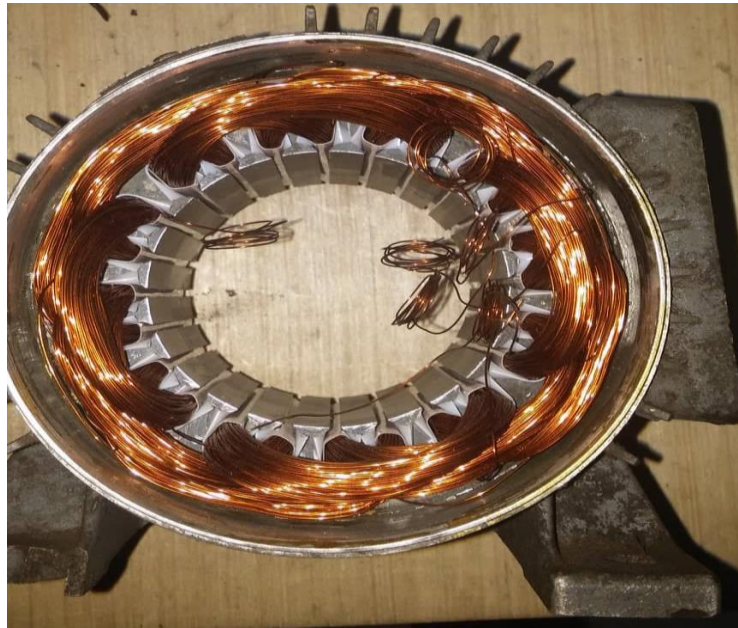


Figure III.1 : photographie de la machine

- Un rotor lisse, présentant une aimantation radiale.

On a la topologie de la machine sur l'ogiciel FEMM

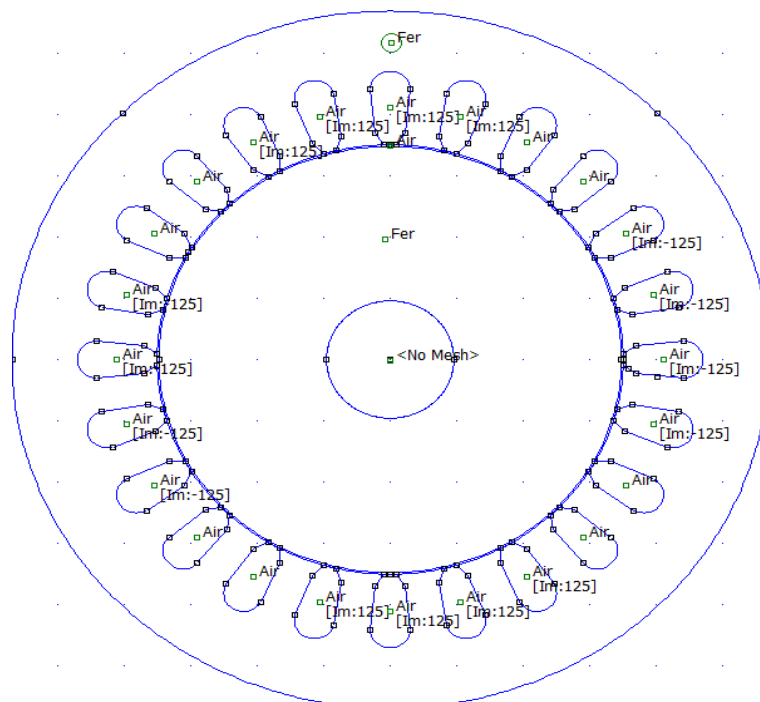


FIGURE III.2 : la topologie de la machine sans modification

On a aussi la plaque signalétique :



Figure III.3: photographie de la plaque signalétique de notre machine

Dans le but de pouvoir modifier à notre guise les paramètres de la machine, pour voir leur influence sur leurs performances, l'écriture de programmes informatiques est nécessaire pour mener à bien des calculs répétitifs souvent lourds en termes de temps (un des inconvénients de la MEF).

structure de bobinage :

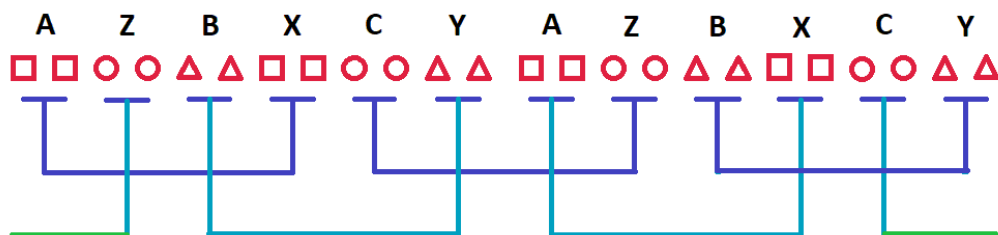


Figure III.4 : Position des enroulements biplan à une couche

III.4 Sources harmoniques des pertes dans les aimants

Lors de l'analyse des pertes dans les aimants, nous avons distingué deux sources harmoniques engendrant des pertes au rotor :

- Les harmoniques d'encoches : la variation de perméance entre une encoche et une dent entraîne des ondulations d'induction dont la fréquence est proportionnelle au nombre de dents et à la vitesse du rotor ;
- Les harmoniques de courant : l'association de la machine synchrone et de l'électronique de puissance entraîne des harmoniques de courant. Selon l'inductance synchrone de la machine, ces harmoniques sont plus ou moins atténués ;

– Les harmoniques d'espace : la distribution du bobinage dans les encoches crée une répartition non sinusoïdale des forces magnétomotrices. Les harmoniques d'espace s'associent aux harmoniques de courant pour induire des courants de Foucault dans les aimants.

III.5 Les paramètres géométriques de la machines MSAP

Les paramètres principales initiales de la machine étudiée sont :

Dimension	Paramètre
18(mm)	épaisseur de la culasse statorique
12 (mm)	hauteur des encoches
70 (mm)	rayon intérieur statorique
0.245 (mm)	épaisseur de l'entrefer
2(mm)	Ouverture d'encoche
24 (encoche)	Nombre d'encoche
125 (spire)	Nombre de spires
1.17(A)	Valeur de courant statorique
65.5 (mm)	Longueur de la machine
4 pole	nombre de paires de pôles
15 degrés	Pas d'encoche
12 (mm)	Rayon de l'arbre

Tableau III .1 tableau des paramètres de la machine

On a la topologie de la machine sur l'ogiciel FEMM

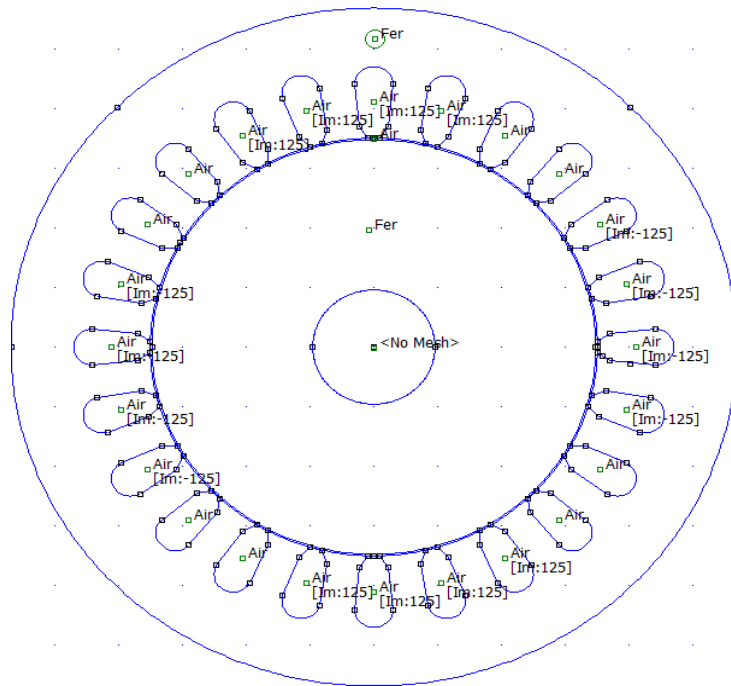


Figure III .5 : la topologie de la machine sans modification

On a ici la nouvelle topologie de la machine après la modification sur logiciel FEMM par insertion des aimants permanents

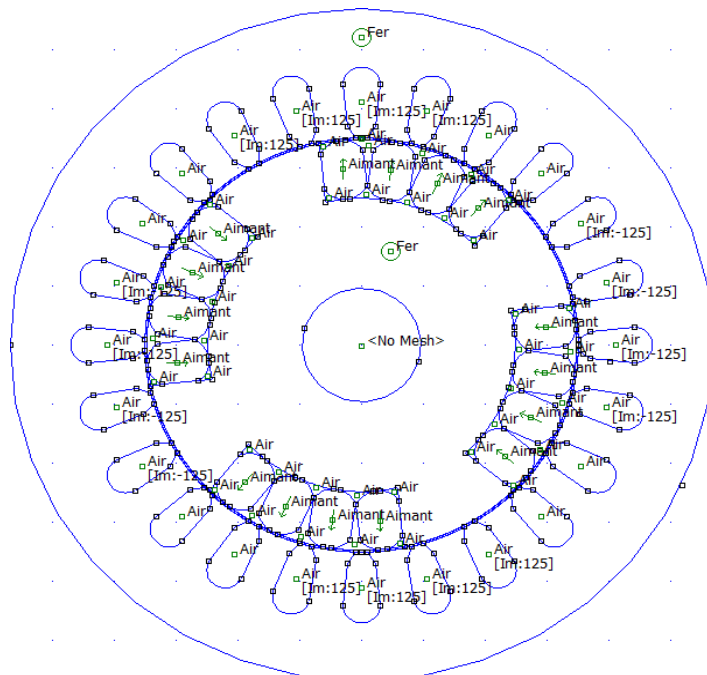


Figure III .6 la machine avec modification de rotor

III.6 Les induction magnétique

III.6.1 Allure d'induction magnétique normal

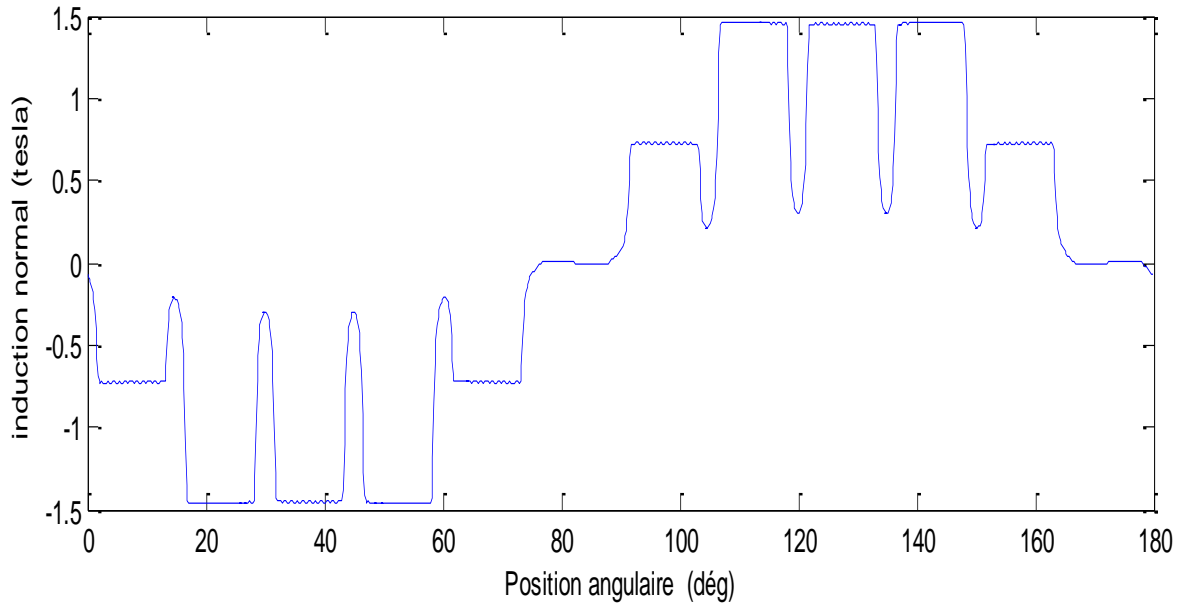


Figure III.7 Résultats de simulation d'induction normal sans modification de rotor

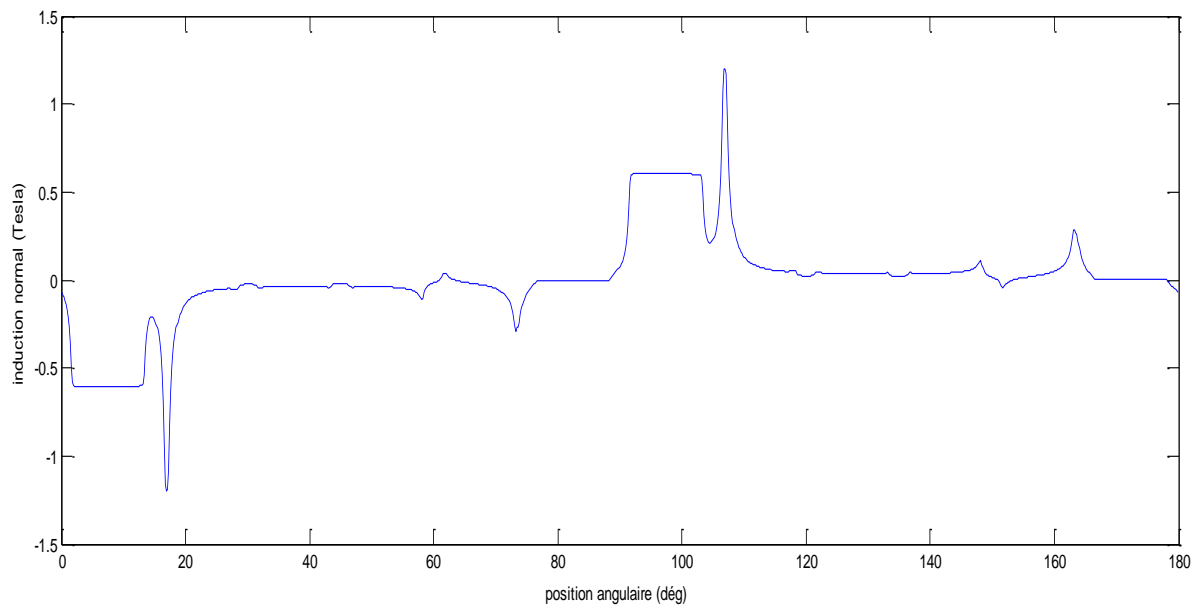


Figure III.8 Résultats de simulation d'induction normal avec modification de rotor sans aimant

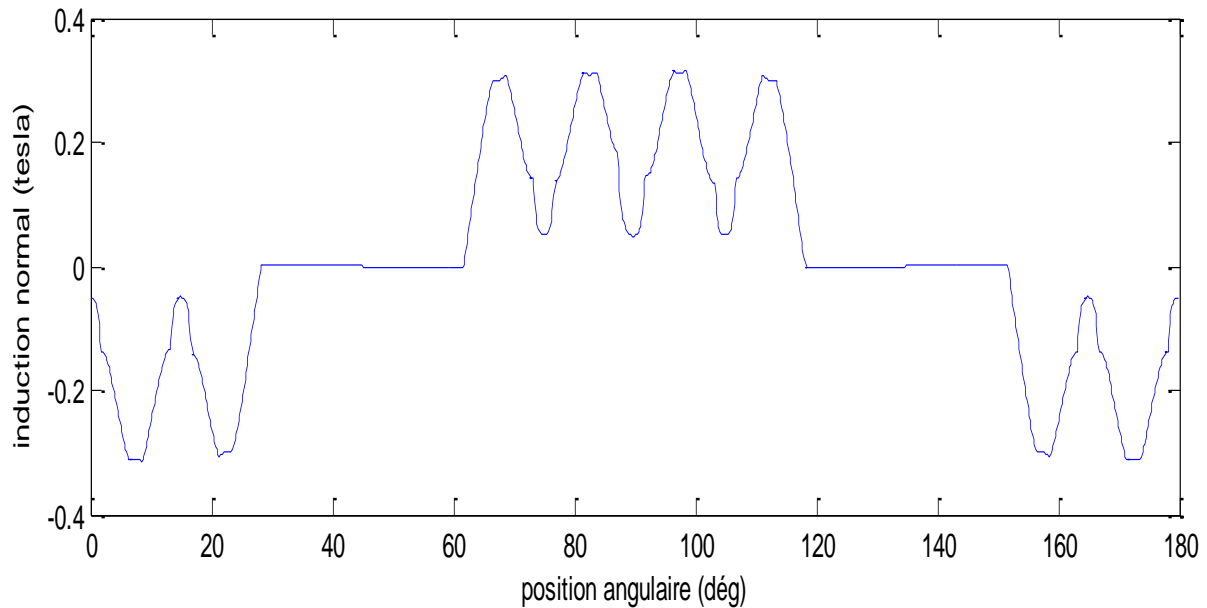


Figure III.9 Résultats de simulation d'induction normale avec modification de rotor avec aimants

Commentaire :

Au début, on garde la forme du rotor en calculant l'induction magnétique normal, nous remarquons que la courbe presque sinusoïdale avec des ondes et amplitude égale (1.45 Tesla) pour la figure. (III .7), et dans la deuxième courbe on fait la modification et garder la valeur de champ des aimant égale 0 ($H_c = 0A/m$) et voir le résultat d'induction magnétique (figure III.8). Nous remarquons que la courbe avec des petites ondes et pics, et dans la troisième courbe presque sinusoïdale avec des ondes et amplitude égale (0.3 Tesla) pour la (figure III.9).

Finalement la forme des inductions magnétique dans l'entrefer et presque sinusoïdale avec des ondes.

III.7. Allure d'induction magnétique tangentielle

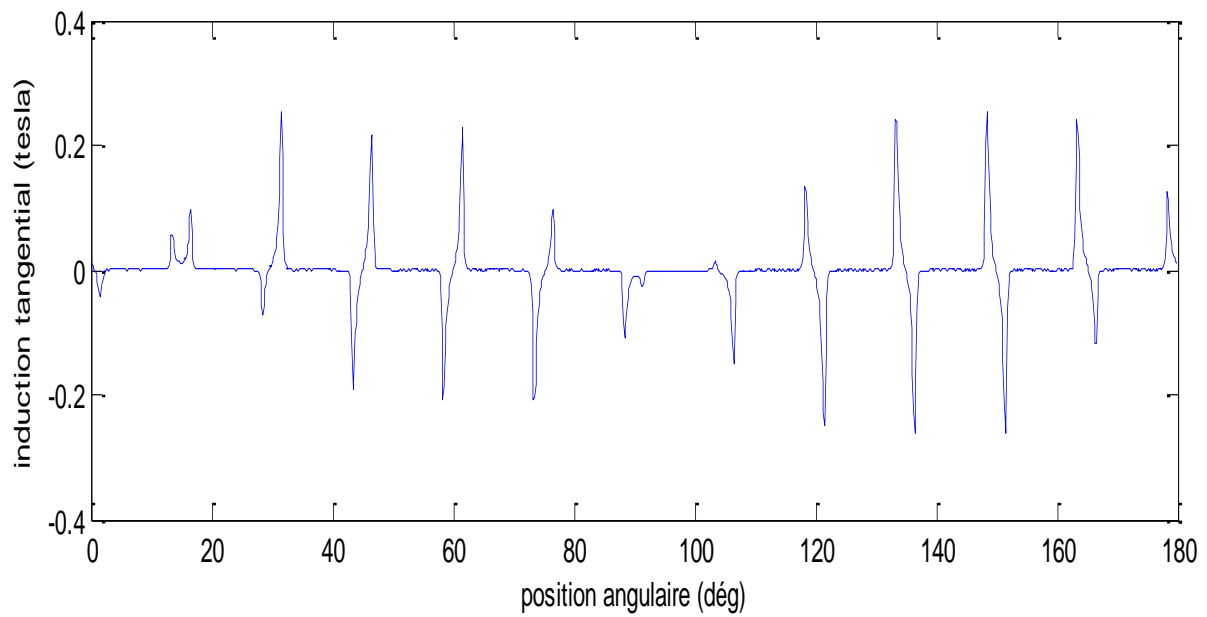


Figure III.10 Résultats de simulation d'induction tangentielle sans modification de rotor

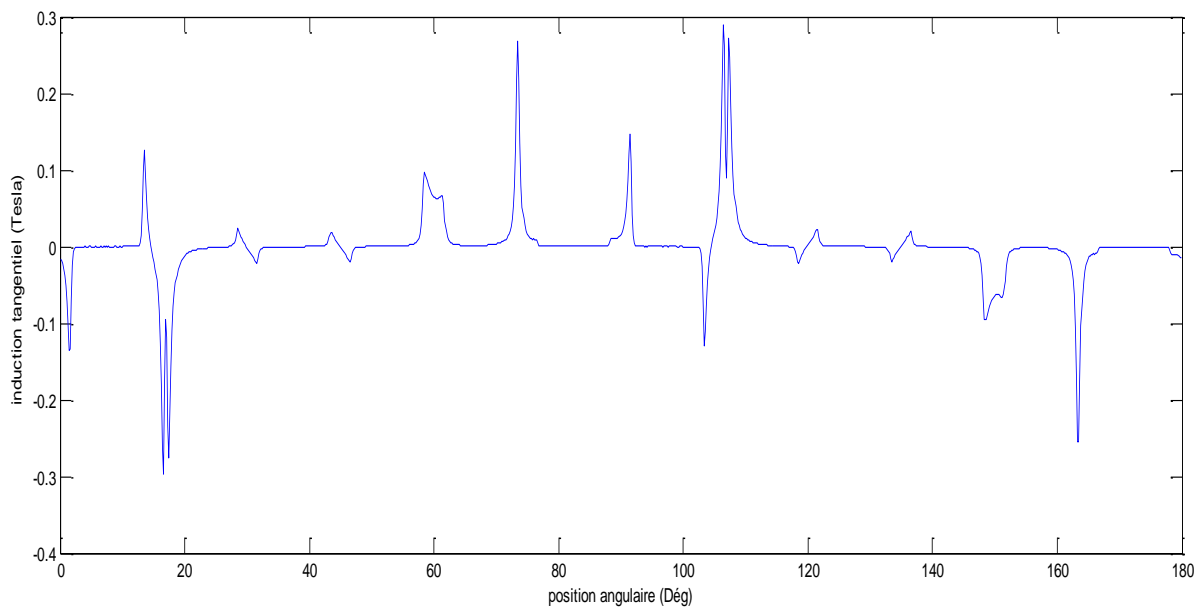


Figure III.11 Résultats de simulation d'induction tangentielle avec modification de rotor sans aimants

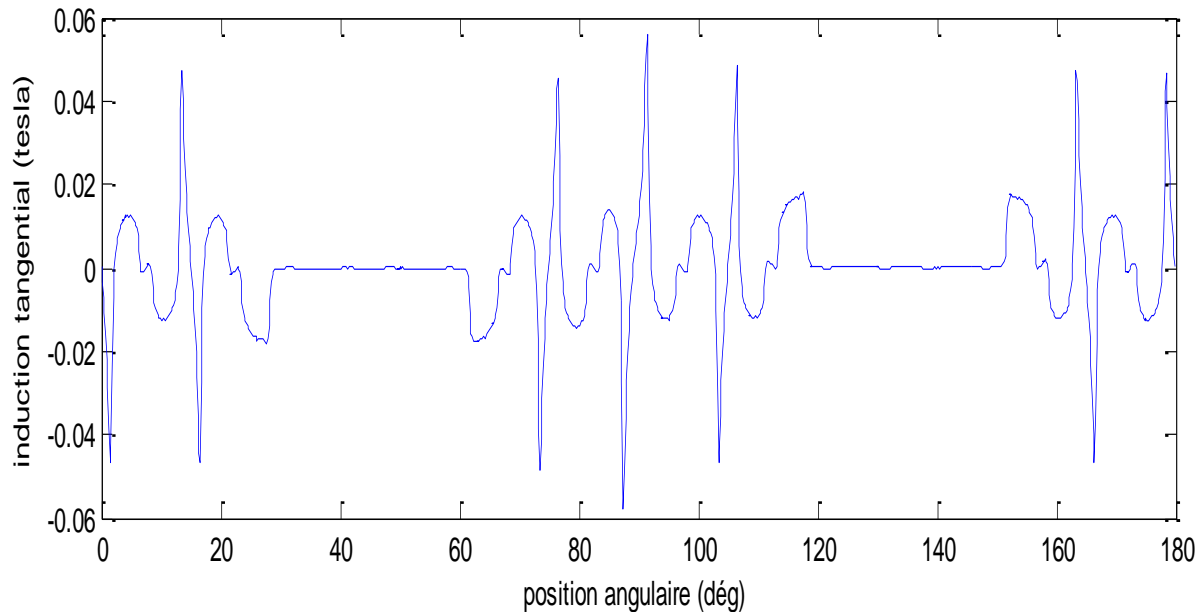


Figure III.12 Résultats de simulation d'induction tangentielle avec modification de rotor avec aimants

Commentaire :

Au début on garde la forme de rotor et calcule l'induction magnétique tangentielle, nous remarquons que la courbe est plus perturbée avec des harmoniques sous forme sinusoïdale et une amplitude égale (0.3 Tesla) pour la (figure.III.10), et dans la deuxième courbe on fait la modification et garde la valeur de champ des aimants égale 0 ($H_c = 0A/m$) et voit le résultat d'induction magnétique (figure III.11). Nous remarquons que la courbe a plusieurs pics qui donne une forme perturbée, dans la troisième courbe on fait la modification de rotor le résultat d'induction magnétique tangentielle est une sinusoïde avec des harmoniques sous forme sinusoïdale avec des pics et une amplitude égale (0.55 Tesla) pour la (figure III.12).

Finalement la forme des inductions magnétiques tangentielles dans l'entrefer est presque sinusoïdale avec des pics.

III.8 Les courbes des couples

- Le couple de détente

est lié à la variation de la réluctance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position de rotor .

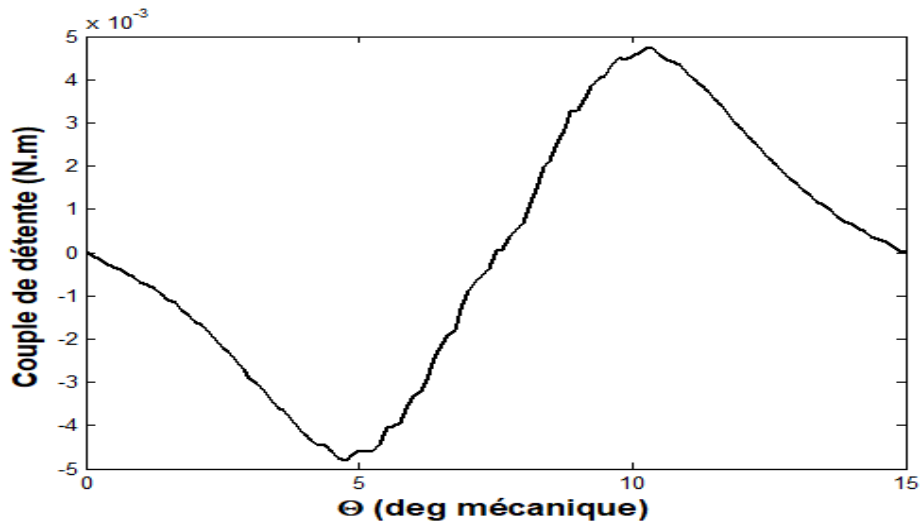


Figure III.11 Résultats de simulation de couple détente

Interprétation :

On met la valeur du courant électrique statorique égale à 0 ($I_n=0A$) et garder la valeur du champ des aimants ($H_c = 233568 A/m$), nous remarquons la forme de couple de détente presque sinusoïdale et claire avec amplitude égale ($C_d = 5 \cdot 10^{-3} N.m$)

-Le couple réactant

Est lié à la variation de la réactance du circuit magnétique, vu par le flux statorique, en fonction de la position de rotor.

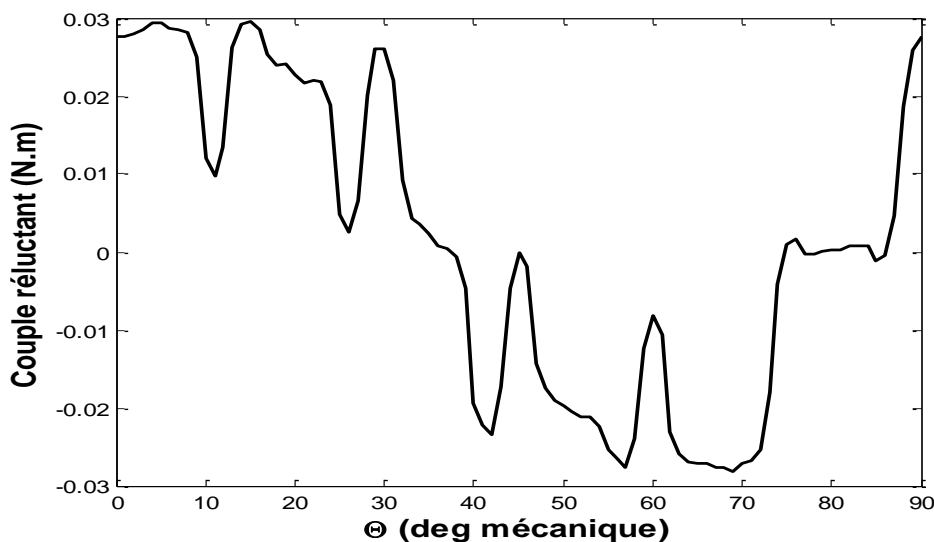


Figure III.12 Résultats de simulation de couple réactant avec modification du rotor

Interprétation :

On met la valeur de courant statorique égale ($I_n=1.17A$) et gardé la valeur du champ des aimants égale 0 ($H_c = 0 A/m$), nous remarquons la forme de couple réductant avec forme générale sinusoïde avec perturbation des ondes avec amplitude égale ($C_r = 3*10^{-2}N.m$)

-Le couple total

Dans la machine synchrone à aimant insérés à un instant donné est égal, à la somme d'un couple réductant et le couple de détente.

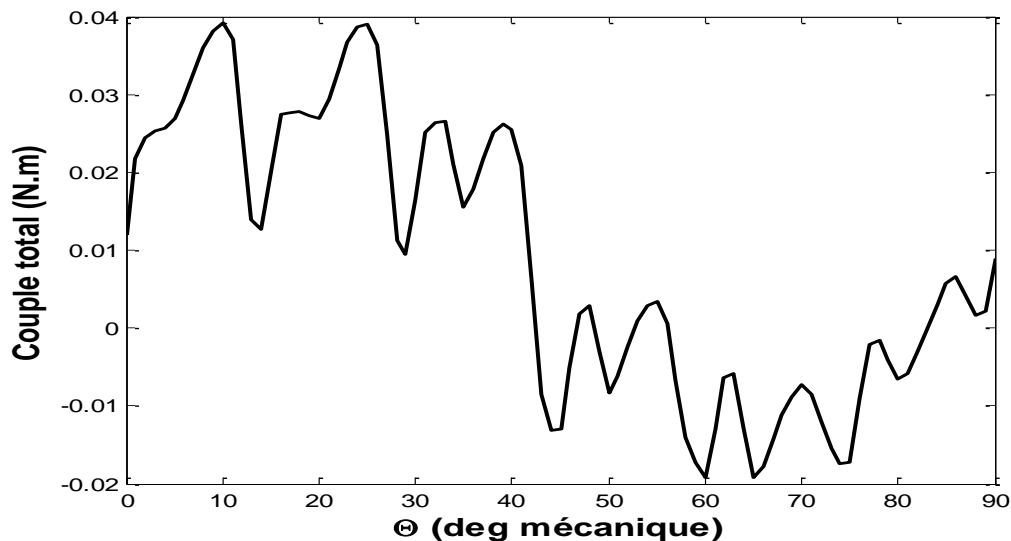


Figure III.13 Résultats de simulation de couple total avec modification du rotor

Interprétation : nous remarquons la forme de couple total avec la forme générale sinusoïde et avec perturbation des ondes, l'amplitude égale ($C_r = 4*10^{-2}N.m$)

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons représenté les différents résultats de simulation, la diminution de couple de détente permet d'obtenir le meilleur résultat pour le couple total par conséquent une diminution de vibrations de la machine. La technique de conception et le dimensionnement optimal est une technique la plus efficace.

Conclusion générale

Avant de passer aux résultats de simulations obtenus dans ce mémoire, il a été nécessaire de parler un peu sur la machine synchrone à aimant permanent. Bien que leur principe de fonctionnement soit connu depuis longtemps, leur développement a été freiné par les non-linéarités qui les caractérisent. Mais aujourd'hui, les puissants outils de calcul informatiques permettent de dimensionner rapidement ces machines, et par conséquent, les applications deviennent de plus en plus nombreuses.

Le but principal de ce mémoire est de modéliser la machine synchrone à aimant permanent par le logiciel FEMM afin d'obtenir les caractéristiques électromagnétiques. Pour cet objectif, nous avons fait appel à l'approche des éléments finis .

Dans le premier chapitre, nous avons donné des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents en introduisant le principe de fonctionnement et les différents types rencontrés. Nous avons parlé aussi sur les alimentations adaptées à la machine.

Le second chapitre traite la simulation de la machine synchrone à aimant permanents par le logiciel FEMM. Ce logiciel utilise le langage LUA pour la résolution des problèmes électromagnétiques. Les dimensions de nos machines ont été proposées. Nous avons fait plusieurs tests de simulation par le changement de la position du rotor et avec différentes valeurs du courant d'alimentation. Les résultats relatifs aux caractéristiques électromagnétiques obtenus sont acceptables.

Les ondulations du couple électromagnétique ainsi que l'amplitude du couple de détente ont été tous traités dans ce mémoire. Le choix d'une machine optimale répond à ces performances. Nous avons dimensionné nos machines en jouant sur l'ouverture des aimants seulement sous des contraintes mécaniques et thermique fixes.

Comme perspectives, il est important de traiter ces machines en saturation. L'analyse analytique est fortement proposée.

Reference

- [1] BOUKAIS Boussad, «contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM)», Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012
- [2] G.Lacroux, '' Les aimants permanents '', Edition technique et documentation, 1989.
- [3] Bernard MULTON, "Application des aimants aux machines électriques ", notes de cours version 2009. Ecole normale supérieure de Cachan.
<http://emecatronique.bretagne.ens.cachan.fr>
- [4] Jawad Ahmed FAROOQ : Etude du problème inverse en électromagnétiques en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimant permanents. Thèse de doctorat, Université BELFORT-MONTBELIARD ,5 décembre 2008.
- [5] Les enroulements à une couche, RAPPEL SUR LES PARAMETRES DES ENROULEMENTS DES MACHINES A COURANT ALTERNATIF
- [6] M.Récan. « Application de la méthode des éléments finis à la simulation des transferts dans les eaux souterraines », bureau de recherches géologiques et minières, département eau, octobre 1986.
- [7] BENTRIOU Cherifa .simulation numérique d'un isolateur de haute tension a fréquence industrielle 50 Hz, mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme master en génie électrique, Université Mohamed Boudiaf Msila, 2015/2016.
- [8] Ourdia HAMADOUCHE. « Modélisation numérique du transport de charges dans les diélectriques soumis à un champ électrique extérieur », MEMOIRE, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Département de physique.
- [9] Yahia Abdelhamid KERDACHE. « Etude de l'influence du maillage sur la simulation de la fatigue mécanique de l'acier 304L », Mémoire de Master, Département de Métallurgie, le 29 Juin 2016
- [10] **M elle** .S.TOUNSI et **M elle**. F.CHIKH, « Influence Du Sol Sur Le Comportement D'un Modèle d'Isolateur Sous Tension », Mémoire Du Projet De Fin D'études Pour L'obtention Du Diplôme d'Ingénieur d'Etat En Electrotechnique, Département De Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2008.
- [11] M. OUCHEN Lyamine. « Modélisation Et Simulation Des Isolateurs Par La Méthode Des Eléments Finis », université FERHAT ABBAS-SETIF, Département d'Electrotechnique, le 14/12 /2010.

- [12] DILMIA et MAAROUF.A « Influence De La Pollution Sur Le Comportement D'un Modèle Plan D'isolateur Sous Haute Tension », Mémoire De Fin D'étude En Vue De L'obtention Du Diplôme De Master, Département Génie Electrique, 20/05/2017.
- [13] M.O.MEFTAH et M.RAHAL. «Performances d'Isolateurs HT Pollués sous Tension Alternative 50Hz et Distributions du Champ et du Potentiel Electriques utilisant COMSOL », école nationale polytechnique, département d'électrotechnique, Mémoire du Projet de Fin d'Etudes pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, juin 2011.
- [14] « Actionneur à Réductance Expérimentation Simulée par Calcul des Champs Utilisation de FEMM », université LAVAL, Département de génie électrique et de génie informatique, GEL-2004 Design II.
- [15] REBAHI Fares. « Etude de l'Influence des Paramètres Géométriques et de Contrôle sur les Performances des MRV Cylindriques », Université des Frères MENTOURI CONSTANTINE, Département d'Electrotechnique, 09 / 06 / 2016.
- [16] Christian Le Cartier de Veslud, « présentée devant l'Institut National Polytechnique de Lorraine pour l'obtention du titre de DOCTEUR de l' I.N.P.L», le 12 novembre 1991.
- [17] <https://webcache.googleusercontent.com/search?q=cache:KCHw0UBrLHMJ:https://elearn.univ-ouargla.dz/20132014/main/document/document.php%3FcidReq%3DMECANIQUE%26action%3Ddownload+folder+&cd=1&hl=fr&ct=clnk&gl=dz>
- [18] <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-maxwell>.
- [19] E Peschke and R Von Olshausen. Cable systems for high and extra-high voltage. Publicis MCD Werbeagentur GmbH, 1999.
- [20] BOUKAIS Boussad, «contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM)», Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMARI TIZI-OUZOU, Février 2012
- [21] 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

ملخص :

الهدف الرئيسي من هذا العمل هو دراسة عامة عن الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، والتي تهدف إلى تقديم أفضل أداء لهذه الآلة، وسيتم تقديمها في ثلاثة فصول حسب الترتيب. التالي:

سيخصص الفصل الأول لدراسة عامة حول هذه الآلة وسوف نقدم الخصائص المختلفة ومبدأ التشغيل الخاص بها بهدف تصميمها

سيخصص الفصل الثاني لدراسة طرق النمذجة المختلفة للآلة المتزامنة وكذلك برنامج النمذجة

سيخصص الفصل الثالث لدراسة الأبعاد المثلى لآلة متزامنة ذات مغناطيس دائم. سوف نمثل نتائج المحاكاة المختلفة

أخيرًا ، ستلخص النتيجة العامة لجميع النتائج التي تم الحصول عليها من تحقيقاتنا وسوف نقدم وجهات نظرنا حول هذا العمل.

Résumé :

L'objectif principale de ce travail, est une étude générale sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), dont le but de présenter les meilleures performances de cette machine, il se présentera en trois chapitres, selon l'ordre suivant :

Le premier chapitre sera consacré à une étude générale sur la MSAP on présentera les différentes caractéristiques et leur principe de fonctionnement, en vue de sa conception.

Le deuxième chapitre sera consacré à une étude sur les différentes méthodes de modélisation de la machine synchrone et aussi le logiciel de modélisation.

Le troisième chapitre sera consacré à une étude sur le dimensionnement optimal d'une machine synchrone à aimants permanents. Nous allons représenter les différents résultats de simulation.

Enfin, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus de nos investigations et nous présenterons nos perspectives à ce travail.

Abstract :

The main objective of this work is a general study on the synchronous machine with permanent magnets (MSAP), the aim of which is to present the best performances of this machine, it will be presented in three chapters, in the following order:

The first chapter will be devoted to a general study on the MSAP one will present the various characteristics and their operating principle, with a view to its design.

The second chapter will be devoted to a study on the different modeling methods of the synchronous machine and also the modeling software.

The third chapter will be devoted to a study on the optimal dimensioning of a synchronous machine with permanent magnets. We will represent the different simulation results.

Finally, a general conclusion will summarize all the results obtained from our investigations and we will present our perspectives to this work.