



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



## UNIVERSITÉ DE BATNA

Faculté des Sciences de l'Ingénieur  
Département d'Electrotechnique

### **Mémoire de Magister en Electrotechnique** **Option : Matériaux D'électrotechnique**

Présenté par Monsieur  
**BOUHRİK MOUSSA**

Ingénieur d'état en Electrotechnique de l'Université de Batna

Pour obtenir le diplôme de Magister en Electrotechnique

### ***Thème***

### **Impact des Nouveaux Matériaux (NdFeB et SmCo) sur les Moteurs (BLDCM) Destinés aux Véhicules Electriques**

**Mémoire soutenu le 10/03/2007**  
**Devant le jury composé de :**

<b>Jury</b>	<b>Grade</b>	<b>Affiliation</b>	<b>QUALITE</b>
<b>Benoudjit Azeddine</b>	Prof.	Université de Batna	Président
<b>AZOUÏ Boubaker</b>	M.C	Université de Batna	Rapporteur
<b>Benalla Hocine</b>	Prof.	Université de Constantine	Examineur
<b>Guettafi Amor</b>	Prof.	Université de Batna	Examineur
<b>Nacéri Farid</b>	M.C	Université de Batna	Examineur

**Promotion 2003/2004**

## **REMERCIEMENTS**

Ce mémoire a été préparé au sein du laboratoire de recherche **LEB**, (Département d'Electrotechnique et Faculté des Sciences de l'Ingénieur) de l'Université de Batna en collaboration avec le laboratoire de recherche de l'école nationale de Transport Terrestre **ENATT**.

A cette occasion je tiens à témoigner ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou loin pour l'aboutissement de ce travail.

Mes remerciements vont à monsieur **BOUBAKER AZOUI** maître de Conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna, pour avoir accepté d'être le directeur rapporteur de ce mémoire.

Je remercie Monsieur **AZEDDINE BENOUDJIT**, Professeur à l'Université de Batna, pour avoir accepté d'évaluer ce travail et présider le jury.

Je tiens à remercier Monsieur **HOCINE BENALLA**, Professeur à l'Université de Constantine, Monsieur **FARID NACERI**, Maître de conférences à l'Université de Batna, et Monsieur **A. GUETTAFI**, Professeur à l'Université de Batna, pour avoir accepté de juger ce travail, en tant que membres de jury.

Mes remerciements sincères vont aussi à monsieur **SALIM SRAIRI** Maître assistant chargé de cour à l'université de Belfort, France pour son aide, ses conseils précieux, et ses encouragements incessants durant la réalisation de ce travail.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **RACHID ABDESSEMED** Professeur à l'université de Batna, pour son aide et ses encouragements incessants durant la réalisation de ce travail.

# DÉDICACE

- ✓ *A la mémoire de mon chère père,*
- ✓ *A la lumière de ma vie, qui m'a donné le courage et le soutien, ma chère mère,*
- ✓ *A toute ma famille,*
- ✓ *A Tous mes amis de promotion.*

**M. BOUHRİK**

# Nomenclature

$F_{rou}$	La force de résistance au roulement
$F_{aéro}$	Force de résistance aérodynamique
$g_V$	Accélération de la pesanteur
$\rho$	la masse volumique de l'air
$S_f$	La section frontale du véhicule
$C_x$	coefficient de pénétration dans l'air
$M_{AV}$	La masse portée par les roues avant
$M_{AR}$	La masse portée par les roues arrière
$M_V$	La masse de véhicule
$CRR$	le coefficient résistance au roulement
$V$	La vitesse de déplacement du véhicule
$P_r$	La puissance à fournir aux roues
$F_r$	L'effort total de résistance à l'avancement
$R_R$	Rayon de la roue
$\gamma$	Accélération
CO	Monoxyde de carbone
SO <sub>2</sub>	Dioxyde de soufre
$V_h$	Tension d'Hall
$K_h$	Constante d'Hall
$I_0$	Courant
$B_r$	Induction rémanente
$H_C$	Champ coercitif
$\mu_0$	Perméabilité de l'air
PC	Coefficient de perméance
$p_{r1}$	Le perméance de fer du rotor
$\mu_r$	la perméabilité relative
$P_{m0}$	le perméance interne d'aimant
$g$	Épaisseur d'entrefer
$A_g$	Surface d'entrefer
$L_e$	Longueur effective du moteur
$\vec{B}$	Vecteur de la densité du Flux magnétique
$\vec{H}$	Vecteur Champ magnétique
$\vec{B}_I$	Vecteur de la densité de Flux à vide
$\vec{B}_{II}$	Vecteur de la densité de Flux à aimant
$\vec{H}_{II}$	Vecteur du champ a aimant
$\varphi_I$	Potentiel scalaire magnétique à vide
$\varphi_{II}$	Potentiel scalaire magnétique à Aimant
$\vec{M}$	Vecteur de magnétisation radiale

---

$p$	Nombre de paires de pôles
$H_{rc}$	La composante radiale du Champ magnétique
$H_{\theta c}$	La composante tangentielle du Champ magnétique
$H_{rcI}$	La composante radiale du Champ magnétique à vide
$H_{rcII}$	La composante radiale du Champ magnétique à aimant
$H_{\theta cI}$	La composante tangentielle du Champ magnétique à vide
$H_{\theta cII}$	La composante tangentielle du Champ magnétique à aimant
$B_{rcI}$	La composante radiale de la densité de flux à vide
$B_{\theta cI}$	La composante tangentielle de la densité de flux à vide
$B_{rcII}$	La composante radiale de la densité de flux à aimant
$B_{\theta cII}$	La composante tangentielle de la densité de flux à aimant
$R_r$	Rayon intérieur du rotor
$R_m$	Rayon (Rotor + aimant)
$R_s$	Rayon du stator
$h_m$	L'épaisseur de l'aimant
$K_{pn}$	Le facteur de distribution
$K_{pd}$	Le facteur de raccourcissement
$K_{dn}$	Le facteur de bobinage
$Q_s$	Nombre total d'encoches du stator
$i_{slot}$	Nombre d'encoches par pôle et par phase
$W_r$	La vitesse angulaire
$N_{ph}$	Nombre de spires par phase
Fem	Force électromotrice
$\alpha_y$	Angle magnétique, qui caractérise une spire rectangulaire
$P_j$	Pertes joule
$\rho_C$	La résistivité de cuivre
$S_W$	Section de fil
$L_c$	Longueur moyenne d'une spire
$R_W$	Le rayon au milieu des enroulements de hauteur de l'entrefer
$P_F$	Pertes fer
$P_{CF}$	Pertes par courant de Foucault
$P_H$	Pertes par hystérésis
$\omega_s$	La fréquence du stator
$\hat{B}$	La valeur maximale de la densité de flux
$\vec{\varphi}_m$	Le vecteur de flux magnétique créé par l'aimant permanent
$\varphi_0$	L'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent
$\theta$	Position électrique du courant
$R_S$	Résistance par phase du stator

---

$L_S$	L'inductance par Phase
$M$	Mutuelle
$K_{fi}$	Constante du Force électromotrice
$E_A$	Force électromotrice de la phase A
$E_B$	Force électromotrice de la phase B
$E_C$	Force électromotrice de la phase C
$W_e$	Vitesse électrique
$W_r$	Vitesse mécanique
$V_A$	Tension aux bornes de phase A
$V_B$	Tension aux bornes de phase B
$V_C$	Tension aux bornes de phase C
$E$	L'amplitude de la force électromotrice
$J$	Moment d'inertie
$f$	Coefficient de frottement
$C_e$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
$h_b$	Bande d'hystérésis autour des trois courants de phase
$V_n$	Tension du neutre
$I^*$	Courant de référence
$C^*$	Couple de référence
$K_T$	La constante du couple
$I_A^*$	Courant de référence de la phase A
$I_B^*$	Courant de référence de la phase B
$I_C^*$	Courant de référence de la phase C

---

# SOMMAIRE

Remerciement	
Dédicace	
Nomenclature	
Introduction Générale.....	1

## Chapitre 1

### Notions sur les Systèmes de Propulsion des Véhicules Electriques

1.1 Introduction.....	4
1.2 La traction électrique.....	4
1.2.1 Sources d'énergie.....	5
1.2.1.1 Batteries.....	5
1.2.1.2 Pile a combustible.....	7
1.2.2 Convertisseurs d'énergie électrique.....	7
1.2.3 Motorisation pour la chaîne de traction.....	8
1.2.3.1 Le moteur à courant continu.....	8
1.2.3.1 Le moteur synchrone à rotor bobiné (MSRB).....	8
1.2.3.2 Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).....	9
1.2.3.3 Le moteur asynchrone à cage d'écureuil (MAS).....	9
1.2.3.4 Le moteur synchrone à réluctance variable (MSyRV).....	9
1.2.3.5 Le moteur à réluctance variable à double saillance (MRVDS).....	10
1.2.4 Choix des moteurs électriques.....	10
1.2.5 Exigences fonctionnelles du véhicule.....	11
1.2.6 Contrôle électronique.....	13
1.2.7 Réseau de distribution.....	13
1.3 Véhicules électriques et hybrides.....	14
1.3.1 Le véhicule tout électrique.....	14
1.3.2 Le véhicule hybride.....	16
1.3.2.1 Architecture série.....	17
1.3.2.2 Architecture parallèle.....	18
1.4 Perspectives du véhicule électrique.....	20
1.5 Conclusion.....	20

## Chapitre 2

### Impact des Nouveaux Matériaux sur les Moteurs Brushless

2.1 Introduction.....	22
2.2 Choix des moteurs pour les véhicules électriques.....	22
2.3 Matériaux utilisés dans la construction des moteurs.....	23
2.3.1 Matériaux ferromagnétiques laminés et ses alliages.....	23
2.3.2 Matériaux magnétiques composites doux.....	25
2.3.3 Nouvelles topologies.....	25
2.3.4 Impact des matériaux sur les moteurs.....	26
2.4 Structure du moteur à courant continu sans balais (BLDCM).....	26
2.4.1 Influence de la commande.....	29
2.4.1.1 Commande à 120° contrôlée en courant.....	29

2.4.1.2	Technique Modulation de largeur D'impulsion.....	30
2.4.2	Les capteurs à effet Hall.....	32
2.5	Les Différents Types Du Moteurs Brushless à Aimants.....	33
2.6	Effet des matériaux sur les propriétés électriques des moteurs BLDCM .....	33
2.6.1	Proposition des matériaux pour BLDCM... ..	34
2.6.1.1	Acier Électrique Non-Orienté de haute qualité 35RM200.....	35
2.6.1.2	Série RMHE de faibles pertes fer et de haute perméabilité.....	35
2.6.1.3	Série RP de haute induction.....	35
2.6.1.4	Série RMA avec un faible taux de pertes fer après le recuit de.....	35
2.6.2	Les aimants permanents.....	35
2.6.2.1	Propriétés des aimants permanents.....	39
2.6.2.2	Application des aimants permanents dans les moteurs.....	39
2.7	L'application des matériaux et les aimants permanents dans le secteur de Véhicule.....	40
2.7.1	Matériaux magnétiques Doux.....	40
2.7.2	Matériaux magnétiques Durs.....	40
2.8	Evolution et développement des nouveaux matériaux.....	41
2.9	Les Supraconducteurs.....	42
2.10	Perspectives du moteur à aimants permanents (BLDCM).....	43
2.11	Conclusion.....	44

### Chapitre 3

#### Modélisation et Dimensionnement du Moteur BLDCM pour Véhicule Electrique

3.1	Introduction.....	46
3.2	Circuit Magnétique équivalent.....	46
3.3	Courbe de Désaimantation.....	47
3.4	Calcul du champ magnétique.....	48
3.5	La force électromotrice.....	52
3.6	Dimensionnement du moteur BLDCM .....	53
3.6.1	Eléments de dimensionnement du moteur BLDCM.....	54
3.6.1.1	L'organigramme.....	54
3.6.1.2	Evaluation des pertes.....	56
3.6.2	Synthèse du dimensionnement.....	57
3.7	Résultats de simulation.....	57
3.8	Conclusion.....	62

### Chapitre 4

#### Modèle Dynamique et Simulation du Moteur BLDCM pour Véhicule Electrique

4.1	Introduction.....	64
4.2	Principe de base du moteur Brushless BLDCM.....	64
4.3	Modèle dynamique du BLDCM.....	65
4.3.1	Force électromotrice.....	70
4.3.2	Modèle mécanique de mouvement (vitesse).....	70
4.3.3	Le couple électromagnétique.....	71
4.4	Modèle du BLDCM lorsque deux phases sont alimentées .....	71



---

<b>4.5 Choix de la technique de commande.....</b>	<b>72</b>
<b>4.5.1 Régulateur Proportionnel-Intégral (PI).....</b>	<b>72</b>
<b>4.5.2 Générateur de courant de référence.....</b>	<b>75</b>
<b>4.5.3 Contrôleur de courant (MLI).....</b>	<b>76</b>
<b>4.6 Structure générale du système.....</b>	<b>77</b>
<b>4.7 Simulation de système .....</b>	<b>78</b>
<b>4.8 Résultats de la simulation.....</b>	<b>78</b>
<b>4.9 Conclusion.....</b>	<b>83</b>
<b>Conclusion Générale.....</b>	<b>85</b>

---

# **Introduction Generale**

---

## **Introduction Générale**

Le transport est considéré comme l'un des plus importants consommateurs d'énergie. La consommation croît de plus en plus avec la croissance de la population mondiale. Malgré le développement du transport et son évolution, il est la source d'une grande partie de la pollution de l'environnement qui a un effet néfaste, non seulement sur la population mais aussi sur tout l'être vivant. En conséquence, la pollution atmosphérique soulève de nombreuses interrogations et constitue un défi aussi bien technique qu'économique. Pour contribuer à une amélioration de la qualité de l'air, le véhicule électrique reste une option technologique envisageable [1-4].

Le véhicule électrique, comme l'indique son nom, est un véhicule dont le carburant est remplacé par une source d'énergie qui peut être totalement électrique. Il se compose de plusieurs parties dont celle des systèmes de propulsion électrique est l'une des plus importantes et qui fera l'objet de notre étude.

Les systèmes de propulsion électrique représentent la partie principale dans les véhicules électriques. Ils sont constitués de trois parties essentielles: moteur de conduction, équipements de transmission et les roues. Leur choix dépend de trois facteurs essentiels: profil des moteurs d'entraînement, contraintes du véhicule électrique et source d'énergie.

Le système de moteur d'entraînement (conduction) est considéré comme l'organe le plus important et le consommateur d'énergie. Il comprend le moteur électrique, le convertisseur et le système de contrôle. Le choix du moteur dans un véhicule électrique peut contribuer d'une part à l'optimisation de l'énergie consommée et d'autre part à la protection de l'environnement par la réduction de la pollution [5-8].

Dans ce mémoire, le type de moteur électrique utilisé est un moteur à aimants permanents à courant continu à commutation électronique communément appelé moteur Brushless DC (BLDCM). Il est considéré parmi les moteurs les plus utilisés dans les systèmes de propulsion électrique. On s'intéresse à l'étude de ces moteurs et à l'impact des nouveaux matériaux et leurs effets dans la minimisation d'énergie dans les véhicules [9-18]. Deux types de moteurs sont considérés; l'un avec les aimants permanents néodyme fer bore (NdFeB) et l'autre avec les aimants permanents samarium cobalt (SmCo). Le premier présente l'avantage d'une énergie plus importante mais avec un inconvénient qui est celui de la sensibilité à la

température. Par contre, le second est moins énergétique avec un coût plus important et il présente une stabilité de température.

Ce mémoire se compose de quatre chapitres:

Dans le premier chapitre nous rappelons les diverses technologiques de la chaîne de traction électrique. L'évolution des véhicules à propulsion électrique depuis leur apparition, leur constitution ainsi que l'importance de leurs systèmes de propulsion.

Le deuxième chapitre contient un aperçu sur l'impact des nouveaux matériaux sur les moteurs électriques d'une façon générale et particulièrement sur les moteurs à aimants permanents à courant continu à commutation électronique (BLDCM). Les différentes structures des moteurs BLDCM suivies du fonctionnement de ce type de moteurs ont été exposées.

Dans le troisième chapitre un modèle d'étude analytique bidimensionnel 2D est utilisé pour calculer le champ magnétique créé par les aimants permanents. Ce modèle est développé pour évaluer l'influence des aimants permanents et les paramètres de structure sur les performances de la machine. La méthode proposée constitue une aide à la définition des paramètres optimaux. Le chapitre se termine par un dimensionnement du moteur pour un véhicule électrique.

Dans le dernier chapitre, nous présenterons les modèles dynamiques de simulation développés sous matlab/Simulink pour un moteur BLDCM dans un véhicule électrique.

Le présent mémoire se termine par une conclusion qui résumera tous les résultats obtenus dans cette étude suivie de perspectives.

---

# Chapitre 1

## NOTIONS SUR LES SYSTÈMES DE PROPULSION DES VÉHICULES ÉLECTRIQUES

---

## 1.1 Introduction

La croissance de la population mondiale fait augmenter la nécessité en énergie pour satisfaire ses besoins. Mais cette satisfaction est faite au détriment de l'environnement par la dégradation de la qualité de l'air. Les véhicules de transport sont considérés comme sources de pollution. De ce fait l'industrie automobile cherche à trouver des solutions qui peuvent contribuer à la minimisation des émissions des gaz polluants. Les véhicules électriques viennent d'être comme une alternative de véhicules conventionnels. L'idée d'un véhicule électrique est ancienne mais elle n'a été prise au sérieux qu'après la crise pétrolière de 1974, son intérêt s'estompé dans les années 80, il revient d'actualité depuis 10 ans environ, suite à des pressions de mouvements environnementalistes et de l'Etat [1].

Dans ce chapitre on présente l'évolution des véhicules à propulsion électrique depuis leur apparition, leur constitution ainsi que l'importance de leurs systèmes de propulsion. Puis nous discutons les deux principales sources d'énergies: les batteries et les piles à combustibles. Ensuite nous abordons le problème de la motorisation ainsi que les exigences fonctionnelles de la chaîne de traction électrique. Enfin, Nous terminons de manière synthétique le véhicule hybride, ainsi que les perspectives du véhicule électrique.

## 1.2 Traction électrique

Depuis plusieurs années, la traction électrique devient un thème de recherche d'actualité. Ce concept englobe un large domaine à caractère pluridisciplinaire. Il fait appel à des connaissances en électrotechnique, électronique, mécanique, automatique, chimie, et informatique. La configuration classique d'une chaîne de traction électrique repose sur la commande d'une machine à courant continu ou à courant alternatif. En ce qui concerne la traction, une consigne de couple est appliquée. La chaîne doit comporter une source d'énergie, un ou des convertisseurs d'énergie, et une ou des machines électriques, associées à une électronique de calcul et d'instrumentation.

Les systèmes de propulsion électrique représentent la partie principale dans les véhicules électriques figure (1.1). Leur choix dépend de trois facteurs essentiels: profil des moteurs d'entraînements, contraintes du véhicule et source d'énergie. Le système de moteur d'entraînement (conduction) est considéré comme l'organe le plus important et le consommateur d'énergie. Il comprend le moteur électrique, le convertisseur et le système de contrôle [2].

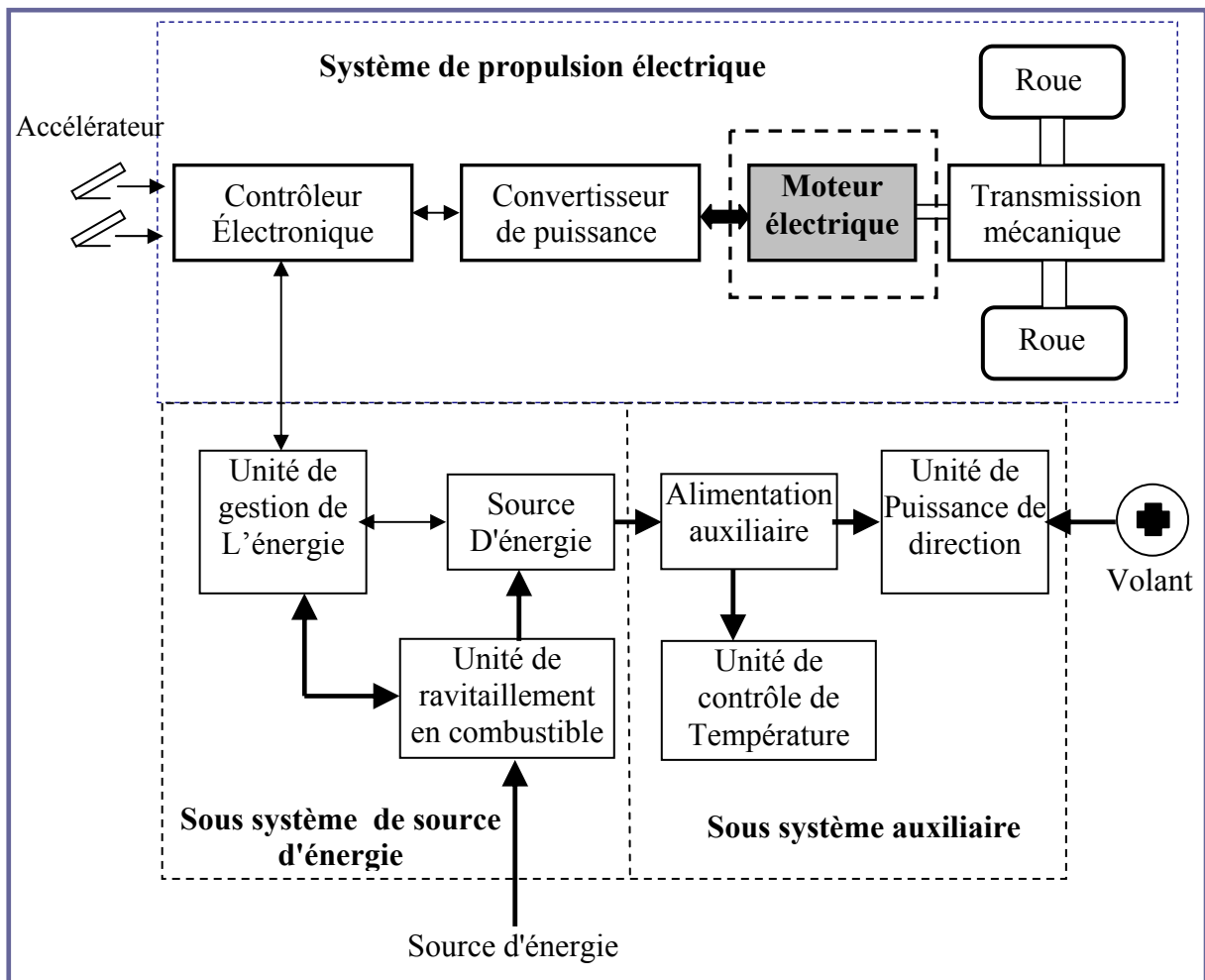


Figure 1.1 Composition du véhicule électrique

## 1.2.1 Sources d'énergie

Un des problèmes majeurs du véhicule électrique est la source d'énergie. Dans cette partie, nous présenterons d'une manière succincte deux voies technologiques possibles : les batteries et les piles à combustible [1].

### 1.2.1.1 Batteries

Pour les véhicules électriques, la technologie utilisée actuellement est celle des batteries qui permettent de stocker de l'énergie et de remplir les conditions suivantes:

- Une bonne puissance massique (rapport puissance/poids en W/kg) permettant une bonne accélération.
- Une bonne énergie massique (en Wh/kg) étant synonyme d'une bonne autonomie.
- Une tension stable engendrant des performances régulières.
- Une durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles chargement/déchargement, conduisent à une diminution du coût pour l'utilisateur.

➤ disposer d'un faible entretien et constituer d'éléments facilement recyclables.

Aujourd'hui, les technologies apparaissant comme les plus fiables sont les batteries au plomb et les batteries Nickel-Cadmium. La batterie au plomb est peu onéreuse et demande peu d'entretien. Néanmoins, ses performances ne sont pas très élevées et elle possède une durée de vie trois fois moindre que celle de la batterie nickel-cadmium. Cette dernière possède une énergie massique plus importante et est entièrement recyclable.

Actuellement, de nombreux progrès ont été faits dans ce type de technologie et il ressort que le couple Nickel-Métal-Hydrure (NiMH) ou Lithium-Ion (Li-Ion) ont acquis une bonne maturité. Ils fournissent une énergie spécifique élevée permettant d'augmenter l'autonomie des véhicules jusqu'à 200 km. Néanmoins, le prix reste encore un obstacle. A titre d'exemple, le tableau ci-dessous présente quelques chiffres permettant de situer les différentes technologies de batteries [1]:

	<b>Plomb Acide Pb-PbO<sub>2</sub></b>	<b>Nickel Cadmium NiCd</b>	<b>Nickel Métal Hydrure NiMh</b>	<b>Sodium Soufre NaS</b>	<b>Lithium Sulfure de fer LiFeS<sub>2</sub></b>
<b>Energie Massique (Wh/kg)</b>	40	60	80	100	150
<b>Puissance Massique (W/kg)</b>	90	200	200	100	250
<b>Durée de vie Nombre de cycles</b>	100	2000	1500	800	1000
<b>Energie Volumique (Wh/l)</b>	90	120	130	150	180
<b>Poids pour 20 kWh (kg)</b>	600	300	250	200	150

**Tableau 1.1 Technologie des batteries.**

Pour des performances acceptables, les batteries devraient posséder les caractéristiques suivantes:

- Énergie se situant entre 15 et 30 kWh.
- Énergie spécifique supérieure à 100 Wh/kg.
- Une puissance massique moyenne de 300 W/kg à 80% de profondeur de décharge.
- Une durée de vie de 600 à 1500 cycles à 80% de profondeur de décharge.
- Une durée de vie calendaire de 8 ans.



- Peu d'exigences pour le fonctionnement à froid.

### 1.2.1.2 Pile à combustible

Les piles à combustible produisent de l'électricité à partir d'hydrogène et leur fonctionnement est pratiquement zéro émission. Cependant, leur utilisation dans le domaine de l'automobile reste au stade du prototype et soulève de nombreux problèmes comme par exemple le stockage de l'hydrogène, ou l'encombrement des composants annexes (compresseurs, radiateurs, etc.). D'autre part, la distribution d'hydrogène à grande échelle nécessiterait une mise à jour complète du système de distribution de carburant actuel. Pour remédier à ce problème, des reformeurs embarqués permettraient de produire l'hydrogène à partir de carburants fossiles, (méthanol, éthanol) mais là encore de nombreux problèmes techniques sont à résoudre. On montre dans le tableau 1.2 les différents types de piles à combustible [3].

	Type	Température	Carburant	Electrolyte
<b>SOFC</b>	Solid Oxid Fuel Cell	850-100 °C	- Hydrogène - CO - Hydrocarbures	Céramique (Zircone)
<b>MCFC</b>	Molten carbonate Fuel Cell	650 °C	- Hydrogène - CO - Hydrocarbures	Mélange de Carbonates (Li, K, Na)
<b>PAFC</b>	Phosphoric Acid Fuel Cell	200-250 °C	Hydrogène + reformage	Acide Phosphorique (H <sub>3</sub> PO <sub>4</sub> )
<b>AFC</b>	Alkaline Fuel Cell	50-200 °C	Hydrogène	Potasse (KOH 8-2N)
<b>PEMFC</b>	Proton Exchange Fuel cell	50-90 °C	Hydrogène (méthanol) + reformage	Membrane polymère

Tableau 1.2 Technologies des piles à combustibles.

### 1.2.2 Convertisseurs d'énergie électrique

Suivant l'utilisation de machines à courant continu ou à courant alternatif, les convertisseurs d'énergie devront être différents; la nature de la source d'énergie est de type continu. L'utilisation d'un hacheur permettra d'effectuer une conversion de type continu/continu pour alimenter une machine à courant continu ou l'inducteur d'une machine synchrone. L'onduleur permettra de faire la conversion continu/alternatif pour le stator des machines asynchrones ou synchrones [1].

## 1.2.3 Motorisation pour la chaîne de traction

### 1.2.3.1 Moteurs à courant continu

Parmi les moteurs classiques, le moteur à courant continu à collecteur (MCC) et à excitation indépendante confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des véhicules électriques de première génération. Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients bien connus et il sera très probablement remplacé par des moteurs à commutation électronique dans les générations suivantes. Citons quelques-uns de ces inconvénients [4]:

- L'usure des balais, voir du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et de l'induit ;
- La commutation mécanique requiert des pôles de commutation et des enroulements de compensation qui accroissent le volume ;
- L'induit tournant, source des pertes principales, ne permet pas un refroidissement efficace, à l'eau par exemple, ce qui limite les possibilités de hautes performances ;
- La vitesse périphérique du collecteur et de l'induit est limitée à 50 voir 75 m/s ce qui ne permet pas d'atteindre les vitesses élevées nécessaires à une puissance massique convenable.
- Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte de vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

### 1.2.3.2 Le moteur synchrone à rotor bobiné (MSRB)

Alimenté par un onduleur en pont à six transistors. C'est le moteur dont les caractéristiques se rapprochent le plus de celles du MCC à excitation indépendante, il permet d'optimiser facilement le rendement (action sur le flux et le courant d'induit). Enfin, le fonctionnement à puissance maximale constante est aisé à obtenir sur une très large plage de vitesse. Son rotor bobiné est cependant source de pertes et sa vitesse maximale est limitée à 130 m/s environ [4], [5].

### 1.2.3.3 Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

Il est alimenté par un onduleur triphasé. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérés ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances. La technologie Samarium-Cobalt ne semble pas avoir un coût compatible avec l'industrie automobile et la technologie Fer-Néodyme-Bore doit encore faire quelques progrès en ce qui concerne la tenue en température et le prix. Ce dernier type d'aimants constitue un espoir important dans le domaine des moteurs électriques. Quant aux ferrites, dont le prix est acceptable en production de grande série, ils confèrent des performances relativement modestes aux MSAP mais ne sont pas à exclure. Les MSAP sont souvent retenus pour l'entraînement de véhicules électriques et, particulièrement pour les entraînements directs de roue [4].

### 1.2.3.4 Le moteur asynchrone à cage d'écureuil (MAS)

Alimenté lui aussi par un onduleur triphasé, est une solution envisagée par de nombreux constructeurs car ce moteur est bien connu et, surtout, on possède l'expérience de sa fabrication en série. Le contrôle vectoriel permet d'obtenir de bonnes performances de l'arrêt aux vitesses élevées et, associé à un contrôle approprié du flux, le rendement peut être optimisé. Son rendement est moins bon que celui des moteurs synchrones car il "faut" des pertes Joule au rotor pour avoir du couple, c'est son principal inconvénient. La cage d'écureuil autorise des vitesses périphériques de 150 m/s moyennant un bon équilibrage. Le "fonctionnement à puissance constante" est aussi possible mais la plage de vitesse est limitée par le rapport du couple maximal (sommet de la caractéristique de couple à flux maximal) sur le couple "nominal". Cette contrainte conduit, quelquefois, à sous utiliser le moteur en couple (nominal) pour étendre sa plage de vitesse [4].

### 1.2.3.5 Le moteur synchrone à réluctance variable (MSRV)

Constitue une solution envisagée par FIAT. Il s'agit d'un moteur synchrone à bobinage triphasé réparti et alimenté par onduleur triphasé en pont classique. Pour obtenir des performances satisfaisantes aussi bien en terme de couple/pertes, de facteur de puissance que

de plage de fonctionnement à puissance maximale constante, il est nécessaire d'avoir un grand rapport des inductances directes sur transverses. Un rapport supérieur ou égal à 10 (satisfaisant) est atteint grâce à la construction de rotors spéciaux dits "axialement laminés". De tels rotors sont constitués de paquets de tôles intercalés entre des couches amagnétiques et montés axialement de telle façon que le flux, dans l'axe direct, passe aisément d'un pôle à l'autre. Les performances de ces moteurs sont supérieures à celles des moteurs asynchrones mais cette technologie de rotor reste aujourd'hui délicate à réaliser et il reste à trouver des solutions pour la fabrication en série [4], [5].

#### **1.2.3.6 Le moteur à réluctance variable à double saillance (MRVDS)**

C'est un moteur dont les phases sont alimentées en courants unidirectionnels par des demi-ponts asymétriques. Ce moteur constitue certainement la solution la plus économique grâce aux matériaux utilisés (tôles Fer-Silicium et Cuivre) et à sa simplicité de fabrication (empilage de tôles, bobines préfabriquées, rotor passif naturellement équilibré...). Ses performances peuvent être comparables à celles des moteurs à aimants permanents. Il peut aussi fonctionner à puissance maximale constante. Mais il produit un couple très pulsatoire à haute vitesse et génère un bruit acoustique supérieur à tous ses concurrents [4].

#### **1.2.4 Choix des moteurs électriques**

Le choix du moteur dépend fortement de l'application désirée et selon le cahier de charges défini. En général c'est le couple qui définira le type de moteur. Dans la gamme des moteurs alternatifs, le choix est vaste avec les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones à rotors bobinés, à aimants permanents ou à réluctance variable. Le tableau (1.3) présente pour chacun d'entre eux, les machines génériques associées argumentées de leurs avantages et inconvénients [5], [6]:

Type du Moteur	Avantages	Inconvénients
<b>Moteur asynchrone à cage d'écureuil</b>	Fabrication maîtrisée, puissance massique élevée, moteur robuste, montée en survitesse aisée	Rendement, Pertes Joule rotor, électronique coûteuse Commande complexe
<b>Moteur synchrone à réluctance Variable</b>	Coût moindre, montée en survitesse aisée	Surdimensionnement de l'alimentation, bruit et vibrations, ondulations de couple
<b>Moteur synchrone à aimants permanents</b>	Technologie devenue courante, puissance massique élevée, pas d'échauffement au rotor, très bon rendement, refroidissement aisé	Ondulations de couple, coût des aimants, technologie coûteuse, survitesse pénalisante
<b>Moteur synchrone à excitation bobinée</b>	Bon rendement, puissance massique faible	Fragilité des bagues balais, technologie peu courante dans la gamme

**Tableau 1.3 Comparaison des différents types de moteurs électriques**

Au regard des qualités générales des différents types de machines (tableau 1.3), nous nous sommes orientés vers un moteur synchrone à aimants permanents car ses caractéristiques principales font de lui un moteur à fort couple massique et de très bon rendement particulièrement adaptable aux applications spécifiques. Ses principaux inconvénients sont le coût lié à celui des aimants et sa faible aptitude aux fonctionnements en survitesse [6].

### 1.2.5 Exigences fonctionnelles du véhicule

Considérons maintenant les caractéristiques mécaniques requises pour l'entraînement d'un véhicule roulant. L'effort total de résistance à l'avancement que doit vaincre le système de motorisation, afin d'accélérer, avec une intensité ( $\gamma$ ), le véhicule, de masse totale ( $M_V$ ) comprend plusieurs composantes définies ci-après [4] :

$$F_r = F_{roul} + F_{aéro} + M_V \cdot g \cdot p\% + M_V \cdot \gamma \quad (1.1)$$

Où;

$F_{roul}$ : est la force de résistance au roulement liée au coefficient de roulement des pneus. Pratiquement, avec des pneumatiques modernes à très faible résistance au roulement, le coefficient ( $CRR$ ) de résistance au roulement vaut environ  $100 \cdot 10^{-4}$  (environ  $150 \cdot 10^{-4}$  pour

des pneus classiques). Ce coefficient est sensiblement constant avec la charge. Pratiquement, il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier. Si les pneus avant sont différents des pneus arrières ou, simplement, si leurs pressions de gonflage sont différentes, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_{roul} = [CRR_{AV} \cdot M_{AV} + CRR_{AR} \cdot M_{AR}] \cdot g_V \quad (1.2)$$

Où  $M_{AV}$  et  $M_{AR}$  sont respectivement les masses portées par les roues avant et arrières et ( $g_V$ ) est l'accélération de la pesanteur ( $9,81 \text{ m.s}^{-2}$ ).

$F_{aéro}$  : est la force de résistance aérodynamique, proportionnelle à la masse volumique de l'air ( $1,28 \text{ kg/m}^3$ ), au carré de la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la section frontale ( $S_f$ ) du véhicule et à son coefficient ( $C_x$ ) de pénétration dans l'air (environ 0,3 à 0,4 habituellement) :

$$F_{aéro} = \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot C_x \cdot S_f \quad (1.3)$$

Où;

$M_V \cdot g_V \cdot p\%$  : Est la force nécessaire, proportionnelle à la masse totale du véhicule, pour vaincre une pente à  $p\%$ .

$M_V \cdot \gamma$  : Est le terme dynamique d'accélération ( $\gamma > 0$  pour une accélération et  $< 0$  pour une décélération).

Les énergies associées aux forces d'accélération (énergie cinétique) et de gravitation  $M_V \cdot g_V \cdot p\%$  (énergie potentielle) est réversible et peuvent être récupérées si le système de motorisation est réversible.

Si :

$V$  : est la vitesse de déplacement du véhicule, la puissance à fournir aux roues vaut :

$$P_r = F_r \cdot V \quad (1.4)$$

À vitesse stabilisée, en palier, la puissance à fournir comprend un terme de frottement proportionnel à la vitesse et un terme de résistance aérodynamique proportionnel au cube de la vitesse. Pour un fonctionnement en cycle urbain où la vitesse reste faible (moins de 50 km/h : effort aérodynamique négligeable), l'effort total ainsi que la puissance sont

sensiblement proportionnels à la masse du véhicule. L'objet de la transmission de puissance mécanique est de relier la source d'énergie, le ou les moteurs électriques, aux roues motrices du véhicule ; il s'agit d'adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule, c'est-à-dire le couple résistant à la roue ( $C_r$ ) lié à l'effort résistant ( $F_r$ ) par la relation [4]:

$$C_r \cong (M_V \cdot g_V \cdot p\% + CRR_{moy} M_V \cdot g_V + M_V \cdot \gamma) \cdot R_R \quad (1.5)$$

La conception d'un véhicule doit satisfaire à certains critères en terme d'accélération et de vitesse. Pour cela, la motorisation doit être cohérente avec les exigences de la chaîne de traction. Un véhicule urbain de 4 à 5 places disposera d'une puissance maximale de 20 à 30 kW en régime intermittent et d'une dizaine de kW en régime permanent une puissance de 200 W est suffisante pour une bicyclette assistée électriquement [4].

Le tableau (1.4) résume sommairement les ordres de grandeurs des puissances maximales nécessaires :

Type de Véhicule	Vélo	Moto rapide	voiturette	Voiture urbaine	Voiture routière	Véhicule Utilitaire urbain	Bus urbain
Puissance maximale (kW)	0.2	14/15	8	20/30	40/50	40	160

Tableau 1.4 Les puissances nécessaires des véhicules

## 1.2.6 Contrôle électronique

Le contrôle électronique permet d'effectuer une optimisation au niveau de la batterie et du moteur et de faire en permanence un auto-diagnostic. Il gère tous les ordres du Conducteur en fonction des capacités de la voiture électrique. C'est la raison pour laquelle, il reçoit une quantité d'information telles que la température, la vitesse de rotation, et les courants électriques. Cela lui permet, d'une part, d'effectuer un bilan sur l'état du véhicule, et d'autre part, d'ajuster les différentes commandes appliquées au moteur électrique afin gère au mieux la consommation d'énergie [1].

## 1.2.7 Réseau de distribution

Que ce soit un véhicule thermique ou électrique, on a eu besoin d'effectuer une recharge de temps à autre. La recharge domestique ne pouvant être qu'anecdotique, un réseau

de distribution doit être mis en place. Branchée sur une prise (230 V, 16 A), une durée de 7 à 8 heures est nécessaire pour une recharge complète. Une recharge rapide de 10 minutes permet de récupérer 20 km d'autonomie [1].

### 1.3 Véhicules électriques et hybrides

Dans cette partie, nous présenterons deux catégories de véhicules actuels: le véhicule électrique et le véhicule hybride.

#### 1.3.1 Le véhicule tout électrique:

Il apparaît clairement que le véhicule électrique représente un atout important vis à vis de la pollution urbaine. En effet, les substances telles que le monoxyde de carbone (CO), les oxydes d'azote (NO, NO<sub>2</sub>), le dioxyde de soufre (SO<sub>2</sub>), l'ozone, les hydrocarbures aromatiques dont le benzène et le toluène, ainsi que les particules de carbone sont très présents actuellement dans les principales villes. Pour donner quelques chiffres, nous pouvons trouver jusqu'à 14 mg/m<sup>3</sup> de (CO), 75 µg/m<sup>3</sup> de toluène. Ceci constitue des taux élevés pour la population [1].

On montre dans le tableau 1.5 un exemple de taux de pollution des véhicules.

	Moteur Diesel	Moteur Essence
<b>CO</b>	1 g/km	0.5 g/km
<b>HC</b>	0.1 g/km	-
<b>NO<sub>x</sub></b>	0.08 g/km	0.25 g/km
<b>HC+NO<sub>x</sub></b>	-	0.30 g/km
<b>Particules</b>	-	0.025 g/km

**Tableau 1.5 les taux limites de polluant en 2005**

D'autres contraintes concernant le niveau de CO<sub>2</sub> (gaz à effet de serre). En effet, d'ici 2008, les taux limites du polluant sur la gamme produite devra être de 140 g/km. En 2012, une valeur de 120 g/km serait souhaitée. Les améliorations technologiques des moteurs thermiques ainsi que l'utilisation de nouveaux carburant, de convertisseurs catalytiques et de filtres à particules contribueront à une atténuation la pollution de l'air.

Néanmoins, la solution des véhicules électriques présente un intérêt majeur en terme de consommation et d'émission. De plus, il permettent une réduction de la pollution sonore d'environ 50%.



Le véhicule électrique se destine tout naturellement à un usage urbain où les différents trajets des utilisateurs seront peu élevés en kilométrage. Ceci est une conséquence de la faible énergie massique des batteries qui varient suivant les couples entre 40 et 150 Wh/kg. Il faut savoir qu'il existe un facteur 100 avec celle de l'essence. Sans compter la recharge pouvant varier de 10 minutes en charge rapide à plusieurs heures pour une charge complète. Alors qu'un plein d'essence s'effectue en quelques minutes. Néanmoins, le véhicule électrique dispose d'un marché prometteur qui s'étendra probablement avec l'arrivée sur le marché de la pile à combustible. La figure (1.2) montre le véhicule tout électrique et le tableau 1.6 donne quelques caractéristiques de véhicules actuels.

A titre d'exemple de tels projets de véhicules électriques, on peut citer les projets PRAXITELE, effectués entre 1997 et 1999 en région parisienne qui ont permis de mettre en place un système de voitures électriques en libre service. Le tableau 1.7 ci-dessous représente un exemple de tarification pour ce projet.

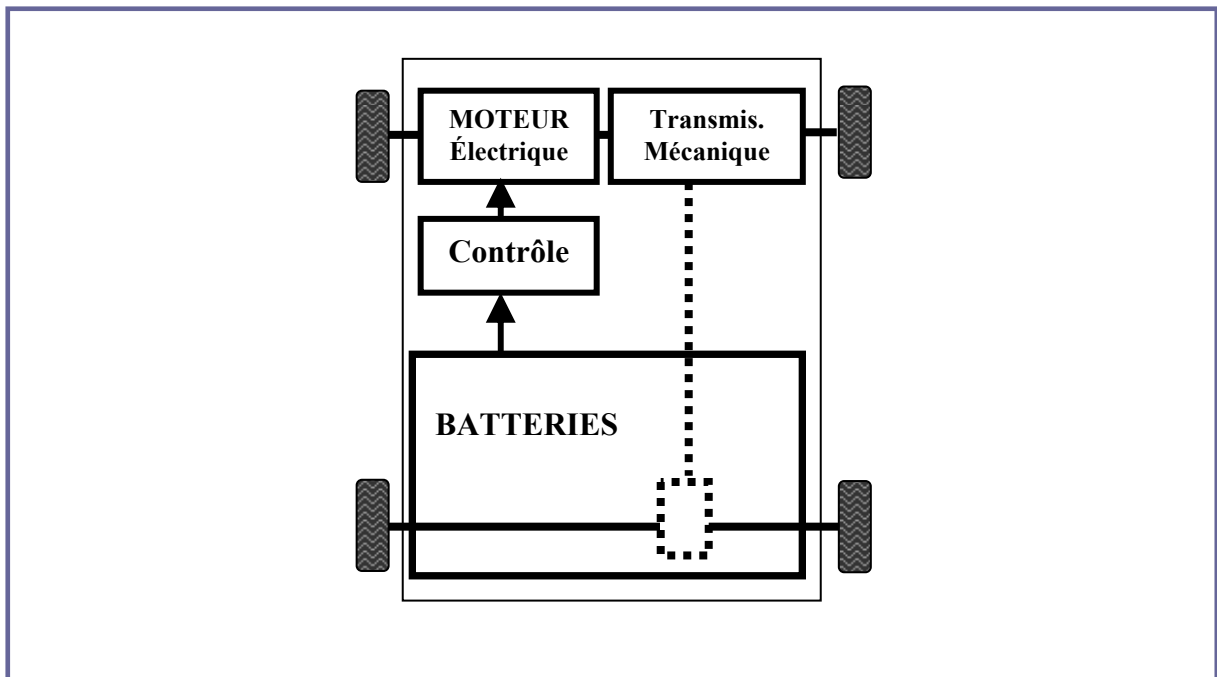


Figure 1.2 Véhicule tout Electrique

- *Saxo Electrique et Société :*

<b>Batterie</b>	
Type	Nickel-Cadmium (100Ah)
Tension nominale	120 V
Energie massique	-
Durée de vie	1600 cycles
<b>Performances</b>	
Vitesse maximale	91 km/h
Autonomie cycle urbain	80 km
Consommation	0.2 kWh/km
Accélération 0-50 km/h	8.55 s
<b>Poids</b>	
Charge utile	300 kg
A vide en ordre de marche	1096 kg -1085 kg
	0.19 m <sup>3</sup> – 095 m <sup>3</sup>

**Tableau 1.6 Caractéristiques de la Saxo (Citröen)**

<b>En moyenne, une voiture de 6 à 8 personnes</b>	
1 Heure	9000 DA
3 Heures	19000 DA
6 Heures	29000 DA

**Tableau 1.7 Exemple de tarification**

### 1.3.2 Le véhicule hybride

Le véhicule hybride peut être une alternative au véhicule électrique. Il dispose de deux catégories de sources d'énergie embarquée. On distingue trois grandes familles d'architecture : série, parallèle et combinée. Une manière de différencier les deux premières est de considérer la nature du point de jonction entre les différentes chaînes de traction, appelé 'noeud'. Dans l'architecture 'Série', le noeud est électrique, dans l'architecture parallèle, il est mécanique [7].

### 1.3.2.1 Architecture série

La propulsion dans ce type de véhicule est intégralement électrique figure (1.3). L'alimentation du moteur électrique est assurée par un générateur d'électricité embarqué et une batterie. Le générateur est constitué d'un moteur thermique et d'un alternateur. Sur route, c'est le générateur qui fournit l'énergie au moteur électrique. La batterie peut fournir un supplément de puissance ponctuel si nécessaire. La gestion des flux d'énergies se fait de manière que le moteur thermique ne subisse pas des changements trop brutaux de régime. On peut ainsi faire fonctionner le moteur thermique dans la zone à rendement maximum dans son plan couple - vitesse. Par suite, le moteur thermique consomme mieux et donc pollue moins. La charge de la batterie est assurée [1], [7] :

- Soit par récupération d'une partie de l'énergie produite par le groupe électrogène, via l'alternateur ;
- Soit lors du freinage par récupération ;
- Soit par branchement sur le réseau électrique.

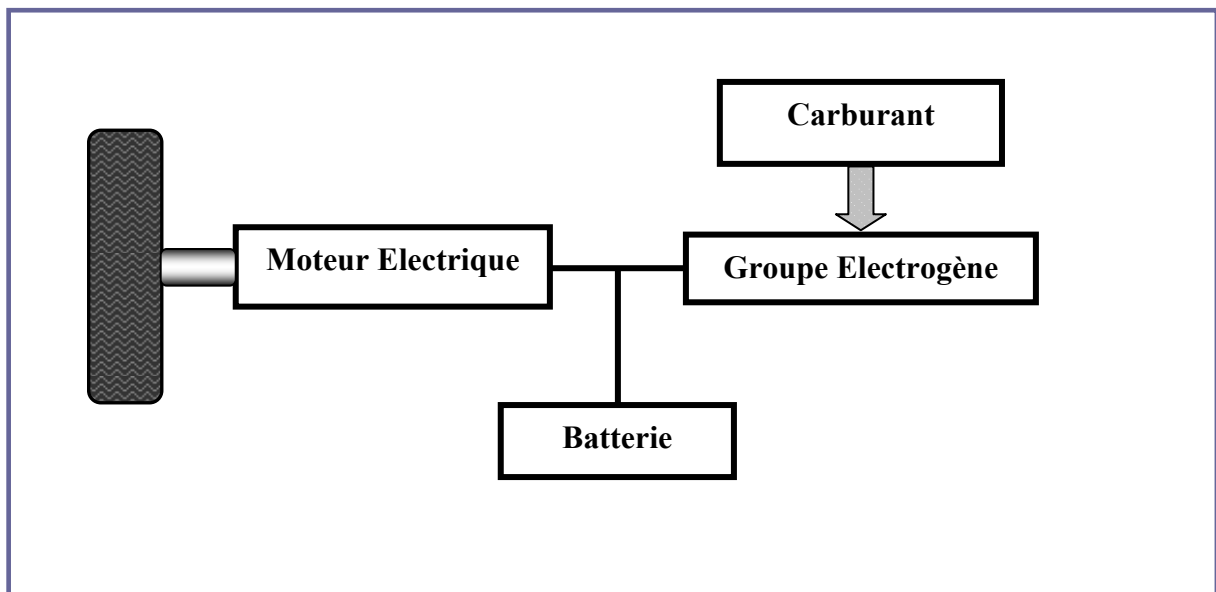


Figure 1.3 Véhicule Hybride-Série

Un des inconvénients majeur de ce type d'architecture est le faible rendement global de l'ensemble car la puissance mécanique délivrée par le moteur thermique est tout d'abord convertie en puissance électrique par l'alternateur, éventuellement stockée dans les batteries, puis reconvertie en puissance mécanique par le moteur électrique. Cependant, du point de vue de la commande, cette architecture offre deux degrés de liberté [3]: le régime et le couple du moteur thermique peuvent être choisis quasiment indépendamment des conditions de conduite

### 1.3.2.2 Architecture parallèle

Pour l'hybride parallèle la propulsion peut être électrique, thermique, ou les deux en même temps (voir figure (1.4)). La puissance est entièrement transmise aux roues par une transmission mécanique. Le moteur thermique fonctionne avec un carburant classique (en général le moteur thermique fonctionne avec de l'essence, les moteurs à essence étant moins chers que les moteurs Diesel). Le moteur électrique est alimenté uniquement par la batterie [1], [7].

La charge de la batterie est assurée :

- Soit lors d'un fonctionnement en mode thermique uniquement : le moteur thermique entraîne alors un alternateur qui va recharger les batteries (le fonctionnement en alternateur est assuré, soit par la machine électrique qui fonctionne en moteur par ailleurs, soit les fonctions moteur et alternateur sont assurées par deux machines distinctes) ;
- Soit lors du freinage par récupération ;
- Soit par branchement sur le réseau électrique.

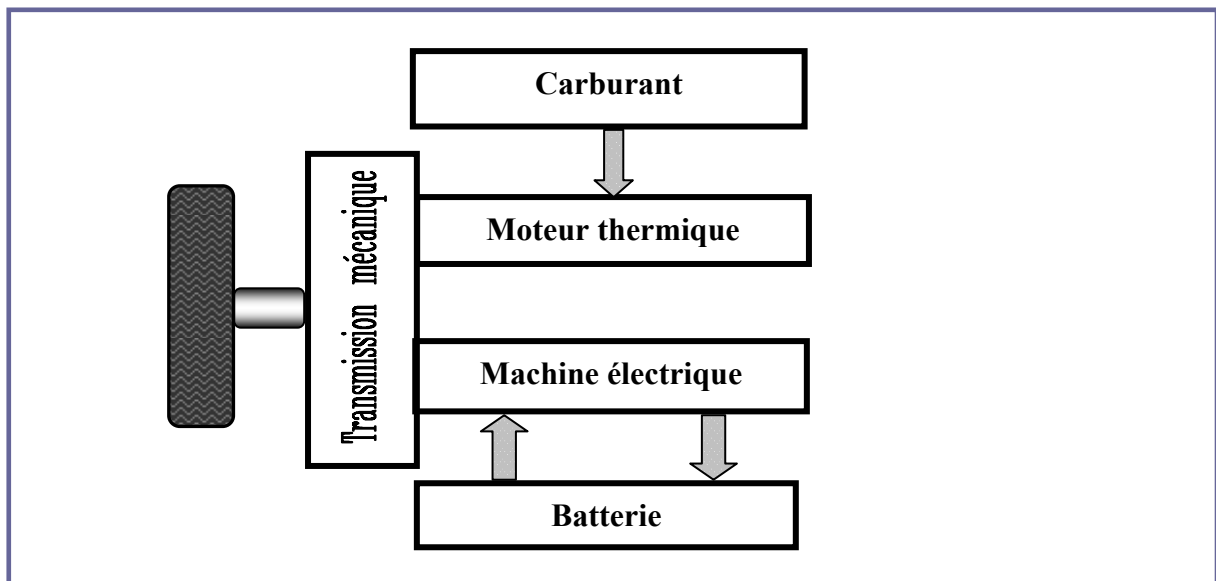


Figure 1.4 Véhicule hybride-Parallèle

Ces architectures représentent les architectures de base des véhicules hybrides. Pour chaque type d'architecture, des variantes existent. La TOYOTA Prius, qui est à ce jour le seul véhicule hybride commercialisé au Japon, en Amérique du nord et en Europe, présente une architecture qui est un mélange des deux architectures de base (figure 1.5).

Le moteur thermique de la Prius est un moteur à essence "classique" de 1,5 l pour 72 chevaux (52 kW). Le moteur électrique est un moteur synchrone à aimants permanents de 33 kW (45

chevaux). L'alternateur, entraîné par le moteur thermique, permet la recharge des batteries à haute tension (batteries Nickel-Métal-Hydrure, d'une tension nominale de 240 volts). Le tout est commandé automatiquement de manière à optimiser le "réglage" du rendement.

Au démarrage, à faible vitesse ou en trafic irrégulier, là où le moteur thermique est le moins efficace et pollue le plus, la traction est exclusivement électrique. Le moteur thermique prend le relais en douceur, autour de 10 km/h. Lors d'accélération brutale, en côte ou lors de dépassement, la répartition de l'énergie se fait de manière à ce que le moteur thermique ne subisse pas de trop grands changements de régimes.

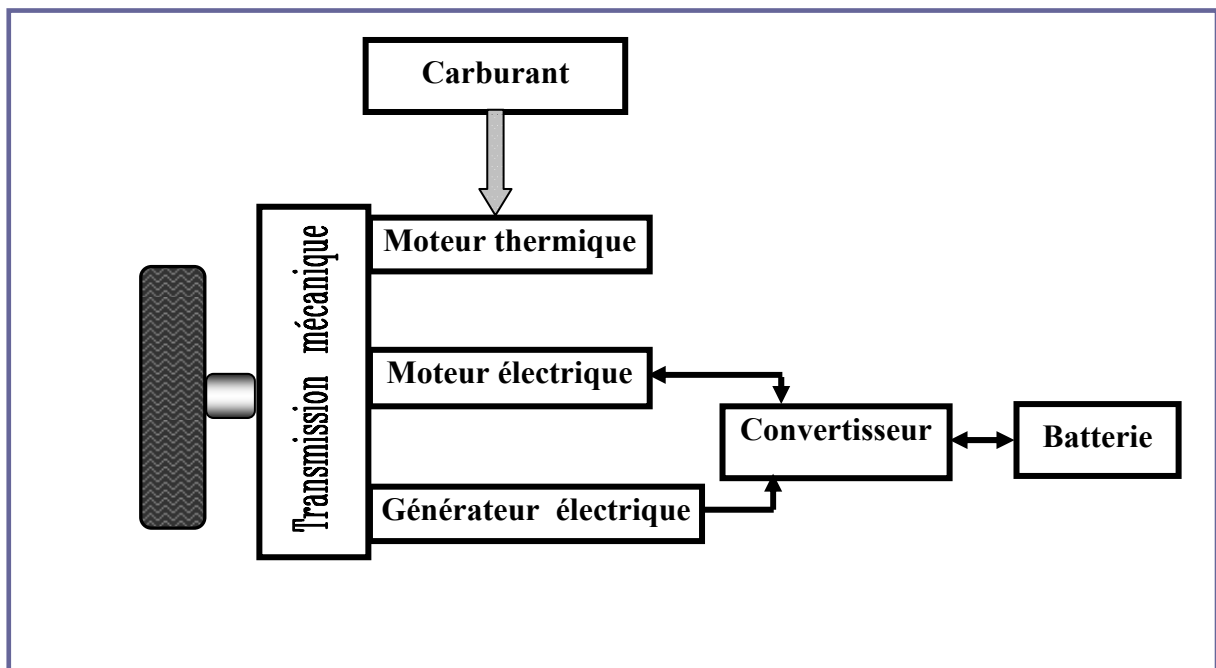


Figure 1.5 Hybride Parallèle-Série

En fait, tout est fait de manière à ce que le moteur thermique fonctionne dans la plage de régime moteur la plus favorable du point de vue rendement et donc consommation et pollution. La recharge des batteries est effectuée lors du fonctionnement du moteur thermique dans des plages favorables ou lors du freinage par récupération d'énergie. Selon TOYOTA, la PRIUS peut ainsi atteindre une autonomie de 900 kilomètres et ses émissions d'oxydes de carbone (CO<sub>2</sub>) sont inférieures de 40% à celles d'un véhicule thermique classique de même gabarit. Ses performances en termes de vitesse maximale, d'accélération et de reprises sont tout à fait honorables. Compte tenu de son coût de production, le prix de la PRIUS reste élevé (environ 15 000 000 DA) comparé aux modèles de sa catégorie [7].

## 1.4 Perspectives du véhicule électrique

Dans une perspective future, deux orientations sont perceptibles au vue de la diminution des réserves de pétrole : l'utilisation à une grande échelle de l'hydrogène et de l'élargissement de la gamme des véhicules purement électriques. En ce qui concerne l'hydrogène, il constitue une source d'énergie fiable et son meilleur atout est écologique mais son vrai décollage requiert un développement de technologies adaptées à un coût abordable.

Au sujet du développement des véhicules purement électriques, il est fortement dépendant des évolutions et des progrès technologiques, notamment dans le domaine de batteries. Ces véhicules sont également rattachés aux progrès découlant des études d'amélioration des performances de la chaîne de propulsion. IL apparaît ici que le développement technique permet d'avancer dans la résolution d'un problème écologique [8].

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'évolution des véhicules à propulsion électrique depuis leur apparition, leur constitution ainsi que l'importance de leurs systèmes de propulsion. Puis nous avons discuté les deux principales sources d'énergies: les batteries et les piles à combustibles. Ensuite on a abordé le problème de la motorisation ainsi que les exigences fonctionnelles de la chaîne de traction électrique. Enfin, Nous avons terminé de manière synthétique le véhicule hybride, ainsi que les perspectives du véhicule électrique.

L'impact des nouveaux matériaux utilisés dans la construction des moteurs est le sujet du deuxième chapitre.

---

# **Chapitre 2**

## **IMPACT DES NOUVEAUX MATÉRIAUX SUR LES MOTEURS BRUSHLESS**

---

## 2.1 Introduction

La protection de l'environnement devient de plus en plus l'une des préoccupations à travers le monde. La croissance des véhicules de transports augmente avec la croissance de la population; chose qui fait l'augmentation de la pollution dans les villes. Le recours aux véhicules électriques et hybrides est les solutions de l'avenir [9].

Le choix du moteur dans un véhicule électrique peut contribuer d'une part à l'optimisation de l'énergie consommée et d'autre part à la protection de l'environnement par la réduction de la pollution [9],[10].

Dans ce chapitre on commence par un aperçu sur l'impact des nouveaux matériaux sur les moteurs électriques d'une façon générale et particulièrement sur les moteurs à aimants permanents à courant continu à commutation électronique (BLDCM). Ensuite on donne les différentes structures des moteurs BLDCM suivies du fonctionnement de ce type de moteurs.

## 2.2 Choix des moteurs pour les véhicules électriques

Depuis la deuxième moitié du 20<sup>ème</sup> siècle La consommation effective de l'énergie est liée directement à la protection de l'environnement. Cependant les moteurs électriques sont les uns des éléments de cette nouvelle philosophie de la consommation liée avec la protection de l'environnement. La plupart des moteurs utilisés dans les véhicules électriques fabriqués en Europe et au USA sont des moteurs à induction, ils sont plus fiables que ceux à courant continu et moins coûteux que les moteurs BLDCM. Par contre au Japon les moteurs BLDCM sont les plus utilisés dans les véhicules électriques et hybrides à cause des recherches bien poussés et le développement des aimants de haute qualité et de fiabilité en plus de leur petite taille. Les moteurs à réluctance variable sont aussi bien utilisés en vue de développement de technique de commande mais le problème d'ondulation et de bruit font leurs limitations dans les véhicules électriques [9], [11]. Le tableau (2.1) donne une comparaison entre les différents moteurs. Les moteurs BLDCM ont un rendement plus important mais le coût reste toujours élevé. La note 5 est attribuée pour celui qui présente la meilleure caractéristique [2].



	Moteur à Courant continu	Moteur à induction	Moteur BLDCM	Moteur à réductance	Moteur à AP hybride
Densité de puissance	2.5	3.5	5	3.5	4
Rendement	2.5	3.5	5	3.5	5
Aptitude de contrôle	5	4	4	3	4
Fiabilité	3	5	4	5	4
Qualité	5	5	4	4	3
Coût	4	5	3	4	3
<b>Total</b>	<b>22</b>	<b>26</b>	<b>25</b>	<b>23</b>	<b>23</b>

Tableau 2.1 Comparaison de différents moteurs

## 2.3 Matériaux utilisés dans la construction des moteurs

### 2.3.1 Matériaux ferromagnétiques laminés et ses alliages

Les machines électriques soumettent dans la plupart des cas les circuits magnétiques à des champs alternatifs. Afin de limiter les courants de Foucault induits dans ces circuits sous l'effet de la conductivité, on utilise généralement les alliages magnétiques sous forme de tôles isolées. Le choix des alliages prend en compte les aspects techniques, mais également des considérations économiques. Notons que sur la base de fer dont la faible résistivité ( $10^{-7} \Omega.m$ ) conduit à des pertes très élevées en régime alternatif, l'objectif des alliages développés est avant tout d'accroître par additions de composés cette résistivité tout en conservant un bon niveau de polarisation à saturation. Trois familles d'alliages ont percé le marché des matériaux laminés [5]:

#### a) Alliage Fer-Silicium

C'est sans nul doute l'alliage le plus répandu dans le domaine de la conversion de l'énergie. L'ajout de Silicium à taux inférieur dans tous les cas à 3% apporte outre des performances magnétiques accrues, une dureté et une rigidité au produit final qui facilite l'usinage et la manutention des tôles. De par ses volumes de production et son ancienneté, l'alliage Fer-Silicium a bénéficié des plus forts développements en recherche et procès de fabrication (qualité «semi-process » ou «fully process»), avec un fine la définition de groupes distincts qui se partagent sans trop de concurrence les marchés : les tôles à grains non orientés et les tôles à grains orientés [5].

**b) Fer-Nickel**

Sans commune mesure avec les alliages Fer-Silicium, les alliages Fer-Nickel sont conçus sur des taux de charge en Nickel variant de 36% à 80%. On distingue trois groupes bien définis ayant chacun des caractéristiques et des domaines d'application bien spécifiques regroupés dans le tableau ci-dessous (2.2).

Taux de Nickel	Niveau de Saturation (T)	Perméabilité	Pertes Massiques (50 Hz)(W/kg)
36-40 %	1.3	2000-3000	1T=>0.55-1.1
45-50 %	1.55	5000-12000	1T=>0.25-0.75
75-80 %	0.8	35000-80000	0.5T=>0.025

**Tableau 2.2 Caractéristiques magnétiques des alliages Fer-Nickel**

**c) Fer-Cobalt**

D'un point de vue électromagnétique, les alliages Fer-Cobalt offrent les caractéristiques les plus attractives. Pour un taux de cobalt variant de 25 à 30%, cet alliage présente le plus haut niveau de saturation (2 à 2.3T) pour une perméabilité comprise entre 1000 et 8000. Bien que ses pertes soient supérieures à celles des alliages Fer-Silicium, sa résistance à la chaleur en font le produit phare pour des applications à contraintes ambiantes sévères, application qui, en raison du prix de ces tôles ne relèvent pas cependant de la grande série. Elles se cantonnent donc, dans le domaine des machines tournantes, à des applications aéronautiques, ferroviaires ou militaires [5], le tableau (2.3) présente les caractéristiques des alliages Fer-Cobalt.

Taux de Cobalt	Induction de saturation (T)	Perméabilité	Pertes massiques (50 Hz)(W /kg)
25-28 %	2.4	3000	2T->10
50%	2.35	8000-20000	2T->5

**Tableau 2.3 Caractéristiques magnétiques des alliages Fer-Cobalt**

Ces alliages trouvent aussi leur application dans des dispositifs nécessitant une absence de magnétostriction et une grande perméabilité est essentielles (composants magnétiques pour alimentation à découpage, capteurs, transformateurs spéciaux pour l'aéronautique, têtes magnétiques, blindage des câbles, etc.).

#### d) Synthèse

Les trois familles de tôles précédemment décrites montrent à quel point, en terme de performances magnétiques, le choix final impose une définition très précise du cahier des charges de l'application visée. Considérant uniquement le champ d'investigation de la machine tournante, trois critères purement électromagnétiques doivent être considérés: le niveau de saturation, la perméabilité et les pertes massiques [5].

### 2.3.2 Matériaux magnétiques composites doux

Si les niveaux de saturation et les propriétés mécaniques des matériaux laminés sont très attractifs, le coût de fabrication, de recyclage ainsi que les pertes massiques à haute fréquence constituent encore une source de problèmes. Dans ce contexte, les progrès effectués dans le domaine des poudres magnétiques composites sont susceptibles de répondre dans un futur proche à ce type de contraintes technico-économiques. Ainsi d'un point de vue purement économique, leurs procédés de fabrication comptent un nombre d'étapes deux fois inférieur à celui des matériaux laminés. Par ailleurs, ces procédés permettent non seulement le mélange de composants complémentaires, mais aussi le moulage par compression ou injection de pièces actives à structures complexes, élargissant ainsi le champ d'investigation quant aux structures de machines envisageables. Ces innovations technologiques ouvrent enfin la voie à une optimisation poussée de la forme et du comportement des circuits magnétiques [5].

### 2.3.3 Nouvelles topologies

Parmi les matériaux employés aussi dans les machines électriques, on peut citer la fonte, l'acier coulé, l'acier au silicium (1%) pour faire des tôles isolées de haute perméabilité. On peut aussi utiliser de nouveaux matériaux de type composite (fer-résine) pour remplacer les tôles. Ces matériaux sont réalisés à base de poudre de fer et de résine. Ils ont une faible perméabilité relative ( $\mu_r=300$ ), une faible valeur d'induction de saturation (1.4 T) par rapport aux autres Matériaux laminés. Ils sont faciles à usiner et on peut réaliser des formes très complexes avec les moules. Ce type de matériau permet de réaliser le rotor en une seule opération par moulage ou pressage ce qui conduit à un gain de temps dans la production de masse, par rapport aux autres types de matériaux [12].

### 2.3.4 Impact des matériaux sur les moteurs

Les propriétés des moteurs sont fortement liées aux types de matériaux utilisés dans la construction des tôles formant le circuit magnétique de la machine. La figure (2.2) montre les différents types de tôles d'acier Kawasaki utilisés pour la fabrication des corps des machines électriques. La figure montre la relation entre les pertes fer et l'induction magnétique ( $B$ ) des aciers à grains non orientés. L'effet du dosage de Silicium est l'un des paramètres influant sur les pertes fer de la machine [9], [11].

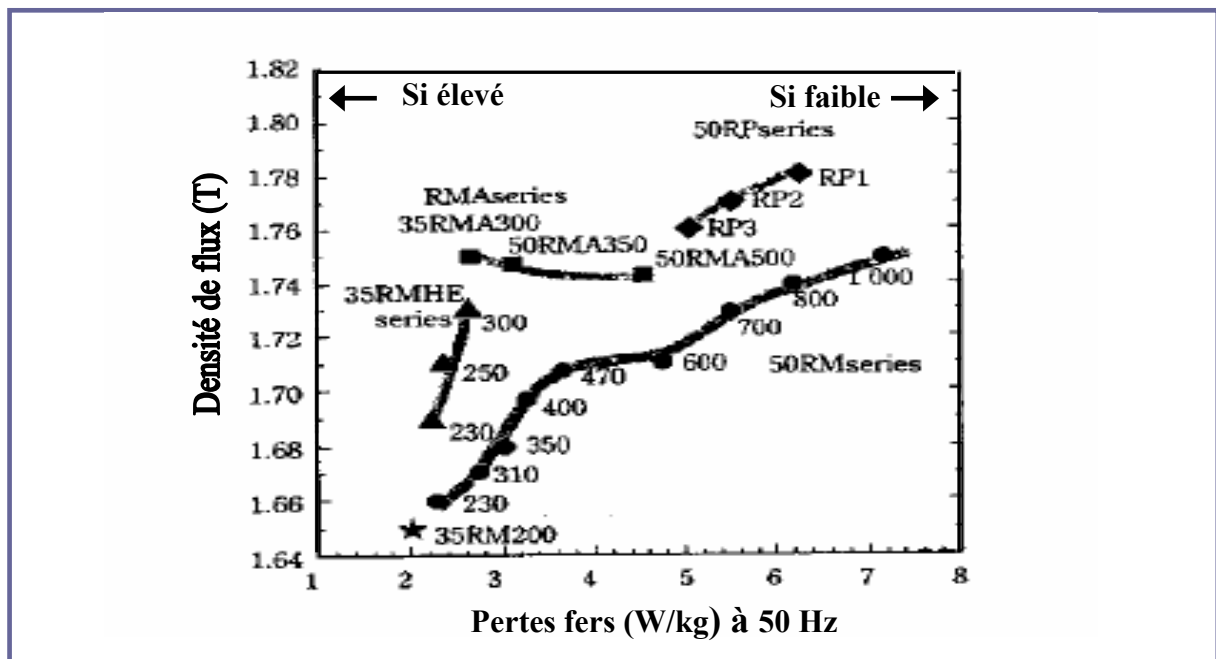


Figure 2.1 Relation entre les pertes fer et l'induction magnétiques pour différentes valeurs de Si

### 2.4 Structure du moteur à courant continu sans balais (BLDCM)

Le moteur à courant continu sans collecteur, ou "Brushless DC Motor", que l'on appelle aussi parfois ECM ("Electronically Commutated Motor"), est la copie quasi conforme du moteur DC à collecteur, à la différence près que la fonction de commutation, réalisée mécaniquement par le collecteur dans le cas de la machine DC, est effectuée électroniquement, sans aucun contact mécanique entre stator et rotor ne soit nécessaire [13].

De façon à pallier aux inconvénients de la commutation mécanique, il faut dans la mesure du possible supprimer le collecteur et essayer de reproduire électroniquement la fonction qu'il réalise. Dans ce but, la commutation va être effectuée de manière électronique et les adaptations de principe suivantes sont effectuées [13]; figures (2.2a), (2.2b).

- L'excitation, réalisée jusqu'ici au niveau du stator par l'aimant, voire un enroulement, est maintenant créée par le rotor, c.-à-d. La partie tournante de la machine (on considère ici

le cas le plus fréquent d'un moteur à rotor intérieur), que l'on munit d'aimants permanents. Le rotor joue donc maintenant le rôle d'inducteur sans qu'il soit toutefois nécessaire de lui transmettre de l'énergie par le biais d'un contact mécanique ;

- Les trois enroulements toujours couplés en étoile, sont logés dans les encoches du stator, lequel fait désormais office d'induit ;
- Le collecteur est supprimé ;
- Trois sondes à effet Hall (S1, S2 et S3) sont utilisées pour détecter le champ d'induction produit par l'aimant et pour ainsi mesurer grossièrement la position du rotor. Elles sont solidaires du stator, logées directement dans celui-ci ou sur une pièce fixée au stator en face d'un aimant auxiliaire solidaire du rotor ayant les mêmes caractéristiques que les aimants permanents du rotor. Comme indiqué précédemment, elles sont espacées de  $60^\circ$ , voire  $120^\circ$ . C'est sur la base de l'information qu'elles délivrent que les phases seront commutées ;

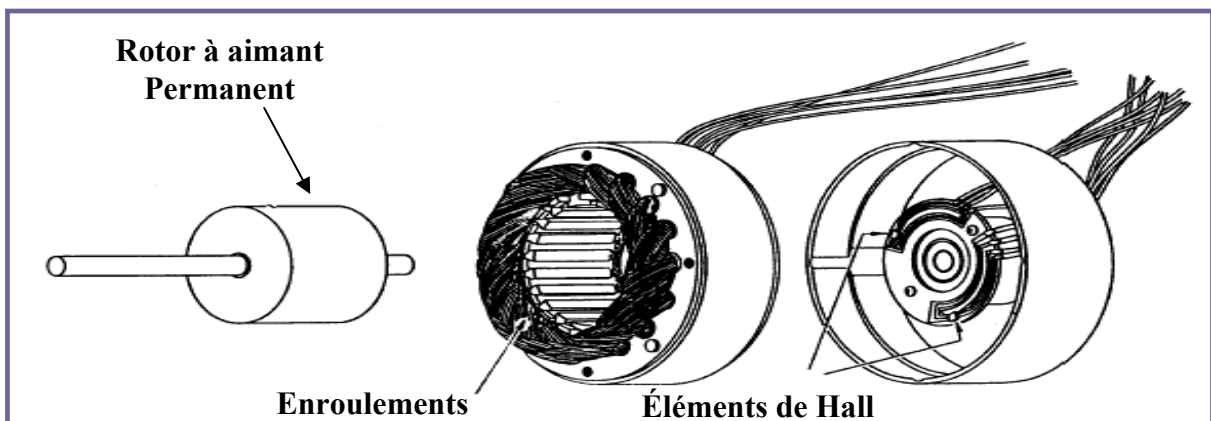


Figure 2.2a Vue Démontée de Moteur Brushless de Courant Continu.

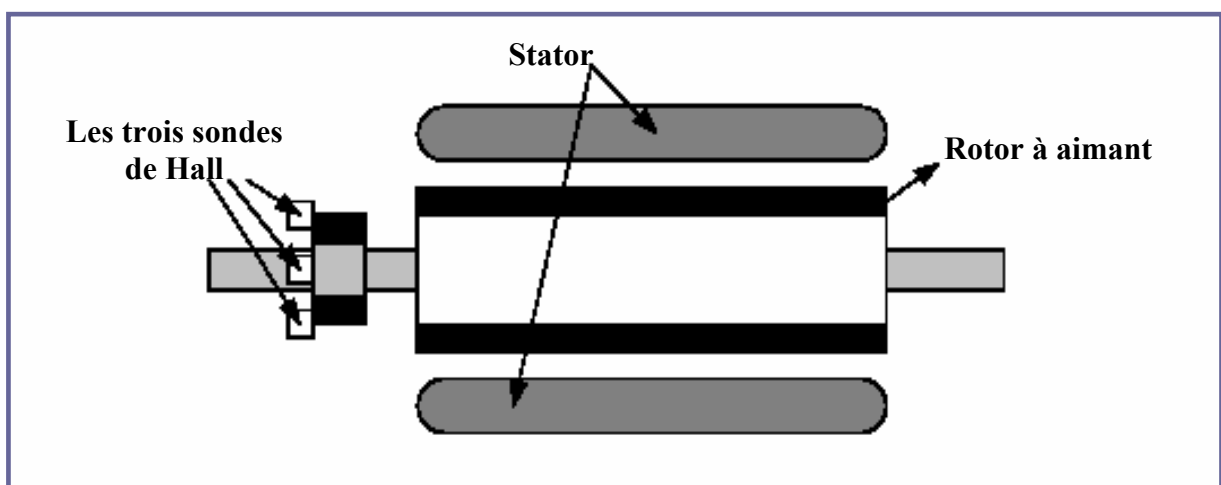
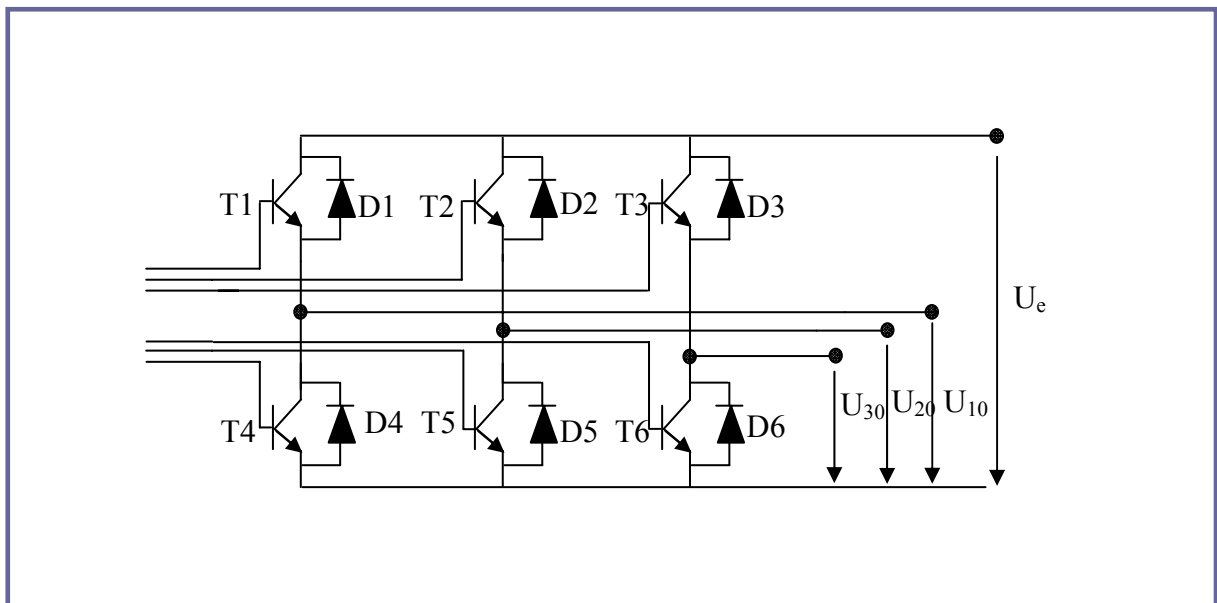


Figure 2.2b Structure du moteur BLDCM : les enroulements des trois phases sont logés dans le stator (induit), et la position de l'aimant (inducteur) est détectée par les trois sondes de Hall S1, S2 et S3

L'alimentation par variateur de courant continu, est remplacée par une électronique de commutation semblable, avec cependant une branche de plus (figures (2.3) et (2.4)).

La tension  $U_e$  du circuit intermédiaire est donc également continue. On a alors affaire à un onduleur triphasé, dispositif qui permettra de créer un système de courants et de tensions triphasés de fréquence variable. Les potentiels appliqués aux bornes de chaque phase sont donc commutables à volonté entre  $+U_e$  et  $-U_e$ . Notons que c'est pour les mêmes raisons que celles évoquées lors de la présentation du variateur de courant continu que l'alimentation choisie fonctionne en mode de commutation, ce dernier permettant de limiter les pertes thermiques dans l'étage de puissance. Sous la forme de six transitions par tour, les signaux S1, S2 et S3 issus des sondes de Hall fournissent l'information minimale sur la position de l'aimant, laquelle est nécessaire à la commutation au temps opportun des trois phases.

Détectant ainsi la polarité du champ d'excitation, deux des trois phases sont successivement enclenchées, une logique de traitement des signaux S1, S2 et S3 fournissant les commandes individuelles des trois branches de l'onduleur. Bien qu'il existe plusieurs stratégies possibles, la séquence d'enclenchement des phases est toujours telle que seules deux d'entre-elles conduisent simultanément, mises en série par une commande ad hoc des voies l'étage de puissance. Elles se voient donc parcourues par le même courant, lequel rentre par une phase et sort par l'autre. La troisième phase est laissée en l'air et le courant la traversant est ainsi nul [13].



**Figure 2.3 Alimentation triphasée constituée de trois Demi-ponts**

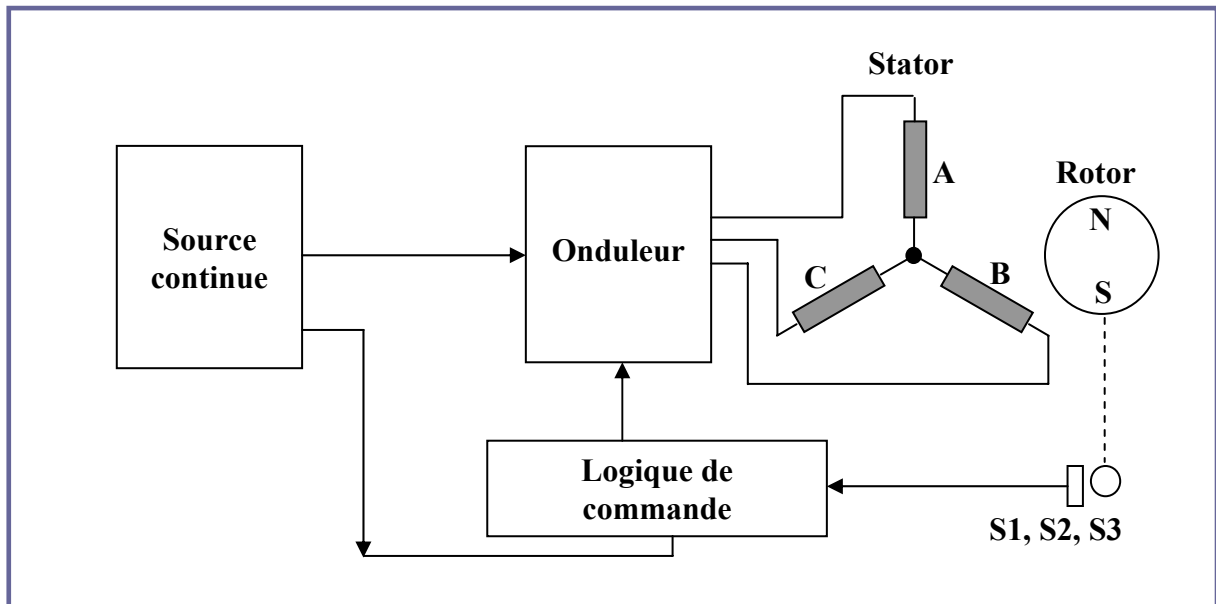


Figure 2.4 Moteur Brushless Triphasé

### 2.4.1 Influence de la commande

L'alimentation et la commande électronique représentent les éléments clés du moteur à commutation électronique. En effet elles génèrent, à partir d'une tension continue, le champ tournant statorique nécessaire au fonctionnement du moteur. Dans le but d'augmenter ses performances, il est indispensable d'asservir le champ magnétique statorique à la position du rotor.

Pour un moteur triphasé, la génération du champ tournant s'effectue à partir de trois tensions (commande en tension) ou courants (commande en courant) déphasés spatialement et temporellement de  $(2\pi/3)$ . La réalisation pratique du champ tournant est faite à partir d'un onduleur. Celui-ci se présente généralement sous la forme d'un pont à 6 transistors. Pour éviter tout court circuit, deux transistors d'une même branche ne peuvent conduire simultanément. La séquence de commutation des phases est déterminée par le type de commande utilisé [14].

#### 2.4.1.1 Commande à 120° contrôlée en courant

Parmi les différentes commandes électroniques (120°, 180°) ou « sinus » adaptées aux moteurs triphasés, seule la commande à 120°, relative à un branchement en étoile, sera présentée ici. Dans une commande à 120°, chaque transistor conduit pendant un tiers de période électronique la séquence de commutation correspond à une succession de six combinaisons. Chaque combinaison a deux branches du pont actives et une flottante. Comme

les extrémités de chaque branche du pont connecté aux bornes d'une source de tension continue et son centre à une des phases du moteur, chaque borne du moteur peut se trouver dans un des états suivants [14]:

- 1- potentiel positif (le transistor de la branche supérieure conduit)
- 2- potentiel nul (le transistors de la branche inférieure conduit)
- 3- potentiel flottant (aucun transistor de la branche ne conduit)

Le passage d'une combinaison à l'autre s'effectue tous les  $60^\circ$  électrique en fonction de la position du rotor. Lors de la commutation, il s'agit d'éteindre un transistor de l'une des deux branches actives et d'enclencher un transistor de la branche flottante. La figure (2.5) illustre les différentes séquences de conduction associées à une commande à  $120^\circ$ .

#### 2.4.1.2 Technique Modulation de largeur D'impulsion

Le contrôle du courant du moteur est alors réalisé par un système à modulation de largeur d'impulsion ou PWM (Pulse Width Modulation). Ce système de réglage consiste à appliquer (par hachage de la tension d'alimentation) directement aux transistors de chaque branche du pont onduleur une consigne de courant, De cette façon, il est possible de contrôler exactement la forme d'onde et l'amplitude des courants de chaque phase [14].

A basse fréquence (lorsque  $\omega.L_s \ll R_s$ ), le courant de phase associé à une commande à  $120^\circ$  contrôlée en courant est modélisé par la fonction suivante, figure (2.6) :

$$I(\omega, t) = \begin{cases} I_{\max} & \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6} \\ -I_{\max} & \frac{7\pi}{6} \leq \omega t < \frac{11\pi}{6} \\ 0 & \text{reste - du - temps} \end{cases} \quad \text{Pour} \quad (2-1)$$

La commande à  $120^\circ$  se révèle parfaitement adaptée à une auto-commutation du moteur sans capteurs directs de position. En effet le courant circule dans deux phases correspond et la troisième, non alimentée peut servir de capteur. De plus, comme le courant de phase correspond au courant total du moteur, le réglage du courant, donc du couple, s'en trouve facilité. En fin, dans le cas d'un réglage en courant, le couple instantané du moteur est directement proportionnel à la tension induite de ligne [14].



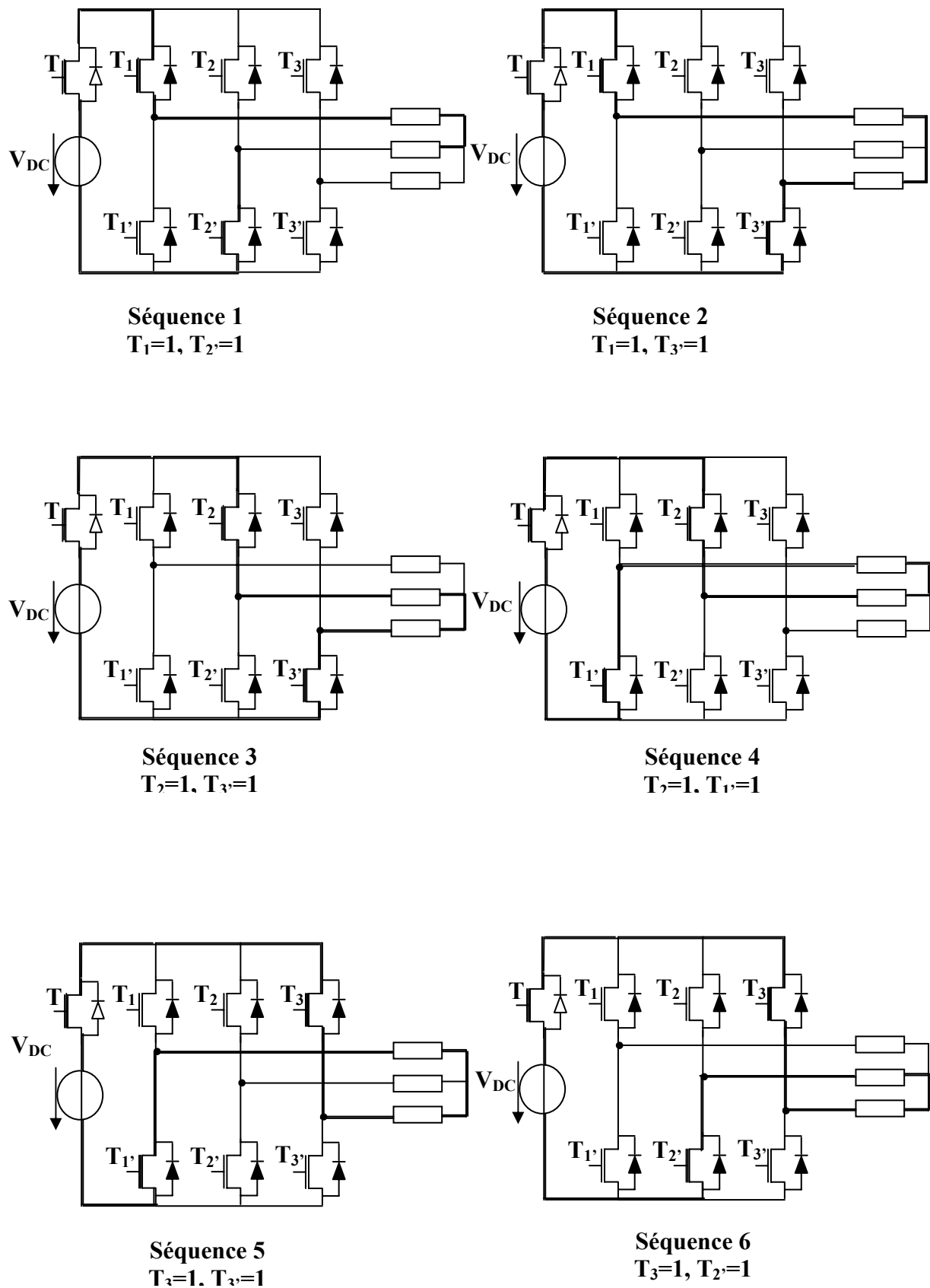


Figure 2.5 Séquences de commutations

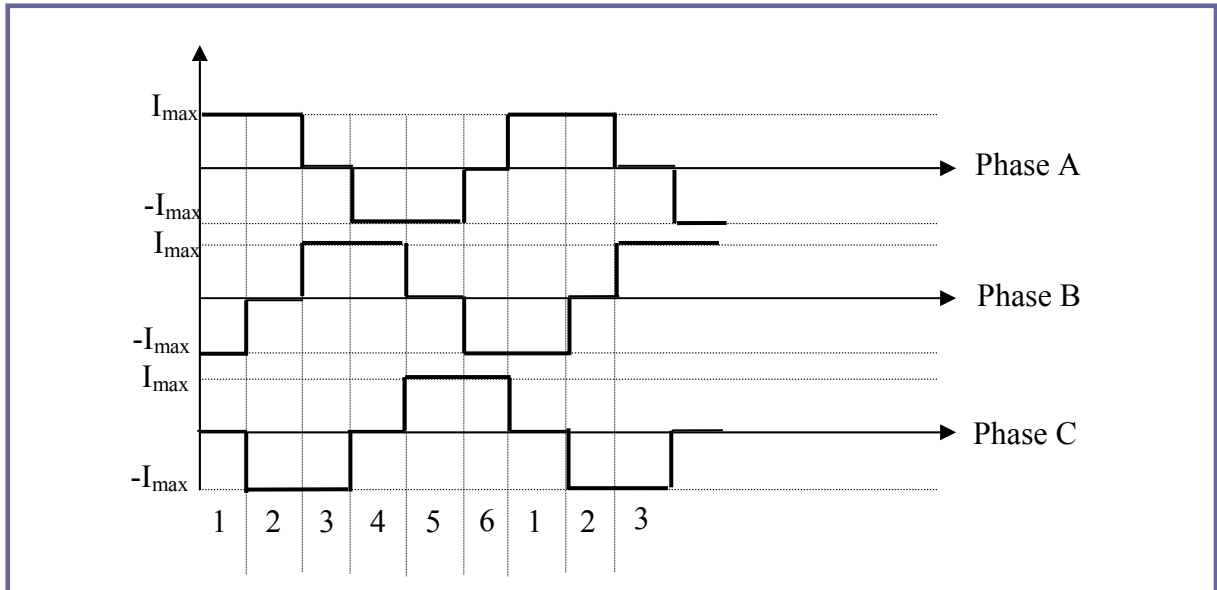


Figure 2.6 Allure du courant de phase lors d'un réglage en courant

### 2.4.2 Les capteurs à effet Hall

Si un courant  $I_0$  traverse un barreau en matériau conducteur ou semi-conducteur, et si un champ magnétique d'induction  $B$  est appliqué perpendiculairement au sens de passage du courant, une tension  $V_h$ , proportionnelle au champ magnétique et au courant  $I_0$ , apparaît sur les faces latérales du barreau. C'est la tension de Hall (du nom de celui qui remarqua le phénomène en 1879) [16].

$$V_h = K_h \cdot B \cdot I_0 \tag{2-2}$$

$K_h$ : constante de Hall, qui dépend du matériau utilisé.

Les causes de l'effet Hall, Les électrons sont déviés par le champ magnétique, créant une différence de potentiel appelée tension de Hall

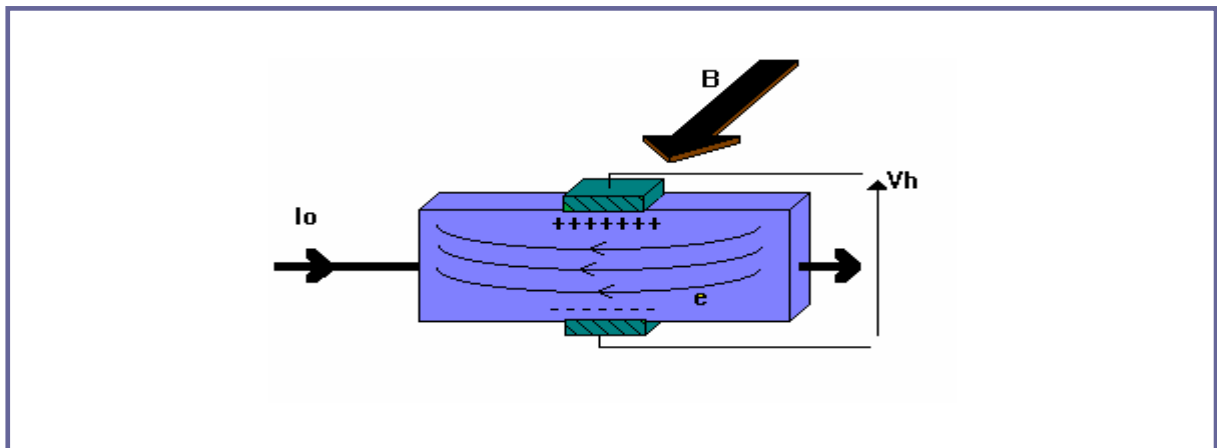


Figure 2.7 Capteur a l'effet hall

## 2.5 Les Différents Types Du Moteurs Brushless à Aimants

Il existe de nombreuses configurations de moteur Brushless. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [17].

Le choix du type de moteur est donc la décision la plus fondamentale dans un travail de conception.

Trois grandes familles existent, les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial. Ces familles se décomposent elles-mêmes en deux parties : les machines à forme d'onde sinusoïdale ou trapézoïdale.

## 2.6 Effet des matériaux sur les propriétés électriques des moteurs BLDCM

Les moteurs BLDCM sont des moteurs qui sont caractérisés par la forme d'induction magnétique trapézoïdale et la forme rectangulaire des courants alimentés les phases du stator. Cette situation fait que la machine est riche d'harmoniques qui favorisent les pertes fer.

On présente dans la figure (2.8) l'effet des matériaux sur les rendements maximaux des moteurs BLDCM. On constate que le rendement maximum du moteur dépend principalement des pertes fer à 400 Hz indépendamment du recuit de détente du matériau après le coupage. Les moteurs BLDCM, en vue de leur construction, ont plus de pertes fer que pertes cuivre (absence de bobinages dans le rotor) relativement aux moteurs à induction. Les aimants de types terres rares font que ces moteurs ont des inductions magnétiques plus importantes choses qui nécessitent des matériaux à faibles pertes de fer à 400 Hz.

La figure (2.9) illustre la relation entre les rendements et les puissances de sortie des moteurs de faible puissance pour différents type de matériaux [9] [11].

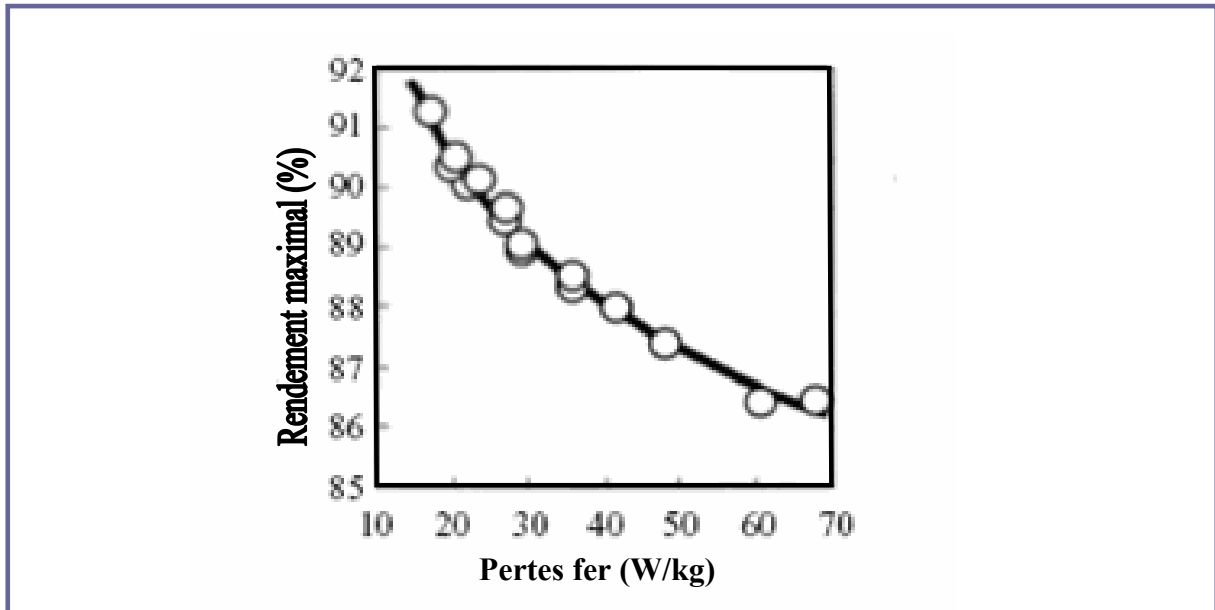


Figure 2.8 Relation entre les pertes fer et rendements à 400 Hz

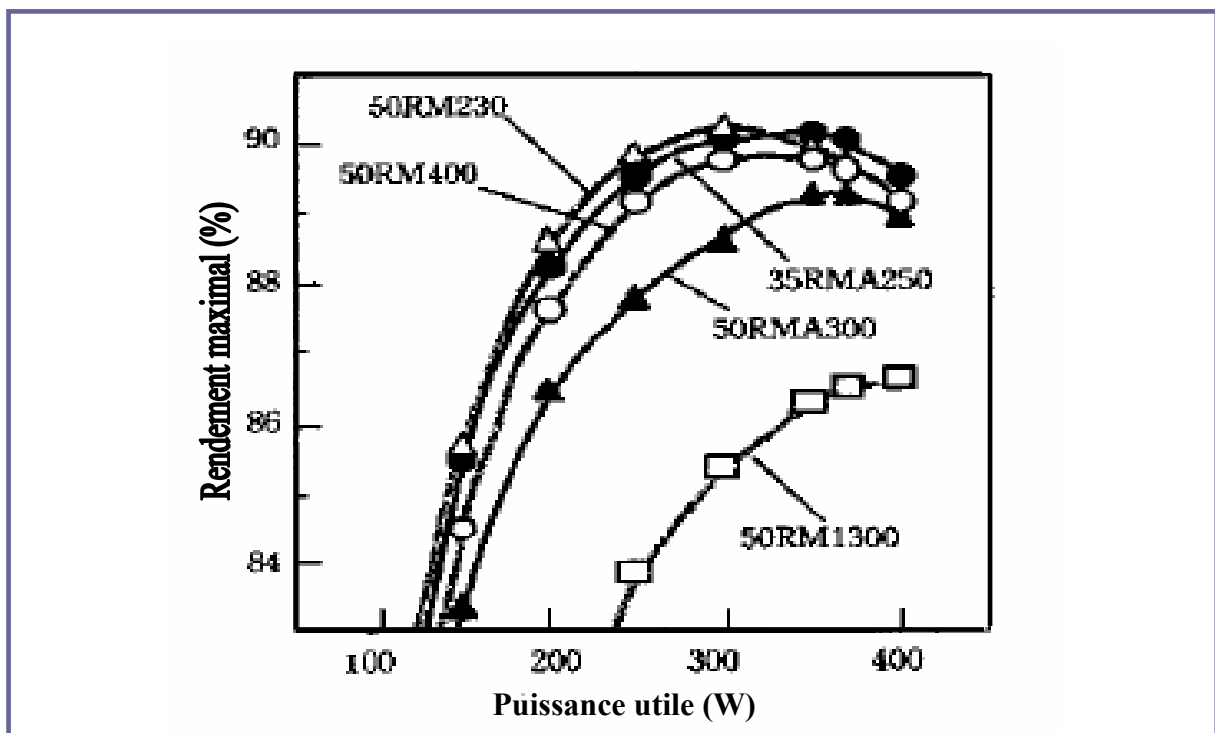


Figure 2.9 Relation entre les rendements et les puissances de sortie à 50 Hz

### 2.6.1 Proposition des matériaux pour BLDCM

Suite aux spécifications des moteurs BLDCM, certains matériaux peuvent apporter des améliorations au sein de leurs propriétés. Parmi ces matériaux on peut citer [9] [11]:

### 2.6.1.1 Acier Électrique Non-Orienté de haute qualité 35RM200

L'acier électrique (35RM200), est un acier dont l'ajout de Si et de l'Al a été bien étudié de telle sorte que ce matériau a un faible taux de perte fer relativement aux tôles de même épaisseur 0.35 mm et il se caractérise aussi d'une augmentation de sa résistivité qui influe directement sur les pertes de courants de Foucault.

### 2.6.1.2 Série RMHE de faibles pertes fer et de haute perméabilité

Un faible taux de pertes fer et haute induction magnétique ont été obtenus sans augmenter considérablement la dureté. Cette série améliore l'accroissement des grains par un certain contrôle judicieux. L'optimisation de la quantité de Si, Al et du Mn fait que ce matériau se caractérise par une résistivité élevée avec un taux faible de pertes fer. Ce matériau a une induction magnétique plus importante avec une dureté moins que ceux des matériaux RM pour les mêmes pertes fer. Les pertes fer sont aussi réduites par le développement des tôles d'épaisseur 0.30 mm, 0.25 mm et 0.20 mm.

### 2.6.1.3 Série RP de haute induction

Ce matériau a été développé pour répondre au besoin en taille et rendement des équipements. La quantité du Si décroît dans l'ordre RP1, RP2, RP3. Ces tôles d'aciers sont produites en utilisant une technologie de contrôle avancée de texture.

### 2.6.1.4 Série RMA avec un faible taux de pertes fer après le recuit

Cette série montre une excellente croissance des grains à travers le recuit qui conduit à des tôles à pertes fer réduites après le recuit et une haute induction magnétique.

## 2.6.2 Les aimants permanents

Le choix des aimants est un élément clé de la conception d'un moteur à aimants permanents (Brushless). Ils s'effectue soit selon des critères techniques: propriétés magnétiques, mécaniques et thermiques soit selon des critères économiques; prix, livraison, fournisseur [14], [17].

Dans le cadre de ce travail nous tiendrons compte essentiellement des critères techniques et du prix, Le but d'utilisation de ces aimants est d'avoir un niveau d'induction élevé dans l'entrefer et donc de réduire les dimensions et l'encombrement du moteur.

De nos jours, il existe une grande variété de matériaux pour aimants permanents dont les propriétés et les applications sont très diverses. On distingue [12] :

- ◆ Les ferrites dures, matériaux céramiques bon marché, très stables, mais peu puissants et fragiles. Ce sont les aimants les plus compétitifs au niveau de leur prix et les plus utilisés.
- ◆ Les alliages à base d'éléments de terre rares, très stables et très puissants. Mais ces aimants sont chers et difficiles à usiner. Ils sont aussi sensibles à la corrosion.

Les aimants permanents sont des matériaux à large cycle d'hystérésis. Ils sont caractérisés par une courbe de démagnétisation qui correspond au deuxième cadran du cycle communément appelé courbe de désaimantation ( $B_a > 0$  et  $H_a < 0$ ) figure (2.10).

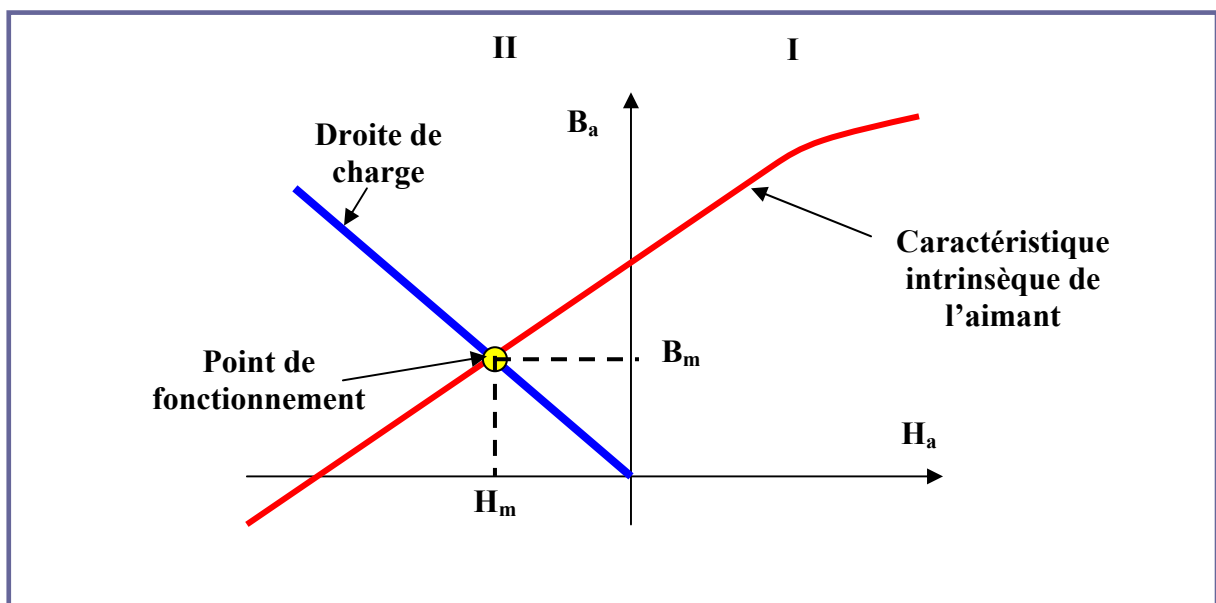


Figure 2.10 Caractéristique magnétique d'un aimant

D'après cette courbe, les grandeurs importantes sont :

- L'induction rémanente ou aimantation  $B_r$ . C'est l'induction résiduelle lorsque  $H_a = 0$ .
- Le champ coercitif  $H_c$ , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction. Plus sa valeur est élevée, plus l'aimant est stable.
- L'énergie spécifique  $(BH)_{\max}$  définie comme étant l'énergie maximale par unité de volume que l'aimant peut fournir au milieu externe. Dans les matériaux à perméabilité proche à celle de vide  $(BH)_{\max}$  ne dépend que de l'induction rémanente et ne dépasse pas  $B^2/4 \cdot \mu_0$ .

Sur la figure (2.11) suivante, nous rappelons les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants et nous présentons leurs grandeurs caractéristiques typiques dans le tableau.

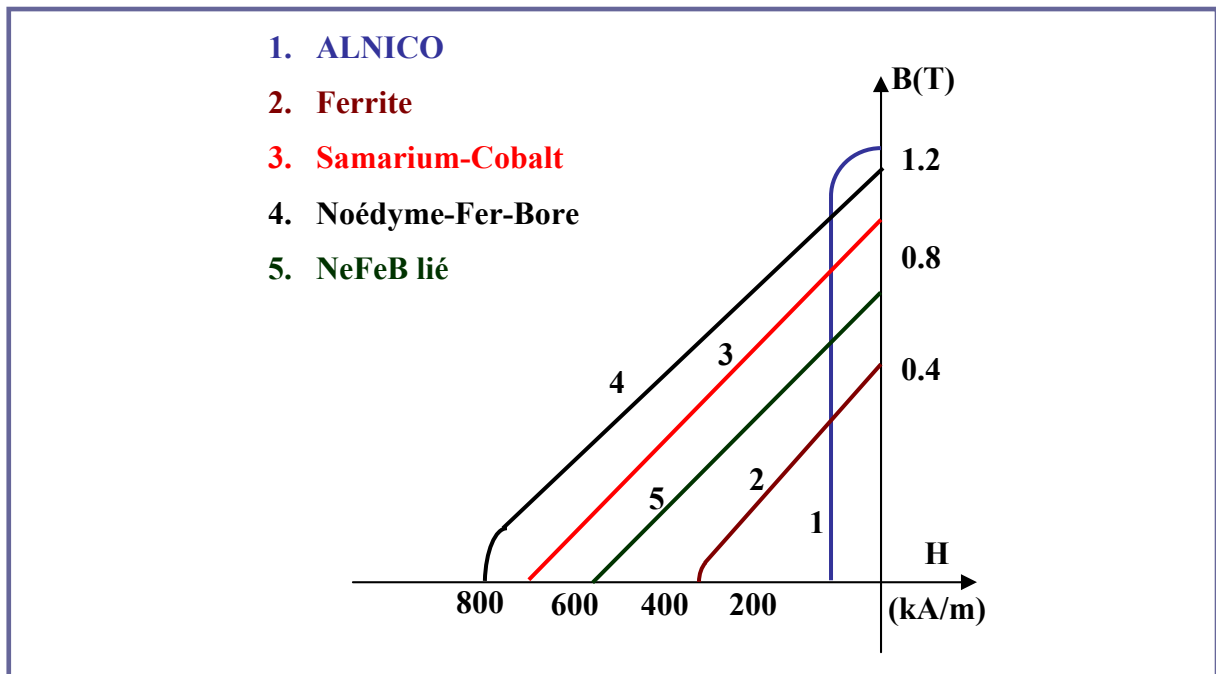


Figure 2.11 Courbes de désaimantation d'aimants

#### a) Les ALNICO

Présentent une induction rémanente élevée et une très bonne tenue en température, mais leur champ coercitif faible les rend très sensible à la désaimantation par un champ extérieur [12].

Les attributs principaux de l'ALNICO sont [18] :

- mécaniquement fort,
- fonte à une variété de forme,
- température très stable,
- peut changer l'orientation magnétique.

#### b) Les Ferrites

Les ferrites ont une force coercitive très élevée que Les ALNICO [18]. Malgré des performances relativement modestes, ce sont imposés dans la plupart des applications grand public (électroménager. automobile) principalement en raison de leur faible prix de revient.

Leur tenue en température est moyenne mais ils présentent l'avantage d'avoir un champ coercitif qui augmente avec la température de sorte que les risques de désaimantation interviennent plutôt à basse température. Enfin, on peut remarquer que les ferrites sont les seuls à avoir une résistivité électrique importante qui supprime la possibilité de circulation de courants de Foucault [12], [18].

Les caractéristiques des ferrites sont [18]:

- économes,
- bon pour la forme simple seulement,
- Très fragile.

### *c) Les Terres Rares*

C'est le plus nouveau type d'aimants permanents qui été extensivement utilisé dans les deux dernières décennies [18]. Sont des aimants beaucoup plus performants. Parmi eux, les Samarium Cobalt ( $\text{SmCo}_5$ ,  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ) autorisent une température de fonctionnement élevée jusqu'à 300 degrés C tout en maintenant une valeur de l'aimantation. Ils sont couramment utilisés dans les applications nécessitent de hautes performances (robotique, aéronautique, spatial), mais sont très coûteux en raison notamment de la présence du Cobalt (matériau stratégique) dans leur composition [12].

### *d) Les Néodyme-Fer-Bore*

Sont également des terres rares qui ont des performances légèrement, supérieurs aux Samarium-Cobalt mais leur tenue en température est moins bonne ( $-0.1196 \%/C$  pour le  $B_r$  et  $-0.55 \%/C$  pour le  $H_c$ ) ce qui les rend sensible à la désaimantation à haute température. De plus, ils ont tendance à s'oxyder à cause du fer qu'ils contiennent. Néanmoins, des progrès récents ont permis d'accroître que leur tenue ainsi que leur température maximale d'utilisation (jusqu'à 160 degrés C). Cependant, les procédés de fabrication de tous ces aimants sont lourds et seule une production en très grandes séries peut justifier auprès des fabricants La réalisation d'une forme particulière avec des dimensions données. Leurs caractéristiques mécaniques (matériaux frittés) permettent difficilement de les usiner pour adapter les formes disponibles aux dimensions souhaitées, ce qui rend extrêmement difficile de la réalisation de prototypes optimisés et augmente considérablement le prix de revient initiale [12].



### 2.6.2.1 Propriétés des aimants permanents

Des aimants permanents actuels tableau 2.4, quelques chiffres  $(BH)_{\max}$  correspond à l'énergie maximale utilisable [19] :

Type	$(BH)_{\max}$ kJ/m <sup>3</sup>	$B_r(T)$ à 25°C	$H_c$ kA/m	Coeff B %/K	Coeff $H_{cJ}$ %/K	Prix €/kg
<b>NdFeB</b>	200-380	1.2 à 1.5	900 à 2000	-0.1	-0.4 à -0.6	80 à 150
<b>SmCo<sub>5</sub></b>	140-200	1	2000	-0.04	-0.25	220
<b>Sm<sub>2</sub>Co<sub>17</sub></b>	180-240	1.05	2000	-0.03	-	300
<b>ALNICO</b>	50-85	1.1 à 1.3	130	-0.02	+0.01	45
<b>Ferrites strontium</b>	27-35	0.3 à 0.4	250	-0.2	+0.4	6
<b>Ferrites baryum</b>	8-30	0.2 à 0.4	170	-0.2	-	4.5

**Tableau 2.4 Grandeurs caractéristiques des aimants**

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les machines électriques présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour les fonctionnements démagnétisants dans les machines.

Au regard des propriétés générales des différents aimants et compte tenu du couple désiré pour l'encombrement donné, nous avons privilégié des Nd-Fe-B. Cependant, pour un cahier des charges moins contraint en terme d'ondulations de couple, l'utilisation de ferrites avec un moteur à concentration de flux paraît être une alternative intéressante. Nous orientons notre étude vers un moteur synchrone à aimants permanents comportant des Néodyme-Fer-Bore.

### 2.6.2.2 Application des aimants permanents dans les moteurs

L'application la plus importante des aimants permanents est dans les moteurs électriques, avec le développement de ces matériaux et de l'introduction des aimants de terre rare, plus de recherches ont été orientés sur les dispositifs électroniques, puisque ces aimants ont fourni un décalage vers l'évolution électronique des moteurs électriques [18].

Les avantages d'utiliser les aimants permanents dans la machine électrique :

- le circuit d'excitation de champ dans le cas des excitations électromagnétiques présentera des pertes d'excitation dues à l'énergie absorbée par ce circuit, cependant dans les machines d'aimant permanents aucune excitation existe ce qui implique l'augmentation d'efficacité énergétique,
- par conséquent un couple plus élevé ou le rendement est établie dans le système,
- avec la présence d'aimant permanent implique l'augmentation de la densité de flux dans l'entrefer.

## 2.7 L'application des matériaux et les aimants permanents dans le secteur de véhicule

### 2.7.1 Matériaux magnétiques Doux

Les machines électromécaniques : aujourd'hui à l'échelle mondiale, la consommation annuelle de matériaux doux constituant les circuits magnétiques de convertisseurs électromécaniques pour l'équipement des véhicules de tourisme (hors véhicules électriques) peut être estimée à environ 100 000 tonnes, dont 50% à partir de tôles à usage magnétique. On peut raisonnablement considérer un taux de progression de 3 à 4% an. Dans le contexte de production de grande série, fortement automatisée, le choix porte sur des matériaux "bons marchés" et faciles à mettre en oeuvre au moyen de technologies éprouvées (aciers ex-carbonyl, tôles Fe-Si bas de gamme...). Dans le cadre des évolutions réglementaires concernant la pollution et les économies d'énergie (3 l/100 km, véhicules à faibles rejets), une attention de plus en plus grande est accordée aux critères améliorant le rendement de conversion énergétique, en particulier pour les matériaux magnétiques doux (perméabilité plus élevée, pertes fer plus faibles) [20].

- Les axes de Recherche pour Le secteur automobile:

Ils devraient s'orienter vers l'amélioration des caractéristiques magnétiques (augmentation de  $B_r$ , de  $\mu_r$ , pour une excitation située entre  $10^2$  et  $10^3$  kA/m, diminution des pertes entre 50 et 2 kHz, réduction de la sensibilité à l'écroissage) des aciers à usage électromagnétique, avec réduction des coûts de production et amélioration des caractéristiques physiques compatibles avec une mise en oeuvre peu onéreuse [20].

### 2.7.2 Matériaux magnétiques Durs

Les matériaux magnétiques durs sont caractérisés par la valeur de l'aimantation rémanente,  $M_r$ , et celle du champ coercitif,  $H_C$ . L'aimantation rémanente est déterminée par

l'aimantation spontanée du matériau, qui doit être ferromagnétique ou ferrimagnétique à température ambiante. Cette propriété impose que les matériaux durs sont à base d'éléments de transition (Fe, Co, Mn, ...). La coercitivité est liée à l'anisotropie magnétique. Une étape de mise en forme, destinée à procurer au matériau une microstructure ou nanostructure hétérogène, est indispensable à son développement [21].

Les efforts de recherche principaux visent, d'une part à maîtriser la préparation de poudres magnétiques de hautes performances pour la fabrication d'aimants liés, d'autre part la fabrication de matériaux nanostructurés, associant une phase qui procure la coercitivité et une phase qui procure l'aimantation pour l'obtention de matériaux de haute rémanence. Ceux-ci trouveraient leur application dans le domaine de l'industrie automobile.

On peut noter aussi que dans les prochaines années des aimants de quelques centaines de microns seront utilisés. Les techniques de fabrication de couches, qui sont bien adaptées à l'intégration de composants de natures différentes dans un même environnement, peuvent alors être envisagées. La compréhension du rôle de différents types de défauts sur les processus de renversement est importante aussi car elle pourrait guider la mise au point de méthodes optimisées de fabrication d'aimants. Les progrès dans la puissance des calculateurs permettent d'aborder aujourd'hui la modélisation de ces phénomènes de façon de plus en plus réaliste.

Un frein important au développement de nouveaux matériaux est la nécessité d'étudier des systèmes capables de tirer pleinement profit de leurs propriétés. Les matériaux durs modernes seront à la base dans les prochaines années des moteurs hautes performances à commutation électronique (BLDCM) [21].

## 2.8 Evolution et développement des nouveaux matériaux

Les espoirs de développement, à travers une amélioration des propriétés ou la découverte de nouveaux matériaux reposent presque exclusivement sur les matériaux à base de terres rares tels que Neodyme-Fer-Bore et Samarium-Coblat.

Ces espoirs sont dirigés dans trois directions principales [21] :

- A amélioration des propriétés des aimants Nd-Fe-B (tenue en température et résistance à la corrosion). De nouvelles applications de grande importance pourraient alors être envisagées pour véhicule électrique,

- Maîtrise de la fabrication d'aimants liés anisotropes conduisant à un excellent rapport qualité/coût. De tels matériaux pourraient fortement concurrencer les aimants fer-rites de diverses catégories,
- Développement de nouvelles familles d'aimants, en particulier à très forte rémanence. Pour de nombreuses applications la coercitivité des aimants modernes est en effet supérieure aux besoins. Une augmentation de rémanence, au détriment d'une certaine perte de coercitivité, se traduirait dans ce cas par un gain direct en énergie transformée par l'intermédiaire de l'aimant.

## 2.9 Les supraconducteurs

La technologie des matériaux des bobines utilisés dans l'électronique n'a pas changé radicalement dans le temps. Le cuivre a toujours été le matériau le plus employé dans la construction des conducteurs des machines électriques. Les révolutions technologiques dans le domaine des conducteurs ont été incrémentales, grâce à l'amélioration de l'état de pureté du cuivre et du procédé de tréfilerie. Cependant, dans les vingt dernières années, d'importantes avancées de la recherche scientifiques sur les matériaux supraconducteurs ont laissé envisager un bouleversement technologique majeur dans la technologie des conducteurs.

Les supraconducteurs sont des matériaux qui ont capacité de conduction électriques très élevée, et une résistance électrique quasiment nulle. La supraconductivité s'annonce comme une innovation majeur dans le système électrotechnique, car elle offre des applications dans tous ses sous-système (production, transport, distribution et utilisation de l'électricité), à savoir : générateurs super-efficaces, câbles de transmission à très faible pertes, stockage magnétique d'énergie (bobines à supraconducteurs), transport par lévitation magnétique (moteurs linéaires à faible pertes), moteurs électrique à supraconducteurs.

La première et plus importante question technologique concerne le développement de matériaux aux températures critiques les plus élevées possibles, tout en préservant la qualité électromagnétique du matériau. La température critique du mercure est très basse et son refroidissement pose des problèmes techniques importants. Tout au long de l'histoire de la recherche sur les supraconducteurs, de nombreux matériaux ont été étudiés. Cependant, la principale difficulté technologique dans la construction de machine à supraconducteurs est le refroidissement des conducteurs pour obtenir des températures critiques.

Les premiers prototypes d'application des supraconducteurs ont employé liquéfié pour obtenir la réfrigération du matériel. Cependant, cette technique présente un coût initial et

d'entretien du matériau refroidissant beaucoup trop élevé. Dans les années quatre vingt, on des matériaux supraconducteurs à base de céramiques oxydées avec des températures critiques beaucoup plus élevées on été développé. en 1986 à été mis au point un nouveau matériau supraconducteur à une température critique au dessous de 77 K (-196,15), qui est la température de l'azote liquide, c'était la découverte d'un d'oxyde supraconducteur à base d'Yttrium-Barium-Cuivre, généralement connu comme (YBCO). Cette découverte a été considérée comme saut technologique important, car l'azote liquide est un matériau relativement bon marché et industriellement bien établi. D'autres oxydes supraconducteurs avec une température critique plus élevée encore ont été développées, dont les principales familles sont le Bismuth-Strontium-Calcium-Cuivre (BSCCO) et le Thallium-Barium-Calcium-Cuivre (TBCCO).

Le développement de matériaux aux températures plus élevées est loin de régler les problèmes technologiques posés par le développement des supraconducteurs. Un autre blocage technologique important est la variation de la densité critique du courant supportée par le matériau quand il est soumis à des champs magnétiques. En effet, pour la majorité des supraconducteurs développés, la densité critique du courant tombe quand elle soumise à un champ magnétique.

Comme dans le cas des aimants permanent à terres rares, les supraconducteurs apparaissent comme une innovation majeure dans la technologie des moteurs électriques. La concrétisation de cette innovation va dépendre de plusieurs facteurs technico-économiques et, tout d'abord, de l'évolution du processus d'apprentissage technologique et de la disponibilité de matériaux supraconducteurs à des prix compétitifs. malgré tous les développements récents dans le domaine de la recherche sur les supraconducteurs, celle-ci est encore dans une phase d'expérimentation, aussi bien au niveau du développement des matériaux que de l'étude de leur application. Beaucoup d'apprentissage doit encore être accompli avant que la construction des moteurs à supraconducteurs devienne une réalité économique [22].

## **2.10 Perspectives du moteur à aimants permanents (BLDCM)**

Les moteurs à aimants permanents (BLDCM) ont une puissance massique et une densité du couple beaucoup plus importantes que les moteurs classiques. Ces caractéristiques sont très importantes pour des applications demandant des variations de vitesse. Car il est possible d'obtenir des variations de vitesse plus facilement, sans pertes énergétiques importantes. Pour cette raison, les moteurs à aimants permanents constituent une voie de recherche technique privilégiée pour la motorisation des véhicules électriques. Un autre

avantage de l'utilisation des moteurs à aimants permanents dans la motorisation électrique est la plus grande facilité de contrôle électronique de ces moteurs. La commutation électronique des moteurs à aimant permanent facilite leur intégration dans l'électronique de contrôle de la voiture et assure une plus grande souplesse de réponse à la commande électronique. Le couple élevé et la rapidité de réponse sont les caractéristiques de service les plus importantes dans la compétition avec les moteurs thermiques des voitures. Aux États-unis, des moteurs AP pour applications dans des niches de marché des transports sont déjà disponibles commercialement [22].

## 2.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu sur l'impact des nouveaux matériaux sur les moteurs électriques d'une façon générale et particulièrement sur les moteurs à aimants permanents à courant continu à commutation électronique (BLDCM). Les différentes structures des moteurs BLDCM suivies du fonctionnement de ce type de moteurs ont été illustrées. Les matériaux électriques et magnétiques souhaitables aux moteurs BLDCM ont été présentés.

La modélisation et la simulation des moteurs BLDCM fait l'objet du chapitre 3.

---

# Chapitre 3

## MODÉLISATION ET DIMENSIONNEMENT DU MOTEUR BLDCM POUR VÉHICULE ÉLECTRIQUE

---

### 3.1 Introduction

Le champ magnétique dans les machines électriques a un rôle très important, car son calcul affecte directement la taille et les performances de la machine. Il y a deux types de sources communes du champ magnétique, celui créé par le courant dans un conducteur et l'autre celui de l'aimant permanent.

Avec le développement récent des matériaux et l'amélioration de leurs propriétés, pour la construction des aimants permanents, ces derniers ont connu un saut très remarquable du point de vue énergétique. Parmi ces aimants on peut citer les aimants à base de terres rares (Samarium-Cobalt et Néodyme-Fer-Bore) [23].

Dans ce chapitre on commence par la présentation d'une méthode de calcul du champ magnétique, en utilisant une méthode analytique basée sur la résolution des équations Laplace-Poisson 2D, tout en on considérant que le champ magnétique crée par les courants statoriques est négligeable. Ensuite, on donne le dimensionnement du moteur BLDCM pour un véhicule électrique. Enfin quelques résultats de simulation vont être présentés.

### 3.2 Circuit Magnétique équivalent

La figure (3.1a, 3.1b) montre la géométrie ainsi que le circuit magnétique simplifié associé au moteur Brushless (BLDCM). L'assimilation d'un circuit magnétique permet de calculer le champ magnétique et l'induction en tout point du système.

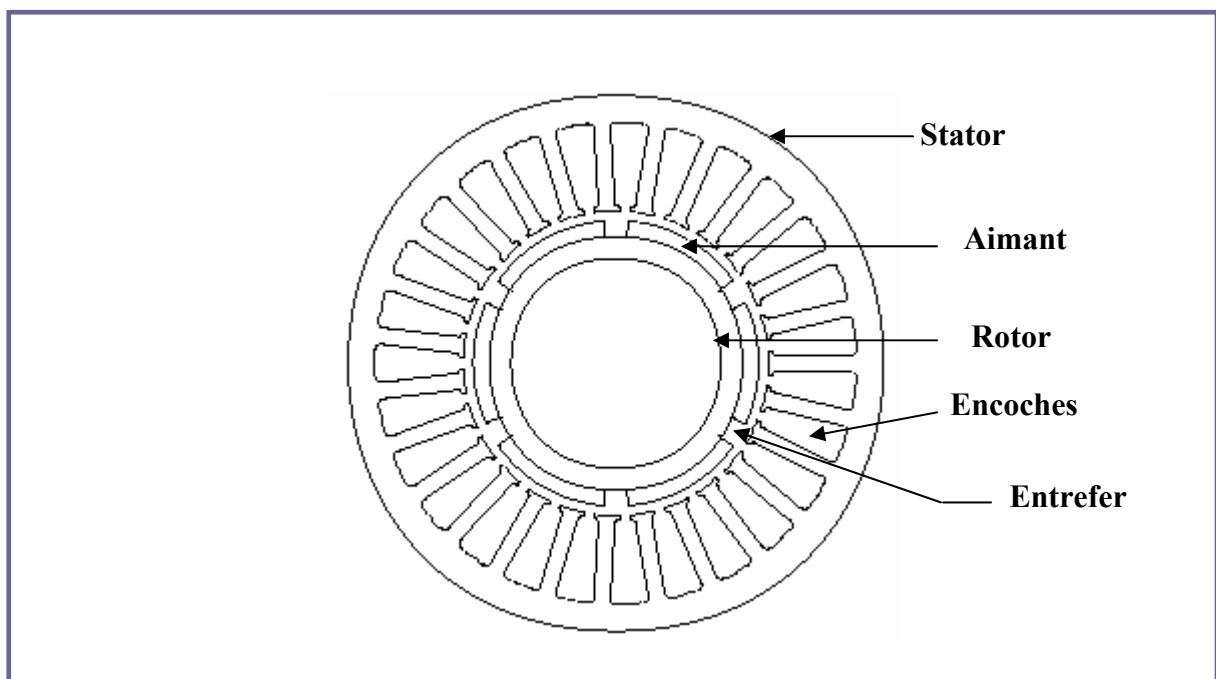
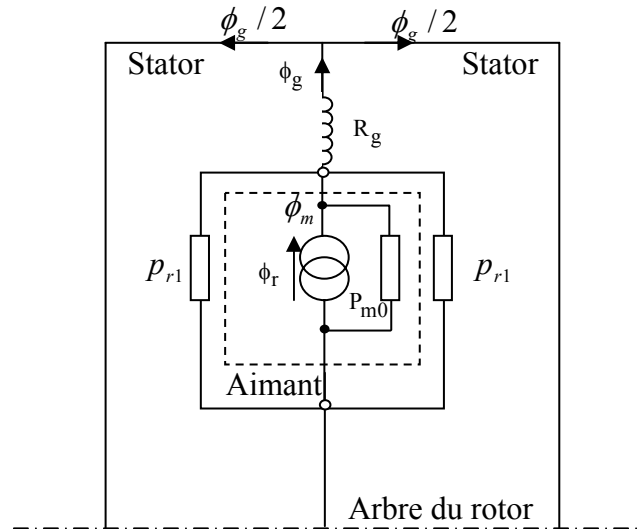


Figure 3.1a Géométrie du Moteur Brushless BLDCM





**Figure 3.1b** Circuit magnétique équivalent

### 3.3 Courbe de Désaimantation

La caractéristique de désaimantation correspond au deuxième quadrant du cycle d'hystérésis du matériau magnétique ( $B > 0$  et  $H < 0$ ). Cette courbe caractérise l'aimant, on l'appelle également caractéristique principale. La courbe de désaimantation figure (3.2) est la partie la plus importante du cycle (B-H). Les points principaux concernant les caractéristiques de désaimantation sont [24]:

- Rémanence magnétique et force coercitive,
- Énergie produite et énergie produite maximale,
- Stabilisation des champs d'aimants,
- Point de fonctionnement.

La valeur absolue de la pente de la droite de charge, normalisé à  $\mu_0$ , est appelée coefficient de perméance (PC) est donné par [24]:

$$PC = \mu_r \frac{1 + p_{r1} \cdot R_g}{P_{m0} \cdot R_g} \quad (3.1a)$$

Où

$p_{r1}$ : est le perméance de fuite du rotor sa valeur compris entre (0.05-0.2),

$P_{m0}$ : est le perméance interne d'aimant,

$\mu_r$ : est la perméabilité relative,

$R_g$ : La réluctance d'entrefer.

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 \cdot A_g} \quad (3.1b)$$

$g$  : Épaisseur d'entrefer,

$A_g$  : Surface d'entrefer,

$$A_g = \left[ \frac{2}{3} \cdot \pi \cdot \left( R_s - \frac{g}{2} \right) + 2 \cdot g \right] \cdot (L + 2 \cdot g) \quad (3.1c)$$

Le flux magnétique produit par l'aimant est parfois diminué en raison du champ magnétique créé par le courant d'armature. Cet effet est connu comme désaimantation.

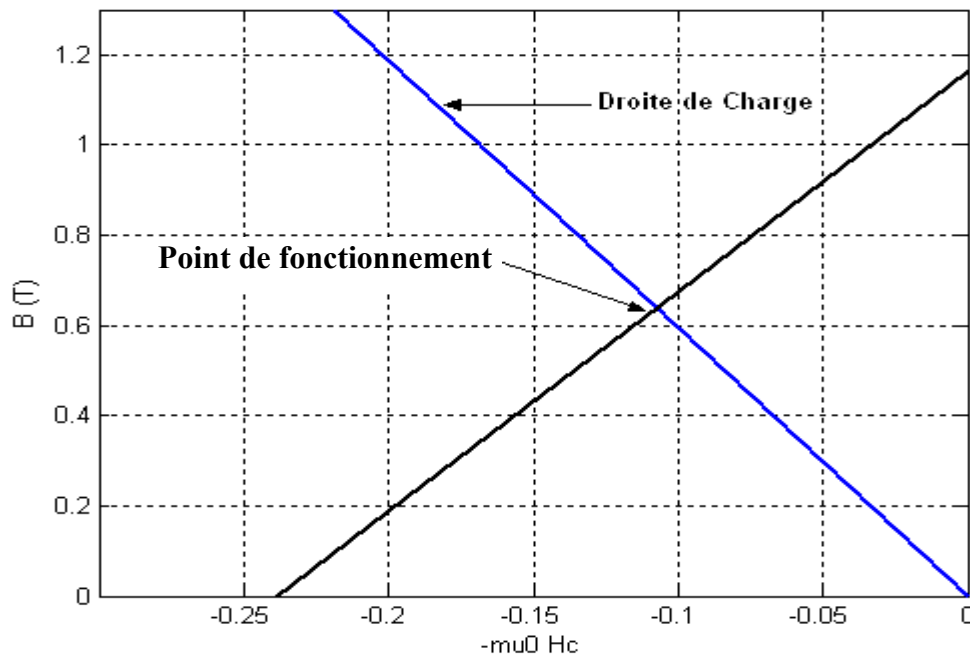


Figure 3.2 Courbe de désaimantation

### 3.4 Calcul du champ magnétique

La méthode est basée sur la résolution des équations Laplace-Poisson 2D dans le système de coordonnées polaires, en faisant quelques hypothèses [23] :

- Les effets d'extrémités de la machine sont ignorés;
- La perméabilité du fer du rotor et du stator est infinie ;
- On suppose que les aimants ayants une magnétisation radiale uniforme et une perméabilité relative constante.

Cette méthode consiste premièrement à résoudre les équations différentielles de la distribution du potentiel scalaire magnétique ( $\varphi$ ), ensuite, en utilisant, les relations liant le vecteur champ ( $H$ ), le potentiel scalaire et le vecteur ( $B$ ) on peut trouver les solutions du champ aux différentes parties de la machine tout en tenant compte des conditions aux limites. Dans cette étude on ne considère que la composante radiale qui intervient dans la production de la fem induite de la machine.

La figure (3.3) montre la géométrie des aimants montés sur la surface du rotor et exposés au fer à travers un entrefer. On suppose que le stator est lisse. L'introduction d'un facteur de correction va permettre d'en tenir compte des effets des encoches.

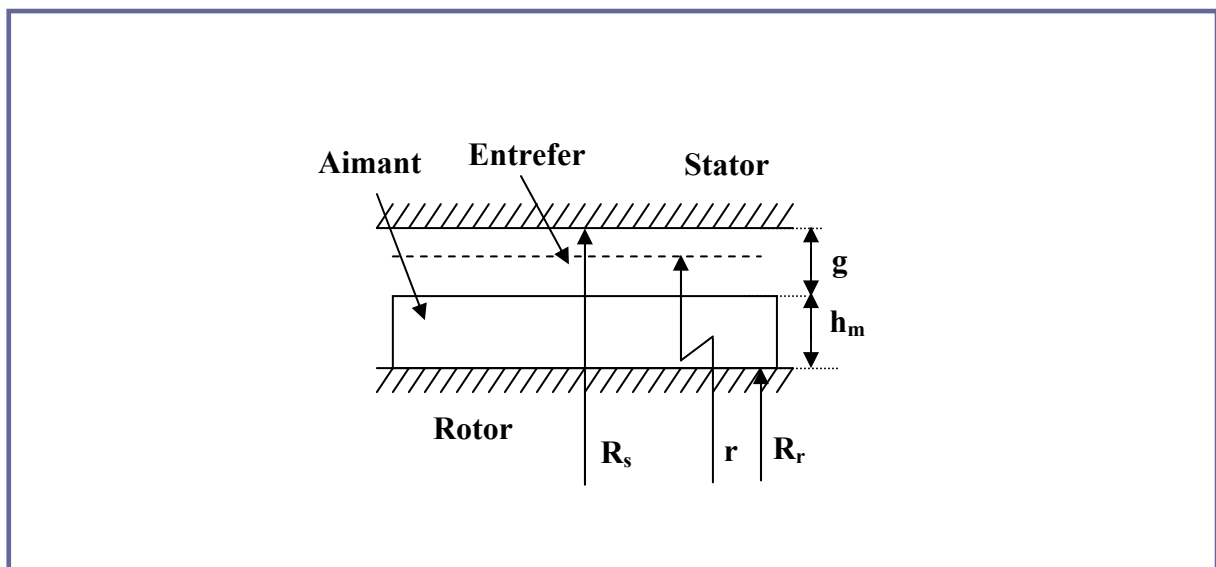


Figure 3.3: Aimant entouré par le fer

Les conditions de frontière sont les suivantes [25] :

$$H_{\theta cI}(r, \theta) \Big|_{r=R_s} = 0 \quad (3.3)$$

$$H_{\theta cII}(r, \theta) \Big|_{r=R_s} = 0 \quad (3.4)$$

$$B_{rcI}(r, \theta) \Big|_{r=R_m} = B_{rcII}(r, \theta) \Big|_{r=R_m} \quad (3.5)$$

$$H_{\theta I}(r, \theta) \Big|_{r=R_m} = H_{\theta II}(r, \theta) \Big|_{r=R_m} \quad (3.6)$$

Où ;

$R_s$  : Le rayon à la surface intérieure du stator.

Les composantes de l'induction magnétique dans les deux régions (entrefer et l'aimant) sont [23], [24], [26] :

▪ Dans l'entrefer :  $R_m < r < R_s$

$$B_{rcI}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n x_n(M_n) Y_n(r) \cos np\theta \quad (3.7)$$

Où;

$$A_n = \frac{(np-1) + 2\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (np+1)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np}\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}\right]}$$

$$X_n(M_n) = \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1}$$

$$Y_n(r) = \left(\frac{r}{R_s}\right)^{np-1} \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} + \left(\frac{R_m}{r}\right)^{np+1}$$

Pour  $np \neq 1$

Et

$$A_1 = \frac{\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right)^2}{\frac{\mu_r+1}{\mu_r} \left[1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2\right] - \frac{\mu_r-1}{\mu_r} \left[\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2\right]}$$

$$X_1(M_1) = \frac{\mu_0 M_1}{2\mu_r}$$

$$Y_I(r) = 1 + \left(\frac{R_s}{r}\right)^2$$

Pour  $np=1$

▪ Dans les aimants :  $R_r < r < R_m$ :

$$B_{rcII}(r, \theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n X_n(M_n) Y_n(r) \cos np\theta + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} Z_n(M_n, r) \cos np\theta + \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} T_n(M_n) \cos np\theta \quad (3.8)$$

$$A_n = \frac{\left( np \frac{1}{\mu_r} \left( \frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} + \left( 1 + \frac{1}{\mu_r} \left( \frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1} \left( \frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left( np + \frac{1}{\mu_r} \right) \left( 1 - \frac{1}{\mu_r} \left( \frac{R_r}{R_m} \right)^{np+1} \right) \right)}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[ 1 - \left( \frac{R_r}{R_s} \right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[ \left( \frac{R_m}{R_s} \right)^{2np} - \left( \frac{R_r}{R_m} \right)^{2np} \right]}$$

Pour  $np \neq 1$

$$X_n(M_n) = \mu_0 M_n \frac{np}{(np)^2 - 1}$$

$$Y_n(r) = \left( \frac{r}{R_m} \right)^2 + \left( \frac{R_r}{R_m} \right)^{np-1} \left( \frac{R_r}{r} \right)^{np+1}$$

$$Z_n(M_n, r) = \mu_0 M_n \frac{np}{(np)^2 - 1} \left( \frac{R_r}{r} \right)^{np+1}$$

$$T_n(M_n) = \mu_0 M_n \frac{(np)^2}{(np)^2 - 1}$$

Et

$$A_I = \frac{\left( \frac{R_m}{R_s} \right)^2 - 1 + \ln \left( \frac{R_m}{R_s} \right) \left[ \frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left( \frac{R_r}{R_s} \right)^2 - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left( \frac{R_r}{R_m} \right)^2 \right]}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[ 1 - \left( \frac{R_r}{R_s} \right)^2 \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[ \left( \frac{R_m}{R_s} \right)^2 - \left( \frac{R_r}{R_m} \right)^2 \right]}$$

$$X_I(M_I) = \frac{\mu_0 M_I}{2}$$

$$Y_I(M_I) = 1 + \left( \frac{R_r}{r} \right)^2$$

$$Z_I(M_I, r) = \frac{\mu_0 M_I}{2} \left[ 1 - \ln\left(\frac{r}{R_m}\right) + \left(\frac{R_r}{r}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right) \right]$$

Pour  $np=1$

▪ **A la surface du stator :  $r=R_s$**

$$B_{rcI}(\theta) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n X_n(M_n) \cos np\theta \quad (3.9)$$

$$A_n = \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{np+1} \frac{(np-1) + 2\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{np+1} - (np+1)\left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np}}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[ 1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^{2np} \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[ \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^{2np} - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^{2np} \right]}$$

$$X_n(M_n) = 2 \frac{\mu_0 M_n}{\mu_r} \frac{np}{(np)^2 - 1}$$

Pour  $np \neq 1$

Et

$$B_{rcI}(r, \theta) = A_I X_I(M_I) \cos \theta$$

$$A_I = \frac{\left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 + \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 \ln\left(\frac{R_m}{R_r}\right)}{\frac{\mu_r + 1}{\mu_r} \left[ 1 - \left(\frac{R_r}{R_s}\right)^2 \right] - \frac{\mu_r - 1}{\mu_r} \left[ \left(\frac{R_m}{R_s}\right)^2 - \left(\frac{R_r}{R_m}\right)^2 \right]}$$

$$X_I(M_I) = \frac{\mu_0 M_I}{\mu_r}$$

Pour  $np=1$

### 3.5 La force électromotrice

Du calcul de l'induction magnétique, on peut donner la fem sous forme de série de Fourier [27]:

$$E(\theta) = -\sum_{i=1}^n \frac{d\varphi}{dt} = \sum_{i=1}^n 2.B_n(\theta).R_S.L_e.W_r.K_{dn}.\sin(n.p.\theta) \quad (3.10)$$

$$E(\theta) = 2..R_S.L_e.W_r \sum_{n=1}^{\infty} B_n(\theta).K_{pn}.K_{pd}.\sin(n.p.\theta) \quad (3.11)$$

Par conséquent la force électromotrice induite par phase est donnée par :

$$E_{ph}(\theta) = 2.R_S.L_e.W_r.N_{ph} \sum_{n=1}^{\infty} B_n(\theta).K_{pn}.K_{pd}.\sin(n.p.\theta) \quad (3.12)$$

Où ;

$L_e$  : Longueur effective du stator,

$W_r$  : La vitesse angulaire,

$N_{ph}$  : Nombre de spires par phase,

Le facteur de distribution est donné par l'équation suivante [14] :

$$K_{pn} = \frac{\sin(i_{slot} . n . \pi / Q_S)}{i_{slot} . \sin(n . \pi / Q_S)} \quad (3.13)$$

Où ;

$Q_S$  : Nombres d'encoches du stator,

$i_{slot}$  : Nombre d'encoches par pôle et par phase,

Le facteur de raccourcissement est défini comme la rapport entre le flux totalisé obtenu pour une spire raccourcie et celui obtenu pour une spire diamétrale (ouverture de  $\pi$ ).

$$K_{pd} = \sin(n.p.\alpha_y / 2) \quad (3.14)$$

$\alpha_y$  : Angle magnétique, qui caractérise une spire rectangulaire

Le facteur de bobinage  $K_{dn}$  représente le produit du facteur de raccourcissement par le facteur de distribution :

$$K_{dn} = K_{pn}.K_{pd} \quad (3.15)$$

### 3.6 Dimensionnement du moteur BLDCM

Le dimensionnement du moteur BLDCM est fait selon le cahier des charges d'un véhicule électrique nécessitant deux moteurs de puissance utile de 6.5 kW avec un couple

massique de 21 Nm et de vitesse de rotation 3000 tr/mn de chacun. Le moteur choisi est un moteur BLDCM triphasé avec six pôles ( $2p=6$ ) [6], [28].

### 3.6.1 Eléments de dimensionnement du moteur BLDCM

Le couple de référence ( $C_e$ ) est donné par l'équation [5], [29] :

$$C_e = K.D_r^2.L_e \quad (3.16)$$

Où ;

$D_r$  : est le diamètre du moteur,

$K$  : Constante empirique.

Nous fixerons au départ les paramètres suivants :

- le nombre de spires par phase  $N_{ph} = 180$ ,
- Le nombre d'encoches choisi  $Q_s = 18$
- l'entrefer est supposé  $g = 1.5mm$ ,
- L'épaisseur de l'aimant  $hm = 4mm$  de type NdFeB

On fait varier le diamètre et la longueur du moteur pour différentes épaisseurs d'aimant jusqu'à l'obtention du couple égale au couple nominal et par conséquent en déduit la puissance.

#### III.6.1.1 L'organigramme

La figure (3.4) montre l'organigramme général pour le dimensionnement du moteur brushless BLDCM utilisé pour un véhicule électrique:



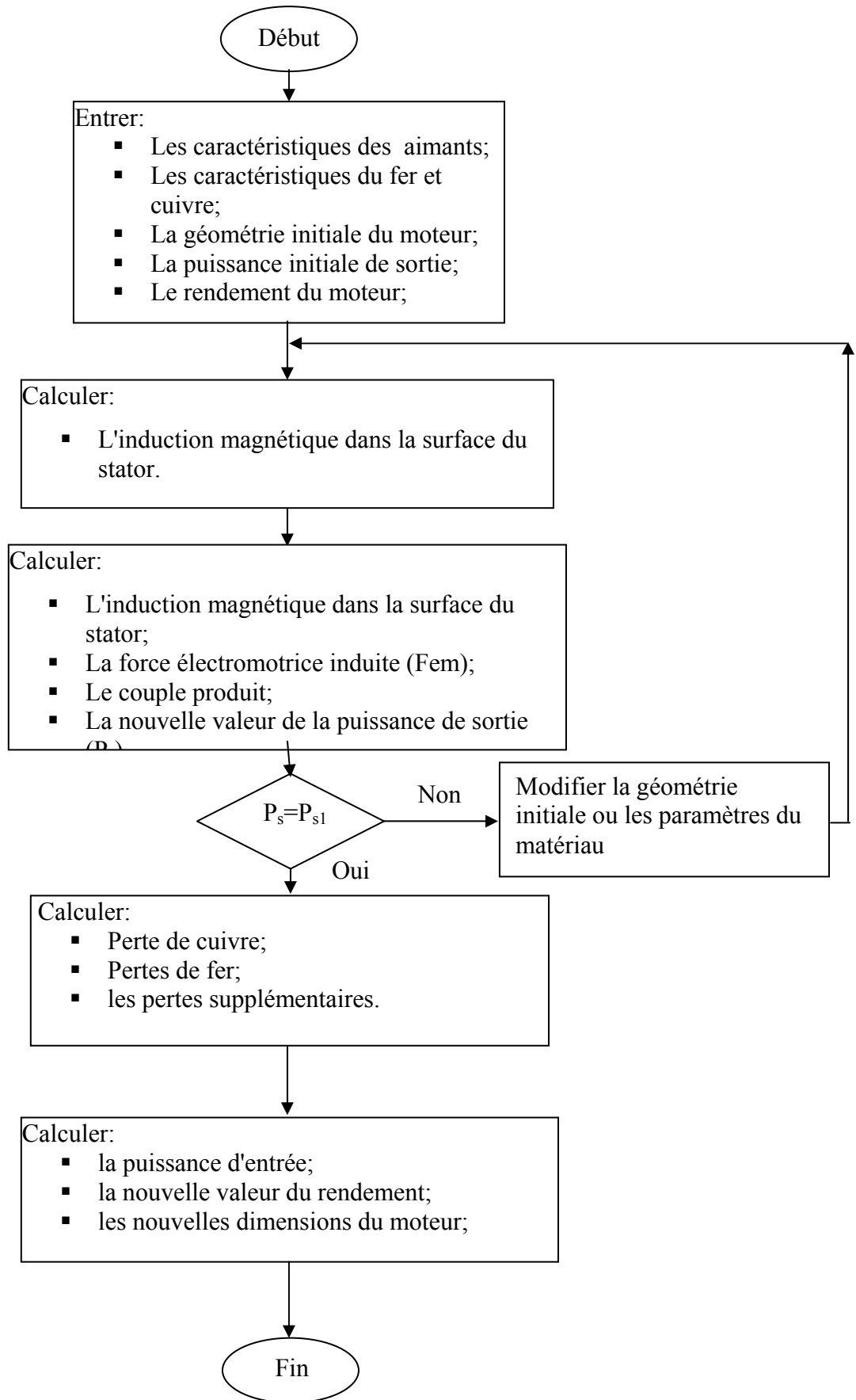


Figure 3.4 Organigramme de dimensionnement du moteur

### 3.6.1.2 Evaluation des pertes

#### ➤ Les pertes joule

Les pertes Joule liées au courant d'alimentation sont génératrices d'échauffements centralisés au niveau du stator, particulièrement dans les bobinages parcourus par le courant de densité surfacique [5], [24].

$$P_J = 2.R_S.I_S^2 \quad (3.17)$$

Où;

$R_S$  : est résistance de phase, elle est déterminée par l'expression suivante [24]:

$$R_S = \frac{2.N_{ph} \cdot \rho_C \cdot L_c}{S_W} \quad (3.18)$$

$\rho_C$  : La résistivité de cuivre,

$S_W$  : Section du fil,

$L_c$  : est la longueur moyenne d'une spire, est donnée par [24]:

$$L_c = L_e + \frac{\pi}{2 \cdot p} \cdot R_W \quad (3.19)$$

Où;

$R_W$  : Le rayon au milieu de la tête de la bobine de l'enroulement.

#### ➤ Les pertes fer

Les pertes fer regroupent les pertes par hystérésis et les pertes par courants de Foucault liées aux courants induits dans les pièces massives conductrices [5], [24], sont calculées par:

$$P_F = P_H + P_{CF} \quad (3.20)$$

$$= K_H \cdot \omega_S \cdot \hat{B}^n + 2 \cdot K_{ed} \cdot \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 \quad [\text{W/kg}] \quad (3.21)$$

Les constantes dans cette expression sont données par les constructeurs, avec la fréquence du stator  $\omega_S$  en (rad/s):

$$K_H = 5.8 \times 10^{-3} J / kgT^n, n = 1.93, \text{ et } K_{ed} = 9.3 \times 10^{-6} J_S / kgT^2.$$

$\hat{B}$  : est la valeur maximale de la densité de flux dans le matériau.

### 3.6.2 Synthèse du dimensionnement

Le tableau suivant (3.1) donne les dimensions géométrique du prototype qui va être utilisé pour la simulation.

Paramètre	Valeur (mm)
Rayon intérieur du Stator ( $R_s$ )	125.5 mm
Rayon du rotor ( $R_r$ )	120 mm
Longueur effective du moteur ( $L_e$ )	70 mm
Epaisseur de l'aimant ( $hm$ )	4 mm
Epaisseur de l'entrefer ( $g$ )	1.5mm
Nombre d'encoches ( $Q_s$ )	18
Nombre de spires par phase ( $N_{ph}$ )	180

**Tableau 3.1 Dimensions d'un prototype**

### 3.7 Résultats de simulation

L'aimant utilisé c'est le NdFeB avec un nombre de pôle égale à 6 ( $2p=6$ ). Les figures (3.5a), (3.5b) montrent les variations de l'induction radiale en fonction de la position au niveau du stator, créée par les aimants permanents.

La figure (3.6a), présente l'évolution de la forme de l'induction magnétique au niveau du stator ( $r=R_s$ ) en fonction de l'épaisseur de l'aimant. On dit que L'épaisseur d'aimant a une influence sur l'induction. Même effet de l'entrefer sur l'induction magnétique comme le montre la figure (3.6b).

La figure (3.7a), présente l'évolution de la force électromotrice (Fem) en fonction de la position. On constate que la forme de la Fem est bien trapézoïdale. Lorsque l'entrefer diminue, la valeur du plateau de la Fem augmente, et la forme devient plus rectangulaire. Et on peut dire aussi que la variation de l'entrefer comme de l'épaisseur l'aimant a peu d'influence sur la valeur de la Fem. La figure (3.7b) présente les forces électromotrices du trois phases.

La figure (3.8) présente la forme de la Fem entre deux phases, La valeur crête de la Fem composée vaut 2EM. Dans les figures (3.9a) et (3.9b) on compare l'induction magnétique et la Fem, pour les aimants NdFeB et Samarium-Cobalt. Les aimants permanents NdFeB sont plus puissants que les SmCo mais n'ont pas la possibilité à hautes températures comme les aimants Samarium-Cobalt. Les aimants de NdFeB peuvent avoir une température de

fonctionnement allant jusqu'à 200°C et pour les aimants de Samarium-Cobalt une température allant jusqu'à 375 °C. Les aimants de NdFeB offrent la meilleure valeur en performance et coût [30], [31], [32].

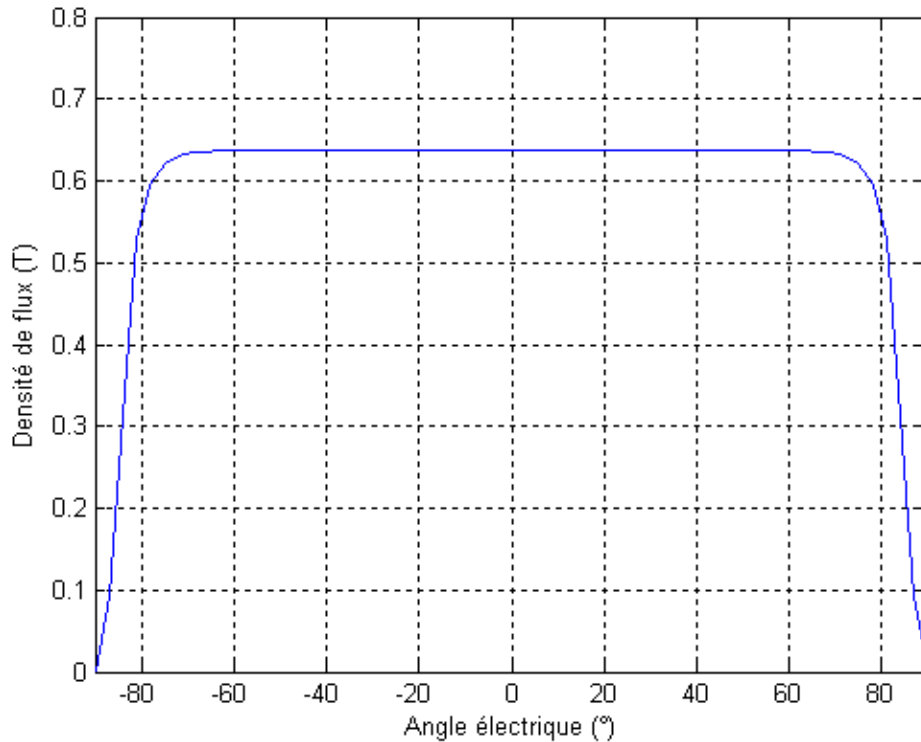


Figure 3.5a Variation de l'induction magnétique B

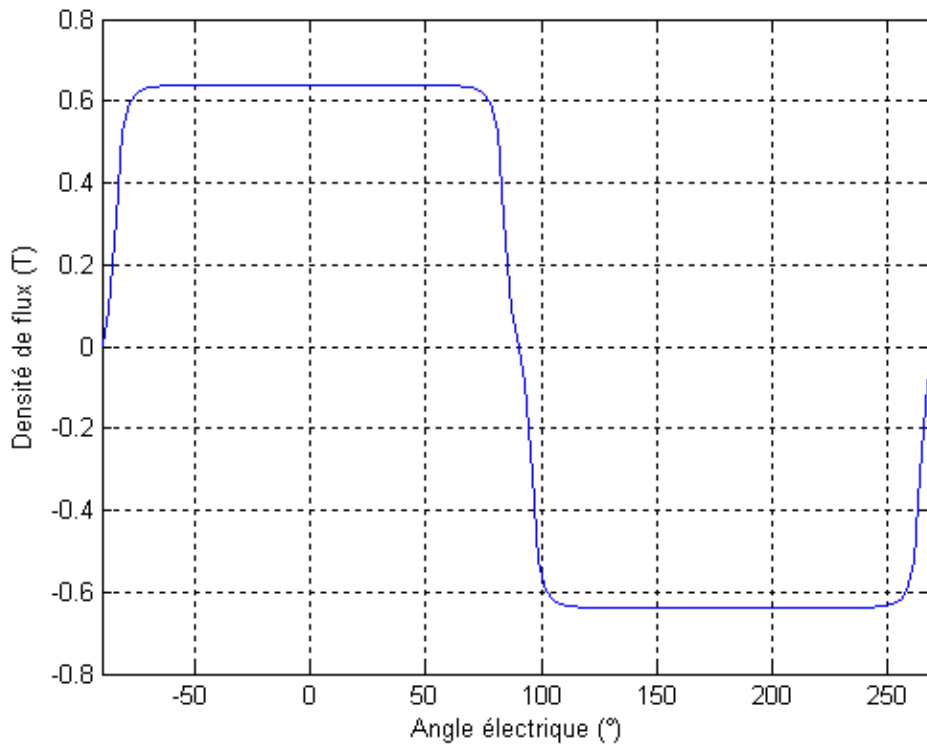


Figure 3.5b Variation de l'induction magnétique pour une période

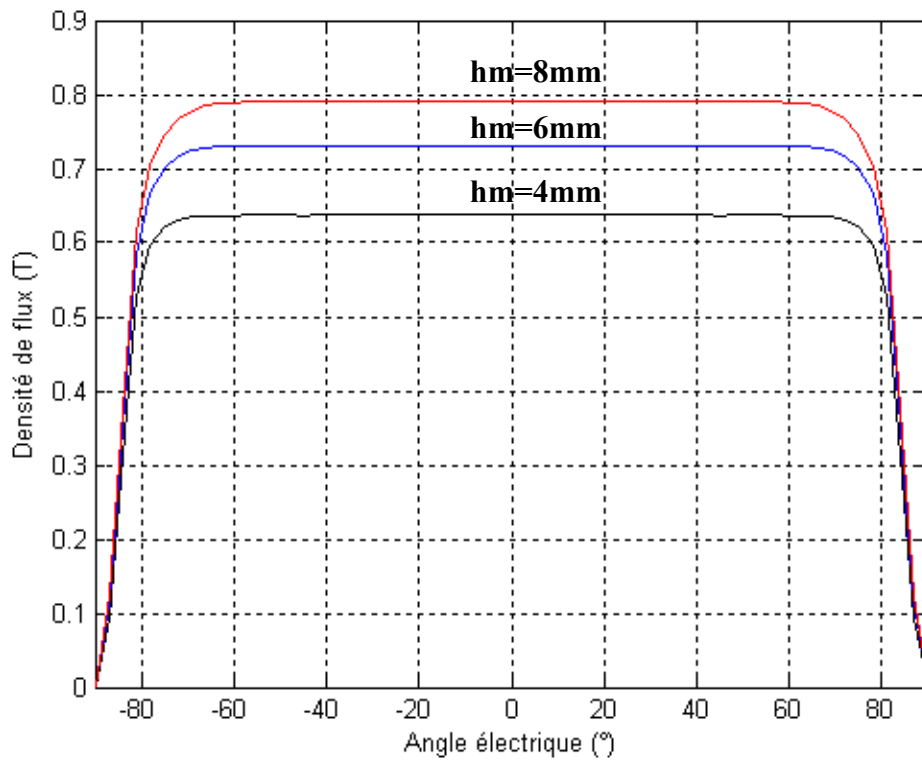


Figure 3.6a Induction magnétique pour différentes épaisseurs de l'aimant

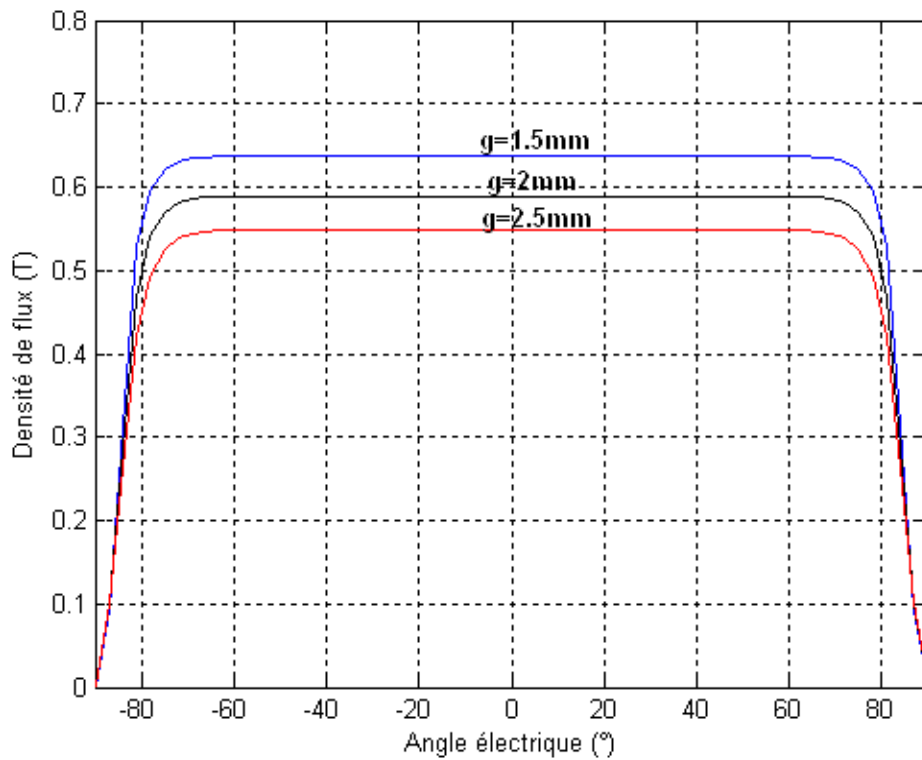


Figure 3.6b Induction magnétique pour différentes valeurs d'entrefers

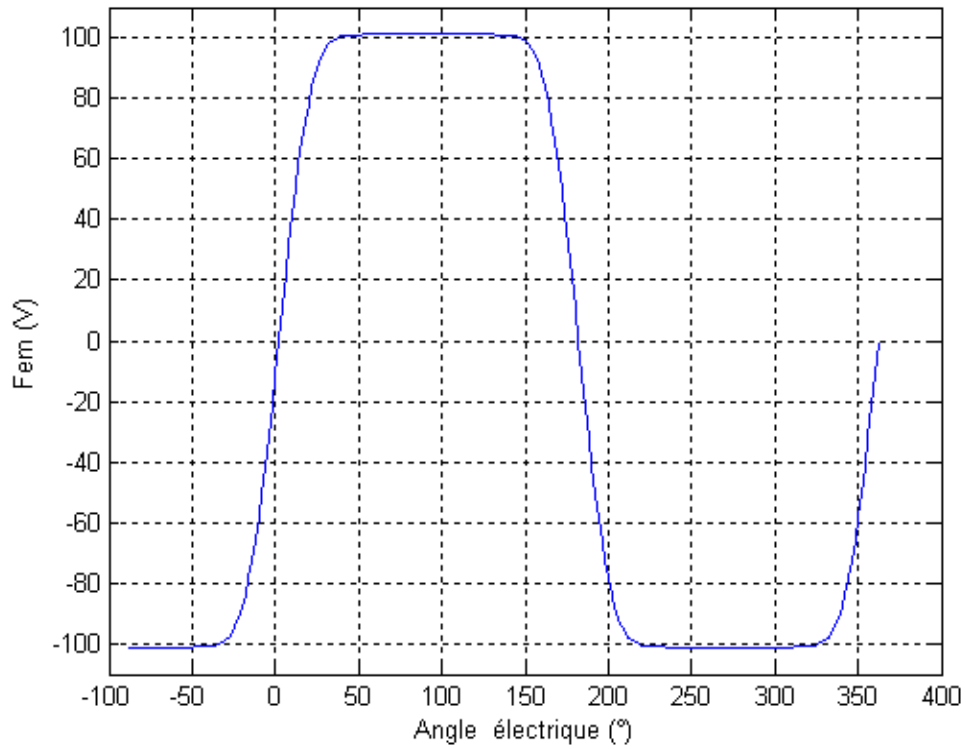


Figure 3.7a Fem de Phase (Volt)

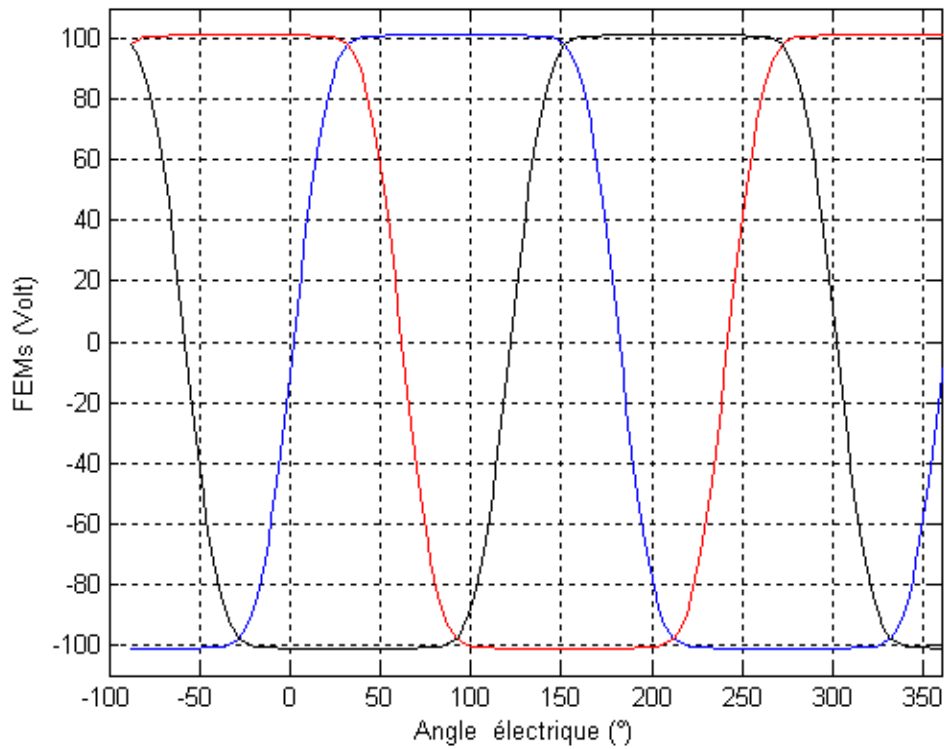


Figure 3.7b Les forces électromotrices de trois phases

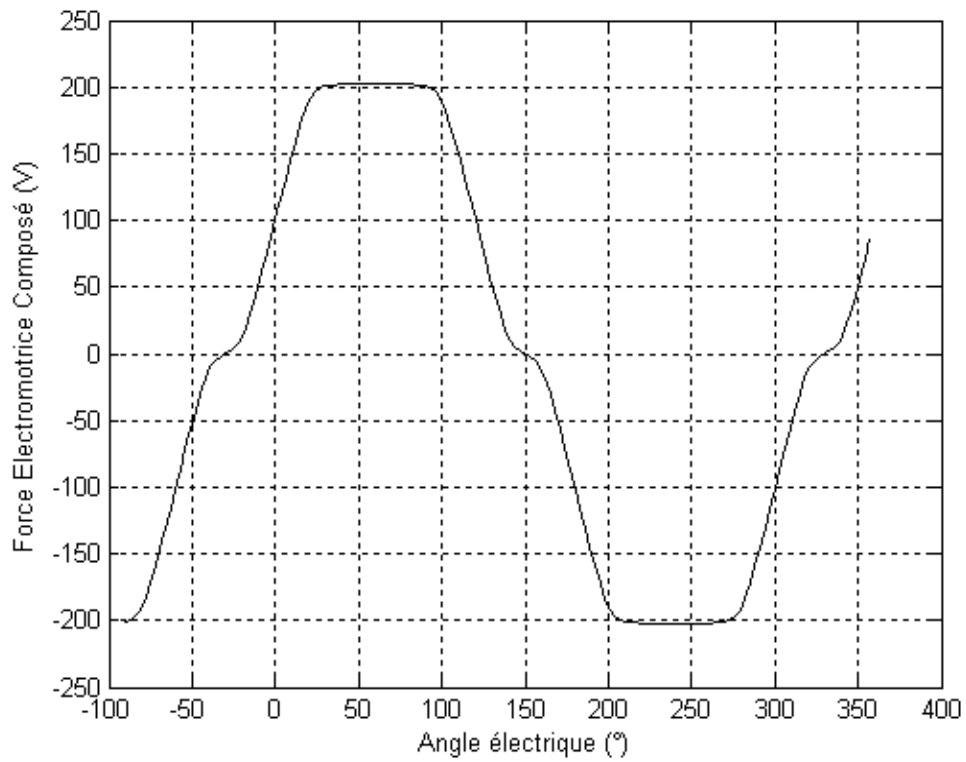


Figure 3.8 La force électromotrice entre deux phases (composé)

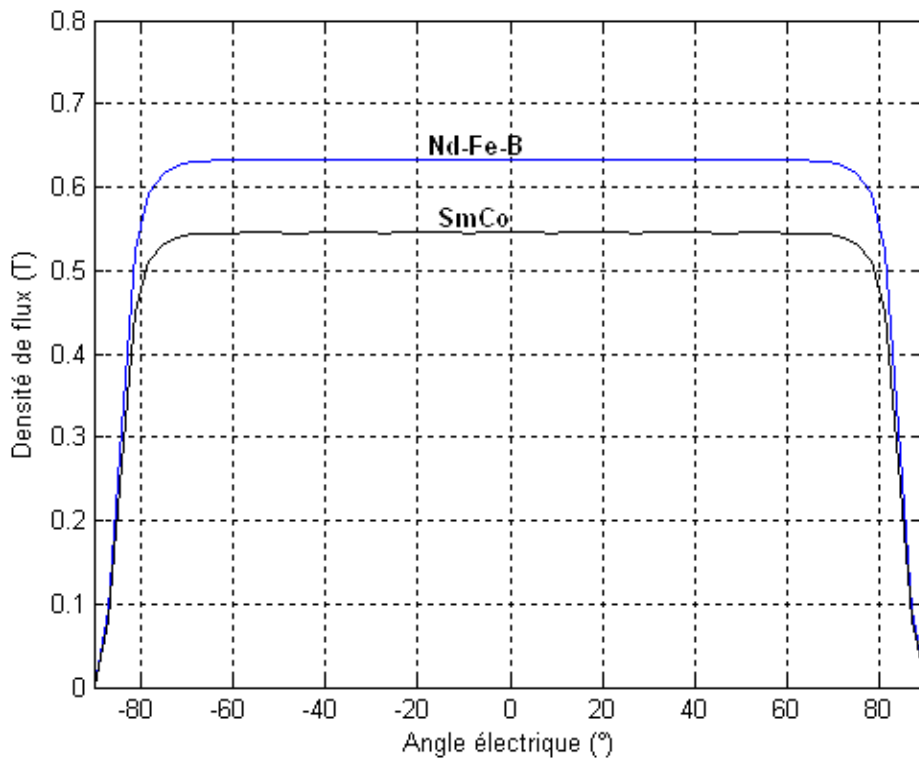


Figure 3.9a Comparaison entre deux matériaux

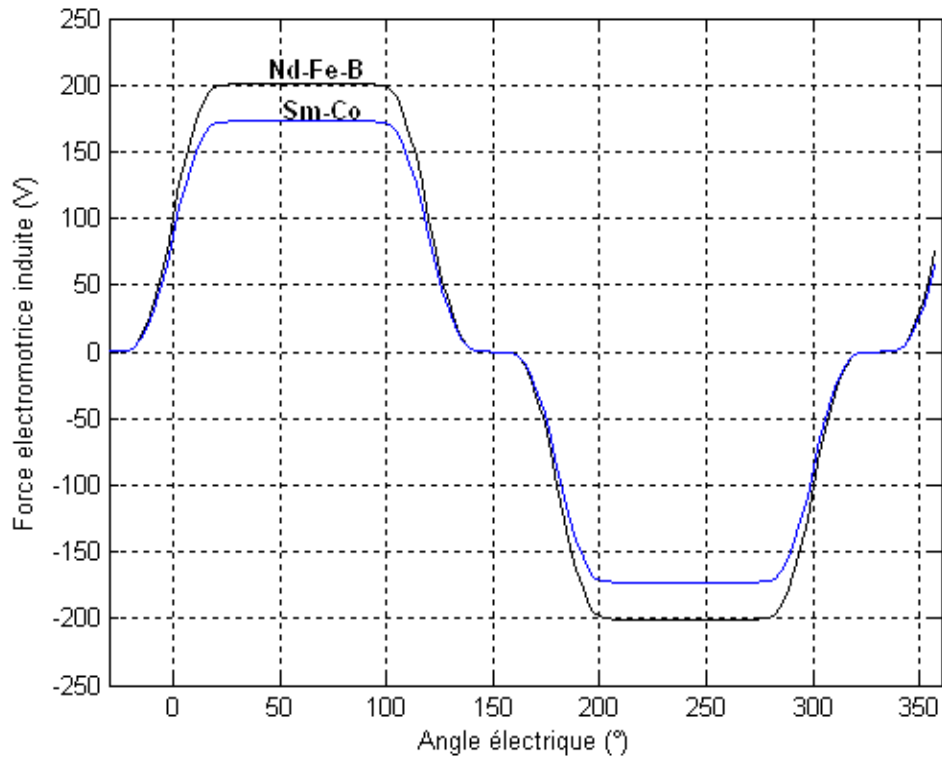


Figure 3.9b Force électromotrice pour deux matériaux

### 3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode analytique de calcul du champ magnétique d'un moteur BLDCM utilisé pour un véhicule électrique. La solution analytique permet de déduire la fem du moteur BLDCM. En utilisant le cahier de charge du véhicule électrique, nous avons procédé au dimensionnement du moteur. Les premiers résultats de simulation sont donnés.



---

# Chapitre 4

## **MODÈLE DYNAMIQUE ET SIMULATION DU MOTEUR BLDCM POUR VÉHICULE ÉLECTRIQUE**

---

## 4.1 Introduction

La modélisation dynamique du moteur BLDC implique la résolution d'un ensemble d'équations simultanées qui dépendent les unes des autres. Dans cette étude, on suppose que l'inductance et l'inductance mutuelle sont constantes [33], et on élabore un modèle simplifié du régime dynamique tout en procédant par l'élaboration du modèle pour chaque partie du système. Les résultats de simulation du système feront aussi l'objet de ce chapitre.

## 4.2 Principe de base du moteur Brushless BLDCM

Il est important d'en inspecter sa dynamique afin de mieux saisir l'objet à contrôler. D'une manière générale, une machine électrique est utilisée comme convertisseur d'énergie électrique et mécanique. Le couplage est réalisé par énergie magnétique, selon la loi d'Ampère [34]:

$$\vec{F} = \vec{J} \times \vec{B} \quad (4.1)$$

Dans le cas d'une machine électrique utilisée en mode moteur, une force mécanique (F) est produite en couplant des charges électriques en mouvement (J) dans un champ magnétique (B). Plusieurs types d'architectures différentes existent pour exploiter la loi d'Ampère (moteurs à induction, à courant continu, à aimant permanent, etc.). Dans le cas d'une machine électrique utilisée en mode générateur, une force contre-électromotrice est produite (E) lorsqu'un conducteur se déplace dans un champ magnétique (B) [34].

Dans le cas du BLDCM, un champ magnétique est créé par un aimant permanent placé sur le rotor et le courant est injecté seulement dans le bobinage du stator de telle façon à créer des pôles. Les pôles magnétiques de l'aimant permanent du rotor sont ainsi attirés et repoussés par les pôles du stator. En alternant dans le temps et dans l'espace le signe (Nord/Sud) de ces pôles et en variant l'intensité du courant, le rotor peut tourner avec une vitesse ( $W_r$ ), produire un couple ( $C_e$ ) et créer ainsi une puissance mécanique de sortie :

$$P = C_e \cdot W_r \quad (4.2)$$

Puisqu'il n'y a aucun moyen de contrôler le champ magnétique créé par l'aimant permanent ; la seule chose qui reste à contrôler pour faire tourner le rotor est le courant nécessaire à produire un couple sur celui-ci.

### 4.3 Modèle dynamique du BLDCM

L'analyse est faite selon les hypothèses suivantes [35], [36] :

- On considère que les résistances du stator de tous les enroulements soient identiques et les inductances et les mutuelles sont constantes,
- Le circuit magnétique est linéaire (absence de saturation),
- La réaction d'armature est négligeable.

Il existe trois systèmes de références à être considérés dans un BLDCM, comme le montre la figure (4.1) [34]:

1. référence relative à la phase (A, B, C);
2. référence relative à l'orientation du champ (d, q);
3. référence relative au stator ( $\alpha$ ,  $\beta$ ).

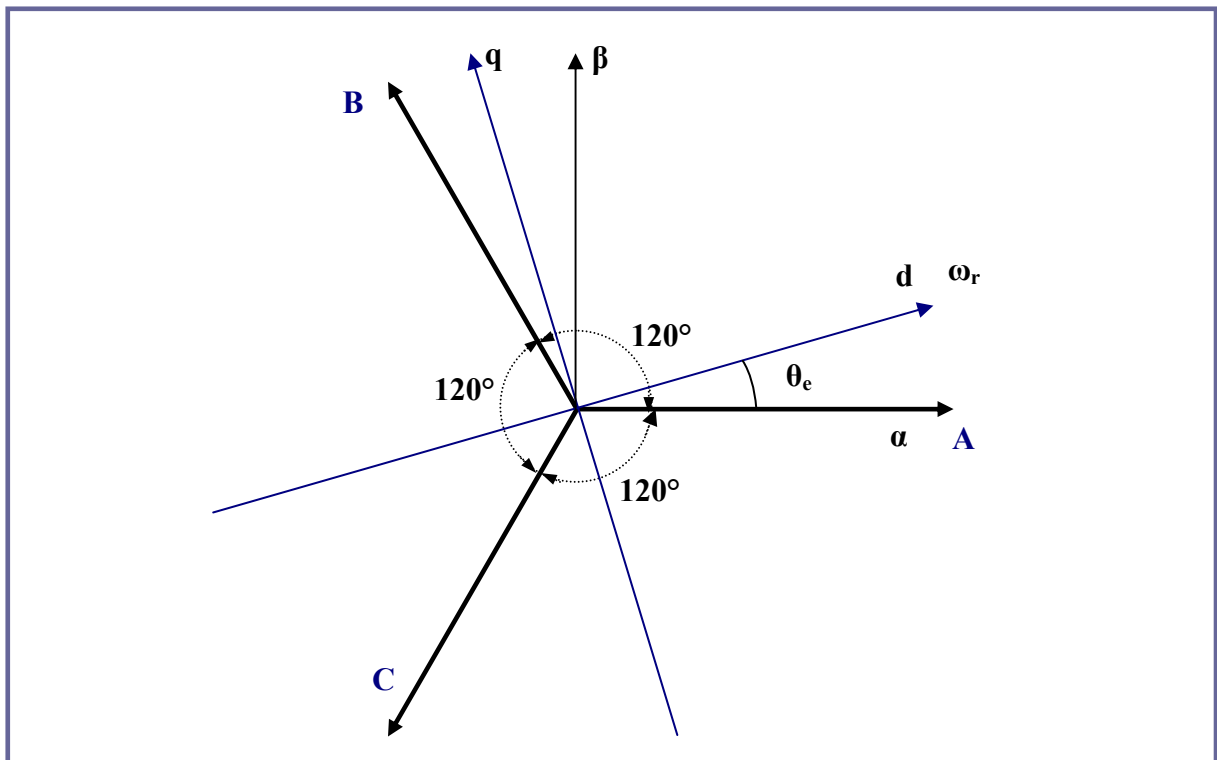


Figure 4.1 Système de Coordonnées d'un BLDCM

La dynamique du système peut être représentée dans les systèmes de référence relatifs au stator, à l'orientation du champ et aux phases électriques. Le passage d'un système de référence à un autre peut être fait à l'aide de matrices de transformation [34].

La caractéristique de BLDCM est que la forme de la force électromotrice est trapézoïdale, ce qui signifie que l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est non sinusoïdale dans ce cas

il est difficile de transformer le système d'équations de BLDCM à un autre système de référence (d, q) [35], [37]. Le modèle dynamique général du BLDCM montré dans la figure (4.2) peut être établi de la manière suivante dans le repère relatif aux phases (A, B, C) :

$$\begin{cases} \vec{V} = R_s \cdot \vec{I} + \frac{d \vec{\varphi}}{dt} \\ \vec{\varphi} = L_s \cdot \vec{I} + \vec{\varphi}_M \end{cases} \quad (4.3)$$

Où;

$\vec{V}$ ,  $\vec{I}$  et  $\vec{\varphi}$  sont des vecteurs représentant respectivement le voltage, le courant et le flux magnétique pour chaque phase,

$R_s$  et  $L_s$  représentent respectivement la résistance et l'inductance de chaque phase (leurs valeurs sont les mêmes pour les trois phases),

$\vec{\varphi}_m$  : est le vecteur de flux magnétique créé par l'aimant permanent.

Les composantes dans le repère (A, B, C) de chacun de ces vecteurs sont données ci-dessous :

$$V_{ABC} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}, I_{ABC} = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}, \varphi_{ABC} = \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix}, \varphi_{MABC} = \begin{bmatrix} \varphi_{MA} \\ \varphi_{MB} \\ \varphi_{MC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_0 \cos \theta_e \\ \varphi_0 \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \varphi_0 \cos(\theta_e - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Où;

$\varphi_0$  : est l'amplitude du flux magnétique créé par l'aimant permanent

$\theta_e$  : est la position électrique du courant.

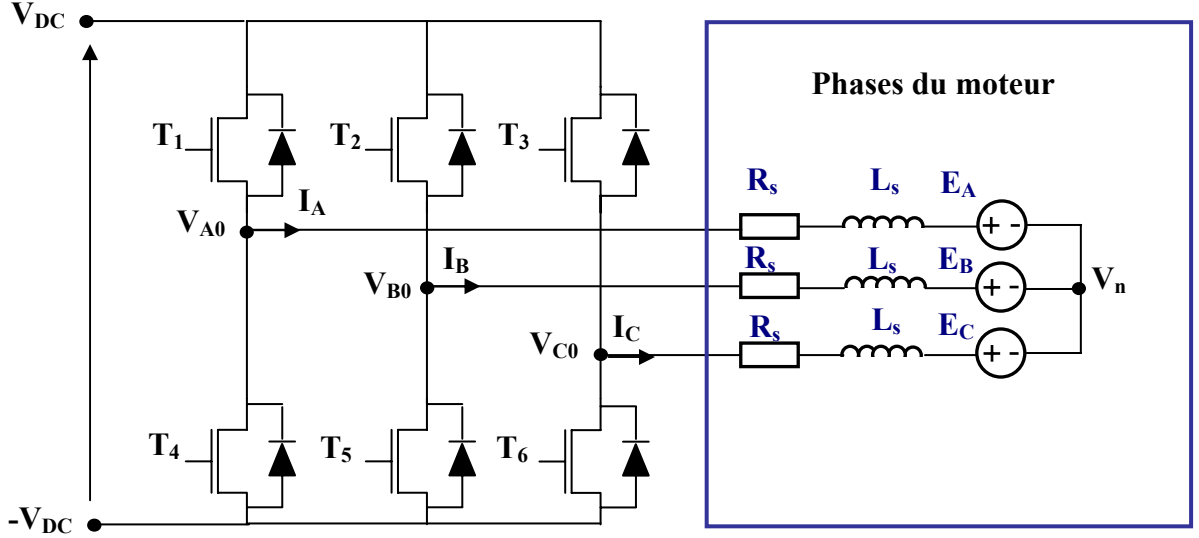


Figure 4.2 Structure d'un contrôleur de BLDCM

$$\vec{V} = R\vec{I} + \frac{d}{dt}(L\vec{I} + \vec{\phi}_m) \quad (4.5)$$

$$\vec{V} = R\vec{I} + L\frac{d\vec{I}}{dt} + \frac{d\vec{\phi}_M}{dt} \quad (4.6)$$

$$\vec{E} = \frac{d\vec{\phi}_M}{dt} \quad (4.7)$$

$E$  : représente la force contre-électromotrice (Fem) induite par la variation de flux magnétique causée par l'aimant permanent dans le bobinage du stator selon la loi de Lenz qui dit « (...) le sens de la force électromotrice (Fem) induite est telle que le courant qu'elle produit s'oppose à la variation du flux magnétique qui la produit. ». Ainsi, plus ( $E$ ) est grand, plus la tension aux bornes de ( $R$ ) diminue et plus le courant (et donc le couple) par phase diminue.

Pour un enroulement symétrique et un système équilibré figure (4.3), la matrice des tensions aux bornes des trois phases est donné par [35], [38], [39] :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

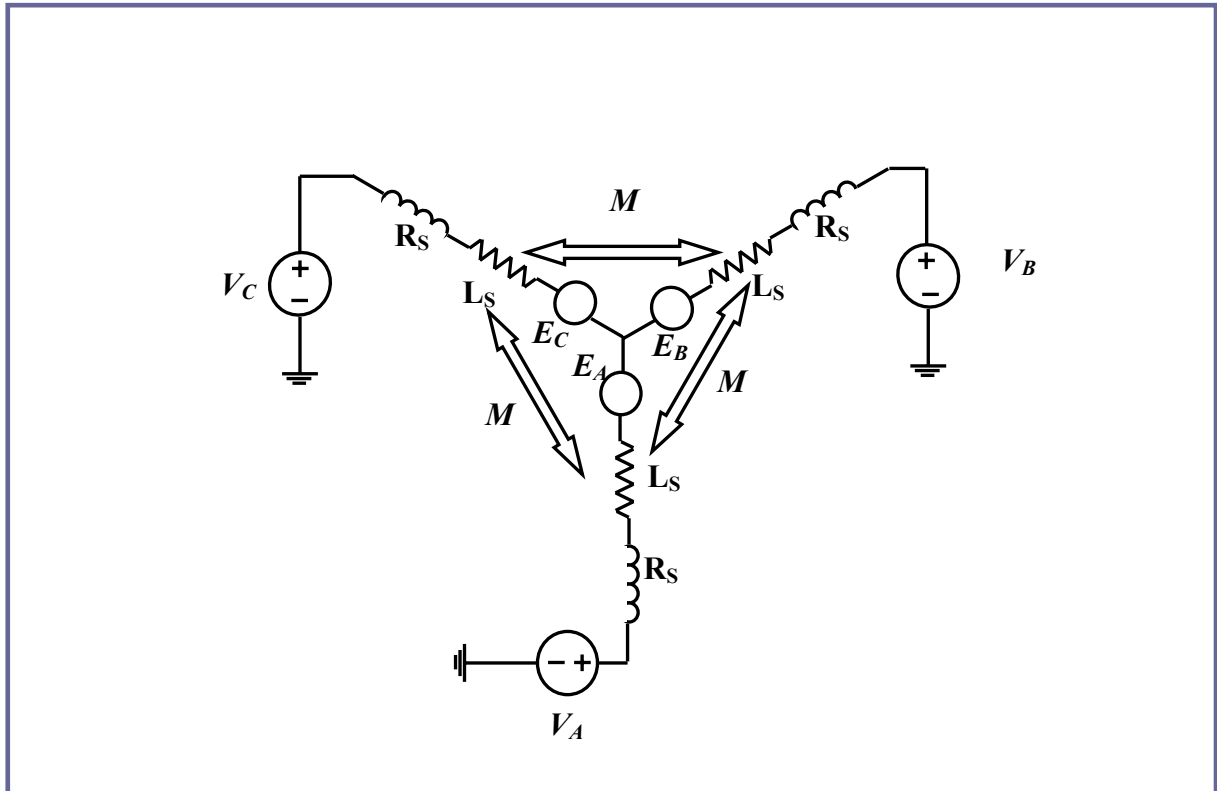


Figure 4.3 Modèle électrique simplifié du BLDCM

La position électrique ( $\theta$ ) du rotor se déduit directement de la position mécanique du rotor ( $\theta_r$ ) qui est mesurée à l'aide d'un capteur placé sur l'arbre du rotor. La relation entre les deux quantités est donnée par [34] :

$$\theta = p.\theta_r \quad (4.9)$$

Où

$p$  : Nombre de paires de pôles du moteur,

Par conséquent, l'expression de la vitesse électrique est :

$$W = \frac{d\theta}{dt} = p.W_r \quad (4.10)$$

Les inductances et les mutuelles sont constantes pour les aimants permanents montés sur la surface du rotor cylindrique, et lorsque les enroulements sont symétriques donc [37]:

$$\begin{aligned} L_{AA} &= L_{BB} = L_{CC} = L_s \\ L_{AB} &= L_{BA} = L_{BC} = L_{CB} = L_{CA} = L_{AC} = M \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Puisque les enroulements du stator sont couplés en étoile, la somme des trois courants de phase est nulle [38],

$$\begin{aligned} I_A + I_B + I_C &= 0 \\ I_A + I_B &= -I_C \end{aligned} \quad (4.12)$$

Par conséquent, la tension prend la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_A \\ E_B \\ E_C \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

On pose :  $L = L_s - M$

L'expression complète de la dynamique du courant du BLDCM dans le repère (A, B, C) est [38] :

$$\frac{dI_A}{dt} = -\frac{R_s}{L} I_A - \frac{E_A}{L} + \frac{V_A}{L} \quad (4.14)$$

$$\frac{dI_B}{dt} = -\frac{R_s}{L} I_B - \frac{E_B}{L} + \frac{V_B}{L} \quad (4.15)$$

$$\frac{dI_C}{dt} = -\frac{R_s}{L} I_C - \frac{E_C}{L} + \frac{V_C}{L} \quad (4.16)$$

$E_A = f_A(\theta) \cdot K_{fi} \cdot W_r$ , force électromotrice de la phase A,

$E_B = f_B(\theta) K_{fi} W_r$  Force électromotrice de la phase B,

$E_C = f_C(\theta) K_{fi} W_r$  Force électromotrice de la phase C.

Avec :

$K_{fi}$  : le facteur de la force électromotrice,

$f_A(\theta)$ ,  $f_B(\theta)$  et  $f_C(\theta)$  sont des fonctions de la Fem's avec le maximum  $\pm 1$ .

### 4.3.1 Force électromotrice

La force électromotrice induite ( $F_{em}$ ) est déterminée par la position angulaire de l'aimant, c'est à dire du rotor, il est très important de remarquer que la valeur de crête de la force électromotrice induite ( $F_{em}$ ) est directement proportionnelle à la vitesse angulaire instantanée du rotor [40].

$$E = K_{fi} \cdot \omega_r \quad (4.17)$$

Les fonctions des forces électromotrices ( $F_{em}$ 's) sont montrées sur la figure (4.4), dans ce cas, la force électromotrice de la phase A est exprimée comme suit [40]:

$$E_A = \begin{cases} (6E/\pi)\theta & (0 < \theta < \pi/6) \\ E & (\pi/6 < \theta < 5\pi/6) \\ -(6E/\pi)\theta + 6E & (5\pi/6 < \theta < 7\pi/6) \\ -E & (7\pi/6 < \theta < 11\pi/6) \\ (6E/\pi)\theta - 12E & (11\pi/6 < \theta < 2\pi) \end{cases} \quad (4.18)$$

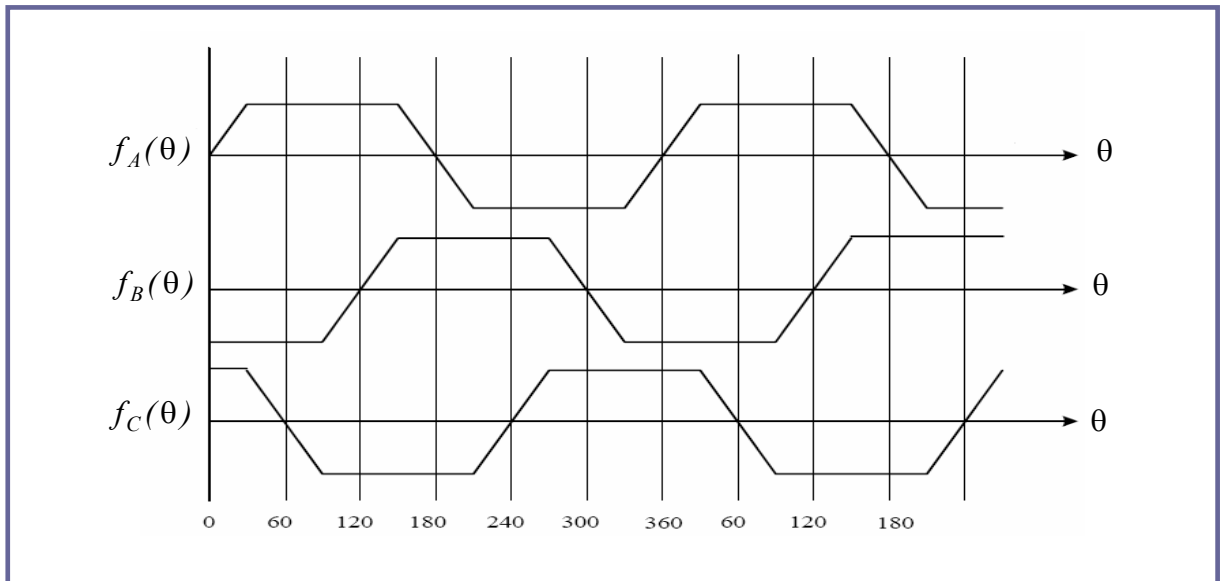


Figure 4.4 les fonctions du Fem's du BLDCM

### 4.3.2 Modèle mécanique de mouvement (vitesse)

Le modèle mécanique du moteur BLDCM est donné par l'équation (4.19), où La dynamique de la position du rotor ( $\frac{d\theta_r}{dt}$ ) est déterminée par son inertie ( $J$ ), son accélération angulaire ( $\frac{d\omega_r}{dt}$ ), le couple électrique développé ( $C_e$ ) et le couple dû à la charge ( $C_r$ ).



Le modèle linéaire du mouvement du moteur BLDCM est présenté dans la figure (4.5) [41] :

$$J \frac{dW_r}{dt} = C_e - f.W_r - C_r \quad (4.19)$$

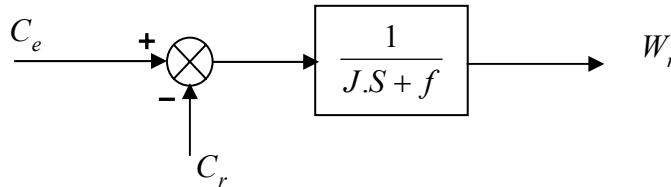


Figure 4.5 Modèle linéaire mécanique du BLDCM

### 4.3.3 Le couple électromagnétique

Le couple produit dans le BLDCM est dû à l'alignement d'aimant. L'alignement d'aimant est à la position où la force électromotrice est nulle. Pour obtenir un couple dans le BLDCM il est nécessaire de fournir un courant dans les phases au temps où il y a une force électromotrice [42]. Donc le couple électrique développé par le moteur BLDCM est donné par [43]:

$$C_e = \frac{E_A I_A + E_B I_B + E_C I_C}{W_r} \quad (4.20)$$

Où ;

$$C_e = K_{fi} \cdot (f_A(\theta).I_A + f_B(\theta).I_B + f_C(\theta).I_C) \quad (4.21)$$

### 4.4 Modèle du BLDCM lorsque deux phases sont alimentées

On suppose qu'à chaque instant on a deux phases qui sont alimentées, Dans ce cas la tension appliquée aux bornes des phases alimentées ( $A$  et  $B$ ) et le courant qui les traverse est ( $I$ ). Sont liés par:

$$V_{AB} = (E_A - E_B) + 2.R_S.I + 2.L_S \frac{dI}{dt} \quad (4.22)$$

Le courant dans la troisième phase étant nul, la tension de cette phase par rapport au neutre est:

$$V_n = E_C \quad (4.23)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{(E_A - E_B).I}{W_r} \quad (4.24)$$

## 4.5 Choix de la technique de commande

Pour imposer des courants trapézoïdaux dans les enroulements de la machine, nous choisissons la commande à 120° utilisant un seul régulateur à hystérésis. Une bande d'hystérésis de largeur imposée entoure le courant de référence. La sortie du régulateur à hystérésis détermine les signaux de commande des transistors en fonction de l'intersection du courant réel mesuré avec les limites supérieures et inférieures de la bande d'hystérésis.

C'est une méthode de commande relativement simple et économique, qui ne nécessite qu'un capteur de position à 6 secteurs et un ou deux capteurs de courants, selon la technique de mesure du courant [44].

Le principe de cette méthode consiste à imposer des courants rectangulaires au plateau de largeur 120° électriques et d'amplitude ( $I^*$ ) en phase avec les fem's de phase correspondantes.

On distingue six intervalles de 60° électriques (appelés secteurs) de fonctionnement selon la position du rotor et détectés par les signaux fournis par le capteur à 6 secteurs. Dans chaque secteur uniquement deux phases de la machine sont alimentées, excepté durant les commutations.

### 4.5.1 Régulateur de vitesse Proportionnel-Intégral (PI)

Parmi les différentes techniques de contrôle présentées dans la littérature scientifique on utilise la technique (PI). La structure d'un contrôleur (PI) est très simple et est utilisée dans la plupart des applications de contrôle. Il s'agit de la combinaison de deux types de contrôleurs :

- Un contrôleur à action proportionnelle (P) qui compense l'erreur entre la valeur commandée et la valeur réelle de la variable de contrôle de façon proportionnelle à l'erreur par un gain ( $K_p$ );
- Un contrôleur à action intégrale (I) qui compense l'erreur entre la valeur commandée et la valeur réelle de la variable de contrôle de façon proportionnelle à l'intégrale de l'erreur dans le temps par un gain ( $K_i$ ).

La fonction du contrôleur (P) est de minimiser rapidement l'erreur en régime transitoire alors que la fonction du contrôleur (I) est d'éliminer l'erreur en régime permanent.

L'avantage de ce type de contrôleur est d'être simple à concevoir et à réaliser. Son inconvénient est que, plus l'environnement dans lequel il opère s'éloigne du point d'opération pour lequel il a été défini (en raison notamment de la variation de la valeur d'un paramètre du système), plus la performance du système contrôlé change par rapport à celle qu'il possède à son point d'opération original. La possibilité de pouvoir adapter dans le temps la valeur des gains du contrôleur (PI) permet de résoudre efficacement ce problème [34].

Dans ce cas la vitesse du rotor ( $W_r$ ) est comparée avec la vitesse de référence ( $W_r^*$ ) et l'erreur résultant est estimée au  $n^{\text{ème}}$  instant, est considéré comme un couple de référence [45], [46]:

$$W_{e(n)} = W_{e(n)}^* - W_{r(n)} \quad (4.25)$$

La nouvelle valeur du couple de référence est donnée par :

$$C_{(n)} = C_{(n-1)} + K_p \{W_{e(n)} - W_{e(n-1)}\} + K_i \{W_{e(n)}\} \quad (4.26)$$

Où;

$W_{e(n-1)}$  : est l'erreur de vitesse de l'intervalle précédent,

$W_{e(n)}$  : est l'erreur de vitesse de l'intervalle fonctionnant.

Le schéma fonctionnel du moteur Brushless BLDCM est illustré dans la figure (4.6):

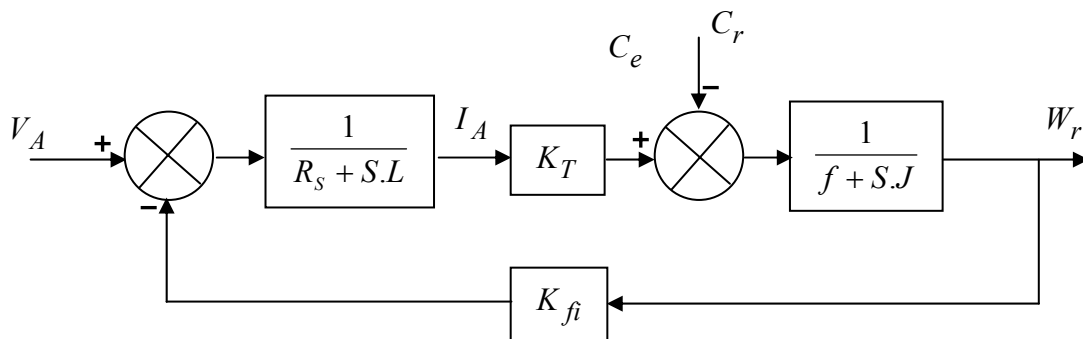


Figure 4.6 Modèle du moteur BLDCM

$$W_r(S) = \frac{K_T}{(R_S + S.L_S)(f + S.J) + K_T.K_{fi}} V_A(S) - \frac{(R_S + S.L_S)}{(R_S + S.L_S)(f + S.J) + K_T.K_{fi}} C_r(S) \quad (4.27)$$

A partir de schéma block illustré dans la figure (4.6), la fonction de transfert est donnée par:

$$\frac{W_r(S)}{V(S)} = \frac{\frac{K_T}{J.L_S}}{S^2 + \left(\frac{J.R_S + f.L_S}{J.L_S}\right).S + \left(\frac{f.R_S + K_T.K_{fi}}{J.L_S}\right)} \quad (4.28)$$

En utilisant une autre forme de la fonction de transfert:

$$\left[ J.L_S.S^2 + (J.R_S + f.R_S).S + K_T.K_{fi} \right] W_r(S) = K_T.V(S) + R_S.C_r(S) \quad (4.29)$$

Alors la tension appliquée devient:

$$V = K_p.W_{error} + K_i \cdot \sum W_{error} \quad (4.30)$$

Avec un contrôleur PI, la fonction de transfert devient:

$$\left[ J.L_S.S^2 + (J.R_S + f.R_S).S + K_T.K_{fi} \right] W_r(S) = (K_p + \frac{K_i}{S}) K_T.(W_r^* - W_r) + R_S.C_r(S) \quad (4.31)$$

$$\frac{W_r}{W_r^*} = \frac{K_i.K_T}{J.S^2 + (f + K_p.K_T).S + K_i.K_T} \quad (4.32)$$

$$\zeta = \frac{f + K_p.K_T}{2(J.K_i.K_T)^{1/2}}, \omega_n = \left( \frac{K_i.K_T}{J} \right)^{1/2} \quad (4.33)$$

Les paramètres inconnus  $\zeta$  et  $\omega_n$  sont déterminés selon des spécifications prescrites et les paramètres de régulateur PI sont calculés par :

$$K_i = \frac{J.\omega_n^2}{K_T}, K_p = \frac{(2.J.\omega_n - f)}{K_T} \quad (4.34)$$

Alors, le contrôleur PI est utilisé pour commander la vitesse du moteur BLDCM. La figure (4.7) montre le modèle en boucle fermé du moteur BLDCM:

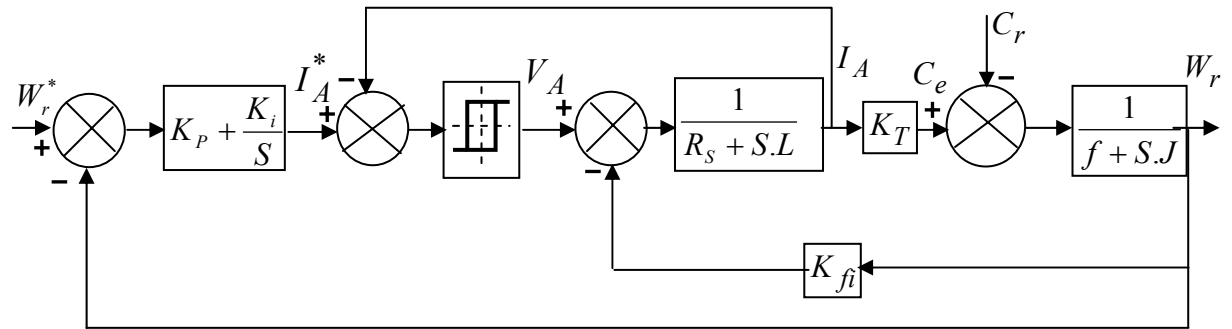


Figure 4.7 Modèle à boucle fermée du moteur BLDCM

### 4.5.2 Générateur de courant de référence

L'amplitude du courant de phase ( $I^*$ ) est déterminée à partir du couple de référence [45], [46]:

$$I^* = C^* / K_T \tag{4.35}$$

Selon la position du rotor, le bloc générateur de courant de référence produit trois courants de phase ( $I_A^*$ ,  $I_B^*$ ,  $I_C^*$ ) en prenant la valeur de l'intensité de courant de référence ( $I^*$ ,  $-I^*$  et zéro) La génération de courant de référence est donnée dans le tableau (4.1) :

Signal position de rotor ( $\theta$ )	$I_A^*$	$I_B^*$	$I_C^*$
$0^\circ - 60^\circ$	$I^*$	$-I^*$	0
$60^\circ - 120^\circ$	$I^*$	0	$-I^*$
$120^\circ - 180^\circ$	0	$I^*$	$-I^*$
$180^\circ - 240^\circ$	$-I^*$	$I^*$	0
$240^\circ - 300^\circ$	$-I^*$	0	$I^*$
$300^\circ - 360^\circ$	0	$-I^*$	$I^*$

Tableau 4.1 Génération de courant de référence

Ces courants de référence sont utilisés pour alimenter le contrôleur de courant MLI.

### 4.5.3 Contrôleur de courant (MLI)

La technique MLI contribue à la génération des signaux de commutation pour les dispositifs de convertisseur (voir figure (4.8)). La logique de commutation est formulée comme suit [45], [46], [47] :

Si  $I_A < (I_A^* - h_b)$  commutateur T<sub>1</sub> en marche et commutateur T<sub>4</sub> en arrêt,

Si  $I_A > (I_A^* + h_b)$  commutateur T<sub>1</sub> en arrêt et commutateur T<sub>4</sub> en marche,

Si  $I_B < (I_B^* - h_b)$  commutateur T<sub>2</sub> en marche et commutateur T<sub>5</sub> en arrêt,

Si  $I_B > (I_B^* + h_b)$  commutateur T<sub>2</sub> en arrêt et commutateur T<sub>5</sub> en marche,

Si  $I_C < (I_C^* - h_b)$  commutateur T<sub>3</sub> en marche et commutateur T<sub>6</sub> en arrêt,

Si  $I_C > (I_C^* + h_b)$  commutateur T<sub>3</sub> en arrêt et commutateur T<sub>6</sub> en marche.

Où,

$h_b$  : est la bande d'hystérésis autour des trois courants de référence.

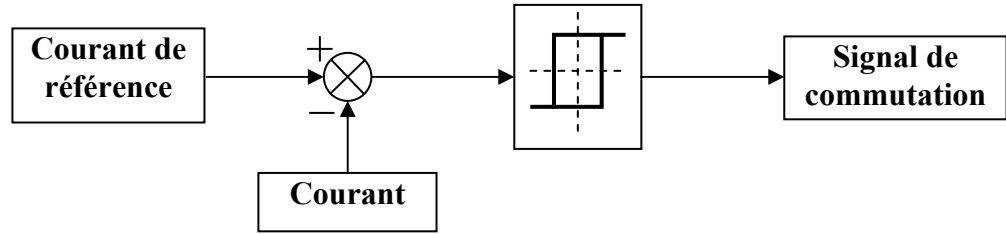


Figure 4.8 Technique modulation de largeur d'impulsion

Le potentiel du point neutre par rapport à ce du potentiel nul est donné par [43] :

$$V_A = V_{A0} - V_n$$

$$V_B = V_{B0} - V_n$$

$$V_C = V_{C0} - V_n$$

(4.36)

$$V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} - 3V_n = R_s \cdot (I_A + I_B + I_C) + (L_s - M) \cdot (pI_A + pI_B + pI_C) + (E_A + E_B + E_C) \quad (4.37)$$

Alors des deux équations (4.12) et (4.37) il découle :

$$V_n = \{V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} - (E_A + E_B + E_C)\} / 3 \quad (4.38)$$

## 4.6 Structure générale du système

Le contrôle des courants s'effectue à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue. La séquence des commutations des interrupteurs n'est pas seulement fonction de la position du rotor, mais aussi des valeurs instantanées des courants dans les trois phases du moteur et des valeurs de référence pour ces mêmes courants. Les sorties des régulateurs de courant sont les tensions instantanées de référence de chaque phase de l'onduleur. A partir de ces tensions, les signaux de commande pour les interrupteurs sont déterminés par MLI [48].

La figure (4.9) montre le schéma fonctionnel du système de propulsion électrique du véhicule électrique, Le schéma général de la commande d'un moteur Brushless à aimant permanent BLDCM est donnée sur la figure (4.10).

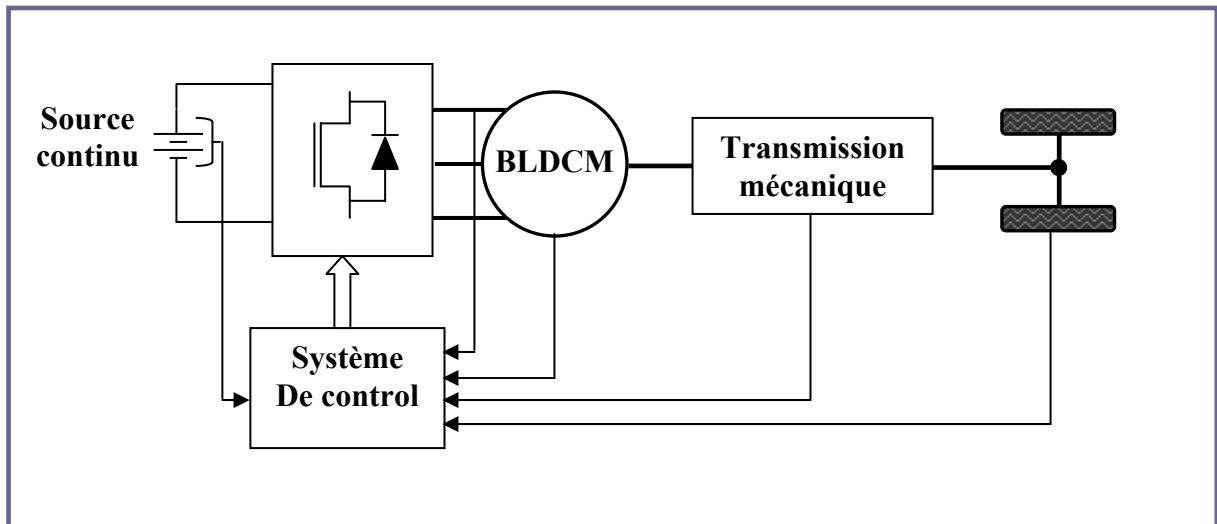


Figure 4.9 Système de propulsion électrique

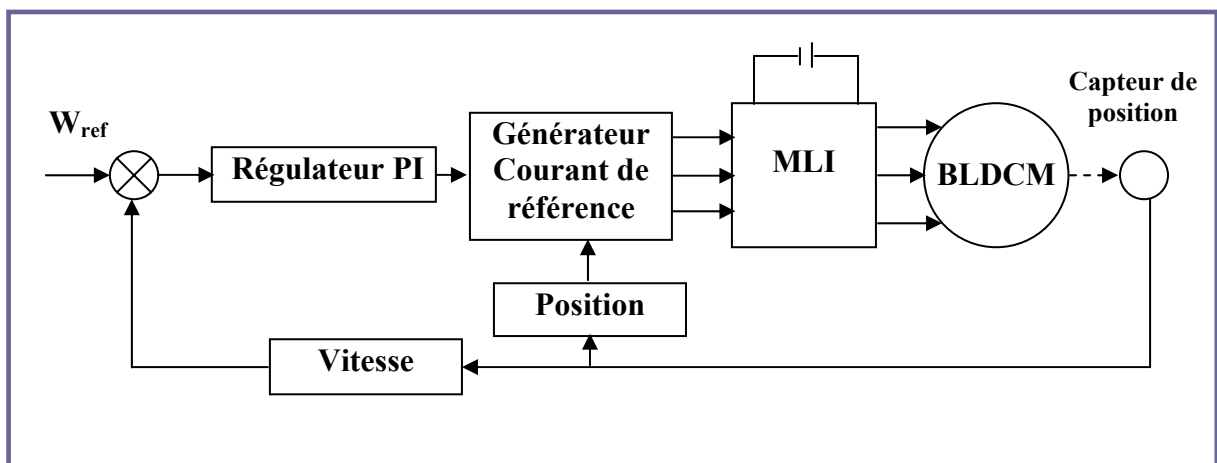


Figure 4.10 Schéma fonctionnel du BLDCM

## 4.7 Simulation du système

La simulation du moteur BLDC a été faite en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink. Comme résultats de simulation, la vitesse, le couple, le courant, les formes d'onde de puissance d'entrée et de sortie sont enregistrés et analysés. Dans cette analyse l'onduleur a été alimenté par une tension continue et le moteur est chargé avec un couple résistant proportionnel à la vitesse.

Les paramètres électriques du moteur BLDCM sont donnés dans le tableau (4.2) :

$V_{dc}$ (Volt)	$L_S$ (mH)	$M$ (mH)	$R_S$ (ohm)	$K_{fi}$ (Volt.s/rad)
300	12	-4	1.5	0.71
$C_r$ (N.m)	$J$ (N/m <sup>2</sup> )	$K_T$ (N.m/A)	$f$ (Nm.s/rad)	$P$
20	0.009	$2.K_{fi}$	0.003	3

**Tableau 4.2 Paramètres électriques du BLDCM**

## 4.8 Résultats de la simulation

Nous avons présenté Les modèles de simulation de l'ensemble Convertisseur-Commande-Moteur. Les modèles de simulation développés permettent à la fois de reproduire le couple du moteur et d'établir un lien entre la caractérisation du moteur par calculs de champ magnétique et l'étude du comportement en charge sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les figures (4.11), (4.12) montrent la forme du courant de la phase, et la forme des courants traversants les phases. On remarque que la forme des courants dépend de l'inductance et des instants de conduction des interrupteurs en plus de la résistance et de la force électromotrice (Fem) en charge.

La figure (4.13) représente le couple électromagnétique dont la forme ressemble fortement à celle du courant total.

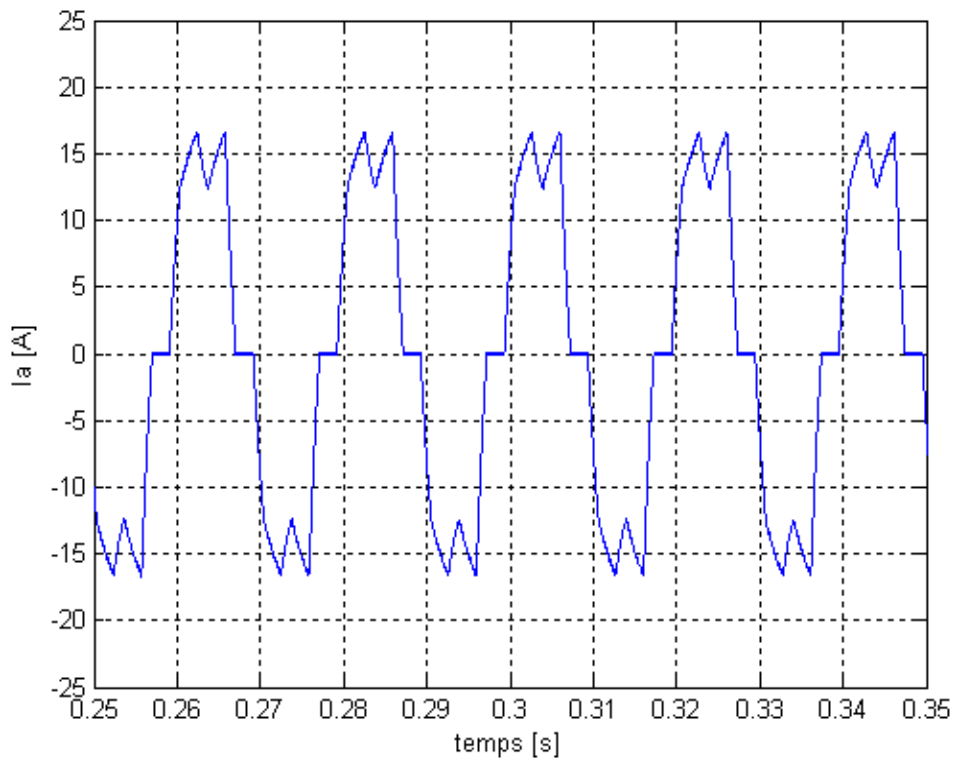
La figure (4.14) donne le courant de phase, ainsi que le couple du moteur, il est possible d'imposer un courant constant dans la phase à cette vitesse de fonctionnement. La simulation montre que les perturbations au niveau du courant influent directement sur le couple. Cette perturbation est introduite par le temps de réaction du régulateur simulé. Un régulateur PI standard ne peut pas corriger instantanément une erreur due à une perturbation. Les ondulations de couple se répercutent directement sur la vitesse qui présente aussi des



ondulations figure (4.15). La vitesse et les ondulations de couple sont parfaitement reconstruites. Les simulations sont effectuées avec un couple résistant proportionnelle à la vitesse. Avec cette commande, l'ondulation du couple est importante.

La figure (4.16) illustre La force électromotrice ( $F_{em}$ ) ainsi que le courant de phase. Le choix d'alimentation des phases suit directement la présence de la plage maximale de le fem.

La figure (4.17) montre le couple résistant appliqué au moteur. Le couple résistant choisi est proportionnel à la vitesse de rotation du moteur.



**Figure 4.11 Courant de phase  $I_a$  (A)**

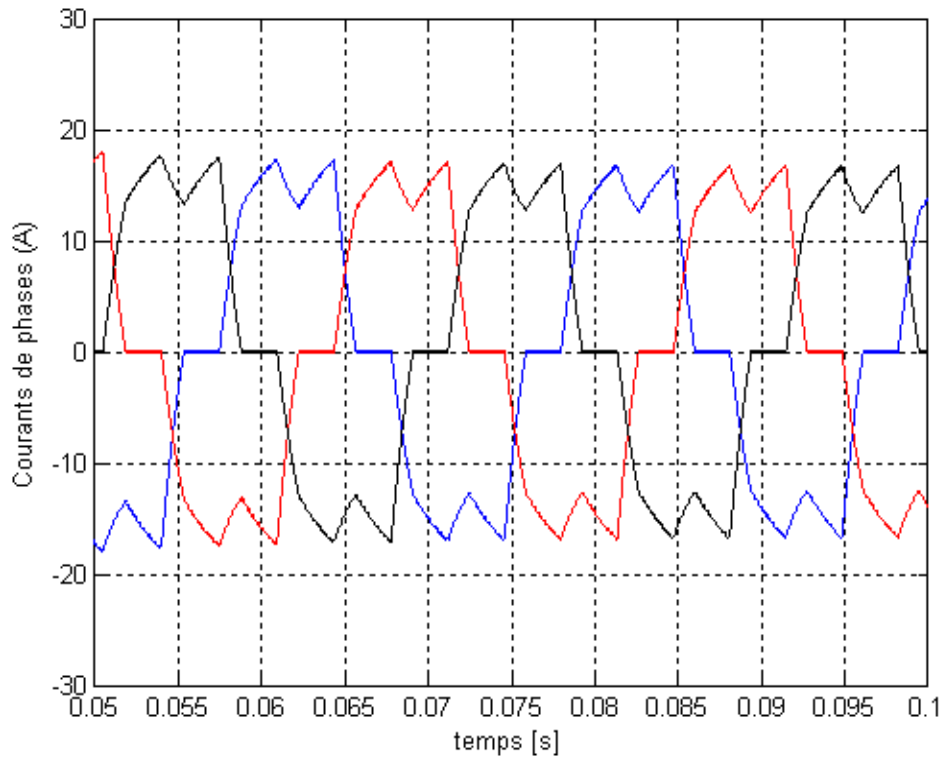


Figure 4.12 Les trois courant de phases (A)

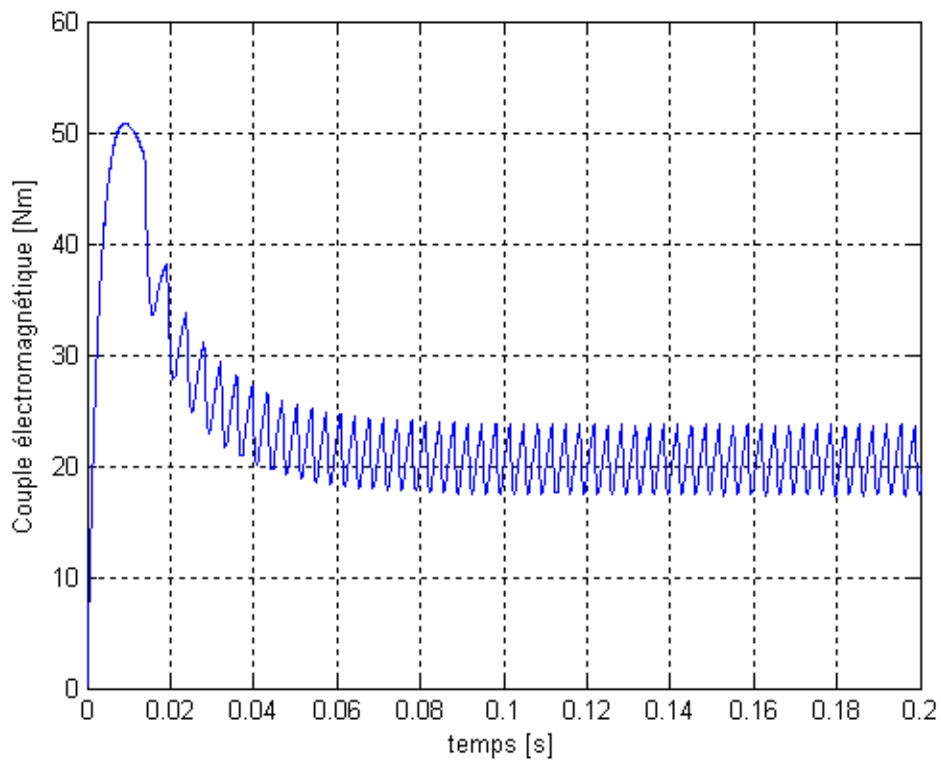


Figure 4.13 Couple électromagnétique (N.m)

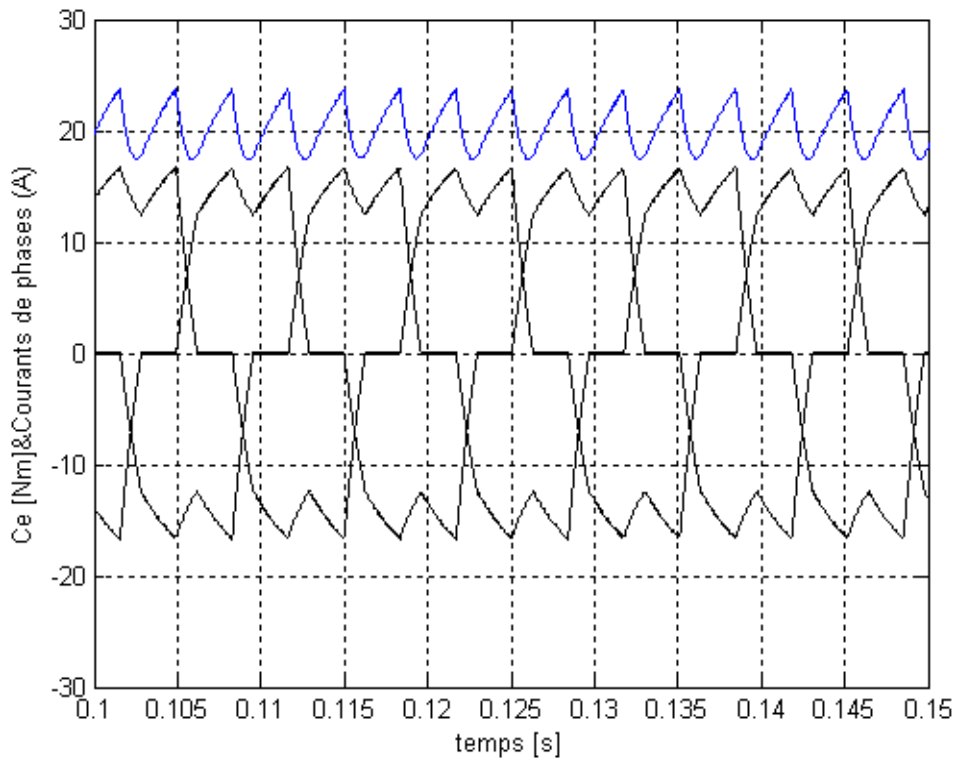


Figure 4.14 Courant de phases (A) & Couple (Nm)

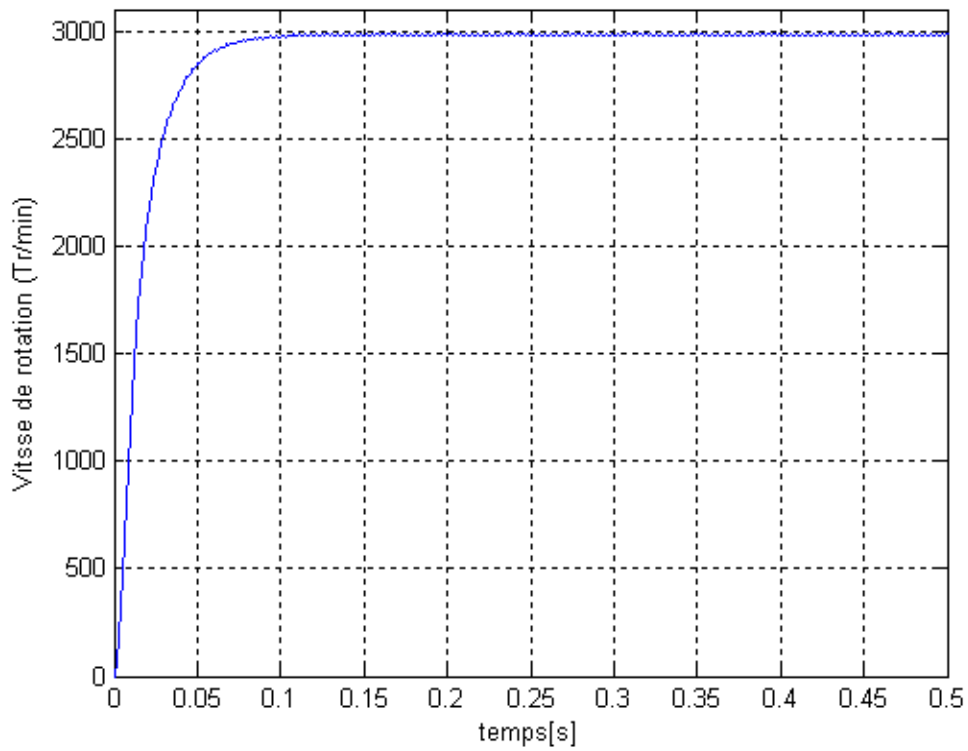


Figure 4.15 Vitesse de rotation (Tr/mn)

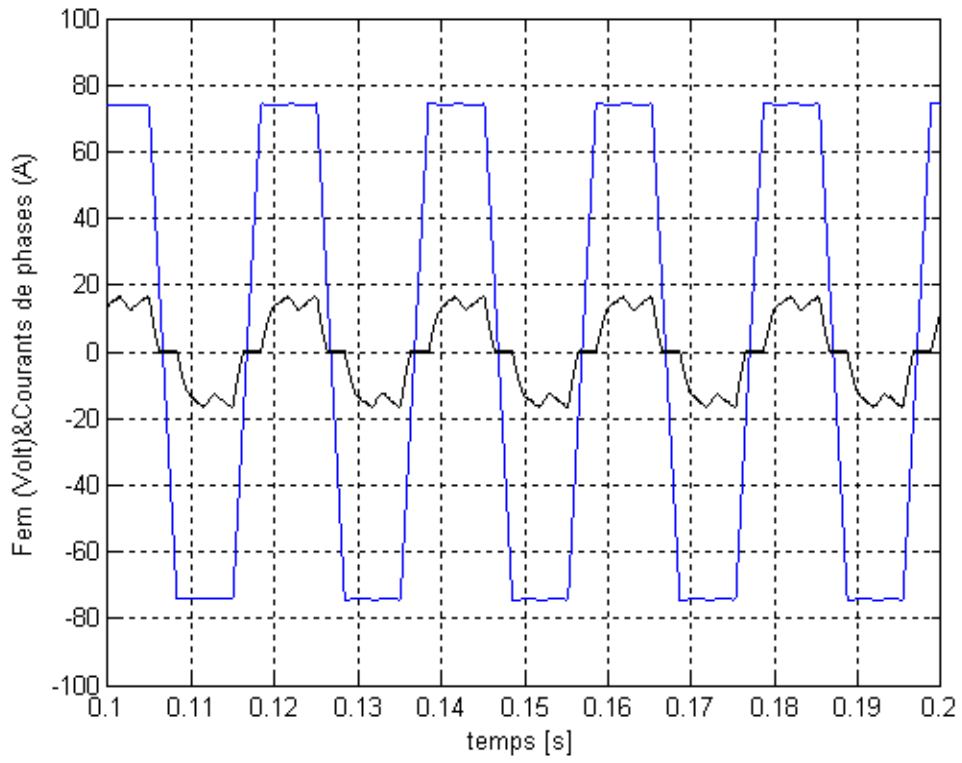


Figure 4.16 Force électromotrice (V) & Courant (A)

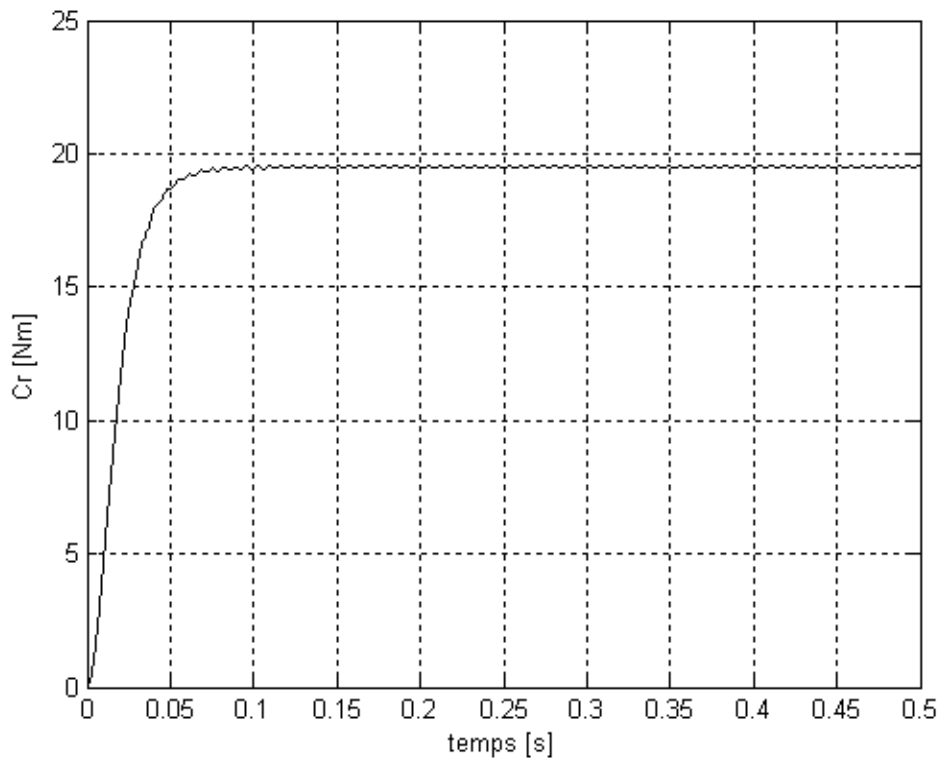


Figure 4.17 Couple résistant (N.m)

## 4.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents modèles pour les sous systèmes. Dans l'analyse dynamique du système, La commande à  $120^\circ$  par hystérésis a été choisie. Elle est simple, robuste et économique. On a utilisé deux capteurs l'un pour le courant et l'autre pour la position. Ce dernier est à 6 secteurs; chose qui est suffisante pour imposer le courant.

Les résultats de simulation montrent que le modèle établi donne de bons résultats qui peuvent servir pour l'analyse de ce type de système.

---

# **CONCLUSION GENERALE**

---

## Conclusion Générale

Dans cette étude, on a examiné les systèmes de propulsion électrique, ils représentent la partie principale dans les véhicules électriques. Leur choix dépend de trois facteurs essentiels: profil des moteurs d'entraînement, contraintes du véhicule électrique et source d'énergie. Le système de moteur d'entraînement (conduction) est considéré comme l'organe le plus important et le consommateur d'énergie.

Le moteur Brushless à courant continu à aimants permanents BLDCM présentent plusieurs avantages par rapport aux autres moteurs pour le système de propulsion électrique, tels que réduction au niveau de volume, rendement élevé (dû à l'absence des pertes au niveau du rotor), la fiabilité élevée à cause de l'élimination de certains problèmes au niveau de l'excitation.

La méthode analytique permet d'analyser l'influence de l'induction magnétique créée par les aimants permanents. La méthode proposée conduit à une détermination rapide de la variation de l'induction magnétique en fonction des paramètres de la structure et le type d'aimants utilisés tels que Neodyme-Fer-Bore et Samarium-Cobalt. Les propriétés principales des aimants de NdFeB présentent clairement les possibilités intéressantes pour de plus grandes forces magnétiques. La méthode proposée est donc intéressante dans la première ébauche du dimensionnement de la machine (BLDCM).

Nous avons opté dans notre étude pour la solution d'un moteur à force électromotrice trapézoïdale au plateau de largeur  $120^\circ$ , alimenté par des courants rectangulaires commandés en  $120^\circ$  et contrôlés par hystérésis. En effet, cette machine comporte les avantages suivants :

- Machine compacte.
- Commande simple, robuste et économique.
- Pertes Joule réduites à puissance transmise donnée.

On peut conclure que l'impact des nouveaux matériaux sur les moteurs dans les véhicules électriques est très important et encourage l'utilisation de ce type de moteurs dans la construction des véhicule électrique et spécialement, les moteurs à courant continu à aimants permanents à commutation électronique qui auront une large utilisation dans l'avenir dans les véhicules électriques.

## **Perspectives**

Comme perspectives on prévoit:

- une analyse plus profonde du fonctionnement dynamique des moteurs avec plusieurs sortes de couples résistants pour balayer les différentes plages d'utilisation du moteur dans le véhicule électriques (démarrage, accélération et freinage).
- Prendre d'autres structures et topologies de moteurs et faire une comparaison avec d'autre types de moteurs afin de dégager les limites d'utilisation de chaque topologie et chaque moteur (puissance, vitesse, etc.).



## Bibliographie

- [1] P. Bastiani « *Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur-Machine Alternative : Application à la Traction Electrique* », Thèse de Doctorat, INSA de Lyon, 2001.
- [2] C.C. Chan « *The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles* », Proceedings of the IEEE, Vol. 90, N°2, p. 247-275, 2002.
- [3] S. Delprat « *Évaluation de Stratégies de Commande pour Véhicules Hybrides Parallèles* » Thèse de Doctorat, L'université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2002.
- [4] M. Bernard. « *Problème de la Motorisation d'un Véhicule Electrique* », Ecole Supérieur de Cachan, EEA, L'ESiR, URA CNRS D1375, 1995.
- [5] Y. Alhassoun « *Etude et Mise en Oeuvre de Machines à Aimantation Induite Fonctionnant à Haute Vitesse* », Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [6] L. Gasc « *Conception d'un Actionneur à Aimants Permanents à Faibles Ondulations de Couple pour Assistance de Direction Automobile, Approches par la Structure et par la Commande* », Thèse de Doctorat, L'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [7] Y. Amara « *Contribution à La Conception et à La Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride* », Thèse de Doctorat, l'ENS de Cachan UPRESA CNRS 8029, 2001.
- [8] B. Abdelhadi « *Contribution à la Conception d'un Moteur à Induction Spécial à Rotor Externe pour Système de Propulsion Electrique ; Développement d'un Algorithme Génétique Adaptatif pour Identification Paramétrique* » Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2004.
- [9] A. Honda, K. Senda « *Electrical Steel for Motors of Electric and Hybrid Vehicles* », Kawasaki Steel Technical, Report No. 48, p. 33-38, March 2003.
- [10] H. Toda, K. Senda, and M. Ishida « *Effect of Material Properties on Motor Iron Loss in PM Brushless DC Motor* », IEEE, Transactions on Magnetics, p. 3937-3939, Vol. 41, N°10, October 2005.
- [11] A. Honda, M. Ishida « *Core Materials for Motors in Automobiles and Evaluation Method* », Kawasaki Steel Technical, Report N°43, p. 35-41, October 2000.
- [12] A. Halila « *Étude du Machine à Courant Continu* », Thèse Maîtres de Sciences (M.Sc.), Université Laval, 2001.
- [13] M. Etique « *Entraînements Réglés MET2* », Cours, Département D'Electricité et d'Informatique, Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud (HEIG-Vd), 2005.

- [14] M. Kudelski « *Analyse et Conception de Moteurs Synchrone Chemisés à Commutation Electronique* », Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [15] P. Brissonneau « *Magnétisme et Matériaux Magnétiques pour l'électrotechnique* », Paris: Hermès, 1997, ISBN 2-86601-579-7
- [16] P. Abati « *Les Capteurs à Effet Hall* », Cours, 2001, Site [www.stielec.ac-aix-marseille.fr](http://www.stielec.ac-aix-marseille.fr)
- [17] F. Gillon « *Modélisation et Optimisation par Plans D'expériences d'un Moteur à Commutations Électroniques* », Thèse de Doctorat, Génie Électrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1997.
- [18] F. Chaaban « *CAD Optimization of PM Machines* », Final Year Project, Faculty of Engineering and Architecture, American University of Beirut, Spring Term 05-06.
- [19] B. Multon « *Application des Aimants Permanent aux Machines Electrique* » Notes de Cours, École Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2005.
- [20] J. Degauque « *Matériaux Magnétique Doux* », Rapport, INSA, Laboratoire de Physique de la Matière Condensée, UMR-CNRS, Complexe Scientifique de Rangueil, 31077 Toulouse-Cedex, 2005.
- [21] D. Givord, « *Matériaux Magnétique Durs* », Rapport, Laboratoire Louis Néel, CNRS, 166 X, 38042 Grenoble-Cedex, 2005.
- [22] E. L. G. De Almeida « *Une Analyse Evolution du Changement dans La Technologie des Moteurs Electriques* », Thèse de Doctorat, Université Pierre Mendès France De Grenoble, 1999.
- [23] X. Wang, Q. Li « *Analytical Calculation of Air-Gap Magnetic Field Distribution and Instantaneous Characteristic of Brushless DC Motors* », IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol. 18, N°3, p. 424-432, September 2003.
- [24] B. Azoui « *Concept and Realization of a Three-Phase Brushless DC Motor (BLDCM) for Solar Application* », Thesis Submitted for the Award of the Degree of Docteur D'état Es- Science, University of Batna, May 2002.
- [25] A. B. Proca, A. Keyhani « *Analytical Model for Permanent Magnet with Surface Mounted Magnets* », IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 18, N°3, p. 386-391, September 2003.
- [26] S. Bentouati, Z.Q. Zhu and D. Howe « *Permanent Magnet Brushless DC Motors for Consumer Products* », Ninth International Conference on Electrical Machines and Drives, Conference Publication N°468, p. 118-122, 1999.
- [27] Z. Q. Zhu, D. Howe « *Instantaneous Magnetic Field Distribution in Permanent Magnet Brushless DC Motors, Part IV: Magnetic Field on Load* », IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 29, N°1, p. 152-158, January 1993.

- [28] C. R. Fitton, I. R. Smith « *An Unmanned Tracked Hybrid Vehicle* », IEEE Electrical Machines and Drives, p. 384-386, 1989.
- [29] J. R. Hendershot JR, TJE Miller « *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors* », Magna Physics Publications, Oxford Science Publications, 1994.
- [30] B. Multon « *Les Machines Synchrones Autopilotées* », Préparation à L'agrégation de Génie Electrique, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2004, ISBN: 2-909968-63-4.
- [31] S. J. Collocott, J. B. Dunlop and P. A. Watterson « *Applications of Rare-Earth Permanent Magnets in Electrical Machines: From Motors for Niche Applications to Hybrid Electric Vehicles* », CSIRO Division of Telecommunications and Industrial Physics, Lindfield, NSW, Australia, 2002.
- [32] R. H. Staunton, S. C. Nelson « *PM Motor Parametric Design Analyses for a Hybrid Electric Vehicle Traction Drive Application* », Oak Ridge National laboratory, Tennessee 37831, ORNL/TM-2004/217.
- [33] D. Rai « *Brushless DC Motor* », Department of Electronic and Communication Engineering, National Institute of Technology Karnataka, Surathkal 575 025, INDIA. 2003.
- [34] M. Perron « *Contrôle d'un Groupe Servomotor-Pompe par Modes Glissant afin D'augmenter la Robustesse de L'asservissement en Position d'un Vérin Hydraulique* », Mémoire de Maîtrise en Sciences Appliquées, Département de Génie Electrique et de Génie Informatique, Université de Sherbrooke, Canada, Août 2004.
- [35] S. J. Kang, S. Sul « *Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF* », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, N°6, p. 796-802, 1995.
- [36] H. X. Wu, S. K. Cheng, and S. M. Cui « *A Controller of Brushless DC Motor for Electric Vehicle* », IEEE Transactions on Magnetics, p. 509-513, 2005.
- [37] P. Pillay, R. Krishnan « *Modeling of Permanent Magnet Motor Drives* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, p. 537-541, 1988.
- [38] B. K. Lee, M. Ehsani « *Advanced BLDC Motor Drive for Low Cost And High Performance Propulsion System in Electric and Hybrid Vehicles* », IEEE Electric Machines and Drives p. 246-251, IEMDC, 2001
- [39] C.-G. J.-H Lee, H.-Kim « *Study on Maximum Torque Generation for Sensorless Controlled Brushless DC Motor with Trapezoidal Back EMF* », IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, N°2, p. 277-291, March 2005.
- [40] B. K. Lee, B. Fahimi and M. Ehsani « *Dynamic Modeling of Brushless DC Motor Drives* », 9<sup>th</sup> EPE'2001, Graz, Austria 2001.
- [41] N. Pedersen, C. Friis « *Design of a Brushless DC Motor Drive System* », PROJECT GROUP, PED10-124A, Faculty of Engineering and Science, Aalborg University, 2003.

- [42] L.Lund et al. « *Sensorless Control of Brushless DC Motor Drive System* », Project Group, Institute of Energy Technology, Aalborg University, 2004.
- [43] J. H. Lee, S. C. Ahn, D. S. Hyun « *A BLDCM Drive Trapezoidal Back EMF Using Four-Switch Three Phase Inverter* », IEEE Industry applications, p. 1705-1709, Vol. 3, 2000.
- [44] A. Bernardinis « *Etude et Optimisation d'un Ensemble Alternateur à Aimant/Redresseur Commande. Application à un Véhicule Hybride* », Thèse de Doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2000.
- [45] B. Singh, B. P. Singh « *Implementation of DSP Based Digital Speed Controller for Permanent Magnet Brushless DC Motor* », IE(I) Journal-EL, Institution of Engineers India, Part Electrical Engineering Division, p. 16-21, Vol. 84, 2003.
- [46] B. Singh, M. Kumar « *PFC Converter fed PMBLDC Motor Drive for Air Conditioning* », IE(I) Journal-EL, p. 22-27, Vol. 81, the Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology, 2003.
- [47] A. A. Ghandakly, M. R. Owed « *Design an Adaptive Speed Controller For DC Brushless Motors* », IEEE Industry Applications Conference, p. 1626-1633, Vol. 2, 1995.
- [48] C. C. Chan, K. T. Chau, J. Z. Jiang, « *Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, N°2, p. 331-339, 1996.

## ANNEXE I

### ➤ Classifications des designs des moteurs électriques

La forme de classification des designs des moteurs la plus traditionnelle est représentés dans la figure (I). Cette classification montre les différents types de designs des moteurs électrique selon le type de courant utilisé [24].

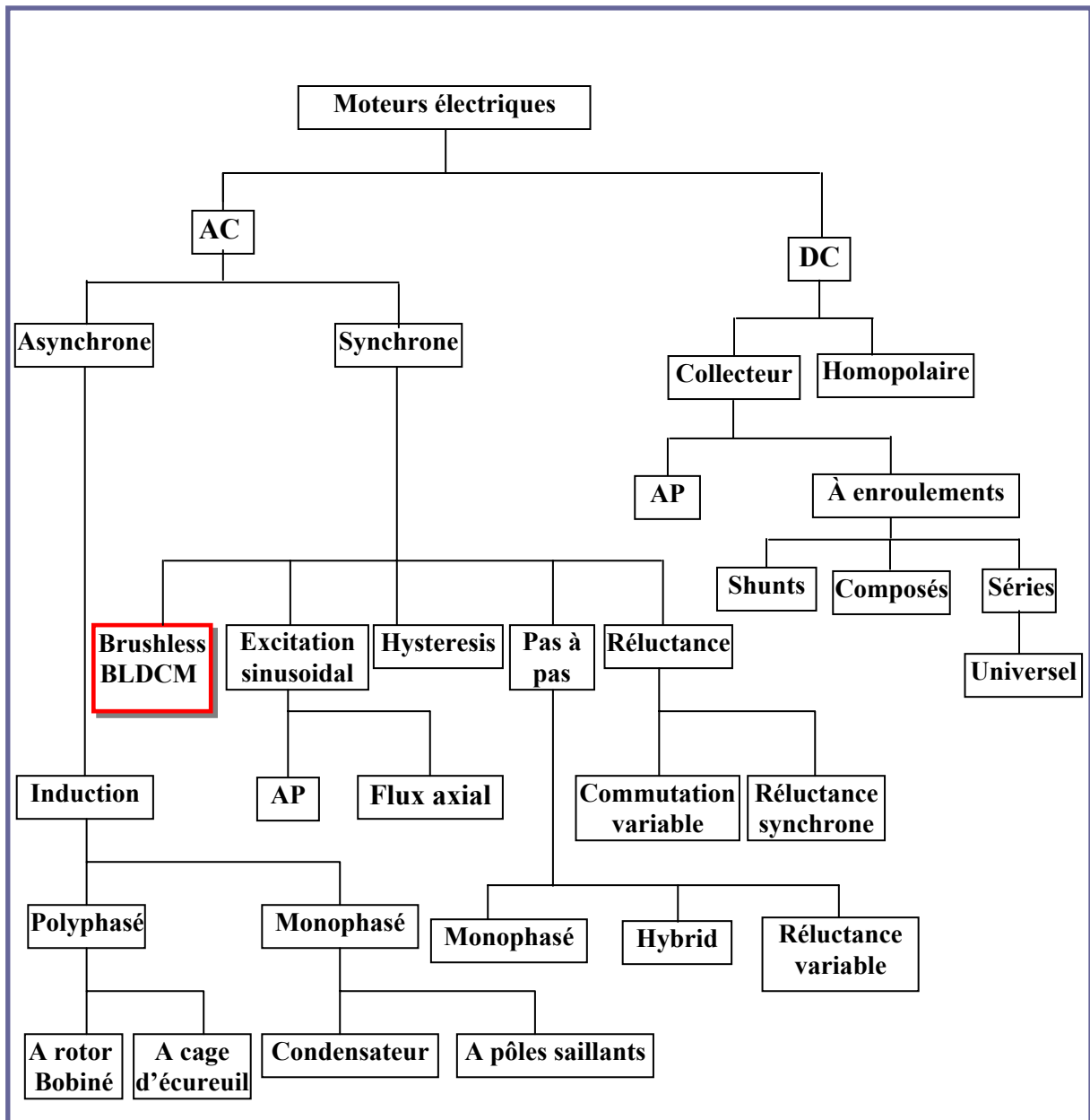


Figure I Classification traditionnelle des designs des moteurs

## ANNEXE II

La courbe  $B = f(H)$  relative à chaque type de matériau est appelée cycle d'hystérésis. La figure (II) montre la forme de ces courbes dans les deux cas évoqués (Matériaux doux, et durs) [19].

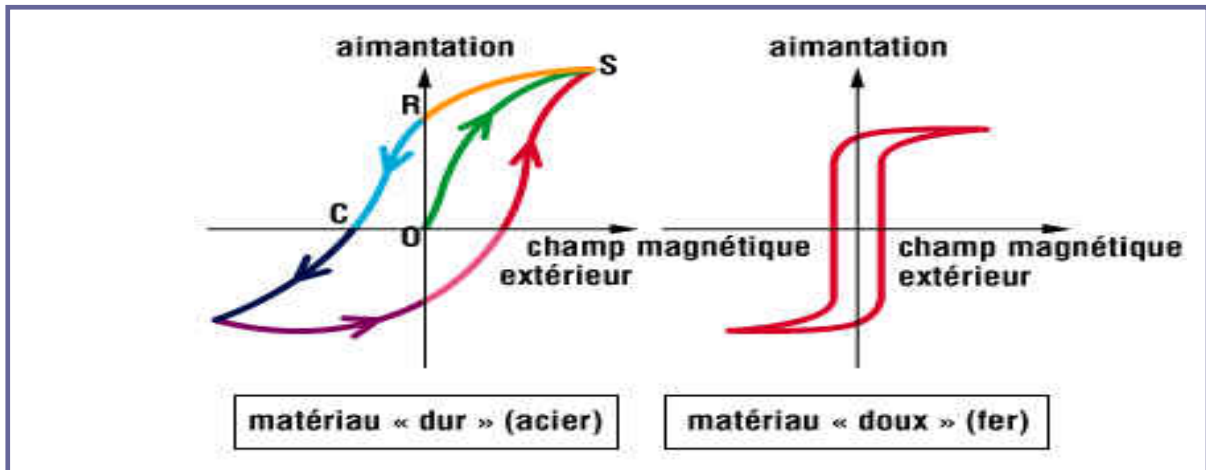


Figure II Cycles d'hystérésis

## ANNEXE III

### ➤ L'évolution des aimants permanents

La qualité des matériaux magnétiques (matériaux pour la construction des aimants permanents) a augmenté de façon exponentielle au cours des trente dernières années figure (III). Cette évolution des aimants permanents a permis le développement des moteurs fractionnaires de très petite taille [24].

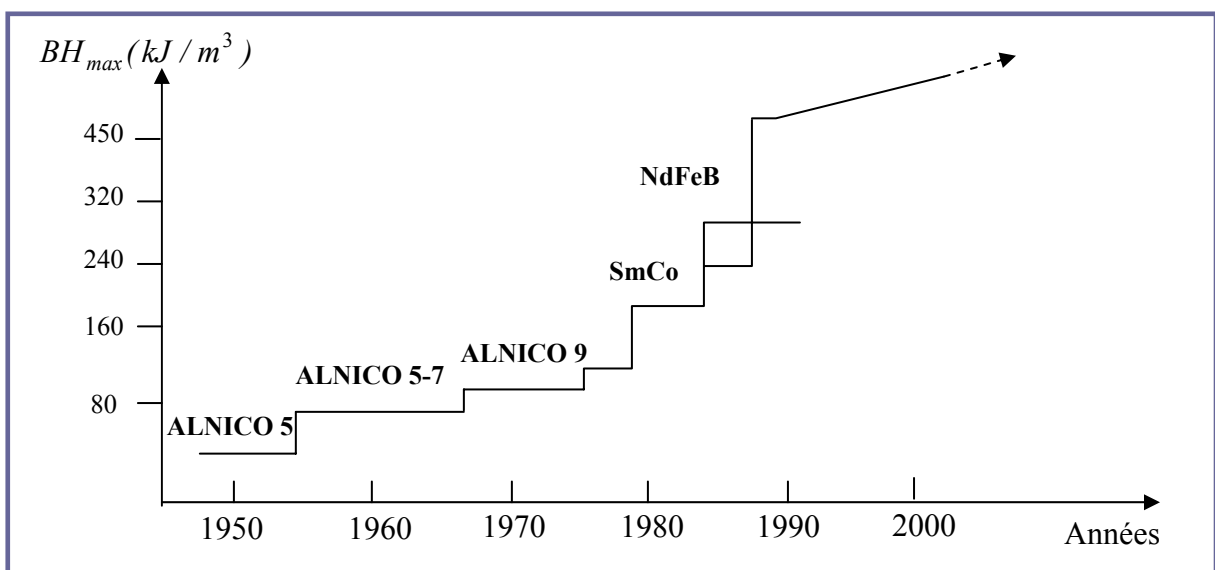


Figure III Evolution des Aimants permanents

## ANNEXE IV

### Relations de base pour calcul le champ magnétique

Les vecteurs du champ  $\vec{B}$  et  $\vec{H}$  sont reliés par les équations de Maxwell suivantes [23], [24] :

$$\begin{aligned}\vec{B}_I &= \mu_0 \vec{H}_I && (\text{à vide}) \\ \vec{B}_{II} &= \mu_m \vec{H}_{II} + \mu_0 \vec{M} && (\text{À aimant permanent})\end{aligned}$$

Où ;

$M$  : est le vecteur de magnétisation radiale

$$M = \frac{B_r}{\mu_0}$$

$B_r$  : Induction rémanente

$\mu_m$  : Perméabilité de fer,

$$\mu_m = \mu_0 \mu_r$$

$\mu_0$  : Perméabilité de l'air,

$\mu_r$  : Perméabilité relative de fer,

Le vecteur de magnétisation radial ( $\vec{M}$ ) sous forme de série de Fourier, est donné en coordonnées polaires [23], [24], [25] :

$$\begin{aligned}M_r &= \sum_{n=1,3,5}^{\infty} M_n \cos np\theta \\ M_n &= 2 \frac{B_r}{\mu_0} \alpha_p \frac{\sin \frac{n\pi\alpha_p}{2}}{\frac{n\pi\alpha_p}{2}}\end{aligned}$$

La distribution du potentiel scalaire magnétique ( $\varphi$ ) Dans les espaces vide (entrefer) est dans les aimants en coordonnées polaires est par les équations suivantes [23, 24] :

$$\begin{aligned}\frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \varphi_1}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 \varphi_1}{\partial \vartheta^2} &= 0 && (\text{à vide}) \\ \frac{\partial^2 \varphi_{11}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial \varphi_{11}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2 \varphi_{11}}{\partial \vartheta^2} &= \frac{M_r}{r\mu_r} && (\text{à aimant permanent})\end{aligned}$$

**ANNEXE V****❖ Calcul les paramètres électriques du moteur BLDCM****➤ la résistance de phase :**

$$R_{ph} = \frac{2 \cdot N_{ph} \cdot \rho_c \cdot L_c}{S_w} \quad [\Omega]$$

**➤ L'inductance de phase**

$$L_S = \frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot N_{ph}^2 \cdot L_e \cdot R_S}{2 \cdot p^2 \cdot g_e} \quad [\text{mH}]$$

**➤ Mutuelle inductance**

$$M = -\frac{1}{3} \cdot L_S \quad [\text{mH}]$$

**➤ L'inductance équivalente de phase**

$$L = L_S - M \quad [\text{mH}]$$

**➤ Constante de la force électromotrice  $K_{fi}$  [V.s/rad]**

$$K_{fi} = 2 \cdot N_{ph} \cdot L_e \cdot B_m \cdot R_S$$

**➤ Constant du couple  $K_T$  [Nm/A]**

$$K_T = 4 \cdot N_{ph} \cdot L_e \cdot B_m \cdot R_S$$



**ANNEXE VI**

➤ L'expression matricielle de la dynamique du courant du BLDCM dans le repère (A, B, C) est:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ W_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L} & 0 & 0 & \frac{-K_{fi} \cdot f_A(\theta)}{L} \\ 0 & \frac{-R_s}{L} & 0 & \frac{-K_{fi} \cdot f_B(\theta)}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-R_s}{L} & \frac{-K_{fi} \cdot f_C(\theta)}{L} \\ \frac{K_{fi} \cdot f_A(\theta)}{J} & \frac{K_{fi} \cdot f_A(\theta)}{J} & \frac{K_{fi} \cdot f_A(\theta)}{J} & \frac{-f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ W_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ C_r \end{bmatrix}$$

➤ **Le couple résistant est proportionnel à la vitesse de rotation**

$$C_r = k \cdot W_r$$

$k$  : Constante