

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par

Lounas IKERMOUD

Yassine MOKDAD

Thème

Application des réseaux de perméances pour la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents

Mémoire soutenu publiquement le 21/09/2015 devant le jury composé de :

Mr Mustapha ZAOUIA

Maitre de conférences Classe A, UMMTO, Président

Mr Abdelghani KIMOUCHE

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Encadreur

Mr Rabah KHALDI

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur

Mr Azzouz MIOUAT

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Remerciements

Nous remercions, en premier lieu, notre Dieu qui a bien voulu nous donner la force et le courage Pour effectuer Le présent travail.

Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos parents pour leurs Encouragements, leur soutien et pour les sacrifices Qu'ils ont enduré.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur "Mr. Kimouche Abdelghani" Pour son sérieux, sa compétence et ses orientations.

Nos sincères remerciements aux messieurs les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nous remercions vont aussi à tous les enseignants de la faculté Génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour tout le soutien moral et matériel...

IKERMOUD Lounes

MOKDAD Yassine

Dédicaces Dédicaces

*A ma chère mère et mon cher père qui ont fait de
moi ce que je suis par leurs sacrifices, à mes frères et
mes chères sœurs.*

Introduction générale	1
Chapitre I : Généralités Sur La Machine Synchrones	
I.1. Introduction	3
I.2. Définition d'une machine synchrone	3
I.3. Symboles de la machine synchrone	4
I.4. Constitution de la machine synchrone triphasée	4
I.4.1. Le Stator (l'induit)	4
I.4.2. Le Rotor (l'inducteur)	4
I.5. Principe de fonctionnement	4
I.5.1. Fonctionnement des machines synchrones en alternateur	5
I.5.2. Fonctionnements des machines synchrone en moteur (compensateur synchrone)	5
I.6. Bilan des puissances d'une machine synchrone	5
I.7. Mise en équations	7
I.7.1. Expression du couple	8
I.7.2. présentations des quatre quadrants de fonctionnements	9
I.7.3. Champ tournant	9
I.8. Réductance d'un circuit magnétique	10
I.8.1. Réductance d'un circuit magnétique homogène	10
I.8.2. Réductance d'un circuit hétérogène	11
I.8.3. exemple d'un modèle magnétique équivalent	11
I.9. Schéma et répartition du champ dans la machine synchrone	12
I.10. Les différents types des machines synchrone	12
I.10.1. Description de la machine synchrone à pôle saillant	13
I.10.2. Description de la machine synchrone à pôle lisse	13
I.10.3. Description de la machine synchrone à réductance variable	14
I.10.4. Description de la Machines synchrone à aimant permanent	14
I.11. Les aimants permanents	15
I.11.1. Caractéristiques générales des aimants permanents	15
I.11.2. Les différents types d'aimants permanents	17
I.11.3. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents.....	18
I.11.3.1. Structure à flux radial (RFPM)	19
I.11.3.2. Structures à aimants déposés en surface	19
I.11.3.3. Structures à aimants encastrés	20

I.11.3.4. Structures à aimants enterrés	20
I.11.3.5. Structures à flux axial (AFPM)	21
I.12. Différents type de couple de la MSAP	23
I.13. Compléments sur la machine synchrone	24
I.13.1. Avantage	24
I.13.2. Inconvénient	24
I.13.3. Utilisation de la machine synchrone	24
I.14. Conclusion	24

Chapitre II : Modélisation des MSAP par La méthode des réseaux de perméances

II.1. Introduction	25
II.2. Méthode du réseau de perméances	25
II.3. Détermination des tubes de flux	26
II.3.1. Les perméances constantes	26
II.3.2. Les perméances variables	27
II.4. La méthode des éléments finis	29
II.4.1. Evolution de la perméance d'entrefer	30
II.4.2. Avantages et inconvénients de la démarche	31
II.5. La méthode analytique	31
II.6. Perméances d'une machine synchrone à aimant permanents montes en surface	33
II.7. Réseau de reluctances statoriques	34
II.7.1. Reluctances des dents du stator	34
II.7.2. Ré reluctances de la culasse statorique	35
II.7.3. Ré reluctances de fuites	36
II.7.4. Ré reluctances de l'entrefer	37
II.7.5. Ré reluctances de la culasse rotorique	40
II.8. Modélisation d'un aimant permanent	40
II.9. Prise en compte de la saturation	42
II.10. La réaction magnétique de l'induit	43
II.11. calcul du couple électromagnétique	44
II.11.1. calcul du couple à partir de la puissance électromagnétique	44
II.11.2. calcul du couple en considérant l'énergie magnétique	44
II.12. Méthodologie de résolution du réseau de perméance	45

II.12.1. Mise en équation du circuit électrique	45
II.12.2. Mise en équation du circuit magnétique	47
II.13. Résolution du réseau de perméance	49
II.14. Conclusion	52

Chapitre III : Détermination du champ de MSAP par élément finit

III.1. Introduction	53
III.2. Méthodes des éléments finis	53
III.3. Les conditions aux limites	54
III.4. Equations de maxwell et formulation en potentiel vecteur magnétique	55
III.5. Présentation de logiciel FEMM	58
III.6. Présentation de la machine étudié	58
III.7. Conclusion	62

Chapitre IV : Application et résultats

IV.1. Introduction	63
IV.2. Machine étudiée	63
IV.2.1. Le stator	63
IV.2.2 Le rotor	64
IV.3. L'organigramme de calcule des perméances.	66
IV.4. Réseau de perméances de la machine	67
IV.5. Exploitation des résultats	68
IV.5.1. Perméance de l'entrefer	68
IV.6. Flux des phases	69
IV.7. Force électromotrice de phase	70
IV.8. couple de détente de la machine	72
IV.9. Conclusion	72
Conclusion générale	73
Bibliographie	75

De nos jours, les méthodes numériques sont de plus en plus utilisées du fait du développement en puissance des ordinateurs. En effet, ces méthodes peuvent fournir une valeur locale relativement précise de l'induction aux prix d'un maillage fin, mais avec un temps de calcul considérable.

Pour réduire ce temps de calcul tout en cherchant à obtenir des résultats suffisamment précis, on a recours à des méthodes analytiques. Ces méthodes sont particulièrement rapides et conduisent à des résultats précis tant que le matériau n'est pas saturé, mais il y a une forte divergence par rapport à la méthode des éléments finis dès que la machine est saturée.

Pour respecter un bon compromis entre la précision et le temps de calcul, nous utilisons une méthode de modélisation basée sur une représentation par réseau de perméances. En effet, cette méthode permet de modéliser par des perméances non linéaires toutes les parties ferromagnétiques de la machine et par des perméances linéaires toutes les parties constituées d'air [3].

Une analyse préalable par la méthode des éléments finis est effectuée, dans le but, d'une part, de ressortir des modèles simples des lignes d'induction, et d'autre part d'identifier les tubes de flux et de localiser les zones correspondantes. Ces zones seront représentées dans le modèle de la machine par les réluctances de leurs tubes de flux. Bien entendu, les dimensions de ces tubes de flux dépendent des valeurs des paramètres géométriques de la machine. Nous établissons ainsi un modèle de la machine constitué d'un réseau de réluctances non linéaires. La résolution de ce réseau revient à la résolution d'un système d'équations non linéaires.

Notre travail consiste à modéliser une machine synchrone à aimants permanent par des réseaux de perméances, nous allons présenter ce travail en quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous présentons les généralités sur les machines synchrones, en donnons les différents types de ces machines avec leurs descriptions. On s'intéresse sur les machines synchrones à aimants permanents et leurs mises en équations qui seront l'objet de notre étude.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation des machines à aimants permanents par la méthode de réseau de perméances. On prendra en compte les non linéarités du circuit magnétique et la prise en compte du mouvement du rotor vis-à-vis du stator, une présentation du couplage magnétique électrique sera effectuée au cours de ce chapitre. Une fois ce couplage réalisé, la mise en équations, sous forme matricielle, des parties magnétiques

et électriques seront présentée pour aboutir au système d'équations matricielles final qui sera résolu en utilisant les méthodes classiques de l'analyse numérique.

Ensuite, dans le troisième chapitre, nous allons présenter le modèle de calcul par éléments finie qu'on applique sur la machine synchrone à aimants permanents afin d'avoir les trajets de flux et calcul de champ de cette machine, ce calcul de champ nécessite l'utilisation de logiciel FEMM et LUA.

Enfin, nous présenterons dans le quatrième chapitre les résultats de la modélisation de la machine par la méthode des réseaux de perméances on négligeant les perméances de fuite et on ne tient pas compte de la saturation.

I.1. Introduction

La machine synchrone est l'une des machines principales parmi les machines tournantes qui occupe une importante place dans l'industrie électrique et la production d'énergie. On peut la rencontrer dans les majorités des systèmes industriels nécessitant une vitesse constante, elle est utilisée alors comme moteur. Mais surtout elle joue un grand rôle dans le domaine de la production de l'énergie électrique, **70%** de cette énergie est produit par des machines synchrones utilisées dans les centrales thermiques ou hydrauliques.

Dans ce chapitre, nous allons donner des généralités sur les machines synchrones, notamment celles à aimants permanents, en définissant les différents types d'aimants et leurs caractéristiques.

I.2. Définition d'une machine synchrone

Toute machine électrique dont laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent, la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Deux modes de fonctionnement sont à distinguer pour les machines synchrones. En mode génératrice, elle produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation du rotor. En mode moteur elle consomme un courant électrique pour faire tourner le rotor à une vitesse déterminé par la fréquence du courant.

Les grandeurs des machines varient de quelques Watts pour les petits moteurs à plusieurs centaines de mégawatts pour les alternateurs de grande puissance. Par ailleurs, la structure de ces machines reste très semblable. Deux parties sont à distinguer, le stator est constitué d'enroulements triphasés qui par interaction avec le champ magnétique rotorique crée un couple électromécanique, le rotor quant à lui est responsable de générer le champ d'induction [11].

I.3. Symboles de la machine synchrone

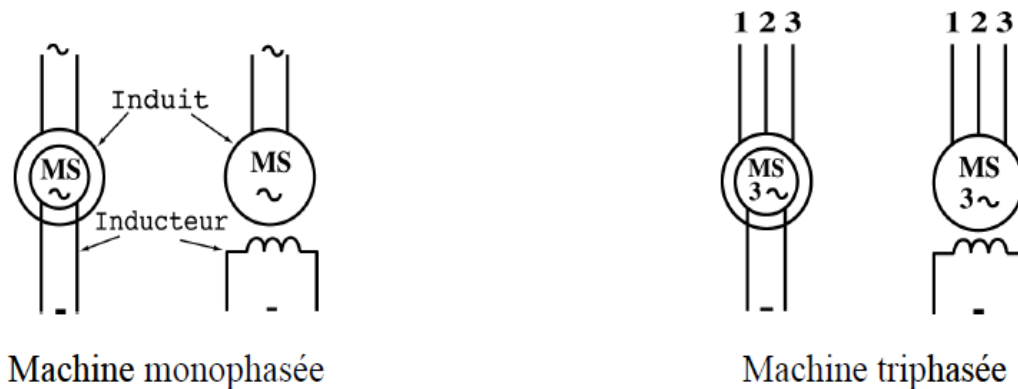


Figure I.1: symbole de la machine.

I.4. Constitution de la machine synchrone triphasée

Une machine synchrone comporte deux parties magnétiques séparées par un entrefer [19] :

I.4.1. Le Stator (l'induit)

C'est la partie fixe de la machine, il comprend 3 enroulements disposés dans des encoches et décales $\frac{2\pi}{3p}$ l'un par rapport à l'autre, de façon à créer un champ tournant à $2p$ pôles. Le circuit magnétique statorique est généralement construit avec un assemblage des tôles et se trouve ainsi feuilleté.

I.4.2. Le Rotor (l'inducteur)

C'est la partie tournante de la machine. Elle est séparée du stator par un entrefer qui est soit Constant (machine synchrone à pôles lisses), soit variable (machine synchrone à pôles saillants)

I.5. Principe de fonctionnement d'une génératrice synchrone

L'inducteur de la génératrice synchrone, entraîné mécaniquement, crée un champ à répartition spatiale variable dans les bobinages statoriques. Les f.e.m (forces électromagnétiques) induites dans ces bobinages provoquent la circulation de courants induits qui créent à leur tour un champ statorique dans l'entrefer, qui tourne à la même vitesse que celle du champ inducteur [18].

Les machines synchrones peuvent fonctionner en générateurs, elles sont alors appelées alternateurs, elles peuvent fonctionner également en moteurs (moteur synchrone) et en compensateurs synchrones.

I.5.1. Fonctionnement des machines synchrones en alternateur

La quasi-totalité de l'électricité produite est issue d'alternateur de type synchrone. Ces alternateurs de très forte puissance (jusqu'à 1500 MVA) diffèrent des machines synchrones classiques essentiellement par :

- leur géométrie : l'augmentation de la puissance des alternateurs entraîne nécessairement une augmentation de leur taille. Afin de réduire les problèmes liés à l'accélération normale à la périphérie du rotor, les fabricants limitent le rayon des machines, ce qui entraîne une augmentation de la longueur.
- leur système d'excitation [14].

I.5.2. Fonctionnements des machines synchrone en moteur

On appelle compensateur synchrone une machine synchrone tournante à vide dont la seule fonction est de consommer ou de fournir de la puissance réactive au réseau. C'est en ajustant le courant d'excitation qu'il est possible de fournir de l'énergie réactive (la machine est surexcitée) ou de consommer de l'énergie (si la machine est sous excitée). De telles machines sont utilisées notamment pour fournir de l'énergie réactive lorsque le réseau est chargé, et pour absorber l'énergie réactive générée par les lignes lorsque la consommation est faible.

I.6. Bilan des puissances d'une machine synchrone

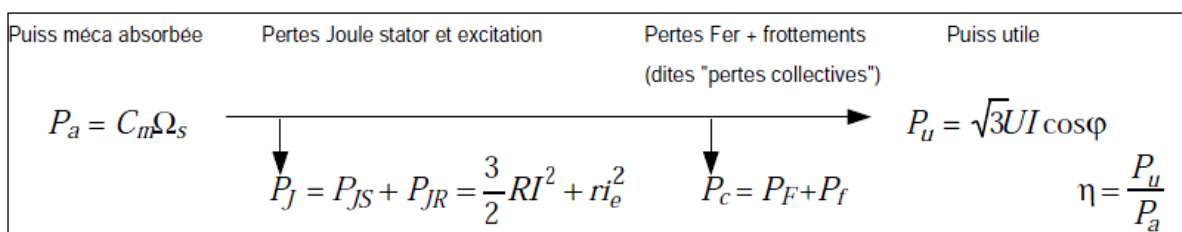


Figure I.2 : Bilan des puissances [3].

➤ **Puissance absorbée**

La turbine, ou le moteur à essence pour un groupe électrogène, entraîne l'arbre de l'alternateur. La puissance absorbée est mécanique.

$$P_a = \Omega_s \cdot C_m = 2p \cdot n_s \cdot C_m \quad (I.1)$$

$2p$: nombre de pôle

Ω_s : pulsation de rotation en rad/s

n_s : vitesse en trs/s

C_m : couple utile sur l'arbre en N.m

Si l'alternateur n'est pas auto-excité il faut encore tenir compte de l'énergie électrique absorbée par l'excitation (rotor).

$$P_a = \Omega_s \cdot C_m + U_e \cdot I_e = 2\pi \cdot n_s \cdot C_m + U_e \cdot I_e \quad (I.2)$$

U_e : tension d'inducteur

I_e : courant d'inducteur

➤ **Puissance utile :**

En triphasé avec une charge équilibrée de facteur de puissance $\cos \varphi$:

$$P_u = \sqrt{3} UI \cos \varphi \quad (I.3)$$

P_u : puissance utile

➤ **Bilan des pertes :**

- ✓ Pertes par effet joule dans l'inducteur :

$$P_{j_e} = U_e \cdot I_e = r_e \cdot I_e^2 \quad (I.4)$$

- ✓ Pertes par effet joule dans l'induit :

$$P_j = \frac{3}{2} R \cdot I^2 \quad \text{en étoile} \quad (I.5)$$

r_e : résistance d'inducteur

R : résistance d'induit

Où R est la résistance vue entre deux bornes de l'alternateur. Ces pertes dépendent de la charge.

- ✓ Pertes dites « **collectives** » P_c : pertes mécaniques et pertes fer qui ne dépendent pas de la charge [7].

➤ **Rendement :**
$$\eta = \frac{P_e}{P_a} = \frac{UI\sqrt{3} \cos \varphi}{2\pi n_s c_m + U_e I_e} \quad (I.6)$$

I.7. Mise en équations

Nous considérons pour étudier le fonctionnement d'une machine synchrone en régime sinusoïdal que toutes les pertes, ainsi que les phénomènes de saturation seront négligés. Ce qui donne pour une phase le schéma équivalent suivant (figure I.3) [11] :

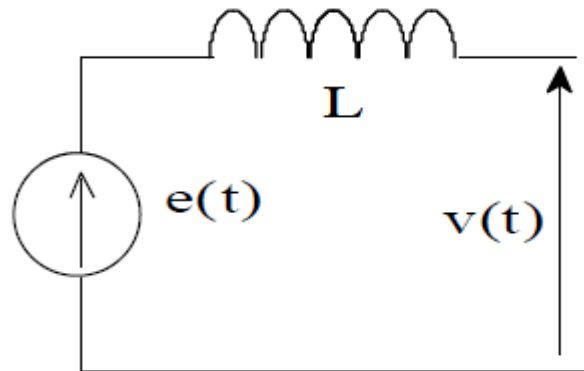


Figure I.3 : Circuit équivalent d'une machine synchrone.

L'équation de la tension de sortie est :

$$\bar{V} = \bar{E} + jL\omega\bar{I} \quad (I.7)$$

Il est donc possible de retracer le diagramme des phaseurs (figure I.4):

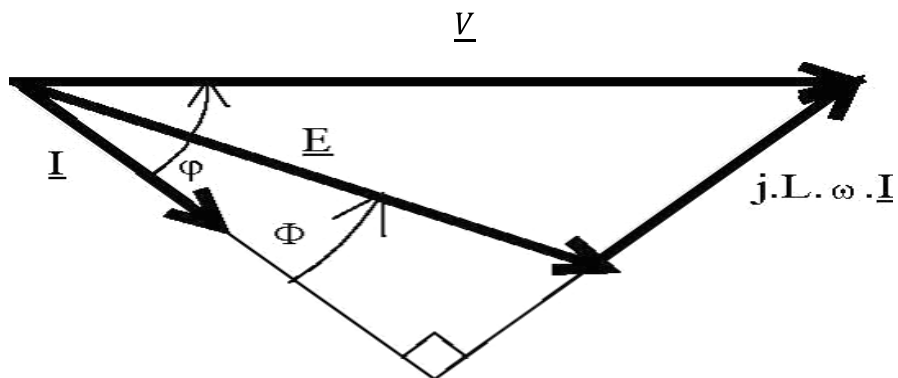


Figure I.4 : Diagramme de Behn-Eschenbourg.

À noter :

ω_s : La vitesse du champ tournant.

L : Inductance cyclique de la machine.

$\underline{E}(t)$: La f.e.m. créée par le champ magnétique rotorique dans une phase de la machine.

E : La valeur efficace de $e(t)$.

φ : Le déphasage entre V et I .

Φ : Le déphasage entre E et I .

Si on veut tracer sur ce même diagramme l'image des champs statorique et rotorique, il suffit de mettre en phase le courant avec le champ statorique et de mettre le champ rotorique en retard par rapport au courant de $2\pi-\Phi$.

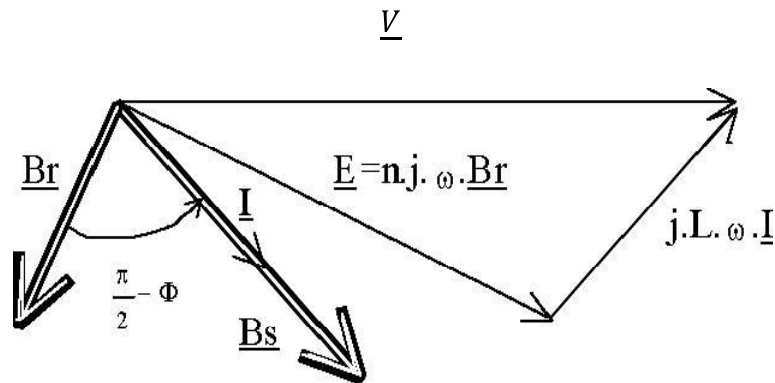


Figure I.5 : Diagramme de Behn-Eschenbourg avec les champs.

I.7.1. Expression du couple

Il est possible d'établir une première expression du couple en réalisant un bilan des puissances au niveau de la machine. En négligeant toutes les pertes, l'équation de la puissance s'écrit tel-que [4] :

$$P_{\text{électrique}} = P_{\text{mécanique}} \quad (\text{I.8})$$

La f.e.m E s'écrit sous la forme de :

$$E(t) = n_s \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{I.9})$$

$$C \cdot \Omega_s = 3EI \cos(\phi) \quad (\text{I.10})$$

C : couple électromagnétique

Ω_s : vitesse de rotation en rad/s

Le couple est donc proportionnel à l'angle de déphasage. Pour le contrôle du couple il faudrait passer par le contrôle d'angle.

I.7.2. présentations des quatre quadrants de fonctionnements

Une des particularités de la machine synchrone est sa capacité à fonctionner dans les quatre quadrants électriques. Il est en effet possible de rendre à volonté la machine inductive ou capacitive, que ce soit en fonctionnement moteur ou générateur. Il suffit pour cela de jouer sur l'amplitude de E, c'est-à-dire sur le courant d'excitation rotorique. On obtient alors les diagrammes de Behn-Eschenbourg suivants [11].

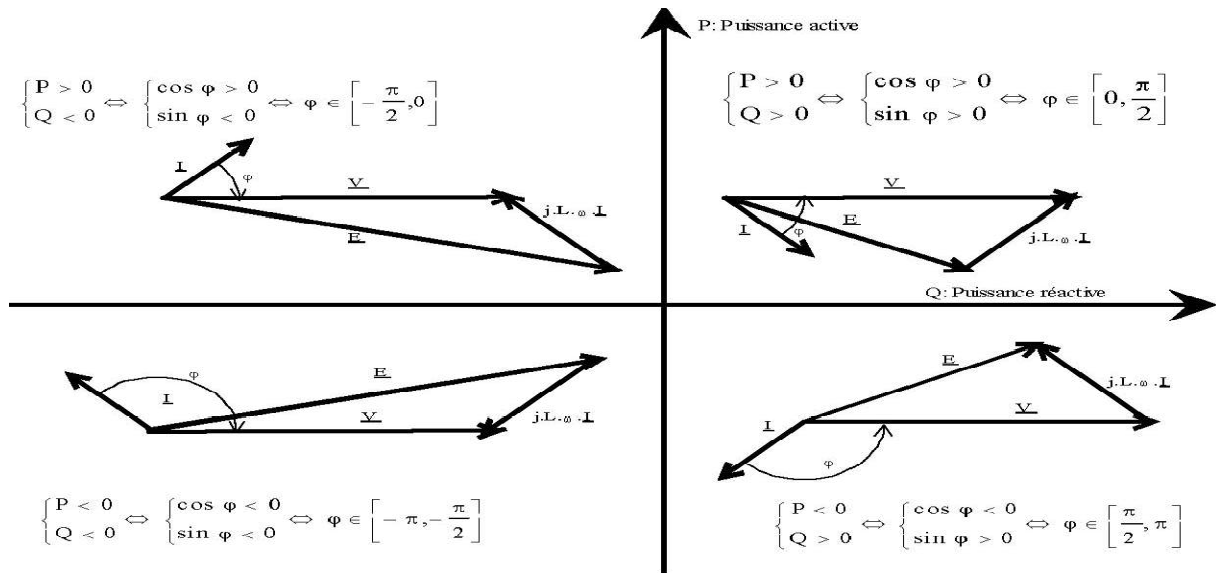


Figure I.6 : Les quatre quadrants de fonctionnement.

Il est possible de constater que lors d'un fonctionnement capacitif, la f.e.m. E est supérieure à la tension d'alimentation, on dit que la machine est surexcitée. Lors d'un fonctionnement inductif, la f.e.m. E est inférieure à la tension d'alimentation, on dit que la machine est sous-excitée.

I.7.3. Champ tournant

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation :

$$\bullet \quad \Omega_s = \frac{\omega}{P} \tag{I.10}$$

Ω_s : vitesse synchrone en rad/s .

$$\omega : \text{pulsation des courants alternatifs en rad/s.} \quad \omega = 2.\pi.f \tag{I.11}$$

$$\bullet \quad n_s = \frac{f}{P} \tag{I.12}$$

n_s : vitesse de rotation du champ tournant en trs/s.

f : fréquence des courants alternatifs en Hz.

p : nombre de paires de pôles.

I.8. Reluctance d'un circuit magnétique

I.8.1. Réductance d'un circuit magnétique homogène

Pour un circuit magnétique homogène, c'est-à-dire constitué d'un seul matériau et de section homogène, il existe une relation permettant de calculer sa réductance en fonction du matériau qui le constitue et de ses dimensions [12] [17] :

$$\mathfrak{R} = \frac{1}{\mu} \frac{l}{S} \quad (\text{H}^{-1}) \quad (\text{I.13})$$

μ : étant la perméabilité magnétique en $\text{kg} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-2} \cdot \text{s}^{-2}$.

L : la longueur en mètres. S : la section en m^2 .

- **Réductance équivalente d'un entrefer**

La réductance d'un entrefer de faible épaisseur est donnée par :

$$\mathfrak{R} = \frac{e}{\mu_0 \cdot S} \quad (\text{I.14})$$

Avec :

e : Épaisseur de l'entrefer.

μ_0 : Perméabilité du vide.

S : Section de l'entrefer.

Si l'épaisseur de l'entrefer est grande, il n'est plus possible de considérer que les lignes de champ magnétique restent perpendiculaire à l'entrefer. On doit alors tenir compte de l'épanouissement du champ magnétique c'est-à-dire considérer que la section S est plus grande que celle des pièces métalliques de part et d'autre de l'entrefer [12].

I.8.2. Réductance d'un circuit hétérogène

Les lois d'association des **réductances** permettent de calculer celle d'un circuit magnétique de forme complexe ou composé de matériaux aux caractéristiques magnétiques différentes. On décompose ce circuit en tronçon homogène, c'est-à-dire de même section et constitué du même matériau [12].

- Association en série : Lorsque deux tronçons homogènes ayant respectivement pour réductance \mathcal{R}_1 et \mathcal{R}_2 se succèdent, la réductance de l'ensemble est :

$$\mathcal{R}_{eq.serie} = \mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2 \quad (\text{I.15})$$

- Association en parallèle : Lorsque deux tronçons homogènes ayant respectivement pour réductance \mathcal{R}_1 et \mathcal{R}_2 sont ; placés côte à côte, la réductance de l'ensemble est : $\mathcal{R}_{eq.para}$ telle que :

$$\frac{1}{\mathcal{R}_{eq.para}} = \frac{1}{\mathcal{R}_1} + \frac{1}{\mathcal{R}_2} \quad (\text{I.16})$$

$$\mathcal{R}_{eq.para} = \frac{\mathcal{R}_1 \cdot \mathcal{R}_2}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} \quad (\text{I.17})$$

À l'aide de ces lois on peut calculer la réductance du circuit magnétique complexe dans son intégralité [13].

I.8.3. Exemple d'un modèle magnétique équivalent

Le circuit magnétique peut être modélisé par le schéma équivalent :

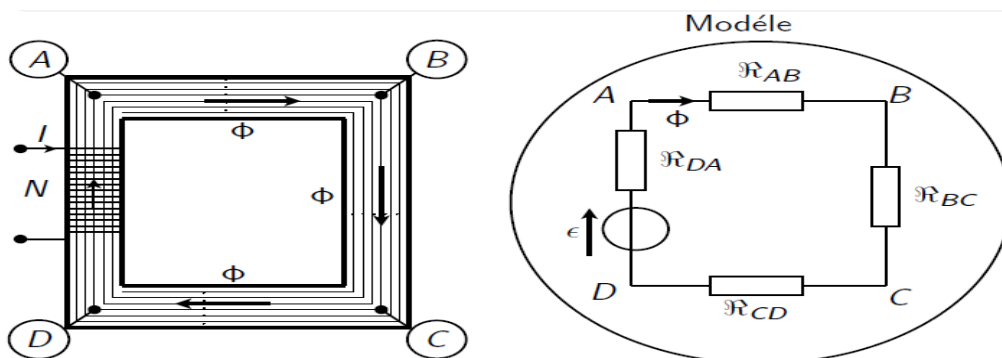


Figure I.7 : modèle équivalent d'un circuit magnétique [12].

$$\mathfrak{R}_{AB} = \frac{L_{AB}}{\mu_0 \times \mu_R \times S} \quad (\text{I.18})$$

$$\mathfrak{R}_{BC} = \frac{L_{BC}}{\mu_0 \times \mu_R \times S} \quad (\text{I.19})$$

$$\mathfrak{R}_{CD} = \frac{L_{CD}}{\mu_0 \times \mu_R \times S} \quad (\text{I.20})$$

$$\mathfrak{R}_{DA} = \frac{L_{DA}}{\mu_0 \times \mu_R \times S} \quad (\text{I.21})$$

I.9. Schéma et répartition du champ dans la machine synchrone

Répartition du champ magnétique dans l'entrefer d'une machine synchrone :

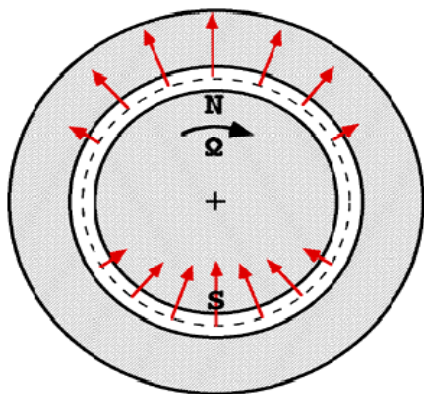


Figure I.8 : bipolaire ($p = 1$)

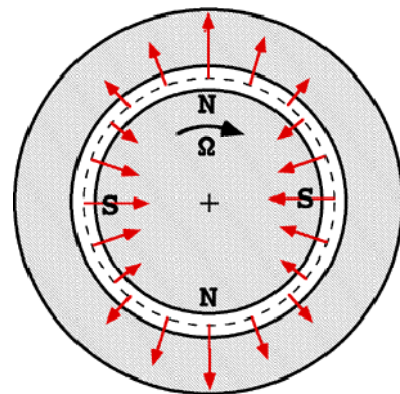


Figure I.9 : tétra polaire ou quadripolaire ($p = 2$)

Un champ magnétique a toujours deux pôles, un nord et un sud. C'est pourquoi on parle en terme de paire de pôles [5].

I.10. Les différents types des machines synchrone

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction Rotorique :

- Les machines synchrones à inducteur bobiné, à pôles lisses ou à pôles saillants.
- Les machines synchrones à aimants permanents.
- Les machines synchrones à reluctance variable.

I.10.1. Description de la machine synchrone à pôle saillant

Le rotor dans les machines synchrones à pôles saillants se présente généralement sous forme d'un cylindre en acier sur lequel sont fixés des noyaux polaires qui portent des bobines branchés en série constituant l'enroulement d'excitation, dont les extrémités sont liées à deux bagues calés sur un petit cylindre isolant fixé à l'arbre de la machine.

L'alimentation des enroulements d'inducteur est assurée par un contact mobile balais-bagues. La figure ci-dessous montre en vue de coupe une machine synchrone à pôles saillants tétra polaires [9].

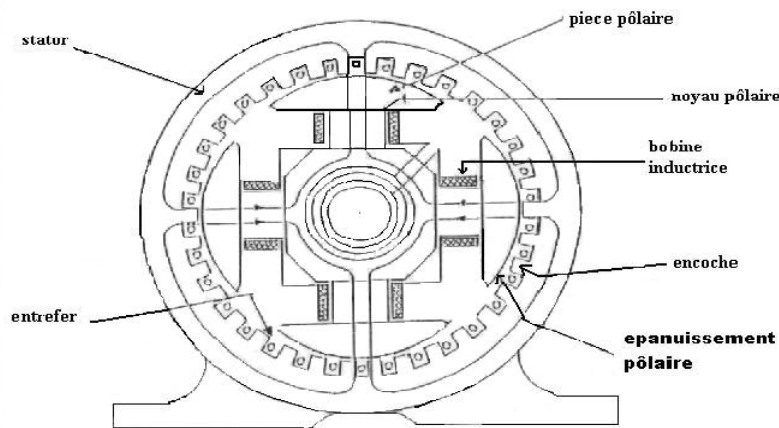


Figure I.10: machine synchrone à pôle saillant.

I.10.2. Description de la machine synchrone à pôle lisse

Le rotor dans les machines synchrones à pôles lisses est généralement constitué par un cylindre en acier ferromagnétique dans lequel ont été fraisées les encoches qui abritent le bobinage inducteur. Ces machines comportent généralement deux à quatre pôles (turbo-alternateurs). Ce type de construction, caractérisé par un entrefer constant, est utilisé pour des machines de fortes puissances destinées à tourner à grandes vitesses.

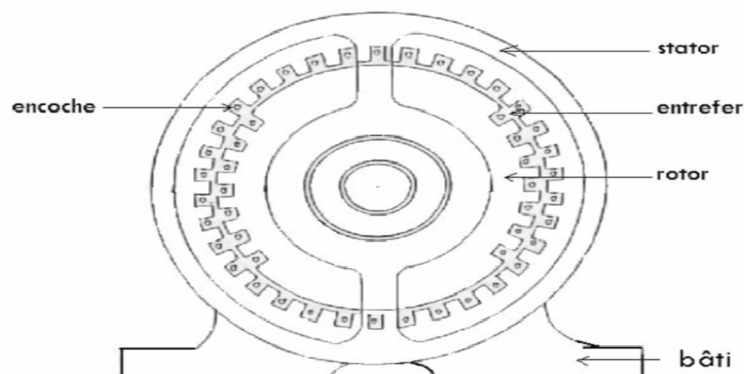


Figure I.11 : machine synchrone à pôle lisse.

I.10.3. Description de la machine synchrone à réluctance variable

Le principe des machines synchrone à réluctance variables a été établi il y a de cela un siècle. Elles ont été utilisées au début comme générateurs de hautes fréquences. Certaines études de cette époque portant sur les couples créés par la présence d'encoches auraient d'ailleurs été utilisées pour servir de base à la théorie des machines à réluctance variables.

A l'heure actuelle, et du fait de l'essor de la robotique et des progrès de l'électronique de puissance, les machines à réluctance variable sont en plein développement.

On appelle machine synchrone à réluctance variable les machines dont la réluctance varie suivant la circonférence de l'entrefer et dont le rotor est non excité. Le champ magnétique n'est créé que sous l'effet de la f.m.m (force magnétomotrice) du stator. Le couple électromagnétique apparaît à la suite de la variation de l'énergie dissipée par le champ magnétique dans l'entrefer en cas de désalignement des axes du champ statorique.

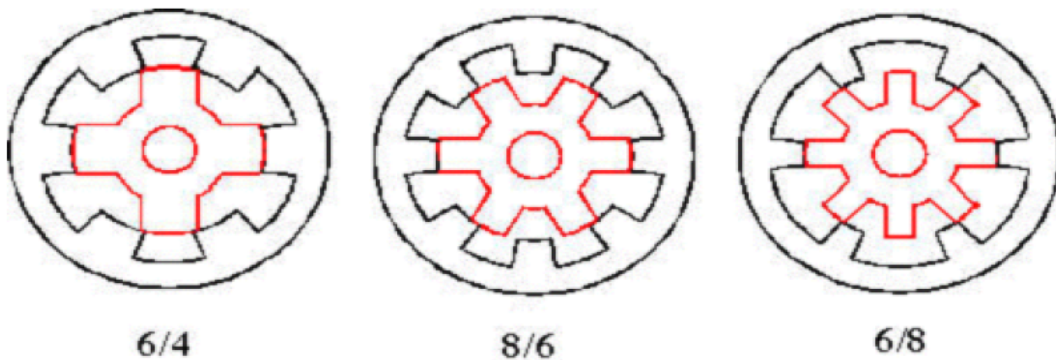


Figure I.12 : Structures de machines à réluctance variable.

I.10.4. Description de la Machines synchrone à aimant permanent

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction des machines synchrones à aimants permanents à des coûts compétitifs. Généralement, ces machines sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques importants associés à un rendement assez élevé et à une grande puissance massique pour des méthodes de contrôle plus simples.

Il existe plusieurs types de machine synchrone à aimants permanents : des machines à construction standard avec aimantation radiale, des génératrices discoïdes à champ axial, ou encore à rotor extérieur. Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en plus viable économiquement : elle devient alors des concurrents sérieux des génératrices asynchrones à double alimentation. Leur taux de défaillance est jugé faible

grâce à la suppression de certaines sources de défauts : comme le multiplicateur de vitesse et le système de bague et de balais pour les génératrice à aimants [4].

I.11. Les aimants permanents

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe [5][4].

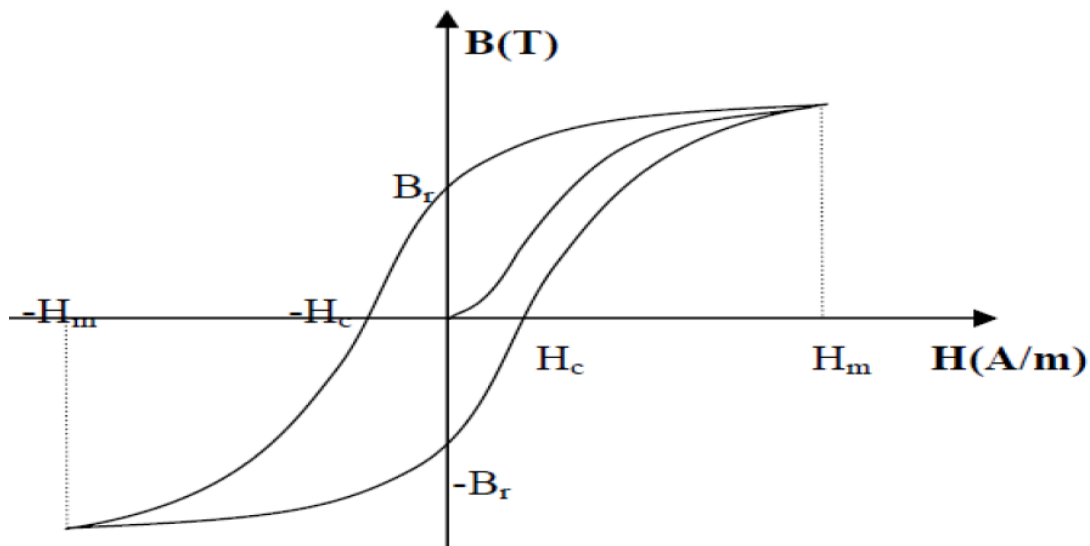


Figure I.13 : cycle d'hystérésis.

Avec :

B_r : Induction rémanente.

H_c : Champ coercitif.

I.11.1. Caractéristiques générales des aimants permanents

L'état de fonctionnement d'un aimant se situe dans le deuxième quadrant de son cycle d'hystérésis (voir figure I.14).

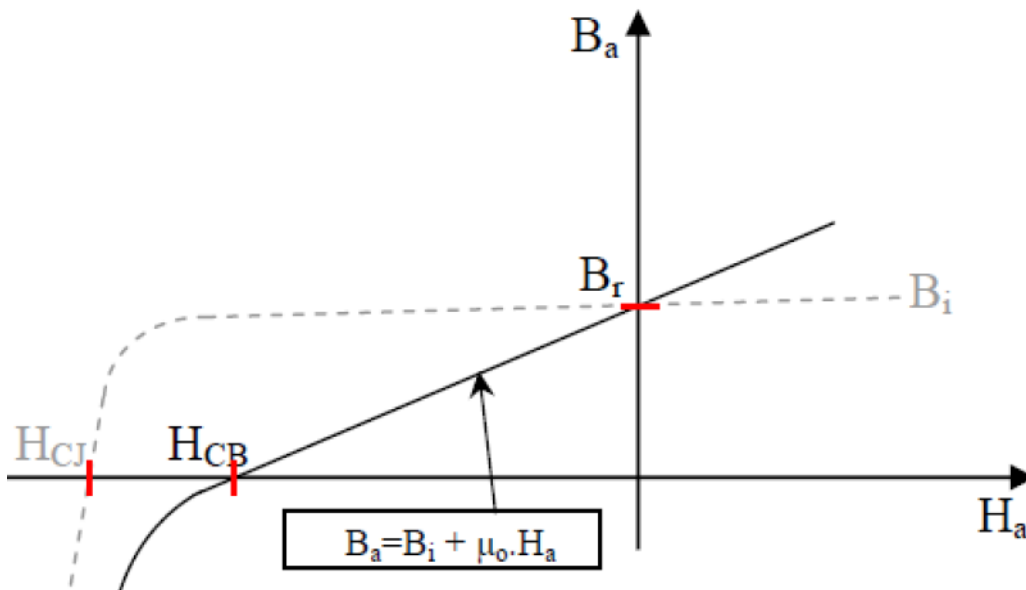


Figure I.14 : Courbe de désaimantation.

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

- **L'induction résiduelle (ou rémanente), B_r** : qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- **le champ coercitif, H_{cB}** : représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- **le champ coercitif de polarisation, H_{cJ}** : qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- **le produit d'énergie $(B.H)_{max}$** : valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques) [5] [14].

I.11.2. Les différents types d'aimants permanents

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

- **Les Alnico:** aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt.

Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

- **Les Ferrites:** aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

- **Les alliages métaux – terres rares:** ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage Samarium Cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

Le choix de l'aimant est effectué en fonction de caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable [7].

Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous [5] :

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

Tableau I.1 : Exemple de propriétés magnétiques des aimants.

I.11.3. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure (I.15) [5].

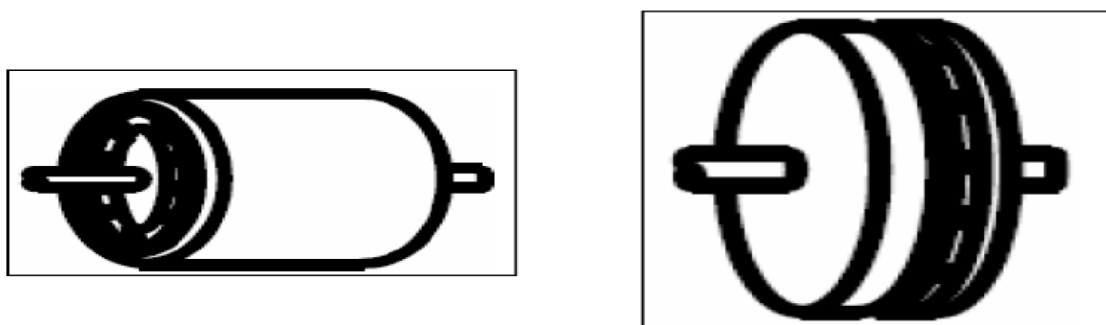


Figure I.15 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial

I.11.3.1. Structure à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.16). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés [5].

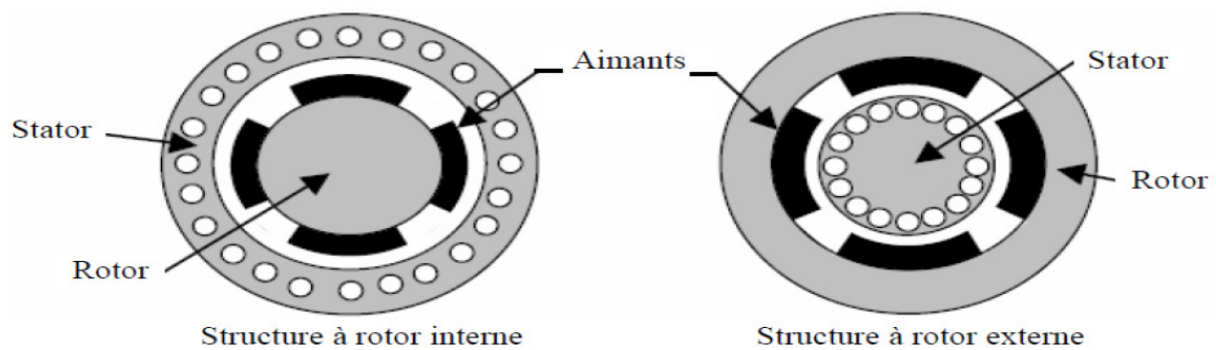


Figure I.16 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

I.11.3.2. Structures à aimants déposés en surface

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse (Figure I.17). L'induction B_e dans l'entrefer est celle des aimants B_a . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée. La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor.

La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

- Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor évite l'effet de la force centrifuge qui pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible [5].

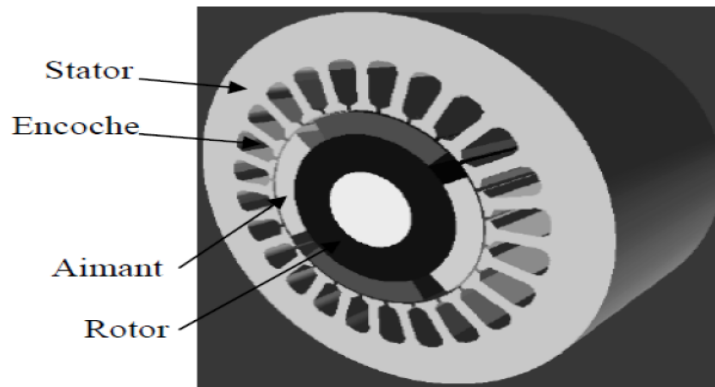


Figure I.17 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).

I.11.3.3. Structures à aimants encastrés

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (figure I.18). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ($X_d < X_q$). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents [5].

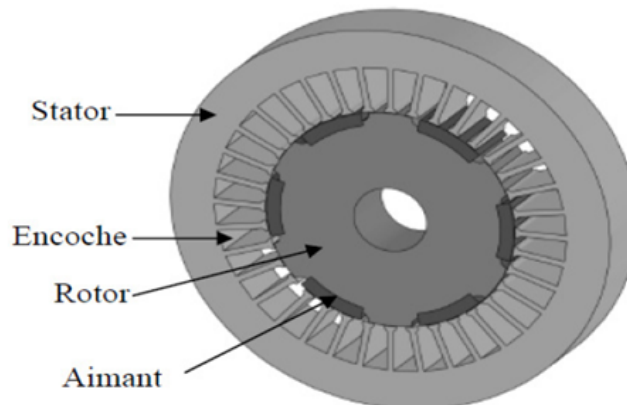


Figure I.18 : Structure à aimants encastrés.

I.11.3.4. Structures à aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées (voir Figure I.19), l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique. L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation [5].

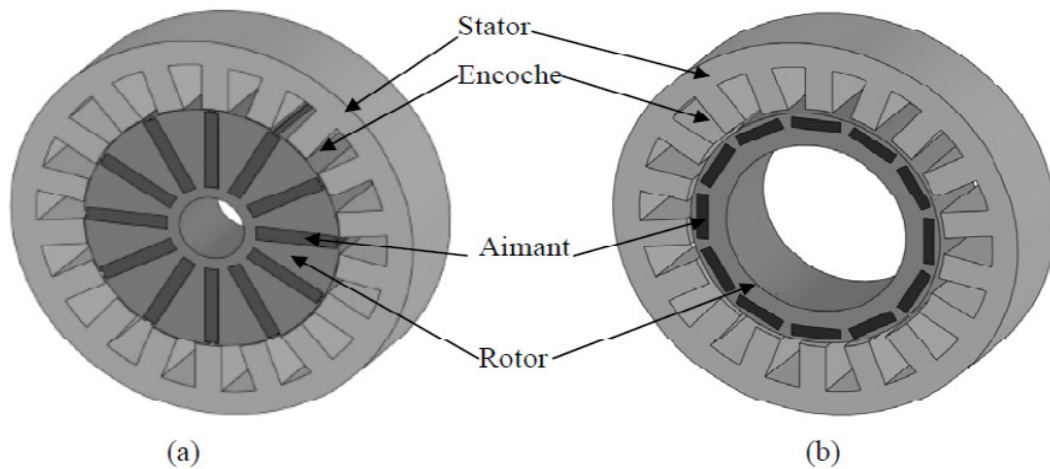


Figure I.19 : Structure: (a) avec concentration de flux, (b) structure classique.

I.11.3.5. Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent: celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.20) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.21) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure I.22). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [5] [4].

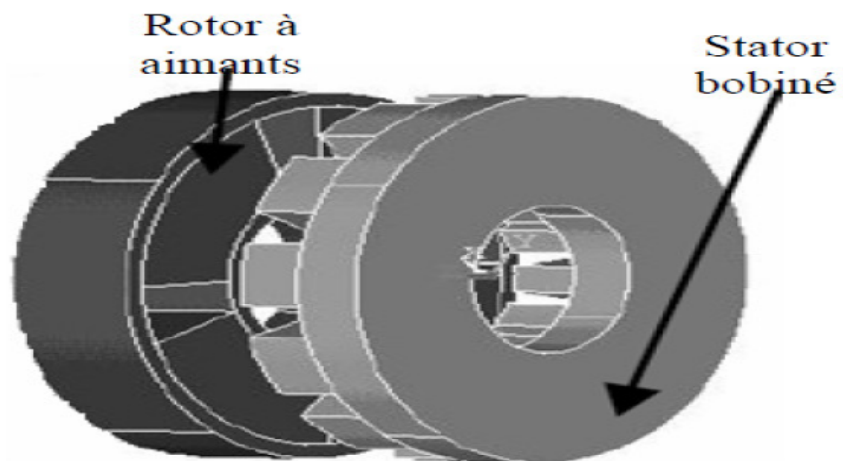


Figure I.20 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

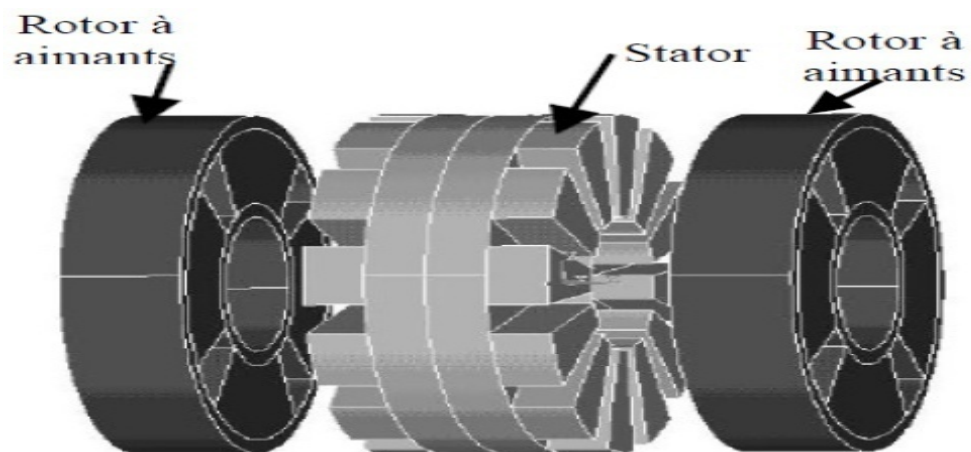


Figure I.21 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

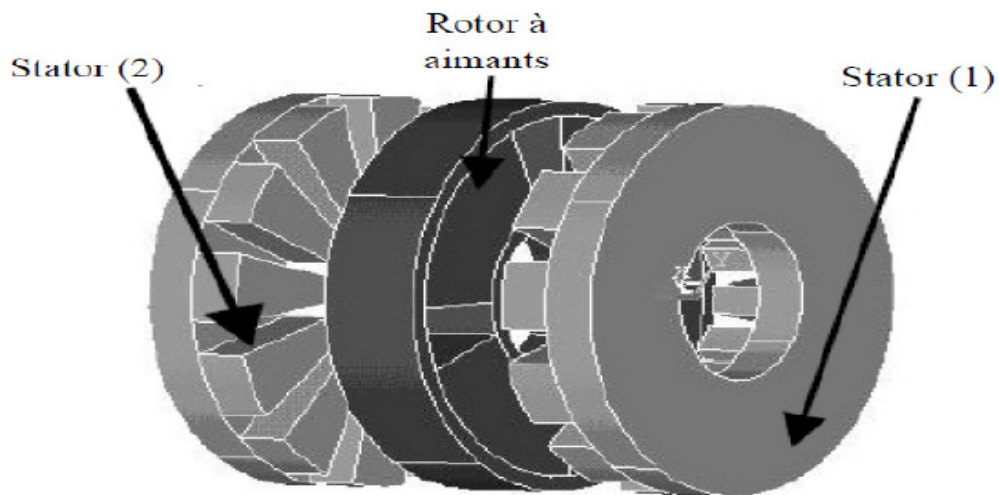


Figure I.22 : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

I.12. Différents type de couple de la MSAP

Il existe trois types de couple intervenant dans le fonctionnement des machines synchrones à aimants permanents :

➤ **Couple de détente**

On l'appelle aussi couple de réluctance d'encoche, les pulsatoires tiennent compte de l'interaction de la denture statorique avec les aimants permanents de rotor.

➤ **Couple réluctant**

Il dépend des courants statoriques, et est interprété par l'alignement des matériaux magnétiques rotoriques avec la direction du champ tournant généré par les courants statoriques.

➤ **Couple résultant**

C'est le couple total développé par la machine, qui est dû à l'interaction des deux champs magnétiques générés par les courants statoriques et les aimants permanents rotoriques.

I.13. Compléments sur la machine synchrone

I.13.1. Avantage

La machine synchrone est plus facile à réaliser et plus robuste que le moteur à courant continu. Son rendement est proche de 99%.

On peut régler son facteur de puissance $\cos \phi$ en modifiant le courant d'excitation I_e .

I.13.2. Inconvénient

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

I.13.3. Utilisation de la machine synchrone

- **Moteurs**

Ils sont utilisés en forte puissance (1 à 10 MW - compresseur de pompe, concasseur); toutefois pour faire varier la vitesse, il faut faire varier la fréquence des courants statoriques. Il a donc fallu attendre le développement de l'électronique de puissance pour commander des moteurs autosynchrones ou synchrones autopilotés (T.G.V. Atlantique - 1981).

Dans le domaine des faibles puissances, les rotors sont à aimants permanents. L'intérêt de ces moteurs réside dans la régularité de la vitesse de rotation (tourne-disque, appareil enregistreur, programmeur, servomoteur).

Le moteur synchrone peut également être utilisé comme source de puissance réactive Q pour relever le facteur de puissance $\cos \phi$ d'une installation électrique [11].

- **Alternateur**

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

I.14. Conclusion

Dans ce chapitre, on s'est intéressé à donner des généralités sur la machine synchrone on se focalisant sur la machine à aimants permanents laquelle sera l'objet de notre étude dans le chapitre suivant.

II.1. Introduction

La méthode de modélisation présentée dans ce chapitre est la méthode des réseaux de perméances. Cette méthode permet de modéliser par des perméances non linéaires toutes les parties ferromagnétiques de la machine et par des perméances linéaires toutes les parties constituées d'air.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la procédure qui détermine les perméances avec la méthode des éléments finis, et les méthodes analytiques appliquées à une machine synchrone à aimants permanents. Cette dernière sera l'objet de notre application au quatrième chapitre. Nous nous intéresserons également à la modélisation des aimants permanents, la prise en compte de la saturation des milieux ferromagnétiques et la façon de coupler les circuits électriques et magnétiques, enfin nous terminerons par la méthode de résoudre le réseau de perméances [3].

II.2. Méthode de réseau de perméances

La méthode des réseaux de perméances (la perméance est la grandeur inverse de la réluctance, $P = 1/R$) est fondée sur la décomposition physique d'un circuit magnétique d'un système électromécanique en un nombre restreint mais suffisant d'éléments, appelés tubes de flux. Chaque tube de flux reflète une des trajectoires possibles des principales lignes de champ, elle est modélisée par une perméance dont la valeur dépend du matériau. L'ensemble des tubes de flux constituant un circuit magnétique donne lieu à un RDPE (Réseau De Perméances Equivalent) [1].

Le RDPE se compose de deux types d'éléments, les éléments actifs et les éléments passifs. Dans la première catégorie, celle des éléments actifs, entrent les sources de forces magnétomotrices. La deuxième, celle des éléments passifs, est constituée de perméances. Trois types des perméances sont à considérer :

- Les perméances constantes modélisant les fuites d'encoche ou du circuit magnétique.
- Les perméances non linéaires modélisant les parties ferromagnétiques du circuit.
- Les perméances variables dans le temps, indépendamment de l'état de saturation du circuit magnétique et servant à la prise en compte du mouvement rotorique.

La méthode réseau de perméance a été appliquée, avec succès sur différents types de systèmes électromagnétiques. Par exemple sur les machines synchrones, les machines à aimants permanents.

II.3. Détermination des tubes de flux

La décomposition précise du circuit magnétique d'une machine tournante ou statique ne peut s'effectuer qu'après une étude éléments finis approfondie. Grâce à cette analyse, on examine l'allure des lignes d'induction (figure II.1) afin d'identifier les tubes de flux dont les perméances peuvent être exprimées à l'aide de relations mathématiques simples. En connectant ces perméances de manière à respecter le trajet des lignes d'induction, nous aboutissons un RDPE [14].

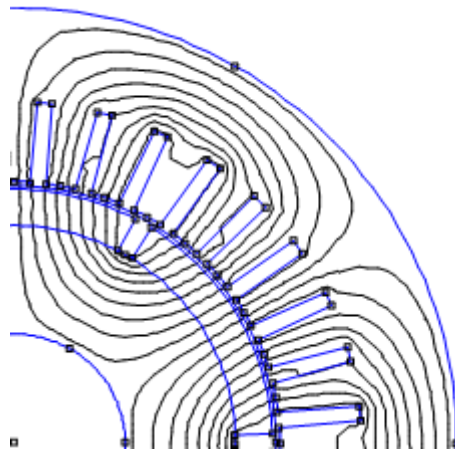


Figure II.1 : Définition des tubes de flux à l'aide d'une analyse par éléments finis du circuit magnétique de la MSAP.

II.3.1. Les perméances constantes

Les perméances constantes sont caractérisées par une géométrie et une perméabilité constantes. Elles sont assignées aux parties du circuit magnétique qui ne changent pas de dimensions et la perméabilité lors du fonctionnement de la machine. Ces perméances peuvent être calculées à l'aide des formules analytiques en fonction de la forme géométrique de la région considérée.

Pour une région cubique (figure II.2), les éléments de perméance radiale et tangentielle sont donnés par [2] :

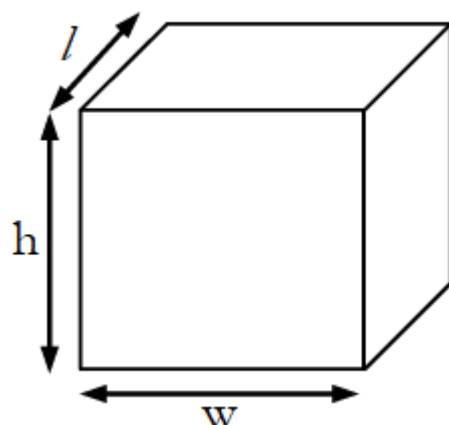


Figure II.2 : Région magnétique cubique [2].

$$P = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{S}{l} \quad (\text{II.1})$$

Et pour une région cylindrique (figure II.3), les deux composantes de perméance sont les suivantes:

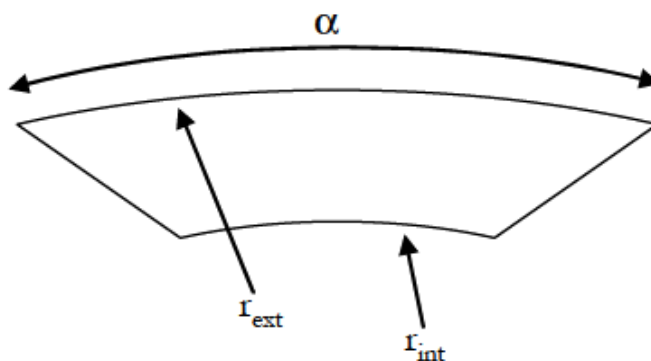


Figure II.3 : Région magnétique cylindrique.

$$P_r = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{L \cdot \alpha}{\ln \left(\frac{r_{\text{ext}}}{r_{\text{int}}} \right)} \quad (\text{II.2})$$

$$P_t = \mu_0 \mu_r \cdot \frac{L \cdot \ln \left(\frac{r_{\text{ext}}}{r_{\text{int}}} \right)}{\alpha} \quad (\text{II.3})$$

II.3.2. Les perméances variables

La modélisation de l'entrefer d'une machine est la partie la plus délicate de la construction d'un RDPE. En effet, c'est à l'intérieur de l'entrefer qu'un maximum d'énergie est consommé et transféré. De même, celui-ci constitue la partie prenant en compte le

mouvement du rotor vis-à-vis du stator, c'est-à-dire la modification de la répartition des tubes de flux entre le stator et le rotor en fonction de la position du rotor.

Une possibilité de prendre en compte le mouvement, à la vue de la grande taille de l'entrefer, due au fait que les aimants possèdent une perméabilité relative proche de l'unité, modélise à la fois l'entrefer et l'aimant par des sources de forces magnétomotrices variables dans le temps.

Une deuxième possibilité est fondée sur le principe d'une bande de mouvement réalisée de façon à décomposer l'entrefer en un nombre conséquent d'éléments en plusieurs couches selon deux directions, l'une radiale et l'autre tangentielle (figure II.4) [4] [2].

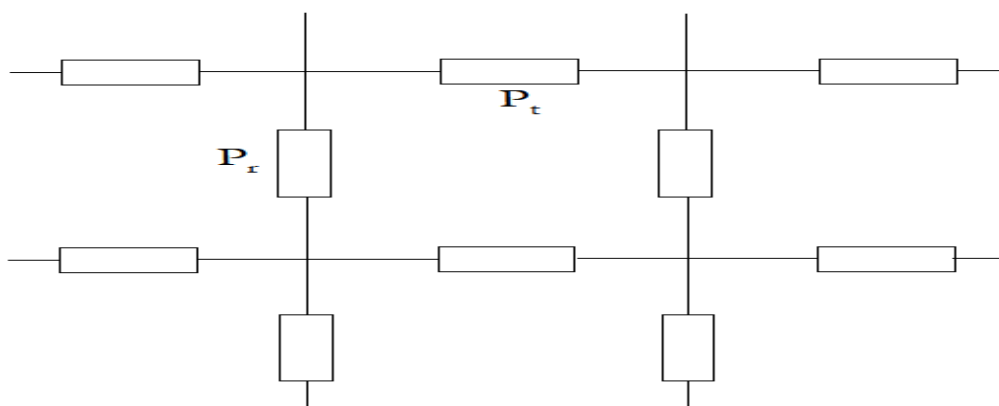


Figure II.4 : Réseau de perméance dans l'entrefer.

Avec :

P_r : Perméance d'entrefer radiale

P_t : Perméance d'entrefer transversale

Ce principe nécessite d'affiner le réseau au niveau de l'entrefer au fur et à mesure que le pas de calcul et de déplacement diminue. Cette méthode est coûteuse en temps de calcul, car elle nécessite un grand nombre d'éléments concentrés au niveau de l'entrefer.

Une autre possibilité tout à fait adaptée à la prise en compte du mouvement relatif du rotor vis-à-vis du stator, est de considérer que lors de ce mouvement, le tube de flux entre une dent statorique et un pôle rotorique évolue de façon périodique. Son analyse, réalisée à partir de plusieurs positions du rotor, permet alors de déterminer la loi périodique d'évolution de cette perméance. Différentes méthodes sont présentées dans la littérature pour exprimer cette évolution périodique de perméance de l'entrefer en fonction de la position angulaire du rotor.

L'identification et le calcul des valeurs des perméances du circuit magnétique peuvent se faire de différentes façons, par :

- un calcul éléments finis
- des méthodes analytiques

II.4. La méthode des éléments finis

La perméance de l'entrefer peut être calculée par la méthode des éléments finis, avec une très bonne précision ; les flux de fuite peuvent être également être pris en compte. Une fois le tube de flux est clairement identifié, la valeur de sa perméance est calculée à partir du flux qu'il conduit et du potentiel magnétique à ses bornes (figure II.5) [18] [21].

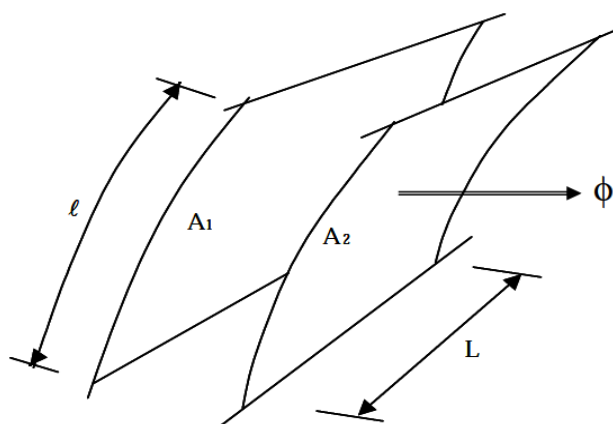


Figure II.5 : Tube de flux.

Dans le cas d'une analyse en potentiel vecteur, le flux est déterminé par :

$$\Phi = (A_2 - A_1) \cdot L \quad (\text{II.4})$$

Où :

'A1' et 'A2' sont les potentiels vecteurs sur les deux surfaces latérales de tube de flux et 'L' est le longueur du tube de flux.

De même, la force magnétomotrice 'F' aux bornes de ce tube peut être exprimée comme la circulation du champ magnétique :

$$F = \int_c^d \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (\text{II.5})$$

\vec{H} : est le champ magnétique.

La valeur de la perméance 'P' est alors donnée par le rapport du flux sur la force magnétomotrice.

$$P = \frac{\Phi}{F} \quad (\text{II.6})$$

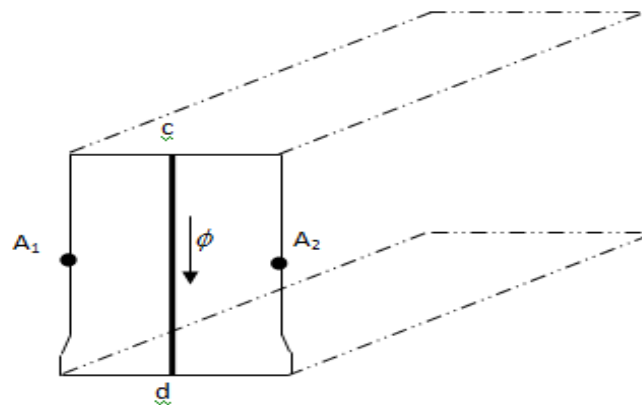


Figure II.6 : dent statorique d'une machine électrique.

II.4.1. Evolution de la perméance d'entrefer

La modélisation de l'entrefer d'une machine est la partie la plus délicate de la construction d'un réseau de perméances. De même, celui-ci constitue la partie prenant en compte le mouvement du rotor vis-à-vis du stator, c'est-à-dire la modification de la répartition des tubes de flux entre le stator et le rotor en fonction de la position du rotor.

Chaque perméance P_{ij} aura une évolution identique selon l'angle γ_{ij} , et pour calculer les valeurs de cette courbe, nous nous sommes appuyés comme précédemment sur les résultats d'un calcul par éléments finis.

Compte tenu de la répétition des motifs géométriques au stator comme au rotor, une seule position permet de calculer plusieurs points de la courbe $P_{ij} = f(\gamma_{ij})$ "(figure II.7)". Dans ce cas, il suffit de prendre en considération le pas dentaire pour en déduire plusieurs points sur la caractéristique $P_e(\theta)$. Cette remarque permet de limiter le nombre de calculs numériques nécessaires à la définition de la courbe [1].

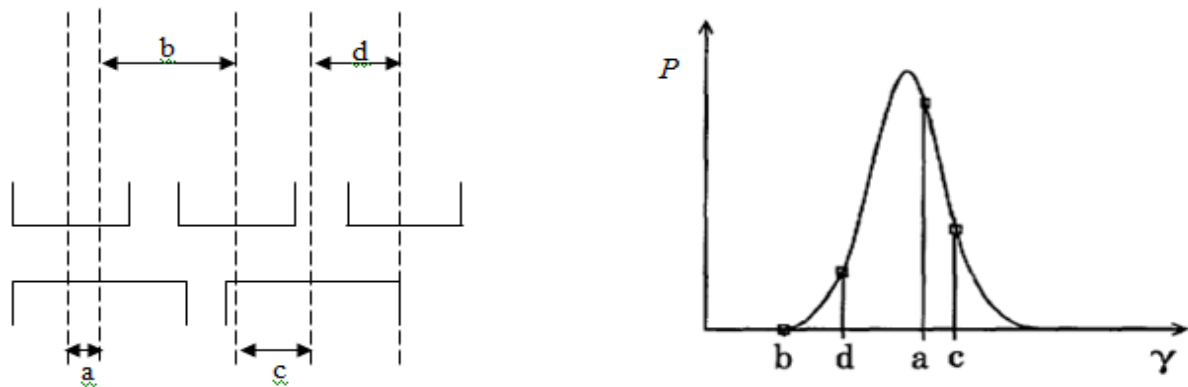


Figure II.7 : Détermination des perméances d'entrefer.

II.4.2. Avantages et inconvénients de la démarche

Rappelons que l'avantage de l'approche est :

- La précision de la valeur des différents perméances.
- La possibilité de traiter des cas complexes.

Mais elle a un gros inconvénient qui est un temps préparatoire relativement important "temps de prédétermination du réseau de perméance".

Pour cela, il peut être intéressant de pouvoir déterminer ces perméances plus simplement. La deuxième solution présentée est d'utiliser des relations analytiques.

II.5. La méthode analytique

Un tube de flux ou tube d'induction magnétique est défini par l'ensemble des lignes d'induction s'appuyant sur un contour fermé figure (II.8) [3] [1].

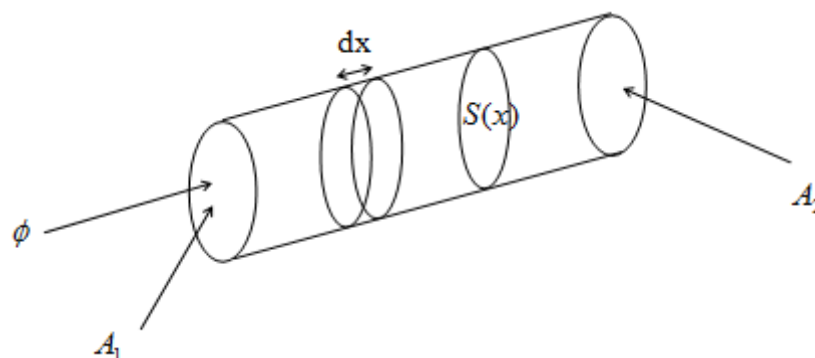


Figure II.8 : Tube de flux uniforme.

La réluctance est similaire à une résistance dans un circuit électrique, elle est proportionnelle à la longueur du tube de flux et inversement proportionnelle à sa section. De plus, la réluctance est une fonction de la perméabilité du tube de flux.

Pour un circuit magnétique homogène, c'est-à-dire constitué d'un seul matériau et de section homogène "Figure II.8", son expression est donnée par:

$$R = \frac{l}{\mu S} \quad (\text{II.7})$$

Où l : est la longueur du tube de flux, μ : la perméabilité, et S : la surface du tube de flux.

Dans la plus part des applications, le volume du tube de flux entre deux plans n'a pas une longueur ou une section uniforme.

Pour les tubes qui ont une section uniforme, il est conventionnellement de discrétiser le volume à des tubes du flux de réluctances différentielles, qui peut être représentée par:

$$dR = \frac{dx}{\mu(x) S(x)} \quad (\text{II.8})$$

Où dx est la longueur différentielle.

L'intégration de la réluctance différentielle sur toute la longueur du tube de flux fournir la réluctance totale.

$$R = \int \frac{dx}{\mu(x) S(x)} \quad (\text{II.9})$$

Pour les tubes qui ont une longueur n'est pas uniforme entre les deux plans équipotentiels, comme il est montré sur la figure (II.9), il est conventionnellement de discrétiser le volume à des tubes du flux de perméances différentielles, qui peut être donnée

par :

$$dP = \frac{\mu dS}{l(x, y)} \quad (\text{II.10})$$

La perméance totale peut être obtenue avec intégration

$$P = \int_s dP = \int_s \frac{\mu dS}{l(x, y)} \quad (\text{II.11})$$

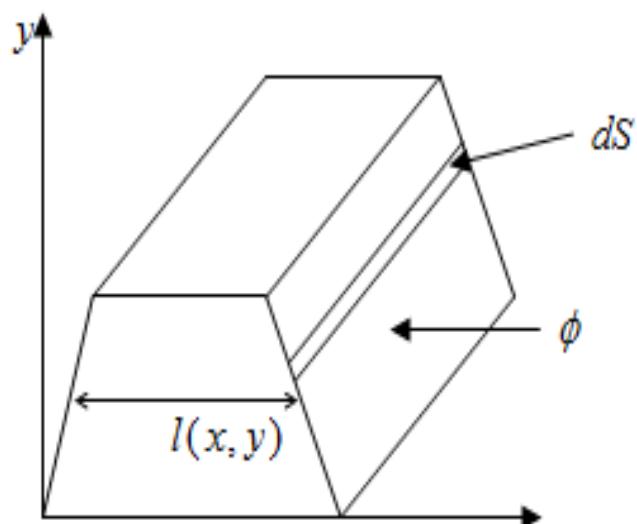
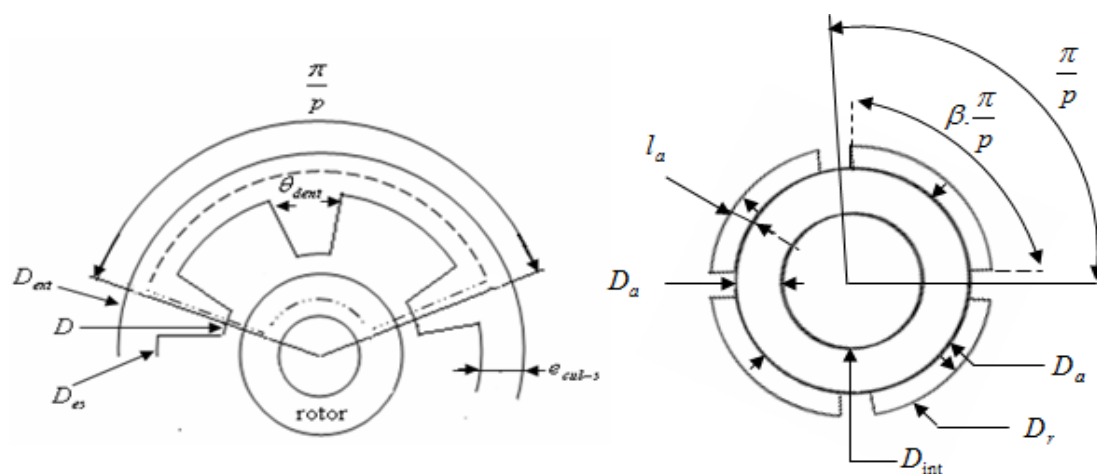


Figure II.9 : Tube de flux non uniforme.

II.6. Perméances d'une machine synchrone a aimants permanents montés en surface

Les différents paramètres de la machine sont donnés sur la figure (II.10) [21].



a. stator de la machine

b. rotor de la machine

Figure II.10 : paramètres de la machine.

Le réseau de perméances se compose de deux types d'éléments :

- les éléments actifs
- les éléments passifs

Dans la première catégorie, celle des éléments actifs, entrent les sources de forces magnétomotrices. La deuxième, celle des éléments passifs, est constituée de perméances.

Trois types des perméances sont à considérer :

- Les perméances non linéaires modélisant les parties ferromagnétiques du circuit.
- Les perméances constantes modélisant les fuites d'encoche ou du circuit magnétique.
- Les perméances variables dans le temps, et servant à la prise en compte du mouvement rotorique.

II.7. Réseau de reluctances statoriques

Au niveau du stator, nous distinguons les tubes de flux se trouvant dans le milieu ferromagnétique au niveau des dents Figure (II.11) : ou de la culasse Figure (II.12) : et les tubes de flux de fuite entre deux dents Figure (II.13).

La figure (II.14) : représente le réseau de perméances modélisant le stator.

De ce fait, les perméances de fuite d'encoche R_{fe} et de fuite entre épanouissements dentaires adjacents R_{fep} ne sont pas présentes dans la zone des dents se trouvant face à la saillance rotorique. Les points noirs épais sur la Figure(II.11) : représentent les nœuds d'interconnexion avec le réseau de perméances rotorique. A chaque nœud est associé un intervalle angulaire d'effet centré sur l'axe de la dent concernée et d'une étendue égale au pas dentaire [9].

II.7.1. Ré reluctances des dents du stator

Les dents fournis le chemin du flux entre la culasse et l'entrefer. La forme et les dimensions d'une dent typique utilisée dans une machine sont montrées sur la figure (II.14) [21].

- Ré reluctance de la partie supérieure d'une dent, R_{dh} : ré reluctance d'un tube de flux rectangulaire.

$$R_{dh} = \frac{h_d}{\mu_o \mu_r l_d l_{ut}} \quad (II.12)$$

- Réluctance de la partie épanouissement dentaire, R_{db} : réluctance d'un tube de flux trapézoïdal en série avec un tube de flux rectangulaire.

$$R_{db} = \frac{1}{\mu_o \mu_r} \left(\frac{b}{l_{ep} l_{ut}} + \frac{f}{l_{ut} (l_{ep} + l_d)} \right) \ln \left(\frac{l_{ep}}{l_d} \right) \quad (\text{II.13})$$

Si on néglige les becs des dents à leurs extrémités la reluctance de dent est donnée par :

$$R_{d-s} = \frac{2 (D_{es} - D)}{\mu_o \mu_r (D_{es} + D) \theta_{dent} l_{ut}} \quad (\text{II.14})$$

Lut : longueur utile

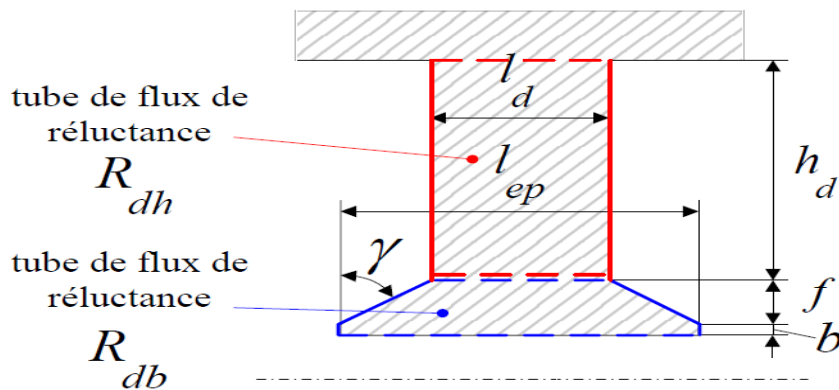


Figure II.11 : Modèle de tubes de flux dans une dent [3].

II.7.2. Réluctances de la culasse statorique

Comme le montre la figure (II.12), la culasse est la section du stator qui participe à la fermeture du flux entre les dents du stator.

La réluctance de la culasse statorique peut être donnée par cette expression :

$$R_{cul-s} = \frac{\pi (D_{es} + e_{cul-s})}{\mu_o \mu_r e_{cul-s} l_{ut}} \quad (\text{II.15})$$

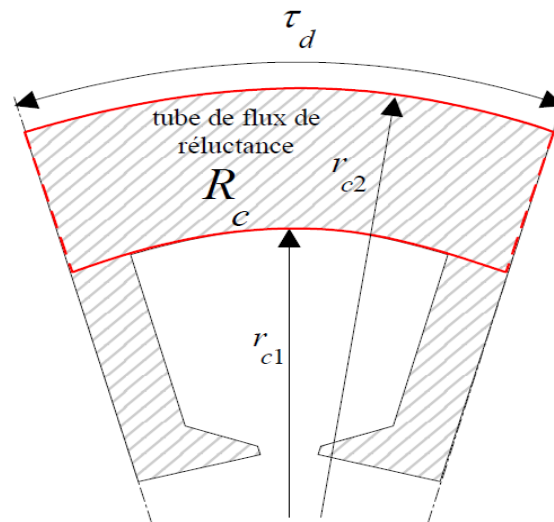


Figure II.12 : Modèle de tube de flux dans la culasse statorique [3].

II.7.3. Réductances de fuites

Le calcul des réductances de fuites ne doit pas être négligé, essentiellement pour garder de la précision en régime saturé (Figure II.13) [21].

- Une réductance R_{fe1} d'un tube de flux rectangulaire en parallèle avec une réductance R_{fe2} d'un tube de flux limité par deux arcs concentriques.

$$R_{fe1} = \frac{l_e}{\mu_o l_{ut} h_d} \quad (\text{II.16})$$

$$R_{fe2} = \frac{2\gamma}{\mu_o l_{ut} \ln\left(\frac{r_{ep2}}{r_{ep1}}\right)} \quad (\text{II.17})$$

$$R_{fe} = \frac{R_{fe1} \cdot R_{fe2}}{R_{fe1} + R_{fe2}} \quad (\text{II.18})$$

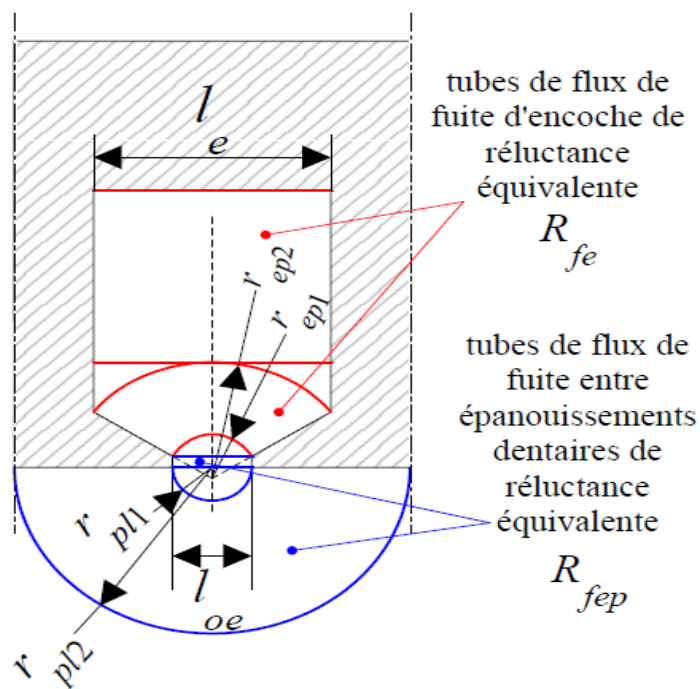


Figure II.13 : Modèle de tubes de flux de fuite.

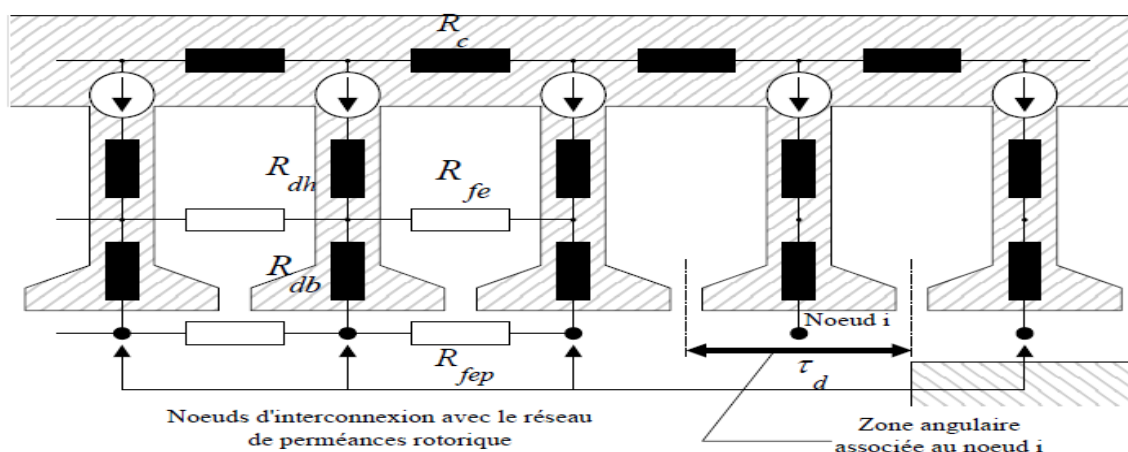


Figure II.14 : Réseau de perméances statorique et zone angulaire associée à un nœud d'interconnexion avec le réseau rotorique [3].

II.7.4. Réductances de l'entrefer

Dans l'étude des machines électriques, la modélisation de l'entrefer est l'une des parties les plus délicates. Le modèle doit permettre d'assurer la conservation du flux dans le système électromagnétique et de prendre en compte le mouvement du rotor, c'est-à-dire, au niveau du réseau, la modification de la répartition des tubes de flux entre le stator et le rotor selon le passage des dents rotoriques devant le stator.

La forme générale de ces tubes dépendant de la position relative des dents concernées, repérée par l'angle θ entre leurs axes Figure (II.15). On va donc définir des perméances spatialement variables dites "perméances d'entrefer", associées aux tubes de flux localisés entre les dents statoriques et rotoriques [2].

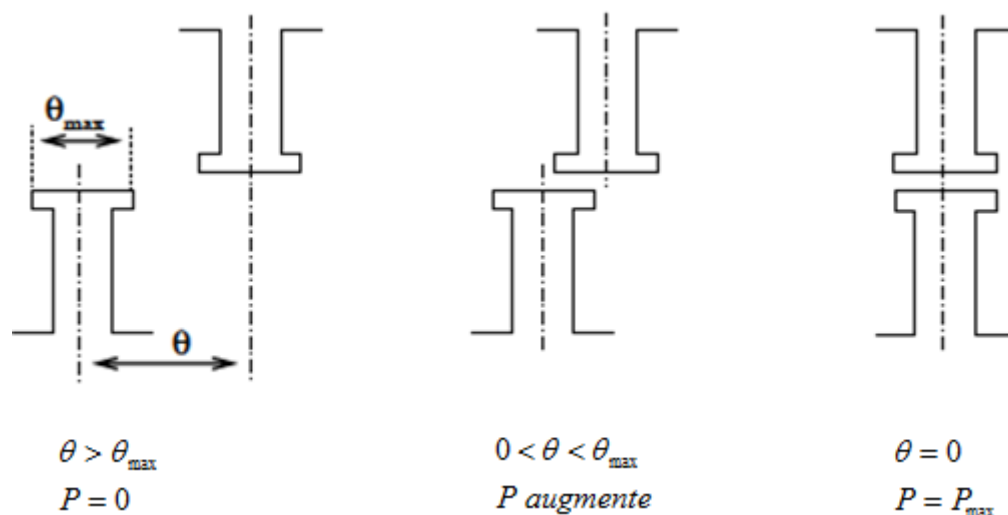


Figure II.15 : Evolution de la perméance d'entrefer.

Chaque perméance suit une loi d'évolution en fonction de la position relative des deux dents concernées permettant ainsi de prendre en compte le mouvement du rotor. En effet, la perméance entre deux dents est maximale lorsque les dents sont face à face et diminue rapidement lorsqu'elles s'éloignent (Figure II.15).

Nous pouvons voir, qu'en fonction de la position d'une dent par rapport à l'autre, la perméance associée P passe d'une valeur nulle à une valeur maximale P_{\max} . Cette évolution (Figure II.16) est la même quelque soit la dent statorique i et le pôle rotorique j .

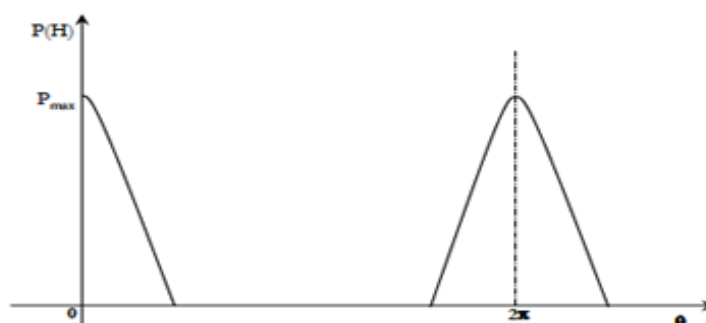


Figure II.16 : Evolution de perméance en fonction de position électrique.

Ostovic propose de décomposer cette loi d'évolution en quatre parties [21] :

$$\begin{aligned}
 P &= \mu_o \frac{L w_{\min}}{g} && \text{si } 0 \leq \theta \leq \theta'_t \quad \text{et} \quad 2\pi - \theta'_t \leq \theta \leq 2\pi \\
 P &= \mu_o \frac{L w_{\min}}{g} \cdot \frac{1 + \cos\left(\pi \frac{\theta - \theta'_t}{\theta_t - \theta'_t}\right)}{2} && \text{si } \theta'_t \leq \theta \leq \theta_t \\
 P &= \mu_o \frac{L w_{\min}}{g} \cdot \frac{1 + \cos\left(\pi \frac{\theta - 2\pi + \theta'_t}{\theta_t - \theta'_t}\right)}{2} && \text{si } 2\pi - \theta_t \leq \theta \leq 2\pi - \theta'_t \\
 P &= 0 && \text{si } \theta_t \leq \theta \leq 2\pi - \theta_t
 \end{aligned} \tag{II.19}$$

Avec :

$$w_{\min} = \min(w_{st}, w_{rt})$$

w_{st}, w_{rt} : sont respectivement les largeurs d'une dent statorique et d'un pôle rotorique coté entrefer.

L : est la longueur axiale de la machine.

g : est la longueur de l'entrefer.

$$\theta'_t = \frac{|w_{st} - w_{rt}|}{Dag}$$

Dag : est le diamètre moyen de l'entrefer.

$$\theta_t = \frac{w_{st} + w_{rt} + O_{ss} + O_{sr}}{Dag}$$

O_{ss} et O_{sr} : sont respectivement les largeurs des ouvertures des encoches statoriques et rotoriques.

θ_t : angle de rotation en fonction de temps.

II.7.5. Réluctances de la culasse rotorique

Comme le montre la figure (II.17), la culasse rotorique est une pièce cylindrique, sur lequel les pôles du rotor sont attachés.

La réluctance est donnée par [21] :

$$R_{cul-r} = \frac{\pi (D_a - e_{cul-r})}{2p \mu_o \mu_r e_{cul-r} l_{ut}} \quad (II.20)$$

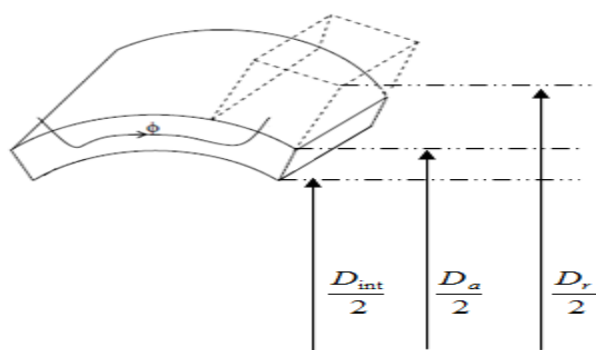


Figure II.17 : Géométrie de la culasse rotorique.

II.8. Modélisation d'un aimant permanent

Comme la courbe $B(H)$ d'un aimant ne passe pas par l'origine, cela signifie que le matériau agit comme une source de flux.

Un aimant permanent peut être modélisé par une réluctance, qui dépend de la géométrie et de la perméabilité de l'aimant, en série avec une force magnétomotrice, qui elle même, dépend de la géométrie de l'aimant et de son champ coercitif (figure II.18) [14] [21].

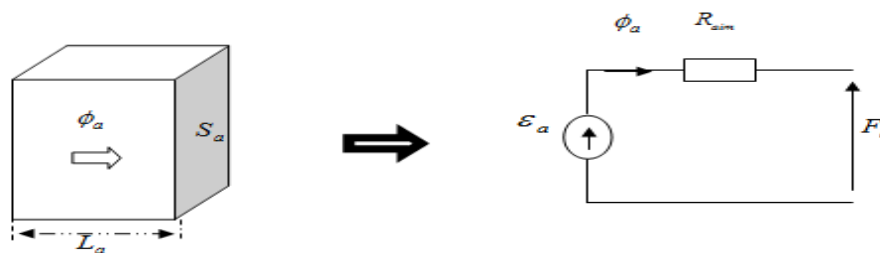


Figure II.18 : Modèle d'un aimant.

La relation $B_a = \mu_o \mu_{r-aim} H_a + B_r = \frac{\phi_a}{S_a}$ nous donne :

$$H_a = \frac{1}{\mu_o \mu_{r-aim} S_a} \phi_a - \frac{1}{\mu_o \mu_{r-aim}} B_r \quad (II.21)$$

On peut alors en déduire la force magnétomotrice entre les deux extrémités de l'aimant :

$$F_a = H_a L_a = \frac{L_a}{\mu_o \mu_{r-aim} S_a} \phi_a - \frac{L_a}{\mu_o \mu_{r-aim}} B_r \quad (II.22)$$

Le modèle choisi, implique la relation

$$F_a = R_{aim} \phi_a - \varepsilon_a \quad (II.23)$$

Avec : R_{aim} : La réluctance de l'aimant.

ε_a : Source de force magnétomotrice due à l'aimantation.

$$R_{aim} = \frac{2 p l_a}{\mu_o \mu_{r-aim} \pi \beta (D_a + l_a) L} \quad (II.24)$$

$$\varepsilon_a = \frac{L_a}{\mu_o \mu_{r-aim}} B_r \quad (II.25)$$

L'aimant dans notre cas est segmenté en éléments. Chaque élément de l'aimant est alors, modélisé comme un élément bidirectionnel ayant quatre perméances et deux sources de flux mises dans la direction radiale (figure II.19). Les éléments bidirectionnels permettent de prendre en compte de l'influence d'un élément sur l'autre et du flux de fuite circulant dans l'aimant.

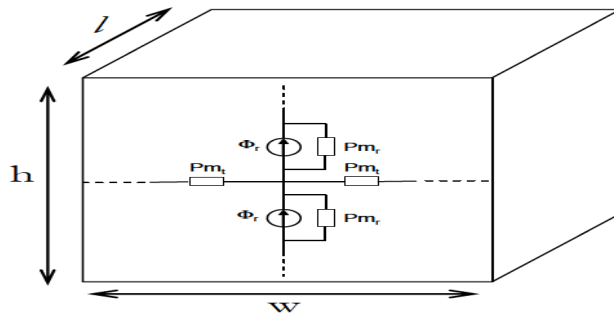


Figure II.19 : Paramètre géométrique de l'élément de l'aimant étudié et son réseau de perméance [14].

Les perméances radial et tangentielle (P_{mr} et P_{mt}) de chaque élément de l'aimant sont exprimés par :

$$P_{mr} = 2 \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \cdot \frac{Wl}{h} \right) \quad (\text{II.26})$$

$$P_{mt} = 2 \left(\frac{1}{\mu_0 \mu_r} \cdot \frac{hl}{W} \right) \quad (\text{II.27})$$

'w' est la largeur, 'h' est la hauteur et 'l' est respectivement la longueur des perméances radiale et tangentielle. Si la section transversale de l'aimant perpendiculaire à la direction de l'aimantation est 'S', la source du flux est donnée par :

$$\Phi_r = B_r \cdot S \quad (\text{II.28})$$

II.9. Prise en compte de la saturation

Pour les matériaux ferromagnétiques, dès que l'on dépasse un certain niveau d'induction, la relation entre les champs B et H devient non linéaire.

La pente μ de la courbe moyenne de première aimantation $B = \mu H$ est approximée au sens des moindres carrés par l'expression (II.29), permettant de déterminer la perméabilité magnétique relative μ_r en fonction de l'induction magnétique B [3].

$$\frac{1}{\mu_r} = \varepsilon + (c - \varepsilon) \frac{B^{2\alpha}}{B^{2\alpha} + \tau} \quad (\text{II.29})$$

ε , α et τ sont des coefficients à déterminer de telle sorte que la caractéristique $B(H)$ construite analytiquement soit la plus proche possible de la caractéristique réelle.

La valeur de la réluctance dépend alors de l'induction. Sur la figure II.21, nous pouvons tracer l'évolution de la perméance en fonction du flux la traversant.

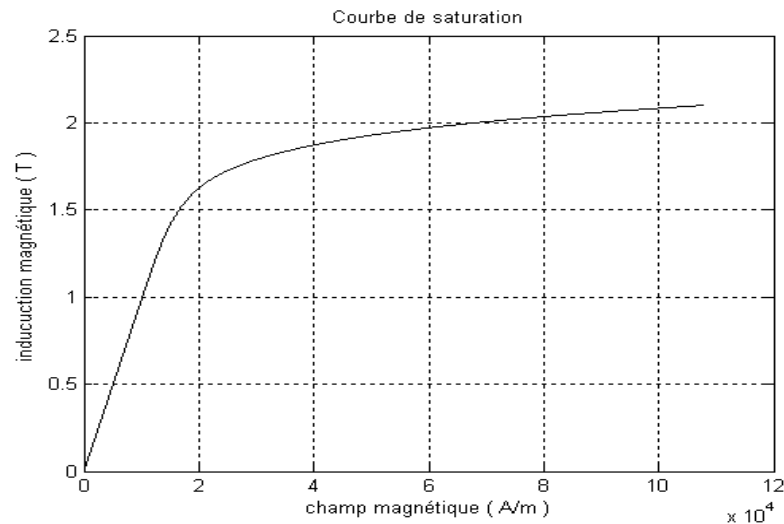


Figure II.20 : Courbe de première aimantation.

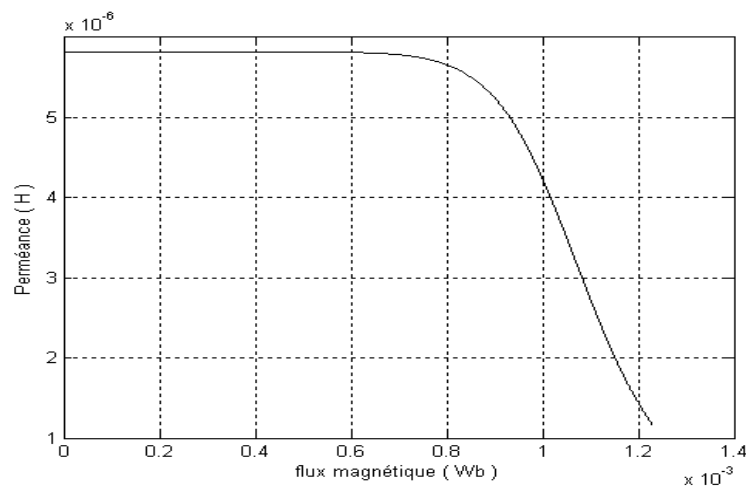


Figure II.21 : Evolution de la perméance en fonction du flux.

II.10. La réaction magnétique de l'induit

Lors d'un fonctionnement en charge, les courants qui circulent dans les bobinages créent des magnétisations ou démagnétisations partielles dont il faut tenir en compte. Ce phénomène s'appelle la réaction magnétique d'induit.

Pour tenir compte de ce phénomène, nous proposons classiquement insérer dans les réseaux des forces magnétomotrices de dent [20].

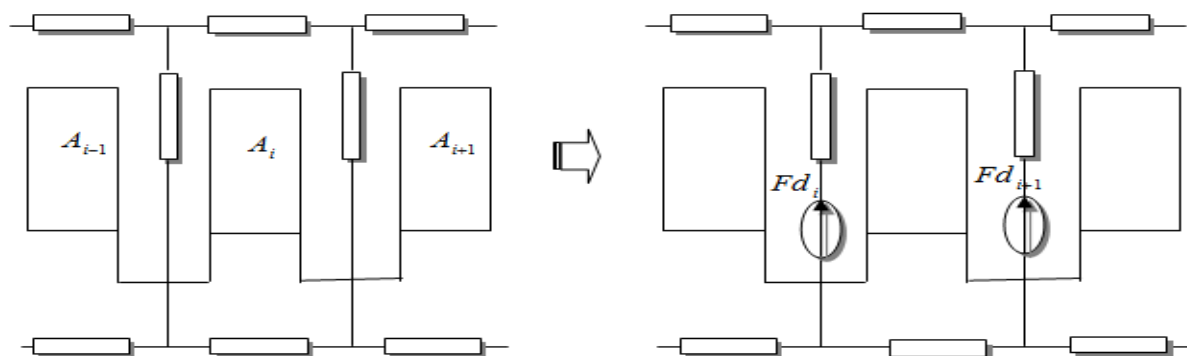


Figure II.22 : Description de la modélisation du système dents et encoches.

II.11. Calcul du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est calculé par différentes méthodes.

II.11.1. Calcul du couple à partir de la puissance électromagnétique

Le couple peut être calculé à partir de la puissance électromagnétique transmise à travers l'entrefer, le couple total est la résultante des couples des trois phases de la machine :

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (\text{II.30})$$

$$C_e = \frac{[e][I]}{\Omega} \quad (\text{II.31})$$

II.11.2. Calcul du couple en considérant l'énergie magnétique

Cette formulation du calcul du couple électromagnétique est fondée sur l'application du théorème des travaux virtuels lors d'un mouvement de rotation. En considérant une rotation élémentaire $\delta\theta$ à courant constante, nous pouvons calculer le couple à partir de la dérivée de la coénergie magnétique W'_{mag} , qui est égale à [20] :

$$C_e = \left(- \frac{\partial W'_{mag}}{\partial \theta} \right)_{(i=cste)} \quad (\text{II.32})$$

$$W'_{mag} = \int_0^F \phi \, dF \quad (\text{II.33})$$

Avec : F : force magnétomotrice du système.

En utilisant les réseaux de perméances, la coénergie magnétique totale du réseau est égale à la somme des coénergies du circuit magnétique, dues aux fuites et celle dues à l'entrefer. En partant des relations (II.33) et $P = \frac{\phi}{F}$, on obtient :

$$W'_{mag} = \sum_{circuit} \int_0^{F_c} P_c F_c dF_c + \sum_{fuites} \int_0^{F_f} P_f F_f dF_f + \sum_{entrefer} \int_0^{F_e} P_e F_e dF_e \quad (II.34)$$

En reportant (II.34) dans (II.32), le coupe électromagnétique pour la totalité de l'entrefer s'écrit :

$$C_e = \sum_i \left(\sum_j \left(\frac{F_{e_{ij}}^2}{2} \frac{\partial P_{e_{ij}}}{\partial \theta} \right) \right) \quad (II.35)$$

II.12. Méthodologie de résolution du réseau de perméance

Nous avons vu précédemment l'établissement des lois régissant le circuit magnétique, avec la prise en compte de la saturation et du mouvement. De manière à lier physiquement et mathématiquement les circuits magnétiques et électriques, il est nécessaire d'effectuer un couplage. Nous appliquerons ce couplage par réseau de perméances. Une fois les équations de ce couplage établies, il ne nous restera plus qu'à y intégrer les équations déterminées aux paragraphes précédents de manière à établir un système d'équation finale qui sera résoudre avec les lois de Kirchhoff [3].

II.12.1. Mise en équation du circuit électrique

Avant la mise en équations, il nous est indispensable de définir quelques notations supplémentaires [21] :

vnd_i : Potentiel du nœud de départ de la branche **i**.

vna_i : Potentiel du nœud d'arrivée de la branche **i**.

r_i : Résistance de la branche **i**.

l_i : Inductance de la branche i.

φ' : Force électromotrice de la branche i.

Se_i : Source de tension de la branche i à l'instant t.

A partir de ces notations, pour toute phase électrique, on a :

$$vnd_i - vna - r_i i_i = \varphi'_i \quad (\text{II.36})$$

Pour toute branche électrique

$$vnd_i - vna - r_i i_i = Se_i \quad (\text{II.37})$$

(II.36) et (II.37) peuvent s'écrire sous la forme générale :

$$-[R][i] + [N]^t [v] = [\varphi'] \quad (\text{II.38})$$

$[R]$: Matrice de résistances.

$[N]$: Matrice de connexion aux nœuds

$N_{ij} = 1$, si le courant de la branche j arrive au nœud i.

$N_{ij} = -1$, si le courant de la branche j sort du nœud i.

$N_{ij} = 0$, si le courant de la branche j n'a aucune incidence sur le nœud i.

$[v]$: Vecteur colonne contenant les potentiels électriques aux nœuds.

Cette équation matricielle peut encore s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} -[R] & [N]^t \\ [N] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i] \\ [v] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[\varphi'] \\ [0] \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

$$[Ael] \begin{bmatrix} [i] \\ [v] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[\varphi'] \\ [0] \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

II.12.2. Mise en équation du circuit magnétique

Chaque phase électrique fournit au réseau une force électromotrice qui est égale à la dérivée du flux de phase par rapport au temps.

Ce flux de phase est égal à la somme des flux de dent multipliée par le nombre de spires N_s et leur sens en fonction du bobinage.

Pour expliciter ceci, étudions la figure (II.23), le stator d'une paire de pôle d'une machine électrique [2] [3] :

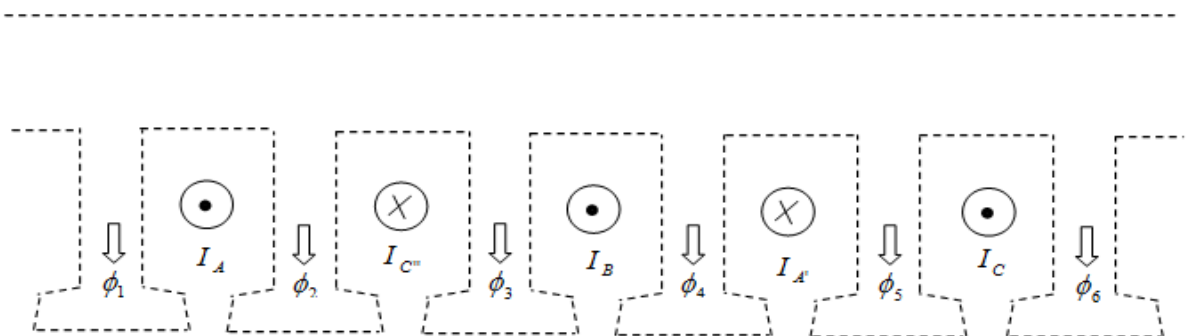


Figure II.23 : Calcul d'un flux de phase.

La relation entre le flux de phase et le flux de dent du stator est donnée par:

$$\varphi_A = N_s (\phi_2 + \phi_3 + \phi_4) \quad (\text{II.41})$$

$$\varphi_B = N_s (\phi_4 + \phi_5 + \phi_6) \quad (\text{II.42})$$

$$\varphi_C = N_s (\phi_1 + \phi_2 + \phi_6) \quad (\text{II.43})$$

Les équations (II.41) à (II.43) sous forme matricielle

$$[\varphi] = [D] [\phi] \quad (\text{II.44})$$

Où

$$[\varphi] = \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 & N_s & N_s & N_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N_s & N_s & N_s \\ N_s & N_s & 0 & 0 & 0 & N_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

$$[\phi] = \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \\ \phi_4 \\ \phi_5 \\ \phi_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

Le vecteur des forces électromotrices $[e]$ peut être calculé à partir de dérivé du vecteur de flux des trois phases.

$$[e] = \frac{d}{dt} [\varphi] \quad (\text{II.48})$$

Chaque bobinage possède une disposition particulière des conducteurs dans les encoches. Pour toute encoche, il est possible de définir les courants de phase présents en utilisant le nombre de spires de ces phases par encoche ainsi que l'orientation de ces dernières. On peut en déduire la quantité A_i d'ampères-tours dans une encoche à l'aide de la relation suivante:

$$A_i = \sum_{k=1}^q (B_{i,k} i_k) \quad (\text{II.49})$$

$B_{i,k} = +N_s$: si la phase k passe dans l'encoche avec N_s spires orientées positivement.

$B_{i,k} = -N_s$: si la phase k passe dans l'encoche avec N_s spires orientées négativement.

$B_{i,k} = 0$: si la phase k ne passe pas dans l'encoche i .

Comme chaque machine possède Z encoches et q phases, l'équation (II.49) peut être écrite sous forme matricielle:

$$[A] = [M][I] \quad (\text{II.50})$$

La matrice B pour l'exemple précédent est donnée

$$[B] = \begin{bmatrix} N_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -N_s \\ 0 & N_s & 0 \\ N_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & N_s \\ 0 & -N_s & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Et la matrice des courants de phases

$$[I] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

La figure (II.23) représente une partie du réseau de perméance, où sont localisés les ampères-tours d'encoche A_i .

Dans ce réseau, l'encoche i est entourée d'une perméance de culasse, de deux perméances de dent et d'une perméance de fuites, éventuellement très faible, qui définissent un compteur fermé C auquel nous nous proposons d'appliquer le théorème d'Ampère:

$$\int_C H dl = A_i \quad (\text{II.53})$$

II.13. Résolution du réseau de perméances

Une fois le réseau de perméance est entièrement défini, il devra être résolu afin de trouver les flux dans toutes les branches et les potentiels magnétiques scalaires de tous les nœuds. Il existe différentes méthodes pour résoudre les systèmes d'équations correspondant aux circuits électriques.

En raison de l'analogie entre les circuits électriques et magnétiques, on peut appliquer directement ces méthodes aux circuits magnétiques modélisés par des réseaux de perméances. Nous utilisons une méthode de résolution de systèmes électriques présentée

dans [13]. Pour un schéma magnétique ayant b branches et n nœuds, on peut trouver m mailles indépendantes, avec

$$m = b - n + 1 \quad (\text{II.54})$$

On définit [21] :

$U(b)$: Vecteur des différences de potentielles magnétiques aux bornes des branches.

$\phi(b)$: Vecteur des flux de branches.

$R(b, b)$: Matrice diagonale des réluctances des branches.

$F(m)$: Vecteur des forces magnétomotrices de mailles.

$\psi(m)$: Vecteur des flux de mailles.

Pour calculer le vecteur flux, on définit une matrice topologique S tel que :

$S_{i,j} = 1$: Si la branche j est dans le même sens que la maille i .

$S_{i,j} = -1$: Si la branche j est dans le sens opposé que la maille i .

$S_{i,j} = 0$: Si la branche j n'appartient pas à la maille i .

Grâce à cette matrice, on peut écrire les lois de Kirchhoff :

$$\text{Loi des mailles : } \quad S U = F \quad (\text{II.55})$$

$$\text{Loi des nœuds: } \quad S^T \psi = \phi \quad (\text{II.56})$$

$$\text{On a : } \quad U = R \phi \quad (\text{II.57})$$

Multipliant les deux membres par S on trouve

$$S U = S R \phi \quad (\text{II.58})$$

Substituant les équations (II.55) et (II.56) dans (II.58)

$$\phi = S^T (S R S^T)^{-1} F \quad (\text{II.59})$$

➤ Exemple d'application des RDP :

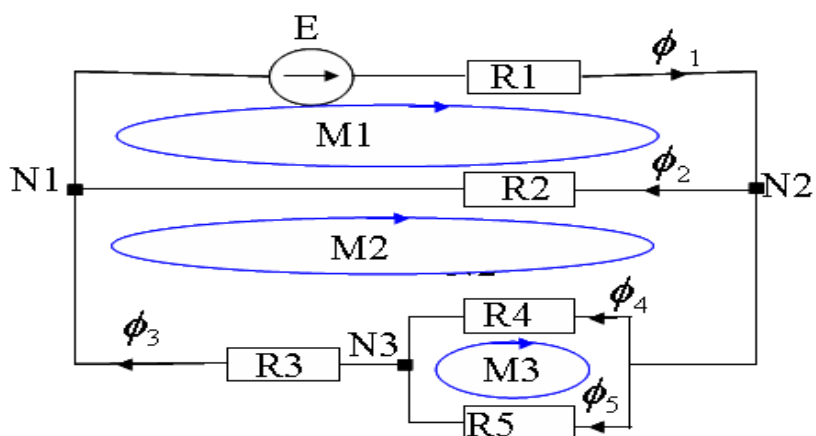


Figure II.24 : Réseau de perméances.

Nombre de branche $b = 5$

Nombre de nœuds $n=3$

Nombre de maille $m=b-n+1=3$

Les matrices de topologique S et des réluctances R de branches et le vecteur des f.m.m des mailles F sont données comme suit :

$$R = \begin{matrix} & \begin{matrix} R1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{matrix} & \begin{matrix} R2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R5 & 0 \end{matrix} \end{matrix}$$

$$S = \begin{matrix} & \begin{matrix} N^0 \text{ de branche} \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{matrix} \\ \begin{matrix} N^0 \text{ de maille} \end{matrix} & \end{matrix}$$

$$F = \begin{matrix} E \\ 0 \\ 0 \end{matrix}$$

II.14. Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les différents éléments constitutifs d'un modèle de réseau de perméances d'une machine électrique tournante et les moyens à mettre en œuvre pour les calculer. Deux méthodes sont proposées pour le calcul des perméances. La première, qui utilise les éléments finis, est une méthode qui donne des valeurs précises, mais elle a un temps de calcul important. La deuxième, utilise des modèles analytiques, elle est moins précise par rapport à la méthode des éléments finis mais elle présente un temps de calcul faible.

III.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons un modèle de calcul par éléments finis appliqué sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) montés sur la surface rotorique afin de déterminer les tubes de flux magnétiques et connaître leurs trajets.

La décomposition précise du circuit magnétique de la machine ne peut s'effectuer qu'après une étude éléments finis. Grâce à cette analyse, on examine l'allure des lignes d'induction afin d'identifier les tubes de flux dont les perméances peuvent être exprimées à l'aide des relations mathématiques présentées au chapitre précédent.

En connectant ces perméances de manière à respecter le trajet des lignes d'induction, nous construisons le réseau de perméances équivalent.

Pour arriver à cette fin, un calcul de la machine à aimant par éléments finis s'effectue dans le cas magnétostatique en utilisant le logiciel FEMM et les commandes du langage LUA.

III.2. Méthodes des éléments finis

La méthode des éléments finis est une méthode numérique de résolution des équations différentielles aux dérivées partielles en utilisant des conditions aux limites.

Son champ d'application actuel couvre les domaines suivants :

- Contraintes et déformations
- Mécanique des fluides
- Problème thermique
- Electromagnétisme
- Plus récemment les problèmes couplés magnéto - thermique et magnéto -mécanique. Dans la plupart des cas, cette méthode s'intègre à des logiciels C.A.O (conception assistée par ordinateur), ce qui constitue un avantage de taille pour l'ingénieur appelé à concevoir les systèmes physiques désirés.

Le principe de la méthode des éléments finis est basé sur une formulation intégrale du problème aux dérivées partielles et de leurs conditions aux limites. Cette formulation peut être de deux types : variationnelle ou résidus pondérés [20].

Malgré l'importance de son domaine d'application, cette méthode devient imprécise dans deux situations particulières qui sont :

- Lorsque le domaine d'étude devient infini.
- Présence de singularité au niveau du domaine d'étude dont certains points présentent des dérivés infinis.

Cette méthode des éléments finis est une méthode de simulation des dispositifs électromagnétiques qui permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell.

Pour appliquer cette méthode, il faut introduire la géométrie du dispositif. Il est possible de réduire le domaine d'études grâce à la symétrie du modèle étudié.

Le domaine d'étude est alors subdivisé en régions élémentaires (les éléments finis) où l'inconnue est approchée par une interpolation polynomiale. Pour des problèmes résolus en 2D, les éléments de formes triangulaires sont les plus utilisés. Cette subdivision a l'avantage de s'adapter à toute configuration géométrique et permet l'usage d'algorithmes de numérotation automatique.

La discrétisation de la forme intégrale par éléments finis et la recherche des potentiels aux nœuds entraînent la résolution d'un système d'équations qui prend la forme matricielle :

$$[M] [A]=[S] \quad (III.1)$$

[M] est la matrice qui dépend des propriétés magnétiques des matériaux ;

[A] est le vecteur des inconnues qui sont les potentiels vecteurs aux différents nœuds du maillage

[S] vecteur source dû aux aimants.

III.3. Les conditions aux limites

La résolution du système se fait après introduction des conditions aux limites sur les frontières du domaine d'étude. On distingue essentiellement deux types de condition aux limites, dans le cas des problèmes de champ électromagnétiques formulés en termes de vecteur potentiel magnétique :

-Conditions aux limites de Dirichlet ($A = A_0$) : dans ce cas, le vecteur potentiel magnétique est constant sur la frontière.

-Conditions aux limites de Neumann homogène. $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$.

III.4. Equations de Maxwell et formulation en potentiel vecteur magnétique

En général, l'étude des systèmes électromagnétiques nécessite la description du champ électrique et magnétique dans les différents milieux du dispositif et les interactions qui en découlent. Les équations qui permettent de décrire l'évolution des grandeurs électromagnétiques sont les équations de Maxwell :

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (\text{III.2})$$

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

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.4})$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{III.5})$$

Avec

\vec{D} : Vecteur induction électrique [A.s/m²].

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

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

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

\vec{J} : Vecteur densité de courant [A/m²].

ρ : Densité de charge [C/m³].

t : Variable temporelle [s].

Ces équations se présentent comme des équations différentielles aux dérivées partielles, elles peuvent être divisées en deux groupes : des équations sans sources de courant [(III.2) et (III.3)] et des équations avec sources de courant (III.4) et (III.5) [3].

Pour l'étude des machines électriques, le terme $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$ qui caractérise la densité du courant de déplacement est toujours négligé.

A ces équations ci-dessus s'ajoutent les deux relations caractérisant le milieu considéré

$$\vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_m \quad (\text{III.6})$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} + \sigma \vec{v} \wedge \vec{B} + \vec{J}_{ext} \quad (\text{III.7})$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{III.8})$$

Où μ est la perméabilité magnétique, ε la permittivité, \vec{B}_m l'induction rémanente, σ la conductivité, \vec{v} la vitesse du milieu mobile et \vec{J}_{ext} densité de courant extérieure.

L'équation (III.6) représente la densité de courant qui correspond aux courants induits créés par la variation d'induction et par la vitesse de déplacement du milieu.

A partir des équations (III.2) et (III.3), on peut écrire :

$$\vec{B} = r \vec{\text{rot}} \vec{A} \quad (\text{III.9})$$

$$r \vec{\text{rot}} \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = \vec{0} \quad (\text{III.10})$$

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\text{grad} V \quad (\text{III.11})$$

Où \vec{A} est le potentiel vecteur magnétique et V le potentiel scalaire magnétique.

On obtient alors les équations

$$r\vec{o}t\left(\frac{1}{\mu} r\vec{o}t \vec{A}\right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \sigma .gr\vec{a}d V = \vec{J}_{ext} \quad (\text{III.12})$$

$$div(\varepsilon gr\vec{a}d V) + div\left(\varepsilon \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}\right) + \rho = 0 \quad (\text{III.13})$$

Dans le cas général, la fonction V doit être évaluée, il faut alors découpler les équations (III.11) et (III.12).

La condition de jauge ($div\vec{A} = \sigma \mu .V$) conduit au système:

$$r\vec{o}t\left(\frac{1}{\mu} r\vec{o}t \vec{A}\right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + gr\vec{a}d\left(\frac{1}{\mu} div \vec{A}\right) = \vec{J}_{ext} \quad (\text{III.14})$$

$$div(\varepsilon gr\vec{a}d V) + \varepsilon \sigma \mu \frac{\partial V}{\partial t} + \rho = 0 \quad (\text{III.15})$$

Lorsque la densité volumique de charge ρ est nulle (ce qui est le cas dans presque tous les dispositifs à induction classiques), V peut être considéré comme nul à l'infini et la jauge $div\vec{A} = 0$ conduit à l'équation :

$$div(\varepsilon gr\vec{a}d V) = 0 \quad (\text{III.16})$$

L'équation (III.15) munie de la condition aux limites $V = 0$ conduit à démontrer que V est identiquement nul partout. Le modèle se réduit alors à :

$$r\vec{o}t\left(\frac{1}{\mu} r\vec{o}t \vec{A}\right) + \sigma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}_{ext} \quad (\text{III.17})$$

$$div \vec{A} = 0 \quad (\text{III.18})$$

La résolution de l'équation (III.17) peut être effectuée par différentes méthodes, analytiques ou numériques. La méthode des éléments finis est la mieux adoptée pour l'étude des machines électriques. Elle est avantageusement utilisée dans le cas où la géométrie du milieu à étudier est complexe, et où les matériaux ont des propriétés non linéaires.

III.5. Présentation du logiciel FEMM

Le logiciel FEMM (Finite Element Method Magnetics) comporte une suite de programmes permettant de résoudre des problèmes d'électromagnétisme à basse fréquence dans des domaines 2D ou axisymétriques. Ce logiciel, développé par David Meeker. FEMM se compose de trois programmes :

- **femm.exe** : est un pré et post-processeur contenant une interface graphique qui permet de fixer la géométrie du problème, les propriétés matérielles ainsi que les conditions aux limites. Après l'analyse, la solution est affichée sous forme de contour, densité de flux... Le logiciel permet également d'évaluer un certain nombre d'intégrales et de tracer diverses quantités d'intérêt le long de contours définis par l'utilisateur.
- **triangle.exe** : découpe les régions du problème en éléments triangulaires, ce qui constitue une étape importante de l'analyse par éléments finis.
- **fkern.exe** : est un solveur qui résout les équations aux dérivées partielles pour obtenir les valeurs du champ magnétique dans le domaine étudié

III.6. Présentation de la machine étudiée

Il s'agit d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface. Lors de la résolution d'un problème électromagnétique, nous cherchons à avoir un modèle géométrique le plus simple du dispositif à étudier. Cette opération offre l'avantage de réduire les points de calcul et dans plusieurs cas réduire le problème en bidimensionnel.

Dans notre cas, si on néglige les effets de bords de la machine et en supposant que cette dernière est suffisamment longue, le problème peut être simplifié en 2D puisque le système ne possède aucune variation des grandeurs suivant l'axe (oz) (Figure.III.1). La machine est donc étudiée en coupe (plan xoy).

Nous avons donc :

$$J = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ J_{Source}(x, y) \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} B_x(x, y) \\ B_y(x, y) \\ 0 \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ A_z(x, y) \end{bmatrix}$$

Les dimensions de la machine sont données dans le Tableau suivant :

Caractéristique	Valeurs
Nombre d'encoches	36
Diamètre externe	350 mm
Epaisseur d'aimant	10 mm
Rayon rotorique	110 mm
Longueur utile	171 mm
Nombre de paires de pôles	3
Rayon d'alésage	123 mm
Hauteur d'encoche	23 mm
L'induction rémanente	1.03T
Couple	159.2Nm
Puissance	16 KW
Densité de courant	1.77A/mm ²
Perméabilité des tôles	1000
Epaisseur d'entrefer	3mm

Tableau III.1 : caractéristique de la machine étudiée.

Le modèle géométrique de la machine étudiée est représenté sur la figure (III.1).

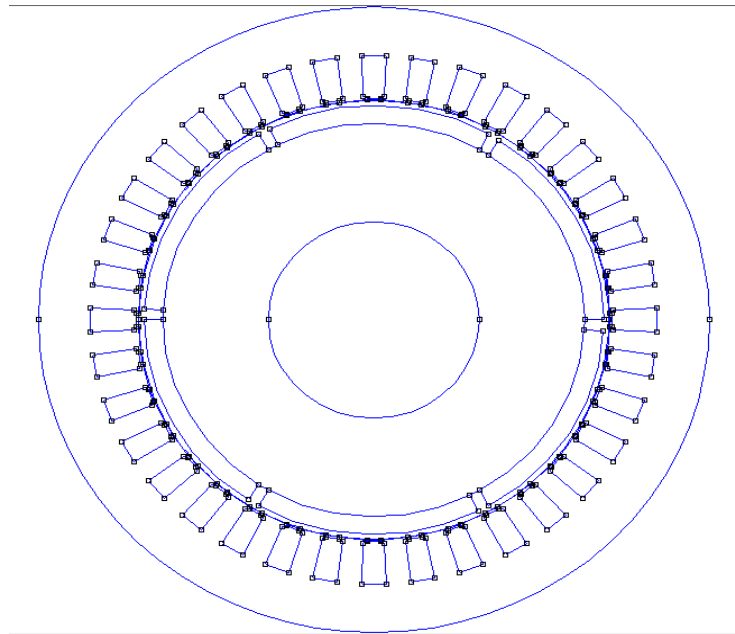


Figure III.1 : La géométrie de la machine synchrone à aimant permanents.

Le maillage s'effectue automatiquement, en fonction de la taille des éléments. Afin de forcer un maillage plus fin dans la zone d'entrefer, nous avons rajouté des lignes fictives, non fermées (Figure III.2). Le logiciel FEMM choisi automatiquement un maillage de 23962 nœuds et 47644 éléments comme illustré sur la figure (III.2). Nous obtenons le résultat d'un maillage resserré aux niveaux des points de calcul désirés.

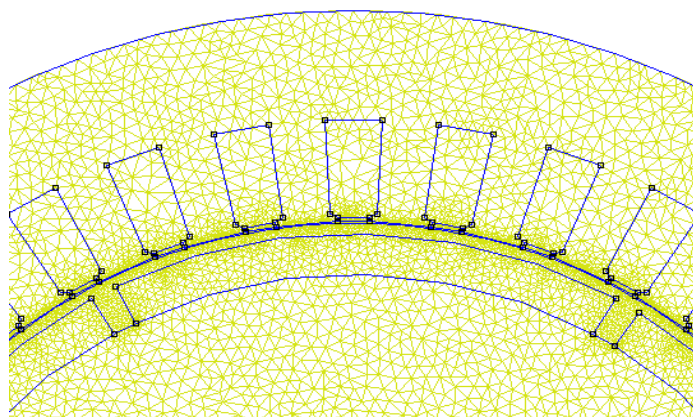


Figure III.2 : le maillage éléments finis.

La figure (III.3) présente les lignes équipotentielles du potentiel vecteur magnétique, on remarque que ces lignes se referment autour d'un pôle de la machine. Et se sont répartie sur six endroits qui représentent les pôles de la MSAP.

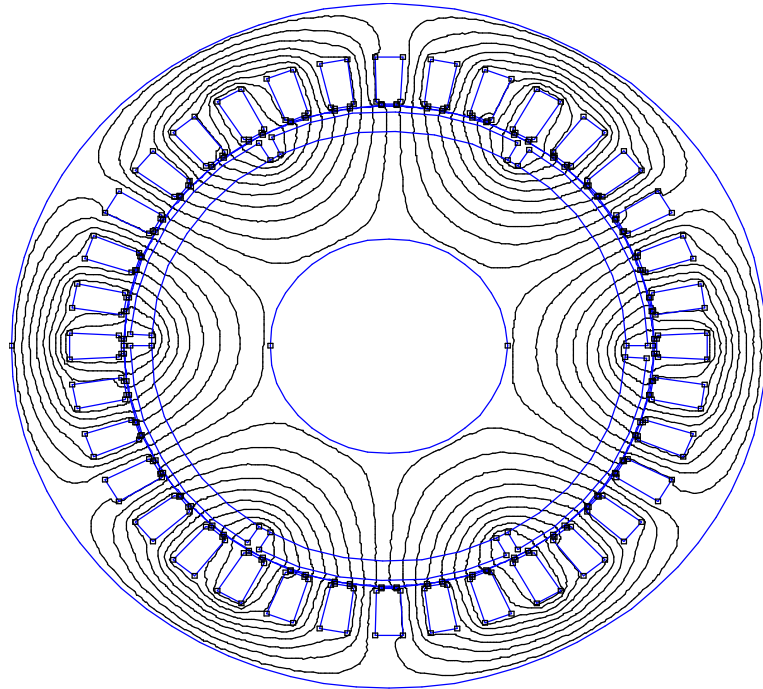


Figure III.3 : la distribution des lignes de champ dans la machine.

La figure (III.4) montre la densité de l'induction magnétique B , les valeurs maximales de cette induction magnétique atteintes les 3.376 T (cas linéaire). On remarque que ces lignes passent de la culasse statorique vers le rotor en passant par les dents du stator, l'entrefer et les aimants pour former un contour fermer.

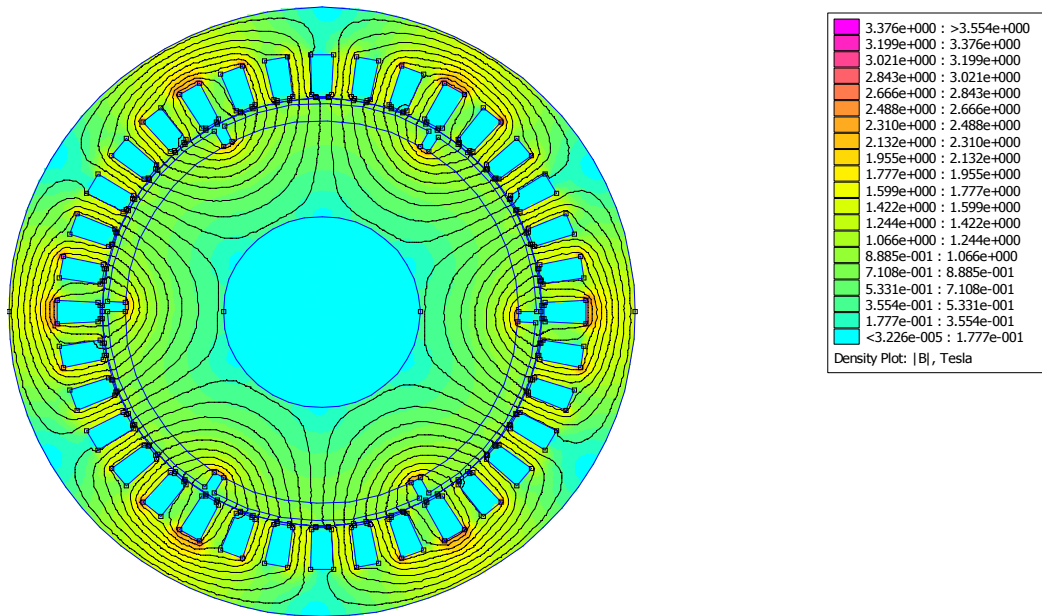


Figure III.4 : la densité de l'induction magnétique.

III.7. Conclusion

La détermination des trajets des lignes magnétiques par éléments finis de la MSAP, nous permet de déterminer les tubes de flux dans différentes régions de la machine et construire le réseau de perméance qui sera présenté dans le chapitre suivant.

IV.1. Introduction

Une fois les trajets des flux de la MSAP sont connus, nous pouvons appliquer la méthode des réseaux de perméances en donnant tout d'abord la topologie du réseau et sa matrice topologique et ensuite la résolution en utilisant les équations présentées au deuxième chapitre pour déterminer les différentes performances de la machine fonctionnant à vide.

Dans notre étude on néglige les perméances de fuites, et on ne tient pas compte de la saturation.

IV.2. Machine étudiée

La machine étudiée est une machine synchrone à aimant permanent de type terre rare « $\text{Sm}_2\text{CO}_{17}$ » montée à la surface du rotor, les propriétés magnétiques de cet aimant sont :

La densité d'énergie : $(BH)_{\max} = (180-240) \text{ (KJ/m}^3\text{)}$.

L'induction rémanente B_r à $25^\circ\text{C} = 1.18 \text{ (T)}$. Le champ coercitif $-H_c = 6000 \text{ (KA/m)}$.

La température $T_{\max} = (350-550) \text{ en } ^\circ\text{C}$.

Cette machine est constituée de deux parties bien distinctes :

IV.2.1. Le stator : est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques.

➤ **Bobinages concentrique à pas diamétrale**

Pour obtenir une force électromotrice de forme trapézoïdale, il est nécessaire d'utiliser un bobinage diamétral à simple couche.

Ces bobinages se caractérisent par le fait que chaque encoche contient des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase (Figure. IV.1).

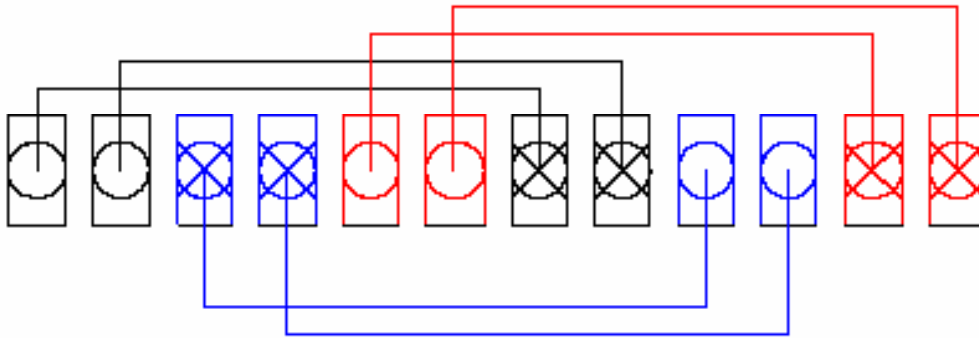


Figure. IV.1 : Bobinage triphasé à pas diamétral [20].

Les bobinages concentriques à une couche se caractérisent par le fait que chaque encoche contient des conducteurs n'appartenant qu'à une seule phase.

IV.2.2. Le rotor : se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique.

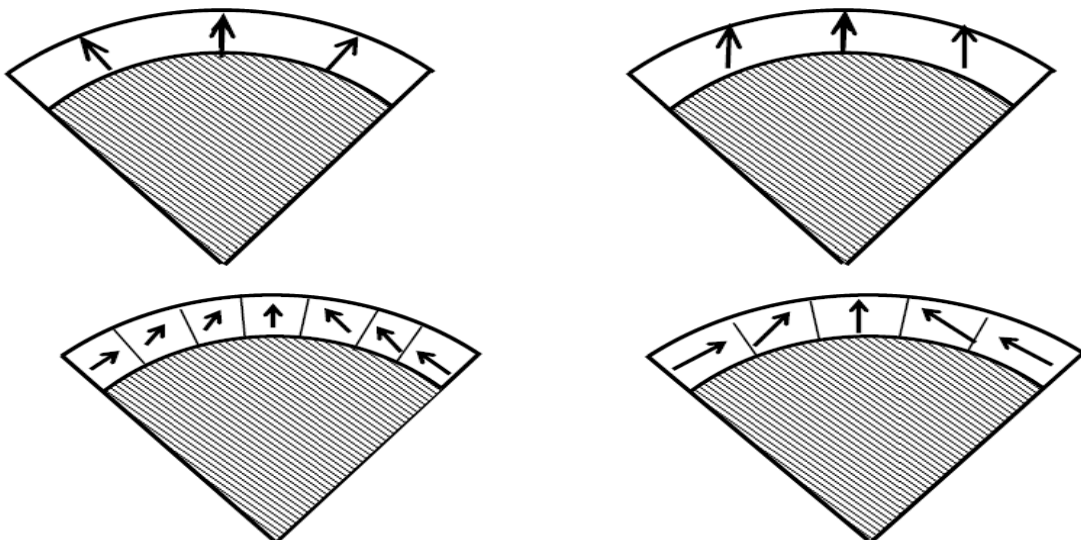
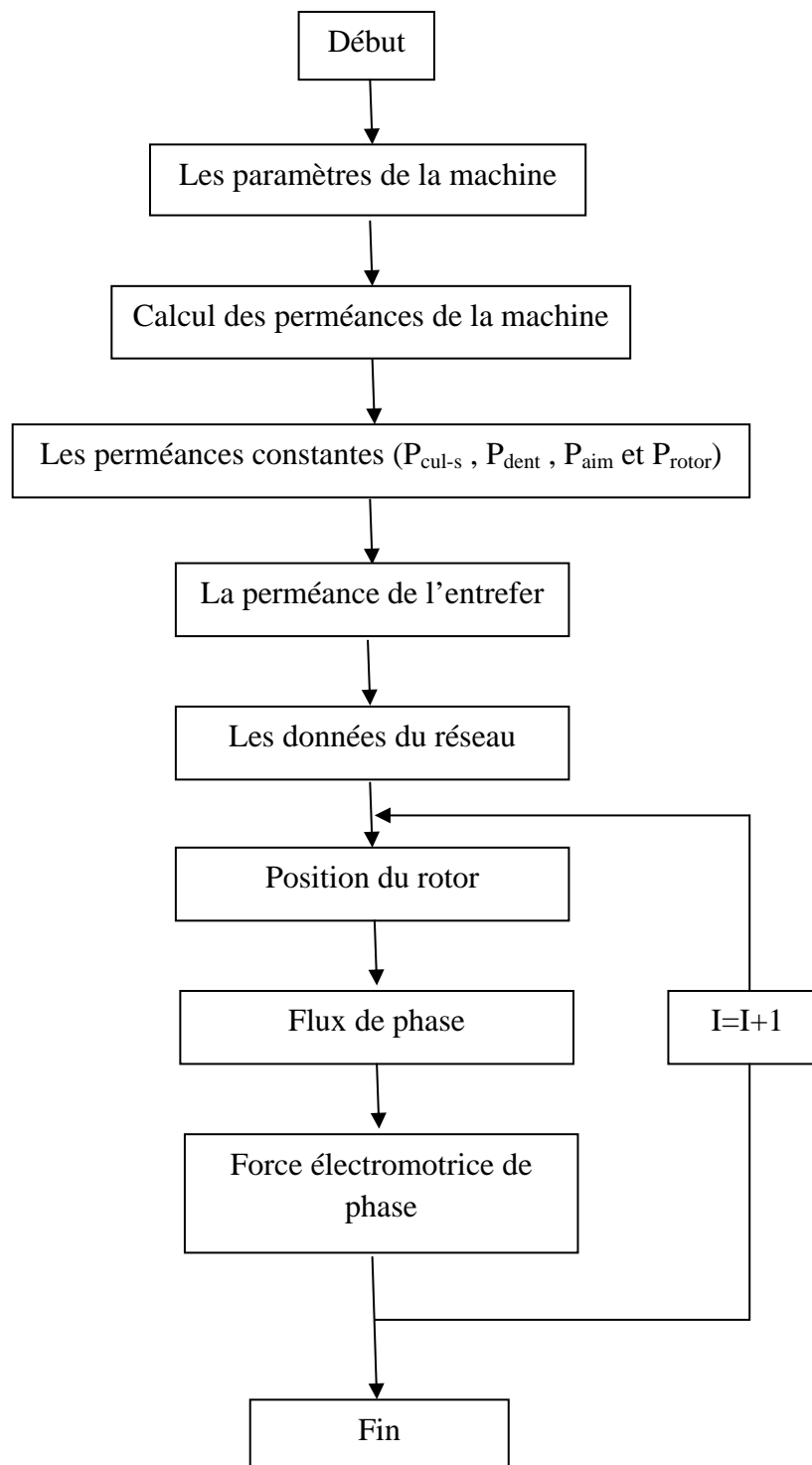


Figure IV.2 : Différents structures d'aimant dans le rotor [21].

Les caractéristiques de base de la machine étudiée, sont indiquées sur le Tableau suivant :

nombre d'encoches	$N=36$
nombre de paire de pôles	$P=3$
nombre de phases	$N \text{ phases}=3$
pas dentaire en degrés	$\tau_{\text{aud}}=360/N=10$
pas polaire	$\tau_{\text{aup}}=360/(2*P)=60$
nombre d'encoches par pôle et par phase	$q=N/(2*P*N\text{phases})=2$
longueur utile de la machine	$L_u=171\text{mm}$
rayon externe	$R_{\text{ext}}=175\text{mm}$
hauteur du dos statorique	$h_{\text{dosstat}}=11.3\text{mm}$
le rayon d'alésage	$R_{\text{alesage}}=123\text{mm}$
hauteur d'encoche	$h_{\text{enc}}=23\text{mm}$
l'entrefer mécanique	$e=3\text{mm}$
la hauteur des aimants	$h_{\text{aim}}=10\text{mm}$
entrefer magnétique	$e_{\text{mag}}=e+h_{\text{aim}}=13\text{mm}$
diamètre de l'arbre	$D_{\text{arbre}}=110\text{mm}$
la hauteur du dos rotorique	$h_{\text{-dosrot}}=R_{\text{-alesage}}-(e_{\text{mag}}+(D_{\text{arbre}}/2))=55\text{mm}$
rapport pas dentaire encoche	$r_{\text{taudenc}}=3$
courants dans les encoches	$I=218.7 \text{ A}$
Perméabilité relative de vide	$\mu_0=4*\text{PI}*1\text{e-}7 \text{ H/m}$
Perméabilité relative de l'Acier	70
Perméabilité relative d'air	1
Perméabilité relative de fer	500
Perméabilité relative de l'aimant	1.8
Puissance de la machine	16 KW

Tableau IV.1 : Caractéristiques de la machine.

IV.3. L'organigramme de calcul des perméances**Figure IV.3:** Organigramme de calcul des réseaux des perméances.

IV.4. Réseau de perméances de la machine

La topologie du réseau de perméances dépend du trajet des lignes de champ et peut être construit de la façon suivante (figure VI.4).

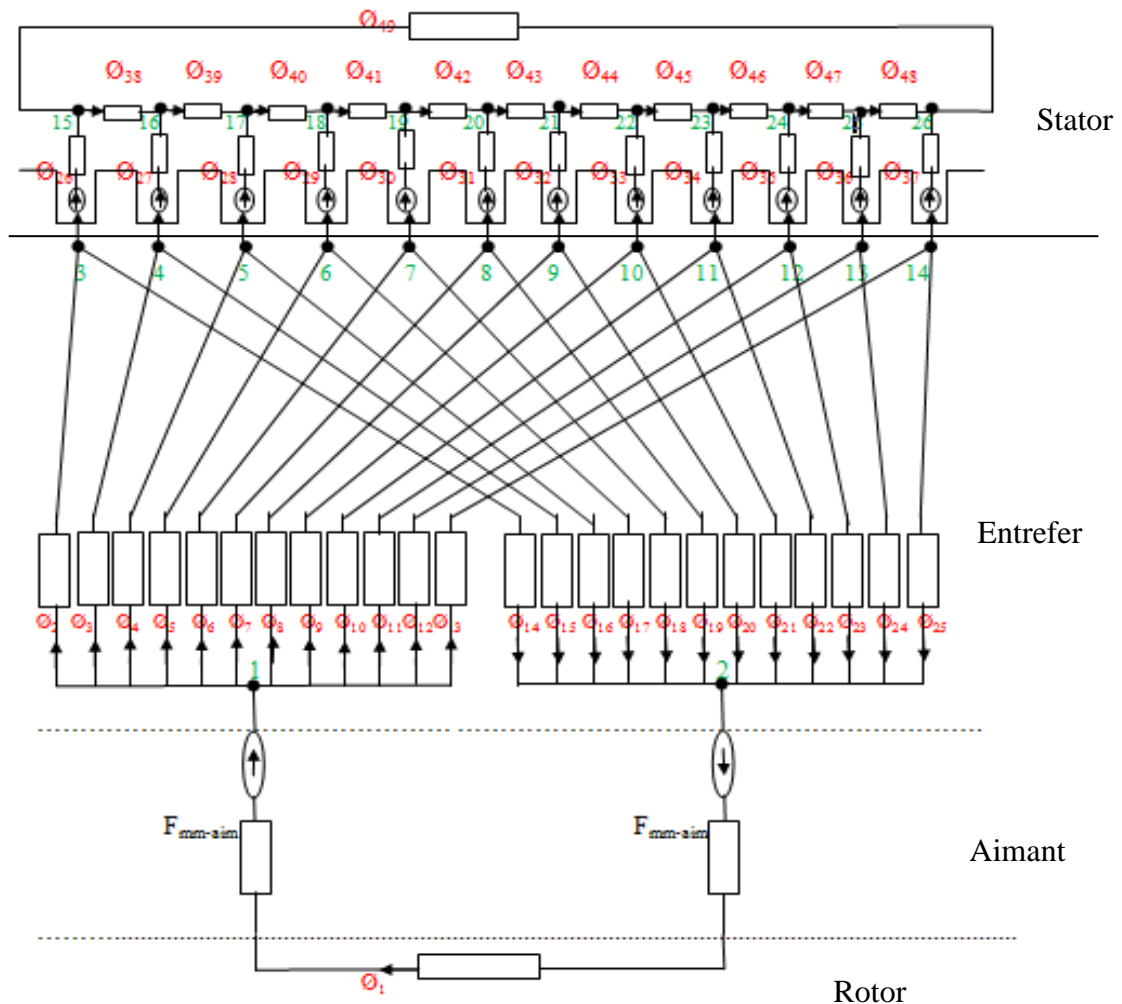


Figure IV.4 : Réseau de perméances d'un pair de pôles de la machine.

Notre réseau de perméances comporte 26 nœuds et 49 branches, on a alors 24 mailles indépendantes ($49-26+1$).

La présentation de la matrice topologique S qui contient 24 lignes et 49 colonnes est selon le passage de flux dans les mailles du réseau de perméances de la machine, dans cette matrice, on tient seulement les mailles où le flux passe.

IV.5. Exploitation des résultats

Le calcul de différentes performances de la MSAP par la méthode des réseaux de perméances est effectué en utilisant le Matlab.

Nous avons déterminé les différentes perméances présentées dans la machine à savoir les perméances de la culasse statorique et rotorique, la perméances des dents statorique et celle de l'aimant permanent ainsi la perméance de l'entrefer qui est variable et qui dépend de la position du rotor.

Les valeurs de perméances constantes sont données dans le tableau (VI.2)

Perméance de la culasse statorique (P_{cul-st})	4.8028e-05 (H)
Perméance des dents statorique (P_{den-st})	2.1344e-04 (H)
Perméance des aimants (P_{aim})	4.6581e-06 (H)
Perméance de la culasse rotorique ($P_{cul-rot}$)	1.4014e-05 (H)

Tableau IV.2 : tableau des résultats des perméances.

IV.5.1. Perméance de l'entrefer

D'après la Méthode d'Ostovic qui propose un modèle analytique calculant la perméance de l'entrefer, l'exécution de ce modèle sur Matlab nous a donné le résultat de cette perméance sur la figure (IV.5).

Au cours de la rotation de rotor, la perméance est maximale lorsque les deux "dent statorique et pôle rotorique" sont face à face, diminue lorsqu'elles s'éloignent l'une par rapport à l'autre, passe par une valeur nulle lorsque les axes des deux sont séparés d'un angle supérieure à un angle maximale θ_{max} , puis elle s'augmente lorsqu'elles se rapprochent.

Alors la perméance d'entrefer liant une dent statorique à un pôle rotorique possède la loi d'évolution suivante :

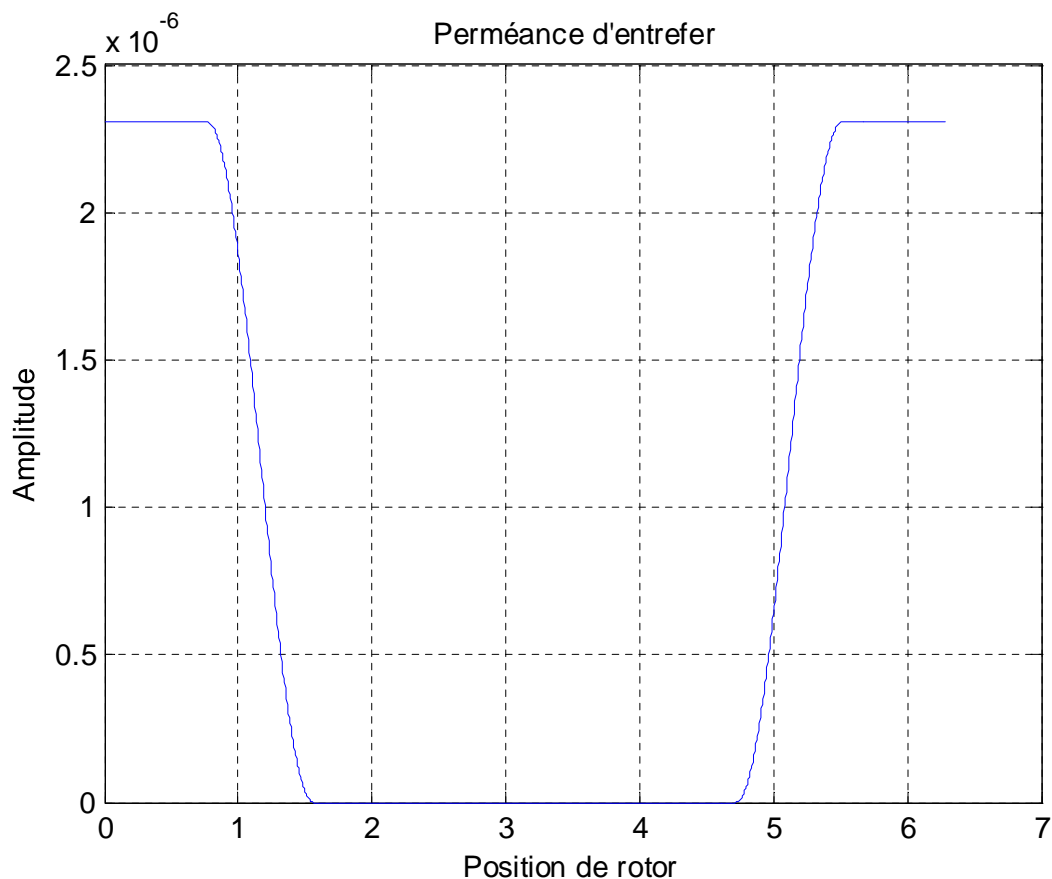


Figure IV.5 : perméance d'entrefer entre une dent statorique et un pôle rotorique.

IV.6. Flux des phases

Les différentes positions du rotor, permettent de déterminer la variation du flux d'induction magnétique traversant une spire d'une bobine de la phase en fonction de la position du rotor. Cette variation du flux des trois phases statorique représentée par la (figure IV.6) est montre que son allure est sinusoïdale.

Les flux de phase obtenue sont déformés à cause de différences dans les perméances d'entrefer qui déséquilibrent le flux vu par une phase.

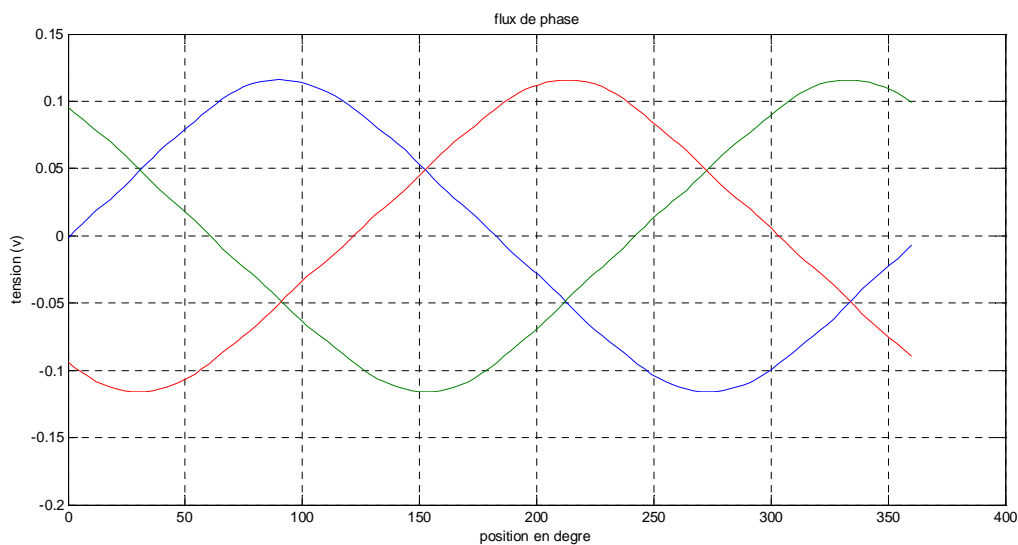


Figure IV.6: Flux dans les trois phases du stator.

IV.7. Force électromotrice de phase

La figure (IV.7) montre les formes de la force électromotrice (f.é.m) à vide dans les phases en tournant le rotor. On note que la f.é.m a une allure sinusoïdale ou trapézoïdale et contient des harmoniques d'encoches suivant la largeur des aimants et la configuration des bobinages.

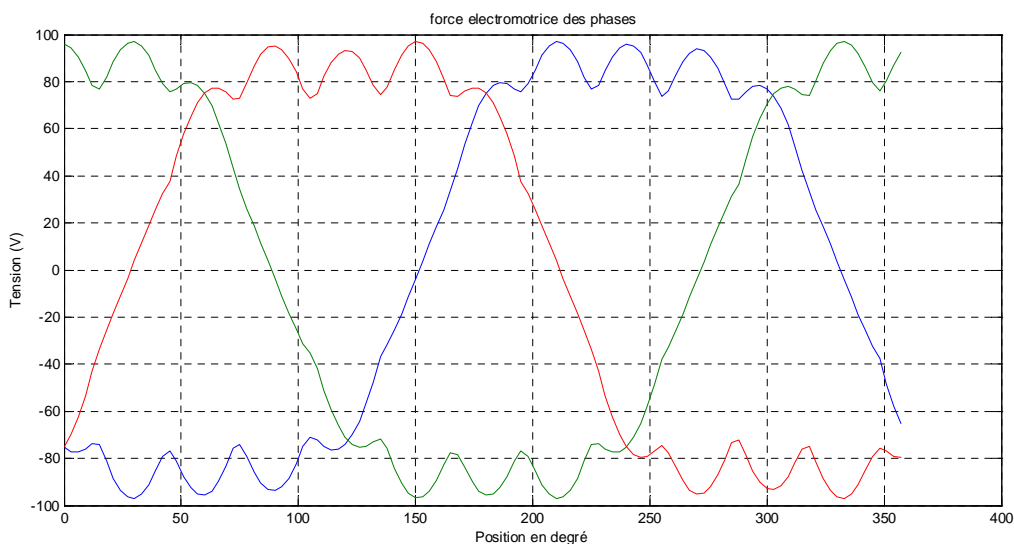


Figure IV.7 : Force électromotrice par réseau de perméance.

La figure (IV.6) représente la f.e.m dans une phase

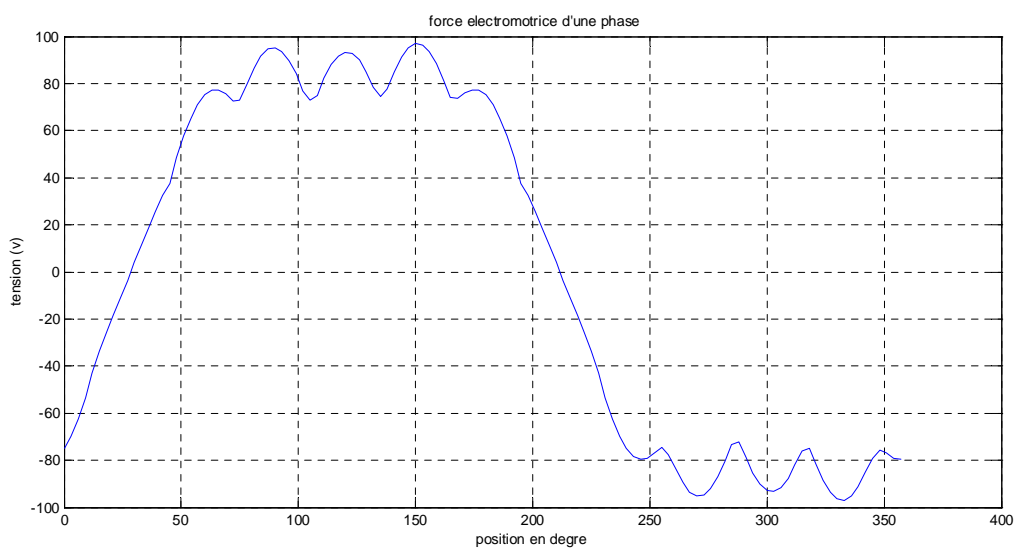


Figure IV.8 : La force électromotrice d'une phase.

On donne sur la figure (IV.8) la forme d'onde de la force électromotrice issue de la bibliographie (référence [20]), cette f.e.m est calculée par la méthode des éléments finis.

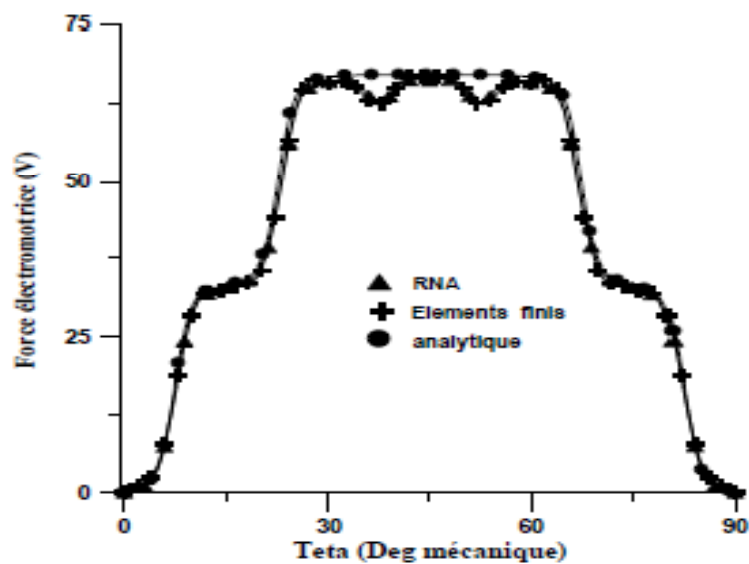


Figure IV.9 : force électromotrice par éléments finis [20].

Selon les figures (IV.8) et (IV.9), la forme des deux sont presque les mêmes, mais avec une légère différence dû à la perméance d'entrefer que nous avons calculé avec une méthode analytique, et qui ne donne pas une forme exacte de l'allure.

IV.8. Couple de détente de la machine

La figure (IV.10) donne le couple de détente résultant de l'interaction entre les aimants et l'armature encochée du stator. En effet, lorsque le rotor se déplace par rapport au stator, les encoches créent des variations de la largeur de l'entrefer. Le rotor se déplace naturellement vers une position qui minimise le trajet emprunté par les lignes de champ traversant l'entrefer. Ce couple dépend de la forme des dents statoriques et de la disposition des aimants au niveau du rotor.

D'après l'équation (II.35), on obtient la figure (IV.10).

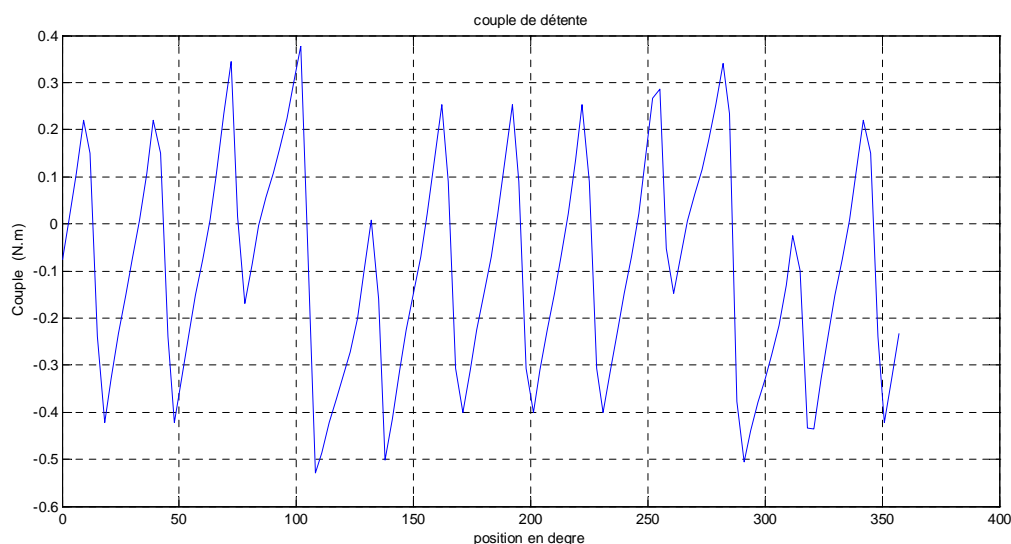


Figure IV.10 : Couple de détente.

IV.9. Conclusion

Dans ce présent chapitre, Nous avons appliqué la méthode des réseaux de perméances décrite au deuxième Chapitre, cette application s'est effectuée par l'intermédiaire de la simulation d'une machine synchrone à aimant permanent.

Ainsi, la modélisation par réseau de perméances des machines synchrones à aimants permanents permet de garder une bonne précision sur les résultats et dans un petit temps de calcul.

Dans ce mémoire, nous avons présenté la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents par réseau de perméances qui concilie un niveau de complexité et de mise en œuvre raisonnable tout en gardant un bon compromis temps de calcul-précision. Cette méthode est fondée sur la décomposition géométrique de la partie magnétique des machines en un nombre restreint de tubes de flux. Chaque perméance peut être déterminé par une méthode analytique en fonction des paramètres géométriques et physiques. L'association de ces tubes en réseaux, nous permet d'obtenir un modèle assez fidèle de la partie magnétique de la machine.

Dans notre travail, nous avons présenté des généralités sur des machines synchrones, on s'est intéressé sur les définitions de ces machines et leurs principes de fonctionnement, nous avons élaboré encore le bilan de puissances et des pertes de ces machines ainsi leurs types avec description. Nous nous sommes particulièrement intéressé au types de machines synchrones à aimants permanents qui est l'objet de notre application, ces machines sont à grand nombre de pôles est permettent de développer des couples mécaniques importants associés à un rendement assez élevé et à une grande puissance massique pour des méthodes de contrôle plus simples. Cette machine est modélisée par la méthode des réseaux de perméance qui nécessite une construction d'un réseau à partir de différentes perméances de la machine, ces perméances qui forment les tubes de flux, sont calculées analytiquement. L'élaboration de ce réseau de perméances nécessite la connaissance des trajets du flux magnétique de la machine, ce dernier est déterminé à partir de la méthode des éléments finis présentée dans le troisième chapitre. Ce calcul est effectué avec les commandes Lua.

L'application de la méthode de réseau des perméances a été effectuée par la réalisation d'une étude sur une machine synchrone à aimant permanent à pôles lisses.

Le mouvement est considéré par un déplacement du rotor par rapport au stator. À chaque pas, on fait tourner le rotor, et actualiser le réseau de perméances. La résolution de ce dernier nous donne les flux dans toutes les dents du stator. A partir de ces flux, on calcule les flux totalisés de chaque phase. Une dérivation de ces flux par rapport au temps nous donne les forces électromotrices des trois phases.

Les démarches utilisant la méthode des réseaux de perméances peuvent être améliorées grâce à :

- Une connaissance plus précise de la courbe réelle de magnétisation des matériaux de la machine.

- Une détermination affinée des réluctances, avec l'hypothèse de perméabilité relative différente d'une région à une autre.
- Une combinaison de la méthode des éléments finis et des réseaux de perméances est aussi envisageable. Le réseau de perméances modélisant l'entrefer peut être calculé en utilisant un code éléments finis.

Nous souhaitons que d'autres travaux se penchent sur cette étude en tenant compte d'un fonctionnement en charge de la machine, donc la présence de la saturation, la réaction d'induit, ainsi l'introduction du code de calcul dans le processus d'optimisation.

Références bibliographie :

[1] Nikola Jerance, « Réseaux de reluctances et diagnostic des machines électriques », Thèse de Doctorat à l'institut à L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE , 14 Novembre 2002.

[2] Jawad Ahmed FAROOQ, « Etudes et Détection de la désaimantation des courts-circuits dans les Machines Synchrones à Aimants Permanents », Thèse de Doctorat à L'UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE BELFORT-MONBELIARD , 05 Décembre 2008.

[3] Tsarafidy RAMINOSOA, « Optimisation des Performances des Machines Synchro-Réductantes par Réseaux des Perméances », Thèse de Doctorat à L'ISTITUT POLYTECHNIQUE DE LORAIN, 05 Octobre 2006.

[4] Berdadi Bendaha Mansour, « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vu d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », Magistère en électronique à L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE D'ORAN, 04 Février 2015.

[5] BOUKAIS Boussad, « Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : Applications aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de Doctorat à L'UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI, TIZI-OUZOU, 21 Février 2012.

[6] Marwa Mouhand Moustafa Ezzat « Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat à L'ECOLE CENTRALE DE NANTES, 17 Mai 2011.

[7] Mémoire présenté à la Faculté des études supérieures de l'Université Laval dans le cadre du programme de maîtrise en génie électrique pour l'obtention du grade de maîtrise des sciences (M. Se.), « Conception et optimisation des Machines synchrones avec des modèles Analytiques en tenant compte de la Saturation magnétique », 2007.

[8] Serhoud Hichem, « Contribution à l'étude de la machine synchrone à réductance variable », Magistère en ELECTROTECHNIQUE à L'UNIVERSIT2 DE BATNA, 01 Juillet 2009.

[9] Boumedyen Nedjar, « Modélisation basée sur la méthode des réseaux de perméances en vue de l'optimisation de machines synchrones a simple et a double excitation », Thèse de Doctorat à L'ECOLE NORMALE SUPERIEUR DE CACHAN-ENS CACHAN, 01 Mars 2011.

[10] Ketfi Nadhir et Mostefai Mohamed, « Modélisation de la Machine Asynchrone par la Méthode des Schémas Magnétiques Equivalents: Réseaux de Perméances », Article au Laboratoire d'automatique de Sétif (LAS), Université Ferhat Abbas, 19000, Sétif, Mai 2006.

[11] Mouad Oubidar et Sedik Bendaoud, « Machine synchrone/asynchrone », Projet de fin d'étude en ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique à L'UNIVERSIT2 DU QUEBEC, 30 Avril 2010.

[12] A.De Carvalho, « Module d'Electrotechnique ET2, Circuits magnétiques »,Article, Dép Génie Electrique, Informatique Industrielle de Neuville, Septembre 2010.

[13] Jean-Yves Voyant, « CALCUL DES PERFORMANCES D'UNE MACHINE SYNCHRONE A POLES SAILLANTS », Thèse de doctorat à L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE, 13 Novembre 1997.

[14] Hervé ROISSE, « Contribution à la modélisation des systèmes électrotechniques par la Méthode des réseaux de perméances couples. Application aux machines synchrones à aimants permanents », Thèse de doctorat à L'UNIVERSITE DE LILLE, 07 Janvier 1998.

[15] Christian BELALAHY, « Dimensionnement d'une machine synchro-réductante à excitation homopolaire par réseaux de perméances », Thèse de Doctorat à L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE, 14 Novembre 2008.

[17] Daniel SCACHE, bulletin de l'union des physiciens, la notion de la réluctance, mesure et applications, 1221, « Document pdf ».

[18] Mme HAMECHA Samira, « Etude et Commande d'une Eolienne à base d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, 25/06/2013.

[19] MABRAK Samir et MAY Abdelmalek, « Calcul analytique et numérique des machines synchrones à aimants permanents montés sur la surface rotorique », Thèse de l'ingénieur à L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, Juin 2008.

[20] Larbi HADJOUT, « Dimensionnement de machines synchrones à aimants montés sur la surface rotorique », Thèse de Doctorat en Electrotechnique à L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE, 03 Décembre 2006.

[21] Nadjib Kemache, « Contribution à la modélisation par réseaux de perméances des machines à aimants » Thèse de Magister en électrotechnique à L'UNIVERSITE DE JIJEL, 2010.