

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA DE BOUMERDES



**Faculté de Technologie**

**Département d'Ingénierie des Systèmes Electriques**

**Mémoire de Master**

Présenté par

**M. Gotora Godfrey Murairidzi**

**M. Taderera Tadiwa Brandon**

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : Machines Electriques**

---

**Modélisation Numérique et Analyse Magnétothermique  
d'une machine synchrone à aimants permanents**

---

**Soutenu le 06 / 07 / 2022 devant le jury composé de :**

M. BOUDOUDA	Aimad	MCA	UMBB	Président
Mlle. LARABI	Zina	MAA	UMBB	Examinatrice
M.AOUZELLAG	Haroune	MCB	UMBB	Examinateur
M. HAMEL	Meziane	MCA	UMBB	Encadrant
Mme.HADJAZ	Sadia	Ingénieur	Electro-Industries	Co-Encadrante

**Année Universitaire : 2021/2022**

# *Remerciements*

# *Remerciements*

Ce mémoire a été réalisé au sein du département d'Ingénierie des Systèmes Electriques de l'Université M'Hamed Bougara de Boumerdès. Nous tenons à remercier la Ministre de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique de l'Algérie, et le gouvernement de Zimbabwe de nous avoir donné l'opportunité d'étudier ici.

Nous tenons à remercier notre promoteur Monsieur Hamel Meziane, MCA à l'UMBB, qui nous a éclairés tout au long de notre travail avec ses précieux conseils, ainsi que pour la documentation qu'il a mise à notre disposition.

Nous tenons aussi à remercier notre co-encadreur Madame HADJAZ Sadia de nous avoir encadré au sein de l'entreprise Electro-Industries d'Azazga. Nous tenons à la remercier pour son soutien continu et sa grande disponibilité pour nous diriger. On se souvient de ses conseils et de ses orientations pour bien suivre toutes les étapes de fabrication des moteurs. Sans oublier également les employés et les ingénieurs de l'entreprise.

Nos vifs remerciements vont à Monsieur BOUDOUDA, MCA à l'UMBB de nous avoir fait l'honneur de présider le jury de notre soutenance.

Nous remercions aussi, Mademoiselle LARABI, MAA à l'UMBB et Mr AOUZELLAG, MCB à l'UMBB, pour avoir accepté d'examiner notre travail.

Enfin, c'est par un grand plaisir qu'un devoir, d'exprimer notre gratitude et reconnaissance à toutes les personnes ayant contribuées de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

# *Dédicaces*

# Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

**A ma chère mère**

**A mes amis**

A tous mes amis, tous ceux que j'aime, tous ceux qui m'aiment et tous ceux qui me sont chers.

Sans oublier mon binôme Tadiwa Brandon Taderera

**Godfrey M. Gotora**

Je voudrais dédier ce travail à quelques personnes qui me sont très chères

Tout d'abord, **mon père**, qui a toujours eu de grands rêves pour moi dès le début et a choisi de m'inscrire un an plus tôt que les autres enfants, voilà le chemin parcouru depuis, j'espère vous avoir rendu fier

**Ma chère mère**, mon rock, qui m'a toujours soutenu à chaque étape du chemin

Ma petite sœur, **Kayla**, tu es aussi vive comme l'éclair, je sais que tu peux devenir ce que tu veux être dans la vie.

**Godfrey Gotora**, mon binôme, tu as travaillé extrêmement dur pour que nous réalisions cela, tu es destiné à de grandes choses dans ton avenir.

Et à chaque étudiant en ingénierie, nous avons pour mission de changer le monde, de laisser notre empreinte, le ciel n'a même pas la limite.

**Taderera Tadiwa Brandon**

# Sommaire

Liste des Figures .....	i
Liste des Tableaux .....	iii
Introduction générale.....	1
Chapitre I Généralités sur les Machines Synchrones	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Historique.....	3
I.3. Principe de fonctionnement.....	4
I.4. Classement des Machines Synchrones.....	6
I.5. Machines synchrones à rotor bobiné.....	6
I.5.1. Machines à rotor bobiné et à pôles lisses .....	6
I.5.2. Machines à rotor bobiné et à pôles saillants.....	6
I.6. Machine synchrone à aimants permanents .....	7
I.6.1. Machines à aimants permanents surfaciques.....	7
I.6.2. Machines à aimants permanents internes .....	7
I.6.3. Machine synchrone à réluctance variable assisté par aimant permanent .....	8
I.6.4. Machine à griffes à AP .....	9
I.6.5. Machine à AP à Pôle Conséquent.....	10
I.7. Les différents types d'enroulements.....	11
I.7.1. Bobinage imbriquée .....	11
I.7.2. Bobinage Ondulé .....	12
I.7.3. Bobinage concentrique .....	12
I.7.4. Enroulement de bobine à pôle conséquent et non-conséquent .....	13
I.8. Matériaux utilisés dans la conception des machines synchrones.....	13
I.8.1. Matériaux Conducteurs.....	14
I.8.2. Matériaux Magnétiques .....	15
I.8.2.a) Matériaux ferromagnétiques doux caractéristiques.....	16
I.8.2.b) Matériaux ferromagnétiques durs caractéristiques. ....	17
I.8.3. Matériaux Isolants.....	17
I.9. Conclusion .....	19
Chapitre II Modélisation magnétothermique des moteurs synchrones à aimants permanents	
II.1. Introduction.....	21
II.2. Equations de Maxwell .....	21
II.3. Formulation $\mathbf{A} - \mathbf{V}$ .....	22
II.4. Phénomènes thermiques .....	22

II.4.1. Energie chaleur.....	23
II.4.2. Flux thermique total.....	23
II.4.3. Flux thermique surfacique ou densité de flux thermique.....	23
II.4.4. Résistance thermique.....	23
II.4.5. Calcul de la capacité thermique.....	24
II.5. Les trois modes de transfert de chaleur.....	24
II.5.1. Loi de Fourier (Flux de chaleur échangé par conduction).....	25
II.5.2. Loi de Newton (Échange de chaleur par convection).....	26
II.5.3. Loi de Stefan-Boltzmann (Échange de chaleur par rayonnement).....	27
II.6. Les pertes dans les machines électriques.....	27
II.6.1. Les pertes par hystérésis.....	27
II.6.2. Pertes par courants de Foucault.....	28
II.6.3. Les pertes par effet Joule.....	29
II.7. Couplage magnétothermique.....	30
II.8. Méthodes de modélisation.....	30
II.8.1. Modélisation par la méthode des éléments finis.....	31
II.9. Conclusion.....	32

### Chapitre III Analyse magnétothermique d'un moteur synchrone destiné à l'entraînement d'un véhicule électrique

III.1. Introduction.....	33
III.2. Présentation de la machine.....	34
III.3. Présentation du logiciel ANSYS Motor-CAD.....	35
III.4. Géométrie de la machine.....	36
III.5. Calcul du bobinage.....	37
III.6. Matériaux utilisés dans la machine.....	41
III.6.1. La Courbe de première aimantation.....	42
III.6.2. Courbe des pertes spécifiques de la tôle N30DH.....	42
III.7. Résultats de la simulation électromagnétique.....	43
III.7.1. Le maillage.....	43
III.7.2. Cartographie du champ magnétique.....	45
III.7.3. Caractéristiques électromécaniques.....	46
III.7.4. Carte de rendement et cycle de conduite.....	47
III.8. Etude Thermique.....	49
III.8.1. Distribution de la température avec circuit de refroidissement.....	49
III.8.2. Distribution de température en absence de circuit de refroidissement.....	51
III.9. Conclusion.....	53

## Chapitre IV Etude Paramétrique du moteur électrique de la Nissan LEAF

IV.1. Introduction .....	54
IV.2. Influence de l'angle de phase sur le couple .....	54
IV.3. Influence de l'angle de charge sur le couple.....	55
IV.4. Influence de l'angle polaire sur le couple .....	57
IV.5. Comparaison entre une configuration monocouche des aimants et double couche.....	59
IV.6. Conclusion .....	62
Conclusion Générale.....	64
Bibliographie.....	65
Abstract .....	67
Résumé.....	67

# Liste des Figures

# Liste des Figures

## Chapitre I

<b>Fig.I.1</b> : La première machine synchrone triphasée construite par Friedrich August Haselwander en 1887 (Photo : Deutsches Museum, Munich).....	4
<b>Fig.I.2</b> : Création d'un champ tournant par des courants statoriques.....	5
<b>Fig.I.3</b> : La rotation de l'arbre dû à l'interaction entre les deux champs .....	6
<b>Fig.I.4</b> : Les différents configurations de rotors des machines synchrones à rotor bobinés a) à pole lisses et b) à pole saillants .....	7
<b>Fig. I.5</b> : Différents configuration des rotors à aimants permanent.....	8
<b>Fig. I.6</b> : Machine synchrone à réluctance variable assisté par aimant permanent.....	9
<b>Fig.I.7</b> : Machine à griffes à AP .....	10
<b>Fig.I.8</b> : Machine à pole conséquent .....	10
<b>Fig.I.9</b> : Bobinage imbriqué .....	11
<b>Fig.I.10</b> : Bobinage ondulé.....	12
<b>Fig.I.11</b> : Bobinage concentrique.....	12
<b>Fig.I.12</b> : à pôle conséquent et b) à pôle non-conséquent.....	13
<b>Fig.I.14</b> : Classification de conducteurs .....	15
<b>Fig.1.15</b> : Courbe d'hystérésis d'un matériel ferromagnétique doux .....	16

## Chapitre II

<b>Fig. II.1</b> : La conduction entre deux corps .....	27
<b>Fig.II. 2</b> Distribution de l'air et de la température autour de la carcasse d'un moteur électrique.....	31
<b>Fig. II.3</b> : Le domaine d'éléments .....	32

## Chapitre III

<b>Fig.III.1</b> : La voiture Nissan LEAF 2012.....	33
<b>Fig.III.2a et b</b> : Vue extérieur du moteur synchrone utilisé dans le Nissan LEAF.....	34
<b>Fig.III.3</b> : Fenêtre du logiciel ANSYS Motor-CAD .....	35
<b>Fig.III.4</b> : Géométrie radiale de moteur LEAF.....	36
<b>Fig.III.5</b> : Géométrie axiale de moteur LEAF.....	36
<b>Figure.III.6</b> : Vue en 3D de moteur LEAF .....	37
<b>Figure III. 7</b> : schéma de bobinage .....	39
<b>Figure III. 8</b> : Distribution de bobinage .....	40
<b>Fig.III.9</b> : L'emplacement des conducteurs dans les encoches statoriques .....	41
<b>Fig.III.10</b> : Courbe de première aimantation de la tôle N30DH .....	42

<b>Figure III.11.</b> Courbe des pertes spécifiques de tôle N30DH .....	43
<b>Figure.III.12 :</b> Maillage de moteur.....	44
<b>Fig.III.13 :</b> Distribution du flux dans la machine.....	45
<b>Fig.III.14 :</b> Allure des courants statoriques.....	46
<b>Fig.III.15 :</b> Couple produit à l'arbre du rotor .....	46
<b>Fig.III.16 :</b> la f.é.m. retour.....	47
<b>Fig.III.17 :</b> Carte de rendement du moteur. ....	47
<b>Fig. III.18 :</b> Variation du couple en traversant le cycle de conduite US06 .....	48
<b>Fig. III.19:</b> Carte d'efficacité avec les points du conduite intégrés .....	48
<b>Fig.III.20 :</b> Vue radiale de la distribution de température du moteur par Ansys Motor-CAD.....	49
<b>Fig.III.21 :</b> Vue axiale de la distribution de température du moteur de test par Motor-CAD .....	50
<b>Fig. III.22 :</b> Variation des températures pendant une période de fonctionnement transitoire.....	50
<b>Fig.III.23 :</b> Vue radiale de la distribution de température du moteur a) sans un circuit de refroidissement et b) avec un circuit de refroidissement.....	51
<b>Fig.III.24 :</b> Vue axiale du moteur sans circuit de refroidissement.....	52
<b>Fig.III.25 :</b> Vue axiale du moteur avec refroidissement .....	52

#### **Chapitre IV**

<b>Fig.IV.1 :</b> Variation de couple de l'arbre en fonction d'angle de phase.....	55
<b>Fig.IV.2</b> Variation du couple de l'arbre en fonction d'angle de charge .....	56
<b>Fig.IV.3 :</b> Calcul d'angle polaire V .....	57
<b>Fig IV.4:</b> a) vue radiale d'un moteur avec un angle polaire 90° et b) V=150° .....	58
<b>Fig.IV.5 :</b> La courbe de couple de l'arbre en fonction d'angle polaire .....	59
<b>Fig.IV.6.</b> a) Vue radiale d'un moteur LEAF monocouche et b) Vue radiale d'un moteur LEAF double couche .....	60
<b>Fig.IV.7 :</b> Cartographie monocouche couche pour un quart de la machine .....	61
<b>Fig.IV.8 :</b> Cartographie double couche pour un quart de la machine .....	62

# Liste des Tableaux

# Liste des Tableaux

## Chapitre I

<b>Table I.1</b> : Propriétés des matériels ferromagnétiques doux.....	16
<b>Table I.2</b> : Propriétés des matériels ferromagnétiques durs .....	17
<b>Table.I.3</b> : Classement des isolants .....	18

## Chapitre II

<b>Tableau II.1</b> : Les coefficients d'échanges convectifs dans chaque mode de convection et de fluide .	25
<b>Tableau II.2</b> : Les coefficients d'échanges conductifs dans chaque mode de conduction.....	26

## Chapitre III

<b>Tableau III.1</b> : Cahier de charge de la machine .....	34
<b>Tableau III. 2</b> : Caractéristiques des bobines statoriques. ....	39

## Chapitre IV

<b>Tableau IV.1</b> : Comparaison des résultats des deux configurations. ....	60
---	----

# Liste des Symboles

## Liste des symboles

$\vec{A}$  : Potentiel vecteur magnétique [T.m]

$\vec{B}$  : Induction magnétique[T]

$I_n$  : Courant nominale de la machine [A]

$\vec{E}$  : Champ électrique [V/m]

$\vec{H}$  : Champ magnétique [A/m]

$\vec{j}_l$  : Densité de courant induits[A/m<sup>2</sup>].

$J_s$ : la saturation magnétique

$\vec{j}$  : Densité de courant dans les enroulements. [A/m<sup>2</sup>]

$K_d$ : Facteur de distribution pour le fondamental.

$K_i$ : Facteur d'inclinaison.

$K_f$ : Facteur de forme de l'induction dans l'entrefer.

$K_r$ : Facteur de raccourcissement pour le fondamental.

$\vec{M}$ : Aimantation. [T]

MSAPIRV: Machine à Aimant Permanent a Reluctance Variable

MSAP: Machine Synchrone à Aimants Permanents

MSynR-AAP: Machine Synchrone à Reluctance Assisté par Aimant Permanent

$\vec{M}_l$ : Vecteur de l'aimantation locale.[T]

$m_1$ : Nombre de phase de la machine.

$N$ : Vitesse synchrone.

$p$ : Nombre de paires de pôles.

$U_n$ : Tension d'alimentation [V]

$U_1$ : Tension simple statorique[V]

$V$ : Potentiel scalaire électrique.

$\gamma_1$ : Pas d'enroulement

$\tau$ : Pas polaire.

$\phi$ : Flux magnétique sous un pôle.[Wb]

$\phi_r$ : Vecteur potentiel magnétique.[Wb]

$\rho$ : Résistivité. [Ω.m]

$\rho$ : Densité volumique de charge électrique. [C/m<sup>3</sup>]  
 $\mu_0$ : Perméabilité magnétique du vide. [H/m]  
 $\mu_r$ : Perméabilité magnétique relative de milieu.  
 $\mu$ : Perméabilité magnétique absolue.  
 $\sigma$ : Conductivité électrique.  
 $\epsilon$ : Perméabilité électrique absolue.  
 $\epsilon_0$ : Perméabilité électrique à vide.  
 $\epsilon_r$ : Perméabilité électrique relative du milieu. [F/m]  
 $\alpha$ : Décalage entre deux phases consécutives.  
 $\beta$ : Rapport de raccourcissement.  
R : Résistance du conducteur [ $\Omega$ ].  
I : Courant traversant le conducteur [A].  
 $R_0$  : Résistance à la température de référence  $T_0$  [ $\Omega$ ]  
T : Température de conducteur [°C]  
 $\chi$ : Susceptibilité magnétique  
 $P_h$  : Pertes par hystérésis [W/Kg]  
n : Coefficient de Steinmetz  
f : Fréquence [Hz]  
 $B_{max}$  : Induction maximale [T]  
 $K_h$  : Coefficient de pertes par courant de Foucault.  
 $P_{supp}$  : Pertes supplémentaire [w]  
 $P_{tot}$  : Pertes totales en charge [w]  
 $P_f$  : Pertes fer [w]  
 $P_{mec}$  : Pertes mécanique [w]  
 $P_{js}$  : Pertes Joule statorique [w]  
 $P_{jr}$ : Pertes Joule rotoriques [w].  $A_m$ : est l'amplitude du potentiel vecteur A.  
 $A^*$  :Valeur complexe conjuguée de A.  
c :capacité thermique massique (J/Kg.°C),  
 $\rho$  :masse volumique (Kg/m<sup>3</sup>),  
 $\lambda$  : conductivité thermique (W/m.°C),  
 $\rho_c$  : capacité thermique volumique (J/m<sup>3</sup>.°C),

$q$  : production volumique de chaleur ( $W/m^3$ ).

$h$  : coefficient d'échange convectif ( $W/m^2 \cdot ^\circ C$ )

$t_l$ : l'épaisseur de la tôle

$T_s$  : température de surface du solide ( $^\circ C$ )

$T_\infty$  : température du fluide à l'infini ( $^\circ C$ )

$S$  : surface de contact solide-fluide ( $m^2$ )

$K_b$  : la constante de Stefan-Boltzmann, égale à  $5.67032 \cdot 10^{-8} W/m^2 \cdot K^4$ .

## Introduction générale

Le monde connaît actuellement des bouleversements majeurs, environnementaux ou de santé publique, dus à l'impact de l'activité humaine. En particulier, se pose le problème du rejet des gaz polluants en milieu urbain néfaste pour la qualité de l'air respiré. Cette pollution de l'air peut avoir des effets indésirables sur la santé avec notamment un accroissement du risque de maladies respiratoires aiguës ou cardio-vasculaires. Ces problèmes ont déjà poussé les autorités à réguler le trafic dans les grandes villes lors de pics de pollution. Pour ces mêmes raisons, les normes imposées par les instances internationales sur le rejet des gaz polluants sont de plus en plus exigeantes et poussent les constructeurs automobiles à s'adapter.

Les transports électriques, les voitures mais aussi les trams et trains, sont une solution d'avenir pour répondre à ces enjeux actuels. Même si l'impact écologique global d'un véhicule électrique par rapport à un véhicule thermique prête encore à discussion, il est indéniable que les effets seront bénéfiques sur la qualité de l'air et donc pour la santé publique. De plus, ces véhicules permettraient de s'affranchir de la dépendance aux hydrocarbures et des instabilités et fluctuations des cours de baril de pétrole. Contrairement à la technologie des véhicules hybrides, la traction d'un véhicule tout électrique est assurée en totalité par les moteurs électriques. Le rejet de gaz sera alors nul lors de son fonctionnement.

À ce jour, ce type de véhicules comporte malheureusement plusieurs insuffisances en comparaison des véhicules thermiques, et ce, en termes d'autonomie et de rendement. En tenant compte de ces points, il semble évident que les moteurs de ces véhicules devront avoir un haut rendement, pour le problème de l'autonomie, tout en veillant à réduire au maximum les coûts de production.

Les moteurs synchrones à aimants permanents représentent aujourd'hui une part importante du marché des véhicules électriques. L'absence des pertes au rotor, la robustesse et la puissance massique élevée favorisent l'utilisation de plus en plus des machines synchrones à aimants permanents.

Le dimensionnement de ces moteurs de plus en plus contraint vu la nature multiphasique des phénomènes qui y occurrent. Différentes méthodes de modélisation existent et s'appuient sur les ressources numériques de plus en plus performantes. Les modélisations peuvent être analytiques, ou bien numériques avec la méthode des éléments finis.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à l'étude magnétothermique d'un moteur synchrone à aimants permanent dédié à la traction électrique. Les simulations réalisées, s'appuient sur la méthode des éléments finis qui permet la simulation des géométries complexes et la prise en compte de la non-linéarité des matériaux.

Ce travail est divisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre comprend des généralités sur la machine synchrone, ses différentes topologies, son principe de fonctionnement ainsi que les matériaux utilisés dans sa construction.

Le deuxième chapitre porte sur la modélisation magnétothermique des moteurs synchrones à aimants permanents. Les différentes équations mathématiques des différents phénomènes magnétiques et thermiques et la méthode de résolution par éléments finis sont présentées.

Dans le troisième chapitre, nous présentons les résultats de simulation numérique du moteur électrique de la Nissan Leaf sous l'environnement Motor-CAD. Les premiers résultats sont électromagnétiques. Ensuite, vient la simulation thermique et la détermination de la distribution de la température dans les différentes zones du moteur avec et sans circuit de refroidissement.

Le quatrième et dernier chapitre est dédié à l'étude paramétrique du moteur de la Nissan Leaf. L'impact de différents paramètres géométriques et électromagnétiques est discuté pour la détermination des valeurs optimales de ces variables et la définition de la meilleure structure.

Enfin nous terminons par une conclusion générale qui résume les résultats de notre travail et les perspectives à aborder dans le futur.

# **CHAPITRE I**

## **Généralités sur les Machines Synchrones**

### **I.1. Introduction**

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au stator, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Dans ce chapitre, nous allons étudier les principes de base entourant les machines synchrones, leur construction et leurs applications.

### **I.2. Historique.**

Le début de la machine synchrone se situe dans les dernières décennies du siècle avant dernier. Haselwander est crédité d'avoir reconnu la fonction du courant rotatif dans les machines synchrones, et il a été le premier à l'essayer dans la pratique. En 1887, il construisit le premier générateur synchrone triphasé illustré à la Fig. I.1, qui produisait environ 2,8 kW à 960 tr/min, correspondant à une fréquence de 32 cycles par seconde, aujourd'hui connue sous le nom de Hertz, ou Hz. La machine avait une armature triphasée stationnaire en forme d'anneau et un « aimant à pôle interne » rotatif avec quatre pôles saillants enroulés, qui fournissaient le champ tournant. 1891 est l'année où la machine synchrone triphasée passe son premier grand test et fait sa véritable percée. Depuis 1891, date à laquelle la première transmission longue distance d'énergie triphasée haute tension a été démontrée à l'Exposition internationale de Francfort, en Allemagne, à l'aide d'une machine d'une puissance effective de 210 kW, la machine synchrone a fait l'objet d'un développement continu. Les turbogénérateurs sont maintenant construits avec des puissances supérieures à 1700 MVA [1].



**Fig.I.1** : La première machine synchrone triphasée construite par Friedrich August Haselwander en 1887 (Photo : Deutsches Museum, Munich)

### I.3. Principe de fonctionnement.

Comme toutes les machines électriques, les machines synchrones peuvent fonctionner à la fois en moteur et en générateur. Dans le cas où elle agit en générateur, la machine est qualifiée d'alternateur. Plusieurs lois décrivent les phénomènes de conversion électromagnétique qui se produisent dans une machine synchrone pour provoquer une rotation ou un courant alternatif.

Selon la loi de Faraday, une force électromotrice est induite dans un conducteur coupé par un champ magnétique. La f.é.m. induite est égale au taux de changement de flux, exprimé par :

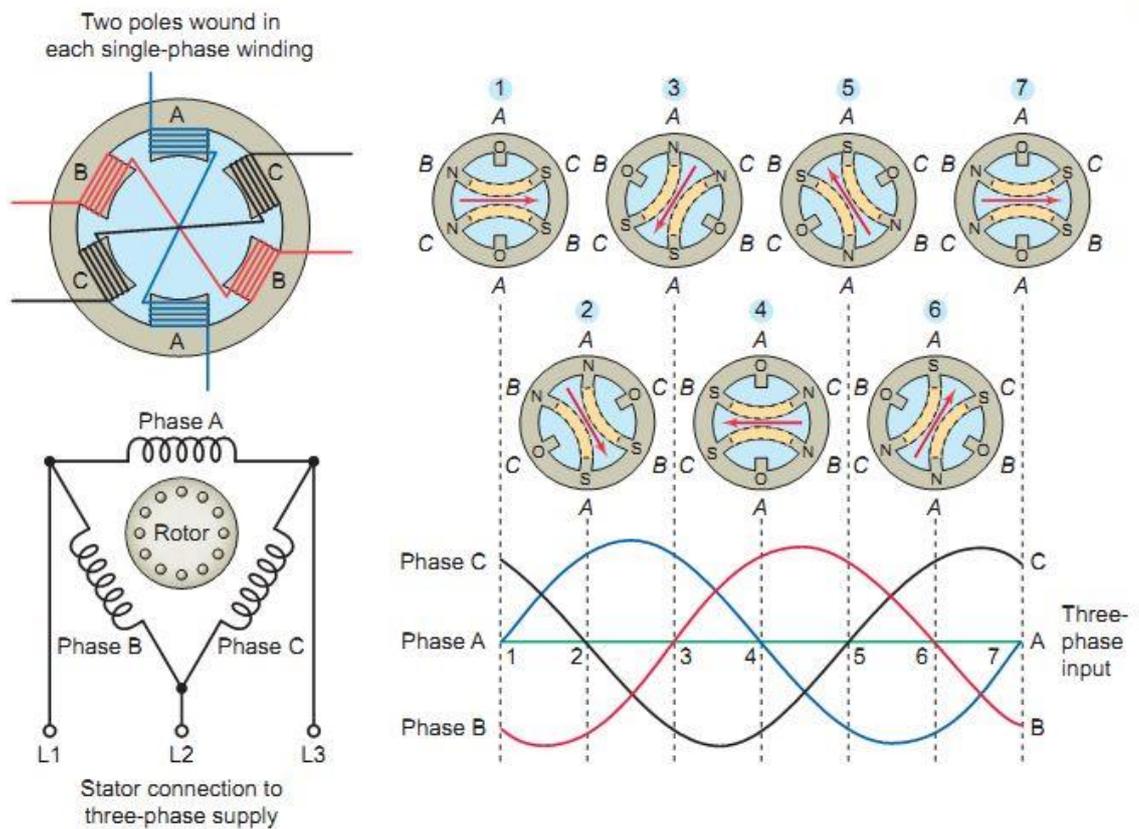
$$e = N \frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (\text{I.1})$$

Et la loi de Lenz stipule que la force électromotrice induite ou le courant est tel qu'il s'oppose au flux qui l'a créé, et donc la loi de Faraday peut être écrite comme suit :

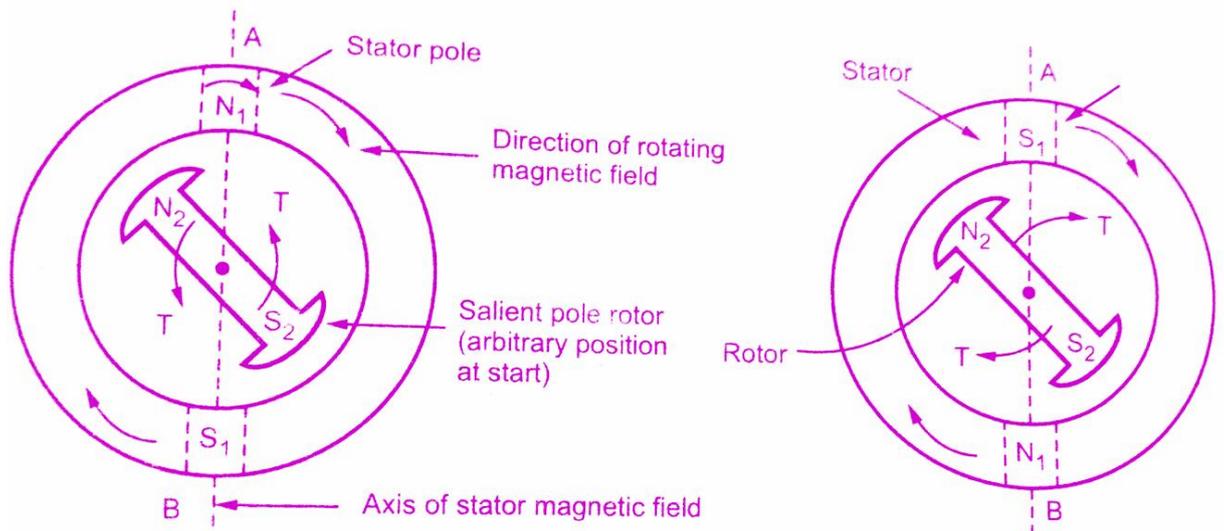
$$e = -N \cdot \frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (\text{I.2})$$

La machine synchrone est doublement excitée. L'enroulement du stator est alimenté en courant alternatif triphasé. Cela crée un champ magnétique tournant qui tourne à une vitesse synchrone égale à  $\frac{60f}{p}$ . Un courant continu dans un enroulement de champ p-pôle sur le rotor produira également un champ magnétique tournant à la vitesse du rotor. Si la vitesse du rotor est rendue égale à celle du champ statorique et qu'il n'y a pas de couple de charge, ces deux champs magnétiques auront tendance à s'aligner l'un

sur l'autre. Cet effet est connu sous le nom de verrouillage magnétique. Lorsque la charge mécanique est appliquée, le rotor recule d'un certain nombre de degrés par rapport au champ tournant du stator, développant un couple et continuant à être entraîné par ce champ tournant. L'angle entre les champs augmente à mesure que le couple de charge augmente. Le couple maximal disponible est atteint lorsque l'angle par lequel le champ du rotor est en retard par rapport au champ du stator est de  $90^\circ$ . L'application d'un couple de charge supérieur fera caler le moteur.[2]



**Fig.I.2 :** Création d'un champ tournant par des courants statoriques



**Fig.I.3** : La rotation de l'arbre dû à l'interaction entre les deux champs

#### I.4. Classement des Machines Synchrones

Les machines synchrones sont divisées en deux grandes catégories en fonction du mode d'excitation du champ dans leur rotor. Il existe ainsi :

- Machines synchrones à rotor bobiné
- Machines synchrones à aimants permanents

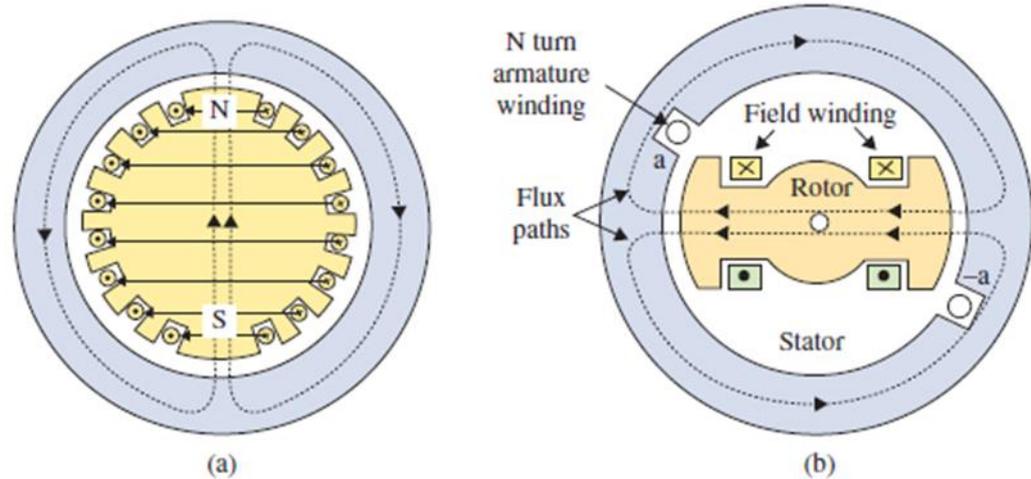
#### I.5. Machines synchrones à rotor bobiné

##### I.5.1. Machines à rotor bobiné et à pôles lisses

Les rotors lisses (Fig.I.4.) sont bien adaptés aux machines à faible nombre de paires de pôles (une ou deux) et à vitesse de rotation élevée (turbo alternateurs des centrales classiques ou nucléaires par exemple).

##### I.5.2. Machines à rotor bobiné et à pôles saillants

Les rotors à pôles saillants (Fig.I.4. b) sont bien adaptés aux machines à nombre de paires de pôles élevés et à vitesse de rotation basse ou moyenne (alternateurs des centrales hydrauliques par exemple)



**Fig.I.4 :** Les différents configurations de rotors des machines synchrones à rotor bobinés a) à pole lisses et b) à pole saillants

## I.6. Machine synchrone à aimants permanents

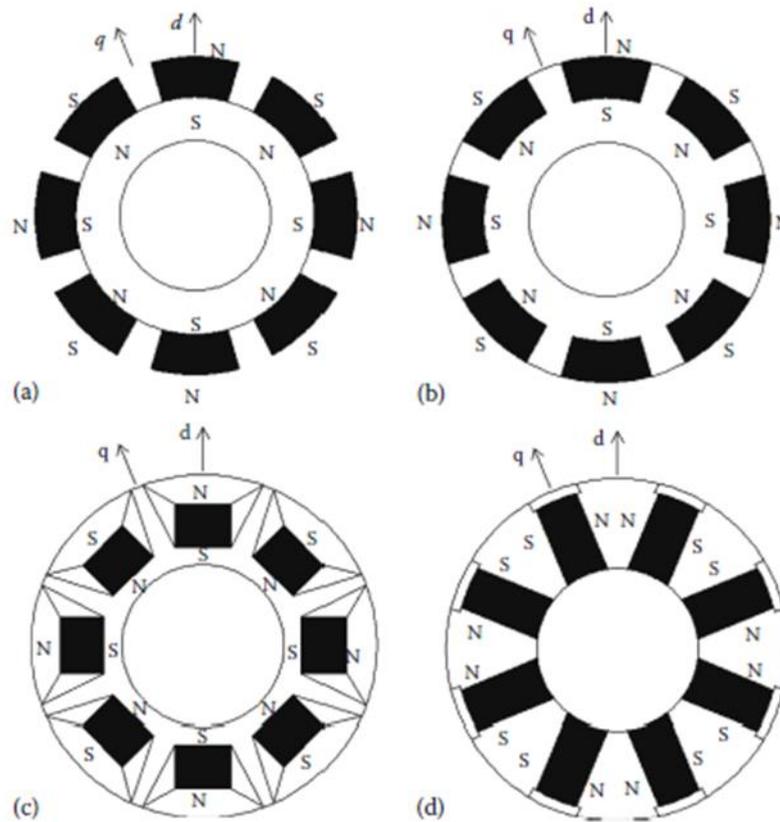
### I.6.1. Machines à aimants permanents surfaciques

Les machines avec cet agencement d'aimants sont connues sous le nom de MSAP à montage en surface. Elles ne sont pas indiquées pour les applications à grande vitesse, généralement supérieures à 3000 tr/min. Cet agencement fournit la densité de flux d'entrefer la plus élevée car il fait directement face à l'entrefer sans l'interruption de tout autre milieu tel qu'une partie des tôles du rotor. Les inconvénients d'un tel agencement sont une intégrité structurelle et une robustesse mécanique inférieures car ils ne sont pas parfaitement ajustés dans les tôles du rotor sur toute leur épaisseur [3].

### I.6.2. Machines à aimants permanents internes

#### a. Les machines à aimants insérés

La figure I.5.b montre les aimants placés dans les rainures de la périphérie externe des tôles du rotor, fournissant une surface cylindrique uniforme du rotor. De plus, cet agencement est beaucoup plus robuste mécaniquement par rapport aux machines à montage en surface car les aimants ne dépassent pas des tôles du rotor comme dans le cas de l'aimant permanent surfaciques (APS) et sont donc entièrement et mécaniquement intégrés dans le rotor, ce qui donne une bonne résistance à la force centrifuge [4].



**Fig. I.5 :** Différentes configuration des rotors à aimants permanent

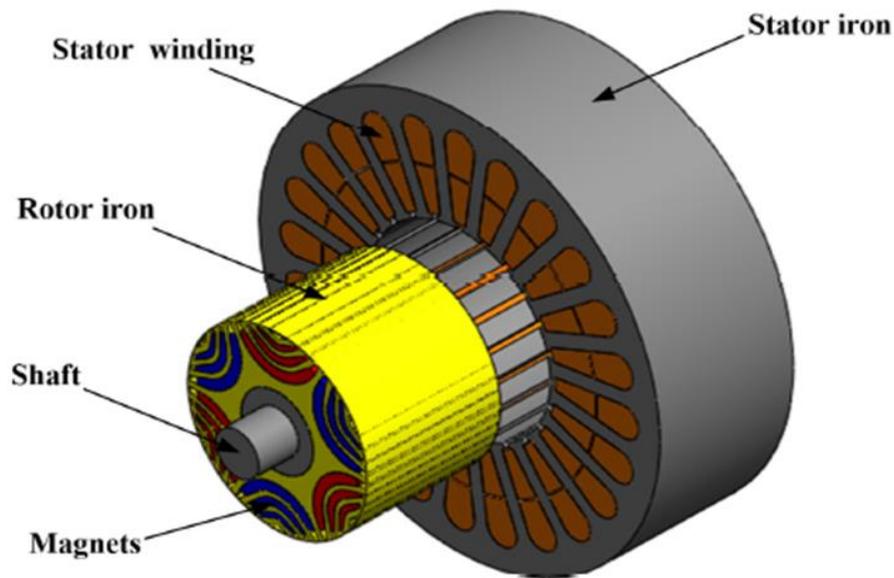
### b. Machines à aimants permanents enterrés

Les figures (I.5. c) et (I.5. d) montrent le placement des aimants au milieu des tôles du rotor dans les orientations circumférentielle et radiale, respectivement. Une telle construction de machine est généralement appelée MSAP intérieure. La construction intérieure du rotor AP est mécaniquement robuste et donc adaptée aux applications à grande vitesse. La fabrication de cet agencement est plus complexe que celle des rotors à aimants montés en surface ou encastrés. La différence entre les réluctances des axes  $d$  et  $q$  contribue à la variation de la réluctance dans diverses positions du rotor vues par l'enroulement du stator, entraînant ainsi un couple de réluctance qui est propice à la réduction du volume de AP dans l'API [4].

### I.6.3. Machine synchrone à réluctance variable assisté par aimant permanent

Le mécanisme de couple de MSynR-AAP comprend à la fois le couple d'alignement et le couple de réluctance. Ce mécanisme est similaire à la MAPI conventionnel, alors que la principale différence est que le couple de réluctance est dominé dans une MSynR-AAP tandis que le couple d'alignement est le composant de couple majeur dans l'IPM. Les aimants insérés dans les barrières de flux sont

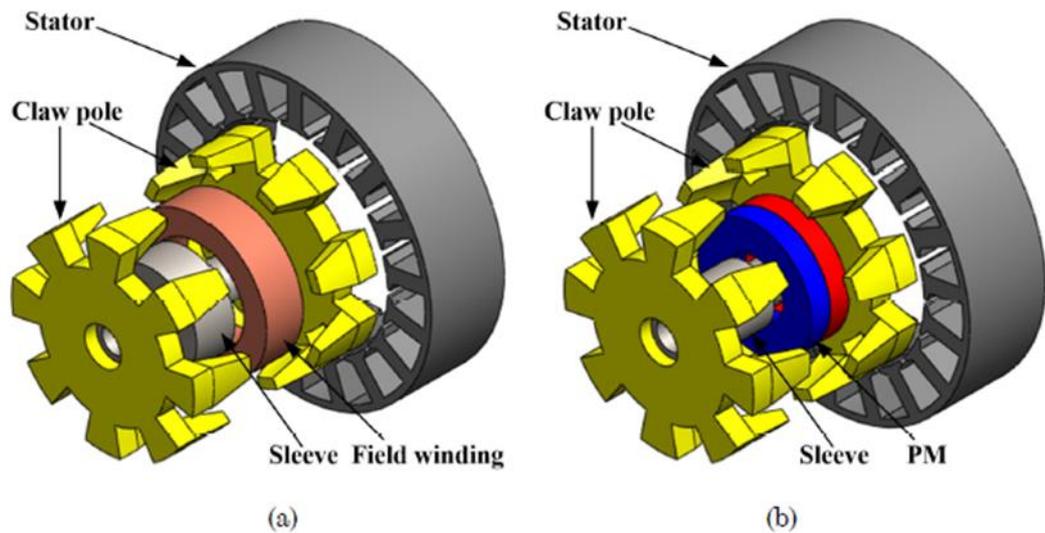
généralement de faible rémanence, comme les ferrites avec  $B_r \sim 0,4T$  ou Nd Fe B lié avec  $B_r \sim 0,56T$ .



**Fig. I.6 :** Machine synchrone à réluctance variable assisté par aimant permanent

#### **I.6.4. Machine à griffes à AP**

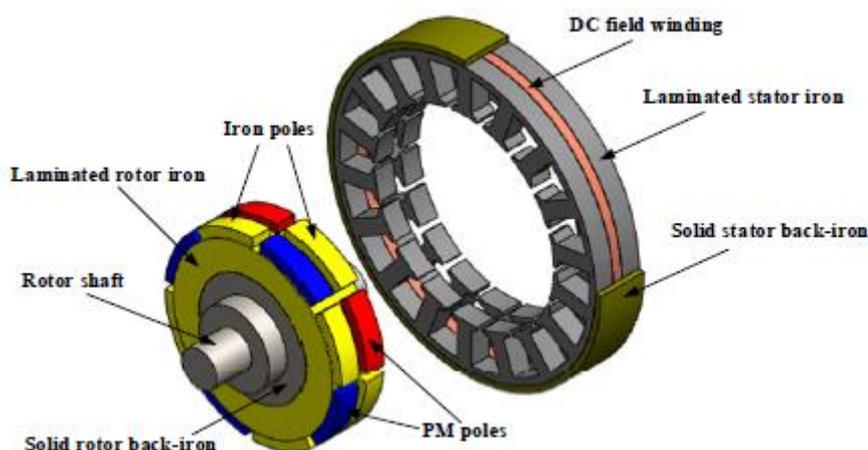
La machine conventionnelle à pôles à griffes (MCPG) est composée d'un stator externe avec des tôles en acier au silicium et des enroulements triphasés, et un rotor interne avec une bobine d'excitation cylindrique à noyau de fer prise en sandwich entre deux moitiés de pôles à griffes, comme illustré à la Fig. I.7(a). Cependant, les balais sont indispensables dans les MCPG pour l'excitation de la bobine de champ dans le rotor, ce qui entraîne une faible fiabilité et une maintenance élevée. Le remplacement des enroulements de champ par des aimants permanents peut rendre le MPG sans balais, comme illustré à la Fig. I.7(b) [4].



**Fig.I.7 :** Machine à griffes à AP

#### I.6.5. Machine à AP à Pôle Conséquent

Comme le montre la Fig. I.8, la machine PM à pôles consécutifs (MAPPCC) est constituée de structures de stator et de rotor complexes. La partie stator comprend deux empilements de fer de stator stratifiés, un contre-fer de stator solide, des enroulements d'induit et un enroulement de champ situé entre les deux empilements de fer de stator. Le rotor se compose de pôles AP magnétisés radialement, de pôles en fer laminé, d'un fer de rotor laminé qui relie physiquement ces deux ensembles de pôles, d'un contre-fer de rotor solide et d'un arbre



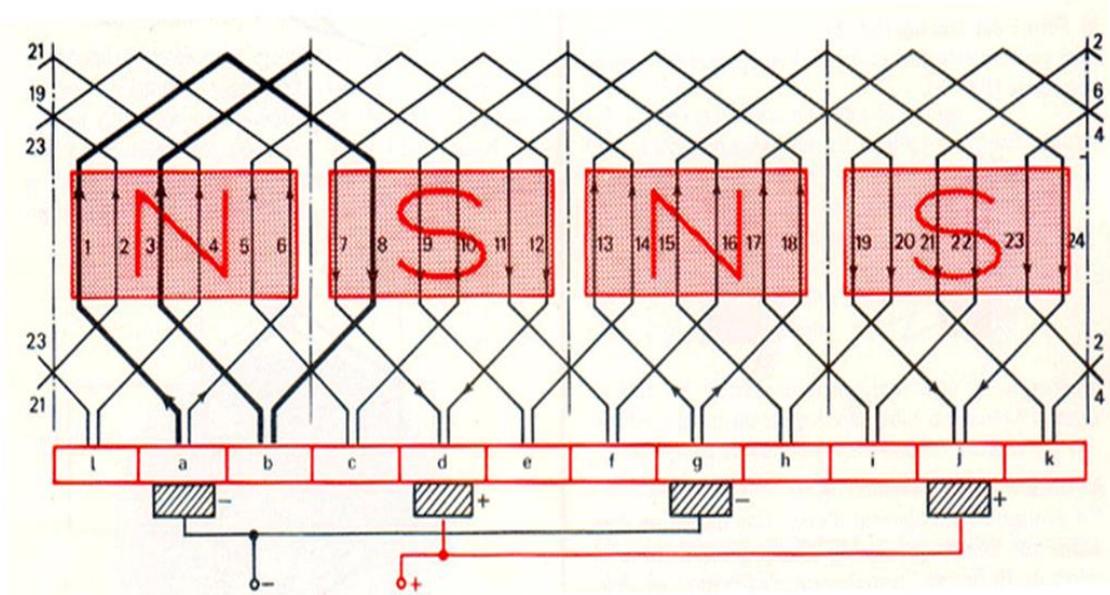
**Fig.I.8 :** Machine à pôle conséquent

## I.7. Les différents types d'enroulements

L'enroulement dans une machine électrique décrit la manière dans laquelle les fils conducteurs sont bobinés dans les encoches qui entourent le stator et le rotor de la machine. Les différents types de bobinages utilisés dans les machines synchrones seront discutés en dessous.

### I.7.1. Bobinage imbriqué

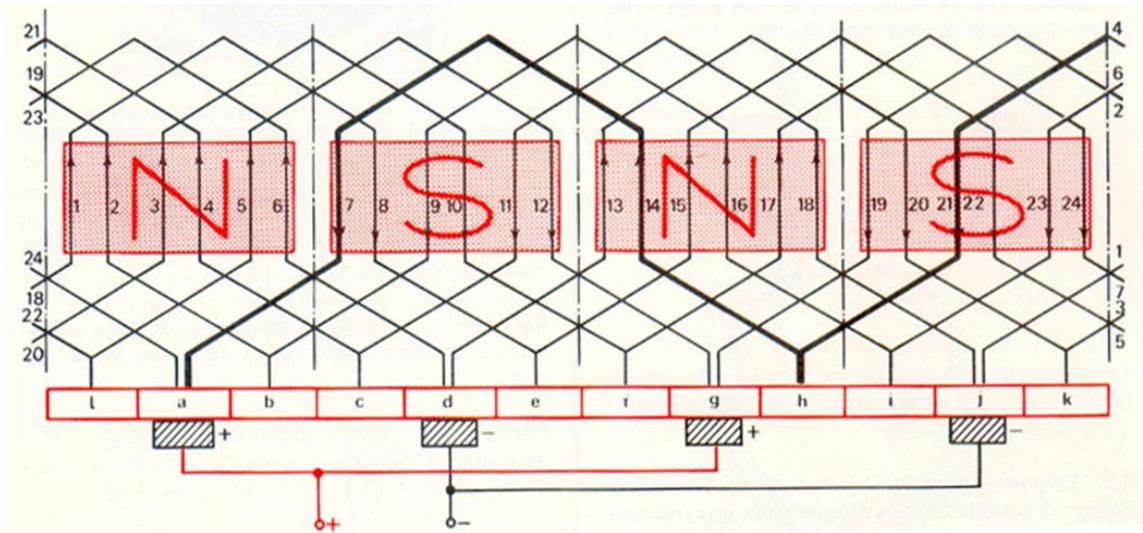
Un enroulement imbriqué est un enroulement dans lequel toutes les bobines du groupe présentent le même pas du bobinage. Un enroulement d'induit qui a ses inducteurs d'une phase quelconque sous un seul pôle placé dans plusieurs slots, est dit distribué. Lorsque ces inducteurs sont regroupés dans une encoche par pôle, par phase, le bobinage est dit concentré. Il est habituel, dans un enroulement distribué, pour répartir les inducteurs en série dans n'importe quelle phase de l'enroulement entre deux ou plusieurs encoches sous chaque poteau. Cela tend à diminuer la réactance d'induit et donne une meilleure onde f.é.m., en plus d'offrir une meilleure répartition de l'échauffement dû à la perte de cuivre de l'induit que dans des enroulements concentrés [5][6].



**Fig.I.9** : Bobinage imbriqué

**I.7.2. Bobinage Ondulé**

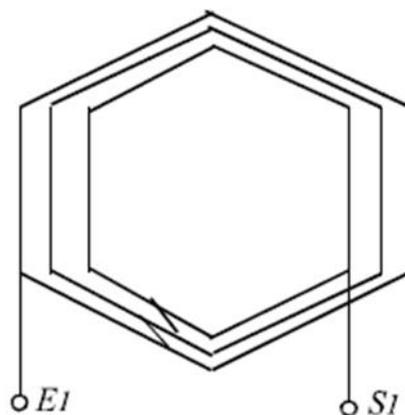
C'est un enroulement en série de sorte que les sections sont reliées à la suite les unes des autres sans revenir en arrière ; il s'en suit une forme ondulée du bobinage sur le schéma panoramique. Le nombre de voies parallèles est égal à deux.



**Fig.I.10** : Bobinage ondulé

**I.7.3. Bobinage concentrique**

Un enroulement concentrique est un enroulement dans lequel chaque bobine du groupe possède un pas de bobinage distinct. Les bobines du groupe sont par conséquent disposées de façon concentrique (l'une dans l'autre).



Représentation classique

**Fig.I.11** : Bobinage concentrique

#### I.7.4. Enroulement de bobine à pôle conséquent et non-conséquent

Lorsque les bobines d'un enroulement de courant alternatif sont connectées de manière à ce qu'il y ait autant de bobines par phase comme il y a des pôles, le bobinage est dit « pôle conséquent » (Figure I.12.a). Lorsque les bobines sont connectées de manière à ce qu'il n'y ait qu'une seule bobine par phase par paire de pôles, le bobinage est appelé « à pôle non-conséquent » (Figure 1.12.b) La principale différence entre ces deux connexions est dans la méthode de réalisation des connexions d'extrémité pour les bobines. Dans l'enroulement "à pôle conséquent" chaque encoche contient deux côtés de bobine. Il ne s'agit cependant pas strictement d'un enroulement à double couche, car les côtés de la bobine sont placés côte à côte et non l'un au-dessus de l'autre. Dans l'enroulement "à pôle non-conséquent", cependant, chaque bobine peut avoir deux fois le nombre de tours d'un enroulement "entier-enroulé" ou les deux bobines sous un pôle nord ou sud de ce dernier type peuvent être connectées en série et scotchées ensemble pour former une bobine en cas de changement de connexions [5].

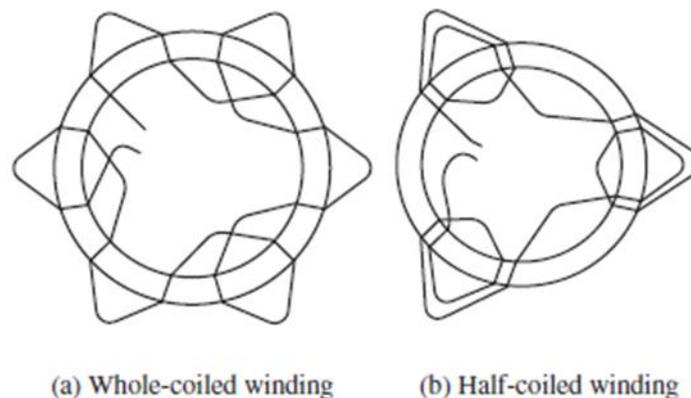


Fig.I.12 : a) à pôle conséquent et b) à pôle non-conséquent

#### I.8. Matériaux utilisés dans la conception des machines synchrones

Quel que soit le type du moteur électrique considéré, il comporte toujours deux genres d'éléments actifs fondamentaux :

- Un circuit magnétique constitué d'un matériau **ferromagnétique** très perméable dont la fonction est de canaliser le flux magnétique ;
- Des enroulements constitués d'un matériau bon **conducteur**, généralement du cuivre ou de l'aluminium, dont la fonction est de canaliser le courant électrique ; les courts-circuits entre conducteurs et les fuites de courant vers la masse sont pratiquement supprimés, à l'exception de très faibles composantes capacitives

ou de conduction par une **isolation** interposée entre conducteurs voisins et entre conducteurs et masse.

Outre ces éléments actifs, toute machine électrique ou transformateur comporte des **éléments mécaniques** tels que carcasse, arbre, paliers, cuve, etc.

### I.8.1. Matériaux Conducteurs

Les conducteurs électriques sont des matériaux qui permettent le libre passage des électrons à travers eux, et lorsqu'ils sont connectés entre deux points avec une différence de potentiel, ils permettent la circulation d'un courant électrique. La plupart des éléments du bloc d (métaux) dans le tableau de Mendeleïev sont de bons conducteurs, en raison de leur disponibilité d'électrons libres. Un matériau conducteur est caractérisé par sa conductivité et sa résistivité. Dans le bobinage des machines synchrones, des fils de cuivre bobinés sous forme de bobines sont utilisés comme conducteurs pour relayer le courant induit aux bornes, ou induire un champ magnétique (équation I.2).

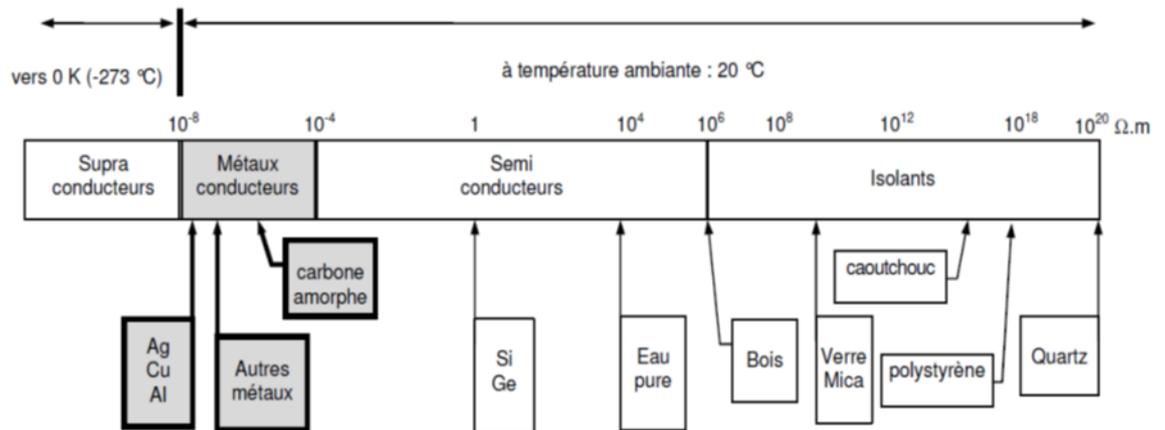
La résistivité électrique  $\rho$  qui s'exprime en  $\Omega.m$ , conditionne les pertes ohmiques, c'est-à-dire la puissance dissipée par effet Joule dans l'enroulement parcouru par un courant  $I$  :

$$P = R.I^2 \quad (I.5)$$

Avec :

$$R = \rho \cdot \frac{l}{s} \quad (I.6)$$

Dans cette expression,  $l$  représente la longueur totale de l'enroulement et  $s$  la section du conducteur. Afin de réduire ces pertes, on utilise pour les enroulements des métaux de résistivité aussi faible que possible.



**Fig.I.14** : Classification de conducteurs

### I.8.2. Matériaux Magnétiques

Tous les milieux ont des propriétés magnétiques : mis en présence d'un champ magnétique  $H$  ils sont le siège d'une induction  $B$  telle que

$$\vec{B} = \mu_0(H + \vec{M}) \quad (I.7)$$

$$\text{En introduisant l'aimantation } \vec{M} \text{ définit par : } \vec{M} = \chi \cdot H \quad (I.8)$$

Où  $\chi$  est la susceptibilité magnétique

Les matériaux sont classés selon quatre types sur la base de leur comportement en présence d'un champ magnétique d'excitation : 1-les matériaux diamagnétiques, 2- les matériaux paramagnétiques, 3- les matériaux ferrimagnétiques, 4- les matériaux ferromagnétiques. Il existe différents types des matériaux magnétiques, mais ceux utilisés dans les machines électriques pour canaliser le flux sont des matériaux ferromagnétiques. Les circuits magnétiques sont réalisés en matériaux ferromagnétiques susceptibles de présenter une aimantation macroscopique importante par alignement des moments des domaines de Weiss sous l'action d'un champ magnétique extérieur même relativement faible. La courbe d'aimantation  $B = f(H)$  de ces matériaux présente deux types de non-linéarités dues à la saturation et à l'hystérésis qui en limitent les possibilités d'emploi et compliquent passablement les calculs (fig.1.15). Les matériaux entrant dans la constitution de circuits magnétiques peuvent être classés en 2 grandes familles :

- Les matériaux magnétiques doux.
- Les matériaux magnétiques durs.

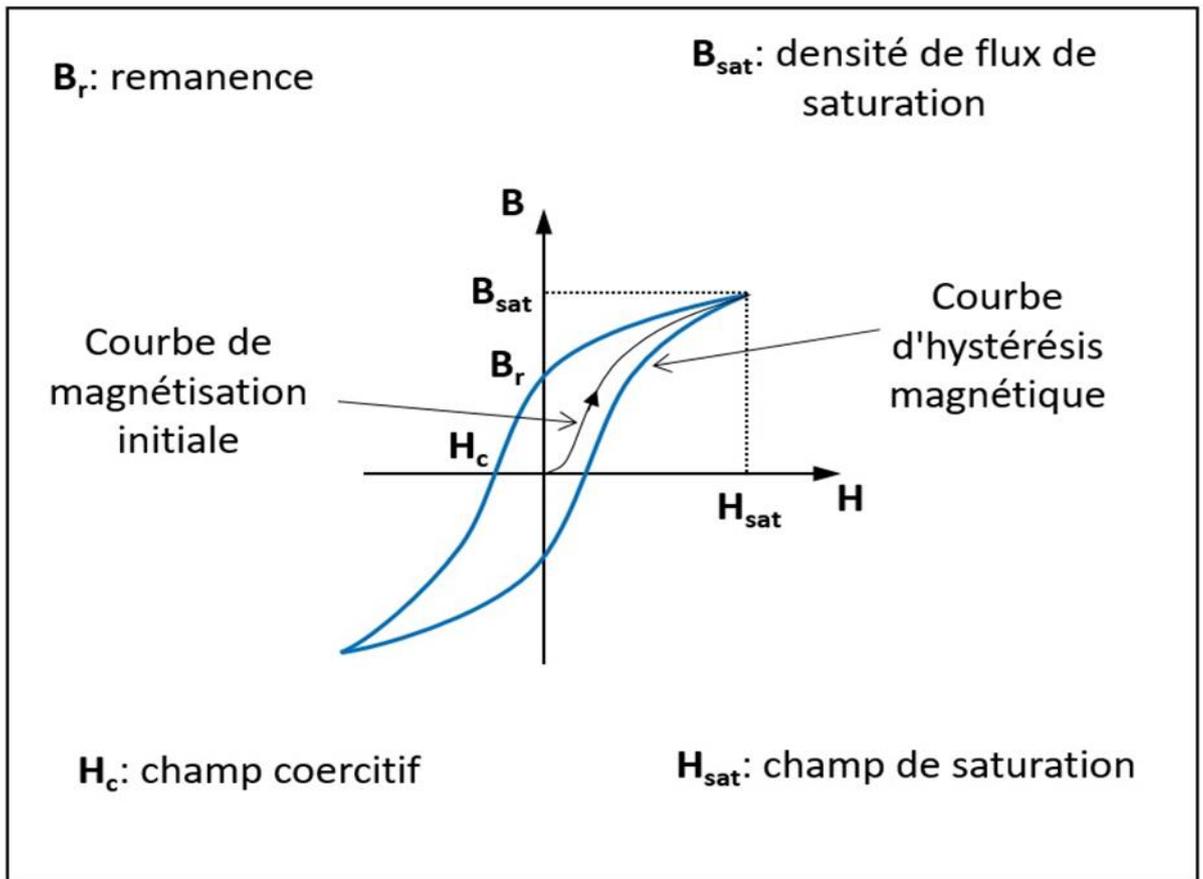


Fig.1.15 : Courbe d'hystérésis d'un matériel ferromagnétique doux

### I.8.2.a) Matériaux ferromagnétiques doux caractéristiques.

Type de matériaux	Alliage FeNi 50% NI	Alliage FeNi 36% NI	FeSi e=0.23mm
$J_s$ (T)	1.6	1.3	2.1
$\mu_r$	10000-300000	7000-20000	20000-45000
$H_c$ (A/m)	3.2-8	56	5-10
Résistivité ( $\Omega.m$ )	$4.5 \cdot 10^{-7}$	$8 \cdot 10^{-7}$	6-8
$P_{fer}$ (W/kg) 50Hz	0.25 a 1T	0.55 a 1T	0.8-1.11 a 1.5T

Table I.1 : Propriétés des matériels ferromagnétiques doux

**I.8.2.b) Matériaux ferromagnétiques durs caractéristiques.**

Caractéristiques		Alnico	Ferrite	Nd-Fe-B (20 °C)	SmCo
<b>Br(T)</b>		1.05	0.39	1.2	0.9
<b>Perméabilité relative</b>		1.3	1.05	1.05	1.03
<b>Hc (kA/m)</b>		125	265	9--	720
<b>(BH)max(kJ/m<sup>3</sup>)</b>		80	28	280	160
<b>Point optimal Bo</b>	B <sub>o</sub> (T)	0.8	0.195	0.6	0.412
<b>Ho</b>	H <sub>o</sub>	100	139	477	388
<b>Résistivité(μΩ.cm)</b>		47	>10 <sup>4</sup>	150	54
<b>Stabilité à la corrosion</b>		Bonne	Très bonne	Médiocre	Médiocre
<b>Masse volumique (kg/dm<sup>3</sup>)</b>		7.3	4.9	8.2	7.5

**Table I.2** : Propriétés des matériels ferromagnétiques durs**I.8.3. Matériaux Isolants.**

D'un point de vue électrique, un matériau est dit isolant ou diélectriques, si sa résistivité électrique est très élevée  $> 10^6$  [ $\Omega \cdot m$ ]

Physiquement, ce sont des matériaux qui ne possède pas d'électrons libres.

Les diélectriques sont utilisés pour assurer l'isolation :

- Des conducteurs des bobinages de potentiels électriques différents ;
- Des conducteurs avec le circuit magnétique. Plusieurs types d'isolants existent sous les formes : solide liquide ou gaz

Parmi toutes les propriétés physiques d'un matériau isolant, le constructeur de machines électriques fait intervenir en priorité :

- la rigidité diélectrique, exprimée en kV/mm, déterminante pour l'épaisseur du mur isolant.
- la conductivité thermique, exprimée en  $W/\mu_0C$ , qui joue un rôle capital dans la transmission par conduction de la chaleur due aux pertes ;

- les propriétés mécaniques qui conditionnent la tenue aux efforts apparaissant en service ou pendant la fabrication ;
- l'endurance thermique vue sous l'angle de la stabilité de forme à chaud et du vieillissement.

D'autres propriétés telles que la résistivité électrique  $\rho$ , les pertes spécifiques, la permittivité  $\epsilon$  n'interviennent que dans des applications particulières. La mesure de l'angle de perte ( $\text{tg}\delta$ ) de l'isolation des bobines d'alternateurs à haute tension sert, par exemple, de contrôle de qualité de la fabrication. De nombreux phénomènes sont susceptibles d'altérer un diélectrique au cours du temps, provoquant en particulier une diminution de sa rigidité. On peut citer les effets de : la température, la pression, l'humidité, les vibrations, la présence d'impuretés dans l'isolant (bulles d'air par exemple) sont des facteurs dégradant de la rigidité

### I.8.3.a. Classe des isolants

Classe	Température limite	Constitution
<b>Y</b>	90 °C	Fibreux en cellulose et soie non imprégnés et non plongée dans un isolant liquide
<b>A</b>	105 °C	Fibreux en cellulose ou soie imprégnés, ou plongés dans un isolant liquide.
<b>E</b>	120 °C	Pellicules organiques synthétiques.
<b>B</b>	130 °C	à base de mica et de fibre de verre utilisés avec des liants organiques.
<b>F</b>	155 °C	à base de mica, et de fibre de verre combinés avec des liants et des compositions d'imprégnation synthétiques.
<b>H</b>	180 °C	à base de mica et de fibre de verre utilisés en combinaison avec les silicones.
<b>C</b>	>180 °C	Le mica, les céramiques, le verre, quartz utilisé sans liants organiques

**Table.I.3** : Classement des isolants

**I.9. Conclusion**

Les moteurs synchrones à aimants permanents existent dans différentes topologies et chacune d'elles possède un ensemble d'avantages unique en termes de performances. En particulier, les MSAP en mode moteur sont devenus de plus attractifs car ils répondent aux exigences des nouvelles technologies notamment dans le secteur des véhicules électriques. L'intérêt pour ces machines est dû en grande partie à leur faible perte (l'élimination des ballais) et à leur robustesse ainsi qu'à leur important couple massique.

**Chapitre II**

**Modélisation**

**magnétothermique des**

**moteurs synchrones à**

**aimants permanents**

## II.1. Introduction

Pour étudier le système magnétothermique c'est nécessaire d'utiliser des modèles mathématiques. Dans ce chapitre on discutera et parlera qualitativement et quantitativement des modèles mathématiques, magnétique et thermique dans les machines synchrones à aimants permanents. Cette modélisation est basée sur les équations Maxwell pour la description des phénomènes magnétique et l'équation de la diffusion de la chaleur pour la modélisation thermique.

## II.2. Equations de Maxwell

### a) Maxwell-Faraday

$$\text{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{II.1})$$

Où  $\vec{E}$  est le champ électrique traversant la tôle.

$\vec{B}$  est le champ d'induction magnétique établi dans la tôle

### b) Conservation de flux

$$\text{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{II.2})$$

Où  $\vec{B}$  est le champ d'induction magnétique établi dans la tôle

### c) Maxwell-Ampère

$$\text{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (\text{II.3})$$

Où  $\vec{H}$  est le champ d'excitation magnétique traversant la tôle

$\vec{J}$  est la densité de courants dans la tôle, ici c'est les courants de Foucault.

### d) Maxwell-Gauss

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

Où  $\vec{D}$  est la densité du champ électrique

Et aussi  $\rho$  est la densité volumique de charge

Les équations de Maxwell sont toutes liées par les relations constitutives, dites lois de comportement, décrivant les caractéristiques des matériaux. Généralement c'est donné sous les formes suivantes ;

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (\text{II.5})$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (\text{II.6})$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{II.7})$$

$\mu$  : perméabilité magnétique [H/m]

$\epsilon$ : perméabilité électrique[F/m]

$\sigma$  : conductivité électrique  $[(\Omega.m)^{-1}]$

### II.3. Formulation $\vec{A} - V$

Ce modèle de formulation utilise le potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  dans tout le domaine électrique uniquement dans les régions conductrices.

En reprenant l'équation (II. 1), on peut montrer que l'induction magnétique  $\vec{B}$  peut être considérée comme le rotationnel d'un potentiel vecteur magnétique  $\vec{A}$  tel que :

$$\vec{B} = \vec{\nabla} \wedge \vec{A} \quad (\text{II.8})$$

De même en remplaçant (II.8) dans (II.1) on obtient :

$$\vec{\nabla} \wedge (\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) = \mathbf{0} \quad (\text{II.9})$$

A partir de la relation précédente, nous pouvons définir un potentiel scalaire électrique  $v$  donné par la relation :

$$\vec{E} = -\vec{\nabla}V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \quad (\text{II.10})$$

La combinaison des équations (II.1) et (II.8) nous donne :

$$\vec{J} = \sigma(-\vec{\nabla}V - \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) \quad (\text{II.11})$$

L'équation magnétodynamique en termes de potentiel vecteur magnétique et en potentiel scalaire électrique s'écrit :

$$\vec{\nabla} \wedge (\frac{1}{\mu} \cdot \vec{\nabla} \wedge \vec{A}) + \sigma(+ \frac{\partial \vec{A}}{\partial t}) = \vec{J}_S + \vec{\nabla} \wedge \vec{H}_C \quad (\text{II.12})$$

### II.4. Phénomènes thermiques

L'énergie de chaleur représente une forme d'interaction énergétique entre un système thermodynamique et son milieu extérieur, traduite par la variation de

température du système. Elle se produit sans modification des frontières du système (sans travail mécanique).

#### II.4.1. Energie chaleur

Expérimentalement, on a constaté que la chaleur échangée ( $Q_{12}$ ) par un système qui évolue entre deux états d'équilibre notés (1) et (2) et son milieu externe, est proportionnelle à la masse  $m$  du système,  $T = (T_2 - T_1)$  et à la chaleur massique  $C$ .

$$Q_{12} = mC.(T_2 - T_1) \quad (\text{II.13})$$

#### II.4.2. Flux thermique total

Le flux thermique total noté  $\Phi$  représente la quantité de chaleur transférée à travers une surface donnée par unité de temps :

$$\Phi = \frac{\partial Q}{\partial t} \quad (\text{II.14})$$

Il se mesure en [Watt], d'où l'appellation de la puissance thermique.

#### II.4.3. Flux thermique surfacique ou densité de flux thermique

Il est noté  $\varphi$  et défini par :

$$\Phi = \frac{\partial \varphi}{\partial s} \quad (\text{II.15})$$

Si le flux thermique est uniforme sur la surface  $s$  on peut écrire :

$$\Phi = \frac{\varphi}{s} \quad (\text{II.16})$$

#### II.4.4. Résistance thermique

La résistance thermique est en fonction de la conductivité thermique  $k$  du matériau sur une paroi plane d'épaisseur  $\Delta\chi$  et la surface  $A$ , donc la résistance thermique est

$$R_{\theta} = \frac{\Delta\chi}{kA} \tag{II.17}$$

**II.4.5. Calcul de la capacité thermique**

La capacité thermique Cth (J/°C) dépend du volume de section Vn(m³), la densité du matériau ρv(kg/m³) et chaleur spécifique Cths(J/kg°C) de matériau comme suit ;

$$Cth = Vn. \rho v. Cth s \tag{II.18}$$

**II.5. Les trois modes de transfert de chaleur**

Le transfert thermique moléculaire de la chaleur dans un milieu continu qui se fait par contact immédiat de particules de température différentes s’appelle transfert de chaleur par conduction.

L’échange de chaleur entre un fluide (liquide ou gaz) et la surface d’un corps solide s’appelle échange de chaleur par convection.

Le rayonnement thermique ou la radiation est le processus de propagation de la chaleur par l’intermédiaire des ondes électromagnétiques. Cette forme de transfert est conditionnée par la transformation de l’énergie interne de la matière en énergie de rayonnement, sa transmission et son absorption par la matière.

<b>Mode de convection et fluide</b>	<b>Coefficient d’échange convectif h</b>
<b>Condensateur d’ammoniac</b>	800-1400
<b>Condensateur d’alcoolique</b>	250-700
<b>L’eau-à-l’eau</b>	30-60
<b>Condensation de liquides organiques</b>	500-2300

<b>L'air, convection naturelle</b>	6-30
<b>L'air, convection forcée</b>	30-300
<b>L'Huile, convection forcée</b>	60-1800

**Tableau II.1 :** Les coefficients d'échanges convectifs dans chaque mode de convection et de fluide

**II.5.1. Loi de Fourier (Flux de chaleur échangé par conduction)**

Ce mode de transfert de chaleur opère dans la machine électrique dans l'ensemble des parties solides de celle-ci. En effet, lors de la présence d'un gradient de température dans ces milieux, le flux thermique transite du milieu le plus chaud vers le milieu le plus froid

Cette loi établit expérimentalement par Fourier et donner par ;

$$\Phi = -\lambda grad T \tag{II.19}$$

Avec :

$\lambda$  varie dans de grandes limites

$\lambda$  est une caractéristique du milieu que l'on appelle conductivité thermique [W/m.K], elle dépend en générale de la température et des coordonnées du point considéré ; dans le cas de milieu homogène et isotrope,  $\lambda$  ne dépend que de T.

$\varphi$  est dirigé dans le sens de la diffusion de la chaleur, ce qui justifie le signe moins ;

•Le gradient de température en chaque point est normal à la surface isotherme passant par ce point ;

Notant que le signe (-) est dû au sens opposé du gradient de T, par rapport au sens de déplacement de la chaleur.

Mode de conduction et matériaux	$\lambda$ (W/m/K)
cuivre	385
fer	55

aluminium	230
Acier au chrome	25
nickel	90

**Tableau II.2** : Les coefficients d'échanges conductifs dans chaque mode de conduction

• Nous pouvons écrire la quantité de chaleur ayant traversée la surface  $dS$  pendant l'intervalle de temps  $dt$  :

$$dQ = -\lambda \text{grad}T \cdot n dS \cdot dt \quad (\text{II.20})$$

• Dans le cas d'un milieu anisotrope, la conductivité thermique  $\lambda$  apparait sous la forme d'un tenseur d'ordre 2.

• Le signe négatif dans cette loi est introduit pour respecter la seconde loi de la thermodynamique qui annonce que la chaleur se diffuse des régions chaudes de hautes températures vers des régions froides.

• Si on considère le bilan d'énergie entre la chaleur produite à l'intérieur d'un volume  $V$ , la surface  $S$ , celle qui induit la variation de sa température et celle échangée à ses frontières, la conclusion de l'équation de la chaleur dans ce milieu est arrivée à [9]

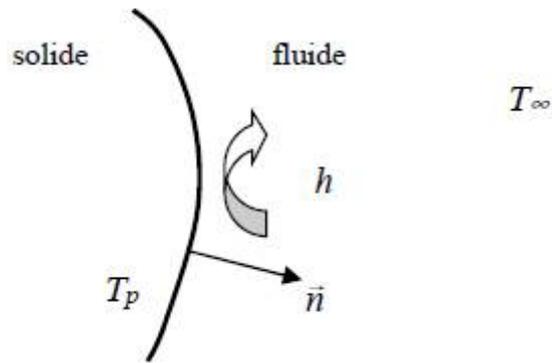
$$\rho c \frac{\partial T}{\partial t} = q + \text{div}(\lambda \text{grad}T) \quad (\text{II.21})$$

### II.5.2. Loi de Newton (Échange de chaleur par convection)

Dans le domaine des transferts de chaleur, la loi de Newton donne le flux de chaleur échangé entre une paroi solide et un fluide en mouvement elle s'exprime par ;

$$\vec{\varphi} = h(T_p - T_\infty)\vec{n} \quad (\text{II.22})$$

Avec :



**Fig. II.1** : La conduction entre deux corps

$h$  est appelé coefficient d'échange convectif [ $\text{W}/\text{m}^2/^\circ\text{K}$ ].  $h$  dépend de beaucoup de paramètres (propriétés physiques du fluide, sa température, la géométrie de la paroi...). C'est un paramètre difficile à quantifier d'une manière précise.

### II.5.3. Loi de Stefan-Boltzmann (Échange de chaleur par rayonnement)

Le rayonnement est le mode de transfert de chaleur entre deux corps portés à des températures différentes qui ne nécessitent pas de support matériel. Le flux de chaleur dans ce cas est donné par la Loi de Stefan-Boltzmann.

$$\phi = \varepsilon \sigma (T_2^4 - T_1^4) \quad (\text{II.23})$$

Avec ;

$\varepsilon$ : émissivité du corps  $0 < \varepsilon \leq 1$

$\sigma$  : Constant de Stefan-Boltzmann

## II.6. Les pertes dans les machines électriques

### II.6.1. Les pertes par hystérésis

Lors d'un parcours complet du cycle d'hystérésis, l'énergie fournie au noyau pour les champs magnétiques  $H$  croissants est plus importante que l'énergie récupérée pour  $H$  décroissant, cette différence constitue les pertes par hystérésis. Ainsi, sur un cycle complet, le milieu extérieur fournit par unité de volume de la matière, le travail.

$$W = \int H \partial B \quad (\text{II.24})$$

Ce travail représente les pertes totales volumiques par cycle et est converti en chaleur par les processus d'aimantation. Sous l'action d'un champ extérieur périodique de fréquence  $f$ , la puissance moyenne totale dissipée par le processus hystérétique est comme suit

$$Ph = f \cdot \int H \partial B \quad (\text{II.25})$$

Le terme  $\int \mathbf{H} \partial \mathbf{B}$  dépend aussi de la fréquence. Par conséquent, la forme du cycle peut fortement évoluer en régime dynamique. Nous allons décrire dans les paragraphes qui suivent l'origine physique de ces pertes en distinguant le régime statique du régime dynamique.

D'après la formule de Steinmetz, les pertes par hystérésis  $Ph$  contiennent les pertes statiques et les pertes dynamiques.

On peut les calculer comme suit ;

$$Ph = Pah + Prh = Kh \cdot f \cdot Bm^h \quad (\text{II.26})$$

Avec :

$f$  : c'est la fréquence,  $B$  c'est la densité de flux magnétique

### **II.6.2. Pertes par courants de Foucault**

Les Pertes par courants de Foucault sont les pertes dynamiques macroscopiques. Sous l'action de la rotation de magnétique du flux qui est sinusoïdale, les pertes par courants de Foucault  $Pe$ , sont calculées comme suit [10] [11] :

$$Pe = Ke(f \cdot t_l B)^2 \quad (\text{II.27})$$

Avec :  $Ke$  est le coefficient des pertes par courants de Foucault qui dépend du type de fer utilisé.

**II.6.3. Les pertes par effet Joule**

Elles apparaissent dans les bobinages de la machine et se dissipent par effet Joule. Elles s'expriment en fonction du volume et la densité de courant  $J$  circulent dans le bobinage.

$$P_j = \iiint \vec{E} \cdot \vec{j} \partial V \quad (\text{II.28})$$

Notons ici que l'on parle bien des pertes dans les différents bobinages de la machine. Les courants induits par la circulation du champ magnétique dans les matériaux magnétiques, appelés courants de Foucault, se dissipent également par effet Joule.

Avec :

$$\mathbf{J} = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} \quad (\text{II.29})$$

Finalement on a :

$$P = \sigma \left( \frac{\partial A}{\partial t} \right)^2 \quad (\text{II.30})$$

Dans ce cas, cette équation de  $P_j$  est juste une expression générale qui donne la densité des pertes à tout instant si l'évolution du phénomène électromagnétique est considérée quel que soit leur régime de variation du courant. Mais pratiquement, il y a beaucoup phénomènes électromagnétiques, on peut considérer que le régime de variation est sinusoïdal. Avec une pulsation  $\omega$ , le potentiel vecteur varie en fonction du temps, de la façon suivante

$$A = A_m \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{II.31})$$

Avec

$A_m$  : L'amplitude du potentiel vecteur  $A$ .

Après la dérivation par rapport au temps  $t$  et l'introduisant dans le  $P_j$ , nous obtenons :

$$P = \sigma \cdot \omega^2 \cdot Am^2 \cdot \cos^2(\omega t) \tag{II.32}$$

### II.7. Couplage magnétothermique

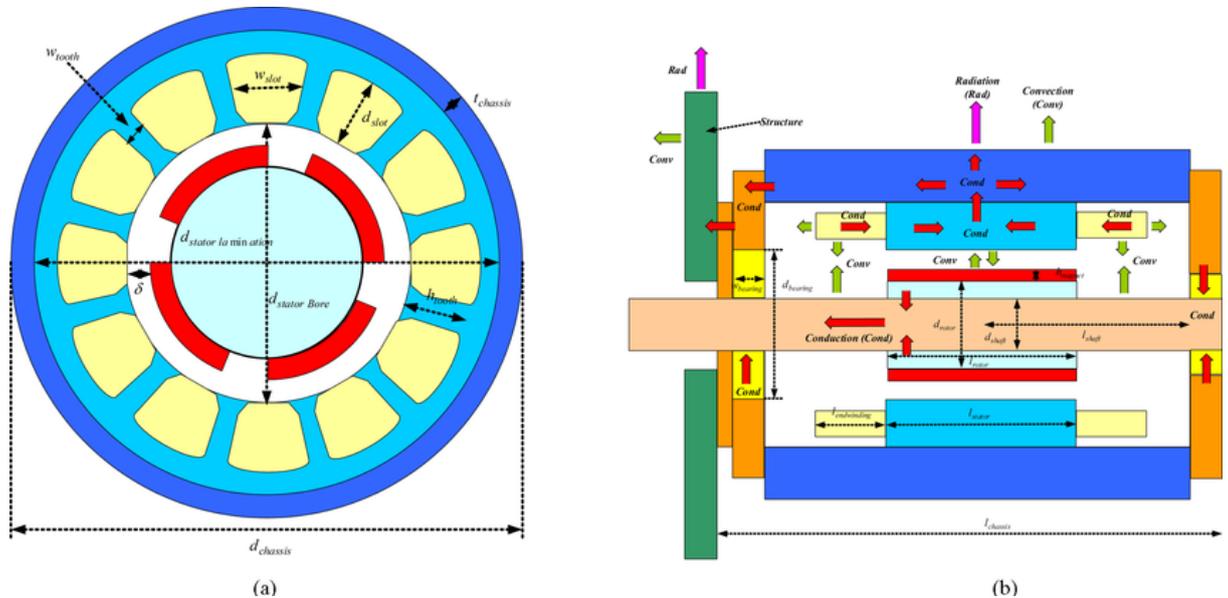
L'étude des phénomènes magnétothermiques dans la machine synchrone à aimant permanent implique l'analyse à la fois électromagnétique et thermique. C'est-à-dire, c'est résoudre un système d'équation magnétothermique composé de l'équation électromagnétique et l'équation thermique, qui s'écrit comme suit ;

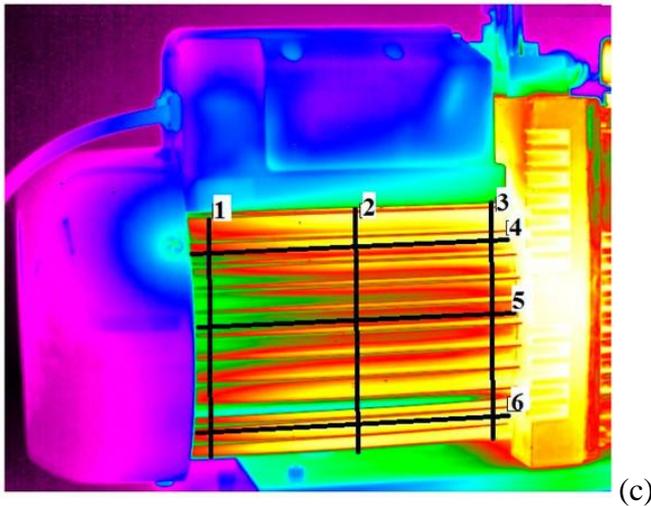
$$P = \sigma \left( \frac{\partial A}{\partial t} \right)^2 \tag{II.33}$$

$$\rho c \frac{\partial T}{\partial t} = q + \text{div}(\lambda \text{grad} T) \tag{II.34}$$

### II.8. Méthodes de modélisation

Dans ce travail on a utilisé la modélisation thermique d'une machine électrique basée sur l'approche numérique.

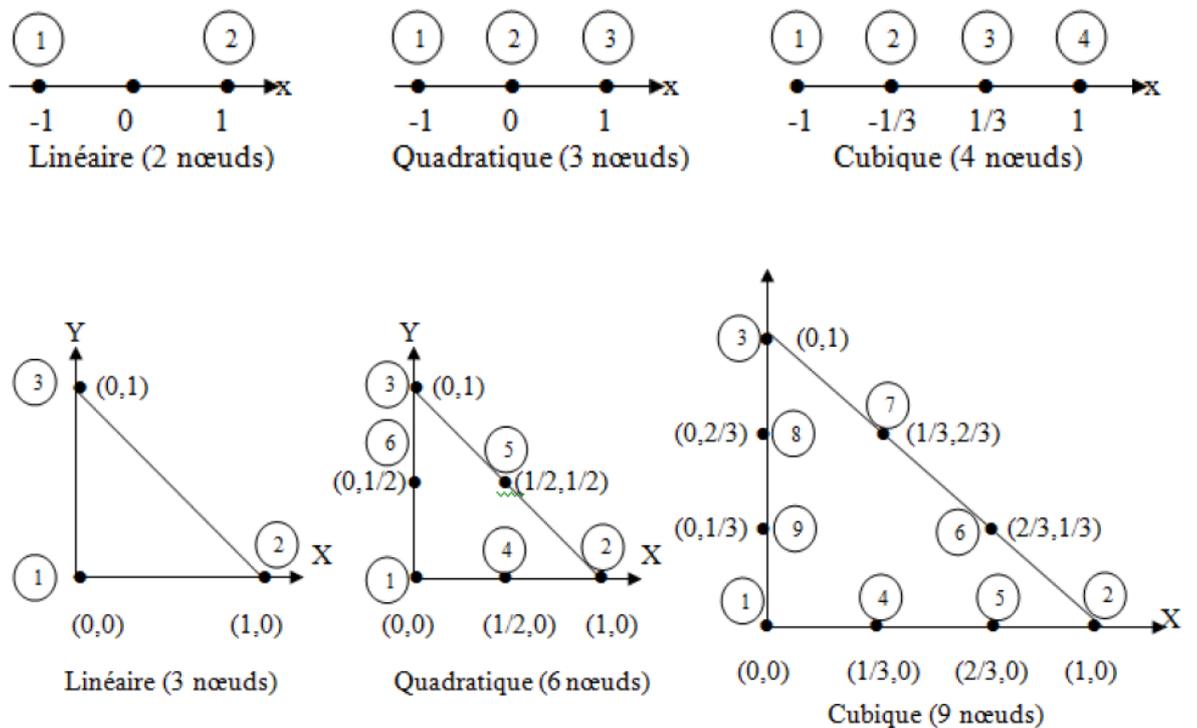




**Fig.II. 2** Distribution de l'air et de la température autour de la carcasse d'un moteur électrique

**II.8.1. Modélisation par la méthode des éléments finis**

Le domaine de résolution est discrétisé en petits domaines appelés éléments finis. Dans ce cas, il y a plusieurs domaines d'étude à une, deux et trois dimensions, des éléments classiques peuvent être définis selon les degrés de la courbe d'interpolation qui lui est associé. Généralement on peut rencontrer les éléments linéaires, quadratiques ou cubiques comme les éléments suivants ;



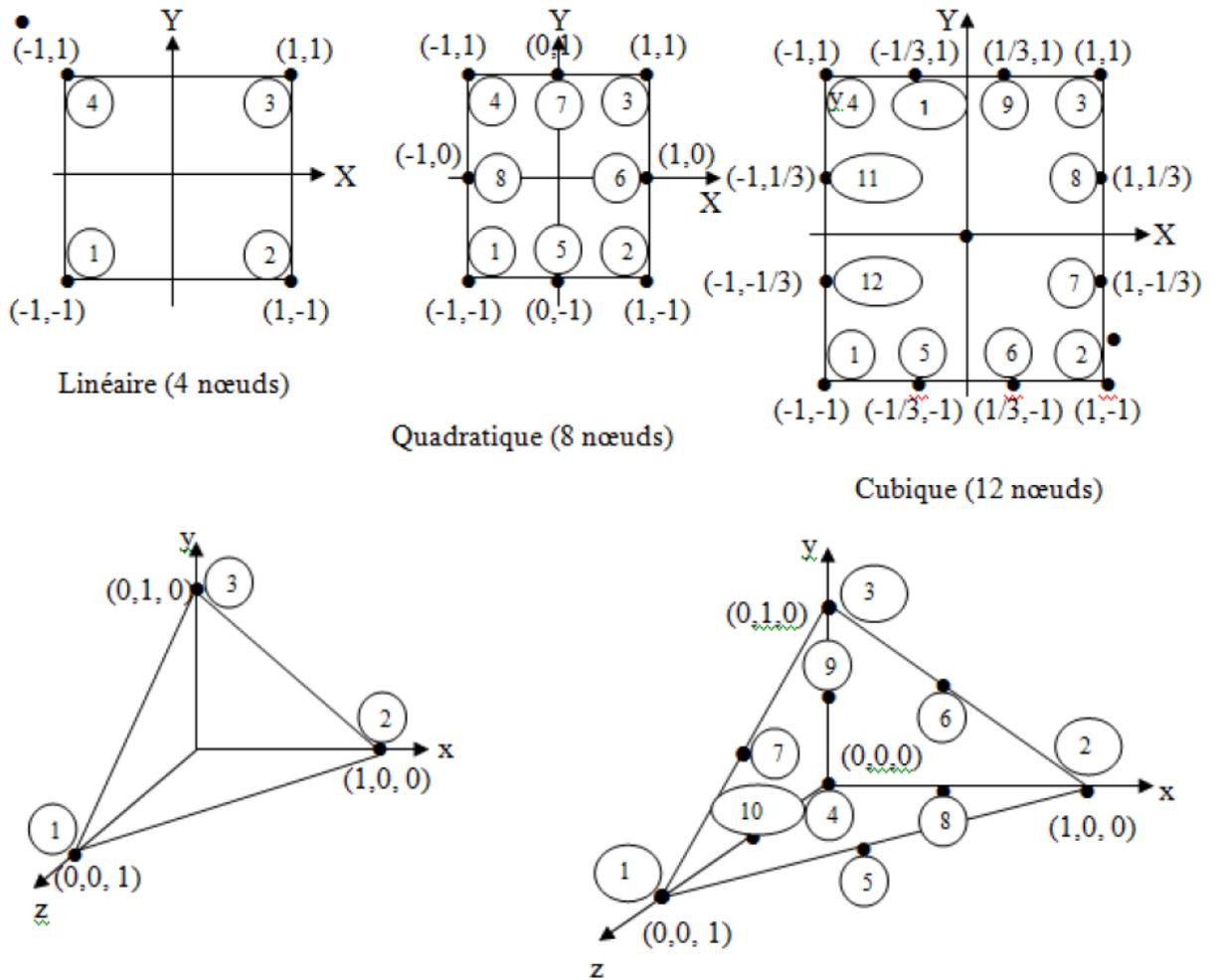


Fig. II.3 : Le domaine d'éléments

## II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les différents modèles magnétiques et thermiques nécessaire pour la modélisation de la machine synchrone à aimants permanent. Pour la résolution des différents champs nous allons adopter la méthode d'éléments finis qui est réputée pour ses performances dans la simulation des systèmes a géométries complexes et à matériaux non linéaires.

**Chapitre 3**

**Analyse**  
**magnétothermique**  
**d'un moteur**  
**synchrone destiné à**  
**l'entraînement d'un**  
**véhicule électrique**

### III.1. Introduction

Dans le monde des véhicules électriques, il y a un effort continu pour produire le meilleur moteur de propulsion possible, de nombreuses entreprises proposant diverses conceptions de rotor innovantes. Un moteur de propulsion de qualité doit avoir un couple et une densité de puissance élevés, un rendement élevé et une large plage de vitesse, tout en ayant une grande fiabilité, un faible bruit et un faible coût de production permettant aux prix commerciaux des véhicules électriques de rester abordables pour l'automobiliste moyen qui veut utiliser une voiture plus respectueuse de l'environnement.

Dans ce projet, la machine que nous allons étudier est un moteur synchrone à aimants permanents, qui est utilisé dans la Nissan LEAF 2012 (Fig. III.1). L'utilisation de ce type de moteur présente l'avantage d'obtenir des performances générales élevées dont le couple de démarrage. Cette étude est scindée en deux parties : Dans un premier temps, nous allons simuler le comportement électromagnétique de notre moteur sous logiciel éléments finis ANSYS Motor-CAD, et ce pour différents cycles de fonctionnement. Par la suite, le même moteur sera transféré vers le solveur thermique pour l'étude de l'échauffement et du refroidissement de ce dernier.



**Fig.III.1** : La voiture Nissan LEAF 2012

### III.2. Présentation de la machine

La machine étudiée est un moteur synchrone à aimants permanents enterrés de 80kW fabriquée par NISSAN (Fig.III.2). Les paramètres clés du cahier des charges de la machine sont donnés dans le tableau III.1.

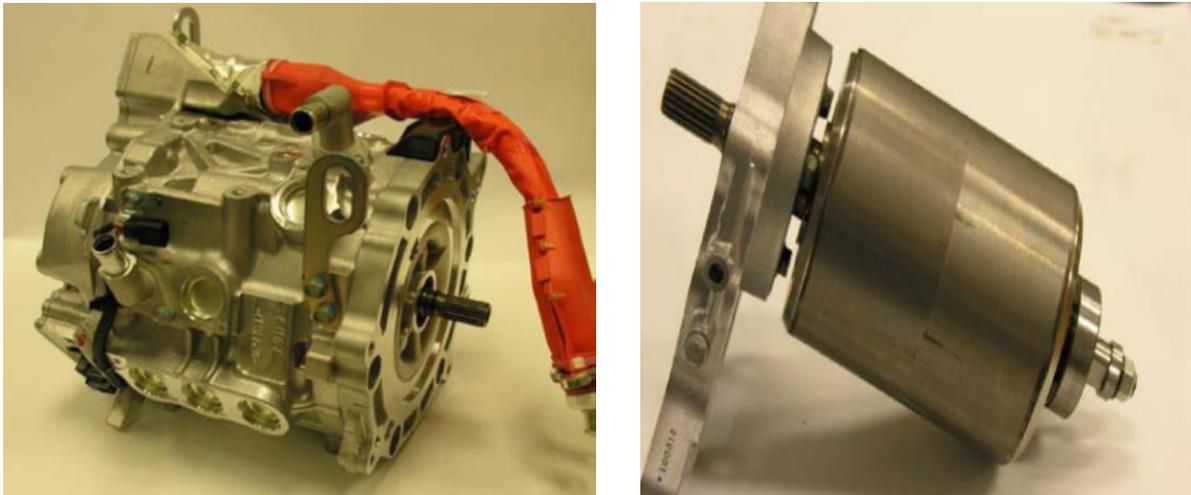


Fig.III.2a et b : Vue extérieur du moteur synchrone utilisé dans le Nissan LEAF

Paramètre	Symbole	Valeur	Unité
Puissance nominale	$P_N$	80	KW
Tension nominale	$U_N$	345	V
Couple nominal	$C_N$	280	N.m
Vitesse de rotation nominale	$N_N$	10 390	Tr/min
Nombre de pôles	2.p	8	
Nombre de phases	m	3	
Couplage	-	Y	
Classe d'isolation	-	H	
Poids	M	58	kg

Tableau III.1 : Cahier de charge de la machine

### III.3. Présentation du logiciel ANSYS Motor-CAD

ANSYS Motor-CAD (Fig.III.3) est un logiciel de conception de moteurs élaboré par Motor Design Limited. Il facilite la conception et l'analyse des moteurs grâce à ses trois modules intégrés :

**EMag** : est un module d'éléments finis 2D pour une prédiction précise des performances électromagnétiques et électriques.

**Therm** : est un module d'analyse thermique par éléments finis pour l'étude de l'échauffement et le refroidissement des moteurs. Il permet à l'utilisateur d'essayer une variété de méthodes de refroidissement sur le moteur et de déterminer la meilleure pour un environnement de fonctionnement donné.

**Lab** : est un module de test virtuel qui comprend le calcul rapide des cartes de rendement et de pertes et la simulation des cycles de fonctionnement.

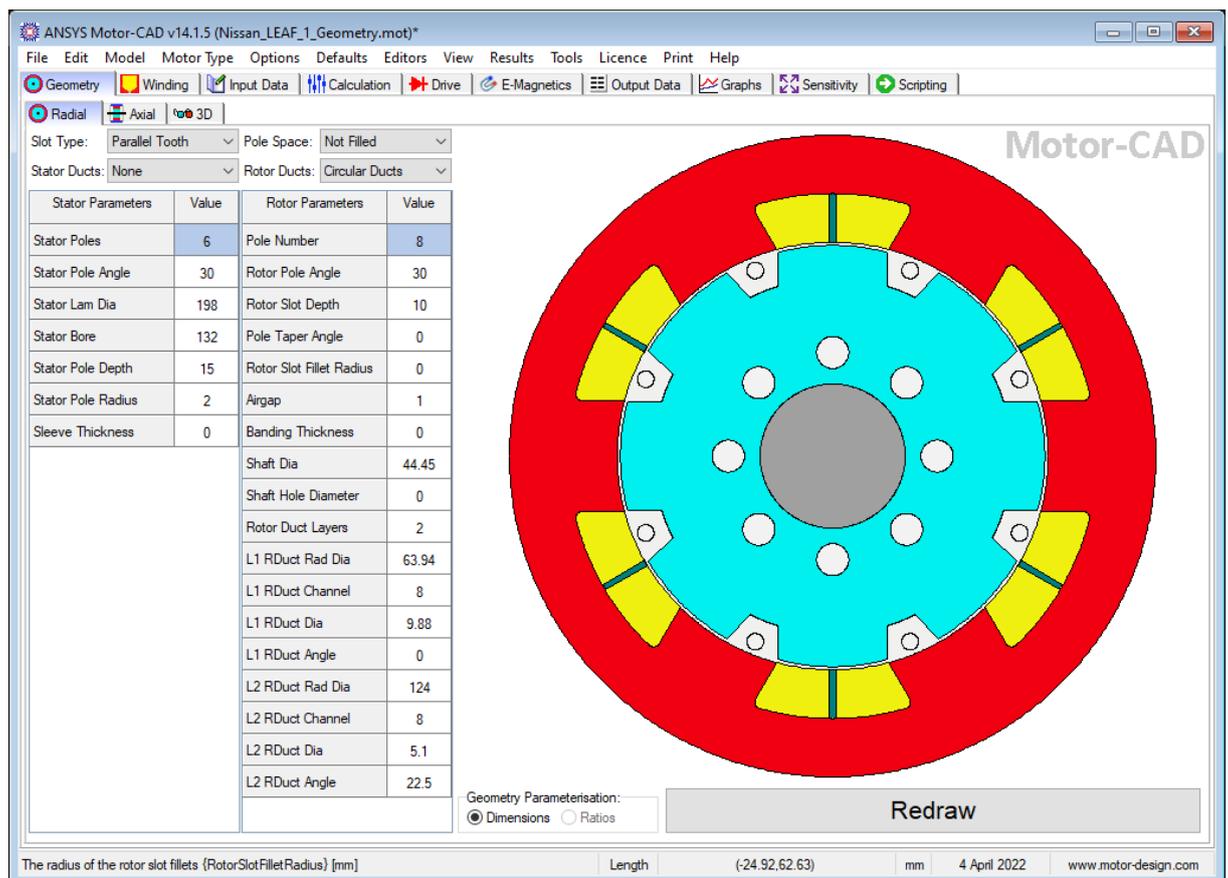


Fig.III.3 : Fenêtre du logiciel ANSYS Motor-CAD

### III.4. Géométrie de la machine

En utilisant les paramètres disponibles du moteur Nissan LEAF, on a réalisé la géométrie de la machine sous l'environnement du Motor-CAD. Les figures ci-dessous montrent la représentation géométrique de la machine :

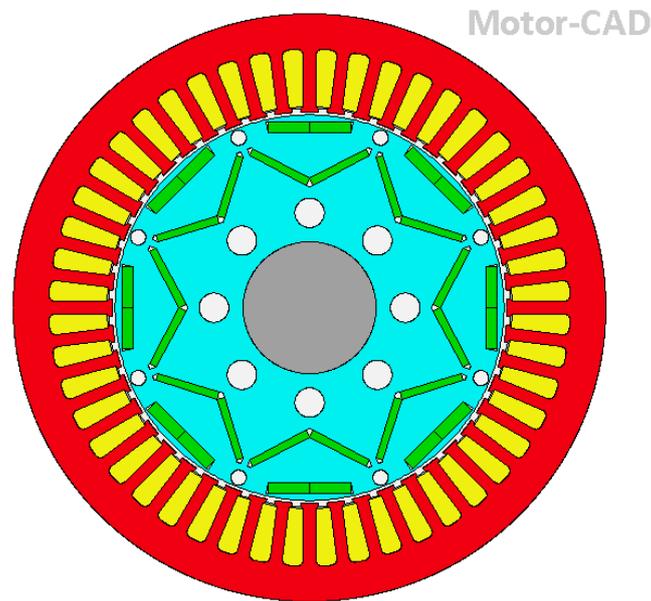


Fig.III.4 : Géométrie radiale de moteur LEAF

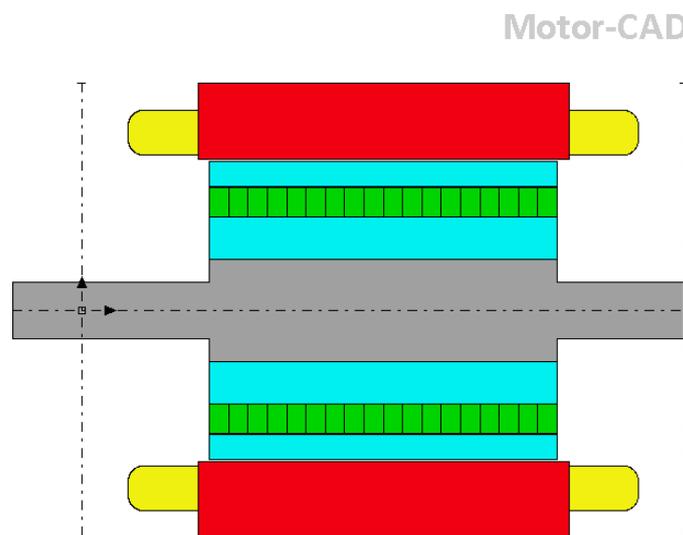
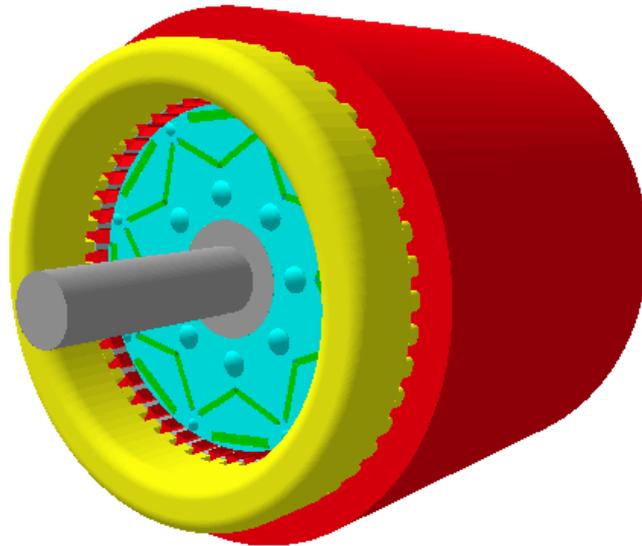


Fig.III.5 : Géométrie axiale de moteur LEAF



**Figure.III.6 :** Vue en 3D de moteur LEAF

### III.5. Calcul du bobinage

Le bobinage du moteur est de type imbriqué, à une seule couche et est calculé à partir des paramètres suivants :

- $Z$  : nombre d'encoche
- $p$  : nombre de paires de pôles
- $m$  : nombre de phases

Les paramètres de sa construction sont donnés par les formules suivantes :

- Nombre d'encoches par pôle par phase  $q$  :

$$q = \frac{Z}{2.p.m}$$

- Le pas polaire  $\tau_p$

$$\tau_p = \frac{Z}{2p}$$

- Le pas d'enroulement  $Y$

$$\gamma = \frac{Z}{2p} \pm \varepsilon$$

- L'angle entre deux encoches consécutives  $\alpha$

$$\alpha = \frac{360 \cdot p}{Z}$$

- Le décalage entre deux phases consécutives  $a$

$$a = \frac{120^\circ}{\alpha}$$

- Le décalage entre deux bobines de la même phase  $\gamma$

$$\gamma = \frac{Z}{p}$$

- La zone de phase  $\tau_v$

$$\tau_v = q \cdot \alpha$$

D'une manière générale, le facteur d'enroulement  $K_w$  s'exprime comme suit :

$$K_w = K_d \cdot K_r \cdot K_i$$

Où :

- $K_d$  facteur de distribution,
- $K_r$  facteur de raccourcissement
- $K_s$  facteur d'inclinaison

Avec

$$K_d = \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha}{2q}\right)}$$

Et

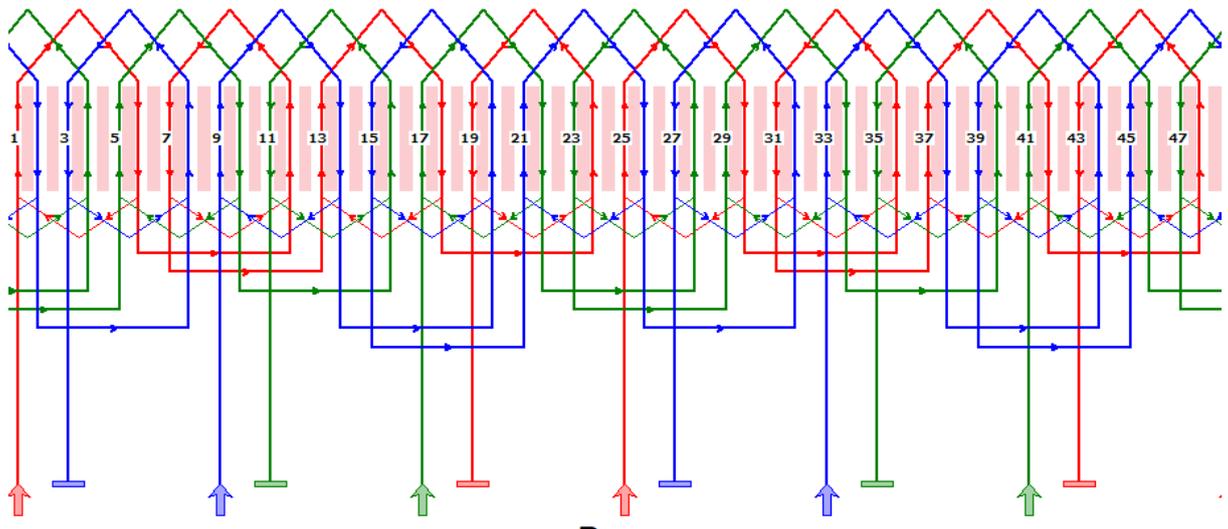
$$Kr = \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)$$

B : rapport de raccourcissement       $\beta = \frac{\gamma}{\tau}$

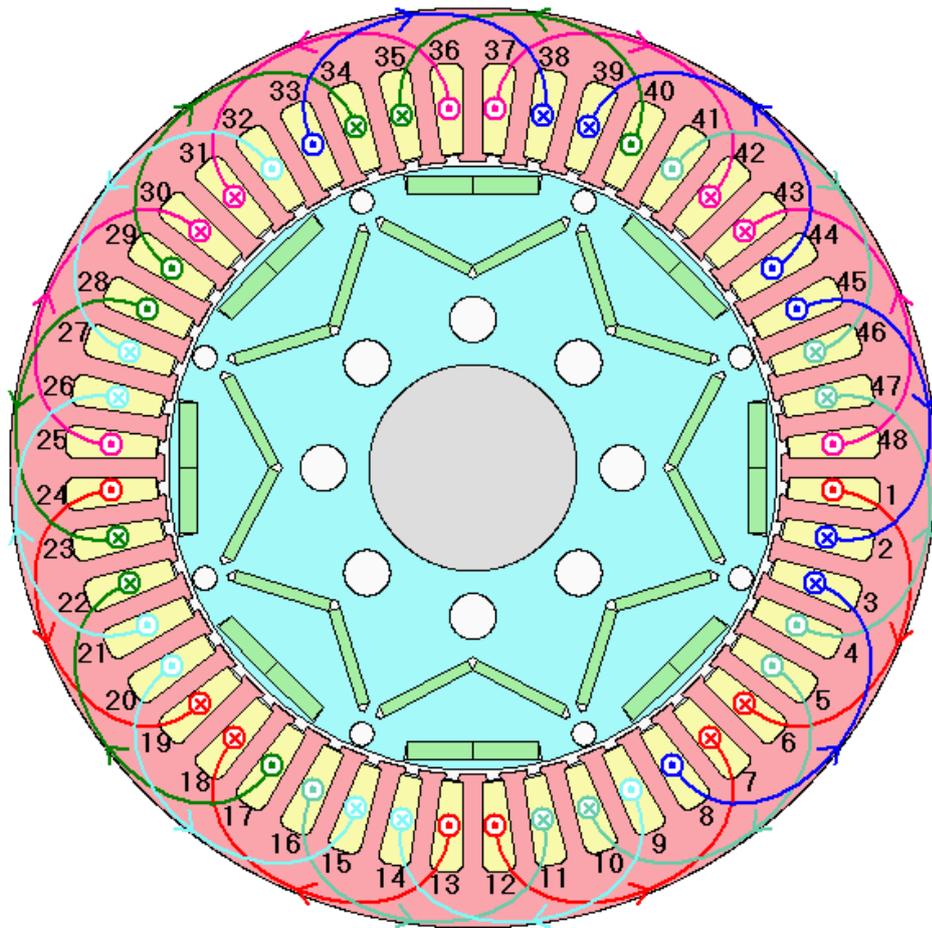
**Tableau III. 2** : Caractéristiques des bobines statoriques.

Caractéristique	Valeur
Nombre d'encoches par pôle et par phase	2
Pas polaire $\tau$	6
Facteur de bobinage $k_w$	0.826
Zone de phase $\tau_v$	60°
Pas d'enroulement $\gamma$	5

Les paramètres trouvés ont été appliqués pour concevoir notre bobinage sur le logiciel. La figure (III. 4) et le figure (III.5) Représentent le schéma panoramique et radiale la distribution du bobinage :

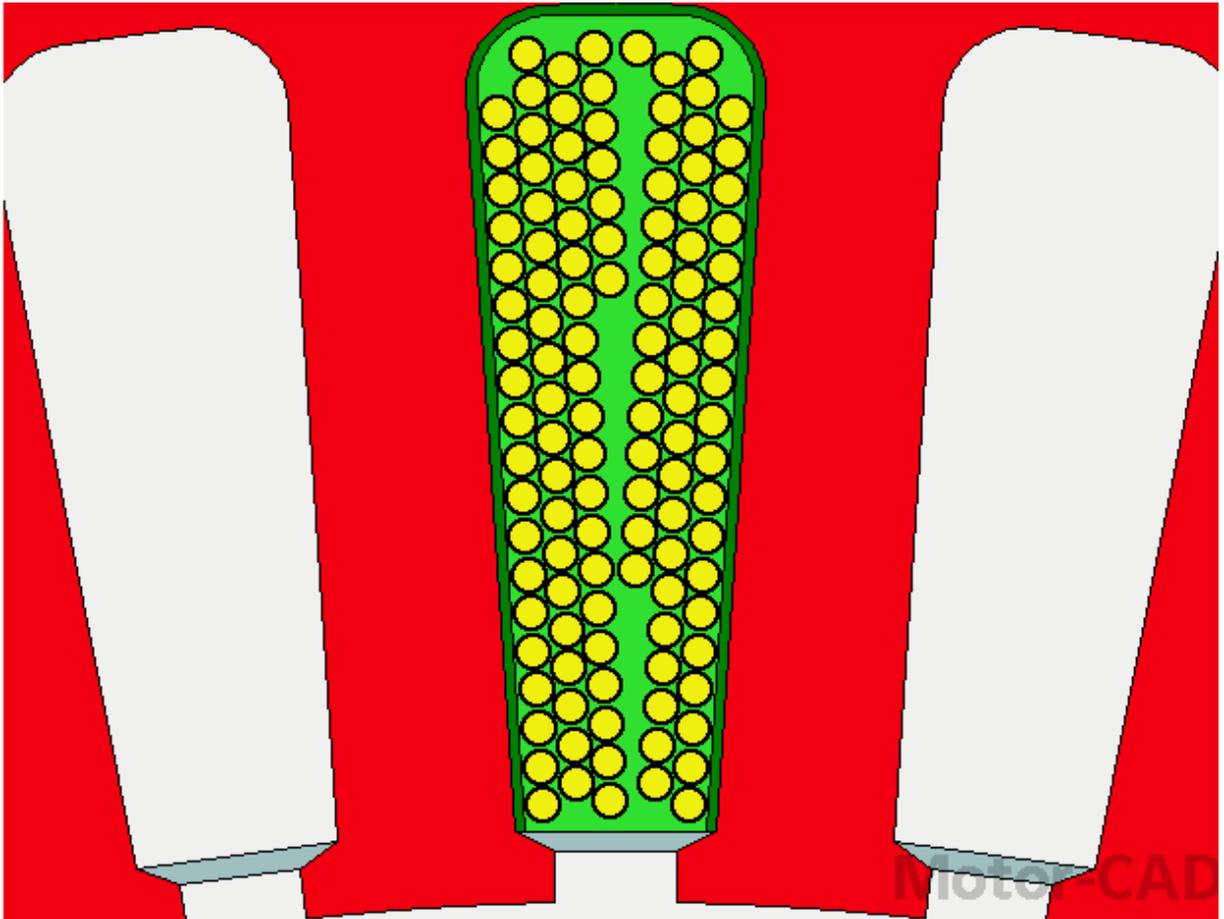


**Figure III. 7** : schéma de bobinage



**Figure III. 8 :** Distribution de bobinage

L'enroulement utilisé pour ce moteur est un enroulement distribué bobiné entier. Ceci a l'avantage de réduire la quantité du cuivre utilisé pour les têtes des bobines, et aussi pour éliminer certaines harmoniques.



**Fig.III.9 :** L'emplacement des conducteurs dans les encoches statoriques

Le logiciel nous permet de préciser les dimensions des conducteurs et la surface de l'encoche remplie par des conducteurs. Ça nous permet de déterminer le type d'enroulement, l'épaisseur de l'isolant et visualiser la répartition des conducteurs dans les encoches.

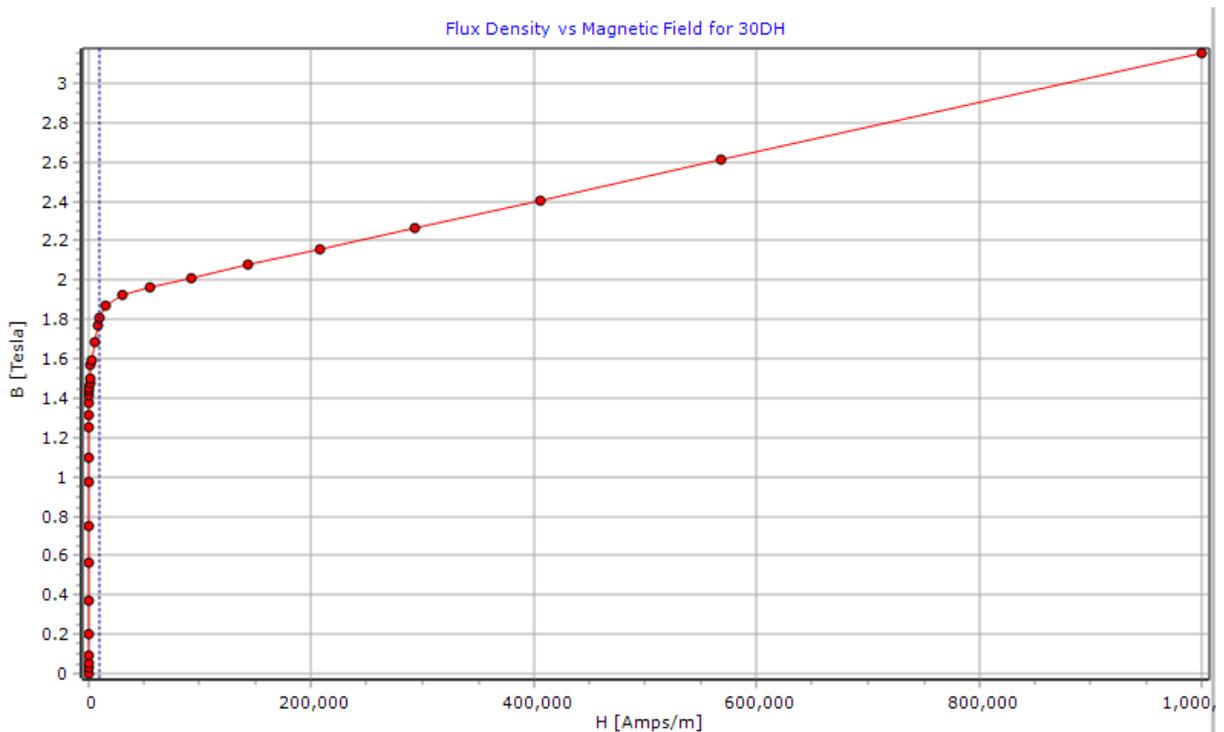
### **III.6. Matériaux utilisés dans la machine**

Le choix des matériaux à utiliser dans une machine est très important. Avec beaucoup d'emphase sur la nécessité d'équilibrer entre performance et économie. Le poids des matériaux utilisés est tout aussi important pour que le poids du moteur soit le plus léger possible afin de réduire le poids de la voiture et d'augmenter la mobilité. Les aimants en néodyme fer-bore (NeFeB) sont devenus les principaux candidats à une utilisation commerciale en raison de leur coût désormais plus abordable et de leur sensibilité à la température plus faible par rapport à leurs homologues. Ainsi, le moteur utilise des aimants N30UH, du Cuivre Recuit pour le bobinage et de l'acier 30DH pour

les tôles du stator et du rotor. Les principales caractéristiques des matériaux, y compris la perte de fer dans l'acier et la première courbe d'aimantation, sont données ci-dessous.

### III.6.1. La Courbe de première aimantation

Pour les matériaux ferromagnétiques, lorsqu'ils sont soumis à un champ magnétique variable pour la première fois, on obtient la courbe de première aimantation. Pour le 30DH, le matériau utilisé dans la lamination du rotor et celui du stator. La courbe de première aimantation est donnée par la figure III.10.



**Fig.III.10** : Courbe de première aimantation de la tôle N30DH

### III.6.2. Courbe des pertes spécifiques de la tôle N30DH

Les pertes fer dans les tôles sont présentées dans la figure ci-dessous. La méthode utilisée pour calculer les pertes dans ce cas c'est la méthode de Bertotti appliqué pour trouver les courbes de variation de pertes à des fréquences différentes en fonction de l'induction.

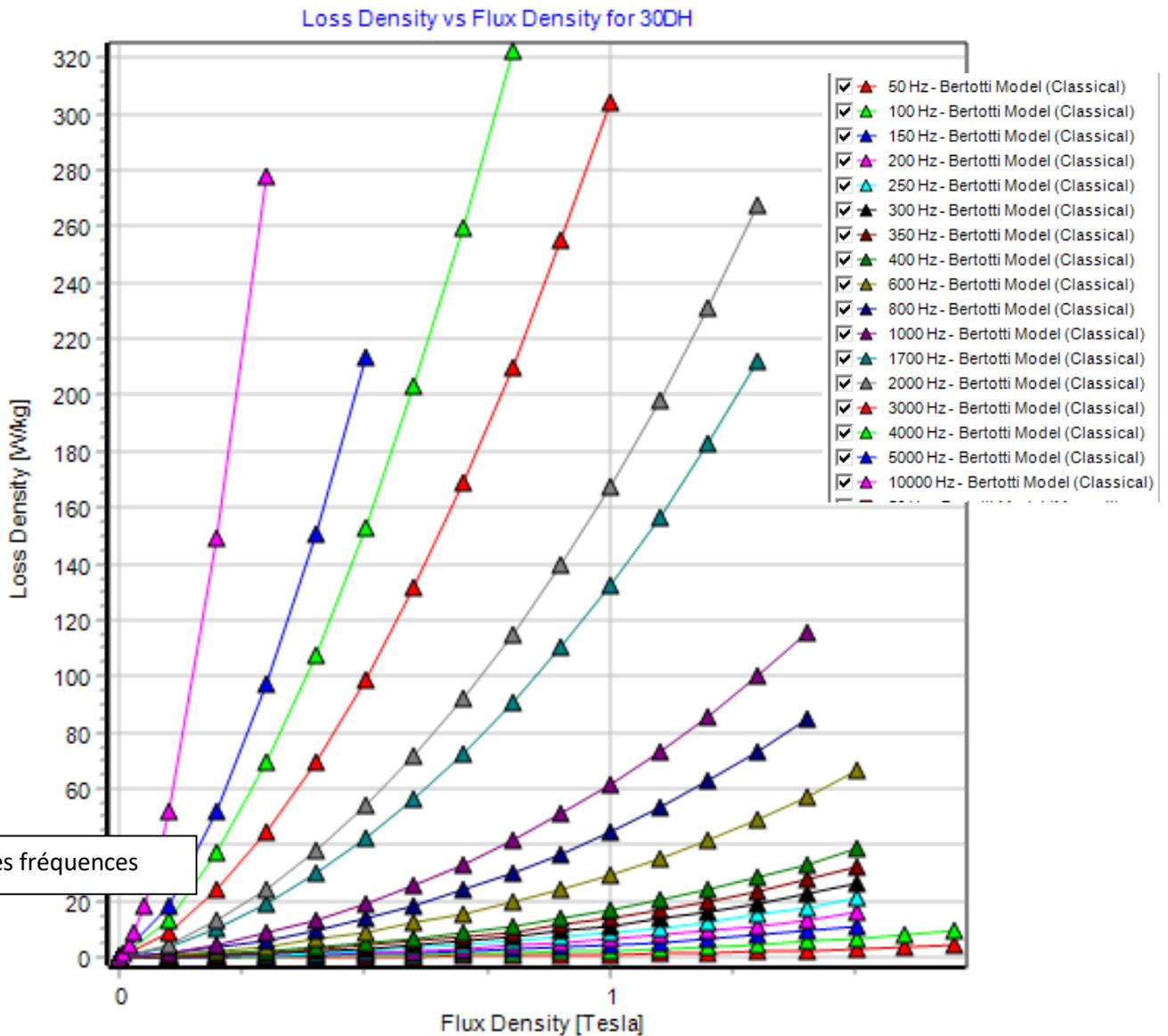


Figure III.11. Courbe des pertes spécifiques de tôle N30DH

### III.7. Résultats de la simulation électromagnétique

#### III.7.1. Le maillage

Motor-CAD utilise la méthode des éléments finis pour calculer la répartition du flux à travers de la machine. On constate que le maillage est plus concentré dans l'entrefer et les encoches. C'est parce que l'entrefer c'est là où l'interaction électromagnétique se passe et les encoches contient les conducteurs qui sont la source du courant utilisé pour la création du champ tournant.

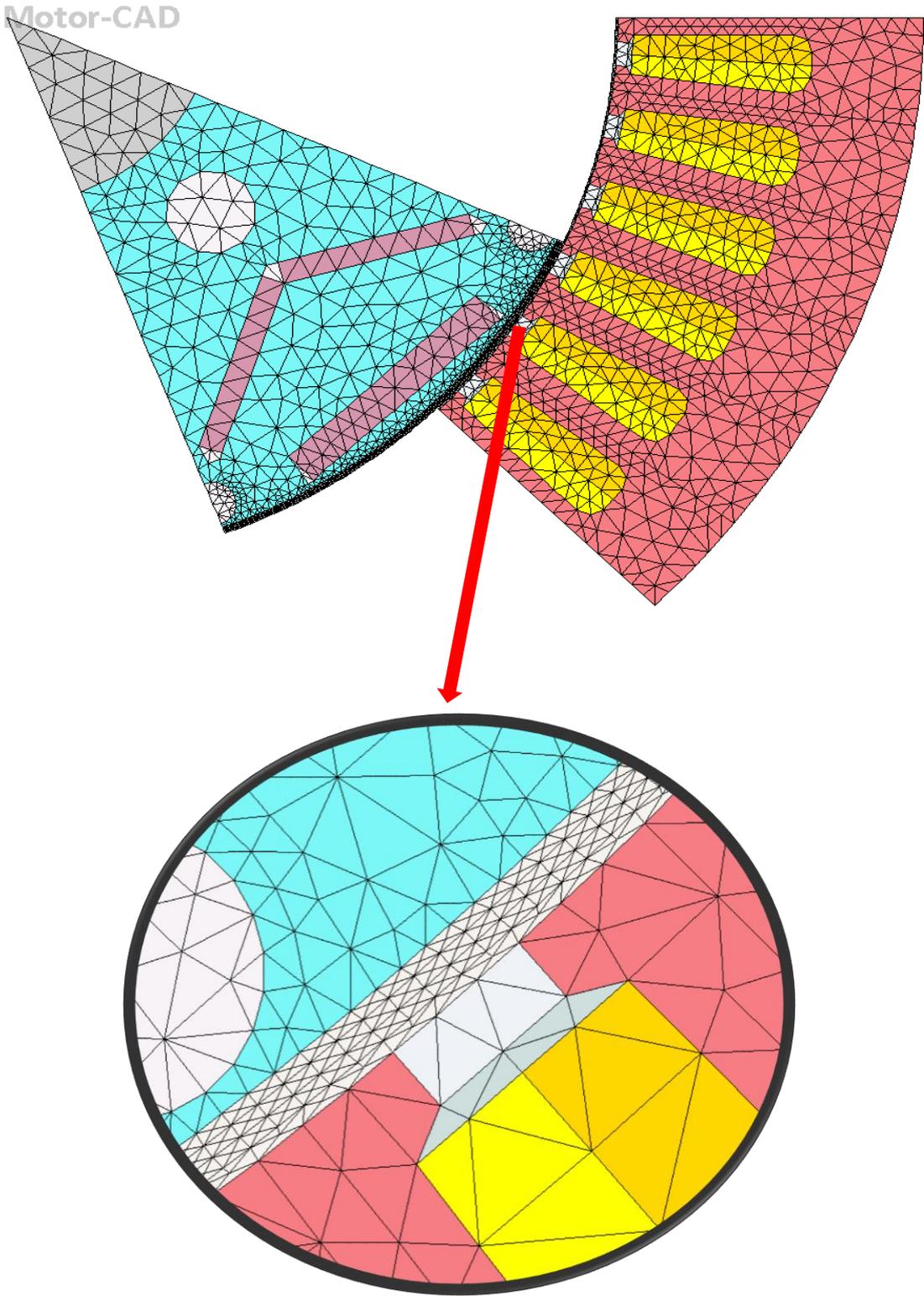
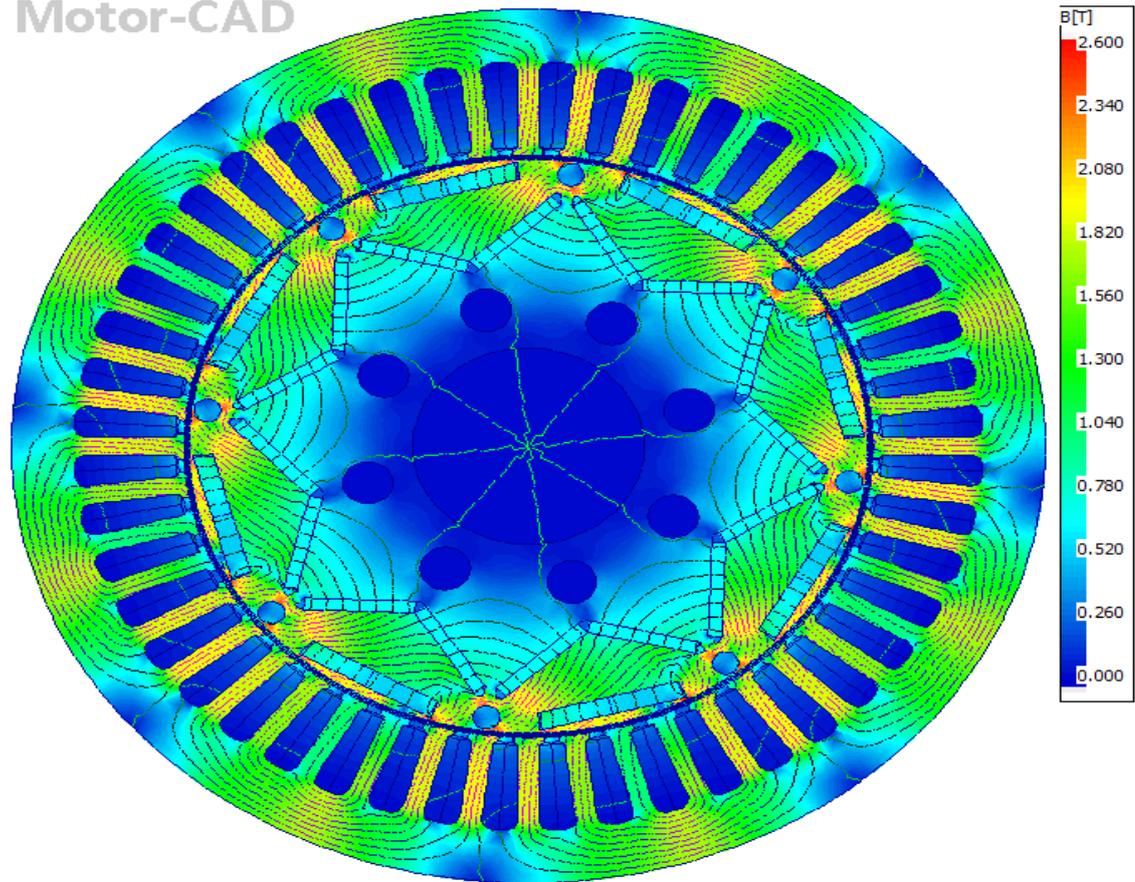


Figure.III.12 : Maillage de moteur

### III.7.2. Cartographie du champ magnétique

#### Motor-CAD

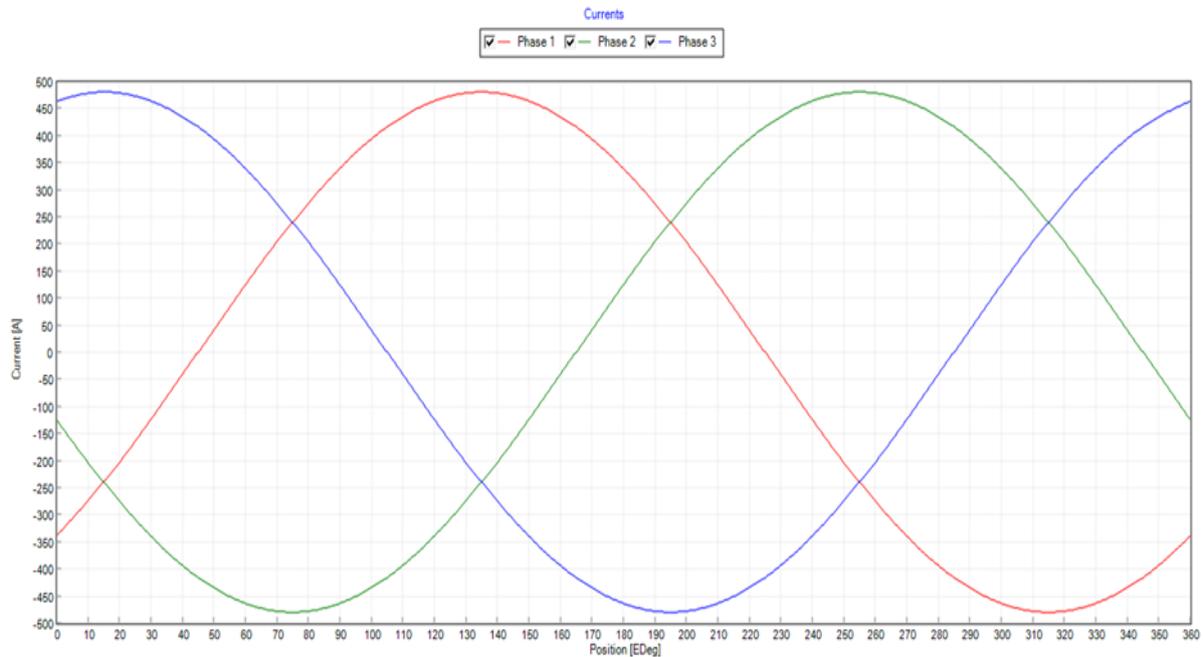


**Fig.III.13 :** Distribution du flux dans la machine

La figure III.13 montre la distribution du flux et l'induction magnétique dans la machine. L'induction est plus concentrée autour des régions qui ont des formes angulaires.

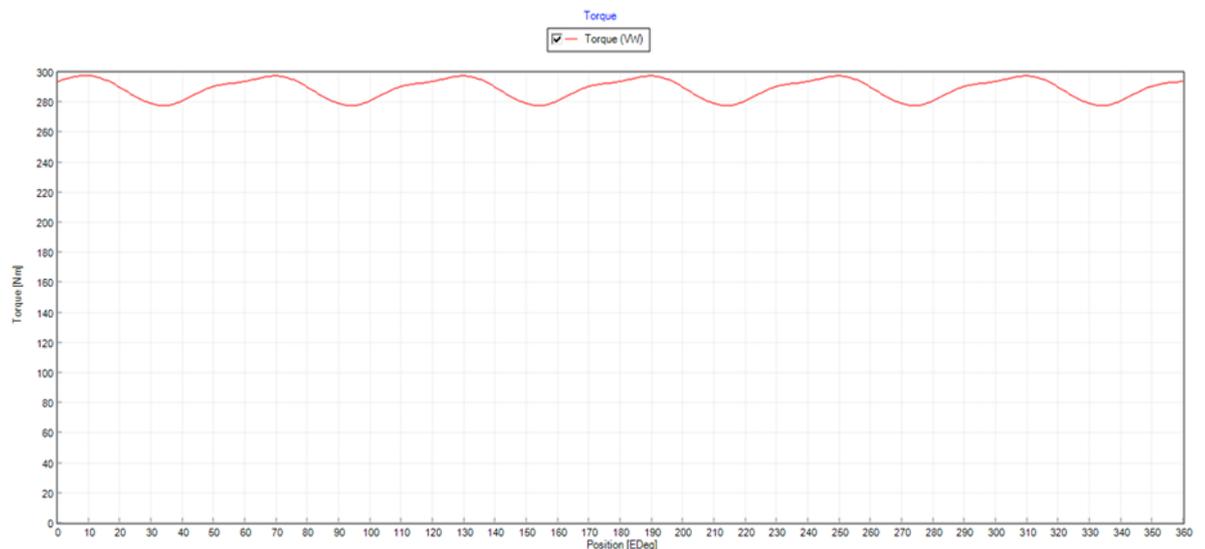
### III.7.3. Caractéristiques électromécaniques

Les figures (III.14) et (III.15) représentent les caractéristiques électrique et mécanique, du moteur.



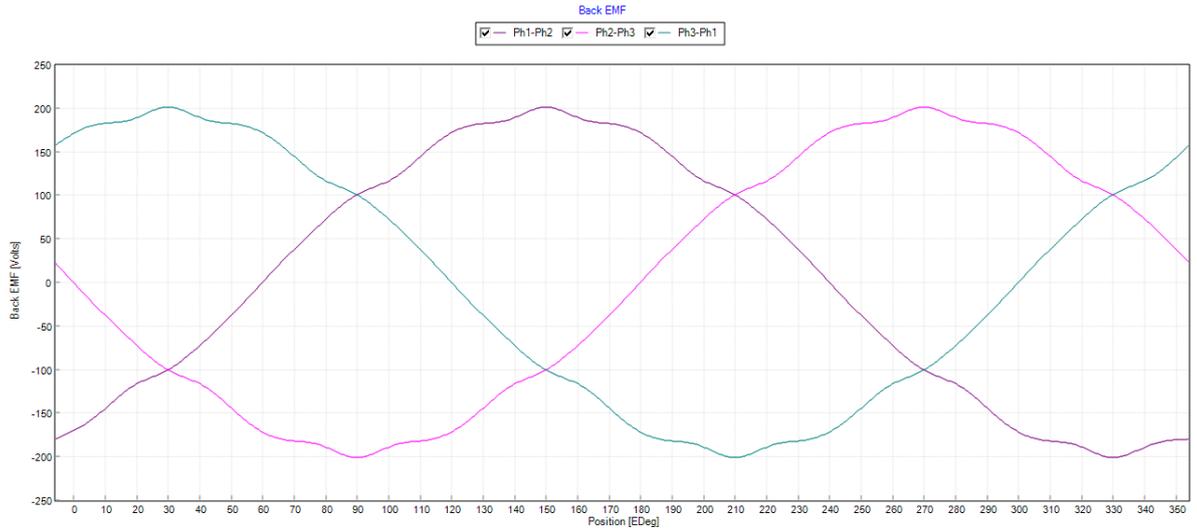
**Fig.III.14** : Allure des courants statoriques

Les courants aux bornes de la machine sont parfaitement sinusoïdaux et sont décalés 120° les uns à l'autre. Ils ont la même valeur maximale et sont bien équilibrés.



**Fig.III.15** : Couple produit à l'arbre du rotor

Le couple produit a une valeur moyenne constante, comme le rotor est non-saillant et le flux est uniformément réparti sur le stator.

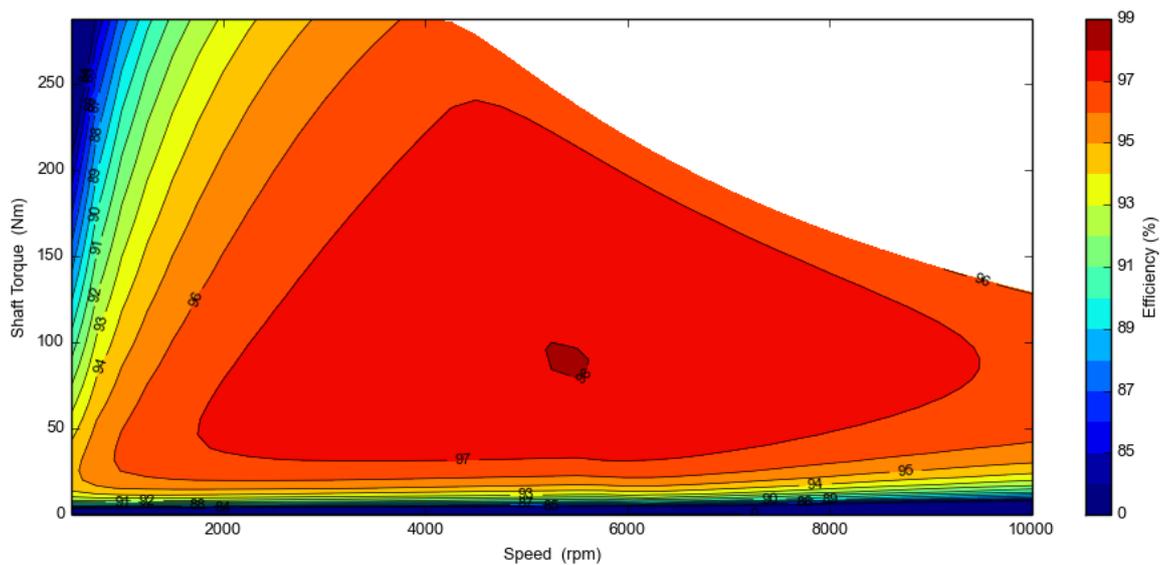


**Fig.III.16** : la f.é.m. retour

L'utilisation des aimants aboutit à la création d'une f.c.é.m qui s'oppose au sens de la f.é.m. Cette perturbation qui constitue un inconvénient de ce type de moteur et doit être limitée.

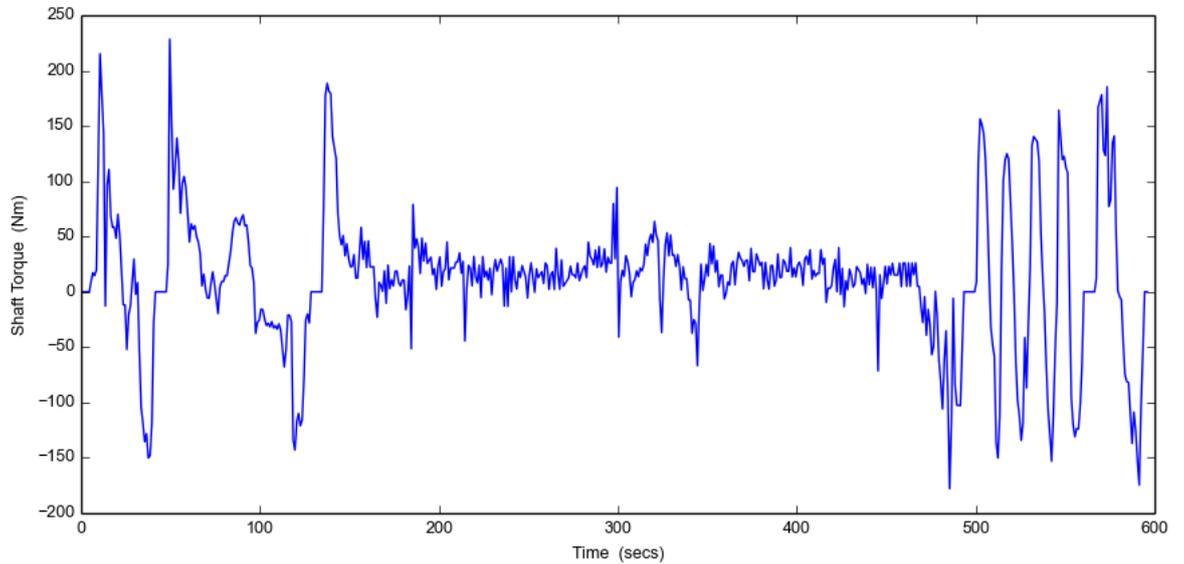
#### III.7.4. Carte de rendement et cycle de conduite

Un moteur de propulsion de qualité doit avoir un couple et un rendement élevé dans une large plage de vitesse, tout en ayant une grande fiabilité. En utilisant carte d'efficacité sur un cycle de conduite, on peut visualiser la gamme de vitesse dans laquelle le moteur pourra marcher avec un maximum de rendement.



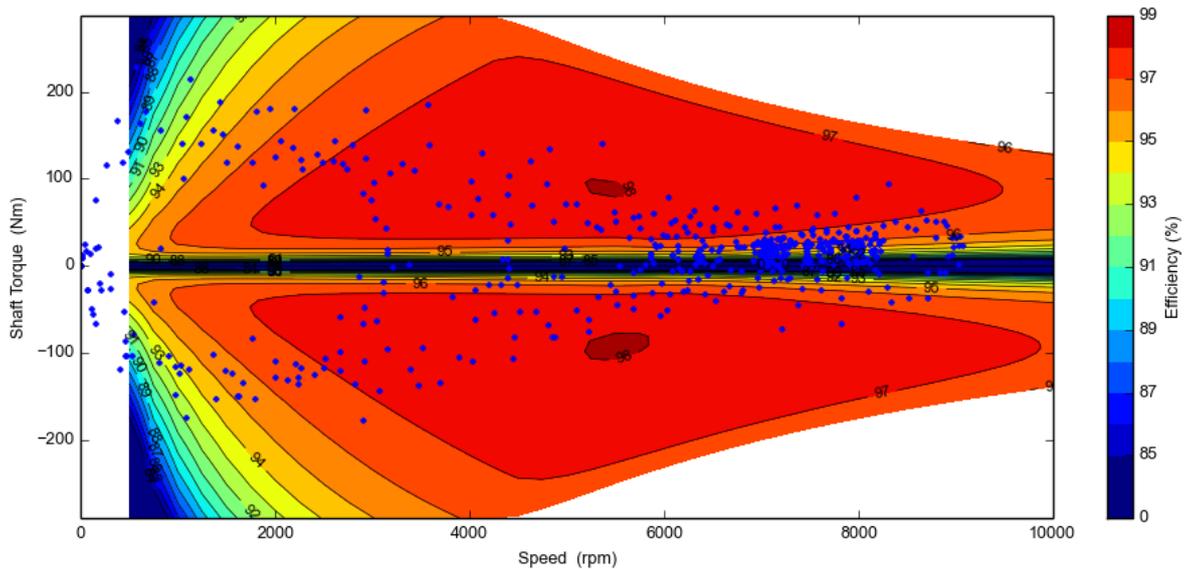
**Fig.III.17** : Carte de rendement du moteur.

On peut simuler la performance de la machine sur un cycle de conduite ou circuit pour analyser la variation du couple et autres paramètres lorsque la voiture traverse ce circuit en changeant entre fonctionnement moteur et générateur.



**Fig. III.18 :** Variation du couple en traversant le cycle de conduite US06

En intégrant les points du fonctionnement lors du cycle de conduite dans la carte de rendement on obtient les résultats suivants :



**Fig. III.19:** Carte d'efficacité avec les points du conduite intégrés

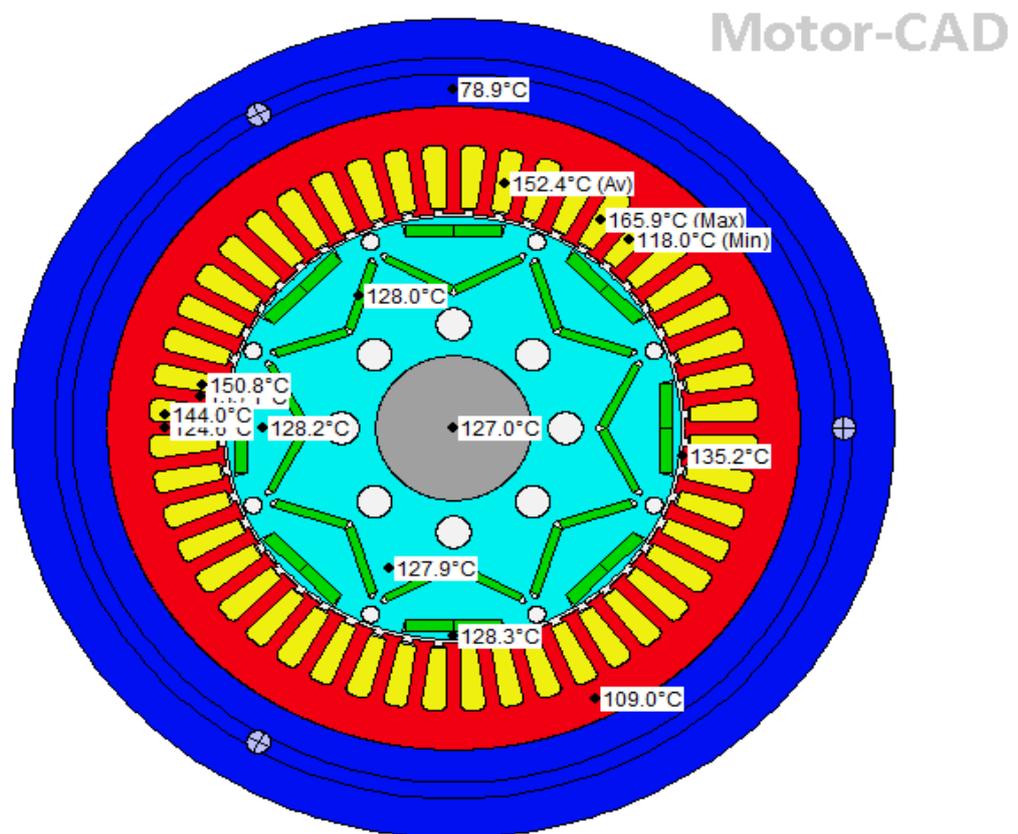
En traversant le cycle de conduite, on peut remarquer que la plupart des points de fonctionnement sont trouvés dans les zones où il y a un rendement de la machine au-

dessus de 92%. Evidemment au démarrage lorsqu'il faut un grand couple, le rendement n'est pas à la hauteur, mais à vitesse normale la machine travaille avec un très bon rendement.

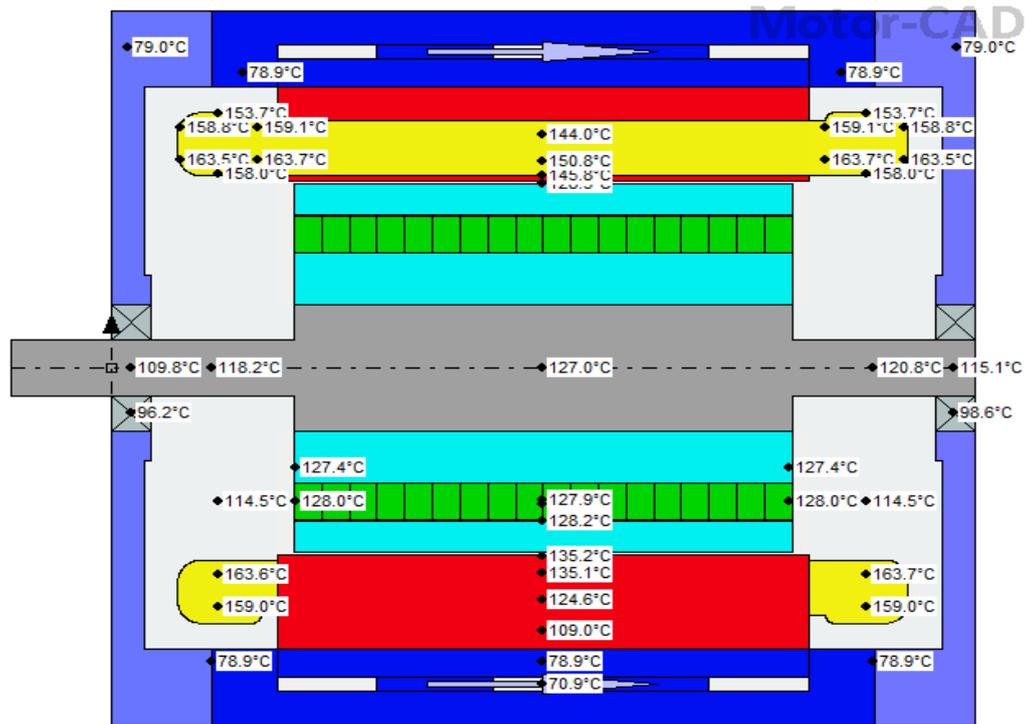
### III.8. Etude Thermique

#### III.8.1. Distribution de la température avec circuit de refroidissement

Pour l'étude thermique, on a introduit la carcasse et le circuit de refroidissement utilisés dans la machine. Une simulation de la répartition des températures autour des différents composants de la machine est faite pour un fonctionnement dans un régime établi. Voici les températures qui se présentent dans les figures III.20 et III.21

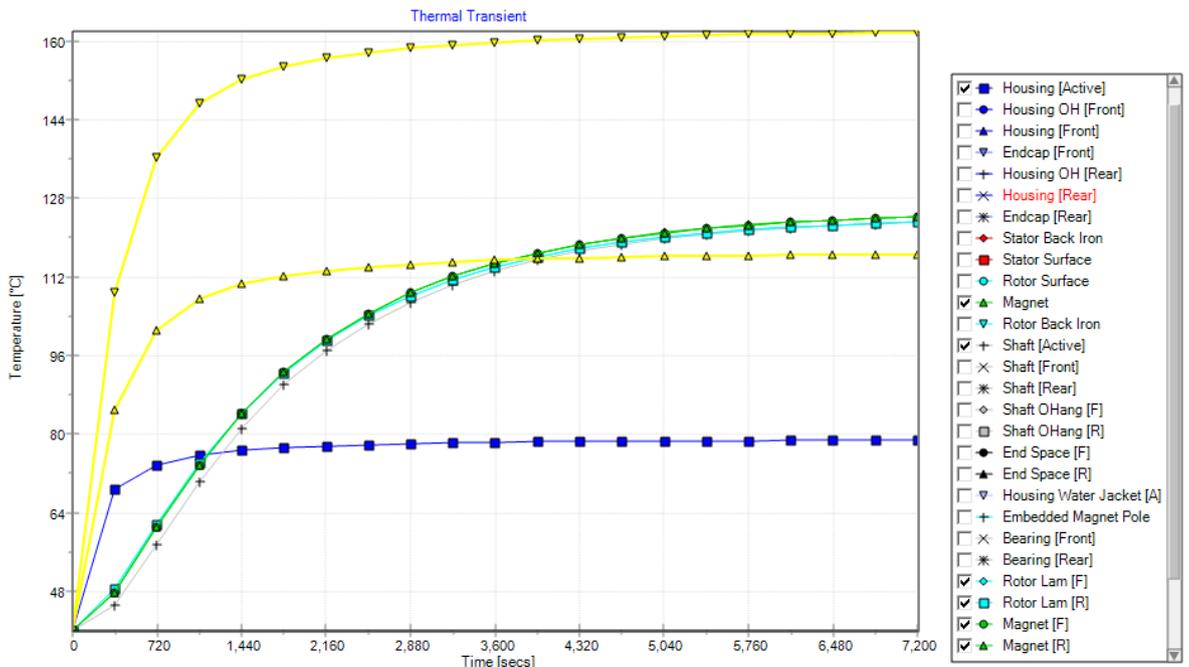


**Fig.III.20** : Vue radiale de la distribution de température du moteur par Ansys Motor-CAD.



**Fig.III.21 :** Vue axiale de la distribution de température du moteur de test par Motor-CAD

La température la plus élevée se trouve au niveau des têtes de bobines, et la carcasse registre les plus basses températures, comme le circuit de refroidissement s'y trouve.

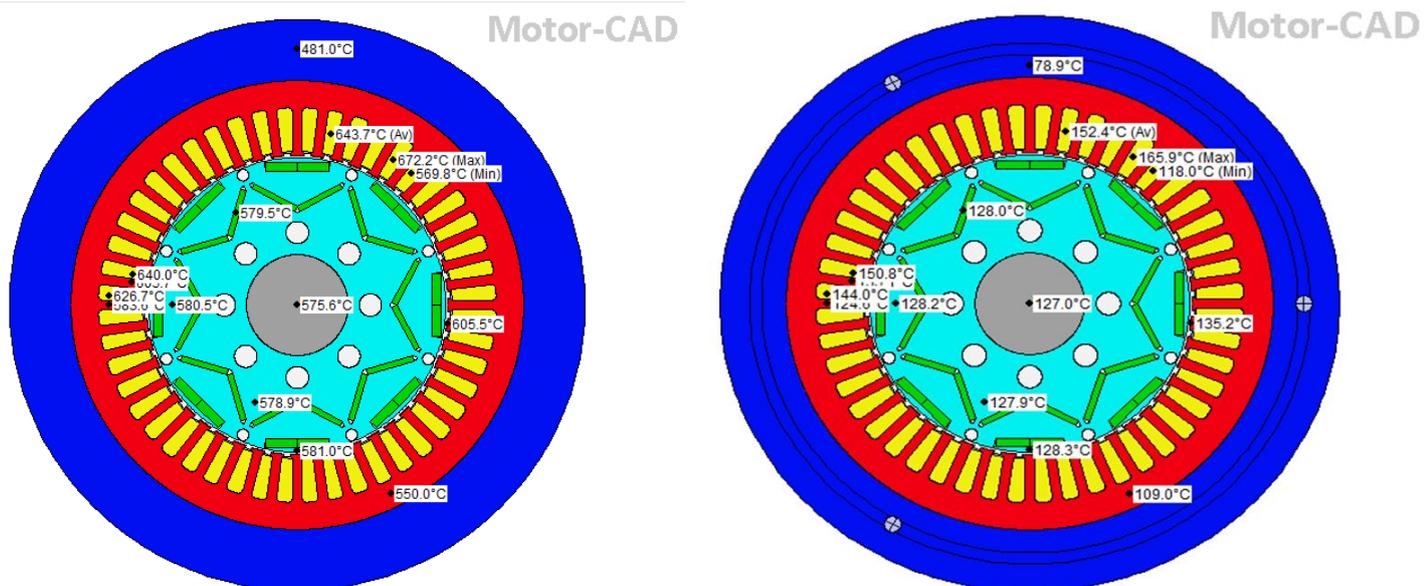


**Fig. III.22 :** Variation des températures pendant une période de fonctionnement transitoire

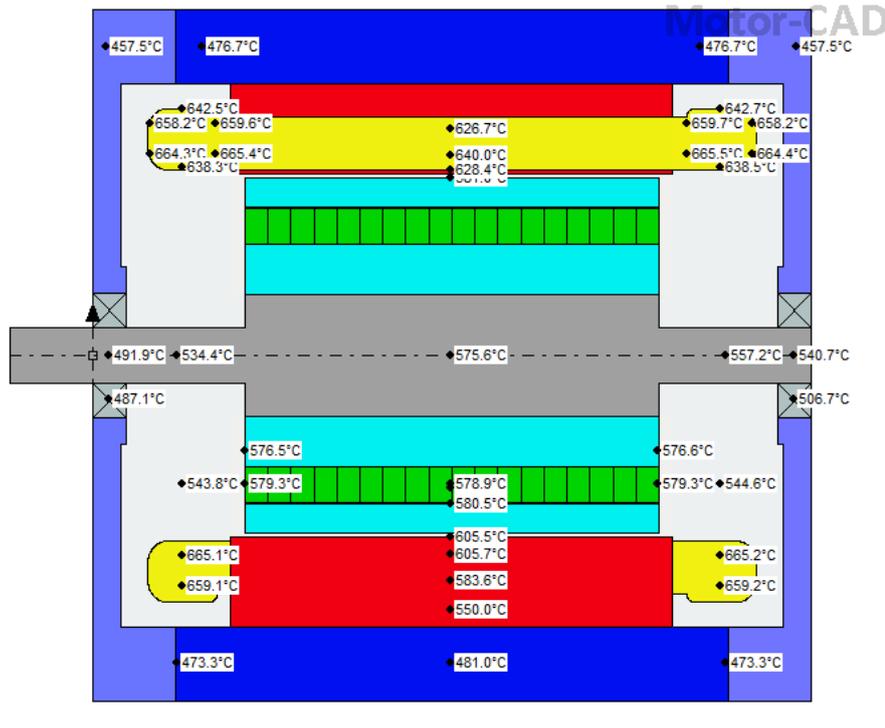
Une simulation thermique pour une période transitoire a été fait pour observer la variation de la température du démarrage jusqu'au fonctionnement nominal.

### III.8.2 Distribution de température en absence de circuit de refroidissement

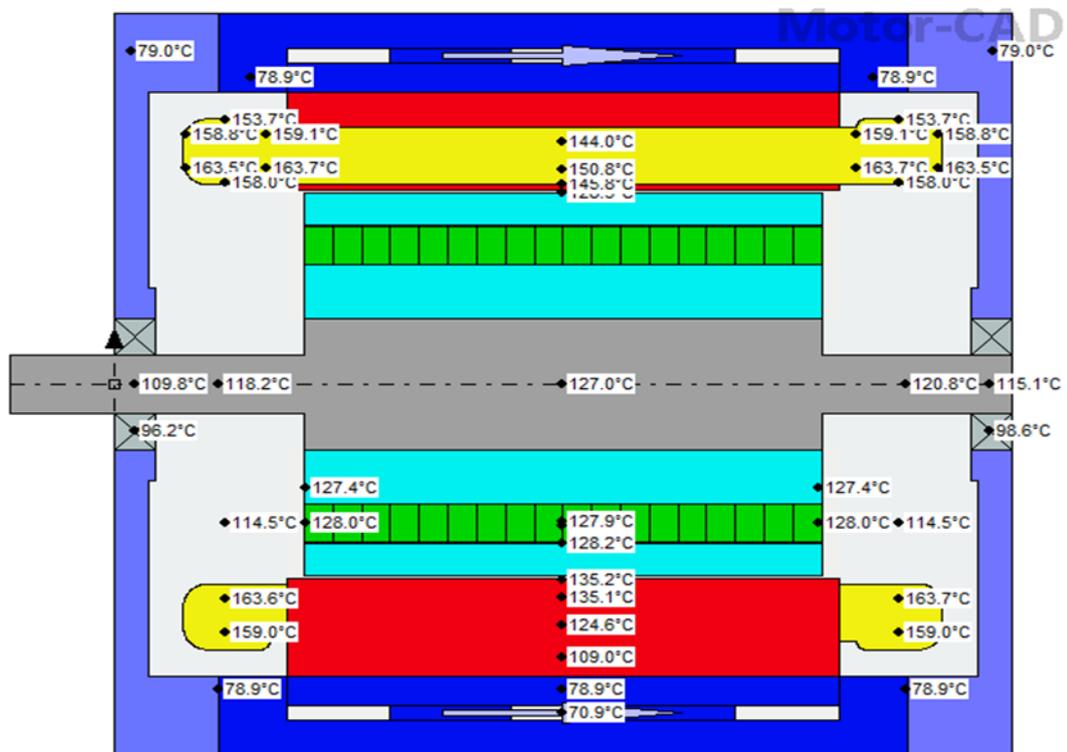
Les performances d'une machine sont largement limitées par l'échauffement, et les températures élevées de la machine présentent le risque de détruire l'isolant et d'engendrer ainsi une série de défauts et de défauts dans la machine. Le liquide de refroidissement utilisé dans ce circuit de refroidissement est EGW 50/50, une combinaison de quantités égales d'éthanol glycol et d'eau. Pour illustrer l'importance du mécanisme de refroidissement, à savoir la chemise d'eau du boîtier dans ce cas, une simulation des températures de la machine avec et sans refroidissement est effectuée ci-dessous.



**Fig.III.23 :** Vue radiale de la distribution de température du moteur a) sans un circuit de refroidissement et b) avec un circuit de refroidissement



**Fig.III.24** : Vue axiale du moteur sans circuit de refroidissement



**Fig.III.25** : Vue axiale du moteur avec refroidissement

Le système de refroidissement a un rôle indispensable dans le fonctionnement de la machine, permettant au moteur de fonctionner à des températures favorables

pendant toute la durée de l'entraînement, ce qui à son tour améliorera le rendement de la machine et prolongera la durée de vie de la batterie.

### **III.9. Conclusion**

Dans cette partie du travail nous avons choisi d'étudier un moteur synchrone à aimants permanents, et faire son analyse électromagnétique et thermique. En partant de la géométrie de la machine, du bobinage et des matériaux utilisés, une étude approfondie du moteur a été réalisée. Nous avons réalisé les graphiques du couple, courant, force contre-électromotrice pour observer l'allure des signaux de sortie et aussi analyser le comportement de la machine sous un cycle de conduite, ainsi qu'apprécier le rendement de la machine tout au long de ce circuit. À partir de là, nous sommes en mesure de comprendre comment le moteur fonctionnera dans différentes circonstances et, en fin de compte, de juger pour quels terrains et quelles conditions le moteur fonctionne le mieux.

**Chapitre IV**

**Etude Paramétrique  
du moteur électrique  
de la Nissan LEAF**

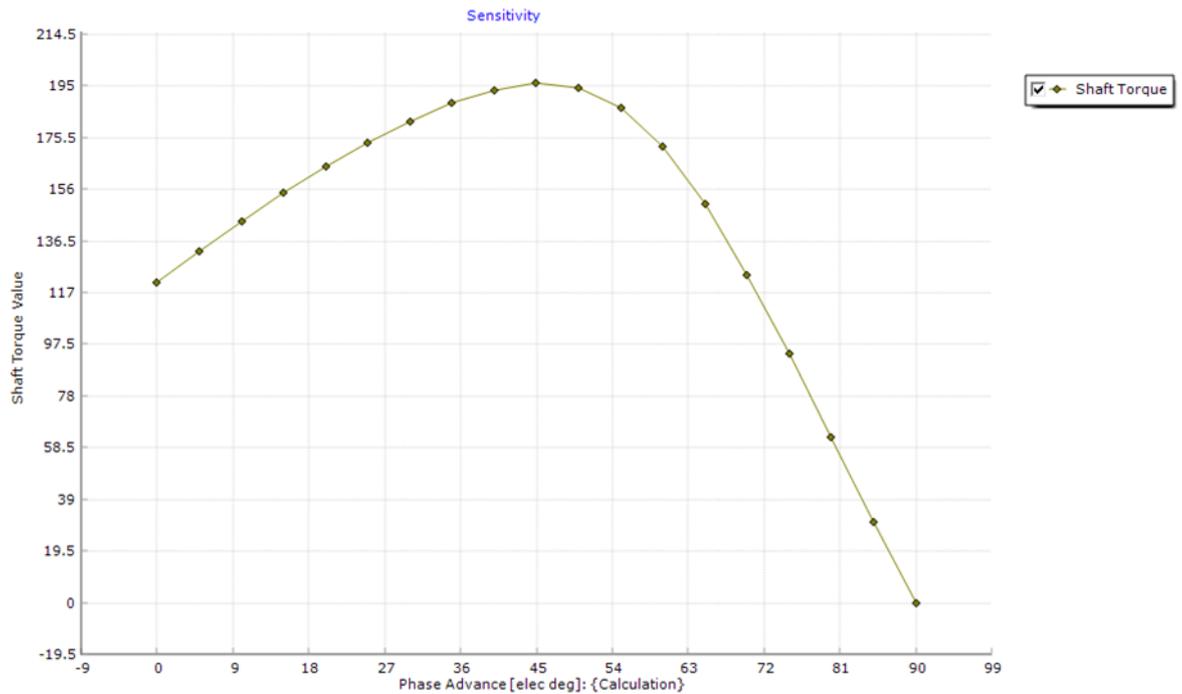
### **IV.1. Introduction**

Le moteur parfait n'existe pas, pour chaque topologie de moteur conçue il y a toujours des contraintes et des inconvénients à son utilisation. Selon l'application, certaines topologies de moteur présentent certains avantages en termes de performances par rapport à d'autres. Le but est de produire un moteur avec le meilleur rendement possible et avec le moins de pertes possible. Le problème ici est triple, la machine doit être capable de fortes capacités électromagnétiques, avec une mécanique robuste et un refroidissement suffisant. Les meilleurs matériaux peuvent ne pas être viables à utiliser en raison de leur coût et d'autres propriétés mécaniques, car le coût et le poids de la machine doivent être maintenus au minimum. Pour les moteurs utilisés dans les véhicules électriques, le moteur synchrone à aimants permanents intérieur à reluctance variable (MSAPIRV) s'est imposé comme le principal candidat, en raison de sa combinaison des fortes qualités des moteurs à aimants permanents et des moteurs à réluctance. Au cours du processus de conception, chaque paramètre doit être soigneusement calculé ou choisi pour fournir à la voiture un moteur efficace, fiable et durable.

Dans ce qui suit, nous allons étudier l'effet de l'inclinaison des aimants, ainsi que leur nombre des couches sur les performances dynamiques de moteur étudié précédemment. En plus, on va voir l'effet de l'angle de phase sur le comportement électromagnétique de la machine.

### **IV.2. Influence de l'angle de phase sur le couple**

L'angle de phase représente la différence de phase entre le courant d'alimentation et la force contre-électromotrice. Afin d'avoir le couple maximal, l'angle de phase doit être soigneusement sélectionné pour s'assurer que le champ tournant statorique et le champ magnétique produit par le courant ont une interaction maximale. D'après la figure ci-dessous, on peut noter que le couple maximal est produit à un angle égal à  $45^\circ$ , celui utilisé dans le moteur officiel de la Nissan LEAF.



**Fig.IV.1** : Variation de couple de l'arbre en fonction d'angle de phase

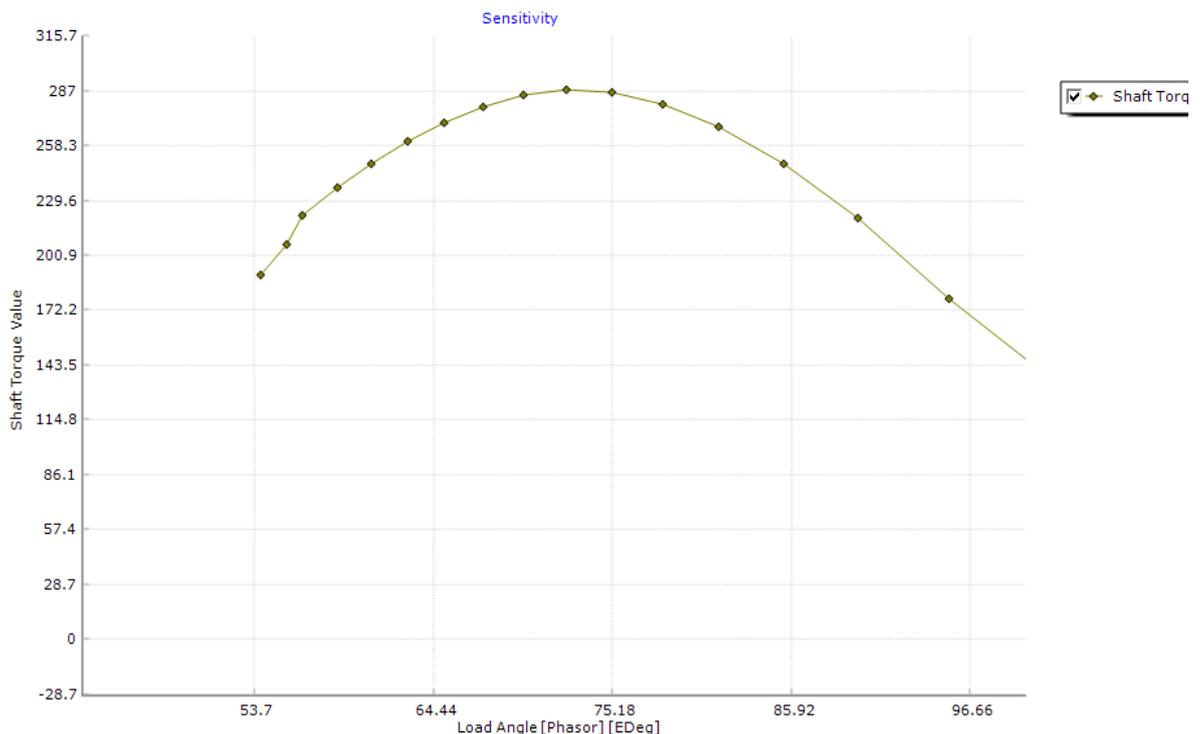
Les aimants permanents du rotor créent un flux magnétique constant qui limite la vitesse maximale du moteur. Lorsque la force contre-électromotrice augmente proportionnellement à la vitesse de rotation du moteur et qu'elle se rapproche de l'amplitude de la tension d'entrée, l'amplitude du courant de phase atteindra zéro. En augmentant le courant de phase, il est possible d'étendre la vitesse maximale du moteur MSAPIRV au-delà de la vitesse maximale nominale. Cela permettra d'utiliser un moteur MSAPIRV plus petit dans de petits véhicules électriques et dans des applications plus importantes, l'utilisation d'un moteur MSAPIRV sans l'utilisation d'une unité de transmission à plusieurs vitesses pour un fonctionnement à grande vitesse.

### IV.3. Influence de l'angle de charge sur le couple

A vide dans un moteur synchrone, les flux rotorique et statorique sont parfaitement alignés et il n'y a pas de décalage entre eux. Lorsqu'une charge est appliquée, le rotor doit continuer à tourner à une vitesse synchrone, mais en raison de l'action retardatrice de la charge, le pôle du rotor est en retard par rapport au pôle du stator. Leurs positions relatives sont déplacées de l'angle  $\delta$  qui est appelé angle de "couple" ou de "charge". Plus la charge appliquée est élevée, plus l'angle de charge est grand. Le couplage magnétique entre chaque pôle stator et rotor se déforme en fonction

de la charge appliquée. Si la charge sur le moteur devient excessive, l'accouplement magnétique cesse et le rotor ralentit jusqu'à ce qu'il s'arrête.

Dans la plupart des machines synchrones, un enroulement d'amortisseur est utilisé pour s'assurer que le rotor ne glisse pas hors du synchronisme, mais grâce aux progrès de l'EDP, un capteur de position connecté à un microcontrôleur peut être utilisé pour surveiller l'angle de charge et s'assurer que les oscillations sont gardés sous contrôle.[17],[5]

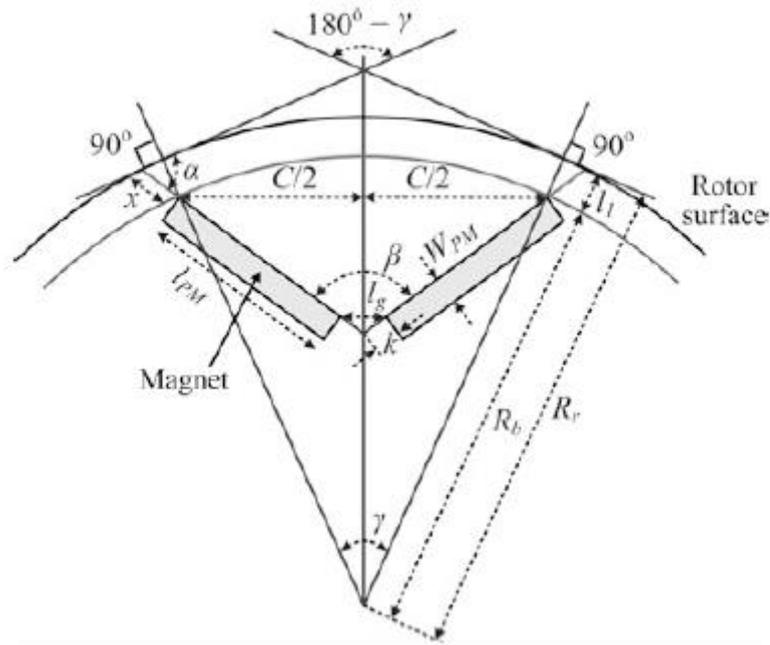


**Fig.IV.2** Variation du couple de l'arbre en fonction d'angle de charge

A partir de ce graphique, on peut visualiser la variation du couple lorsqu'on varie l'angle de charge. L'un des principaux avantages des machines à aimants permanents est qu'elles ont un couple de démarrage relativement élevé, qui couplé au couple de réluctance donnera un couple de démarrage encore plus élevé. En s'assurant que l'angle de charge est d'environ  $70^\circ$  au démarrage, nous pouvons nous assurer que le moteur a le couple de démarrage le plus important, l'angle de charge variant par conséquent pendant la conduite en fonction des exigences de couple du véhicule pour différentes vitesses et terrains.

#### IV.4. Influence de l'angle polaire sur le couple

L'angle du pôle  $V$  fait référence à l'arc de la couche d'aimants en degrés mécaniques. L'angle du pôle  $V$  détermine la répartition du flux à travers la tôle et l'entrefer. En tant que tel, l'angle doit être soigneusement choisi pour s'assurer que le flux est distribué de manière à fournir la liaison de flux maximale et la sortie de couple.



**Fig.IV.3** : Calcul d'angle polaire  $V$

Les équations ci-dessous déterminent les différents paramètres géométriques intervenant dans le calcul des angles polaires :

$$2(l_{pm} + k) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) = C \quad (\text{IV.1})$$

$$2k \cdot \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) = l_g \quad (\text{IV.2})$$

$$k = \frac{l_g}{2 \sin\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad (\text{IV.3})$$

$$C = 2l_{pm} \cdot \sin\left(\frac{\beta}{2}\right) + l_g \quad (\text{IV.4})$$

L'angle  $\beta$ , peut être trouvé à partir de l'équation ci-dessus comme :

$$\beta = 2\sin^{-1}\left(\frac{C-lg}{2lpm}\right) \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

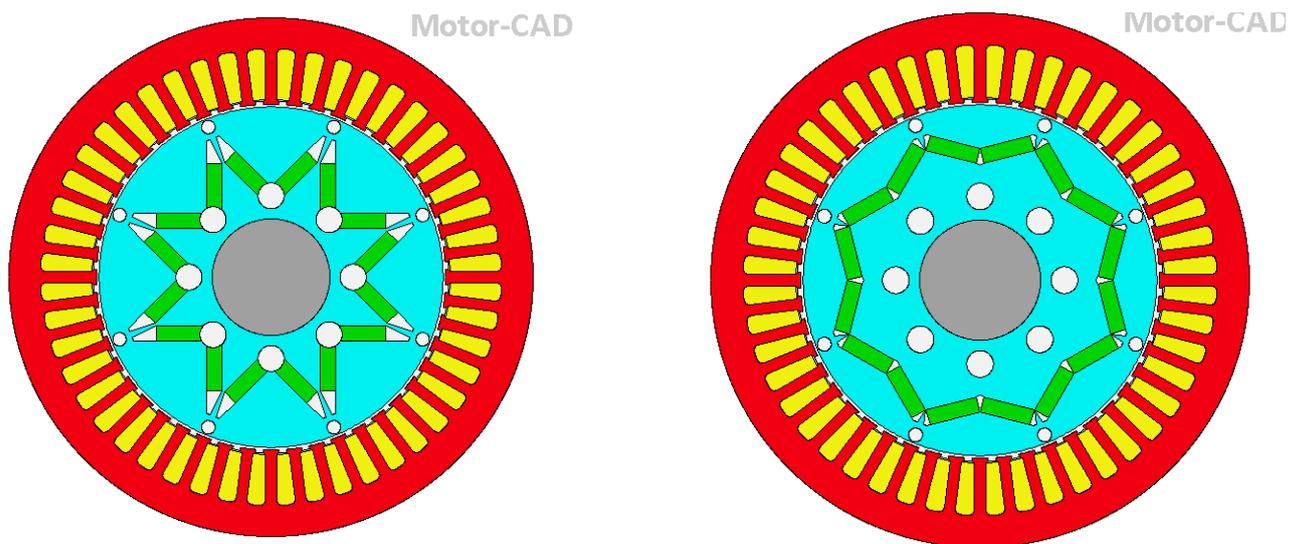
$\beta$ : c'est-à-dire l'angle entre les deux aimants d'un pôle (deg.).

$lpm$  : Longueur de l'aimant (m).

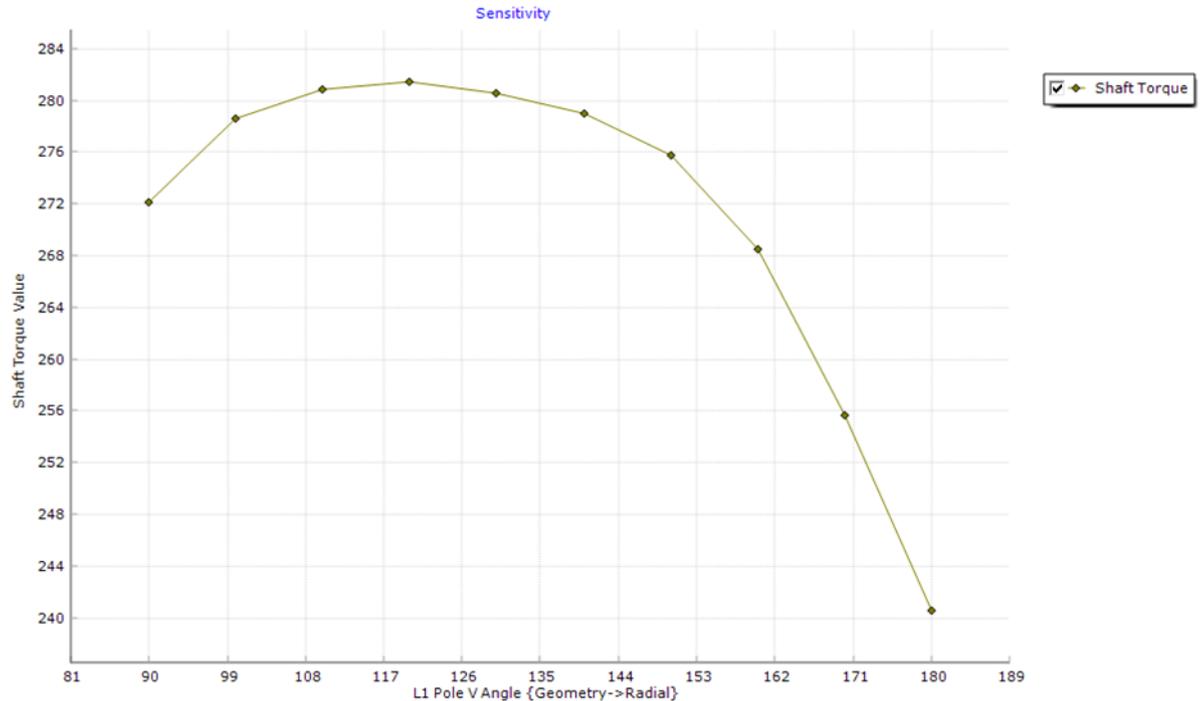
$C$  : Longueur intérieure la plus à l'extérieur entre les bords de l'aimant dans un pôle en forme de V (m)

$lg$  : Longueur intérieure entre les deux bords des aimants dans un pôle en forme de V (m).

Pour étudier l'influence de l'angle de séparation entre les deux aimants dans la configuration en "V", une analyse de sensibilité est effectuée pour voir la variation du couple en fonction de l'angle du pôle V.



**Fig IV.4:** a) vue radiale d'un moteur avec un angle polaire 90° et b) V=150°



**Fig.IV.5** : La courbe de couple de l'arbre en fonction d'angle polaire

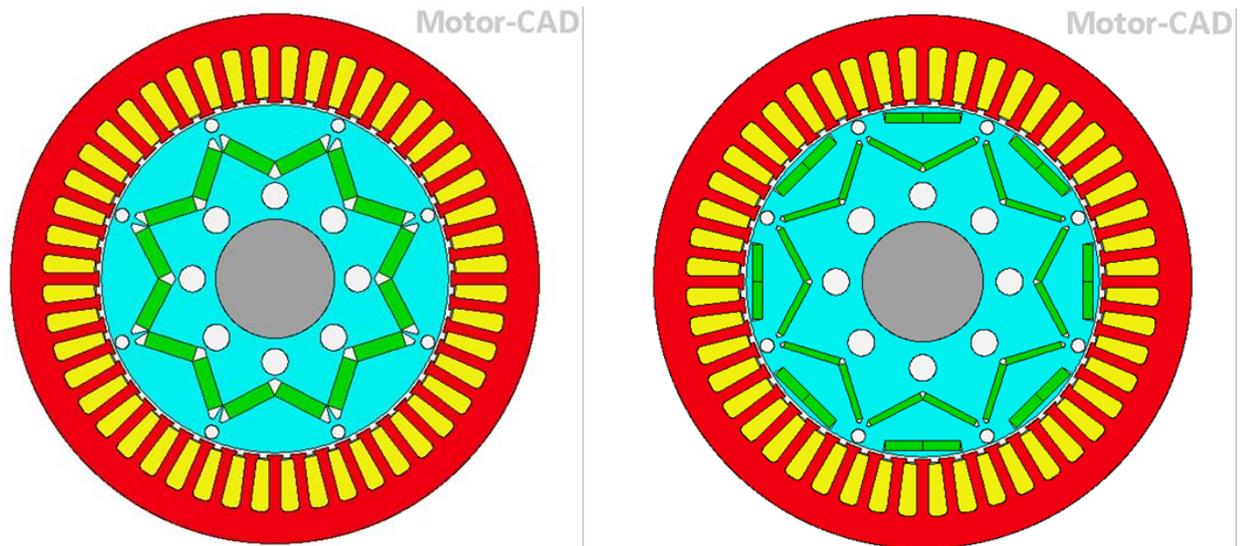
Le couple de sortie est maximal autour d'un angle de  $120^\circ$ , ce qui suggère pourquoi un angle de  $124^\circ$  a été choisi pour ce modèle. Le choix de l'angle est soumis à d'autres paramètres géométriques de l'aimant également. On peut la calculer en utilisant les équations en [8].

Comme observé dans [15], le flux des aimants enterrés à l'intérieur d'un rotor IPM conduit à une distribution non uniforme de la saturation dans le matériau magnétique du rotor. Cela modifie la perméabilité relative du fer et finalement la réluctance du chemin de flux du stator qui est le facteur déterminant pour les caractéristiques magnétiques de la machine. Par conséquent, l'angle du pôle en V joue un rôle majeur dans la détermination de l'orientation des trajets de flux et doit être ajusté pour donner la meilleure répartition possible du flux dans le tôle et entrefer pour produire le couple maximal disponible.

#### IV.5. Comparaison entre une configuration monocouche des aimants et double couche

Lors de la conception d'un moteur à usage spécifique, tous les paramètres géométriques sont optimisés pour donner les meilleures performances

électromagnétiques et thermiques. Le moteur de la Nissan Leaf présente une configuration de deux couches d'aimants dans la stratification du rotor. Pour étudier l'influence de cela, nous avons comparé la configuration à double couche avec une configuration à une seule couche, toutes deux utilisant la même quantité d'aimants en poids. Les deux dispositions de rotor sont présentées ci-dessous et les résultats de leur sortie électromagnétique sont donnés dans le tableau ci-dessous.



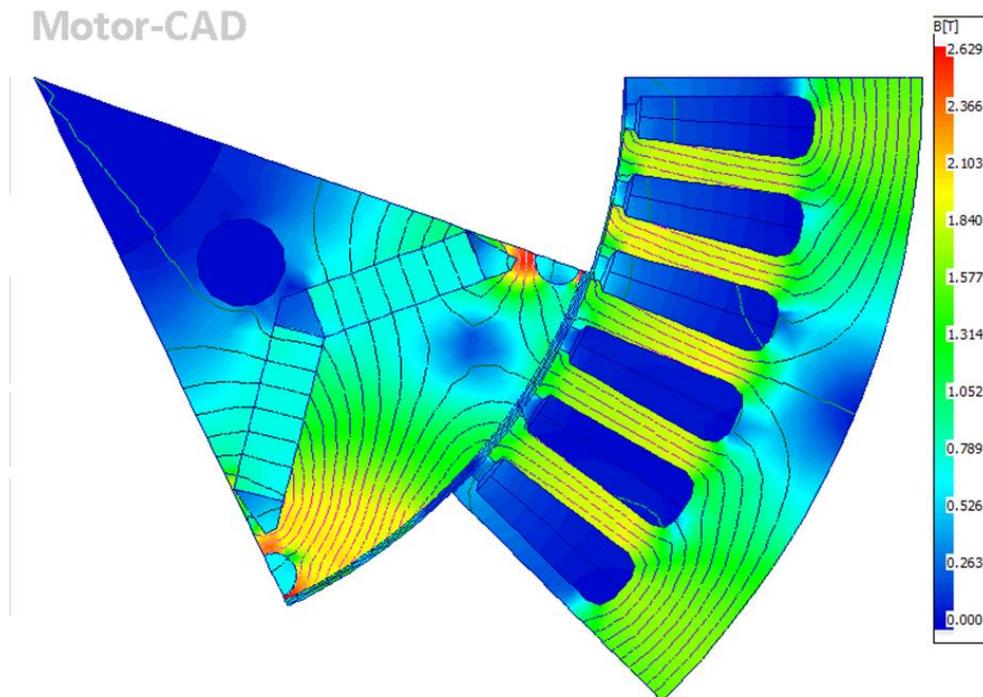
**Fig.IV.6.** a) Vue radiale d'un moteur LEAF monocouche et b) Vue radiale d'un moteur LEAF double couche

	Moteur monocouche	Moteur double couche
Couple maximal	207.17	305.55
Couple moyen	197.19	288.41
Couple de l'arbre	195.88	287.05
Facteur de puissance	0.562	0.82
Rendement	93.062	95.211

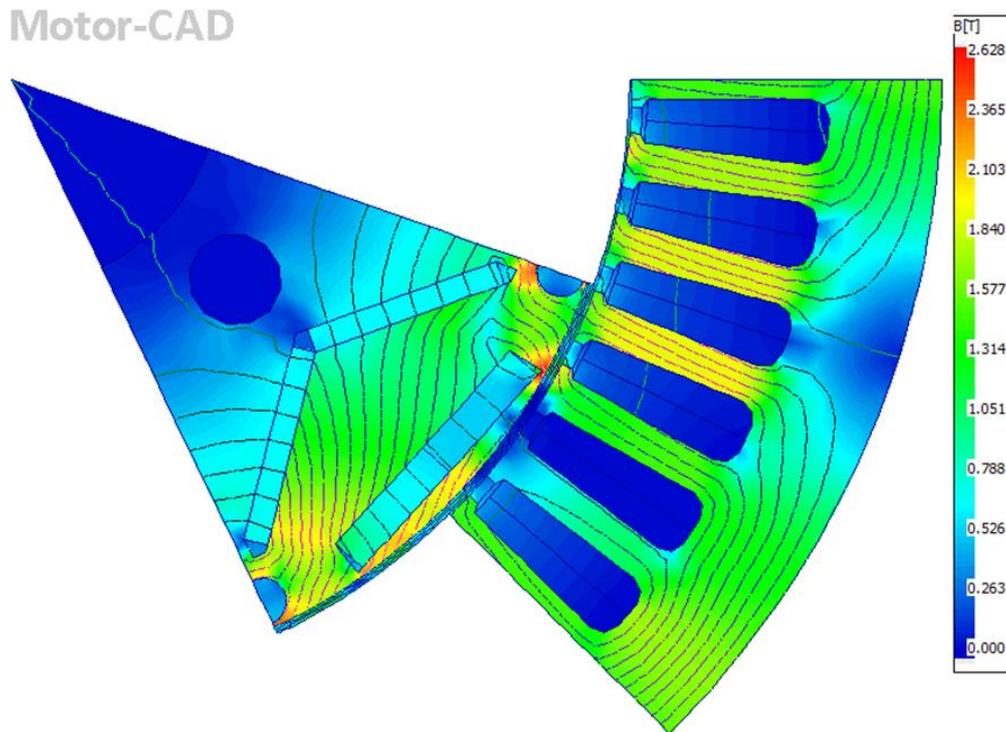
**Tableau IV.1 :** Comparaison des résultats des deux configurations.

Il est évident qu'une sortie de couple plus élevée est obtenue en utilisant la configuration à double couche. Non seulement les couples maximum et d'arbre sont plus élevés dans la configuration à double couche, mais le facteur de puissance et le rendement du moteur sont également meilleurs avec la configuration à double couche.

Les densités de flux de fer du stator et du rotor pour la configuration à double couche sont respectivement de 1,718T et 0,2556T, tandis que celles pour la configuration à une seule couche sont de 1,702T et 0,2274T. La densité de flux moyenne de l'entrefer a une valeur de 0,7324T dans la topologie à deux couches et de 0,7034T pour la configuration à une seule couche. De ces résultats, nous pouvons conclure que le flux acheminé par la configuration double couche est supérieur à celui de la configuration simple couche



**Fig.IV.7** : Cartographie monocouche couche pour un quart de la machine



**Fig.IV.8** : Cartographie double couche pour un quart de la machine

On observe que si la valeur maximale du volume de l'aimant est maintenue fixe pour les deux conceptions, l'augmentation du nombre de barrières de flux augmente presque le rapport de saillance et la liaison de flux de l'aimant permanent. Le couple de réluctance est augmenté dans la configuration à double couche et, par conséquent, le couple maximal est plus élevé.

#### **IV.6. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à l'analyse des paramètres de conception utilisés dans le moteur de la Nissan LEAF et à déterminer si les valeurs choisies ont été optimisées pour fournir les meilleures performances possibles. Bien que l'analyse n'ait été en aucun cas approfondie, parmi les quelques paramètres étudiés dans le cadre de ce mémoire, nous avons remarqué que le moteur LEAF a utilisé les valeurs les plus appropriées pour tirer le meilleur parti du moteur. En utilisant la fonction d'analyse de sensibilité du logiciel, nous avons pu faire varier les paramètres de conception séparément sans nécessairement modifier la configuration du reste du moteur pour voir son influence sur les valeurs de sortie. Cette fonctionnalité peut être très importante pour les ingénieurs concepteurs qui leur permettront d'ajuster certains aspects de la machine lors de la phase CAO du projet et d'obtenir des résultats de simulation proches de la réalité. Bien que ces paramètres suffisent à fournir suffisamment de puissance et d'efficacité au véhicule

électrique, des efforts constants sont déployés dans le secteur de la recherche pour améliorer ces conceptions et se rapprocher d'une machine presque parfaite.

# **Conclusion générale**

## Conclusion Générale

De nos jours, les défis technologiques tels que les avions tout électriques, les trains à grande vitesse et les véhicules électriques requièrent l'utilisation des machines électriques dans des situations dites 'critiques'. Les applications dites 'critiques' des machines électriques sont des applications où la machine est soumise à des contraintes d'utilisation sévères. Ces contraintes peuvent être classées en trois groupes : électromagnétiques, thermiques et mécaniques.

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur la modélisation par la méthode des éléments finis, du comportement magnétothermique des moteurs synchrones à aimants permanents. Le moteur étudié dans ce mémoire est celui du véhicule électrique Nissan Leaf. Sa configuration comporte des phénomènes fortement couplés, complexes et non-linéaires.

Les simulations ont été effectuées sous le logiciel Motor-CAD ce qui nous a permis de voir le comportement électromagnétique et thermique de ce moteur. De plus, le logiciel nous a offert la possibilité de visualisé des cartes de rendement pour estimer ce dernier dans les différents régimes de fonctionnement et les différentes plages de vitesse.

Par ailleurs, une étude paramétrique a été effectuée sur des paramètres géométriques et électromagnétiques tels que : l'angle de polaire, l'angle de charge, l'angle de phase et le nombre de couches d'aimants dans le rotor. Cette étude nous a permis de constater l'influence de ces paramètres sur le couple et de définir leurs valeurs optimales pour ce moteur.

Comme perspectives de ce travail, nous proposons :

- L'étude du moteur avec une alimentation externe
- L'étude du refroidissement de ce moteur
- L'étude d'autres types de moteurs pour VE avec la méthode des éléments finis.

# **Bibliographie**

## Bibliographie

- [1] Hooshyar, H., Savaghebi, M., & Vahedi, A. (2007). Synchronous generator: past, present and future. In AFRICON 2007 (pp. 1-7). IEEE.
- [2] Klempner, G., Kerszenbaum I., Operation and maintenance of large turbo-generators>>. Edition John wiley & sons inc. 2004.
- [3] Chunting, M., <<modelling of iron losses of permanent magnet synchronous motors>>, Thèse de doctorat, Université de Toronto, 2001.
- [4] Chen, X., <<Modelling and design of permanent-magnet machines for electric vehicle traction>>. Thèse de doctorat, Université de Sheffield, 2015.
- [5] Iqbal, A., Moinoddin, S., Reddy, P., <<electrical machine fundamentals with numerical simulation using matlab/simulink>>. Edition John wiley & sons inc, 2021.
- [6] Pyrhonen, J., Jokinen, T., Hrabovcov, V., <<design of rotating electrical machines>>. Edition John wiley & sons inc. 2008.
- [7] Kaddour, H., <<etude de la machine synchrone autopilotée : modélisation et simulation.>> Mémoire de master. Université d'Oran. 2012.
- [8] Farshadnia, M. (2018). Advanced theory of fractional-slot concentrated-wound permanent magnet synchronous machines. Springer.
- [9] Powell, D., <<electric car statistics-data and projections>> , heycar.co.uk.2020.
- [10] Xue, S., Chu, W. Q., Zhu, Z. Q., Peng, J., Guo, S., & Feng, J. (2016). Iron loss calculation considering temperature influence in non-oriented steel laminations. IET Science, Measurement & Technology, 10(8), 846-854.
- [11] Chen, B., Monissen, C., Ayyildiz, M., Birmes, G., Andert, J., & Pischinger, S. (2021). A Study on Scaling Laws for Thermal Parameters of Permanent Magnet Synchronous Machines. In 2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS) (pp. 35-41). IEEE.
- [12] Giraud, A., <<caractérisation des matériaux magnétiques et modélisation des pertes fer dans le stator des machines électriques fonctionnant à haute fréquence>>, Thèse de doctorat, Toulouse, 2017.
- [13] Jiang, C., Li, X., Ghosh, S. S., Zhao, H., Shen, Y., & Long, T. (2020). Nanocrystalline powder cores for high-power high-frequency power electronics applications. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(10), 10821-10830.
- [14] Romuald, G., <<modélisation et caractérisation thermique de machines électriques synchrones à aimants permanents>>, Thèse de doctorat, université de Lyon, 2014.
- [15] Zhu, Z. Q., Chu, W. Q., & Guan, Y. (2017). Quantitative comparison of electromagnetic performance of electrical machines for HEVs/EVs. CES Transactions on Electrical Machines and Systems, 1(1), 37-47.
- [16] Mirazimi, M. S., Kiyomarsi, A., & Madani, S. M. (2017). Optimal Rotor Shape Design of Asymmetrical Multi-Layer IPM Motors to Improve Torque Performance

Considering Irreversible Demagnetization. Journal of Electrical Engineering and Technology, 12(5), 1980-1990.

[17] Gonen., T., <<electrical machines with matlab>> Edition taylor and francis. 2012.

## Abstract

This thesis aims to undertake a numerical analysis of the IPMSynRM motor used in the Nissan LEAF. The motor combines the strengths of a traditional PMSM and those of the SynRM to produce a motor capable of high starting torque and a large speed bandwidth with high efficiency. Using the application ANSYS MotorCAD, a computer-aided design of the machine is to be made, inputting all the materials used and all the geometrical parameters of the machine, to perform an electromagnetic analysis of the machine, as well as a thermal analysis of the heating in the machine with a cooling system installed and without a cooling mechanism, and the consequential cooling system employed. A parametric study of the motor was also undertaken for the determination of the influence of certain geometric parameters on the machine performance.

## Résumé

Ce mémoire vise à entreprendre une analyse numérique du moteur synchrone à aimants permanents utilisé dans la Nissan LEAF. Le moteur combine les atouts d'un MSAP traditionnel et ceux du MRV pour produire un moteur capable d'un couple de démarrage élevé et d'une large bande de vitesse avec un rendement élevé. A l'aide de logiciel ANSYS Motor-CAD, une conception assistée par ordinateur de la machine a été réalisée, en tenant compte de tous les matériaux utilisés et tous les paramètres géométriques de la machine. Une analyse électromagnétique de la machine, ainsi qu'une analyse thermique avec et sans système de refroidissement ont été considérées. Outre, une étude paramétrique du moteur a été effectuée pour la détermination de l'influence de certains paramètres géométriques et électromagnétiques sur les performances de la machine.

## المخلص

تهدف هذه المذكرة إلى إجراء تحليل رقمي للمحرك المتزامن ذو المغناطيسات الدائمة و الذي يتم استخدامه في نيسان ليف. يجمع المحرك بين كل من قوى المحركات المتزامنة ذات المغناطيسات الدائمة التقليدية و قوى محركات الممانعة المتغيرة و هذا بهدف انتاج محرك قادر على منح عزم دوران عالي ومجال أكبر للسرعة إضافة الى الكفاءة العالية. باستخدام برنامج المحاكاة ANSYS Motor-CAD، تم تنفيذ تصميم الآلة بمساعدة الكمبيوتر، مع مراعاة جميع المواد المستخدمة كما جميع المعايير الهندسية للآلة. كما أنه تم الأخذ بعين الاعتبار كلا من التحليل الكهرومغناطيسي وكذلك التحليل الحراري للآلة و هذا مع وبدون نظام التبريد. بالإضافة إلى ذلك، تم إجراء دراسة لمختلف العوامل المؤثرة على المحرك لتحديد تأثير بعض المعايير او الخصائص الهندسية و كذا الكهرومغناطيسية على أداء الآلة.

