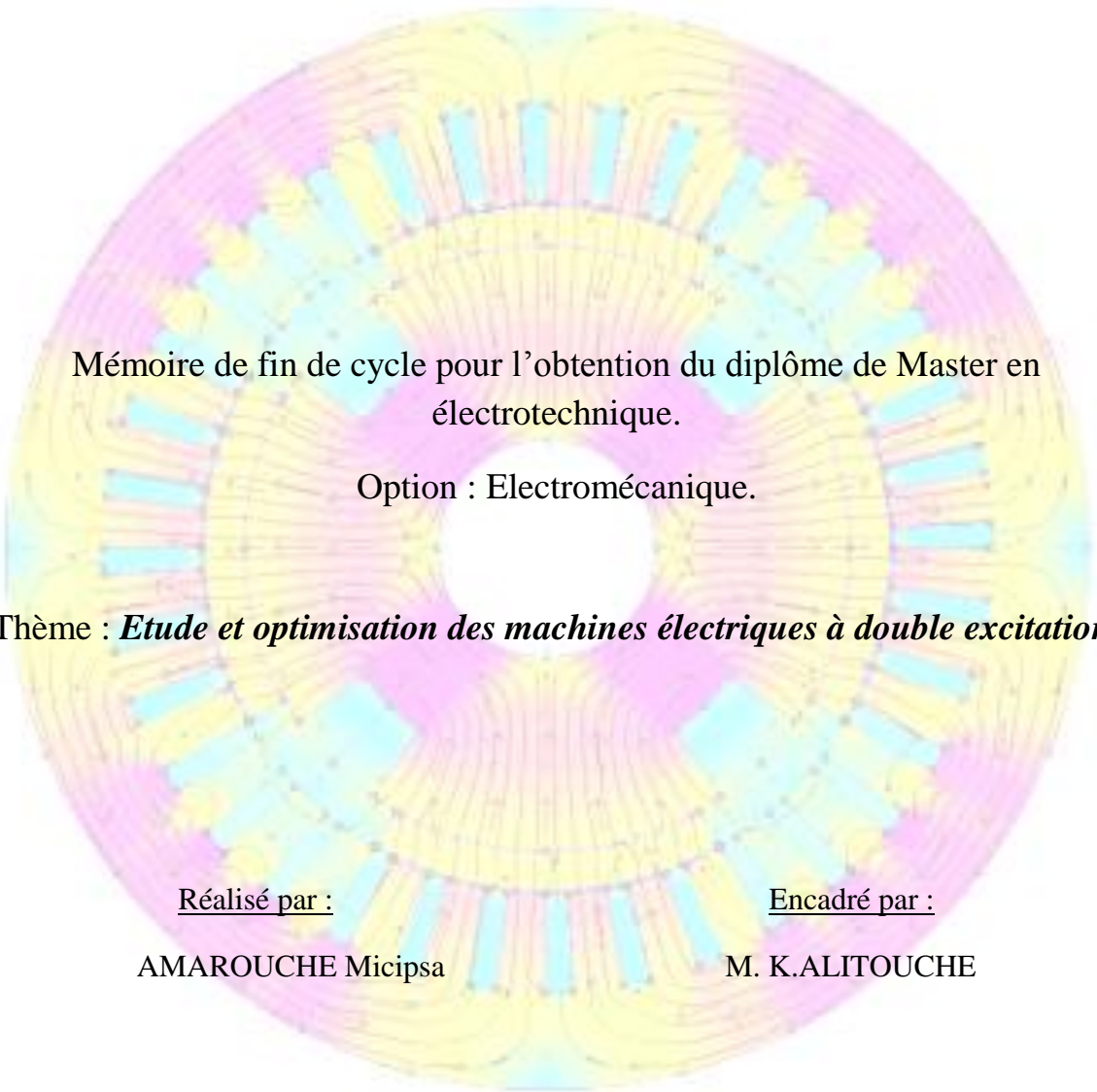


**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique**  
**Université Abderrahmane MIRA de BEJAIA**  
**Faculté de technologie**  
**Département de Génie électrique**



Mémoire de fin de cycle pour l'obtention du diplôme de Master en  
électrotechnique.

Option : Electromécanique.

Thème : *Etude et optimisation des machines électriques à double excitation.*

Réalisé par :

AMAROUCHE Micipsa

Encadré par :

M. K.ALITOUCHE

**Promotion : 2013.**

## Remerciements

---

Je remercie M. Karim ALITOUCHE pour l'honneur qu'il m'a fait en encadrant ce mémoire avec beaucoup d'attention et en me laissant une grande liberté dans l'organisation de ce travail. Son soutien m'a beaucoup aidé à réaliser ce travail.

Je remercie mes parents, ma famille, mes amis ainsi que tous ceux qui m'ont soutenu, épaulé et encouragé dans les moments les plus difficiles.

## Dédicace

---

A ma tante SHAHINEZ, à ma grand-mère, à mes parents, à ma sœur, à ma famille ainsi qu'à tous ceux qui m'ont soutenu tout au long de ce périple.

A M. Karim ALITOUCHE, car sans son aide ce mémoire ne serait que ombre et poussière.

*A vous hommes éclairés*

*A vous étoiles éveillées*

*Vous avez donné votre vie*

*Pour que la justice soit en vie*

*Vous êtes et vous resterez*

*Graver sur les cieux de l'Histoire et de la pensée.*

A tous ceux qui sont opprimés, qui pleurent et qui souffrent chaque jour.

## Introduction générale:

---

Les entraînements électriques à base de machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont présents dans un très grand nombre d'applications industrielles [1]. Parmi les avantages de ces dispositifs, il est important de souligner l'amélioration du rendement énergétique dû à l'utilisation des aimants permanents. Cependant, certains inconvénients liés au flux d'excitation constant, que créent les aimants permanents, sont à considérer. En effet, le fonctionnement à vitesse variable, et plus particulièrement à vitesse élevée, de ces machines est plus problématique que celui des machines à excitation bobinée par exemple. Le fonctionnement à haute vitesse nécessite la mise en place d'algorithme dit de « **défluxage** », consistant à injecter un courant d'induit ayant une composante négative dans l'axe direct [1]. Ce type de fonctionnement n'est cependant possible que si le convertisseur connecté à la machine est contrôlable et il n'est pas exempt de tout risque, à savoir le risque de démagnétisation des aimants. De plus le « défluxage » ne peut être efficace que si la réaction magnétique d'induit de la machine est assez importante pour contrecarrer le flux d'excitation des aimants permanents. Il est à noter qu'une réaction magnétique d'induit assez forte est synonyme d'un mauvais facteur de puissance [1].

Les **machines synchrones à double excitation (MSDE)** tentent de pallier ces inconvénients en alliant les avantages des machines à aimants permanents (très bon rendement énergétique) à ceux des machines à excitation bobinée (facilité de fonctionnement à vitesse variable). Le flux d'excitation dans ces machines est la somme d'un flux crée par des aimants permanents et un flux d'excitation crée par des bobines [1].

Le mémoire comporte trois chapitres. Le premier chapitre donne un état de l'art des machines synchrones à double excitation. Afin d'aborder la notion de double excitation, on débutera par une description des machines synchrones à rotor bobiné et des machines synchrones à aimants permanents. On expliquera les différents types de double excitation par des schémas de base donnant une idée du principe utilisé.

Dans le second chapitre on présentera la machine étudiée et modélisation. On présentera également le logiciel de calcul utilisé après un rappel de la méthode des éléments finis.

Dans le troisième chapitre on réalisera l'étude de notre structure. On verra d'abord la sensibilité du flux par pôle à la variation des paramètres géométriques rotoriques puis, l'efficacité des bobines d'excitation sur le flux inducteur.

## Table des matières

---

Introduction générales .....	1
<b>Chapitre I : Etat de l'art de la machine synchrone à double excitation.</b>	
Introduction .....	3
I-1: Machines synchrones.....	3
I-2: Machines synchrones à rotor bobiné .....	4
I-3: Machines synchrones à aimants permanents .....	4
I-4 : Machines synchrones à double excitation .....	6
I-5 : Classification des MSDE.....	6
I-5-a : La double excitation série.....	7
I-5-b : La double excitation parallèle .....	7
I-5-b-1 : La double excitation parallèle (structure 1) .....	8
I-5-b-1 : La double excitation parallèle (structure 2) .....	8
I-5-b-1 : La double excitation parallèle (structure 3) .....	9
I-5-b-1 : La double excitation parallèle (structure 4) .....	10
I-6 : Conclusion .....	11
<b>Chapitre II : Présentation de la MSDE étudiée est modélisation</b>	
Introduction .....	13
II-1 : Matériaux utilisés .....	13
II-1-a : Généralités sur les aimants permanents .....	13
II-1-a-1 : Caractéristiques des aimants permanents .....	14
II-1-a-2 : Force magnétomotrice(FMM) et flux d'un aimant permanent.....	15
II-1-b : L'aimant Néodyme-Fer-Bore utilisé.....	15
II-1-c : Le fer .....	16
II-1-c-1 : Effet du fer doux sur un champ magnétique.....	16
II-1-c-2 : Courbe de saturation du fer.....	16
II-1-d : L'air .....	17
II-2 : Equation de Maxwell et modèle magnétostatique .....	18
II-2-a : Equation de Maxwell .....	18
II-2-b : Relation du milieu considéré .....	19
II-2-c : Modèle magnétostatique .....	20

II-2-d : Potentiel vecteur magnétique $\vec{A}$ dans différentes partie de la machine.....	21
II-2-e : Les conditions de passage d'une région magnétique à une autre.....	21
II-3 : Méthode des éléments finis .....	22
II-3-a : Principes de la méthode des éléments finis.....	22
II-3-b : Etapes principales de la mise en œuvre de la MEF .....	22
II-3-c : Discrétisation du domaine d'étude.....	23
II-3-d : Formulation éléments finis .....	25
II-3-e : Formulations élément finis du modèle magnétostatique.....	26
II-3-f : Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis .....	28
II-4 : Présentation de la MSDE étudiée.....	29
II-4-a : Présentation du logiciel utilisé (FEMM).....	30
Conclusion.....	34
<b>Chapitre III : Calcul est dimensionnement de la MSDE</b>	
III-1 : Flux en fonction des paramètres géométriques de la machines.....	36
III-2 : Etude de la sensibilité aux courants d'excitation.....	42
III-2-a : Flux en fonction de la densité des courants d'excitation et des aimants à rayon d'arbre constant.....	42
III-2-b : Flux en fonction de la densité des courants d'excitation et des aimants à épaisseur de la culasse rotorique constante.....	52
III-3 : Conclusion .....	60
Conclusion générale et perspective .....	62
Annexe .....	64
Bibliographie et sites de référence .....	72
Table des figures .....	74
Liste des tableaux .....	77

# CHAPITRE I

Etat de l'art de la machine synchrone à  
double excitation (MSDE).

---

## Introduction :

---

Les machines synchrones à double excitation (MSDE) permettent d'allier les avantages des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) à ceux des machines synchrones à rotor bobiné (MSRB), d'où la nécessité de faire une description, qui reste certes brève, des MSAP et MSRB puis nous présenterons les différentes structures des MSDE.

### I-1 : Machines synchrones :

---

On appelle machine synchrone une machine électrique à courant alternatif à deux enroulements dont l'un est connecté à un réseau de pulsation fixe  $\omega_1$ , et l'autre est excité par un courant continu ( $\omega_2=0$ ). Dans un sens plus large, la machine synchrone à deux enroulements qui sont alimentés depuis des réseaux de pulsations fixes  $\omega_1$  et  $\omega_2$ .

La partie de la machine qui porte l'enroulement d'induit s'appelle **induit** tandis que la partie de la machine qui porte l'enroulement d'excitation s'appelle **inducteur**.

Les plus répandues sont dans machines synchrones comportant un enroulement hétéropolaire à  $p$  pôles au stator, et un enroulement d'excitation hétéropolaire à  $p$  pôles au rotor.

Les machines synchrones de petite puissance (de 2 à 5 kW) sont parfois réalisées en exécution inverse, c'est-à-dire à enroulement d'excitation au stator et à enroulement triphasé au rotor.

Il existe aussi des machines synchrones dont le champ d'excitation est obtenu à l'aide d'aimants permanents.

Dans le cas général les machines synchrones sont conçues et réalisées de façon qu'elles puissent produire une puissance réactive approximativement égale à la puissance active. Dans certains cas il est avantageux d'installer, près de gros centres industrielles, des machines synchrones destinées à la production exclusive de l'énergie réactive. De telle machines portent le nom de **compensateurs synchrones** [2].



## I-2 : Machines synchrones à rotor bobiné :

Ce genre de machines est constitué d'un rotor qui comporte des bobines. On alimente ces bobines par des courants continus par l'intermédiaire des contacts glissant balais-bagues pour générer le flux magnétique inducteur dans l'entrefer. On distingue deux types de machine synchrone à rotor bobiné : les machines à pôles lisses et les machines à pôles saillants. La machine à pôles lisses a une inductance constante quelle que soit la position du rotor. Par contre, la machine à pôles saillants a un entrefer magnétique variable suivant la position des pôles, ce qui entraîne une variation d'inductance. L'alternateur d'automobile à griffes est considéré comme une machine à pôle saillant [3].

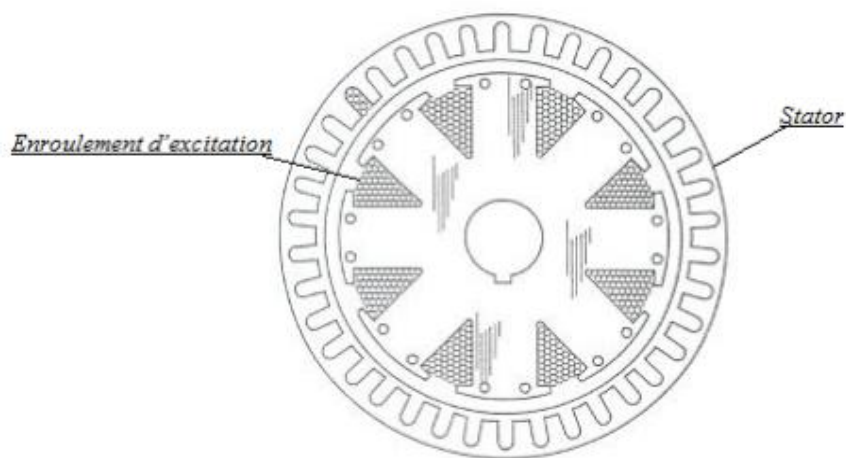


Figure I-1 : Machine synchrone à rotor bobiné [4].

## I-3 : Machines synchrones à aimants permanents :

Il existe plusieurs sortes de machines synchrones à aimants permanents, nous avons représenté les rotors des plus communes d'entre elles. En ce qui concerne le stator, il est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatif [4].

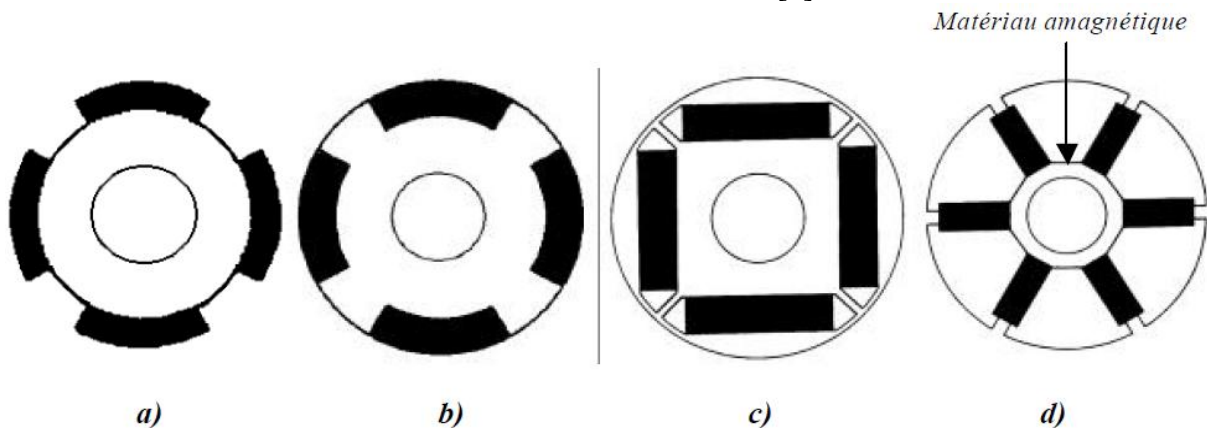


Figure I-2 : Rotors de machines synchrones à aimants permanents [4].

Le couple instantané dans n'importe quelle machine est la somme de trois couples élémentaires.

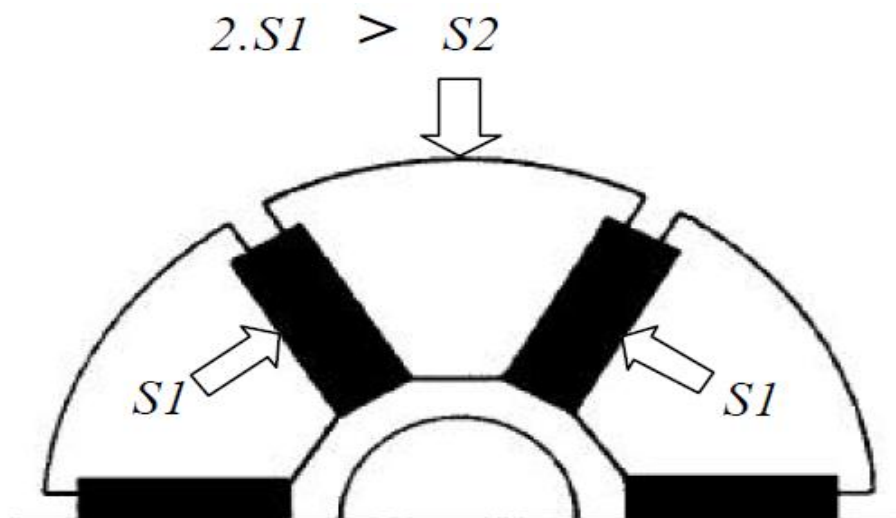
***Couple Total = Couple Réductant + Couple Hybride + Couple de Détente*** [4].

Le couple réductant est lié à la variation de la réductance du circuit magnétique, vue par le flux statorique, en fonction de la position du rotor. Le couple hybride résulte lui de l'interaction du flux statorique avec le flux rotorique. Enfin, le couple de détente est lié à la variation de la réductance du circuit magnétique, vue par le flux rotorique, en fonction de la position du rotor. Ce dernier possède une valeur moyenne nulle, mais il peut être responsable d'ondulations de couple gênantes.

*Figure I-2.a* représente une machine à aimants en surface, le couple total dans cette machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride et d'un couple de détente. Le couple réductant est nul, le rotor ne présentant aucune saillance (variation de réductance) quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses.

*Figures I-2.b* et *c* représentent des machines à aimants enterrés. Le couple total dans ce type de machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réductant. Pour la machine de la *figure 2.b*, les aimants sont justes insérés en surface, alors que pour la machine de la *figure 2.c*, les aimants sont complètement enterrés dans le rotor. Ces machines sont dites à pôles saillants, il en est de même pour la machine de la *figure I-2.d*. Pour les machines des *figures I-2.a, b* et *c*, l'aimantation des aimants est essentiellement radiale.

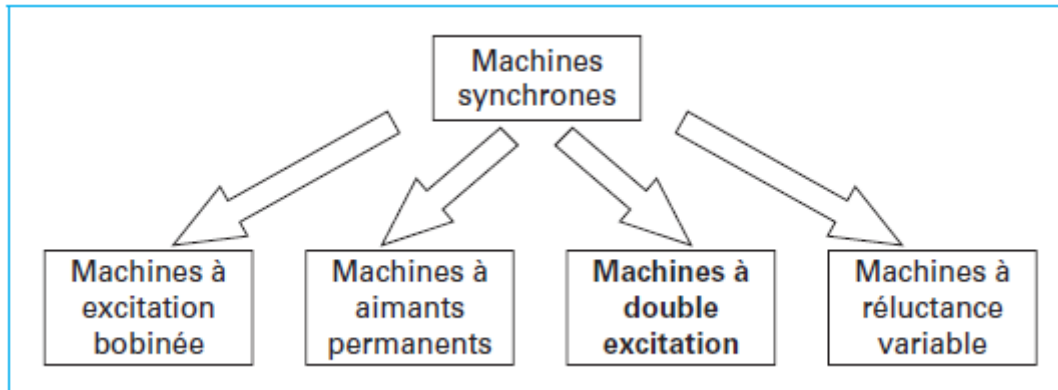
La *figure I-2.d* montre une machine dite à concentration de flux (*figure I-3*), le couple total, ici aussi, est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réductant. Sur la *figure I-3* est schématisé le principe de concentration de flux. Les aimants sont à aimantation azimuthale, la somme des surfaces vis à vis des aimants ( $2.S1$ ), qui créent le flux d'un pôle, est supérieure à la surface du pôle ( $S2$ ). Le flux traversant la surface  $S2$  est la somme des flux traversant les deux aimants (les deux surfaces  $S1$ ). La surface  $S2$  étant inférieure à  $2.S1$ , l'induction dans l'entrefer, vis à vis de la surface  $S2$ , est supérieure à celle dans les aimants, il y a donc concentration.



**Figure I-3 : Principe de la concentration de flux** [4].

## I-4 : Machines synchrones à double excitation :

Les machines synchrones à double excitation forment une classe de machines synchrones.



**Figure I-4 : Classification des machines synchrones [1].**

Le terme « **double excitation** » renvoie au fait que dans ces machines, le flux d'excitation est produit par deux types de sources magnétiques :

- une partie du flux d'excitation est créée grâce à des aimants permanents ;
- l'autre partie par une ou des bobines d'excitation.

Ces machines, permettent dans une certaine mesure d'allier les avantages des machines à aimants permanents (rendement élevé) à ceux des machines à excitation bobinée (souplesse de commande par le contrôle du flux d'excitation). La présence de l'excitation bobinée permet, soit de réduire le flux d'excitation, soit de le renforcer ; il s'ensuit que le «**défluxage**» de ces structures est plus aisé que celui des machines à aimants permanents. Le fonctionnement en variation de vitesse devient de ce fait moins délicat.

Les applications pour lesquelles l'utilisation des machines à double excitation peut être bénéfique sont celles qui peuvent tirer profit du degré de liberté supplémentaire offert par ces machines. Plus précisément ce sont les applications pour lesquelles le point de fonctionnement varie dans le plan (puissance-vitesse) et pour lesquelles il existe une zone de fonctionnement plus particulièrement sollicitée, comme :

- La traction des véhicules électriques ou hybrides ;
- La génération de puissance électrique à bord des véhicules automobiles.

## I-5 : Classification des machines synchrones à doubles excitation :

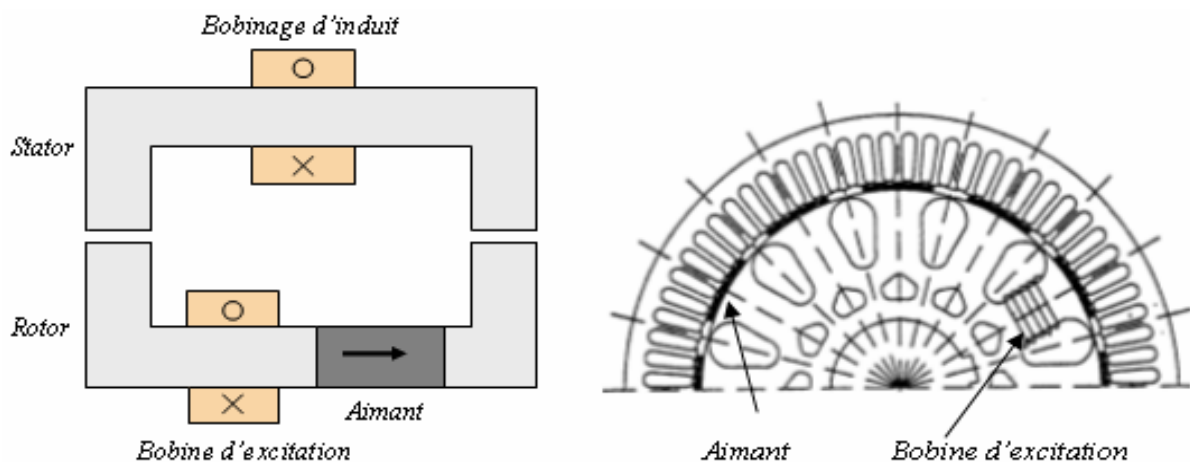
La classification de ces machines n'est pas aisée car le degré de liberté supplémentaire apporté par la double excitation ouvre le champ à une multitude de structures originales et extrêmement variées.

L'agencement des deux sources d'excitation permet de définir deux configurations de base :

- dans la première, le flux créé par les bobines d'excitation traverse les aimants permanents (double excitation série) ;
- dans la seconde, le flux créé par les bobines d'excitation emprunte un trajet différent (double excitation parallèle).

### I-5-a : La double excitation série [5]:

L'inconvénient majeur de ce genre de structure réside dans le fait que les bobines d'excitation sont magnétiquement en série avec les aimants. Les aimants ayant une perméabilité magnétique proche de celle de l'air, les bobines voient une grande reluctance constituée de l'entrefer mécanique et de l'épaisseur des aimants. De ce fait, leur efficacité dans les deux modes de fonctionnement, défluxage et surexcitation, se trouve réduite comme nous le verrons ultérieurement. Les bobines d'excitation servant à augmenter ou à diminuer le flux, il faudra donc utiliser une alimentation bidirectionnelle (pont en H) ce qui augmente le coût global. On peut toutefois choisir d'utiliser les bobines d'excitation uniquement pour le défluxage et les alimenter dans un seul sens (un hacheur série suffit).



**Figure I-5 : Schéma de principe de la double excitation série et son prototype.**

De telles machines exigent beaucoup d'Ampères-tours pour les défluxer et selon la structure choisie le défluxage total devient presque impossible. C'est le cas de la machine représentée sur la *figure I-5* dont la section bobinable, dans le cas d'un nombre élevé de paires de pôles, n'est pas suffisante pour pouvoir loger les Ampères-tours nécessaires pour contrer la f.m.m des aimants, sauf si l'on injectait un très fort courant, ceci engendre des pertes Joule élevées donc des conséquences thermiques pouvant être destructrices. De surcroît il existe un risque non négligeable de démagnétisation des aimants si l'on cherche à réduire fortement le flux dans l'entrefer, notamment en fonctionnement en alternateur débitant sur un simple pont à diodes dans les phases ou la consommation du véhicule n'excède pas quelques ampères.

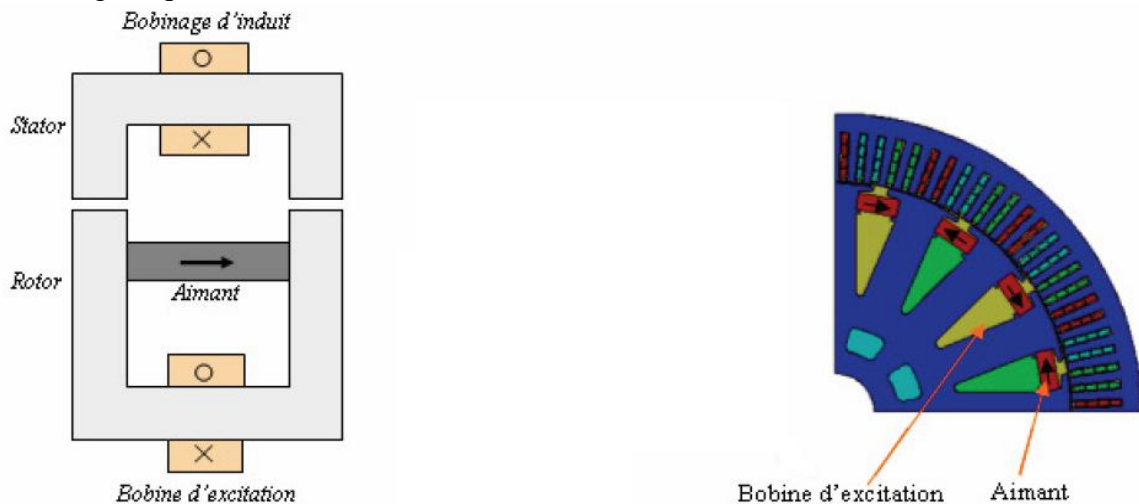
Nous pouvons, par contre, mettre en avant pour cette machine sa particularité de voir une diminution du flux localement dans le stator dans un régime de défluxage, ce qui réduit les pertes fer de la machine.

### I-5-b : La double excitation parallèle :

Contrairement aux machines à double excitation série, dans le cas de la double excitation parallèle les flux, créés par les deux sources d'excitation n'empruntent pas tout le temps le même trajet. Surtout dans les phases de défluxage où le flux de la bobine ne vient pas traverser l'aimant dans le sens contraire à son aimantation, ainsi tout risque de démagnétisation des aimants par la bobine d'excitation est éloigné.

### I-5-b-1 : La machine à double excitation parallèle (structure 1) [5]:

Nous pouvons voir sur la *figure I-6* le schéma de principe de cette structure à double excitation parallèle. L'aimant en l'absence de courant d'excitation voit son flux se court-circuiter dans le rotor, de ce fait les bobines du stator ne voient aucun flux les traversant. En injectant un courant dans la bobine du rotor une f.m.m se crée dans le rotor s'opposant à la circulation du flux de l'aimant. L'aimant et la bobine, dans ce cas, font circuler vers le stator leur flux, celui-ci augmente avec l'augmentation du courant d'excitation jusqu'à saturation du circuit magnétique.



**Figure I-6 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (1) et son prototype.**

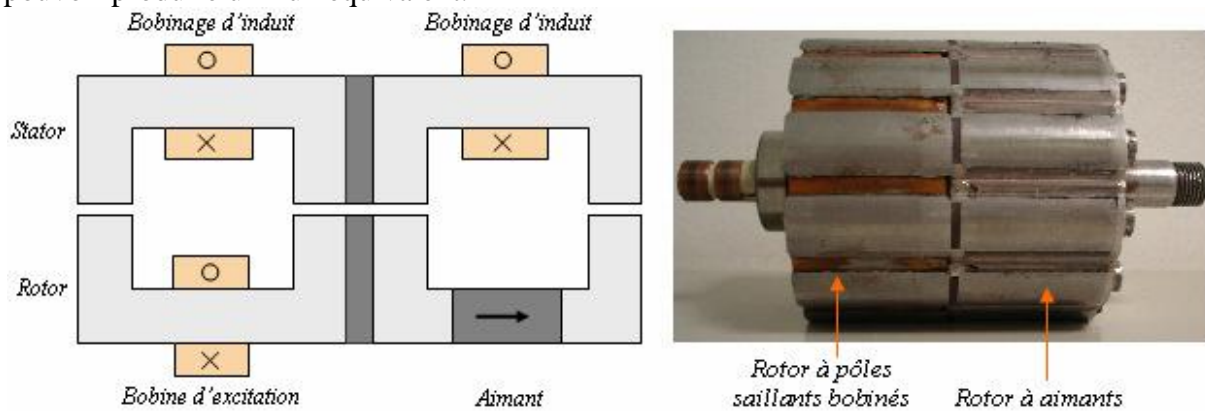
Cette structure de double excitation présente l'avantage de ne pas nécessiter l'inversion du courant d'excitation pour la défluxer. Une diminution du courant d'excitation suffit pour le réaliser. Pour cela il faudra un dimensionnement délibéré de la zone de fer de telle sorte à véhiculer tout le flux de l'aimant dans le cas d'une excitation nulle. Le flux de fuite vers le stator malgré qu'il soit minime peut engendrer à haute vitesse une fem capable de débiter sur la batterie dans le cas de l'utilisation en alternateur automobile, ce qui n'est pas acceptable par les constructeurs. Dans ce cas cette structure s'apparente plutôt à une machine à excitation bobinée à laquelle sont rajoutés des aimants pour améliorer les performances qu'à une machine à aimants ou le flux de l'aimant est contrôlé par la bobine d'excitation.

Le risque de démagnétisation des aimants est écarté dans ce genre de structure et que dans ce cas aussi la baisse de flux est locale et n'est pas que globale dans le stator en cas de défluxage, il en résulte une baisse des pertes fer en défluxage.

### I-5-b-2 : La machine à double excitation parallèle (structure 2) [5]:

Le schéma de principe de cette structure est représenté sur la *figure I-7* à gauche. Ce principe est basé sur la juxtaposition de deux rotors ; un à aimant et l'autre bobiné. Ces deux rotors sont séparés par une jonction amagnétique et sont placés sous un même bobinage d'induit. La partie du stator en dessus du rotor à aimant voit toujours le flux constant des aimants, l'autre partie voit le flux variable de d'excitation bobinée. Grâce à celle-ci le flux total peut être renforcé ou baissé. Cela requiert une alimentation bidirectionnelle en courant ce qui fait augmenter le prix de l'ensemble machine-convertisseur. On peut utiliser dans ce cas aussi le

rotor bobiné uniquement pour le défluxage si l'on veut s'affranchir du pont en H, cela donnerai une machine non optimale du point de vue puissance volumique, surtout si l'on sait que la longueur active du rotor bobiné doit être supérieure à celle du rotor à aimant pour pouvoir produire un flux équivalent.



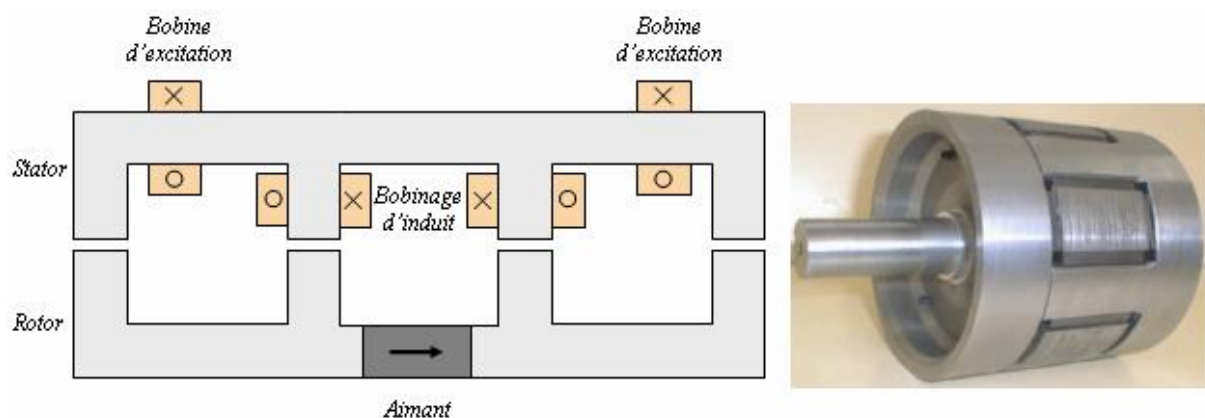
**Figure I-7 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (2) et son prototype.**

La figure I-7 à droite montre une machine réalisée sur la base de ce principe, composée d'un rotor à pôles saillants bobinés et d'un rotor à aimants. On peut remplacer le rotor à pôles saillants par un rotor à griffes, cela donnerait encore plus de puissance à l'ensemble. Dans un fonctionnement en régime de défluxage, notamment pour les faibles charges à grande vitesse, cette structure souffre de la baisse de son rendement due à l'existence de pertes fer importantes. En effet, dans ces régimes, malgré la baisse globale du flux dans la machine, il n'en est pas de même au niveau local. Le stator voit deux flux opposés chacun dans sa partie, ceux-ci sont alors maximaux dans le cas d'un défluxage prononcé. Il en résulte des pertes fer élevées à grande vitesse pour une puissance utile très faible.

Pour cette structure le risque de démagnétisation des aimants est exclu car les deux circuits de flux sont séparés.

### I-5-b-3 : La machine à double excitation parallèle (structure 3) [5]:

La figure I-8 présente le rotor de machine à double excitation développée au « SATiE » et son schéma de principe simplifié.



**Figure I-8 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (3) et son prototype.**

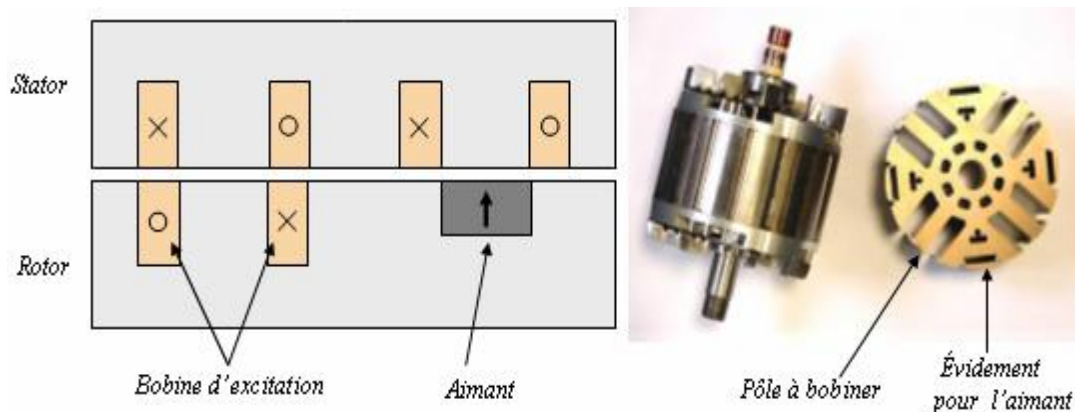
Le principe ici se base sur la réduction ou l'augmentation du flux créé par un rotor à aimants à concentration de flux par le biais de deux bobines excitatrices. Ces bobines sont situées dans

ce cas au stator est agissent chacune sur un type pôle, leur flux est véhiculé par des circuits magnétiques pourvus à cet effet autorisant ainsi la suppression des contacts glissants. Le flux d'excitation pour cette structure ne traverse pas l'aimant, donc contrairement à la machine à double excitation série son efficacité est meilleure. Par contre le défluxage reste difficile, car dans ce genre de structures, de surcroît tridimensionnel, où l'on oppose un flux d'excitation bobinée au flux de l'aimant dans une masse polaire, celui-ci n'est pas capable de l'annuler totalement. Les ampères tours d'excitation peuvent être efficaces au voisinage de la bobine d'excitation et ce n'est pas le cas sur toute la longueur du stator. Le défluxage n'est donc pas total et il subsiste des zones à induction non nulle donc produisant des pertes fer.

La structure de rotor utilisé dans ce principe est à concentration de flux, utilisant des aimants ferrites. Elle permet d'opposer le flux crée par l'excitation au flux de l'aimant à travers les masses polaires. Une telle démarche n'est pas possible dans le cas d'un rotor à aimants surfaciques ou enterrés, le flux des bobines sera obligé de traverser les aimants et on retrouve dans ce cas le principe de double excitation série. Il est possible par contre d'utiliser un rotor à aimants enterrés tel que les aimants du même sens constituant les pôles nord par exemple et pas d'aimants sur les autres pôles sud pour cet exemple. La double excitation sera unipolaire et agira sur le flux de la masse polaire par deux bobines en opposition.

#### I-5-b-4 : La machine à double excitation parallèle (structure 4) [5]:

Le principe de la double excitation dans ce cas, représentée sur la *figure I-9*, repose sur la succession d'un pôle bobiné et d'un pôle à aimant sur une cellule élémentaire. Celle-ci contient par conséquent quatre pôles ; un pôle bobiné, un pôle à aimant et deux pôles intermédiaires assurant le retour du flux. Ces derniers sont de signes contraires aux deux autres, on les appellera les « pôles conséquents ». Le flux dans la cellule est la somme des deux flux, celui de l'aimant, quasiment constant, et celui du pôle bobiné, variable dépendant de la valeur du courant et son signe. On arrive ainsi grâce au pôle bobiné à contrôler le flux total dans la machine.



**Figure I-9 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (4) et son prototype.**

## I-6 : Conclusion :

Les machines synchrones présentées dans ce chapitre, présentent des avantages et des inconvénients que nous avons essayé de mettre dans un tableau comparatif de ces différentes machines, ainsi qu'une figure illustrant leurs classifications en termes de rendement, puissance massique, coût et commande.

Machine synchrone à rotor bobiné MSRB	Flux variable : facilité de contrôle, absence d'aimants, large plage de vitesse	Plus volumineux et plus lourd que les MSAP, Nécessite de l'électronique supplémentaire (hacheur), fragilité des systèmes bagues balais
Machine synchrone à aimant permanent MSAP	Technologie devenue courante, puissance massique élevée, pas d'échauffement au rotor, très bon rendement, refroidissement aisé	Ondulations de couple, coût des aimants, technologie coûteuse, survitesse pénalisante, difficulté de défluxage
Machine synchrone à double excitation MSDE	Bon rendement, puissance massique relativement élevée, large plage de vitesse (défluxage facile)	Fragilité des bagues balais, nécessite de l'électronique supplémentaire (hacheur)

Tableau I-1 : Tableau comparatif des différentes machines présentées [6].

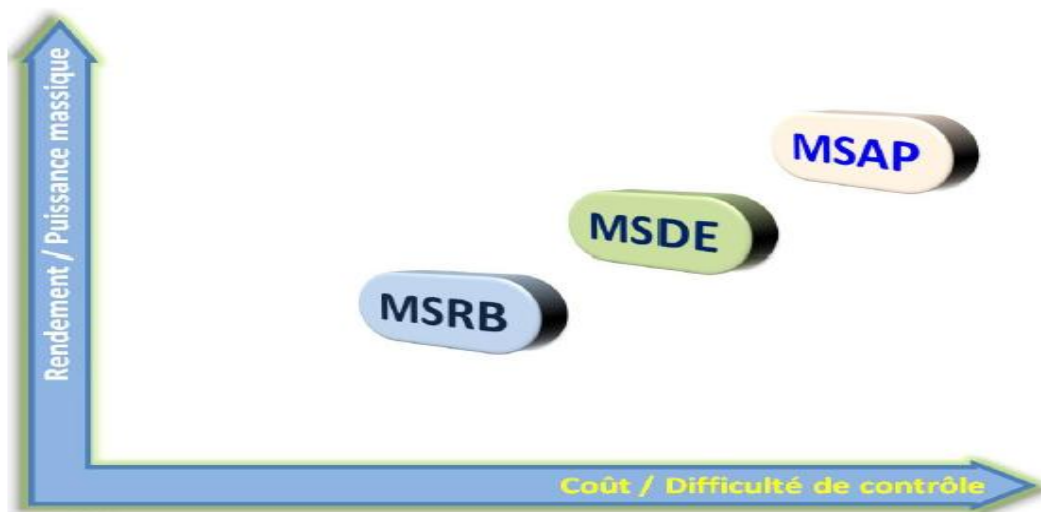


Figure I-10 : Classification des machines en termes de rendement, puissance massique, coût et commande [6].



## CHAPITRE II : Présentation de la machine synchrone à double excitation étudiée et modélisation.

---

## **Introduction :**

---

Dans ce chapitre nous présentons les matériaux utilisés, la machine étudiée ainsi que les équations du champ régissant son fonctionnement. Le problème ainsi défini étant continu alors la méthode de résolution étant celle des éléments finis qui nécessite une discrétisation et une résolution par ordinateur. Le logiciel utilisé (Finite Element Method Magnetics) est présenté dans le cas de la machine à double excitation.

### **II-1 : Les matériaux utilisés :**

---

Les machines électriques, connues depuis le siècle dernier, ainsi que l'ensemble du matériel électrique évoluent vers une plus grande compacité, grâce à l'amélioration des matériaux qui les constituent.

Le choix de ces matériaux dépend, en premier lieu de leurs propriétés électriques (résistivité, perméabilité, constante diélectrique ...), de leurs propriétés physiques et mécaniques (densité, dilatation, point de fusion, sensibilité à la corrosion, dureté, élasticité ...) et de leurs coûts [7].

Les matériaux utilisés dans la machine étudiée sont :

- Le fer doux;
- L'air ;
- Néodyme-fer-bore (NdFeB), matériau composant l'aimant permanent.

#### **II-1-a : Généralités sur les aimants permanents :**

---

On appelle aimants permanents les corps qui ont la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente, et qui se désaimantent difficilement lorsqu'ils ont été aimantés. On les obtient en plaçant le morceau à aimanter dans un champ magnétique intense. Autrefois, on employait presque exclusivement l'acier au carbone trempé, mais la métallurgie moderne a permis de réaliser un grand nombre d'alliages bien supérieurs. En plus du fer, le constituant principal de ces aimants modernes est soit le chrome, soit le tungstène, soit le nickel. L'aluminium, le cobalt et le titane entrent parfois dans la composition comme éléments secondaires. Citons par exemple l'alnico V qui comporte 51 % de fer, 14 % de nickel, 8 % d'aluminium, 24 % de cobalt et 3 % de cuivre [8].

Depuis 1970, les scientifiques ont réussi à créer un aimant permanent 5 fois plus fort que l'alnico, pour une même masse. Il est composé d'un alliage de 25 % de samarium, 49 % de cobalt, 12 % de fer, 8 % de cuivre et 6 % de zirconium. Ce genre d'aimant porte le symbole chimique  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ; à cause de la présence du samarium, il fait partie de la classe des aimants dits à terre rare. Cette classe comprend les aimants composés de néodyme, bore et fer [8].

## II-1-a-1 : Caractéristiques des aimants permanents :

Il existe quatre classes principales d'aimants permanents, du moins au plus puissant :

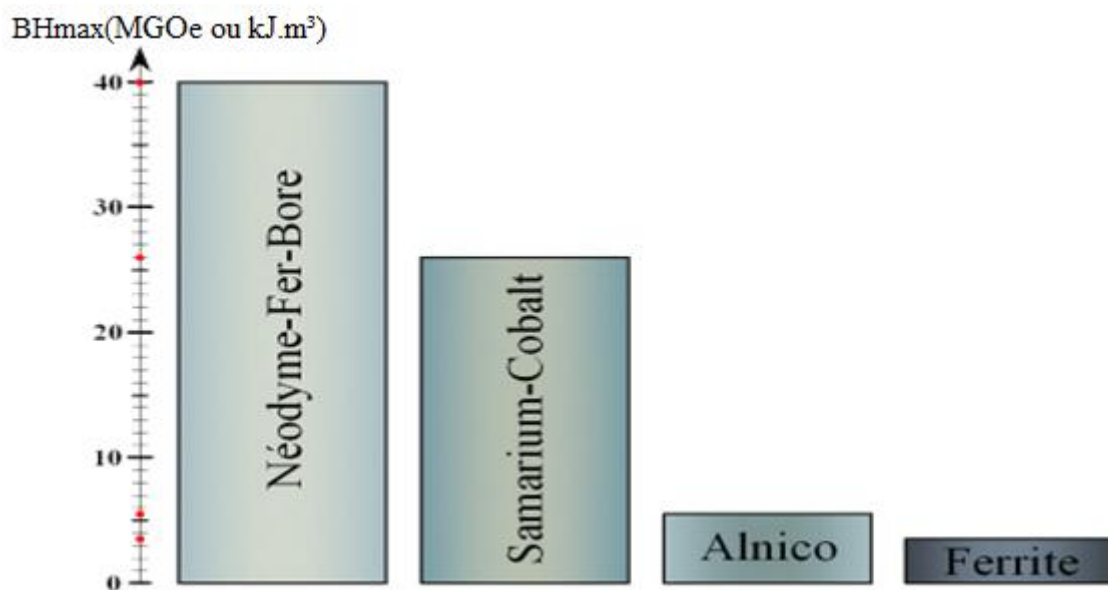
- **Ferrite** ou Céramique ;
- **Alnico** (Aluminium-Nickel-Cobalt) ;
- **Samarium Cobalt** (SmCo) dit "terres rares" ;
- **Néodyme-Fer-Bore** (NdFeB ou NIB) dit "terres rares".

**Tableau II-1 : Caractéristiques qualitatives des quatre classes [9] :**

Classe	Points positifs	Points négatifs
<b>Ferrite</b>	Faible coût, bonne tenue en température	Faible puissance magnétique
<b>Alnico</b>	Faible coût, haute tenue en température	Démagnétisable par un champ externe fort
<b>SmCo</b>	Puissant, bonne tenue en température	Température limitée à 300°, fragile, coût élevé
<b>NdFeB</b>	Le plus puissant	Température limitée à 80°, fragile, coût élevé

**Tableau II-2 : Caractéristiques techniques générales des quatre classes [9] :**

Classe	Br	Hc	BH max	T coef de Br	T max	T de Curie
<b>Ferrite</b>	0,39 T	0,32 Oe	3,5 MGOe	-0,20 %	280 °	460 °
<b>Alnico</b>	1,25 T	0,064 Oe	5,5 MGOe	-0,02 %	540 °	800 °
<b>SmCo</b>	1,05 T	0,92 Oe	26 MGOe	-0,04 %	300 °	750 °
<b>NdFeB</b>	1,28 T	1,23 Oe	40 MGOe	-0,12 %	80 °	310 °



**Figure II-1 : Comparaison des niveaux énergétiques des différents aimants [9].**

## II-1-a-2 : Force magnétomotrice (FMM) et flux d'un aimant permanent :

Le champ magnétique  $H$  et la FMM développée par un aimant dépendent de la densité de flux  $B$ . Connaissant les dimensions de l'aimant, on peut calculer la FMM et le flux qu'il produit.

Le flux est donnée par:

$$\Phi = B \times (section\ de\ l'aimant)$$

La FMM est :

$$FMM = H \times (longueur\ de\ l'aimant)$$

## II-1-b : L'aimant Néodyme-Fer-Bore utilisé :

### Caractéristiques magnétiques [9]:

Les aimants **NdFeB** sont actuellement les plus puissants, disponibles sur le marché et accessibles au grand public. Leurs défauts sont la température limite d'utilisation (assez basse) et leur fragilité mécanique aux chocs et à l'usure.

On les trouve sous des désignations comme N30, 42M, 27SH, 25UH ... Ces désignations définissent deux informations relatives à l'aimant :

- La valeur numérique nous donne le produit énergétique maximum **BH<sub>max</sub>** de l'aimant ;
- Les lettres codifient la température maximale d'utilisation (N=80°C, M=100°C, H=120°C, SH=150°C, EH=180°C, UH=200°C). La plupart des aimants sont N et leur température d'utilisation maximale est donc de 80°C.

### Tableau II-3 : Caractéristiques physiques de l'aimant Néodyme-Fer-Bore [9]:

Codification	Rémanence Br en Tesla	Force coercitive Hc en kOe	Produit énergétique BH max en MGOe	Température Max d'utilisation en °C
N33	1,14 - 1,17	10,3 - 11	31 - 33	≤ 80

### Caractéristiques mécaniques [9]:

Les différents composants de l'alliage des aimants **NdFeB** sont les suivants : Fer 61,3%, Néodyme 35%, Dysprosium 1,8%, Bore 1,4% et Aluminium 0,5%. Ses caractéristiques mécaniques sont :

- Poids spécifique : 7,5 g / cm<sup>3</sup>
- Résistance à la compression : 300 N/cm<sup>2</sup> (30,6 kg/cm<sup>2</sup>)
- Résistance à la flexion : 140 N/cm<sup>2</sup> (14,3 kg/cm<sup>2</sup>)
- Résistance spécifique : 1,5 μOhm / m
- Température d'utilisation : 80 à 200 °C suivant le type
- Coefficient de variation d'induction Br : 0,11 % par °C
- Température de Curie : 310 °C

## II-1-c : Le fer :

Le fer doux est un acier recuit à très basse teneur en carbone, utilisé pour les noyaux de circuits magnétiques [8]. Matériaux de type ferromagnétique, il a une susceptibilité magnétique comprise entre 50 et 10000 [10].

### II-1-c-1 : Effet du fer doux sur un champ magnétique :

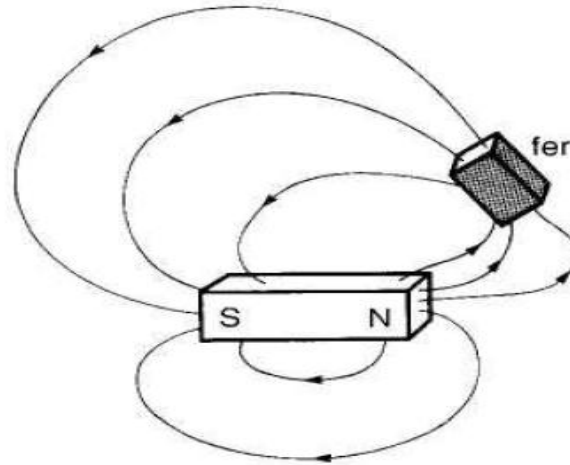


Figure II-2 : Cette figure montre ce qui se produit lorsqu'on introduit un morceau de fer doux dans le champ magnétique d'un aimant [8].

Nous pouvons remarquer que les lignes de force sont déformées comme si elles cherchaient à passer surtout à travers le fer plutôt que de continuer à travers l'air. Les lignes de force paraissent « aspirées » par le fer. On dit alors que le fer est plus *perméable* aux lignes de force que l'air, car il se laisse traverser plus facilement par celles-ci.

### II-1-c-2 : Courbe de saturation du fer :

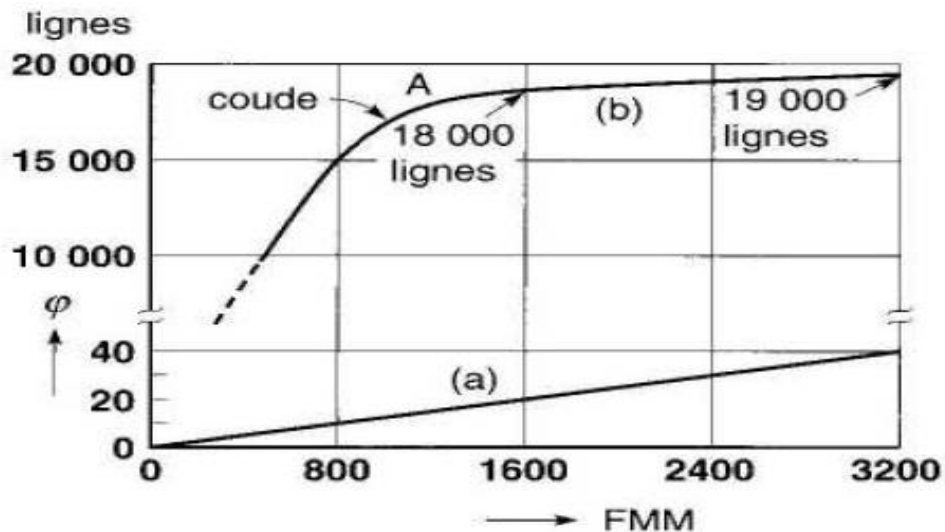


Figure II-3 : Courbe de saturation pour un matériau non magnétique (a) et pour le fer (b) [8].

$10^8$  lignes=1Wb.

Courbe de saturation pour un matériau non magnétique (a) :

Si on augmente la FMM graduellement, on observe que le flux augmente en proportion. Le flux dans un matériau non magnétique est donc proportionnel à la FMM.

Courbe de saturation pour le fer (b) :

Jusqu'au point A (appelé «coude» de la courbe) le flux croît très rapidement avec l'augmentation de la force magnétomotrice. Passé ce point, le nombre de lignes croît assez peu, même pour une grande augmentation de la force magnétomotrice.

Remarque :

Passé le point de saturation, il est rarement recommandable de faire une dépense supplémentaire de cuivre ou de courant pour augmenter la FMM d'une bobine, car l'augmentation de flux ainsi obtenue n'est plus assez forte.

### **II-1-d : L'air :**

---

Tout corps excité magnétiquement devient un aimant plus ou moins bon. Pour les matériaux diamagnétiques, tel que l'air, l'aimantation est négligeable et s'arrête avec l'excitation. Les matériaux diamagnétiques ont une susceptibilité ( $\chi$ ) = cste  $<0$  ( $\chi$  très petit  $10^{-4}$  à  $10^{-6}$ ) [10][11].

## II-2 : Equations de Maxwell et modèle magnétostatique:

Tous les phénomènes électromagnétiques que l'on veut généralement étudier au sein des dispositifs d'électrotechnique sont régis par les **quatre équations aux dérivées partielles de Maxwell** [12].

### II-2-a : Équations de Maxwell :

- **Première équation de Maxwell :**

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{Maxwell-Gauss}) \quad (\text{II.1})$$

$\vec{D}$  : Vecteur induction électrique [C/m<sup>2</sup>].

$\rho$  : Densité de charges volumiques [C/m<sup>3</sup>].

- **Deuxième équation de Maxwell :**

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Maxwell-Faraday}) \quad (\text{II.2})$$

$\vec{E}$  : Vecteur champ électrique [V/m].

$\vec{B}$  : Vecteur induction magnétique [ T ].

Cette relation exprime que tout champ magnétique dépendant du temps donne naissance à un champ électrique à circulation non conservatif [13].

- **Troisième équation de Maxwell :**

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{II.3})$$

Le champ magnétique B est à flux conservatif.

- **Quatrième équation de Maxwell :**

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Maxwell-Ampère}) \quad (\text{II.4})$$

$\vec{H}$  : Vecteur champ magnétique [At/m].

$\vec{J}$  : Vecteur densité de courant [A/m<sup>2</sup>].

Tout courant électrique et toute variation de flux électrique génère un champ magnétique [14].

**II-2-b : Relation du milieu considéré :**• **Relations magnétiques :**

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad [12] \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{B}_r = \mu_0 \cdot \vec{M} \quad (\text{II.6})$$

$\vec{B}_r$  : Vecteur induction rémanente [T].

$\vec{M}$  : Vecteur aimantation magnétique [At/m].

$\mu_0$  : Perméabilité magnétique du vide [H/m].

$\mu_r$  : Perméabilité magnétique relative au milieu.

$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$  : Perméabilité magnétique absolue [H/m].

Ces équations (équations de Maxwell) décrivent globalement tous les phénomènes électromagnétiques mais, à l'heure actuelle, on ne peut pas les résoudre directement, dans la plupart des cas. De plus, suivant les dispositifs que l'on étudie, certains phénomènes deviennent négligeables ; les équations se découplent alors, en donnant naissance à des modèles plus simples [12].



### II-2-c : Modèle magnétostatique :

On suppose que le **champ magnétique est produit par des sources indépendantes du temps**. On obtient alors les équations suivantes :

$$\overrightarrow{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (II.7)$$

$$div \vec{B} = 0 \quad (II.8)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \quad (II.9)$$

L'équation (II.8) permet de définir une fonction **potentiel vecteur magnétique**  $\vec{A}$  telle que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} \quad [12] \quad (II.10)$$

Des équations (II.6) et (II.9) on aura :

$$\vec{H} = \frac{\vec{B} - \mu_0 \vec{M}}{\mu} \quad (II.11)$$

De (II.7), (II.10) et (II.11) on obtient le système d'équations :

$$\overrightarrow{rot} \left( \frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{A} \right) = \vec{J} + \frac{\mu_0}{\mu} \overrightarrow{rot} \vec{M} \quad (II.12)$$

Le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  et la densité de courant  $\vec{J}$  n'ont qu'une seule composante suivant l'axe Oz, donc :

$$\vec{A} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z \end{bmatrix} \quad \vec{J} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_z \end{bmatrix}$$

L'induction magnétique ainsi que l'aimantation du matériau évoluent dans le plan (x, y).

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot} \vec{A} = \begin{bmatrix} \frac{\partial A_z}{\partial y} \\ -\frac{\partial A_z}{\partial x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \vec{M} = \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ 0 \end{bmatrix}$$

En remplaçant dans (II.12) on aura :

$$\frac{1}{\mu} \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = J_z + \frac{\mu_0}{\mu} \left( \frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (II.13)$$

**II-2-d : Potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  dans les différentes parties de la machine :**

- **Dans l'entrefer :**

$$\left( \frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} \right) + \left( \frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = 0 \quad (\text{II-14})$$

- **Dans les encoches statorique :** Avec  $\mu = \mu_0$  (perméabilité du vide)

$$\frac{1}{\mu} \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} \right) + \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = J_{sz} \quad (\text{II-15})$$

- **Dans les encoches rotorique :** Avec  $\mu = \mu_0$

$$\frac{1}{\mu} \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} \right) + \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = J_{rz} \quad (\text{II-16})$$

- **Dans le fer du stator et du rotor :** Avec  $\mu$  : perméabilité absolue du fer.

$$\frac{1}{\mu} \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} \right) + \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = 0 \quad (\text{II-17})$$

- **Dans l'aimant :** Avec  $\mu$  : perméabilité absolue de l'aimant.

$$\frac{1}{\mu} \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial x^2} \right) + \left( -\frac{\partial^2 A_z}{\partial y^2} \right) = \frac{\mu_0}{\mu} \left( \frac{\partial M_y}{\partial x} \right) - \left( \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (\text{II-18})$$

**II-2-e : Les conditions de passage d'une région magnétique à une autre :**

Nous avons deux conditions :

- **Continuité de la composante normale de l'induction magnétique :**

Selon la troisième équation de Maxwell :  $div \vec{B} = 0$  et sachant que cette équation exprime que le champ magnétique  $\vec{B}$  est à flux conservatif, donc  $\iint_S \vec{B}_1 ds \vec{n} = \iint_S \vec{B}_2 ds \vec{n}$

Ce qui nous donne :  $(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) \vec{n} = \mathbf{0}$

- **Discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique :**

En utilisant l'équation :  $\overline{rot} \vec{H} = \vec{J}$  (Maxwell-Ampère) on aboutira :  $(\vec{H}_1 - \vec{H}_2) \wedge \vec{n} = \vec{J}_s$

$J_s$  : Densité de courant surfacique répartie dans la surface entre deux régions de propriétés magnétiques différentes.

$\vec{H}_1, \vec{H}_2, \vec{B}_1, \vec{B}_2$  : Champs et inductions magnétiques dans les deux régions.

### II-3 : Méthode des éléments finis :

La méthode des éléments finis (MEF) est une méthode de résolution numérique des équations aux dérivées partielles (EDP) associées à des conditions aux limites [15]. Ces équations peuvent être :

- elliptiques : 
$$\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} \right) = 0$$
- paraboliques : 
$$\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} \right) - \sigma \frac{\partial \Phi}{\partial t} = 0$$
- hyperboliques : 
$$\frac{1}{\mu} \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial y^2} \right) - \sigma \frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = 0$$

Les différents cas associés aux conditions aux limites sont :

- **condition de type Dirichlet**  $\Phi = \Phi_0$  ( $\Phi_0 = \text{cste}$ )

On peut connaître la valeur de la grandeur sur une frontière ou l'évaluer théoriquement selon le dispositif étudié ainsi que la précision recherchée.

- **condition de type Neumann**  $\frac{\partial \Phi}{\partial n} = \Phi_0$

Dans certains cas, on peut estimer la variation du phénomène suivant la normale (cas des plans de symétrie notamment).

- **condition mixte**  $a \frac{\partial \Phi}{\partial n} + b\Phi = c$

$a, b, c$  : sont des constantes

#### II-3-a : Principes de la méthode des éléments finis :

La méthode des éléments finis repose sur deux principes : d'une part, la formulation d'un problème approché par la méthode de Galerkin (ou une variante de celle-ci) ; d'autre part, la construction d'un espace d'approximation (de dimension finie) à l'aide d'un maillage, de fonctions polynômiales par morceaux et de degrés de liberté sur chaque maille [16].

#### II-3-b : Etapes principales de la mise en œuvre de la MEF :

La mise en œuvre de la méthode des éléments finis repose sur trois étapes essentielles [15]:

- Formulation des équations aux dérivées partielles à partir des lois physique.
- Transformation des équations en un système algébrique qu'il convient de résoudre pour obtenir la solution du problème posé.
- Exécution des problèmes sur ordinateur à partir de logiciels appropriés.

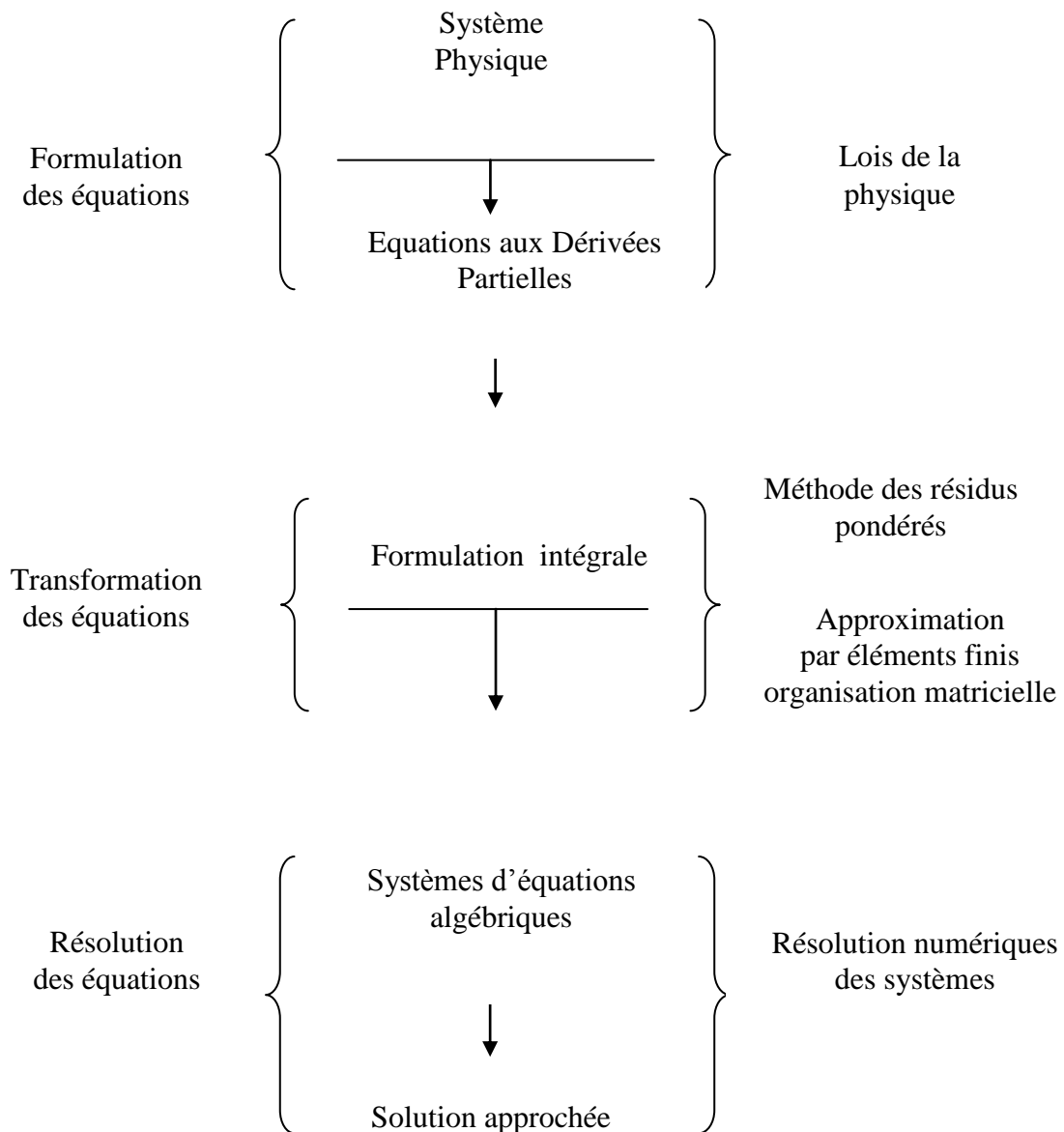


Figure II-4 : Différentes étapes de la mise œuvre de la MEF[15].

### **II-3-c : Discrétisation du domaine d'étude :**

La discrétisation par éléments finis comme première étape, revient à découper le domaine (noté  $\Omega$ ) où l'on veut évaluer le phénomène étudié, en un ensemble de sous-domaines tout en respectant les conditions suivantes :

- la somme de tous les éléments doit former le domaine initial.
- Les éléments assemblés ne peuvent avoir en commun que des sommets (points) ou des segments situés dans leurs frontières.
- Lorsque la frontière du domaine est constituée par des courbes ou des surfaces plus complexes que celles qui définissent les frontières des éléments, une erreur de discrétisation est inévitable. Elle peut être réduite en diminuant la taille des éléments.

Etant donné le maillage qui nous concerne est de type triangulaire linéaire, on considère l'élément suivant :

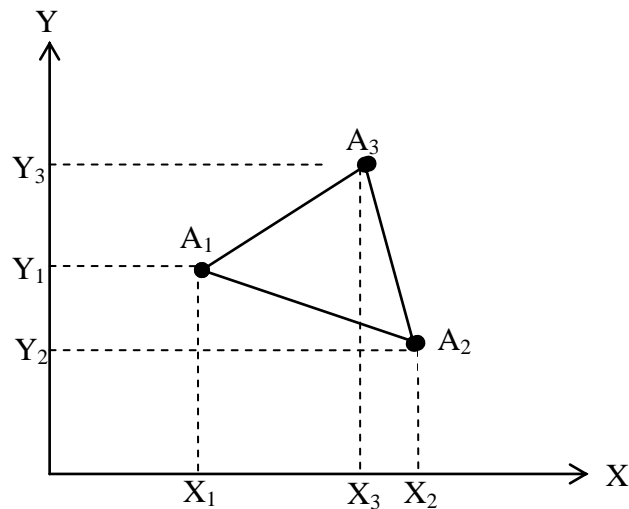


Figure II-5 : Élément triangulaire linéaire.

La fonction d'interpolation associée à cet élément est de forme :

$$A(X,Y) = aX + bY + c \quad (\text{II-19})$$

Cette équation peut se mettre sous forme matricielle comme suit :

$$A(X,Y) = [X \quad Y \quad 1] \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

L'application, aux trois nœuds  $A_1, A_2, A_3$ , de l'équation (II-20) nous amène à résoudre le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} X_1 & Y_1 & 1 \\ X_2 & Y_2 & 1 \\ X_3 & Y_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-21})$$

Les coefficients  $a, b, c$  se déduisent alors comme suit :

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 & Y_1 & 1 \\ X_2 & Y_2 & 1 \\ X_3 & Y_3 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

Cette équation nous permettra d'écrire (II.20) sous la forme suivante : (à noter qu'au préalable il faudra calculer la matrice inverse de l'équation (II-22))

$$A(X,Y) = [N_1(X,Y) \quad N_2(X,Y) \quad N_3(X,Y)] \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

Avec les fonctions de formes :

$$N_1(X,Y) = \frac{1}{2.D} [(Y_3 - Y_2).(X_2 - X) - (X_3 - X_2).(Y_2 - Y)]$$

$$N_2(X,Y) = \frac{1}{2.D} [(Y_1 - Y_3).(X_3 - X) - (X_1 - X_3).(Y_3 - Y)]$$

$$N_3(X,Y) = \frac{1}{2.D} [(Y_2 - Y_1).(X_1 - X) - (X_2 - X_1).(Y_3 - Y)]$$

$D$  : Surface du triangle décrit par les sommets de l'élément.

L'équation (II-24) est la fonction d'approximation associée à l'élément triangulaire décrite en fonction des valeurs des inconnues en chacun des sommets ou nœuds de cet élément. Les fonctions des éléments doivent remplir ces deux conditions :

- Continuité sur l'élément.
- Continuité entre les différents éléments.

La fonction d'approximation globale sur le domaine complet ( $\Omega$ ), contenant  $N$  nœuds, est alors la somme de toutes les fonctions relatives aux éléments. L'inconnue s'exprime comme suit :

$$A = \sum_{j=1}^N \alpha_j . A_j \quad (\text{II-25})$$

$A_j$  : Valeur de l'inconnue au nœud  $j$

$\alpha_j$  : Fonction de forme au nœud  $j$

### **II-3-d : Formulation éléments finis :**

La MEF transforme les EDP de la grandeur recherchée en systèmes d'équations algébriques dont la solution fournit une approximation de cette grandeur en une grille discrète de points du plan ou de l'espace. Les éléments finis procèdent par une formulation intégrale du problème physique associé. Ce dernier peut se mettre sous la forme :

$$L(u) = f \text{ sur le domaine } \Omega$$

$$G(u) = u_0 \text{ sur la frontière } \tau$$

Où  $L$  est un opérateur différentiel,  $G$  est un opérateur qui définit une condition à la limite,  $f$  et  $u_0$  sont des fonctions respectivement définies sur  $\Omega$  et  $\tau$ , et  $u$  est une fonction inconnue.

Pour obtenir le système algébrique, on peut utiliser la méthode variationnelle ou la méthode des résidus pondérés. La méthode variationnelle traite une fonctionnelle d'énergie équivalente au problème différentiel, définie par une intégrale faisant appel à la fonction et ses dérivées. La méthode des résidus pondérés (méthode de Galerkin) consiste à chercher la solution approchée du problème en partant directement des EDP.

La méthode de Galerkin (appelée également méthode projective) consiste à choisir des fonctions  $u$  qui annule, en tout point du domaine  $\Omega$ , la forme intégrale suivante :

$$F(u) = \int_{\Omega} \phi_i [L(u) - f] d\Omega \quad (\text{II-26})$$

$\phi_i$  : Fonction de pondération ou de projection.

La méthode la plus employée est la méthode de Galerkin car elle utilise des fonctions de projections  $\phi_i$ , identiques aux fonctions de formes  $\alpha_j$  de la fonction d'approximation, pour obtenir un système algébrique symétrique dont la résolution devient relativement rapide.

Cette méthode s'applique indépendamment de la connaissance de la fonctionnelle d'énergie.

D'où :

$$\int_{\Omega} \alpha_i [L(u) - f] d\Omega = 0 \quad (\text{II-27})$$

$\alpha_i$  : Fonction de pondération, elle est identique à la fonction d'approximation.

### **II-3-e : Formulations élément finis du modèle magnétostatique :**

Résoudre par éléments finis les équations aux dérivées partielles qui décrivent le modèle magnétostatique, présenté précédemment, revient à appliquer la méthode projective de Galerkin :

$$\iint_{\Omega} \alpha_i EDP d\Omega = 0 \quad (\text{II-28})$$

Dans notre étude le modèle magnétostatique et en coordonnées cartésiennes.

$$\iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \left[ -\frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy + \iint_{\Omega} \alpha_i \left[ \frac{\mu_0}{\mu} \left( \frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] dx dy \quad (\text{II-29})$$

L'application du théorème de Green à l'équation (II-29) permet à la fois d'évacuer les dérivées secondes de son premier terme et d'expliciter les conditions aux limites :

$$-\iint_{\Omega} \alpha_i \cdot \left[ \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) \right] dx dy = \iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right] dx dy - \int_{\Gamma} \alpha_i \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial n} d\Gamma \quad (\text{II-30})$$

Dans le cas des conditions aux limites de type Dirichlet  $A = cste$  ou type Neumann  $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$

(dite condition Neumann homogène), le terme sur la frontière s'annule.

L'équation (II-29) devient alors :

$$-\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial A_z}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial A_z}{\partial y} \right] dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy + \iint_{\Omega} \alpha_i \left[ \frac{\mu_0}{\mu} \left( \frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \right] dx dy \quad (\text{II-31})$$

Sachant que le potentiel vecteur magnétique  $A_z$  peut être discrétisé sous la forme

$A_z = \sum_{j=1}^N \alpha_j \cdot A_{zj}$  pour tous les nœuds du domaine d'étude. Cela nous amène à écrire l'équation

(II-31) comme suit :

$$-\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial \alpha_j}{\partial y} \right] A_{zj} dx dy = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy + \iint_{\Omega} \alpha_i \frac{\mu_0}{\mu} \left( \frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) dx dy \quad (\text{II-32})$$

$i, j$  varient de 1 à  $N$ .

On obtient en finalité un système algébrique matriciel à résoudre :

$$[I][A] = [J] + [M] \quad (\text{II-33})$$



Où :

$$I_{ij} = -\iint_{\Omega} \frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial \alpha_i}{\partial x} \frac{\partial \alpha_j}{\partial x} + \frac{\partial \alpha_i}{\partial y} \frac{\partial \alpha_j}{\partial y} \right] dx dy$$

$$J_i = \iint_{\Omega} \alpha_i J_{sz} dx dy$$

$$M_i = \iint_{\Omega} \alpha_i \frac{\mu_0}{\mu} \left( \frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) dx dy$$

[A] inconnues du domaine  $\Omega$ .

### **II-3-f : Avantages et inconvénients de la méthode des éléments finis :**

La grande souplesse d'adaptation de la MEF à modéliser des phénomènes complexes a conduit à la généralisation de son utilisation dans presque tous les problèmes aux dérivées partielles. Dans la plupart des cas, cette méthode s'intègre aux logiciels CAO (conception assistée par ordinateur). On peut noter les avantages suivants :

- Adaptation aux géométries complexes.
- Prise en compte des non-linéarités.
- Temps de résolution relativement rentable.

Malgré ça, la mise en œuvre de la MEF est relativement difficile et présente des imprécisions dans ces situations :

- Domaine d'étude infini.
- Présence de singularités dans le domaine d'étude.

## II-4 : Présentation de la MSDE étudiée :

La machine étudiée (Figure II-1) dispose d'un bobinage d'induit au stator et de deux sources de flux d'excitation au rotor, à savoir des aimants permanents en surface et des bobines d'excitation.

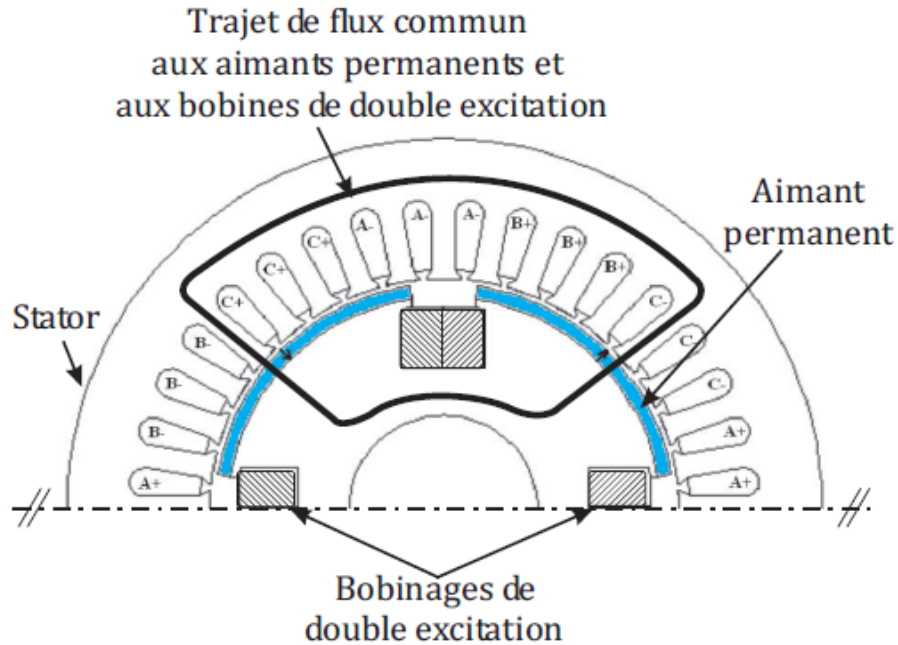


Figure II-6 : Structure Henneberger et al [17].

Le flux généré par les bobines de double excitation traverse les aimants permanents ce qui fait de cette double excitation une double excitation série.

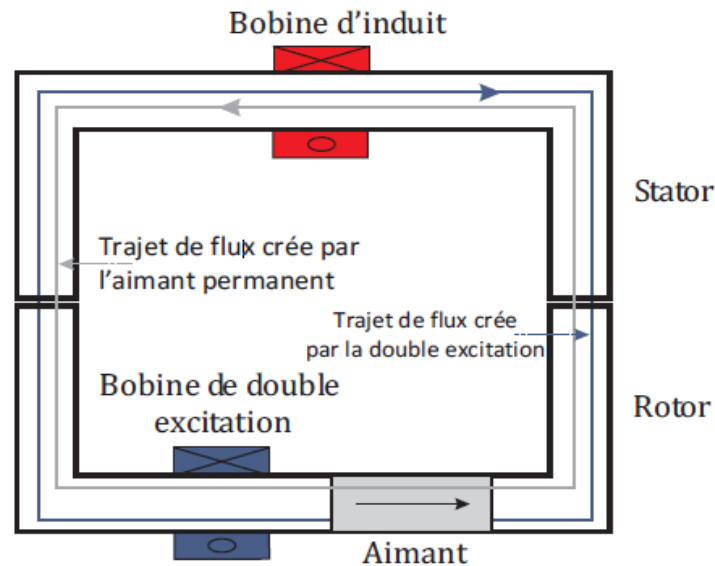


Figure II-7 : Principe de fonctionnement d'une MSDE série (Cas d'une soustraction de flux) [17].

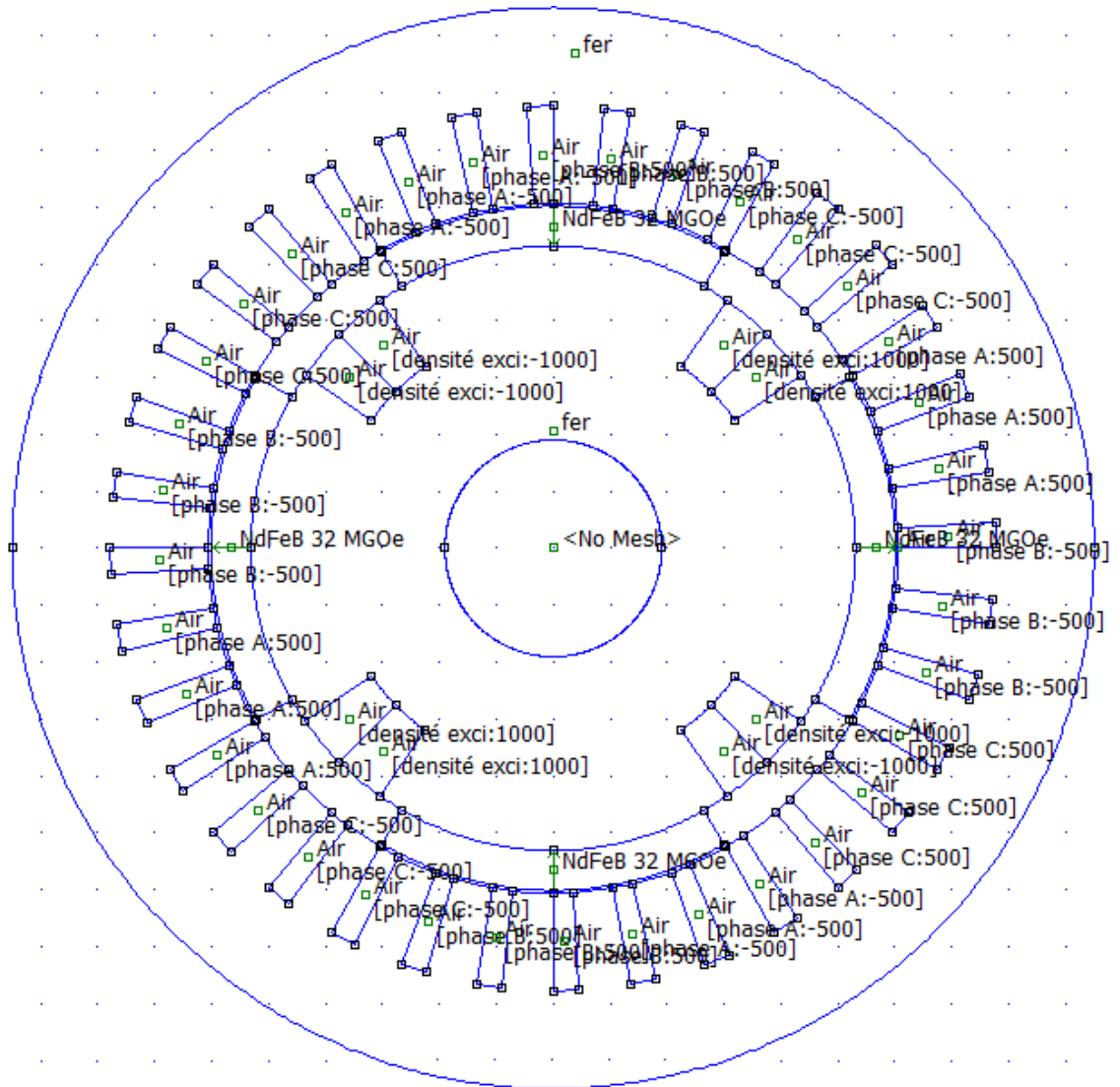
On présentera la machine étudiée à travers la présentation du logiciel FEMM.

#### **II-4-a : Présentation du logiciel utilisé (FEMM) :**

Les calculs dans ce mémoire sont effectués à l'aide d'un logiciel, basé sur la méthode des éléments finis, nommé FEMM (Finite Element Method Magnetics). Ce logiciel employé pour le calcul, par la méthode des éléments finis, des problèmes électromagnétiques de deux dimensions (2D) est divisé en trois modules appelées "pré-processeur", "processeur" et "post-processeur". A ces trois modules, il est possible d'ajouter le "mailleur", qui est associé au processeur.

**Le pré-processeur** permet de définir la machine à savoir :

- Dessiner la géométrie de la machine en partant de l'introduction de points caractérisant les limites des différentes régions et en enchainant sur les arcs ou les segments de droite formant les frontières physiques des zones homogènes (air, fer, cuivre ou aimants permanents)
- 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).
- Définition des différentes sources du champ (courant, aimants permanents).
- Fixation des conditions aux limites.



**Figure II-8 : Cartographie de la machine étudiée dans le pré-processeur.**

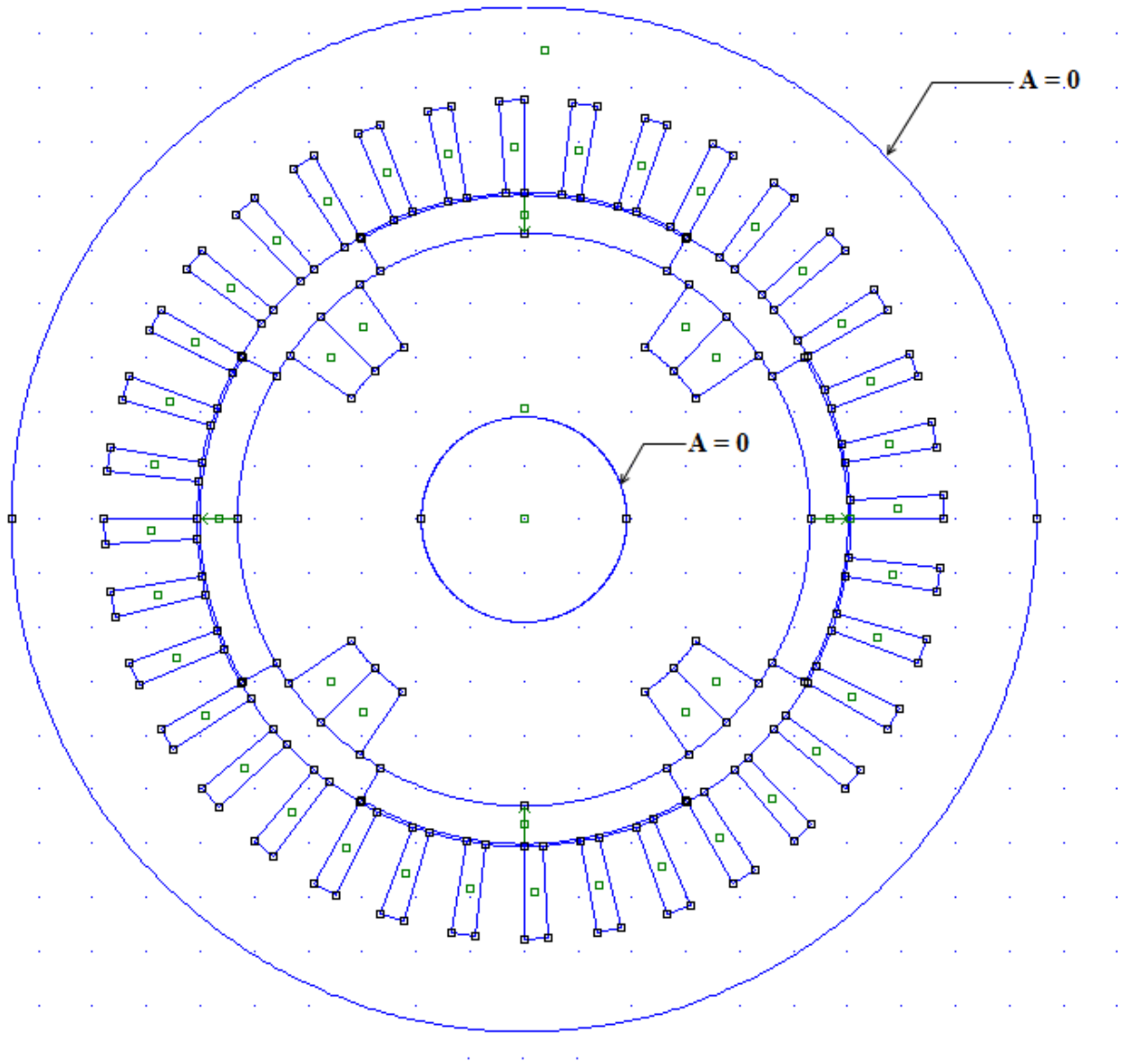
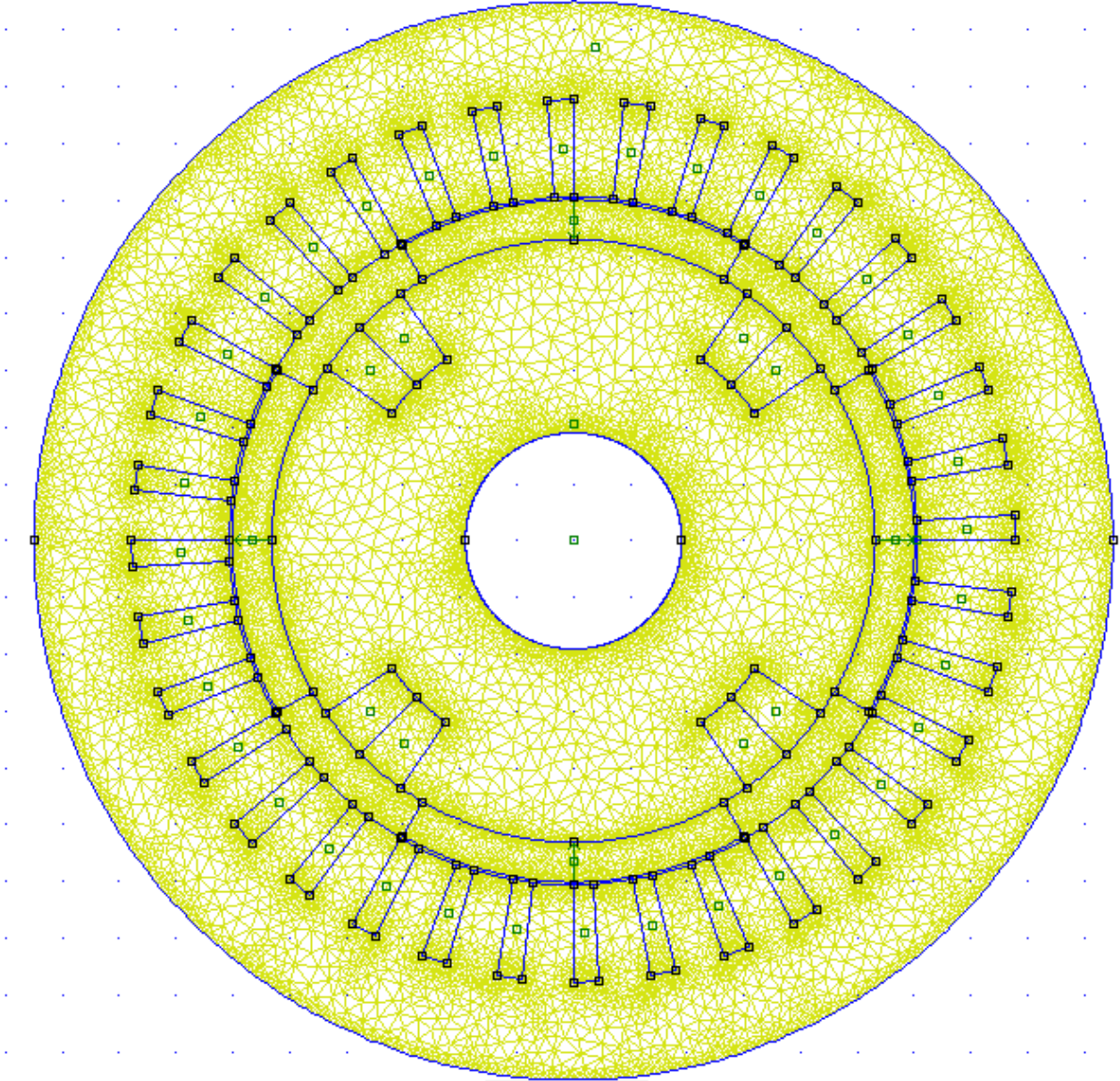


Figure II-9 : Fixation des conditions aux limites.

Dans ce type de condition (Condition de Dirichlet), la valeur du **potentiel magnétique  $A$**  est explicitement défini sur la limite. L'utilisation la plus commune des conditions de Dirichlet dans le cas de problèmes magnétiques est de définir  $A = 0$  le long d'une frontière (le flux magnétique ne traverse pas cette frontière).

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



**Figure II-10 : Maillage de la structure étudiée.**

Le nombre de nœuds du maillage dans la structure étudiée = 44360.

**Le post-processeur :** Une fois les résultats sont déterminés par le processeur, le post-processeur nous permet de visualiser ou de calculer les valeurs de grandeurs locales ou globales désirées. Ces grandeurs sont:

- \* à travers un contour :
  - La valeur moyenne de l'induction, du flux ... .
  - La courbe de variation du module de l'induction, du champ magnétique ... .
- \* A travers une surface :
  - L'énergie magnétique, la coénergie, le couple, les pertes joules ... .
- \* Pour un point donné :
  - La valeur numérique du module de l'induction, la perméabilité relative, le champ magnétique ... .

**Calcul du flux :**

Dans un problème à deux dimensions  $\vec{B} = B_n \vec{n} + B_t \vec{t}$

$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = \iint_S (B_n \vec{n} + B_t \vec{t}) \cdot ds \vec{n} = \iint_S B_n \vec{n} \cdot ds$$

$ds = dx \cdot dy \Rightarrow ds = dx \cdot L$ . Nous avons considéré un flux uniforme le long de la machine.

$$\Rightarrow \Phi = \int_x B_n dx L \Rightarrow \Phi = L \int_x B_n dx$$

$B_n$  : Composante normale de l'induction magnétique.

$B_t$  : Composante tangentielle de l'induction magnétique.

$B$  : Induction magnétique [T].

$L$  : Longueur de la machine[m].

$\Phi$  : Flux [Wb].

**Conclusion :**

---

Au cours de ce chapitre nous avons, en premier lieu, présenté les matériaux utilisés puis la machine étudiée et modélisation. Nous avons également présenté le logiciel de calcul utilisé après un rappel de la méthode des éléments finis.

# CHAPITRE III : Calcul et dimensionnement de la machine synchrone à double excitation.

---



Dans ce chapitre, on étudiera le flux en fonction des paramètres géométriques de la machine afin de déterminer l'ouverture de l'aimant qui nous donnera un flux important et l'épaisseur de l'aimant associée à cette ouverture. Puis on fera une étude de la sensibilité aux courants d'excitation.

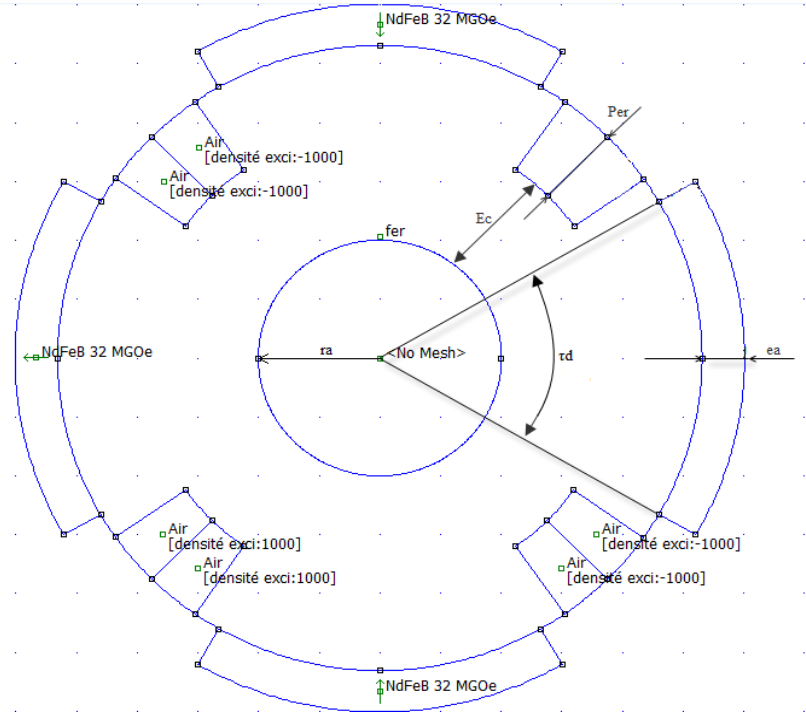


Figure III-1 : Cartographie du rotor.

### III-1 : Flux en fonction des paramètres géométriques de la machine :

Dans ce cas, pour chaque ouverture de l'aimant ( $\tau_d$ ), on fera varier l'épaisseur de l'aimant ( $ea$ ). L'objet est de déterminer l'ouverture de l'aimant qui nous donnera un flux important et l'épaisseur de l'aimant associée à cette ouverture.

$\tau_d$  prend les valeurs suivantes : 15, 30, 45, 60, 75.

$ea$  prend les valeurs suivantes : 1, 5, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 20, 30.  $ea_{min}=1mm$  et  $ea_{max}=30mm$ .

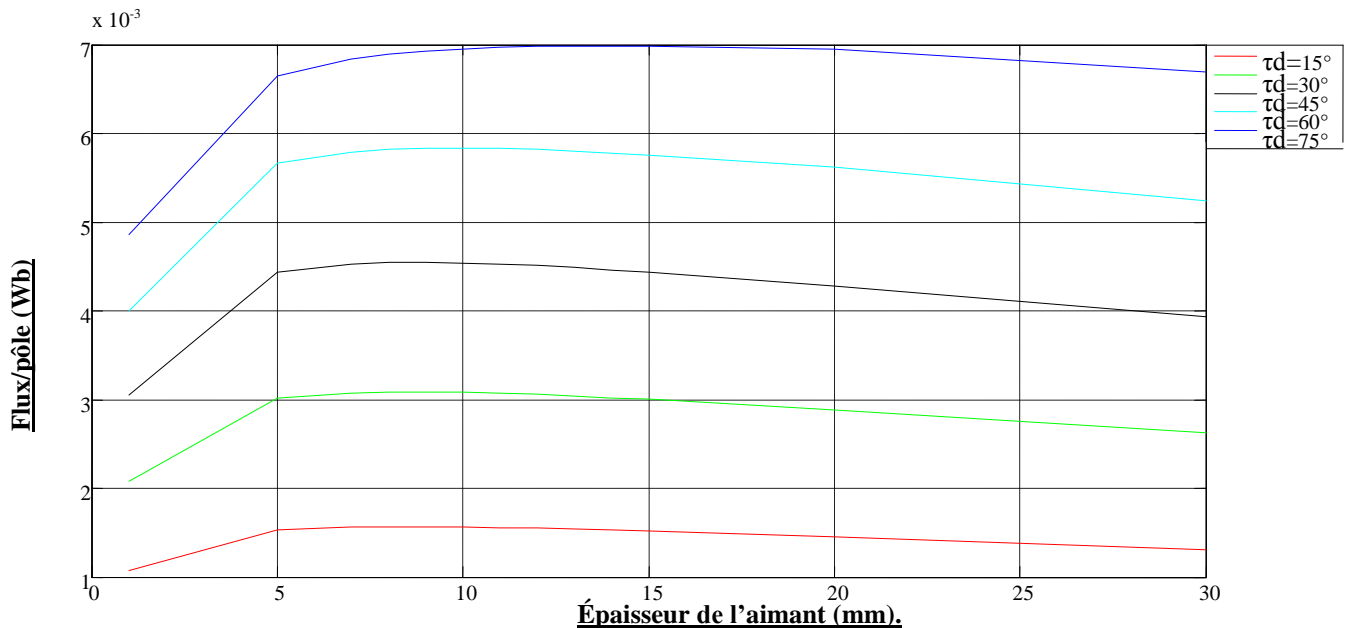


Figure III-2 : Flux/pôle en fonction de l'épaisseur aimant pour différentes ouvertures aimants.

Interprétation des courbes :

Nous pouvons remarquer, à travers la figure III-2, que de  $ea_{\min}$  à  $ea_{\text{optimale}}$  le flux/pôle augmente, de  $ea_{\text{optimale}}$  à  $ea_{\max}$  le flux/pôle diminue. Cette diminution est due à la variation de la réluctance (longueur et section droite variable et apparition de la saturation) , ce qui implique, une augmentation du flux de fuite.

Vue de la machine pour  $ea_{\min}$ ,  $ea_{\text{optimale}}$ ,  $ea_{\max}$ , pour les différentes ouvertures aimant :

Ouverture aimant =  $15^\circ$ .

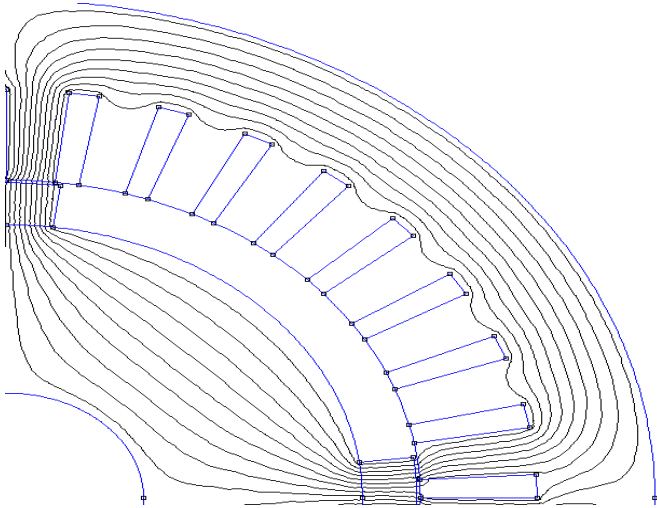


Figure III-3 : Cartographie des lignes de champ pour  $ea=8\text{mm}$ .

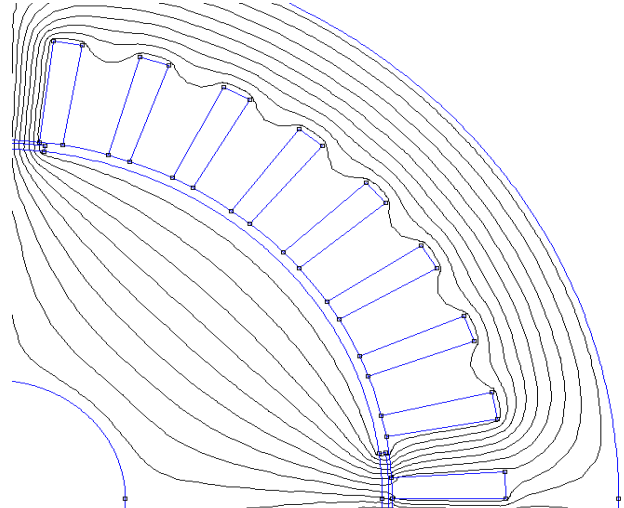


Figure III-4 : Cartographie des lignes de champ pour  $ea=1\text{mm}$ .

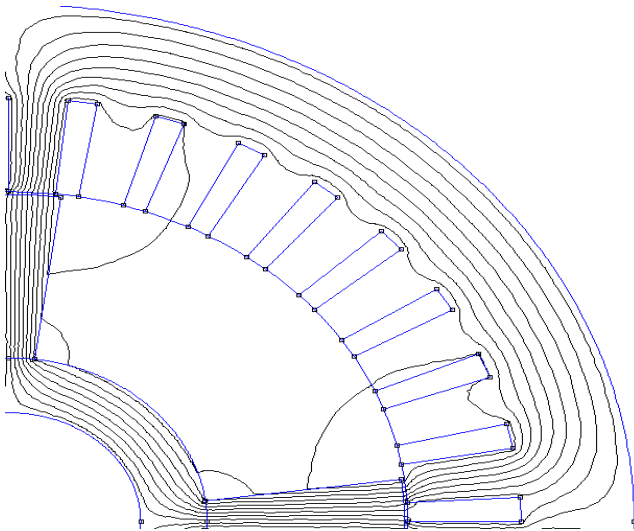


Figure III-5 : Cartographie des lignes de champ pour  $ea=30\text{mm}$ .

On observant les figures III-3, III-4 et III-5 nous pouvons constater que pour  $ea=1\text{mm}$  et  $ea=8\text{mm}$  le flux de fuite n'apparaît pas (faible), par contre, ce flux apparaît pour  $ea=30\text{mm}$ .

Ouverture aimant = 30°.

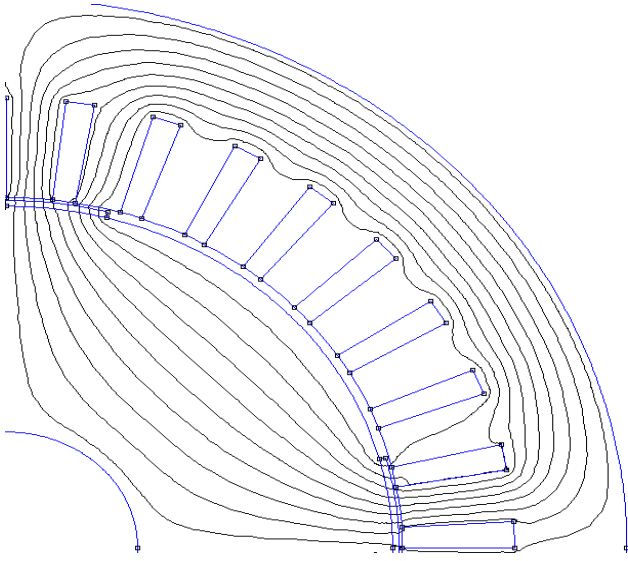


Figure III-6 : Cartographie des lignes de champ pour ea=1mm.

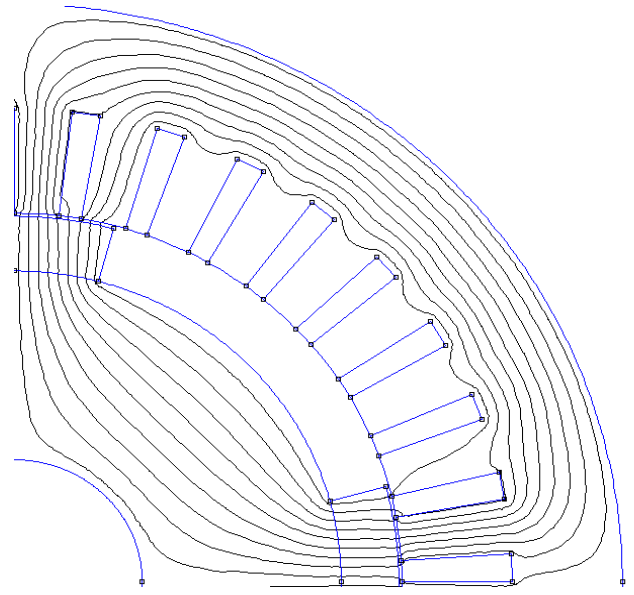


Figure III-7 : Cartographie des lignes de champ pour ea=9mm.

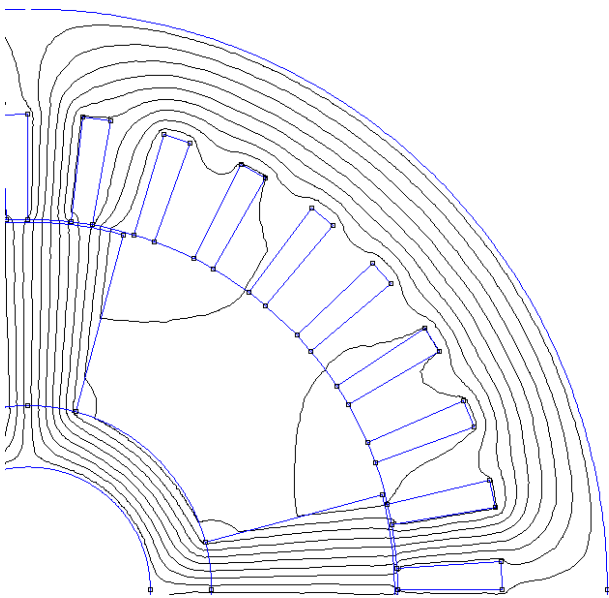


Figure III-8 : Cartographie des lignes de champ pour ea=30mm.

On observant les figures III-6, III-7 et III-8 nous pouvons constater que pour ea=1mm et ea=9mm le flux de fuite n'apparaît pas (faible), par contre, ce flux apparaît pour ea=30mm.

Ouverture aimant = 45°.

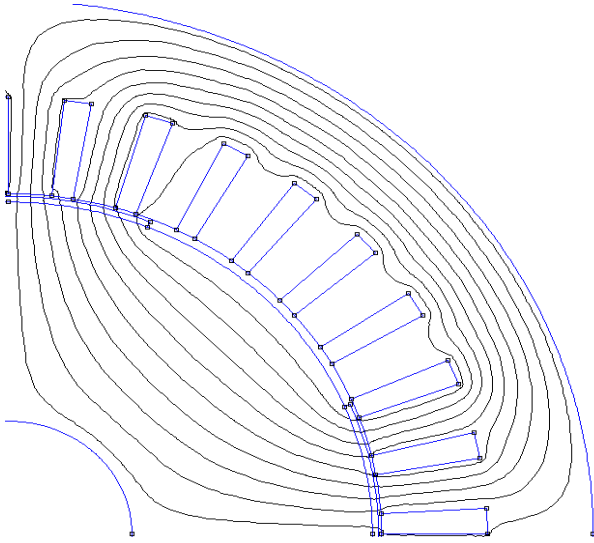


Figure III-9 : Cartographie des lignes de champ pour ea=1mm.

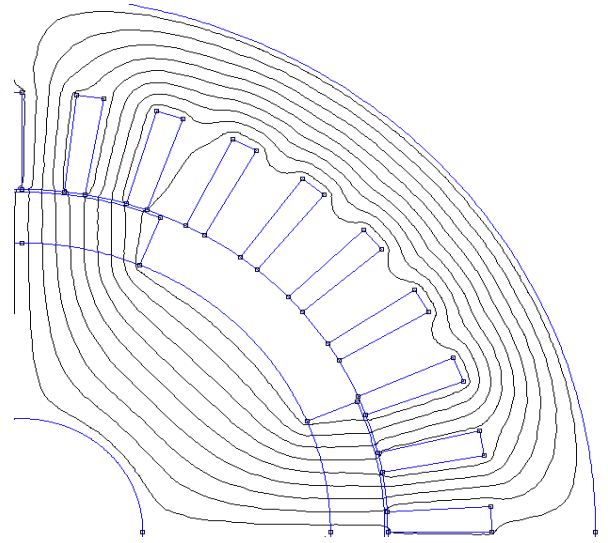


Figure III-10 : Cartographie des lignes de champ pour ea=9mm.

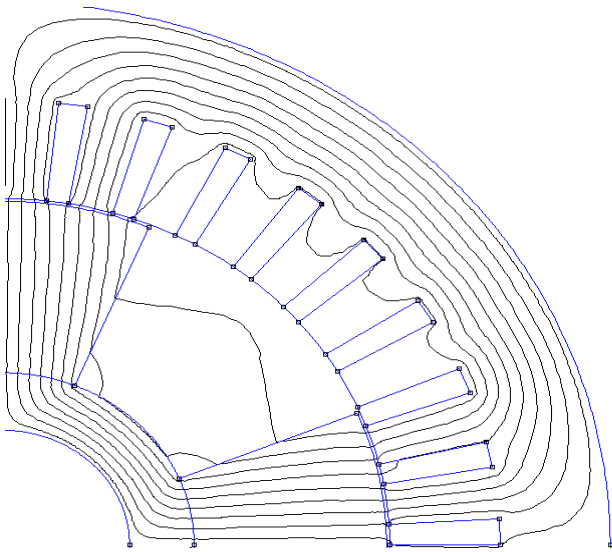


Figure III-11 : Cartographie des lignes de champ pour ea=30mm.

On observant les figures III-9, III-10 et III-11 nous pouvons constater que pour ea=1mm et ea=9mm le flux de fuite n'apparaît pas (faible), par contre, ce flux apparaît pour ea=30mm.

Ouverture aimant = 60°.

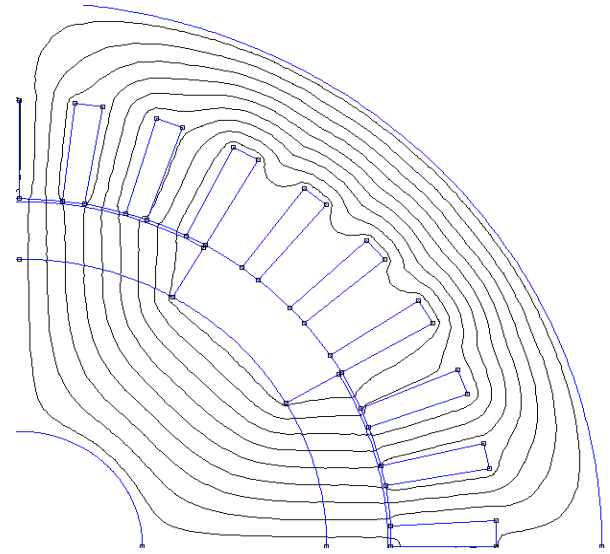
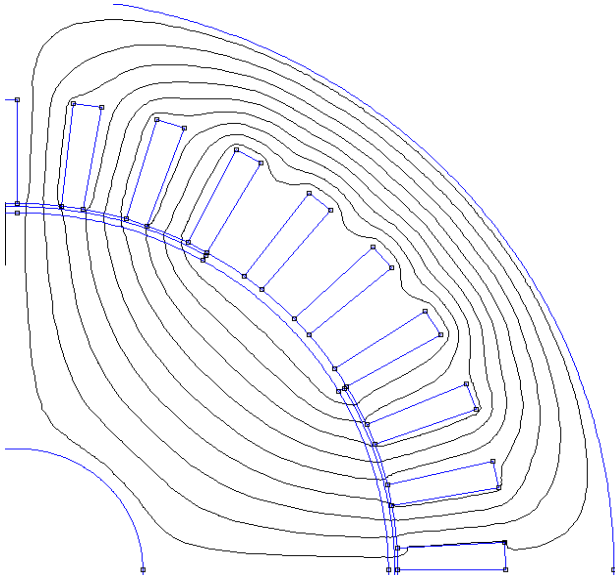


Figure III-12 : Cartographie des lignes de champ pour ea=1mm. Figure III-13 : Cartographie des lignes de champ pour ea=10mm.

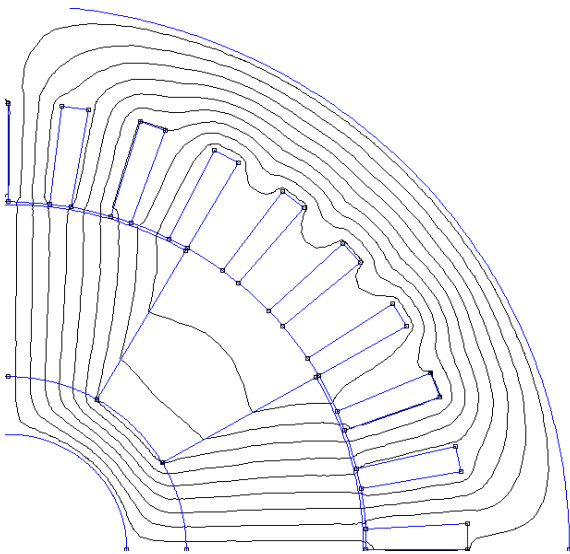
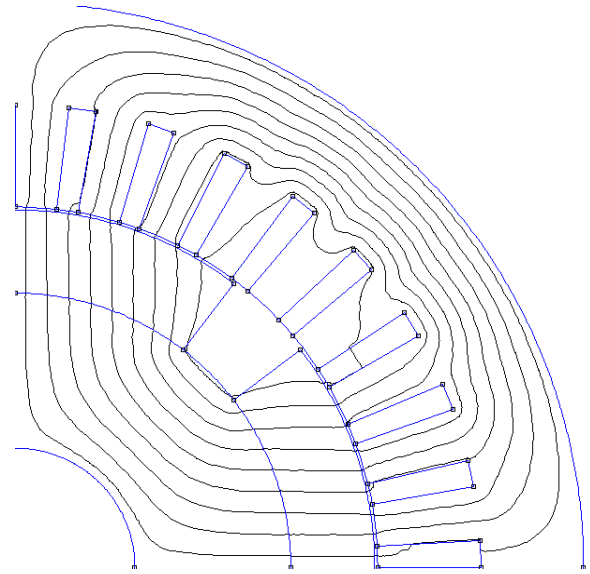
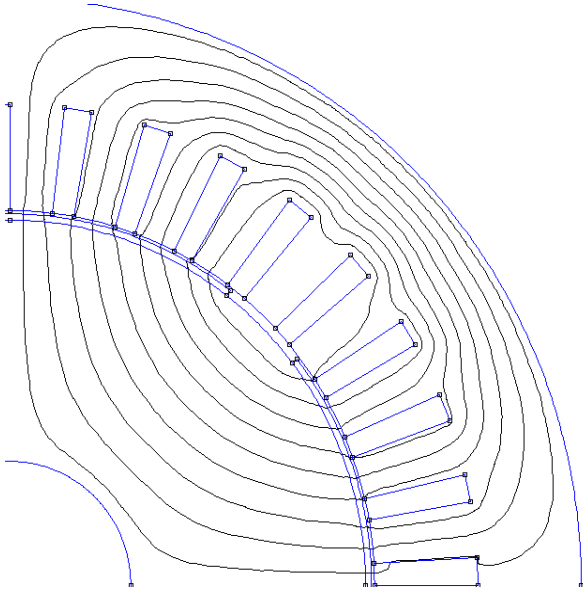


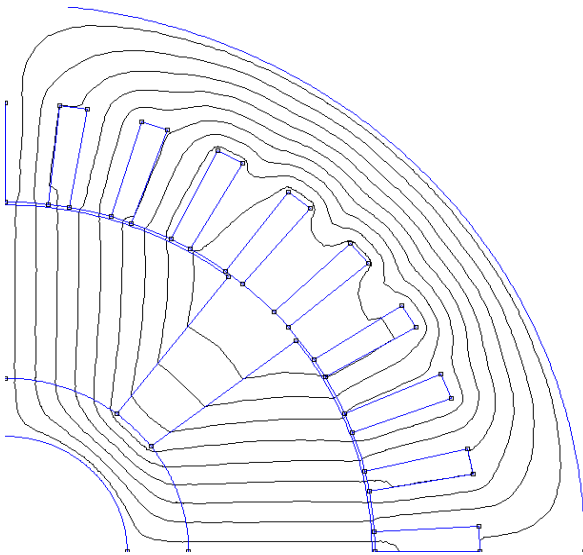
Figure III-14 : Cartographie des lignes de champ pour ea=30mm.

On observant les figures III-12, III-13 et III-14 nous pouvons constater que pour ea=1mm et ea=10mm le flux de fuite n'apparaît pas (faible), par contre, ce flux apparaît pour ea=30mm.

Ouverture aimant =  $75^\circ$ .



**Figure III-15 : Cartographie des lignes de champ pour  $ea=1mm$ . Figure III-16 : Cartographie des lignes de champ pour  $ea=14mm$ .**



**Figure III-17 : Cartographie des lignes de champ pour  $ea=30mm$ .**

On observant les figures III-15, III-16 et III-17 nous pouvons constater que pour  $ea=1mm$  et  $ea=14mm$  le flux de fuite n'apparaît pas (faible), par contre, ce flux apparaît pour  $ea=30mm$ .

### III-2 : Etude de la sensibilité aux courants d'excitation :

Dans cette partie on fera deux tests. Dans le premier on conservera un rayon d'arbre constant, dans le deuxième on conservera une épaisseur de la culasse rotorique constante.

Pour les deux tests, on injectera des densités de courant d'excitation ( $J_{ex}$ ) allant de  $-5$  à  $5 \text{ A/mm}^2$ , on étudiera la variation du flux en fonction de  $J_{ex}$ .

#### III-2-a : Flux en fonction de la densité de courant d'excitation et des aimants à rayon d'arbre constant ( $r_a=20.03\text{mm}$ ):

Dans ce cas, on fera varier l'épaisseur de la culasse rotorique ( $E_c$ ) et la profondeur des encoches rotoriques, en gardant un rayon d'arbre constant.

Données :

- $R_r$  : Rayon du rotor =  $53.1\text{mm}$  ;
- $R_a$  : Rayon de l'arbre =  $20.03\text{mm}$  ;
- $E_c$  : Epaisseur de la culasse rotorique ;
- $Per$  : Profondeur de l'encoche rotorique.

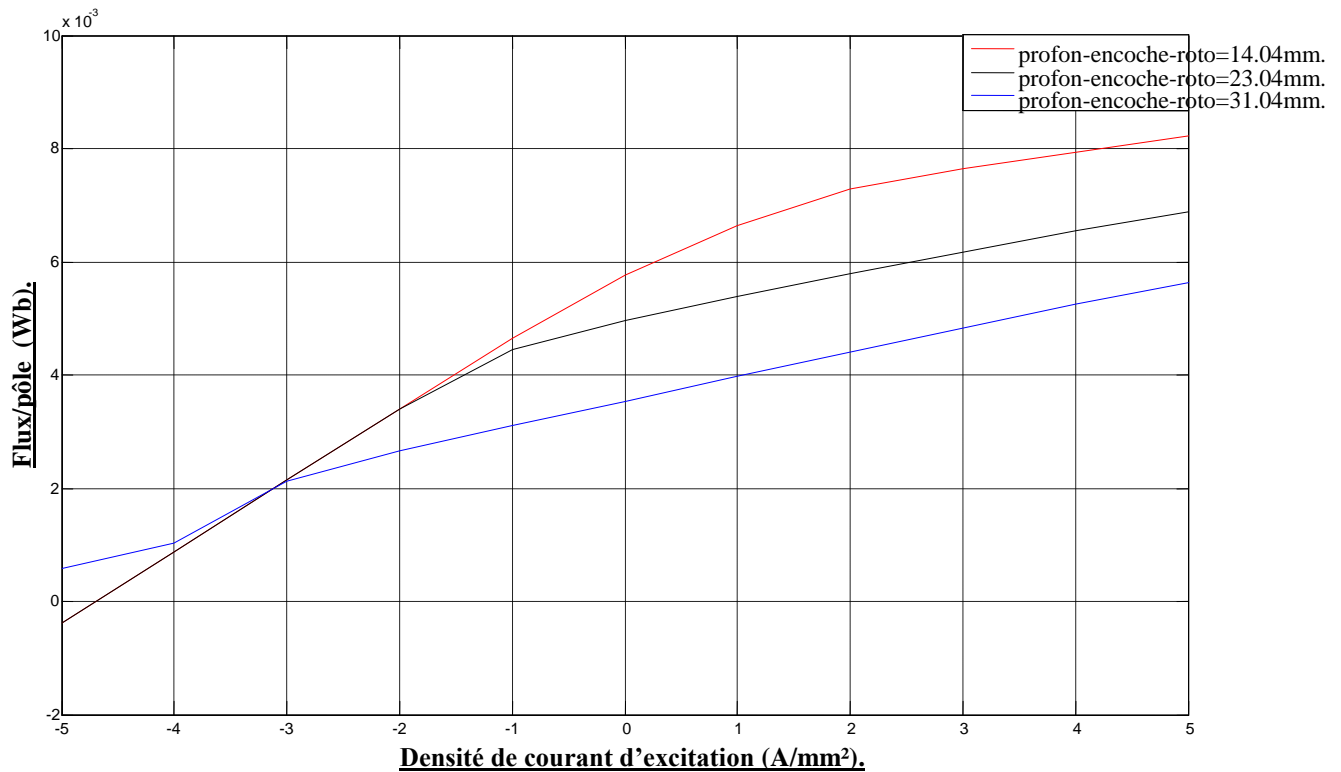


Figure III-18 : Flux/pôle en fonction de la densité du courant d'excitation.

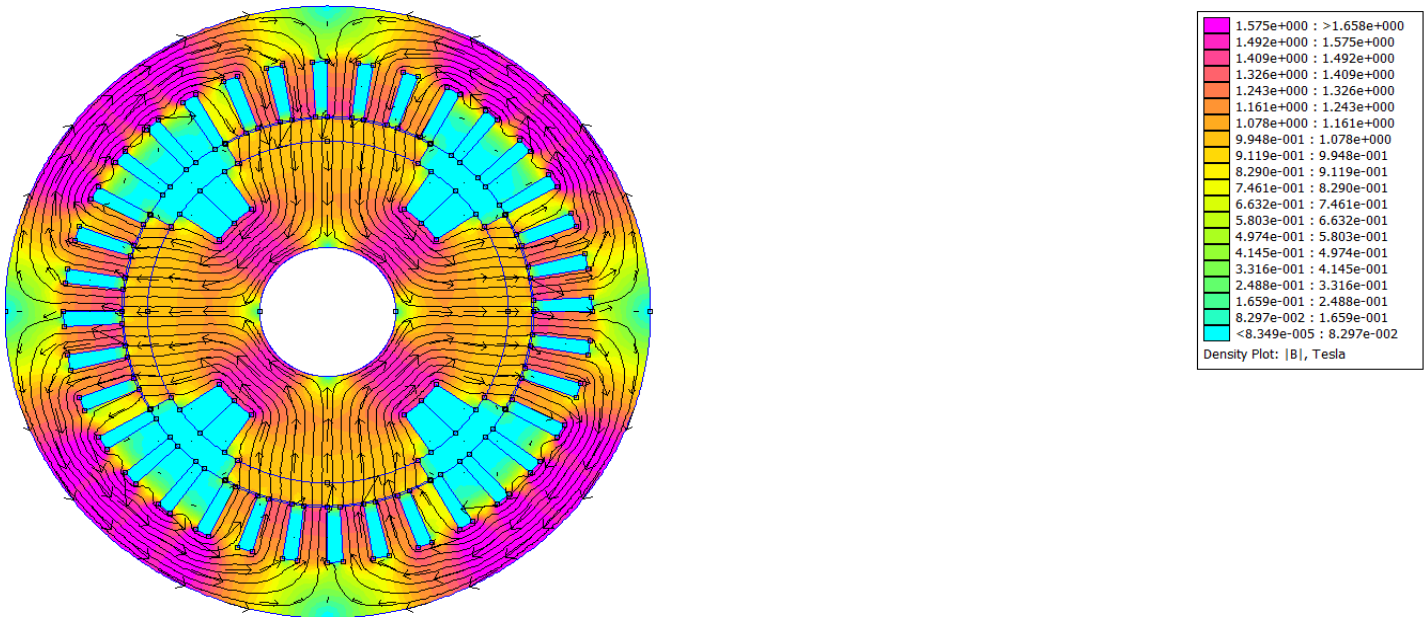
Nous pouvons remarquer de la figure III-18 que :

L'augmentation de  $Per$ , qui implique la diminution de l'épaisseur de la culasse rotorique, fait diminuer le flux/pôle pour  $Jex$  allant de  $-3$  à  $5A/mm^2$ . Inversement pour  $Jex$  allant de  $-5$  à  $-3 A/mm^2$ . Nous constatons aussi que pour une profondeur de l'encoche rotorique égale à  $14.04mm$  le flux/pôle est sensiblement égal au flux/pôle du cas où il n'y a pas d'encoche rotorique.



$J_{ex} = 0 \text{ A/mm}^2$ .

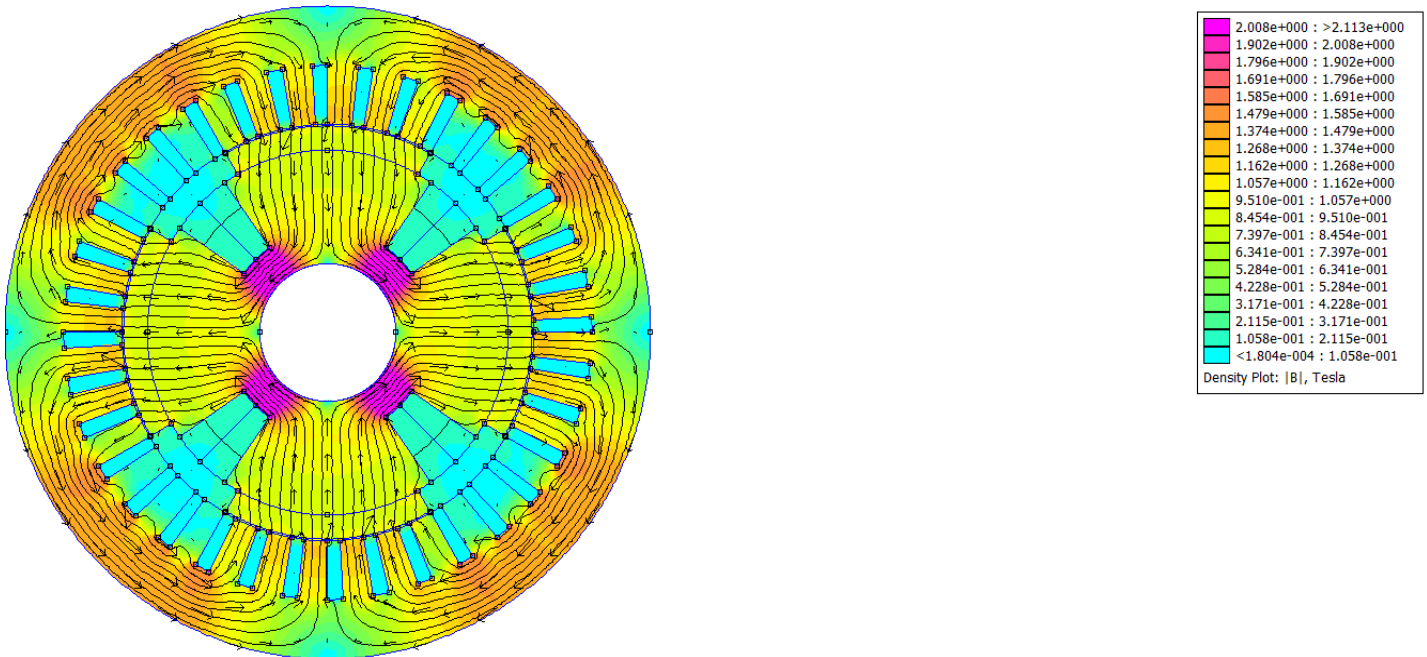
- Profondeur de l'encoche rotorique = 14.04mm.



**Figure III-19 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.**

Après calcul du flux normal ( $\Phi$ ), dans la machine illustrée dans la figure III-19. Le flux normal ( $\Phi$ ) = 0.00577126 Wb.

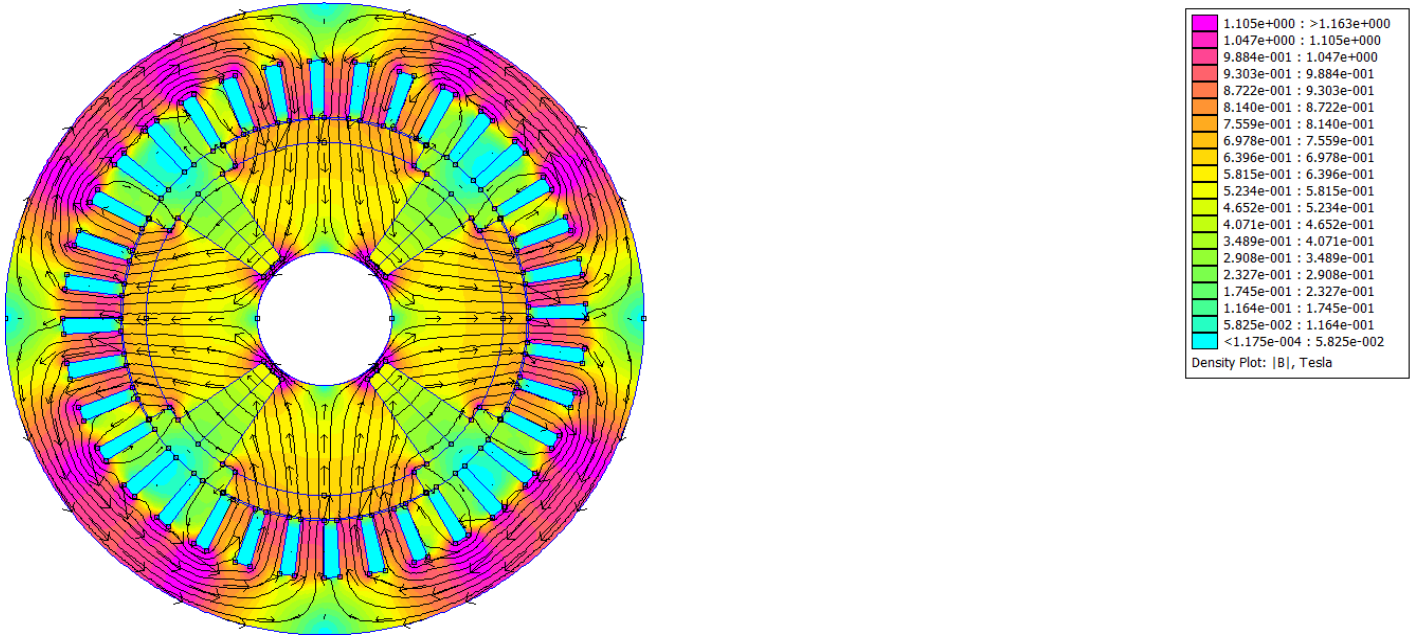
- Profondeur de l'encoche rotorique = 23.04mm.



**Figure III-20 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.**

Après calcul du flux normal ( $\Phi$ ), dans la machine illustrer dans la figure III-20. Le flux normal ( $\Phi$ ) = 0.00496186 Wb.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 31.04mm.



**Figure III-21 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.**

Après calcul du flux normal ( $\Phi$ ), dans la machine illustrée dans la figure III-21. Le flux normal ( $\Phi$ ) = 0.00353506 Wb.

Nous pouvons remarquer des figures III-19, III-20 et III-21 que le flux normal diminue avec l'augmentation de la profondeur de l'encoche rotorique, cela est dû à l'augmentation du flux de fuite.

Lorsque on fait diminuer l'épaisseur culasse on augmente la réluctance de cette dernière donc le chemin, délimité par l'encoche rotorique et l'arbre, devient moins perméable, ce qui explique le passage de certaines lignes de flux par les encoches rotoriques.

$J_{ex} = 5A/mm^2$ .

- Profondeur de l'encoche rotorique = 14.04mm.

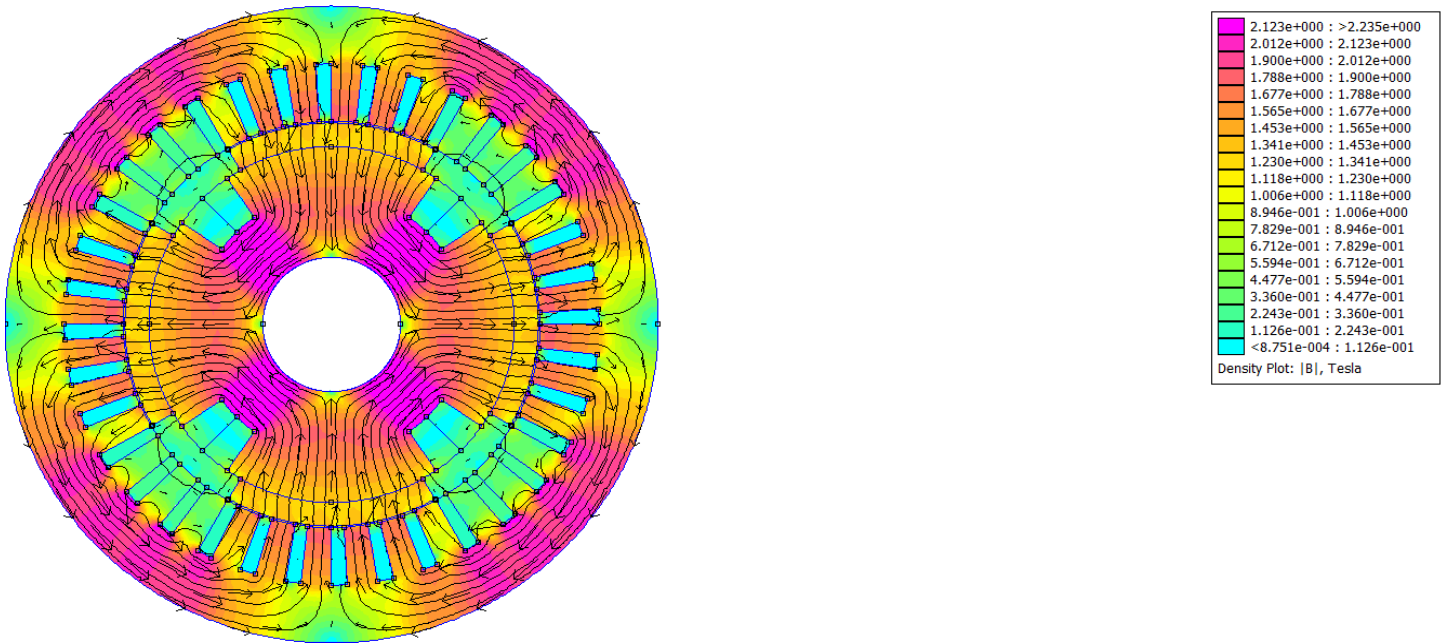


Figure III-22 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 23.04mm.

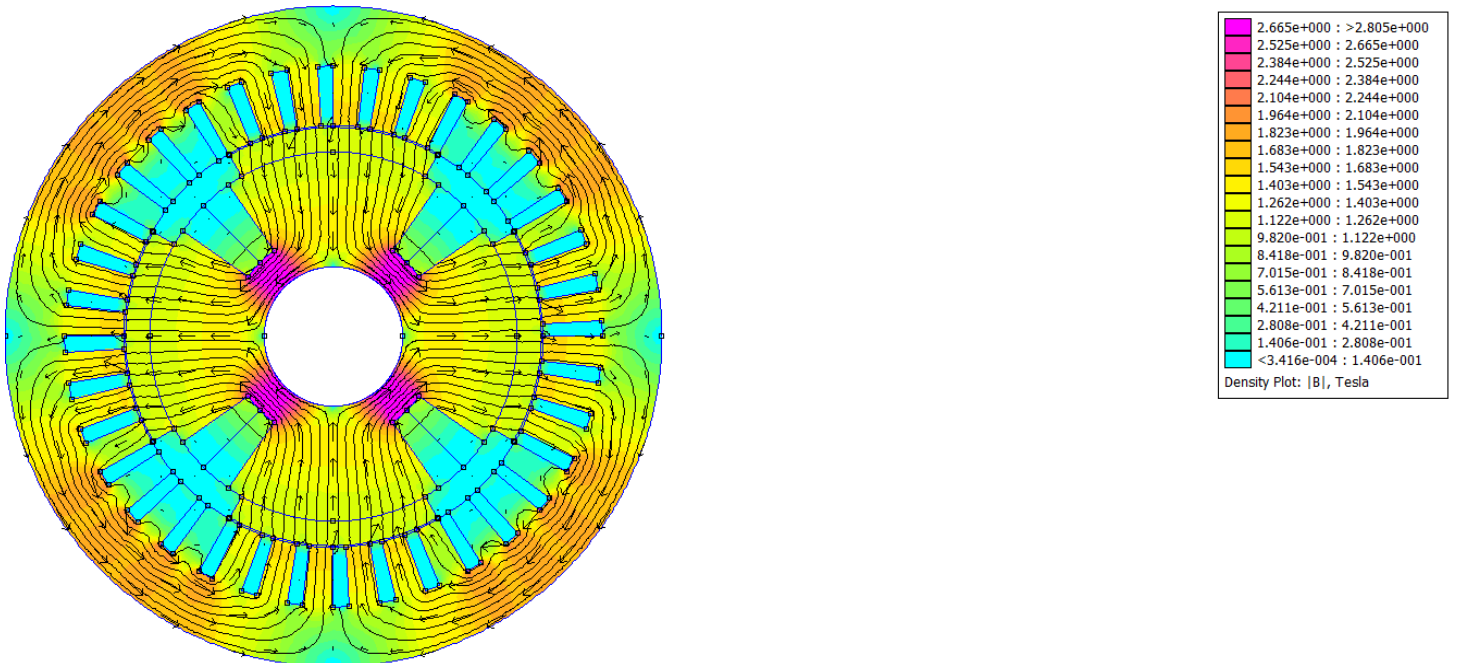


Figure III-13 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 31.04mm.

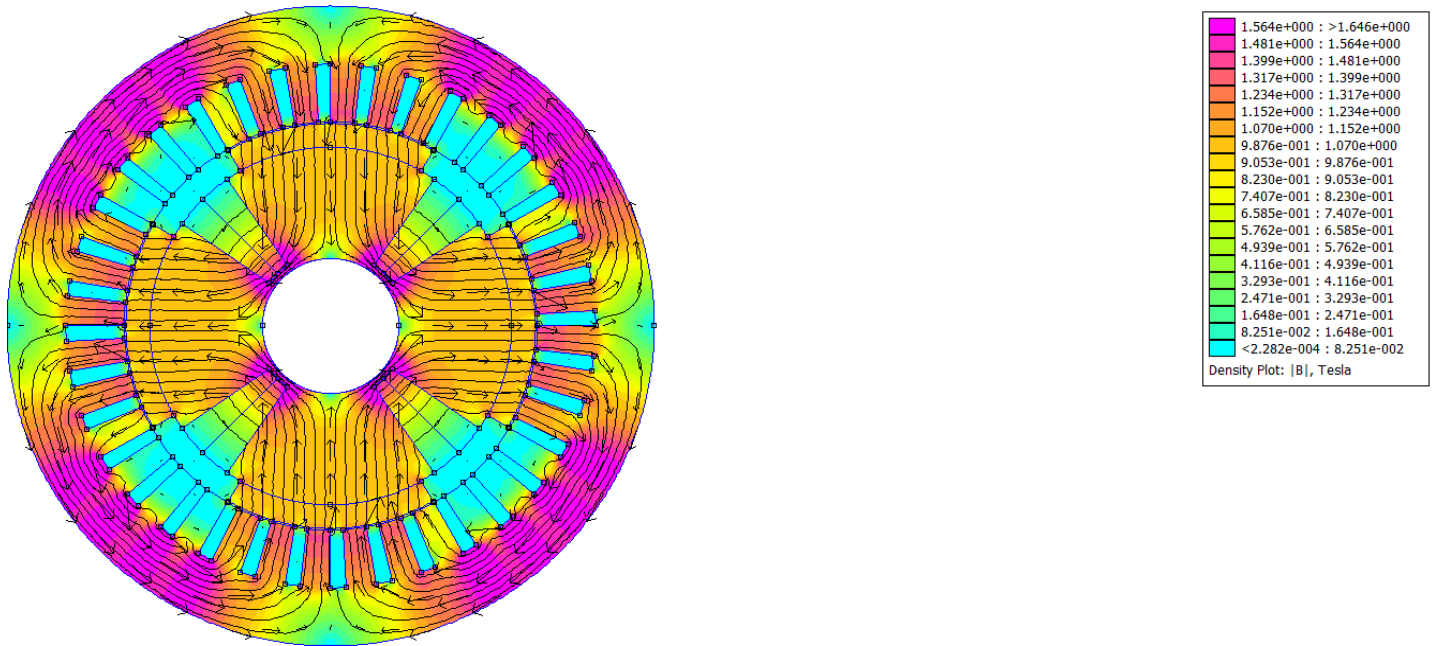
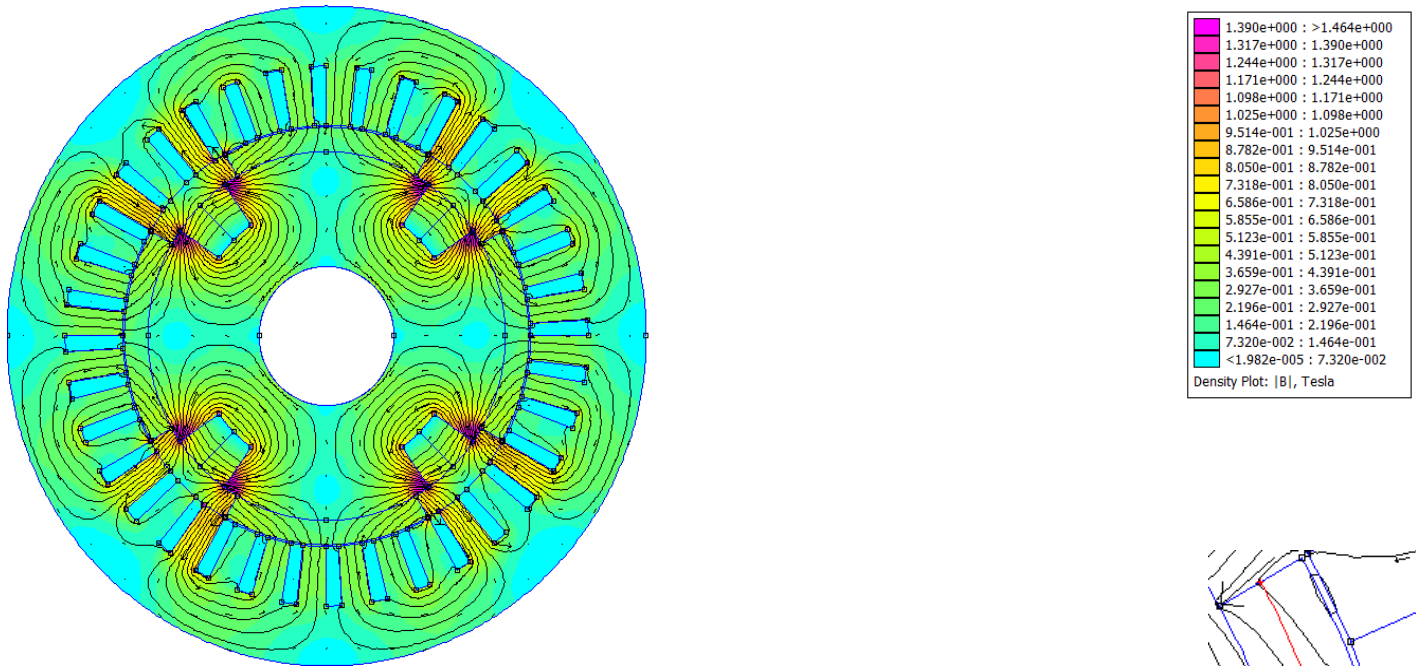


Figure III-24 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

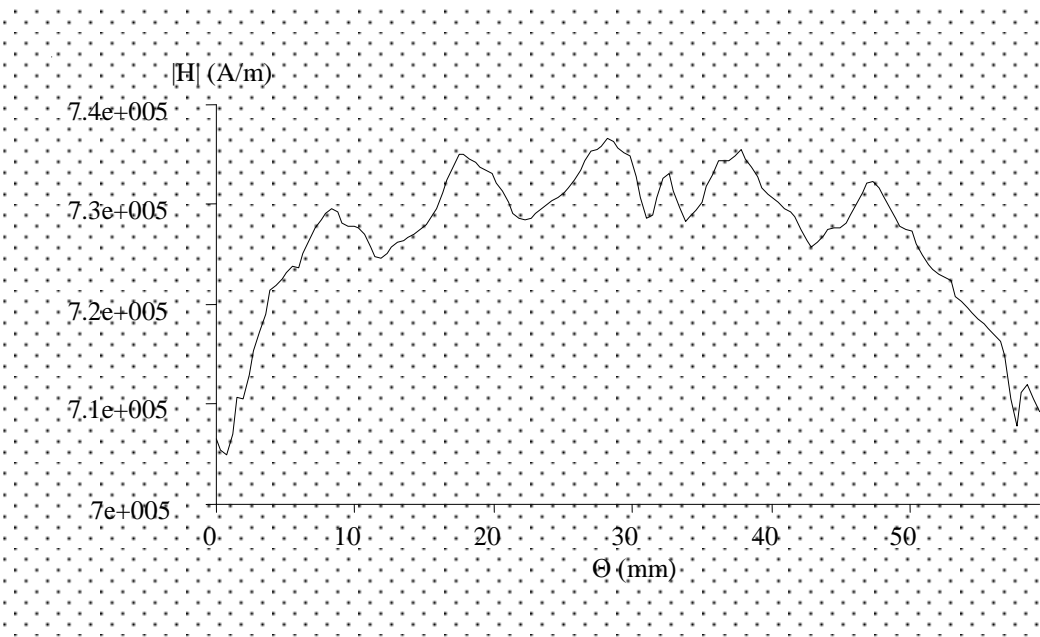
À partir des figures III-22, III- 23 et III-24 nous pouvons constater que la saturation apparaît dans les régions où il y a une concentration des lignes de flux.

$J_{ex} = -5 \text{ A/mm}^2$ .

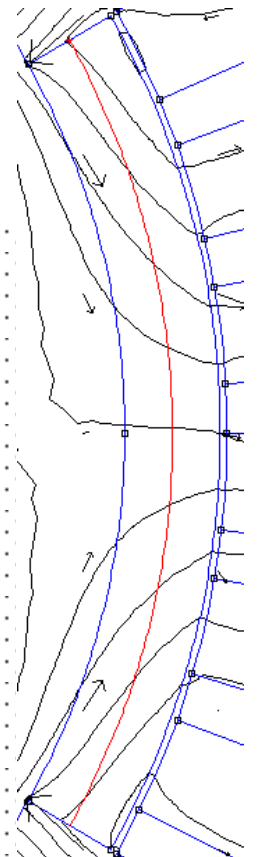
- Profondeur de l'encoche rotorique = 14.04mm.



**Figure III-25 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.**



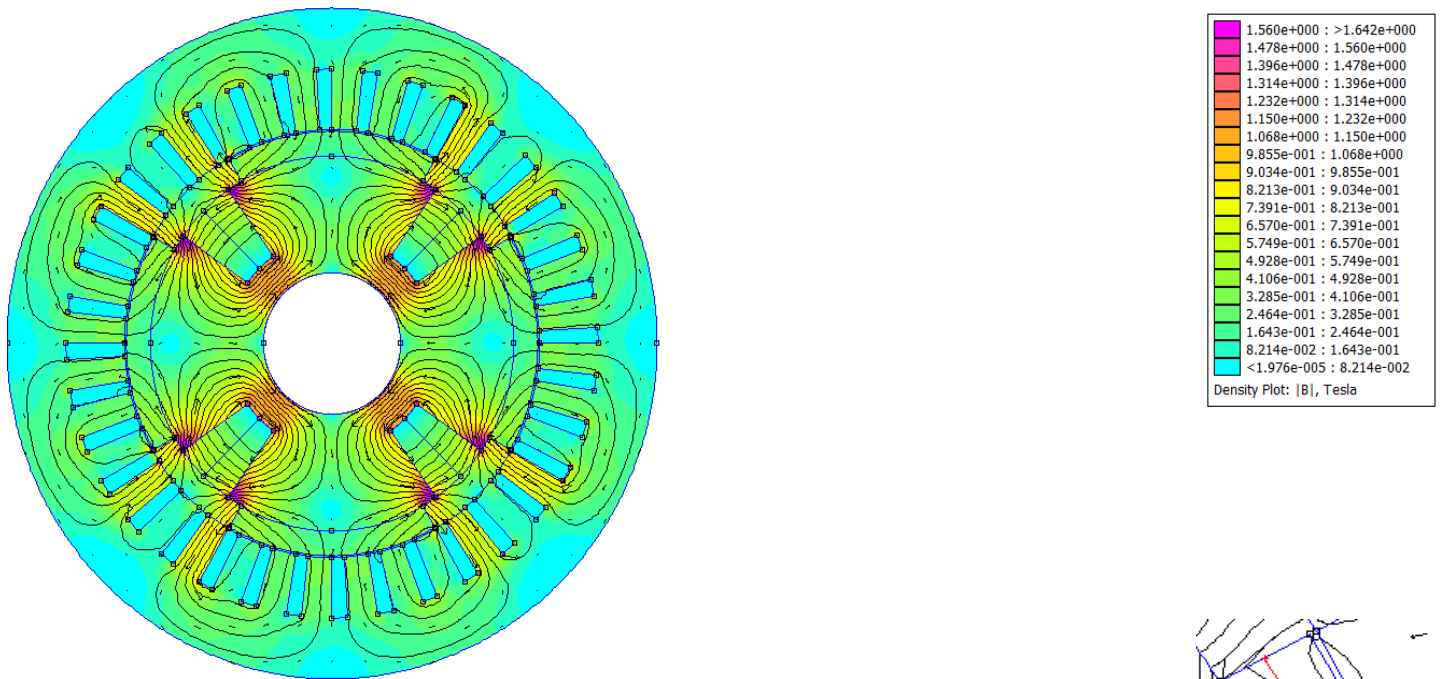
**Figure III-26 :  $|H|$  en fonction de  $\theta$ .**



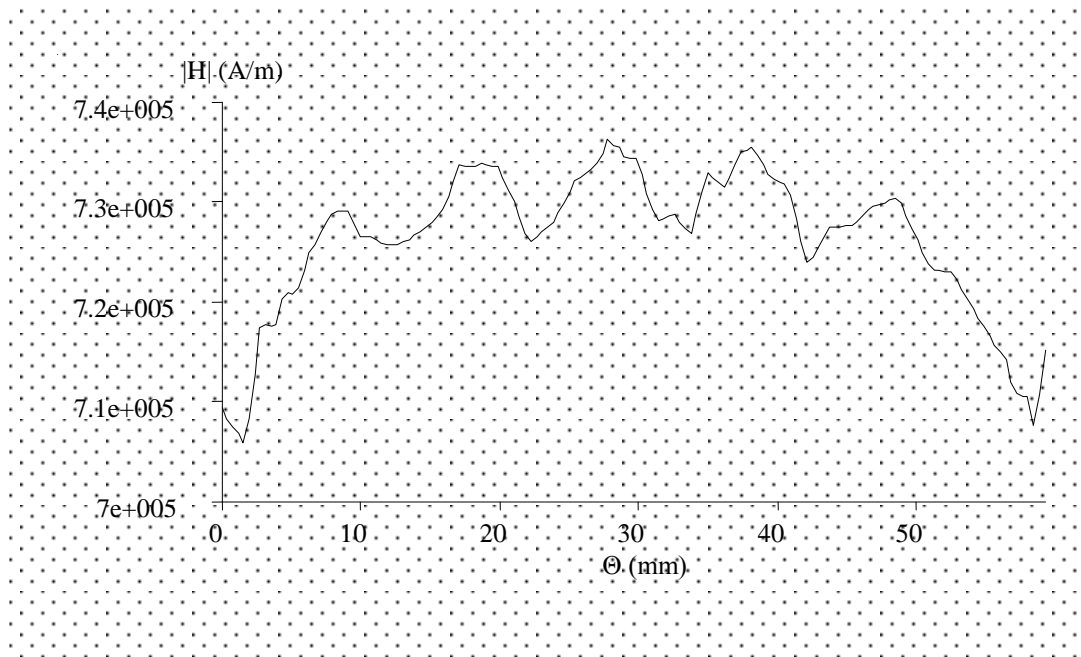
**Figure III-27 :  $\theta$  est la longueur du contour en rouge.**

De la figure III-26 nous pouvons constater que :  $|H_{\max}| = 737515 \text{ A/m} < |H_{\text{coercitif}}| = 883310 \text{ A/m} \Rightarrow$  Nous n'avons pas atteint le point de désaimantation des aimants.

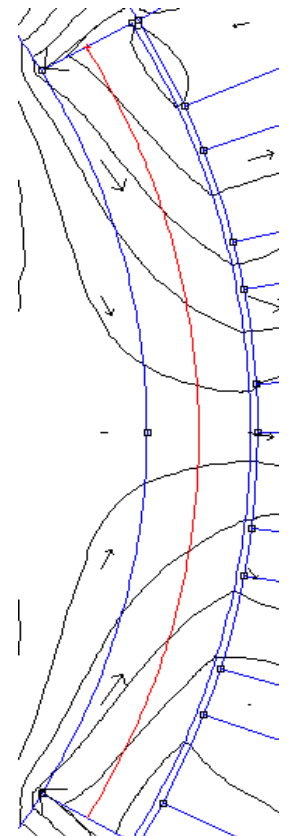
- Profondeur de l'encoche rotorique = 23.04mm.



**Figure III-18 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.**



**Figure III-29 :  $|H|$  en fonction de  $\theta$ .**



**Figure III-30 :  $\theta$  est la longueur du contour en rouge.**

De la figure III-29 nous pouvons constater que :  $|H_{\max}| = 738350 \text{ A/m} < |H_{\text{coercitif}}| = 883310 \text{ A/m} \Rightarrow$  Nous n'avons pas atteint le point de désaimantation des aimants.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 31.04mm.

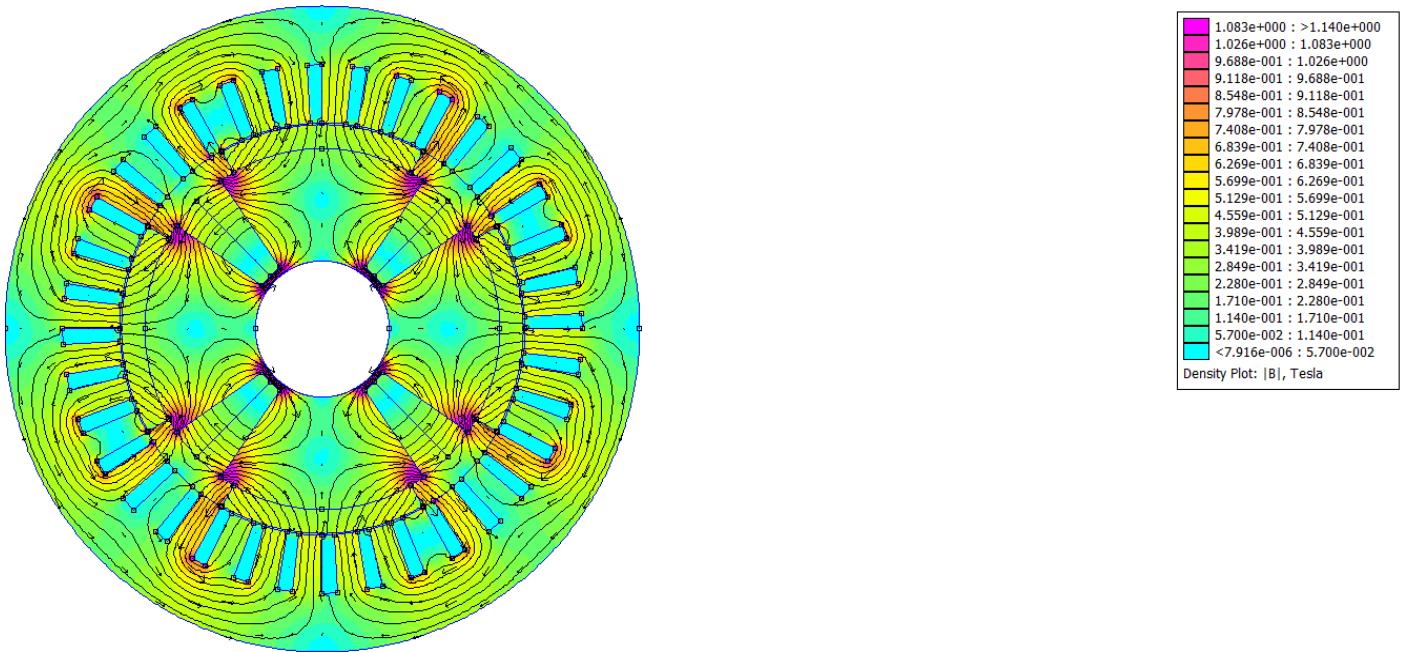


Figure III-31 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

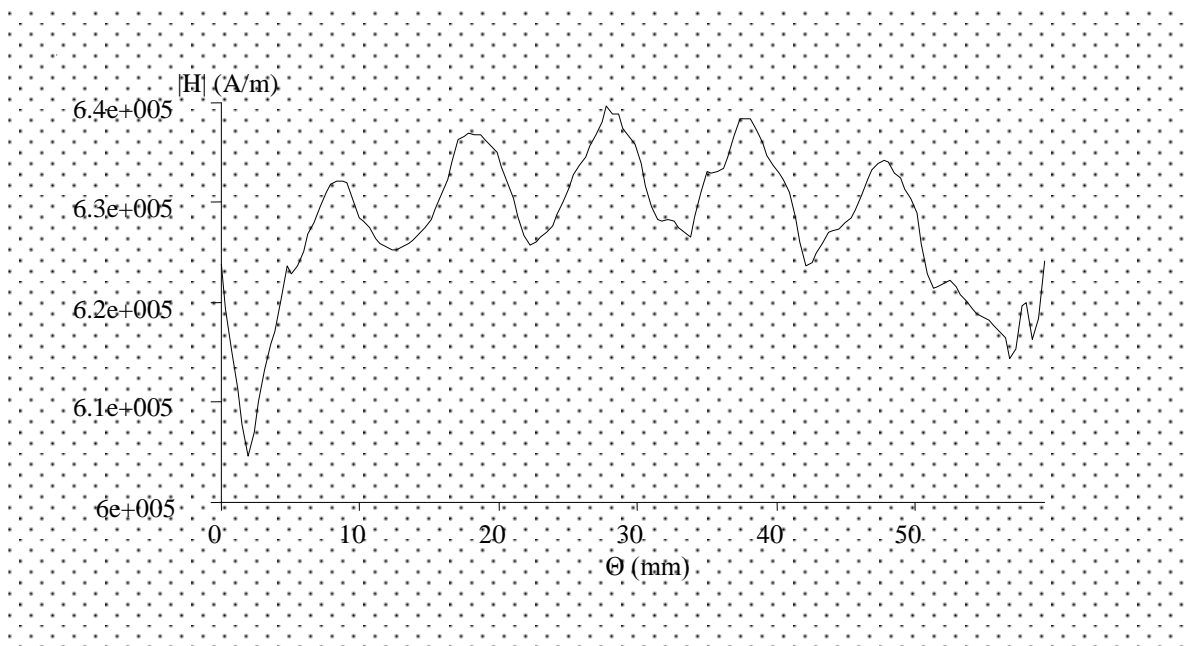


Figure III-32 : |H| en fonction de  $\theta$ .

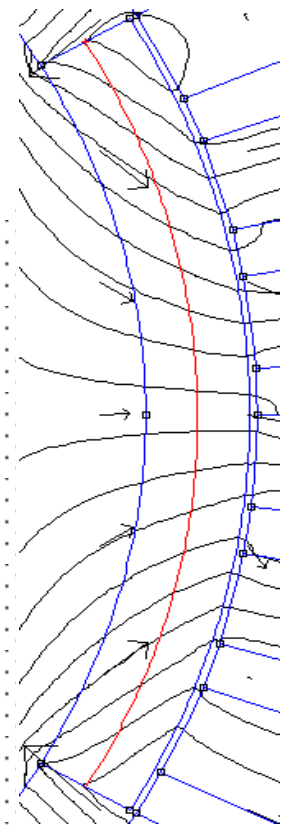


Figure III-33 :  $\theta$  est la longueur du contour en rouge.

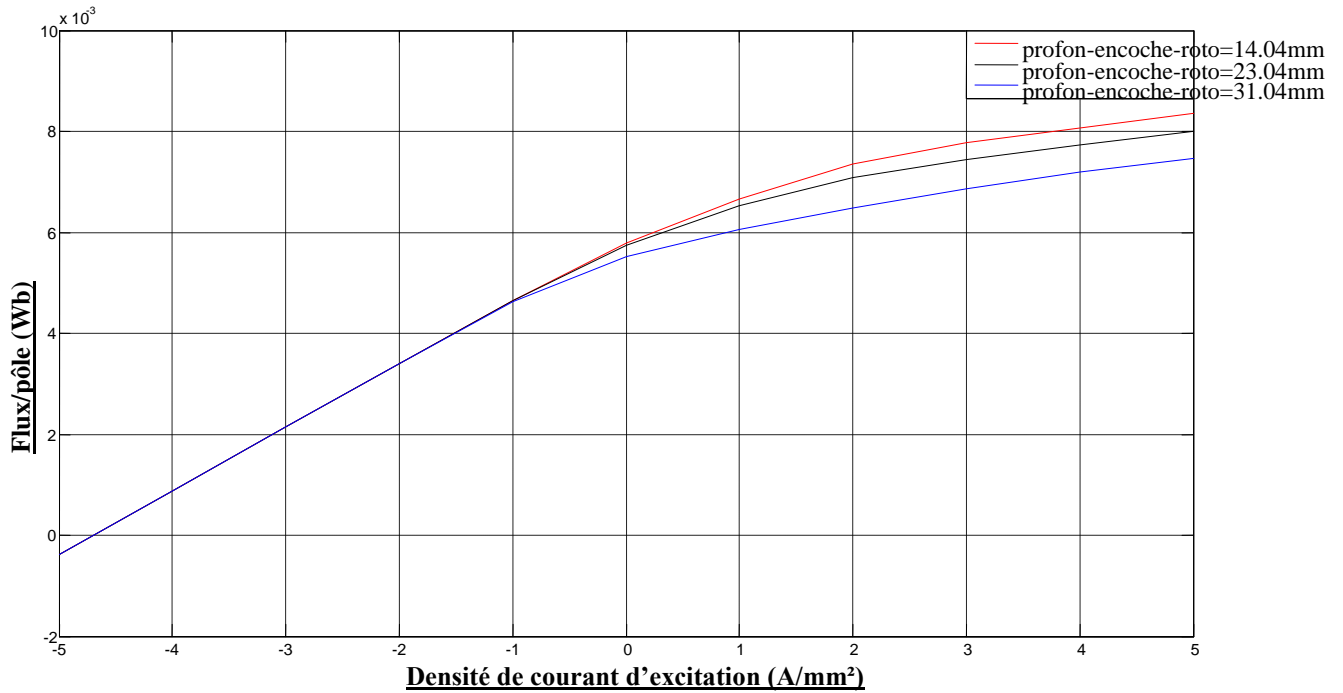
De la figure III-32 nous pouvons constater que :  $|H_{\max}| = 639500 \text{ A/m} < |H_{\text{coercitif}}| = 883310 \text{ A/m} \Rightarrow$  Nous n'avons pas atteint le point de désaimantation des aimants.

Nous pouvons remarquer des figures III-25 et III-28 que la saturation apparaît entre les encoches rotoriques et les aimants. Pour la figure III-31 la saturation apparaît entre les encoches rotoriques et les aimants ainsi qu'au niveau de la culasse rotorique.



**III-2-b : Flux en fonction de la densité des courants d'excitation et des aimants à épaisseur de la culasse rotorique constante ( $E_c=20.03\text{mm}$ ) :**

Dans ce cas, on fera varier le rayon de l'arbre ( $R_a$ ) et la profondeur des encoches rotoriques, en gardant une épaisseur de la culasse rotorique ( $E_c$ ) constante.

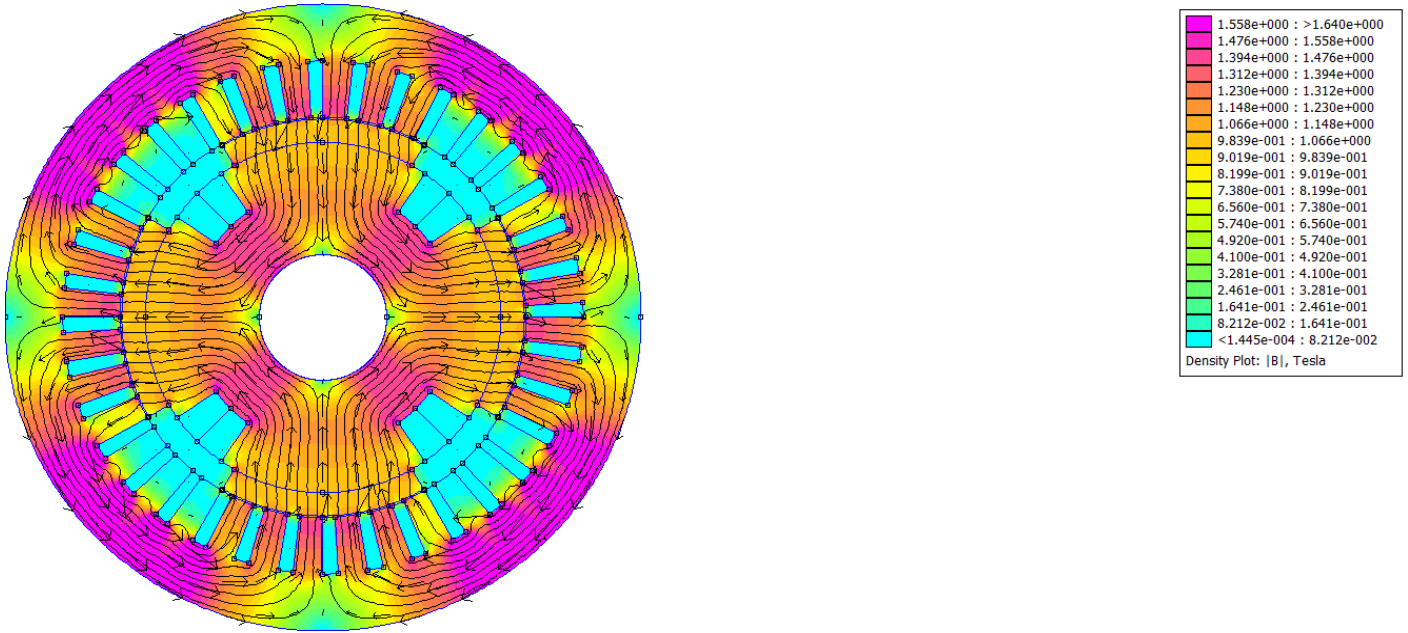


**Figure III-34 : Flux/pôle en fonction de la densité de courant d'excitation**

Nous pouvons remarquer sur la figure III-34 que les courbes du flux/pôle en fonction de  $J_{ex}$ , pour les différentes profondeurs d'encoche rotorique, suivent la courbe de saturation du fer vu que les grandeurs géométriques constituant le trajet des lignes sont constantes.

$J_{ex} = 0 \text{ A/mm}^2$ .

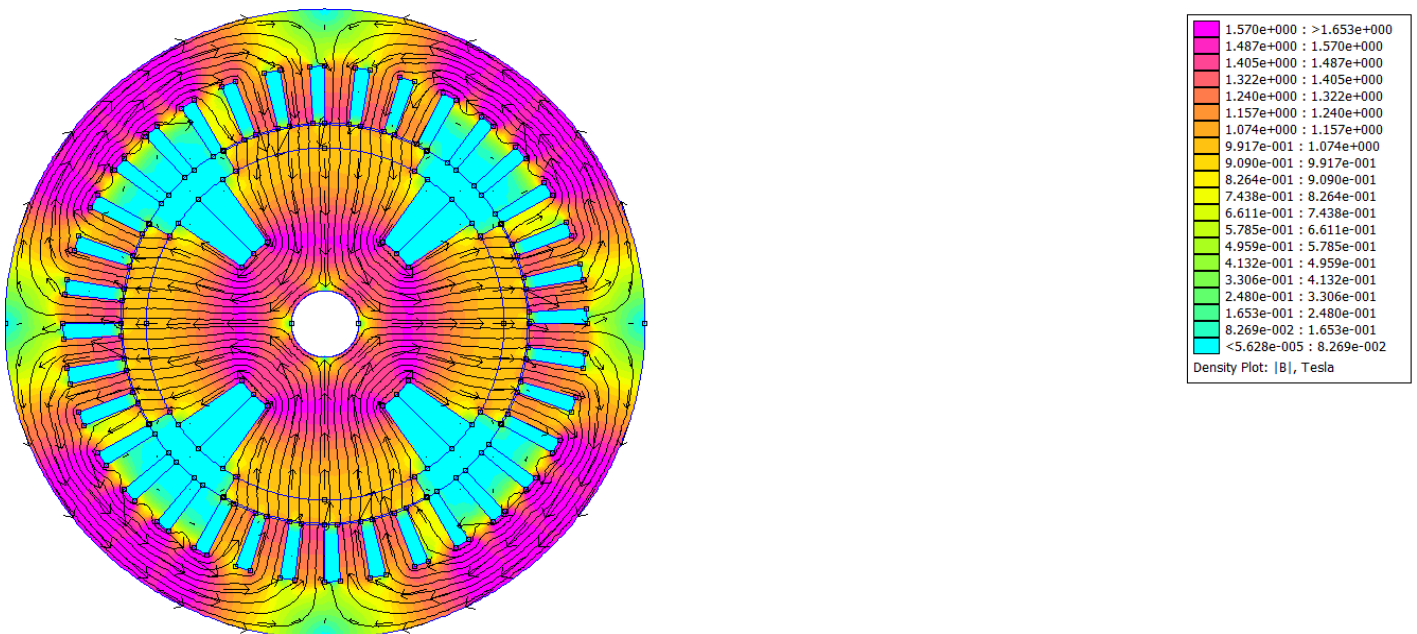
- Profondeur de l'encoche rotorique = 14.04mm.



**Figure III-35 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.**

Après calcul du flux normal ( $\Phi$ ), dans la machine illustrée dans la figure III-35. Le flux normal ( $\Phi$ ) = 0.00581313 Wb.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 23.04mm.



**Figure III-36 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.**

Après calcul du flux normal ( $\Phi$ ), dans la machine illustrée dans la figure III-36. Le flux normal ( $\Phi$ ) = 0.00578851 Wb.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 31.04mm.

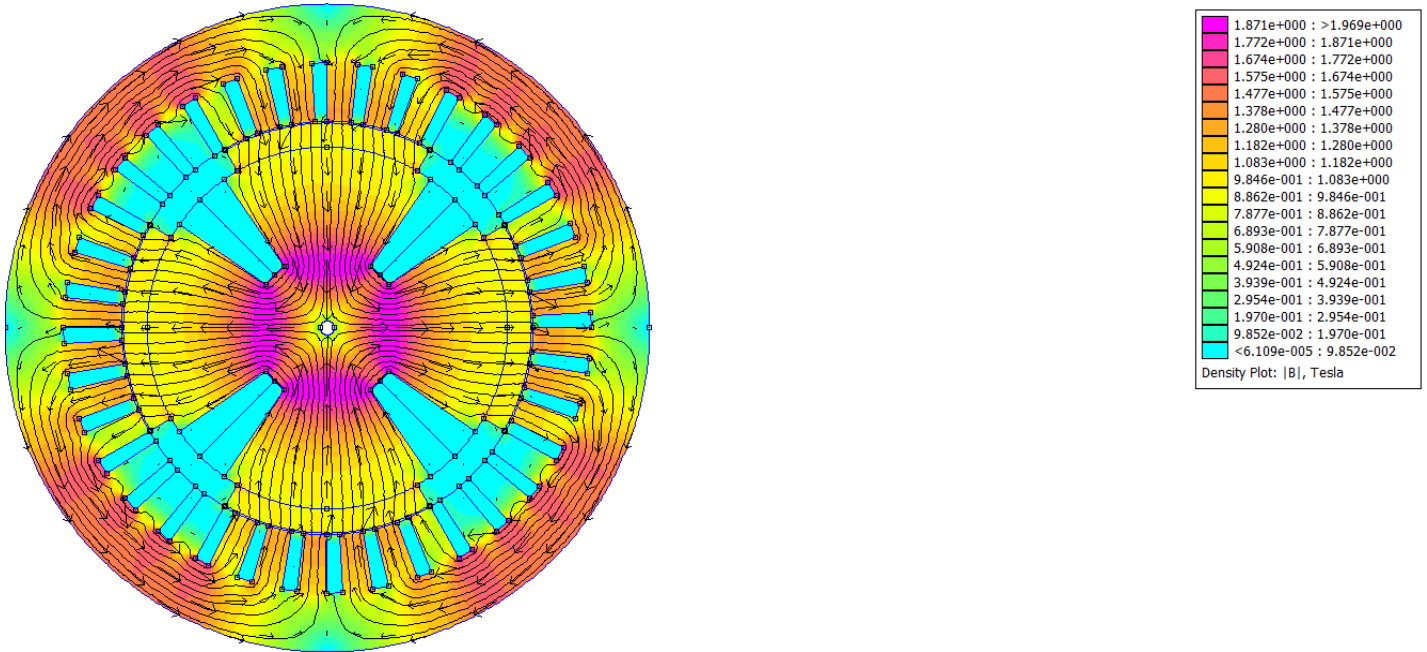


Figure III-37 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

Après calcul du flux normal ( $\Phi$ ), dans la machine illustrée dans la figure III-37, le flux normal ( $\Phi$ ) = 0.00561028 Wb.

Nous pouvons remarquer des figures III-35, III-36 et III-37 que l'écart entre les valeurs du flux normal, pour les différentes profondeurs de l'encoche rotorique, est peut important en le comparant au premier cas.

Dans ce cas nous avons gardé une épaisseur de la culasse rotorique constante donc une réluctance totale, du circuit magnétique, constante, mais même dans ce cas il y a formation d'un flux de fuite qui reste certes moins important que dans le premier cas.

$J_{ex} = 5 \text{ A/mm}^2$ .

- Profondeur de l'encoche rotorique = 14.04mm.

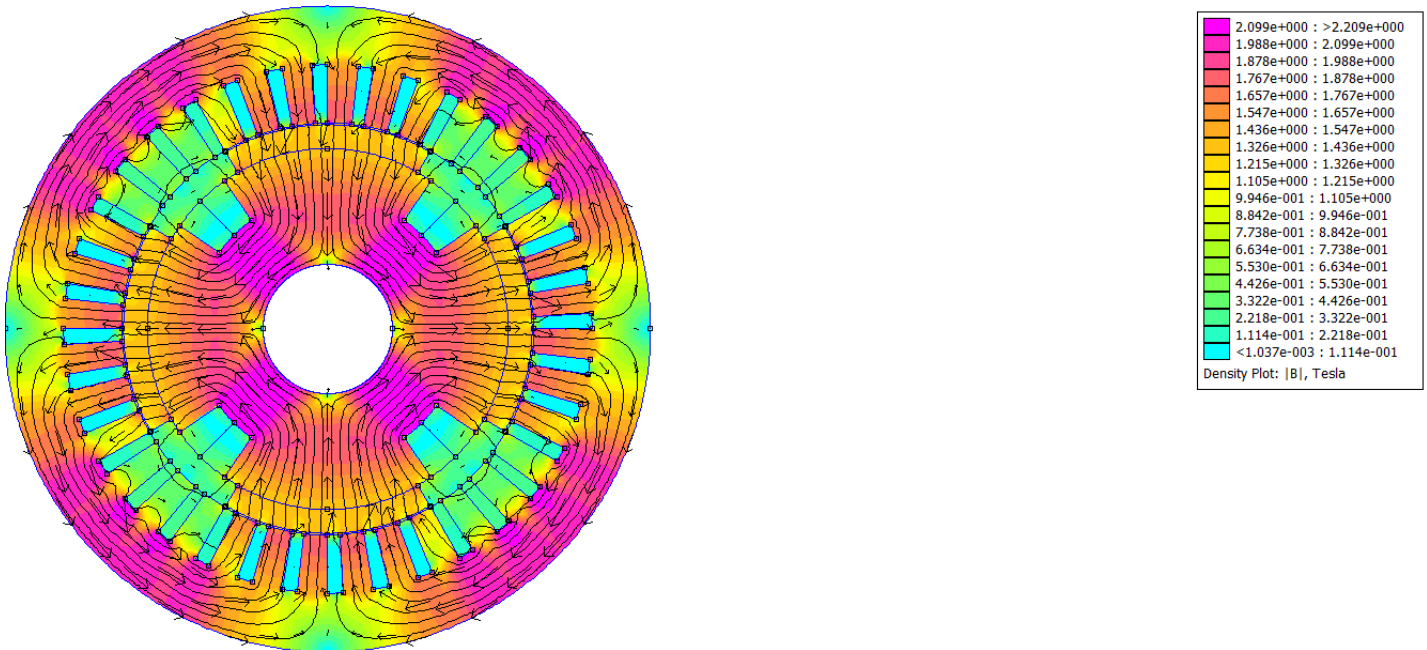


Figure III-38 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 23.04mm.

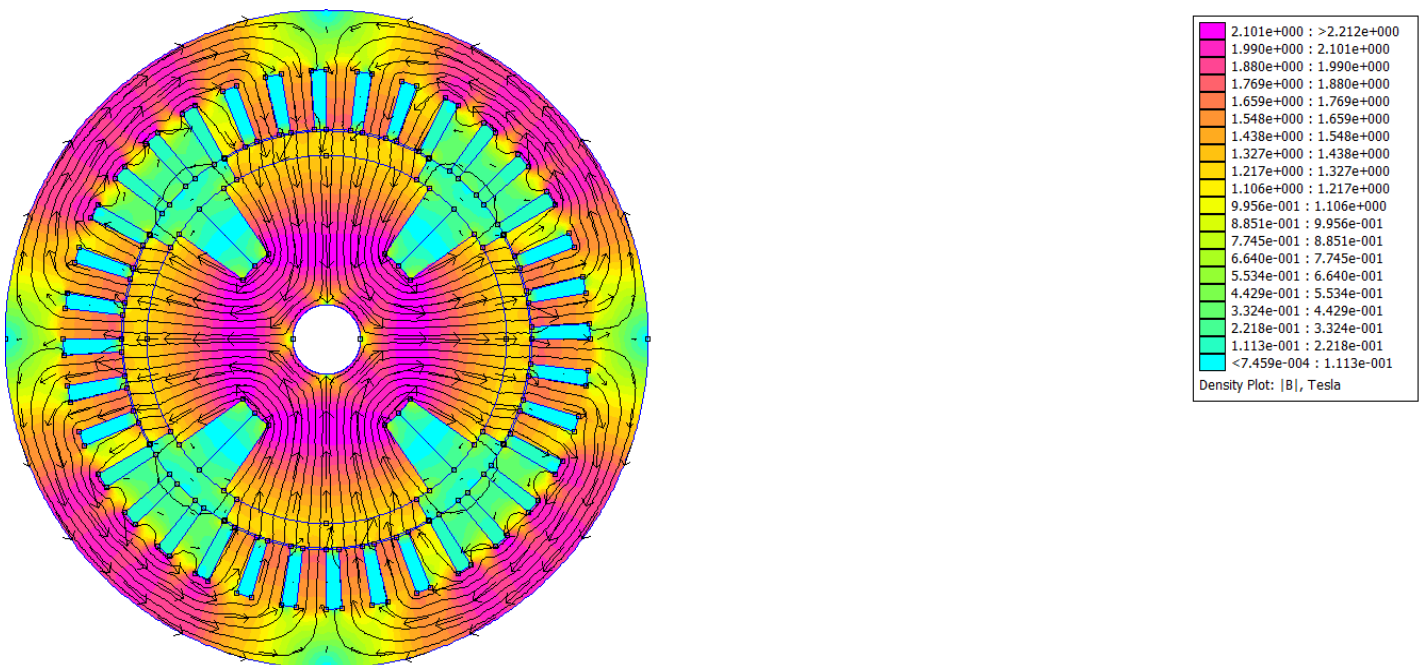


Figure III-39 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 31.04mm.

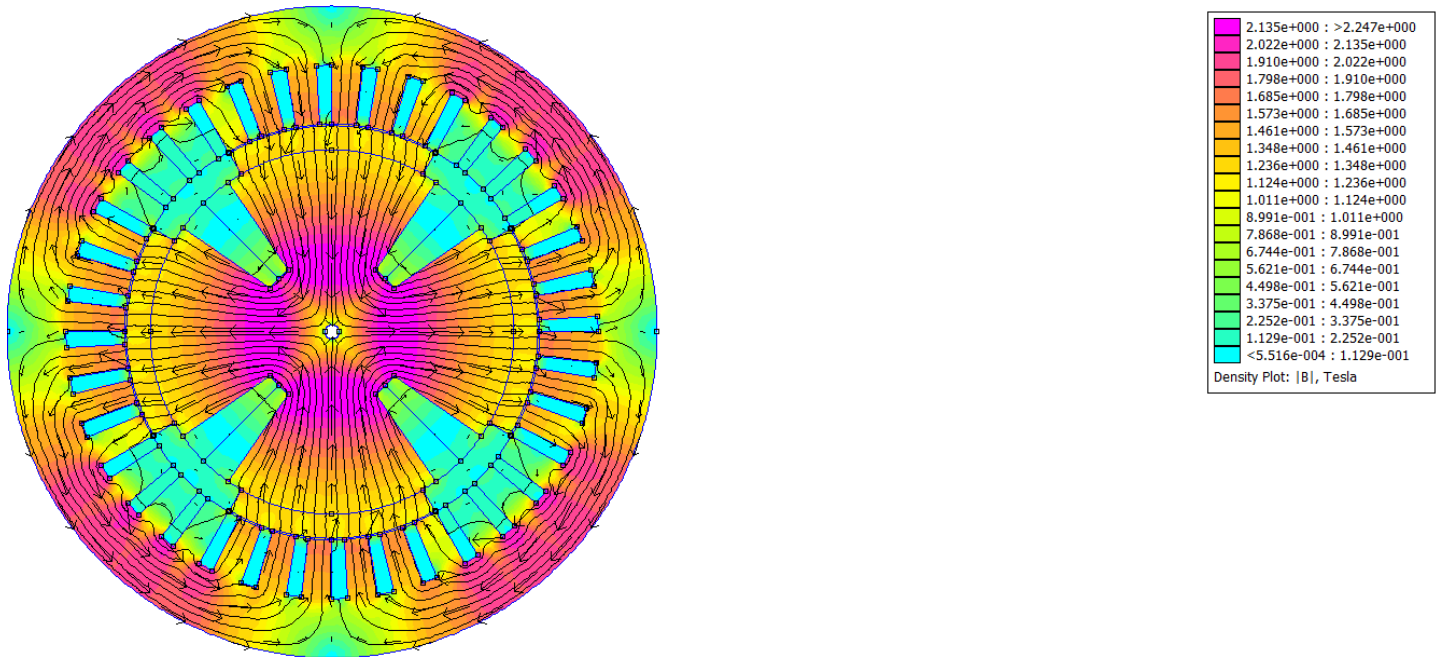


Figure III-40 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

Nous pouvons remarquer des figures III-38, III-39 et III-40 que la saturation apparaît dans les régions où il y a une concentration des lignes de flux.

$J_{ex} = -5 \text{ A/mm}^2$ .

- Profondeur de l'encoche rotorique = 14.04mm.

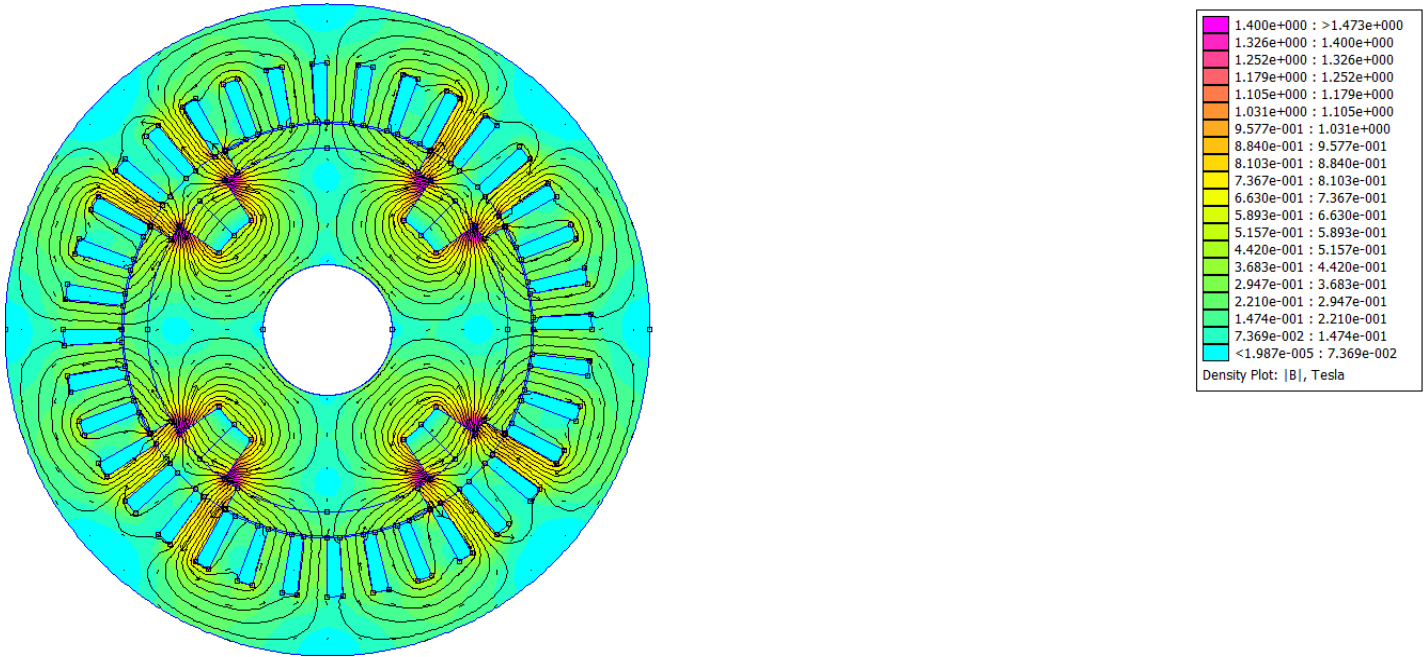


Figure III-41 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

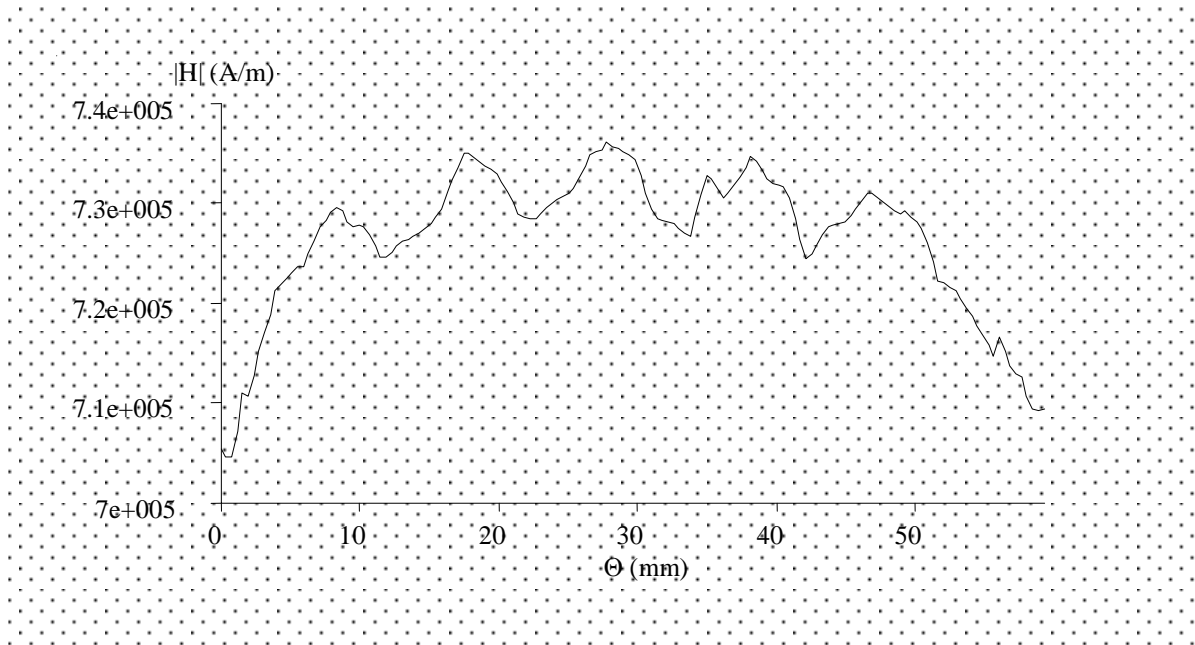


Figure III-42 :  $|H|$  en fonction de  $\theta$ .

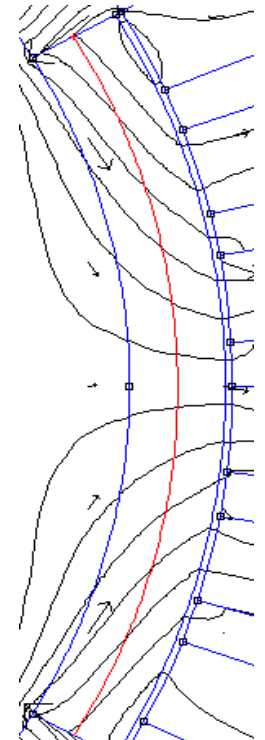
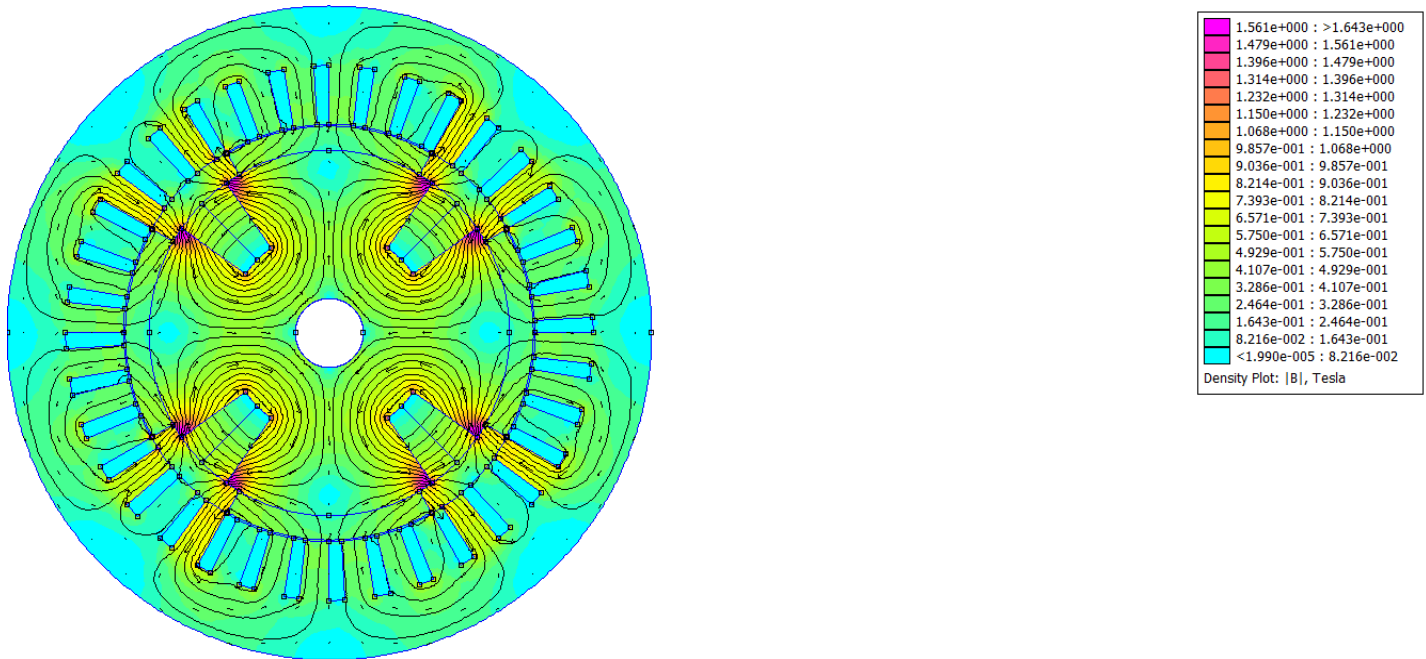


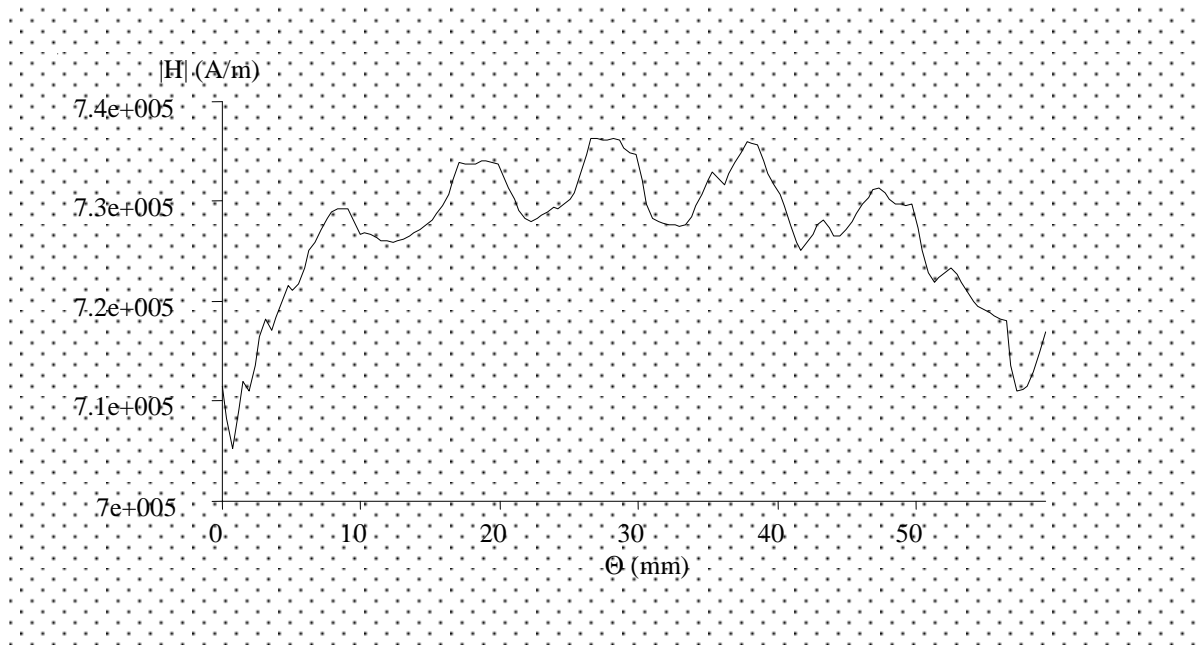
Figure III-43 :  $\Theta$  est la longueur du contour en rouge

De la figure III-42 nous pouvons constater que :  $|H_{\max}| = 735845 \text{ A/m} < |H_{\text{coercitif}}| = 883310 \text{ A/m} \Rightarrow$  Nous n'avons pas atteint le point de désaimantation des aimants.

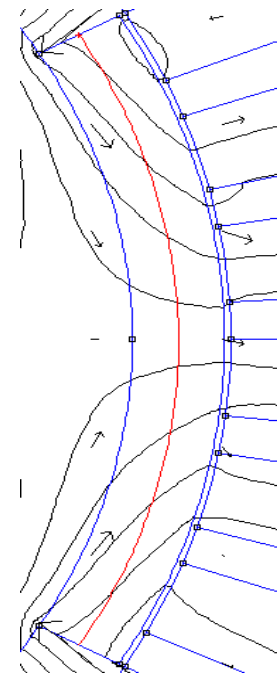
- Profondeur de l'encoche rotorique = 23.04mm.



**Figure III-44 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.**



**Figure III-45 : |H| en fonction de  $\theta$ .**



**Figure III-46 :  $\theta$  est la longueur du contour en rouge.**

De la figure III-45 nous pouvons constater que :  $|H_{\max}| = 736680 \text{ A/m} < |H_{\text{coercitif}}| = 883310 \text{ A/m} \Rightarrow$  Nous n'avons pas atteint le point de désaimantation des aimants.

- Profondeur de l'encoche rotorique = 31.04mm.

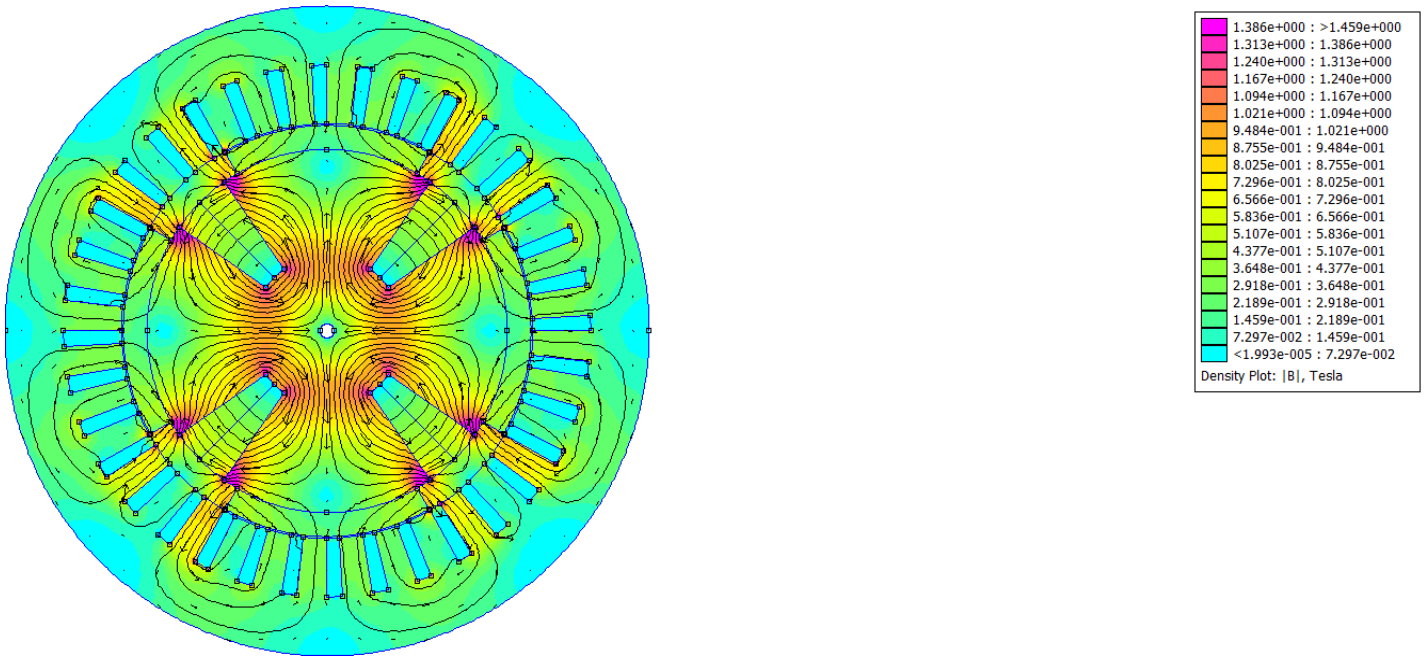


Figure III-47 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.

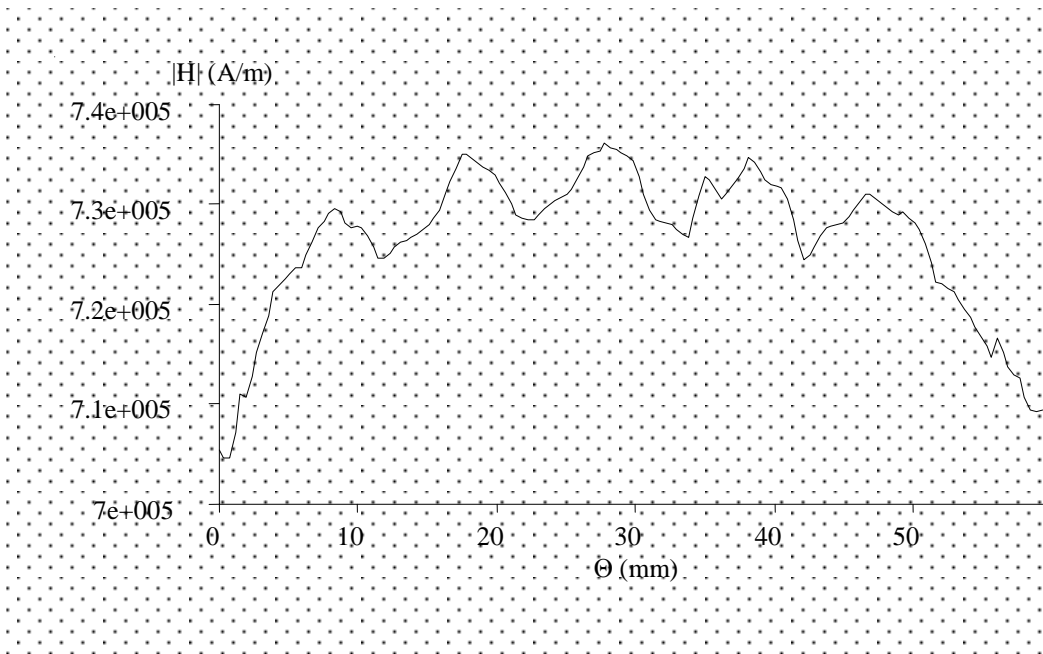


Figure III-48 :  $|H|$  en fonction de  $\theta$ .

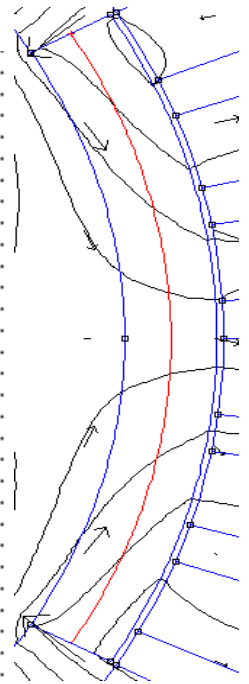


Figure III-49 :  $\theta$  est la longueur du contour en rouge.

De la figure III-48 nous pouvons constater que :  $|H_{\max}| = 737515 \text{ A/m} < |H_{\text{coercitif}}| = 883310 \text{ A/m} \Rightarrow$  Nous n'avons pas atteint le point de désaimantation des aimants.

Nous pouvons remarquer des figures III-41 et III-44 que la saturation apparaît entre les encoches rotoriques et les aimants. Pour la figure III-47 la saturation apparaît entre les encoches rotoriques et les aimants ainsi qu'au niveau de la culasse rotorique.



Comparaison entre les deux cas :

- Flux/pôle en fonction de  $J_{ex}$  : Dans le cas où l'épaisseur de la culasse rotorique est constante les courbes suivent la courbe de saturation du fer vu que les sections et longueurs des trajets du champ magnétique restent constantes. Par contre dans le cas où le rayon de l'arbre est constant, les flux/pôle subissent une influence pour cause de variation des réluctances qui elles dépendent de paramètres géométriques variables mais aussi des perméabilités des parties ferromagnétiques qui se saturent sous l'effet des courants qui augmentent.
- $J_{ex} = 0 \text{ A/mm}^2$  : On se référant aux valeurs du flux des deux cas traités on peut constater que l'écart entre les valeurs du flux, dans le cas où le rayon de l'arbre est constant, est plus important que dans le cas où l'épaisseur de la culasse rotorique est constante. Dans les deux cas, pour une profondeur de l'encoche rotorique égale à 14.04mm, le flux/pôle est sensiblement égal au flux/pôle généré par les aimants permanents seuls.
- $J_{ex} = 5 \text{ A/mm}^2$  : La saturation, dans les deux cas, apparaît dans différentes régions de la machine. La saturation apparaît dans les régions où la section est petite (il y'a une concentration des lignes de flux).
- $J_{ex} = -5 \text{ A/mm}^2$  : Nous n'avons pas atteint le point de désaimantation des aimants dans les deux cas et donc le defluxage a bien fonctionné.

III-3 : Conclusion :

---

Dans l'étude du flux en fonction des paramètres géométriques de la machine, l'ouverture de l'aimant qui nous a donné un flux important est celle qui prend l'espace total du pôle et l'épaisseur de l'aimant est de 10 mm, mais nous avons choisi une ouverture aimant de 60°, afin d'avoir un espace entre les aimants pour pouvoir y loger le bobinage de double excitation, et une épaisseur de l'aimant de 7mm pour faire une économie sur le prix des aimants permanents.

Le flux de fuite augmente à partir d'une profondeur de l'encoche rotorique supérieure à 14.04mm.

De meilleurs résultats sont obtenus dans le cas où l'épaisseur de la culasse rotorique est fixe. Une efficacité plus importante des bobines de double excitation.

Une épaisseur de la culasse rotorique importante améliore la capacité de défluxage mais pénalise la masse de la machine.

L'arbre est un organe de transmission du mouvement de rotation. Il sert de soutien aux ventilateurs, à des accessoires variés mais aussi au rotor de la machine qui se trouve ainsi solidifié [18]. Avoir un rayon d'arbre peu important c'est le rendre vulnérable aux efforts auxquels il est soumis d'autant plus que cette machine synchrone à double excitation est destinée à fonctionner dans une large gamme de vitesses.

## Conclusion générale et perspective :

---

Au cours du premier chapitre nous avons effectué, dans un premier temps, une brève description des machines synchrones à rotor bobiné et des machines synchrones à aimants permanents, puis, dans un deuxième temps, nous avons défini les machines synchrones à double excitation avec leurs différentes configurations.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté la machine étudiée (stator, rotor et matériaux utilisés) et modélisation (équations de Maxwell, relation du milieu considéré, modèle magnétostatique, potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  dans les différentes parties de la machine, conditions de passage d'une région magnétique à une autre). Nous avons également présenté le logiciel de calcul utilisé après un rappel de la méthode des éléments finis.

Les résultats de simulations sur la machine ont permis de quantifier la sensibilité du flux par pôle à la variation des grandeurs géométriques rotoriques (épaisseur des encoches de l'inducteur ou celle de la culasse rotorique). Nous avons également testé l'efficacité des bobines d'excitation sur le flux inducteur (dans le cas du défluxage mais également dans le cas du renforcement).

L'étude réalisée reste modeste car nous n'avons pas apporté de modifications au niveau des paramètres géométriques du stator, nous avons gardé un entrefer fixe. Au niveau du rotor, également, certains paramètres sont restés inchangés comme l'espace ferromagnétique entre l'aimant permanent et la dent rotorique, le matériau ferromagnétique, les aimants permanents, le type d'encoches rotoriques.

Plusieurs perspectives peuvent être proposées :

- Exploiter le programme réalisé dans le but d'étudier les performances de la machine.
- Recommander une étude de sensibilité qui tient compte de plusieurs paramètres à la fois (en utilisant des méthodes d'optimisation multivariées).
- Etude de la machine du point de vue couple développé (dans un souci d'optimisation).
- Faire une étude thermique de la machine (afin de proposer un système de refroidissement performant).
- Proposer une commande de la machine.

- Proposer un dispositif de protection (contre les courants de court-circuit par exemple).

## Bibliographie et sites de référence :

---

- [1] : Yacine AMARA, Lionel VIDO et Mohamed GABSI. *Machines synchrones à double excitation (MSDE)*. Document Techniques de l'Ingénieur. Juillet 2012.
- [2] : Ivanov-SMOLENSKII et Aleksei VLADIMIROVICH. *Machines électriques Tome 2*. Livre, technique soviétique, 1983.
- [3] : Liva eric RADAOROZANDRY, *Conception et optimisation des machines synchrones avec des modèles analytiques en tenant compte de la saturation magnétique*. Mémoire pour l'obtention du grade de maîtrise es sciences, université Laval, 2007.
- [4] : Yacine AMARA. *Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride*. Thèse de doctorat, université Paris XI, décembre 2001.
- [5] : Azeddine TAKORABET. *Dimensionnement d'une machine à double excitation de structure innovante pour une application alternateur automobile. Comparaison à des structures classiques*. Thèse de doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan, janvier 2008.
- [6] : Abdeljalil DAANOUNE. *Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides*. Thèse de doctorat, université de Grenoble, décembre 2012.
- [7] : Michel STOLIDI. *Matériaux en électrotechnique*. IUFM Aix-Marseille.
- [8] : Théodore WILDI et Gilbert SYBILLE. *Electrotechnique, 4<sup>ème</sup> édition*, 2005.
- [9] : [www.magnetosynergie.com](http://www.magnetosynergie.com).
- [10] : Charles CYR. *Modélisation et caractérisation des matériaux magnétiques composites doux utilisés dans les machines électriques*. Thèse de doctorat, université Laval, Juillet 2007.
- [11] : Max MARTY, Daniel DIXNEUF et Delphine GARCIA GILLABERT. *Principes d'électrotechnique*.
- [12] : Jean-Claude SABONNADIÈRE et Jean-Louis COULOMB. *Calcul des champs électromagnétiques*. Document Techniques de l'Ingénieur.
- [13] : Yousef ZEBBOUDJ. *Cours de théorie du champ électromagnétique*. Université de Bejaïa.
- [14] : [www.techno-science.net](http://www.techno-science.net).

[15] : MAZI Mohand ouamara et HAMITOUCHE Nourdine. *Analyse du régime transitoire de machines linéaires par la méthode des éléments finis avec prise en compte du couplage magnétique-mécanique*. Mémoire en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique. Université Mouloud MAMMERRI de Tizi-Ouzou.

[16] : Alexandre ERN. *Aide-mémoire éléments finis*.

[17] : Sami HLIOUI. *Etude d'une machine synchrone à double excitation. Contribution à la mise en place d'une plate-forme de logiciels en vue d'un dimensionnement optimal*. Thèse de doctorat, université de technologie de Belfort-Montbéliard et université de Besançon, décembre 2008.

[18] : Jean-Louis COUDERT, Pascal DELSALLE, Claude DUPUIS et Didier HOTTOIS. *Construction mécanique des machines électriques tournantes*. Document Techniques de l'Ingénieur.

## Annexe :

On présentera dans cette annexe les instructions qui nous ont permis de construire notre machine. Afin de mieux comprendre ces instructions, se référer à « User's Manual Version 4.2, October 16 2010, David Meeker ».

### Construction du stator :

$r1=60.6$  mm (rayon intérieur du stator)  
 $r2=77.8$  mm (rayon intérieur du stator + épaisseur de l'encoche statorique)  
 $p=2$  (nombre de paire de pôle)  
 $td=2*3.14/36$  [mm] (pas dentaire), 36 est le nombre d'encoche  
 $t=td/3$ [mm] (ouverture de l'encoche statorique)  
 $ia=0$  A (phase A)  
 $ib=0$  A (phase B)  
 $ic=0$  A (phase C)

#### -- Construction d'une encoche statorique :

```
x1=r1
y1=0
x2=r2
y2=0
x3=r2*cos(t)
y3=r2*sin(t)
x4=r1*cos(t)
y4=r1*sin(t)
mi_addnode(x1,y1)
mi_addnode(x2,y2)
mi_addnode(x3,y3)
mi_addnode(x4,y4)
```

```
mi_selectnode(x1,y1)
mi_selectnode(x2,y2)
mi_selectnode(x3,y3)
mi_selectnode(x4,y4)
mi_setnodeprop("none",0)
mi_clearselected()
```

```
mi_addsegment(x1,y1,x2,y2)
mi_addsegment(x3,y3,x4,y4)
mi_selectsegment(x2,y2)
mi_selectsegment(x4,y4)
mi_setsegmentprop("none",0.5,1,0,0)
mi_clearselected()
```

```
mi_addarc(x2,y2,x3,y3,t,2.5)
mi_selectarcsegment(x3,y3)
mi_clearselected()
```

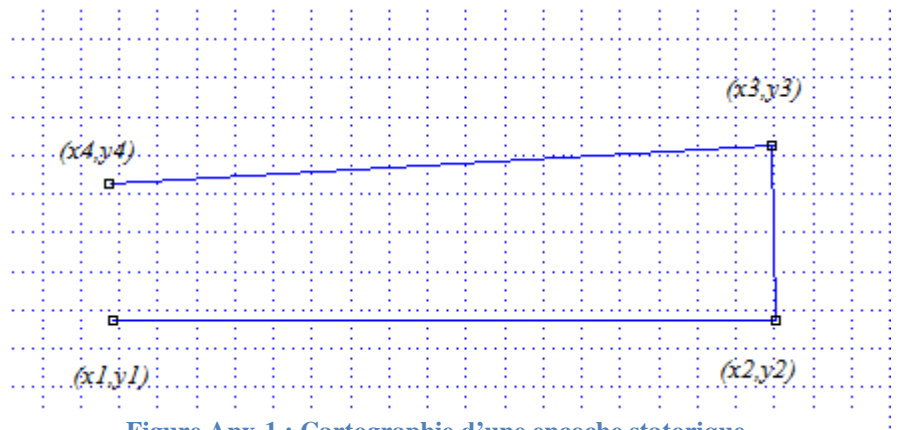


Figure Anx-1 : Cartographie d'une encoche statorique.

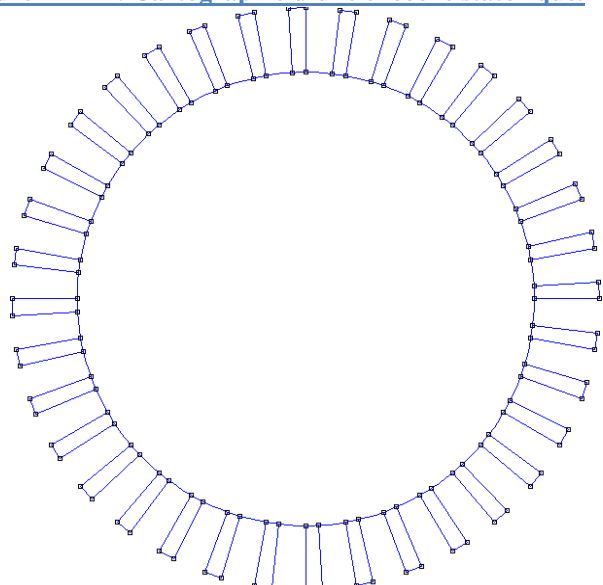


Figure Anx-2 : Cartographie des encoches statorique.

**-- Construction des encoches statorique :**

```
mi_selectgroup(0)
mi_copyrotate(0,0,10,35,4)
mi_addarc(r1,0,-r1,0,180,2.5)
mi_addarc(-r1,0,r1,0,180,2.5)
```

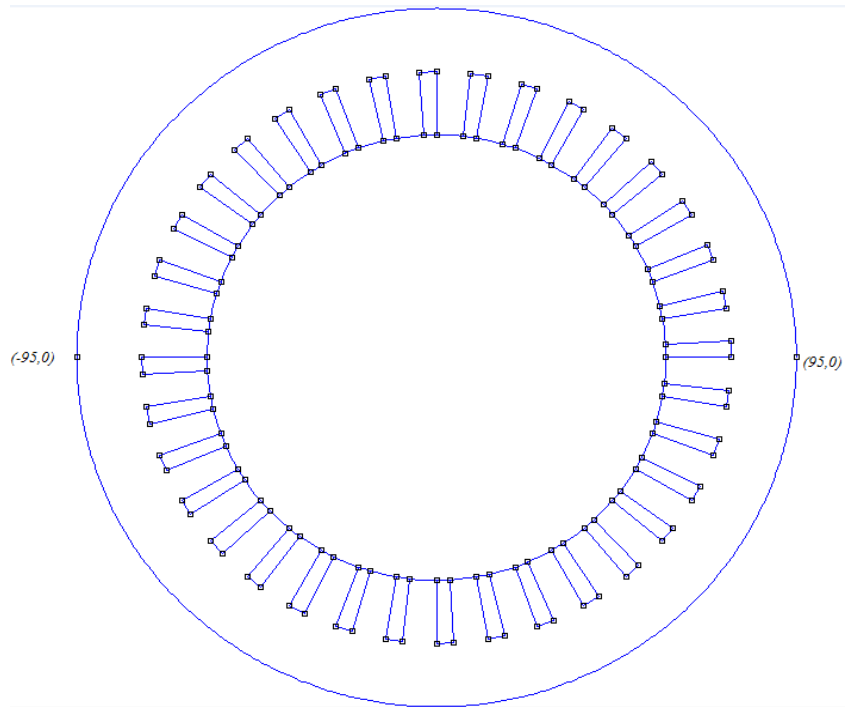
**-- Construction de la limite extérieure du stator :**

```
mi_addboundprop("A=0",0,0,0,0,0,0,0,0)
mi_addnode(95,0)
mi_addnode(-95,0)
mi_selectnode(95,0)
mi_selectnode(-95,0)
mi_setnodeprop("none",0)
mi_clearselected()
```

```
mi_addarc(95,0,-95,0,180,0.5)
mi_selectarcsegment(95,0)
mi_setarcsegmentprop(0.5,"A=0",0,0)
mi_copyrotate(0,0,180,1,3)
mi_clearselected()
```

**-- Bobinage du statorique :**

```
mi_addcircprop("phase A",ia,1)
mi_addcircprop("phase B",ib,1)
mi_addcircprop("phase C",ic,1)
xenc={ }
yenc={ }
for i=1,3 do
xenc[i]=(r1+r2)/2*cos(t/2+i*td)
yenc[i]=(r1+r2)/2*sin(t/2+i*td)
mi_addblocklabel(xenc[i],yenc[i])
mi_selectlabel(xenc[i],yenc[i])
mi_addmaterial("Air",1,1,0,0,0,0,1,0,0,0)
mi_setblockprop("Air",1,auto,"phase A",0,0,500)
mi_clearselected()
end
for i=4,6 do
xenc[i]=(r1+r2)/2*cos(t/2+i*td)
yenc[i]=(r1+r2)/2*sin(t/2+i*td)
mi_addblocklabel(xenc[i],yenc[i])
mi_selectlabel(xenc[i],yenc[i])
mi_setblockprop("Air",1,auto,"phase C",0,0,-500)
mi_clearselected()
end
for i=7,9 do
xenc[i]=(r1+r2)/2*cos(t/2+i*td)
yenc[i]=(r1+r2)/2*sin(t/2+i*td)
mi_addblocklabel(xenc[i],yenc[i])
mi_selectlabel(xenc[i],yenc[i])
mi_setblockprop("Air",1,auto,"phase B",0,0,500)
```



**Figure Anx-3 : Cartographie de la limite extérieure du stator.**



```

mi_clearselected()
end
for i=10,12 do
xenc[i]=(r1+r2)/2*cos(t/2+i*td)
yenc[i]=(r1+r2)/2*sin(t/2+i*td)
mi_addblocklabel(xenc[i],yenc[i])
mi_selectlabel(xenc[i],yenc[i])
mi_setblockprop("Air",1,auto,"phase A",0,0,-500)
mi_clearselected()
end
for i=13,15 do
xenc[i]=(r1+r2)/2*cos(t/2+i*td)
yenc[i]=(r1+r2)/2*sin(t/2+i*td)
mi_addblocklabel(xenc[i],yenc[i])
mi_selectlabel(xenc[i],yenc[i])
mi_setblockprop("Air",1,auto,"phase C",0,0,500)
mi_clearselected()
end
for i=16,18 do
xenc[i]=(r1+r2)/2*cos(t/2+i*td)
yenc[i]=(r1+r2)/2*sin(t/2+i*td)
mi_addblocklabel(xenc[i],yenc[i])
mi_selectlabel(xenc[i],yenc[i])
mi_setblockprop("Air",1,auto,"phase B",0,0,-500)
mi_clearselected()
end
mi_selectgroup(0)
mi_copyrotate(0,0,180,1,2)
mi_clearselected()

```

**-- Ajout du fer :**

```

mi_addmaterial("fer",4416,4416,0,0,0,0,0,1,0,0,0)
b={ } h={ }
b[1],h[1]= 0, 0
b[2],h[2]= 0.3, 39.78875
b[3],h[3]= 0.8, 79.5775
b[4],h[4]= 1.12, 159.155
b[5],h[5]= 1.32, 318.31
b[6],h[6]= 1.46, 795.775
b[7],h[7]= 1.54, 1591.55
b[8],h[8]= 1.61875, 3376.667
b[9],h[9]= 1.74, 7957.75
b[10],h[10]= 1.87, 15915.5
b[11],h[11]= 1.99, 31831
b[12],h[12]= 2.045964, 5102.04
b[13],h[13]= 2.08, 79577.5
for i=1,13 do
mi_addbhpnt("fer",b[i],h[i])
end

```

```

mi_addblocklabel(4,87)
mi_selectlabel(4,87)
mi_setblockprop("fer",1,auto,0,0,0,1)
mi_clearselected()

```

## Construction du rotor :

$\text{taud}=60^\circ$  (ouverture des aimants permanents)  
 $r3=60.1\text{mm}$  (rayon du rotor + épaisseur de l'aimant)  
 $ra=20.03\text{mm}$  (rayon de l'arbre)  
 $ea=7\text{mm}$  (épaisseur de l'aimant)  
 $r4=r3-ea$  [mm] (rayon du rotor)  
 $a=0$  mm (valeur par laquelle ont varié la profondeur de l'encoche rotorique(Per), le rayon de l'arbre et l'épaisseur de la culasse rotorique)

### -- Construction de l'arbre :

```

mi_addboundprop("A=0",0,0,0,0,0,0,0,0)
mi_addnode(ra-a,0)
mi_addnode(-ra+a,0)
mi_selectnode(ra-a,0)
mi_selectnode(-ra+a,0)
mi_setnodeprop("none",0)
mi_clearselected()
mi_addarc(ra-a,0,-ra+a,0,180,0.5)
mi_selectarcsegment(ra-a,0)
mi_setarcsegmentprop(0.5,"A=0",0,0)
mi_copyrotate(0,0,180,1,3)
mi_clearselected()

```

```

mi_addblocklabel(0,0)
mi_selectlabel(0,0)
mi_setblockprop("<No Mesh>",1,0,0,0,0,0)
mi_clearselected()

```

### -- Construction du rotor avec aimants permanents :

```

x5=r3*cos(taud*3.14/360)
y5=r3*sin(taud*3.14/360)
x6=x5
y6=-y5
x7=r4*cos(taud*3.14/360)
y7=r4*sin(taud*3.14/360)
x8=x7
y8=-y7
xma=(r3+r4)/2

```

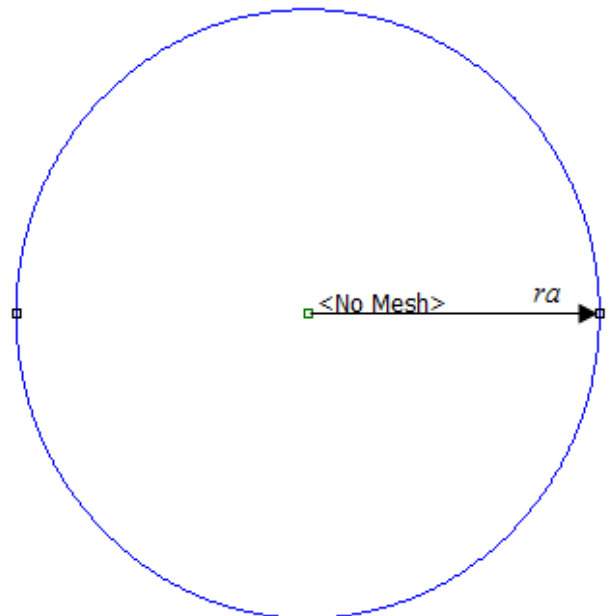


Figure Anx-4 : Représentation de l'arbre.

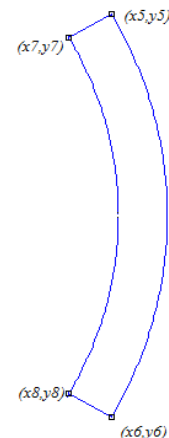
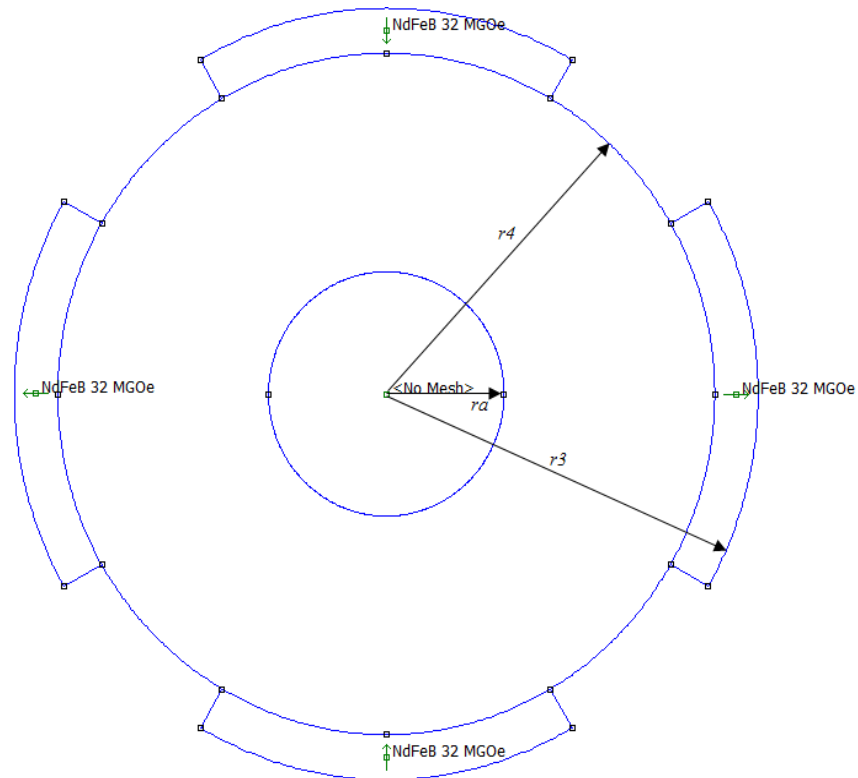


Figure Anx-5 : Représentation d'un aimant.

```

yma=0
mi_addnode(r4,0)
mi_addnode(-r4,0)
mi_selectnode(r4,0)
mi_selectnode(-r4,0)
mi_setnodeprop("none",1)
mi_clearselected()
mi_addarc(r4,0,-r4,0,180,0.5)
mi_selectarcsegment(r4,0)
mi_setarcsegmentprop(0.5,"None",0,1)
mi_copyrotate(0,0,180,1,3)
mi_clearselected()
mi_addnode(x5,y5)
mi_addnode(x6,y6)
mi_addnode(x7,y7)
mi_addnode(x8,y8)
mi_selectnode(x5,y5)
mi_selectnode(x6,y6)
mi_selectnode(x7,y7)
mi_selectnode(x8,y8)
mi_setnodeprop("none",1)
mi_clearselected()
mi_addsegment(x5,y5,x7,y7)
mi_addsegment(x6,y6,x8,y8)
mi_selectsegment(x7,y7)
mi_selectsegment(x8,y8)
mi_setsegmentprop("none",0.1,1,0,1)
mi_clearselected()

```



**Figure Anx-6 : Cartographie du rotor avec aimants permanents.**

```

mi_addarc(x6,y6,x5,y5,taud,2.5)
mi_selectarcsegment(x5,y5)
mi_setarcsegmentprop(0.5,"None",0,1)
mi_clearselected()

```

**-- Ajout du NdFeB (Néodyme-fer-Bore) :**

```

mi_addmaterial("NdFeB 32 MGOe",1.045,1.045,883310,0,0.694,0,0,1,0,0,0)
mi_addblocklabel(xma,yma)
mi_selectlabel(xma,yma)
mi_setblockprop("NdFeB 32 MGOe",1,0.5,0,0,1,0)
mi_copyrotate(0,0,180,1,2)
mi_clearselected()

```

```

mi_addblocklabel(yma,xma)
mi_selectlabel(yma,xma)

```

```

mi_setblockprop("NdFeB 32 MGOe",1,0.5,0,-90,1,0)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(yma,-xma)
mi_selectlabel(yma,-xma)
mi_setblockprop("NdFeB 32 MGOe",1,0.5,0,90,1,0)
mi_clearselected()
mi_selectgroup(1)
mi_copyrotate(0,0,90,3,4)

```

**-- Construction des encoches rotoriques:**

```

x9=r4*cos(taud*3.14/360+td/2)
y9=r4*sin(taud*3.14/360+td/2)
x10=r4*cos(taud*3.14/360+5*td/2)
y10=r4*sin(taud*3.14/360+5*td/2)
x11=(2*ra-a)*cos(taud*3.14/360+5*td/2)
y11=(2*ra-a)*sin(taud*3.14/360+5*td/2)
x12=(2*ra-a)*cos(taud*3.14/360+td/2)
y12=(2*ra-a)*sin(taud*3.14/360+td/2)
x13=r4*cos(taud*3.14/360+3*td/2)
y13=r4*sin(taud*3.14/360+3*td/2)
x14=(2*ra-a)*cos(taud*3.14/360+3*td/2)
y14=(2*ra-a)*sin(taud*3.14/360+3*td/2)

```

```

mi_addnode(x9,y9)
mi_addnode(x10,y10)
mi_addnode(x11,y11)
mi_addnode(x12,y12)
mi_addnode(x13,y13)
mi_addnode(x14,y14)

```

```

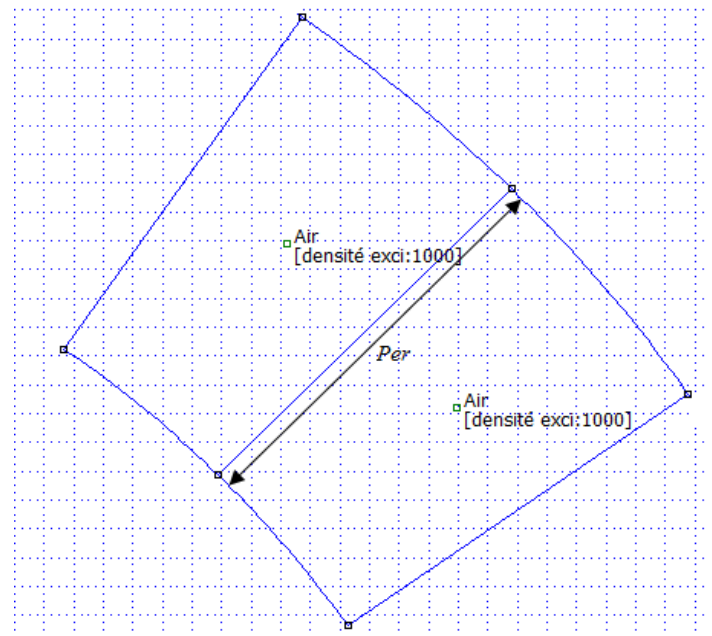
mi_selectnode(x9,y9)
mi_selectnode(x10,y10)
mi_selectnode(x11,y11)
mi_selectnode(x12,y12)
mi_selectnode(x13,y13)
mi_selectnode(x14,y14)
mi_setnodeprop("none",1)
mi_clearselected()

```

```

mi_addsegment(x12,y12,x9,y9)
mi_addsegment(x11,y11,x10,y10)
mi_addsegment(x13,y13,x14,y14)
mi_clearselected()

```



**Figure Anx-7 : Encoche rotorique.**

```

mi_selectsegment(x9,y9)
mi_selectsegment(x10,y10)
mi_selectsegment(x14,y14)
mi_setsegmentprop("none",0.1,1,0,1)
mi_clearselected()

```

```

mi_addarc(x12,y12,x14,y14,10,0.5)
mi_selectarcsegment(x14,y14)
mi_setarcsegmentprop(0.5,"None",0,1)

```

```

mi_addarc(x14,y14,x11,y11,10,0.5)
mi_selectarcsegment(x11,y11)
mi_setarcsegmentprop(0.5,"None",0,1)
mi_selectgroup(1)
mi_copyrotate(0,0,90,3,4)

```

```

mi_addblocklabel(0,20.5)
mi_selectlabel(0,20.5)
mi_setblockprop("fer",1,0.5,0,0,1,0)
mi_clearselected()

```

```

mi_addblocklabel(60.35,0)
mi_selectlabel(60.35,0)
mi_setblockprop("Air",1,auto,0,0,0,1)
mi_clearselected()

```

**-- Injection de la densité de courant d'excitation dans les encoches rotoriques :**

```

n=1000 (nombre de spire)
Jex=-5 A/mm2 (densité de courant d'excitation)
mi_addcircprop("densité exci",Jex,1)
xme1=(2*ra+r4)/2*cos(taud*3.14/360+4*td/4)
yme1=(2*ra+r4)/2*sin(taud*3.14/360+4*td/4)
xme2=(2*ra+r4)/2*cos(taud*3.14/360+6*td/3)
yme2=(2*ra+r4)/2*sin(taud*3.14/360+6*td/3)
xme3=(2*ra+r4)/2*cos(taud*3.14/90+4*td/4)
yme3=(2*ra+r4)/2*sin(taud*3.14/90+4*td/4)
xme4=(2*ra+r4)/2*cos(taud*3.14/90+6*td/3)
yme4=(2*ra+r4)/2*sin(taud*3.14/90+6*td/3)

mi_addmaterial("Air",1,1,0,0,0,0,0,1,0,0,0)
mi_addblocklabel(xme1,yme1)
mi_selectlabel(xme1,yme1)
mi_setblockprop("Air",1,0.5,"densité exci",0,1,n)
mi_copyrotate(0,0,180,2,2)

```

```
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(xme2,yme2)
mi_selectlabel(xme2,yme2)
mi_setblockprop("Air",1,0.5,"densité exci",0,1,n)
mi_copyrotate(0,0,180,2,2)
mi_clearselected()
```

```
mi_addblocklabel(xme3,yme3)
mi_selectlabel(xme3,yme3)
mi_setblockprop("Air",1,0.5,"densité exci",0,1,-n)
mi_copyrotate(0,0,180,2,2)
mi_clearselected()
```

```
mi_addblocklabel(xme4,yme4)
mi_selectlabel(xme4,yme4)
mi_setblockprop("Air",1,0.5,"densité exci",0,1,-n)
mi_copyrotate(0,0,180,2,2)
mi_clearselected()
```

Ces instructions ne font que définir la machine étudiée. Cela dit, elles sont exécuté dans le module pré-processeur.

## Table des figures

---

I-1 : Machine synchrone à rotor bobiné .....	4
I-2 : Rotors de machines synchrones à aimants permanents .....	4
I-3 : Principe de la concentration de flux .....	5
I-4 : Classification des machines synchrones.....	6
I-5 : Schéma de principe de la double excitation série et son prototype.....	7
I-6 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (1) et son prototype.....	8
I-7 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (2) et son prototype.....	9
I-8 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (3) et son prototype.....	9
I-9 : Schéma de principe de la double excitation parallèle (4) et son prototype.....	10
I-10 Classification des machines en termes de rendement, puissance massique, coût et commande .....	11
II-1 : Comparaison des niveaux énergétiques des différents aimants .....	14
II-2 : Phénomène qui se produit lorsqu'on introduit un morceau de fer doux dans le champ magnétique d'un aimant. ....	16
II-3 : Courbe de saturation du fer utilisé .....	16
II-4 : Différentes étapes de la mise œuvre de la MEF.....	23
II-5 : Élément triangulaire linéaire .....	24
II-6 : Structure Henneberger et al.....	29
II-7 : Principe de fonctionnement d'une MSDE série (Cas d'une soustraction de flux). ....	29
II-8 : Cartographie de la machine étudiée dans le pré-processeur .....	31
II-9 : Fixation des conditions aux limites.....	32
II-10 : Maillage de la structure étudiée .....	33
III-1 : Cartographie du rotor.....	36
III-2 : Flux/pôle en fonction de l'épaisseur aimant pour différentes ouvertures aimants. ....	36
III-3 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=8\text{mm}$ .....	37
III-4 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=1\text{mm}$ .....	37
III-5 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=30\text{mm}$ .....	37
III-6 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=1\text{mm}$ .....	38
III-7 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=9\text{mm}$ .....	38
III-8 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=30\text{mm}$ .....	38
III-9 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=1\text{mm}$ .....	39

III-10 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=9\text{mm}$ .....	39
III-11 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=30\text{mm}$ .....	39
III-12 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=1\text{mm}$ .....	40
III-13 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=10\text{mm}$ .....	40
III-14 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=30\text{mm}$ .....	40
III-15 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=1\text{mm}$ .....	41
III-16 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=14\text{mm}$ .....	41
III-17 : Cartographie des lignes de champ pour $e_a=30\text{mm}$ .....	41
III-18 : Flux/pôle en fonction de la densité du courant d'excitation. ....	42
III-29 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	44
III-20 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	44
III-23 : Répartition de l'induction magnétique dans la machinee .....	45
III-22 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	46
III-23 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	46
III-24 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	47
III-25 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	48
III-26 : $ H $ en fonction de $\theta$ .....	48
III-27 : $\Theta$ est la longueur du contour en rouge .....	48
III-48 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	49
III-29 : $ H $ en fonction de $\theta$ .....	49
III-30 : $\Theta$ est la longueur du contour en rouge .....	49
III-31 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	50
III-32 : $ H $ en fonction de $\theta$ .....	51
III-33 : $\Theta$ est la longueur du contour en rouge .....	51
III-34 : Flux/pôle en fonction de la densité de courant d'excitation. ....	52
III-35 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	53
III-36 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	53
III-37 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	54
III-38 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	55
III-39 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	55
III-40 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	56
III-41 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine .....	57
III-42 : $ H $ en fonction de $\theta$ .....	57



III-43 : $\Theta$ est la longueur du contour en rouge .....	57
III-44 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.....	58
III-45 : $ H $ en fonction de $\theta$ . .....	58
III-46 : $\Theta$ est la longueur du contour en rouge.....	58
III-47 : Répartition de l'induction magnétique dans la machine.....	59
III-48 : $ H $ en fonction de $\theta$ .....	59
III-49 : $\Theta$ est la longueur du contour en rouge.....	59

## Liste des tableaux

---

I-1 : Comparaison entre les différentes machines présentées.....	11
II-1 : Caractéristiques qualitatives des quatre classes .....	14
II-2 : Caractéristiques techniques générales des quatre classes .....	14
II-3 : Caractéristiques physiques de l'aimant Néodyme-Fer-Bore.....	15

## Résumé :

---

Le travail s'est porté sur l'étude et l'optimisation des machines électriques à double excitation (machines synchrones à double excitation, structure Henneberger et al).

Ce mémoire comporte trois chapitres.

Le premier donne un état de l'art des machines synchrones à double excitation.

Le deuxième présente la machine étudiée et modélisation, une brève introduction à la méthode des éléments finis et le logiciel utilisé pour nos calculs (FEMM).

Le troisième comporte les différents résultats de nos calculs et le dimensionnement de la structure étudiée.

**Mots clés** : Machines synchrones à rotor bobiné, machines synchrones à aimants permanents, machines synchrones à double excitation.