



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
People's Democratic Republic of Algeria
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministry of Higher Education and Scientific Research
جامعة عبد الحميد بن باديس - مستغانم
Abdelhamid Ibn Badis University - Mostaganem
كلية العلوم والتكنولوجيا
Faculty of Sciences and Technology



THESE

Présentée à la

**FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE**

Pour l'obtention du diplôme

DOCTORAT

Option : Machine électrique

Par

TAIB Mustapha

**La méthodologie de conception de la machine à reluctance variable
Application pour les véhicules électriques**

Président :	M.BENTOUNES EL Hadj Adda	Professeur	Université de Mostaganem
Examineurs :	M. BENOZZA Noureddine	Professeur	Université d'USTO
	M. BENDJEBBAR Mokhtar	Professeur	Université d'USTO
	M. YSSAAD Benyssaad	Professeur	Université de Relizane
	M. BENYAMINA Mansour	MCA	Université de Mostaganem
Encadrant	M. BEKKOUCHE Benaissa	Professeur	Université de Mostaganem
Co-encadrant	M. DJERDIR Abdesslem	Professeur	Université. UTBM, France

Remerciement

Nous remercions tout d'abord notre Dieu qui nous a donné la force et la puissance pour terminer ce travail.

*Le travail présenté dans cette thèse a été effectuée au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'université de Mostaganem, sous la direction de Monsieur le Professeur **BEKKOUCHE Benaisa**. Je tiens à le remercier pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de diriger ce travail. Sa disponibilité et ses encouragements durant de longues années m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.*

*Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur **DJERDIR Abdesslem**, Professeur des universités de m'avoir accueilli dans son laboratoire et pour avoir toujours été à l'écoute et ouvert aux discussions. D'avoir accepté de co-diriger ce travail de thèse. Je tiens à exprimer ma haute reconnaissance pour son aide et sa disponibilité à chaque sollicitation.*

*Je tiens à remercier Monsieur **Abdoul N'Diaye**, docteur à l'université de technologie Belfort Montbéliard en France pour son aide. Sa contribution scientifique a été très fructueuse dans l'avancement de ce travail.*

*Je remercie vivement Monsieur **BENTOUNES EL Hadj Adda** Professeur à l'université de Mostaganem, pour l'honneur et le plaisir qu'il nous fait en présidant le jury de ma soutenance.*

*Je tiens à remercier Monsieur **Noureddine BENOÛZA** et **BENDJEBBAR Mokhtar** professeurs à l'université de science technologie à Oran et Monsieur **YSSAAD Benyssaad** professeur à l'Université de Relizane, ainsi Monsieur **BENYAMINA Mansour** maitre de conférences A à l'université de Mostaganem pour avoir honoré de leur présence le jury et d'avoir accepté d'être examinateurs de mon travail.*

*Je ne saurais enfin exprimer tout ce que je dois à **mon père, ma mère, mes frères et mes sœurs**. Que Dieux les protègent*

*A ma femme, A mon fils Mohamed
et mes filles Kamilia et Melissa*

I. Introduction Générale

L'émergence des véhicules électriques (VE) et des véhicules hybrides (VEH) a profondément bouleversé le secteur de l'industrie automobile au cours des dernières décennies. Ce changement radical est impulsé par une prise de conscience croissante des problèmes environnementaux liés à l'utilisation des carburants fossiles, tels que la pollution atmosphérique et le changement climatique. Les VE et les VEH se sont rapidement imposés comme la solution phare pour atténuer les émissions de gaz à effet de serre et améliorer la qualité de l'air dans nos villes[1].

Cette révolution se trouve le système de traction, l'élément clé de la propulsion des véhicules électriques. Contrairement aux moteurs à combustion interne traditionnels, les VE et les VEH font appel à des moteurs électriques pour convertir l'énergie électrique stockée dans leurs batteries en mouvement. Cette transition vers la motorisation électrique a ouvert la voie à une nouvelle génération de la mobilité durable [2].

Cependant, concevoir un système de traction pour les véhicules électriques ne se résume pas à remplacer un moteur à combustion par un moteur électrique [3]. Cela englobe un ensemble complexe de défis technologiques, de la gestion de l'énergie de la batterie à la conception du moteur électrique lui-même, en passant par la régulation électronique et la transmission. L'objectif ultime est de développer des systèmes de traction qui non seulement éliminent les émissions polluantes, mais qui offrent également des performances équivalentes, voire supérieures, à celles des véhicules à moteur à combustion [4].

C'est dans ce contexte passionnant et en constante évolution que nous plongeons dans l'étude du système de traction des véhicules électriques. Cette exploration nous conduira à travers les méandres de la technologie des moteurs électriques, des batteries haute performance, des stratégies de gestion de l'énergie et des innovations en matière de régulation électronique. Nous examinerons comment ces éléments s'entremêlent pour propulser les VE et les VEH vers un avenir plus propre et plus efficace.

Au sein de ce contexte d'innovations technologiques, la machine synchrone à reluctance variable avec des barrières de flux suscite un intérêt marqué parmi la communauté des chercheurs et des développeurs de systèmes de traction. Cependant, la complexité inhérente à la géométrie du rotor dans le SynRM nous a conduit à adopter une méthode combinée, alliant l'approche théorique (analytique) et celle basée sur les éléments finis, visant à simplifier et à rendre appropriée l'analyse. Cette démarche vise principalement à surmonter la complexité découlant du grand nombre de paramètres impliqués en identifiant des paramètres macroscopiques classifiés et significatifs.

I. Introduction Générale

Cette recherche est centrée sur la conception de machines électriques sans aimant permanent, tout en maintenant leurs performances.

La thèse est organisée en quatre chapitres.

- Le premier chapitre ancre cette recherche dans le contexte général de la réduction de la pollution due aux transports, tout en offrant une revue de la littérature sur les véhicules électriques et hybrides, ainsi le choix du moteur de propulsion le plus adapté avec le système de traction.
- Le deuxième chapitre, quant à lui, débute par une définition du profil de traction, suivi d'un aperçu des forces qui influent sur le véhicule. Par la suite, ce chapitre explore en profondeur la procédure de conception de la géométrie du rotor, spécifiquement adaptée à un Moteur Synchrone à Réductance (SynRM).
- Le troisième chapitre se penche sur une analyse de sensibilité visant à déterminer comment les paramètres majeurs influencent les performances du moteur. Cette analyse s'appuie sur la méthode des éléments finis, appliquée à la machine synchrone à réductance variable, équipée de barrières de flux. Le logiciel Flux 2D est utilisé pour dériver les paramètres de la machine, tels que les inductances directes et en quadrature en fonction du courant et de la position, ainsi que le facteur de puissance et le couple.
- Enfin, le quatrième chapitre est dédié à la comparaison de deux machines candidates en termes de performances. D'autres critères, tels que le poids, le coût, le couple massique, le THD des Back EMF et le couple électromagnétique, sont également pris en considération. Pour ce faire, nous développons un code de calcul simple et rapide, basé sur le logiciel FEMM, associé à MATLAB. En outre, MATLAB Simulink est utilisé pour calculer facilement le THD.

RESUME

En raison de la demande croissante de véhicules électriques (VE) et de véhicules électriques hybrides (VEH) observée au cours de la dernière décennie, les fabricants de machines électriques sont confrontés à des contraintes techniques et économiques telles que le coût, le poids, le couple et les variations du couple. Pour répondre à ces exigences, cette étude propose et applique une méthode pour le choix optimal de moteurs compétitifs dédiés aux applications automobiles. Tout d'abord, une étude du système de traction est présentée, en passant en revue les moteurs électriques utilisés dans les systèmes de propulsion, y compris les moteurs synchrones à réluctance variable avec des barrières de flux (SynRM), les moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM), les moteurs à induction (IM) et les moteurs à réluctance variable à commutation électronique (SRM). Ensuite, une modélisation analytique et une simulation par la méthode des éléments finis de la machine concurrente sans aimant ont été effectuées. Enfin, une comparaison des performances en fonction des exigences techniques et économiques du marché des véhicules routiers a été réalisée entre SynRM et PMSM. Les résultats de cette étude indiquent que le SynRM est le choix optimal pour les systèmes de traction de VE et de VEH exigeants en termes de coût modéré et de performances élevées.

Mots-clés : Véhicule électrique, Système de propulsion, Machines électrique, Eléments finis, Couple, THD

ABSTRACT

Due to the increasing demand for electric vehicles (EVs) and hybrid electric vehicles (HEVs) observed over the past decade, manufacturers of electric machines are faced with technical and economic constraints such as cost, weight, torque, and torque variations. To meet these requirements, this study proposes and applies a method for the optimal selection of competitive motors dedicated to automotive applications. First, a study of the propulsion system is presented, reviewing electric motors used in propulsion systems, including synchronous reluctance motors with flux barriers (SynRM), permanent magnet synchronous motors (PMSM), induction motors (IM), and electronically commutated switched reluctance motors (SRM). Then, an analytical modeling and finite element simulation of the magnet-free competing machine were carried out. Finally, a comparison of performance based on the technical and economic requirements of the automotive market was conducted between SynRM and PMSM. The

results of this study indicate that SynRM is the optimal choice for EV and HEV traction systems requiring moderate cost and high performance.

Keywords: Electric vehicle, Propulsion system, Electric machines, Finite elements, Torque, THD

ملخص

نظرًا للطلب المستمر والمتزايد على المركبات الكهربائية (EVs) والمركبات الهجينة الكهربائية (HEVs) خلال العقد الماضي، يواجه مصنعو الآلات الكهربائية قيودًا تقنية واقتصادية، مثل التكلفة والوزن وكثافة عزم الدوران وتذبذب العزم. لتلبية هذه المتطلبات، تقترح هذه الدراسة وتطبق طريقة لاختيار المحركات التنافسية المثلى المخصصة لتطبيقات السيارات. تُقدم دراسة لنظام الجر، تستعرض المحركات الكهربائية المستخدمة في أنظمة الدفع، بما في ذلك محركات الانتعاش المتزامنة بالتردد مع حواجز التدفق (SynRM) ومحركات المغناطيس الدائم المتزامن (PMSM) ومحركات اللاتزامنية (IM) ومحركات الانتعاش المتبدل (SRM). تم إجراء نمذجة تحليلية ومحاكاة باستخدام طريقة العناصر المحدودة للآلة المنافسة بدون مغناطيس. في الختام، تمت مقارنة الأداء بناءً على المتطلبات الفنية والاقتصادية لسوق المركبات بين SynRM و PMSM.

تشير نتائج هذه الدراسة إلى أن SynRM هو الاختيار الأمثل لأنظمة الجر للسيارات الكهربائية والسيارات الهجينة التي تتطلب تكلفة معتدلة وأداءً عالياً.

الكلمات المفتاحية: أنظمة الدفع، الآلات الكهربائية، السيارات الكهربائية، العناصر المحدودة، عزم الدوران، THD

Table des matières

I. Table des matières

I.	ETAT DE L'ART SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES	15
I.1	Introduction	16
I.2	Chronologie évolution du véhicule électrique.....	16
I.3	Le Véhicule Électrique : Un Avenir Prometteur	19
I.3.1	Types De Véhicules Électriques	20
I.3.2	Types de système de propulsion	25
I.4	Composition générale des véhicules électrique.....	26
I.4.1	Moteur électrique :.....	27
I.4.2	Batterie :.....	27
I.4.3	Autonomie :.....	28
I.4.4	Système de gestion de batterie :.....	28
I.4.5	Chargeur :.....	28
I.4.6	Transmission :.....	28
I.4.7	Régénération d'énergie :.....	28
I.5	Motorisation électrique pour véhicules.	28
I.5.1	Machine à courant continu.....	29
I.5.2	Machines synchrones	30
I.5.3	Machines asynchrones	31
I.5.4	Machines à réluctance variable	32
I.5.5	Machine synchrone à reluctance variable	32
I.6	Comparaison des machines.	33

Table des matières

I.7	Classification du moteur synchrone.....	35
I.8	Conclusion.....	37
II.	Conception et modélisation des systèmes de véhicule électrique.....	38
II.	39
II.1	Introduction.....	39
II.2	Objectifs de la modélisation.....	39
II.3	Orientation des modèles pour la conception.....	40
II.3.1	Modèle direct.....	40
II.3.2	Modèle inverse.....	41
II.4	Modélisation du véhicule électrique.....	41
II.4.1	Introduction :.....	41
II.4.2	Dynamique du véhicule :.....	42
II.5	Configuration Polyvalente de Transmission pour la Traction.....	47
II.6	Procédure de conception de machine <i>SynRM</i>	48
II.7	TECHNIQUES DE RÉALISATION DE LA GÉOMÉTRIE DU ROTOR.....	49
II.7.1	Classification de la géométrie du rotor et historique du développement.....	49
II.7.2	Comparaison entre une machine laminés axialement ALA et transversalement TLA.....	52
II.8	MACHINE À RÉLUCTANCE SYNCHRONE (SYNRM) – PRINCIPES DE BASE.....	53
II.8.1	Conception de la machine SynRM.....	58
II.8.2	Effet du ratio d'isolation.....	60
II.9	Conclusion :.....	62
III.	Modélisation électromagnétique de la machine SynRM.....	63
III.	64

Table des matières

III.1	Modélisation numérique :.....	64
III.1.1	Equations générales de MAXWELL :	64
III.1.2	Comportement des matériaux :	65
III.1.3	Modèle magnétostatique :	66
III.1.4	II.3.3.1. Modèle magnétostatique scalaire :	66
III.1.5	Modèle magnétostatique vectoriel :	66
III.1.6	Modelé magnétodynamique :.....	67
III.2	La méthode de résolution	68
III.2.1	La résolution numérique	69
III.2.2	Description de la machine :	70
III.2.3	Dimension de la machine SynRM	71
III.3	Simulation de la machine étudiée :.....	72
III.3.1	Définition de l'application	72
III.3.2	Description géométrique	73
III.3.3	Création des points, des lignes et des surfaces.....	74
III.3.4	Création et affectation des régions surfaciques aux faces	75
III.3.5	Génération du maillage	75
III.3.6	Définition des propriétés physiques	77
III.3.7	Création du circuit.....	78
III.3.8	Résolution	79
III.4	Résultats de simulation :.....	80
III.4.1	Calcule des inductances :	82
III.4.2	Calcule du facteur de puissance :	84

Table des matières

III.5 Conclusion :	85
IV. Comparaison des performances du <i>SynRM et PMSM</i>	86
IV.....	87
IV.1 Introduction :	87
IV.2 Caractéristique des aimants :	87
IV.2.1 La topologie des machines étudiées :	88
IV.3 Comparaison des performances des machines (PMSM/SynRM).	89
IV.3.1 Calcule de la force contre électromotrice :	93
IV.3.2 Calcule du couple.....	97
IV.3.3 Comparaison des performances :	100
IV.4 Le cout des matériaux.....	101
IV.5 Conclusion.....	103
V. Conclusion Générale.....	104
VI. Suggestion et perspective:.....	105
VII. Annexe A	106
VIII. Références :	107

La liste des Figures

FIGURE I-1. LA PREMIERE VOITURE HYBRIDE, LA BUICK SKYLARK DE GM (GENERAL)	17
FIGURE I-2. LA PREMIERE VOITURE HYBRIDE 'LA PRIUS' COMMERCIALISEE PAR TOYOTA.	18
FIGURE I-3. LA VOITURE ELECTRIQUE PAR NISSAN LEAF	19
FIGURE I-4. TESLA MODEL S.....	19
FIGURE I-5. SCHEMA DE PRINCIPE D'UN VEHICULE TOUT ELECTRIQUE.	20

Table des matières

FIGURE I-6. VEHICULES ELECTRIQUES A BATTERIE	21
FIGURE I-7 VEHICULE ELECTRIQUE HYBRIDE	22
FIGURE I-8 VEHICULES ELECTRIQUES A PILE A COMBUSTIBLE	23
FIGURE I-9. CLASSIFICATION DES VEHICULES ELECTRIQUES	25
FIGURE I-10. LES TYPES DE SYSTEMES DE PROPULSION	26
FIGURE I-11. MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANANT MONTE EN SURFACE ROTORIQUE.....	31
FIGURE I-12. LA STRUCTURE DE LA MACHINE A FLUX AXIAL AVEC DOUBLE ENTREFER.	31
FIGURE I-13. MACHINE A INDUCTION	32
FIGURE I-14. MACHINE A RELUCTANCE VARIABLE	32
FIGURE I-15. MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE.....	33
FIGURE I-16 COMPARAISON DES DIFFERENTS TYPES DE MOTEURS EN FONCTION DES CRITERES ADAPTES AU SYSTEME DE TRACTION.	34
FIGURE I-17 LES COMBINAISONS POSSIBLES DES COMPOSANTES DE COUPLE DE RELUCTANCE ET D'AIMANT PERMANENT.	36
FIGURE I-18 TOPOLOGIES DE MACHINES A AIMANT PERMANENT VERS RELUCTANCE.	36
FIGURE II-1. MODELE DE CONCEPTION DIRECTE (MODELE DE COMPORTEMENT)	40
FIGURE II-2. MODELE DE CONCEPTION INVERSEE.....	41
FIGURE II-3. DYNAMIQUE DU VEHICULE.....	42
FIGURE II-4. FORCES APPLIQUEES SUR UN VEHICULE ELECTRIQUE EN ROULEMENT ...	42
FIGURE II-5. LA FORCE DE ROULEMENT SUR LA ROUE.....	44
FIGURE II-6. FORCE LIEE AU PROFIL DE LA ROUTE	46
FIGURE II-7 CONFIGURATION DU SYSTEME DE PROPULSION A QUATRE ROUES MOTRICES DU VEHICULE DE DEMONSTRATION, AVEC M1-M4= MOTEUR ELECTRIQUE ; I1-I4= CONVERTISSEUR ; ET VCU= UNITE DE CONTROLE DU VEHICULE.....	48
FIGURE II-8. PROCESSUS DE CONCEPTION D'UNE MACHINE SYNCHRONE A RELUCTANCE VARIABLE	48
FIGURE II-9. PRINCIPAUX TYPES DE SYNRM	50

Table des matières

FIGURE II-10. EVOLUTION HISTORIQUE DES DIFFERENTES GEOMETRIES DE ROTOR ALTERNATIVES.....	51
FIGURE II-11 CIRCUIT ELECTRIQUE EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNRM	53
FIGURE II-12. CIRCUIT EQUIVALENT DE LA MACHINE SYNRM	54
FIGURE II-13 LE CIRCUIT EQUIVALENT MONOPHASE DE SYNRM	55
FIGURE II-14. LE DIAGRAMME VECTORIEL DE SYNRM	56
FIGURE II-15. GEOMETRIE DU ROTOR ET PARAMETRES MICROSCOPIQUES ET MACROSCOPIQUES ASSOCIES [49].....	59
FIGURE II-16. RATIO D'ISOLATION $KWQ=0.2, 0.5, 0.7$	61
FIGURE II-17. LD-LQ ET LD/LQ EN FONCTION DU RAPPORT D'ISOLATION	61
FIGURE II-18. ONDULATION DU COUPLE ET FPMAX.....	62
FIGURE III-1. LE STATOR ET ROTOR DE LA MACHINE SYNRM ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.	
FIGURE III-2 SCHEMA PANORAMIQUE DE BOBINAGE STATORIQUE.....	70
FIGURE III-3. PROCESSUS DE CONSTRUCTION LA MACHINE PAR FLUX 2D	72
FIGURE III-4. DEFINITION DE L'APPLICATION.....	73
FIGURE III-5. DEMARCHE GENERALE DE CONSTRUCTION DE LA GEOMETRIE	74
FIGURE III-6. PROCESSUS DE CONSTRUIRE LA GEOMETRIE.....	74
FIGURE III-7. CREATION DES POINTS, DES LIGNES ET DES SURFACES.....	74
FIGURE III-8. CREATION ET AFFECTATION DES REGIONS SURFACIQUES AUX FACES	75
FIGURE III-9. MAILLAGE DE SYNRM	77
FIGURE III-10. LA COURBE D'HYSTERESIS DU MATERIAU UTILISE.....	78
FIGURE III-11. CREATION DU CIRCUIT	79
FIGURE III-12. CREATION DU SCENARIO DE RESOLUTION	80
FIGURE III-13. LES LIGNES DE FLUX.....	81
FIGURE III-14. LES FLUX AU NIVEAU DE L'ENTREFER EN FONCTION DE L'ANGLE ET LES COURANTS	82
FIGURE III-15. VARIATION DES INDUCTANCES EN FONCTION DE LA POSITION DU ROTOR ET COURANTS.....	83
FIGURE III-16. LD ET LQ EN FONCTION DES COURANTS.....	84

Table des matières

FIGURE III-17. FACTEUR DE PUISSANCE EN FONCTION DES COURANTS	84
FIGURE IV-1. CARACTERISTIQUE DES AIMANTS	88
FIGURE IV-2. TOPOLOGIES DE MOTEUR SYNCHRONES A RELUCTANCE VARIABLE ET SYNCHRONES A AIMANT.	89
FIGURE IV-3. LE MAILLAGE DES DEUX MACHINES ETUDIEES	90
FIGURE IV-4. LES LIGNES DU FLUX POUR LES DEUX MACHINES ETUDIEES.	91
FIGURE IV-5. LES LIGNES DE CHAMPS AVEC LE NIVEAU DE SATURATION DE PMSM.....	91
FIGURE IV-6. LES LIGNES DE CHAMPS PLUS LE NIVEAU DE SATURATION DE SYNRM ...	92
FIGURE IV-7. LA REPARATION DU MODULE DE L'INDUCTION MAGNETIQUE AU NIVEAU DE L'ENTREFER DE SYNRM	92
FIGURE IV-8. LA REPARATION DU MODULE DE L'INDUCTION MAGNETIQUE AU NIVEAU DE L'ENTREFER DE PMSM	93
FIGURE IV-9. LA FORCE CONTRE MOTRICE DE LA MACHINE SYNRM POUR LES TROIS PHASES.....	94
FIGURE IV-10. LA FORCE CONTRE MOTRICE DE LA MACHINE PMSM POUR LES TROIS PHASES.....	94
FIGURE IV-11. LE SCHEMA BLOC DE CALCULE LE COUPLE ET THD DU FEM ET COUPLE DU PMSM.	95
FIGURE IV-12. THD DU FEM POUR LA MACHINE SYNRM	95
FIGURE IV-13. THD DU FEM POUR LA MACHINE PMSM	96
FIGURE IV-14. LA VALEURS MAX DE LA FEM.....	96
FIGURE IV-15. LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DE LA MACHINE PMSM.....	97
FIGURE IV-16. LE THD DU COUPLE DE PMSM	98
FIGURE IV-17. LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DE LA MACHINE SYNRM	99
FIGURE IV-18. LE THD DU COUPLE DE SYNRM.....	99
FIGURE VII-1. LE BLOC SIMULINK POUR FAIRE LE FFT D'UN SIGNALE PERIODIQUE	106
FIGURE VII-2. LE BLOC SIMULINK POUR INTRODUIRE LES VALEURS DE LA FEM.....	106
FIGURE VII-3. SCHEMA BLOC DU PROGRAMME SIMULINK POUR CALCULER LE COUPLE EN INTRODUISSANT LES COURANTS.....	106

Table des matières

La liste des tableaux

TABLEAU I-1. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES TYPES DE VEHICULES	
ELECTRIQUE.....	24
TABLEAU III-1 REPARTIONS DES ENROULEMENTS STATORIQUES.....	70
TABLEAU III-2 CARACTERISTIQUE DE LA MACHINE SYNRM.....	71
TABLEAU III-3 DIMENSION DE LA MACHINE SYNRM.....	71
TABLEAU IV-1. LES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DES MACHINES ANALYSEES.....	89
TABLEAU IV-2. LE COUPLE MOYEN ET LA FEM AVEC CES THD	100
TABLEAU IV-3. LE POIDS ET LE COUT DES DEUX MACHINES.....	101

I. ETAT DE L'ART SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES

I.1 Introduction

Les véhicules électriques sont de plus en plus populaires en raison de leur capacité à réduire les émissions de gaz à effet de serre et leur facilité d'utilisation, ainsi que leur contribution à la réduction de la pollution atmosphérique dans les grandes villes. Avec l'évolution de l'industrie de l'électricité et la montée en puissance des énergies renouvelables, les véhicules électriques sont devenus un élément important pour relever les défis environnementaux actuels[5]. Bien que l'idée d'utiliser un moteur électrique pour propulser les véhicules date de l'invention des machines électriques, ils ont été éclipsés par les véhicules à combustion interne après que le prix du pétrole soit devenu très bas. Ce n'est que depuis 1996, avec le lancement du premier véhicule électrique de General Motors, que l'industrie des véhicules électriques a repris de l'ampleur. Les chercheurs continuent de développer de nouveaux prototypes pour améliorer les modèles existants, et un VE est considéré comme un ensemble de différents sous-systèmes qui interagissent pour faire fonctionner le système. Ce chapitre décrit les principales catégories de VE et de machines électriques adaptées à la motorisation électrique, ainsi que les principales étapes de choix du système de propulsion [6].

I.2 Chronologie évolution du véhicule électrique

De nos jours, de nombreuses entreprises du secteur automobile s'efforcent de résoudre le problème de la pollution atmosphérique en travaillant sur des solutions de véhicules propres. La voiture électrique, considérée comme "la solution" aux problèmes liés aux émissions des gaz d'échappement, n'est pas une idée récente.

À la fin du 19^{ème} siècle, au commencement de l'ère automobile, divers modes de propulsion étaient en compétition, y compris le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur à combustion interne. Il est intéressant de noter que les premiers prototypes de véhicules électriques offraient des performances comparables à celles des véhicules à moteur thermique de l'époque [7].

Quelques moments qui ont marqués l'histoire de développement de l'industrie des véhicules électriques :

Au cours des années 1830, les débuts de la mobilité électrique ont été marqués par des innovations significatives. L'homme d'affaires écossais Robert Anderson a joué un rôle essentiel en introduisant le premier véhicule électrique, une carriole électrique, entre 1832 et 1839. À peu près à la même époque, vers 1835, l'Américain Thomas Davenport a créé une petite locomotive électrique. En 1838, l'Écossais Robert Davidson a présenté un modèle similaire, capable d'atteindre une vitesse de 6 km/h.

En 1859, le Français Gaston Planté a réalisé une avancée majeure en inventant la batterie rechargeable au plomb-acide, une technologie qui a été plus tard améliorée par Camille Faure en 1881. En 1884, Thomas Parker a fait l'histoire en étant assis dans la première voiture électrique du monde.

Le tournant majeur est survenu en 1899 au Royaume-Uni avec la construction de "La Jamais Contente", une voiture électrique en forme de torpille qui a été pilotée par le Belge Camille Jenatzy, dépassant la vitesse de 100 km/h, une prouesse pour l'époque.

Au début des années 1900, la voiture électrique était à son apogée, représentant plus d'un tiers des véhicules en circulation. Les autres options étaient principalement des voitures à essence et à vapeur. Cependant, dans les années 1920, plusieurs facteurs ont contribué au déclin des voitures électriques. Parmi ceux-ci, on peut citer une autonomie limitée, une vitesse restreinte, un manque de puissance, l'augmentation de la disponibilité du pétrole et la comparaison défavorable des prix des voitures électriques par rapport à celles fonctionnant à l'essence.

- **La crise pétrolière**

Il faudra attendre 1972 pour voir un regain d'intérêt pour les véhicules hybrides. L'ingénieur Victor Wouk, considéré à l'époque comme le parrain de l'industrie automobile hybride, a construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de GM (General Motors), comme il est illustré sur Figure (I.1), cette fabrication a marqué une nouvelle étape dans l'évolution des véhicules électriques[8].

- En 1976, le congrès américain a adopté le « **Electric and Hybrid Vehicle Research, Development and Demonstration Act** », une loi visant à favoriser le développement des nouvelles technologies de batteries, de moteurs et de composants hybrides.
- En 1988, General Motors a lancé un projet de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique, qui est devenue l'EV1 et a été produite entre 1996 et 1998.



Figure I-1. La première voiture hybride, la Buick Skylark de GM (General)

- En 1997, Toyota a lancé la première voiture hybride '*la Prius*' commercialisée en série. La première année, 18 000 exemplaires ont été vendus au Japon, et en 2006, Toyota a franchi la barre des 500 000 unités vendues dans le monde entier avec son célèbre véhicule hybride [9]. Comme illustré par la Figure (I.2).



Figure I-2. La première voiture hybride '*la Prius*' commercialisée par Toyota.

- Entre 1997 et 2000, de nombreux modèles de voitures électriques hybrides ont été lancés, notamment la Honda EV Plus, la GM EV1, le Ford Ranger pickup EV, la Nissan Altra EV, la Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV.
- Cependant, à partir de l'an 2000, la voiture électrique a connu un nouveau déclin. En 2004, l'EV1 de GM a été arrêtée et tous les véhicules existants ont été récupérés et détruits, malgré les protestations de nombreux défenseurs de la voiture électrique. Le constructeur a été accusé de céder aux pressions des compagnies pétrolières.
- En juillet 2009, la Mitsubishi i-MiEV a été lancée au Japon pour les professionnels, puis en avril 2010 pour les clients individuels. Elle a ensuite été mise à disposition du public à Hong Kong en mai 2010.
- En décembre 2010, la Nissan LEAF « *Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car* » Figure (I.3), une voiture électrique cinq places annoncées dès 2009, a été commercialisée au Japon et aux États-Unis, avant d'arriver sur les marchés européens fin 2011 [10].



Figure I-3. La voiture électrique par Nissan LEAF.

Aujourd'hui, le véhicule électrique est devenu une réalité concrète. Les principaux constructeurs automobiles, à l'instar de Tesla avec son modèle S en 2022 Figure (I.4), ont développé des modèles entièrement électriques. Tesla est désormais l'un des plus grands constructeurs de véhicules électriques. De plus, le nombre de bornes de recharge disponibles augmente considérablement, ce qui facilite la recharge des véhicules électriques [7].



Figure I-4. Tesla model S.

I.3 Le Véhicule Électrique : Un Avenir Prometteur

Durant ces dernières années, le véhicule électrique est redevenu une actualité scientifique, technologique, industriel, économique et médiatique important. [7]

Le véhicule électrique (voiture, bus, scooter, vélo...) pourrait bien changer la vie de nos cités en même temps que nos comportements. Elles sont enfin d'ordre technologique. La gestion de l'énergie électrique est relativement aisée, surtout depuis les progrès de l'électronique de puissance et du contrôle/commande. On peut ainsi envisager de nouvelles possibilités : freinage électrique avec récupération d'énergie, limitation automatique de vitesse, suppression des boîtes de vitesse... Par ailleurs le véhicule hybride, fonctionnant à la fois avec de l'énergie électrique et de l'énergie calorifique, permet une meilleure utilisation des moteurs thermiques : ils tournent à vitesse constante, ce qui permet d'avoir constamment

un bon rendement et de diminuer leur émission de gaz polluants. La figure (I-5) représente les différents éléments nécessaires pour la motorisation d'un véhicule.

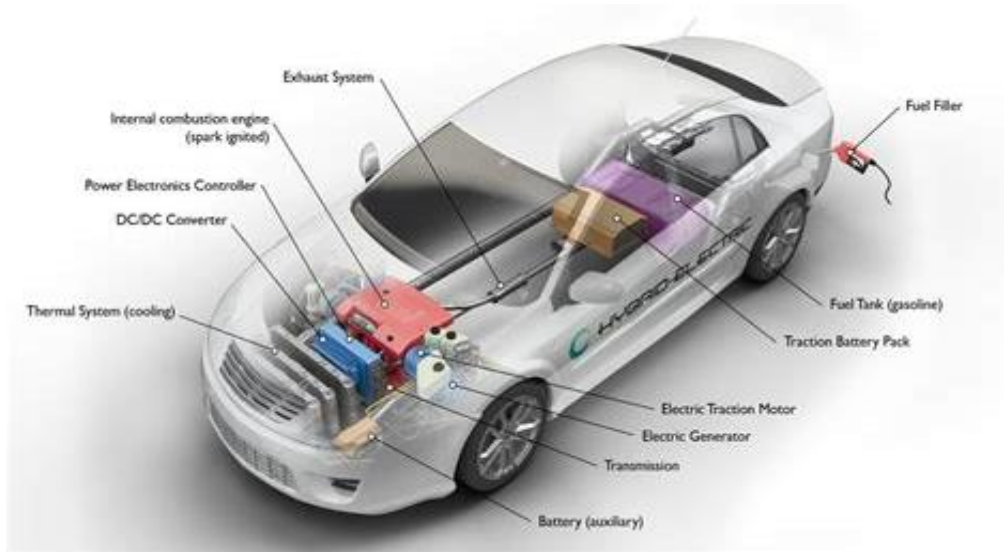


Figure I-5. Schéma de principe d'un véhicule Hybride.

I.3.1 Types De Véhicules Électriques

Aujourd'hui, nous pouvons rencontrer différents types de VE [7], selon différents critères, on peut les récapitulés comme suis :

I.3.1.1 Véhicules électriques à batterie (BEV) :

Véhicules propulsés à 100 % par l'énergie électrique. Les BEV Figure (I-6) n'ont pas de moteur à combustion interne et n'utilisent aucun type de carburant liquide. Les BEV utilisent normalement de grands packs de batteries afin de donner au véhicule une autonomie acceptable. Un BEV typique peut parcourir de 160 à 250 km, bien que certains d'entre eux puissent parcourir jusqu'à 500 km avec une seule charge. Un exemple de ce type de véhicule est la Nissan Leaf [11], qui est 100 % électrique et dispose actuellement d'une batterie de 62 kWh qui permet aux utilisateurs d'avoir une autonomie de 360 km.[12]

L'un des avantages les plus importants de ce type de VE est sa simplicité, tant du point de vue constructif qu'opérationnel. De plus, les BEV sont respectueux de l'environnement, car ils ne produisent aucun gaz à effet de serre pendant leur fonctionnement. En termes de performances techniques, ces véhicules sont conçus de manière à fournir un couple élevé même à basse vitesse.

L'inconvénient de ces véhicules est le temps de recharge élevé du bloc-batterie qui, bien que les chercheurs s'intéressent de plus en plus à ce domaine, reste considérablement plus élevé que le temps requis pour remplir le réservoir d'un véhicule conventionnel. En ce qui concerne le temps de recharge, il est très important de savoir qu'il dépend de certains facteurs tels que la configuration du chargeur, l'infrastructure électrique et le niveau de puissance de fonctionnement.

En considérant les avantages et les inconvénients présentés, les BEV peuvent être considérés comme la meilleure option pour les zones urbaines[13].

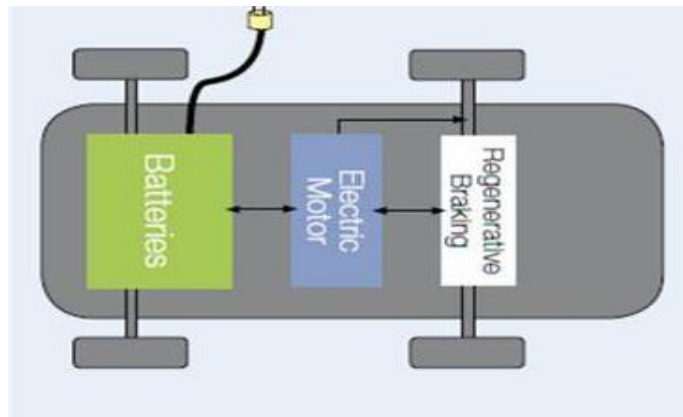


Figure I-6. Véhicules Electriques A Batterie

1.3.1.2 Véhicules hybrides rechargeables (PHEV) :

Les véhicules hybrides sont propulsés par un moteur à combustion classique et un moteur électrique chargé par une source d'électricité externe enfichable. Les VEHR peuvent stocker suffisamment d'électricité provenant du réseau pour réduire considérablement leur consommation de carburant dans des conditions de conduite normales. Le Mitsubishi Outlander PHEV [14] est doté d'une batterie de 12 kWh qui lui permet de parcourir environ 50 km uniquement avec le moteur électrique. Toutefois, il convient également de noter que la consommation de carburant des PHEV est plus élevée que ce qu'indiquent les constructeurs automobiles [15].

1.3.1.3 Véhicules électriques hybrides (HEV) :

Les véhicules hybrides sont propulsés par une combinaison d'un moteur à combustion interne conventionnel et d'un moteur électrique comme illustré par la figure (I-7) [16]. La différence avec les PHEV est que les HEV ne peuvent pas être branchés sur le réseau. En effet, la batterie qui fournit l'énergie au moteur électrique est chargée grâce à l'énergie générée par le moteur à combustion du véhicule. Dans les modèles modernes, les batteries peuvent également être chargées grâce à l'énergie générée lors du

freinage, transformant l'énergie cinétique en énergie électrique. La Toyota Prius, dans son modèle hybride (4ème génération), disposait d'une batterie de 1,3 kWh qui lui permettait théoriquement une autonomie de 25 km en mode tout électrique [17].

Les principaux avantages de ces véhicules sont la réduction de la consommation de carburant et des émissions de gaz à effet de serre produites pendant l'opération. De plus, les avantages comprennent l'augmentation de l'efficacité du véhicule et en même temps, la capacité de faire face à tout profil de conduite, en raison de la large gamme de puissance que fournissent à la fois le moteur électrique et le moteur à combustion interne. Cependant, il existe certains inconvénients, parmi lesquels le prix élevé de ces véhicules, ainsi que l'augmentation de la difficulté de la stratégie de contrôle, en raison de la combinaison de ces deux technologies différentes (le moteur électrique et le moteur à combustion interne).[18] [19]

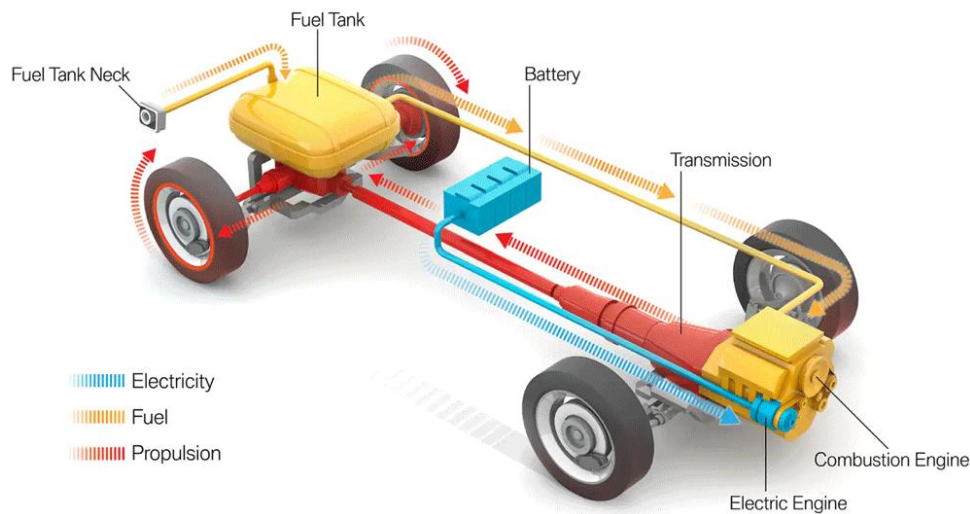


Figure I-7 Véhicule électrique hybride

1.3.1.4 Véhicules électriques à pile à combustible (FCEV) :

Les véhicules à pile à combustible (FCEV) utilisent des piles à combustible pour produire de l'électricité. À l'intérieur de ces piles, des réactions chimiques spécifiques génèrent de l'électricité pour alimenter le moteur électrique, comme elle est illustrée dans la figure (I-8). Ces réactions se produisent entre l'hydrogène, stocké dans des réservoirs haute pression, et l'oxygène de l'air ambiant. L'énergie électrique produite est utilisée pour la propulsion du véhicule, tandis que l'énergie non utilisée peut être stockée dans des supercondensateurs ou des batteries. En général, les batteries sont préférées comme systèmes de stockage d'énergie.

L'un des principaux avantages des FCEV réside dans leur capacité à générer leur propre énergie sans émission de gaz à effet de serre, car la réaction chimique produit uniquement de l'eau. Un autre avantage majeur est le temps de recharge du réservoir d'hydrogène, qui est similaire à celui d'un véhicule à essence traditionnel, contrairement aux véhicules électriques à batterie (BEV) ou hybrides rechargeables (PHEV).

Cependant, il existe des inconvénients associés aux FCEV. Tout d'abord, l'infrastructure de distribution d'hydrogène est encore insuffisante, avec un nombre limité de stations-service à hydrogène disponibles. De plus, des préoccupations liées à la sécurité subsistent en raison du potentiel de fuites d'hydrogène. Si ces limitations peuvent être résolues, les FCEV pourraient certainement être les véhicules du futur. [7]

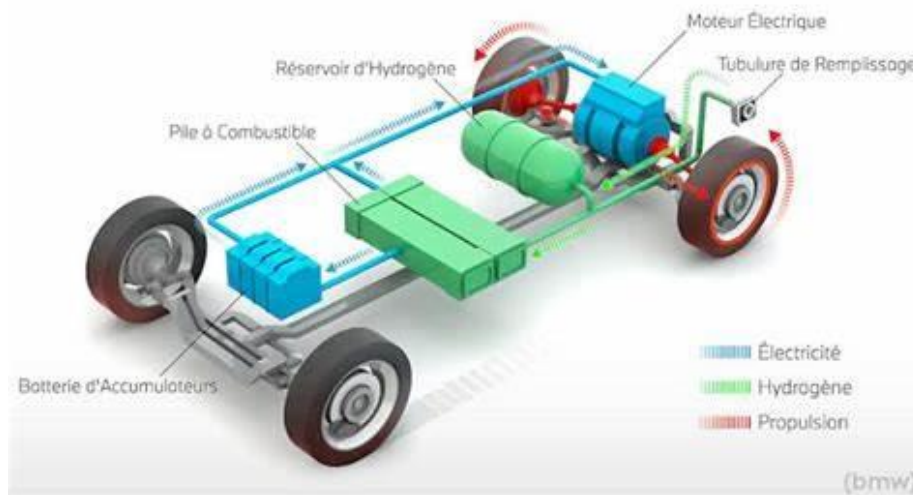


Figure I-8 Véhicules électriques à pile à combustible

1.3.1.5 Les véhicules électriques à autonomie étendue (ER-EV) :

Ces véhicules sont très similaires à ceux de la catégorie BEV. Toutefois, ils sont également équipés d'un moteur à combustion supplémentaire qui recharge les batteries du véhicule en cas de besoin. Ce type de moteur, contrairement à ceux fournis par les PHEV et HEV, n'est utilisé que pour la charge, et n'est donc pas connecté aux roues du véhicule. Un exemple de ce type de véhicule est la BMW i3 [20], qui dispose d'une batterie de 42,2 kWh permettant une autonomie de 260 km en mode électrique, les utilisateurs pouvant bénéficier de 130 km supplémentaires grâce au mode d'extension de l'autonomie.

Le tableau (I.1) montre les principaux avantages et inconvénients de chaque type de VE décrit.

Tableau I-1. Avantages et inconvénients des types de véhicules électrique.

Type	Avantages	Inconvénients
BEV	<ul style="list-style-type: none"> - Zéro émission - Simplicité 	<ul style="list-style-type: none"> - Prix de la batterie - Temps de recharge - Infrastructure de recharge - Prix élevé
HEV/ PHEV	<ul style="list-style-type: none"> - Faible consommation de carburant - Réduction des gaz à effet de serre - Deux systèmes de propulsion peuvent être utilisés 	<ul style="list-style-type: none"> - Prix élevé - Structure complexe
FCEV	<ul style="list-style-type: none"> - Zéro émission - Temps de charge 	<ul style="list-style-type: none"> - Prix élevé des piles à combustible - Insuffisance des infrastructures - Préoccupations en matière de sécurité

En général, Les véhicules électrique sont classés en cinq types comme indiqué dans la figure (I-9) [7]

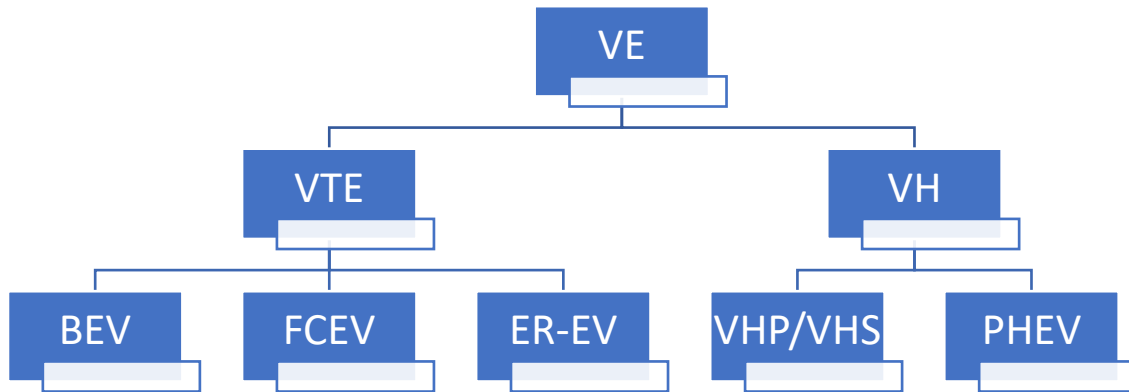


Figure I-9. Classification des véhicules électriques

I.3.2 Types de système de propulsion

Il s'agit de quatre types de systèmes de traction pour les véhicules électriques.[21]

I.3.2.1 Moteur-roue avec boîte de vitesses à un seul rapport

Le système de propulsion à moteur intégré dans la roue avec une boîte de vitesses à rapport unique implique le montage d'un moteur électrique à l'intérieur du moyeu de la roue d'un véhicule comme représenté dans la figure (I-10. A) . Le moteur fournit un couple directement à la roue, éliminant ainsi la nécessité d'une boîte de vitesses séparée. Dans cette configuration, le moteur et la roue sont liés mécaniquement, ce qui simplifie l'entraînement et réduit les pertes d'énergie dues aux frottements. L'inconvénient de cette configuration est qu'elle limite la sortie de couple maximale du moteur, ce qui peut affecter l'accélération et les performances globales du véhicule.[5]

I.3.2.2 Moteur-roue avec transmission multi-vitesses :

Le système de propulsion à moteur intégré dans la roue avec une transmission à plusieurs vitesses utilise une transmission plus complexe qui intègre une boîte de vitesses à plusieurs rapports avec le moteur électrique monté à l'intérieur du moyeu de la roue. La boîte de vitesses permet une utilisation

plus efficace de la puissance du moteur et peut augmenter la vitesse maximale et l'accélération du véhicule, voir figure (I-10. B) . Cette configuration permet également un contrôle plus précis de la sortie de couple du moteur, ce qui peut améliorer la maniabilité et la stabilité du véhicule. Cependant, la complexité supplémentaire de la boîte de vitesses peut augmenter le poids et le coût du système.[19]

I.3.2.3 *Système de traction différentiel :*

Ce type de système de propulsion utilise un différentiel pour transférer la puissance du moteur électrique aux roues comme illustré par la figure (I-10.C). Le différentiel permet aux roues de tourner à des vitesses différentes lors de la conduite, ce qui est nécessaire pour les véhicules à quatre roues ou plus. Le moteur est généralement monté à l'avant ou à l'arrière du véhicule et est relié au différentiel via un arbre de transmission. Cette configuration est plus traditionnelle et offre de bonnes performances, mais peut-être moins efficace que les systèmes à moteur intégré dans la roue en raison du poids et de la complexité supplémentaires de l'entraînement.[22]

I.3.2.4 *Système de traction basé sur l'arbre à cardan*

Le système de propulsion basé sur l'arbre de cardan (CS) utilise un arbre de transmission qui relie le moteur électrique aux roues via une série de joints universels, la figure (I-10. D) . L'arbre de cardan est généralement plus long que ceux utilisés dans les systèmes à différentiel, et peut être situé à l'avant, au milieu ou à l'arrière du véhicule en fonction de la conception.[21]

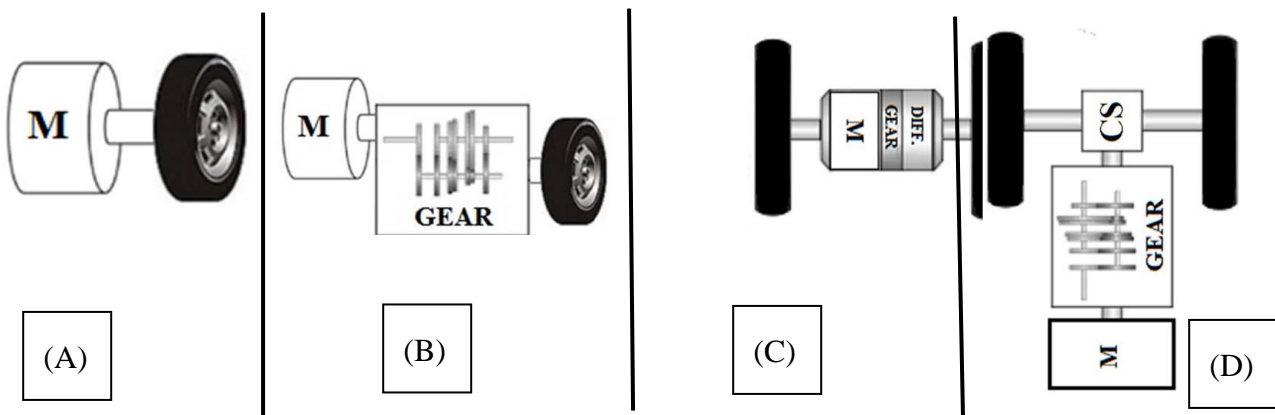


Figure I-10. Les types de systèmes de propulsion

I.4 Composition générale des véhicules électrique

Un véhicule électrique est généralement composé des éléments suivants : [9]

I.4.1 Moteur électrique :

Le moteur électrique est responsable de la propulsion du véhicule. Il peut être placé sur l'essieu avant, l'essieu arrière ou les deux, et il peut être de type à courant continu (DC) ou à courant alternatif (AC). Les moteurs électriques à courant alternatif sont plus courants car ils sont plus efficaces et ont une meilleure plage de régime que les moteurs à courant continu.[4]

I.4.2 Batterie :

Il existe plusieurs types de batteries pour la traction électrique, on peut les citer comme Suits :

- **Batteries au plomb-acide** : les batteries au plomb-acide sont les plus couramment utilisées dans les véhicules électriques, car elles sont peu coûteuses et fiables. Elles ont une densité d'énergie relativement faible par rapport aux autres types de batteries et une durée de vie plus courte.[23]
- **Batteries au nickel-cadmium** : les batteries au nickel-cadmium ont une densité d'énergie plus élevée que les batteries au plomb-acide, ce qui leur donne une autonomie plus importante. Elles sont également plus légères et ont une durée de vie plus longue, mais elles sont plus coûteuses.[24]
- **Batteries au nickel-métal-hydrure** : les batteries au nickel-métal-hydrure sont similaires aux batteries au nickel-cadmium en termes de densité d'énergie, mais elles sont plus respectueuses de l'environnement et ont une durée de vie plus longue. Elles sont également plus légères que les batteries au plomb-acide, mais plus lourdes que les batteries lithium-ion. [25]
- **Batteries au lithium-ion** : les batteries au lithium-ion ont une densité d'énergie très élevée, ce qui leur permet d'avoir une autonomie plus importante que les autres types de batteries. Elles ont également une durée de vie plus longue et sont plus légères que les batteries au nickel-cadmium et au plomb-acide. Cependant, elles sont plus chères et nécessitent une gestion plus complexe pour éviter les risques de sécurité.[26]
- **Batteries à polymère lithium-ion** : les batteries à polymère lithium-ion sont similaires aux batteries au lithium-ion, mais elles ont une densité d'énergie encore plus élevée et sont plus légères et plus minces. Elles sont également plus flexibles en termes de forme et peuvent être utilisées dans des applications spécifiques telles que les ordinateurs portables et les téléphones mobiles. Cependant, elles sont également plus chères et nécessitent une gestion plus complexe pour éviter les risques de sécurité.[27]

En résumé, les batteries pour la traction électrique les plus couramment utilisées sont les batteries au plomb-acide, au nickel-cadmium, au nickel-métal-hydrure, au lithium-ion et à polymère lithium-ion. Chacun de ces types de batteries a des avantages et des inconvénients en termes de densité d'énergie, de durée de vie, de poids, de coût et de gestion de sécurité, qui doivent être pris en compte lors du choix de la batterie pour un véhicule électrique.

I.4.3 Autonomie :

L'autonomie des VEB dépend de la capacité de la batterie et de la consommation d'énergie du véhicule. Les VEB peuvent avoir une autonomie allant de 100 à plus de 500 kilomètres en fonction de la taille de la batterie et de l'efficacité énergétique du véhicule.

I.4.4 Système de gestion de batterie :

Le système de gestion de batterie surveille la charge de la batterie et assure une utilisation optimale de l'énergie stockée. Il permet également de prolonger la durée de vie de la batterie en la protégeant contre une charge excessive ou une décharge profonde.

I.4.5 Chargeur :

Le chargeur convertit l'énergie électrique du réseau électrique en énergie électrique qui peut être stockée dans la batterie du véhicule. Les chargeurs peuvent être de différents types en fonction de leur puissance et de leur vitesse de charge.

I.4.6 Transmission :

Les VEB n'ont pas besoin de boîte de vitesses car les moteurs électriques ont une plage de régime très large. Cependant, certains véhicules électriques peuvent avoir une boîte de vitesses à une vitesse pour améliorer l'efficacité énergétique.

I.4.7 Régénération d'énergie :

Les VEB peuvent récupérer de l'énergie lors du freinage ou de la décélération en utilisant un système de régénération d'énergie. Cette énergie est stockée dans la batterie et peut être utilisée pour propulser le véhicule.

I.5 Motorisation électrique pour véhicules.

La propulsion électrique des véhicules est devenue un domaine de recherche à part entière depuis plusieurs décennies. Diverses études ont été menées pour sélectionner des machines électriques capables

de répondre aux besoins spécifiques de la traction automobile. En effet, les moteurs électriques conçus pour les véhicules électriques (VE) et les véhicules hybrides électriques (VEH) doivent prendre en compte de multiples exigences [5] [28] :

- Des densités de puissance et de couple élevées : par exemple, le moteur de la Toyota Prius affiche une densité de couple de 5,6 Nm/kg et une densité de puissance de 1,6 kW/kg.
- Une large plage de vitesses, y compris des zones de couple constant et de puissance constante. Généralement, cette plage doit s'étendre au-delà de 6000 tr/min et peut atteindre jusqu'à 14000 tr/min [29].
- Une réponse rapide en termes de couple, ce qui implique une faible inertie.
- Un rendement élevé sur une large plage de vitesses et de couples.
- Une fiabilité élevée et une robustesse adaptée aux différents modes de fonctionnement du véhicule.
- Un coût de fabrication abordable.

Plusieurs types de machines peuvent répondre à ces exigences de traction électrique.

Plusieurs catégories de machines électriques sont envisagées pour les applications de traction automobile, on peut les classer en quatre familles :

- i) Les machines à courant continu.
- ii) Les machines synchrones à aimants permanents.
- iii) Les machines asynchrones.
- iv) Les machines à réluctance variable [30].

Chacune de ces familles représente des avantages et des inconvénients inhérents, qui sont exposés ci-dessous.

I.5.1 Machine à courant continu

Ce type de machine électrique est connu pour sa simplicité de contrôle. Cependant, il présente certains inconvénients majeurs liés à la présence de balais collecteurs, ce qui entraîne des pertes supplémentaires et, par conséquent, une diminution du rendement. Les collecteurs sont responsables des fluctuations de couple et limitent également la vitesse du véhicule. En raison de la présence de ces balais, l'entretien est plus complexe et coûteux, car ils doivent être remplacés périodiquement. De plus, il convient de noter que ces machines ont tendance à être plus coûteuses et plus lourdes.[4] [21]

I.5.2 Machines synchrones

Il faut noter qu'il existe deux topologies pour ce type des machine, machine synchrone à flux radiale et machine synchrone à flux axial.

I.5.2.1 *Machines synchrones à flux radiale.*

Ce type de machine possède une configuration conventionnelle où l'inducteur (rotor) est entouré par l'induit (stator). L'induit représente la partie fondamentale par rapport aux machines qui produisent le champ tournant. L'avantage principal des MSAPs est leur rendement élevé dû à l'absence de bobinage rotorique, et par conséquent, la réduction des pertes Joule de la machine. De plus, les APs présentent une forte densité d'énergie permettant à ce type de machines de fournir des couples et puissances élevés avec un volume et une masse des parties actives réduits. Ceci amène à de fortes densités massiques et volumiques de couple et de puissance.[29]

Par ailleurs, l'inconvénient majeur de ce type de machines est lié aux APs. En effet, le flux d'excitation créé par les aimants reste relativement constant sur toute la plage de fonctionnement de la machine, ce qui implique une commande spéciale de l'onduleur afin de réduire ce flux lors du fonctionnement à haute vitesse. Ceci limite le fonctionnement à puissance constante sur une large plage de vitesse. Cette opération s'appelle « défluxage ».[31]

Aussi, les APs à base de terres-rares, tels que les NdFeB, SmCo, qui sont utilisés pour les machines à hautes performances, sont sensibles à l'augmentation de température (diminution de l'induction rémanente) et peuvent se démagnétiser partiellement ou totalement si la température de Curie est atteinte. Ils sont le siège de pertes causées par la circulation des courants de Foucault (pertes par courant de Foucault), ce qui augmente leur température.

On peut noter également que le coût des APs influence considérablement le coût total de la machine. Ainsi, on cherche à réduire la masse des aimants tout en assurant une densité de couple et de puissance élevés. Ce type de machines est largement utilisé dans l'industrie automobile

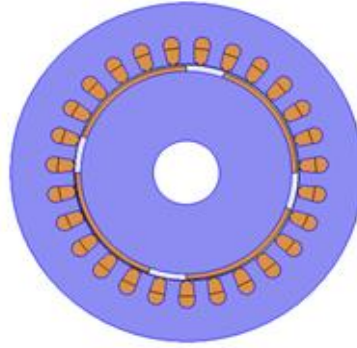


Figure I-11. Machine synchrone à aimant permanent montée en surface rotorique.

I.5.2.2 Machines synchrones à flux axial.

Ces machines sont hautement compactes et peuvent générer des couples massiques et volumiques considérables. De plus, elles sont relativement simples à produire. Cependant, elles sont confrontées à un défi majeur [32], une force axiale significative qui pourrait provoquer un désalignement du rotor. Cela requiert l'utilisation de roulements capables de supporter des contraintes élevées, entraînant ainsi une augmentation des coûts.[33]



Figure I-12. La structure de la machine à flux axial avec double entrefer.

I.5.3 Machines asynchrones

Cette machine est très largement étudiée et utilisée pour différentes applications et cela pour les avantages qu'elle présente. En effet, sa simplicité, son faible coût et sa large plage de vitesse font d'elle une candidate intéressante pour les applications de traction automobile. Néanmoins, elle présente des inconvénients rédhibitoires pour ce type d'application. En effet, son rendement et son facteur de puissance sont moins élevés que celui des MSAPs [34], induisant un surdimensionnement de la batterie et de l'onduleur. La densité de couple et de puissance sont également faibles. Toutefois, la machine asynchrone demeure la machine la plus utilisée aux côtés de la MSAP pour des applications de traction/propulsion automobile [35]



Figure I-13. Machine à induction

I.5.4 Machines à réluctance variable

Comme pour le cas des machines asynchrones, les MRVs présentent des avantages incontournables en termes de robustesse, de simplicité de fabrication, de coût et de fiabilité. En effet, le stator et le rotor sont réalisés par un simple empilement de tôles[36]. Le rotor ne contient pas de bobinage ni d'aimant permanent, ce qui permet un fonctionnement à très hautes vitesses en toute fiabilité et en respectant les différentes contraintes de l'onduleur[37]. La figure (I-14) représente une vue de face de la machine à réluctance variable 16/12.

Néanmoins, cette machine présente un niveau élevé de bruit acoustique et un couple fortement ondulé, ce qui limite son application dans le domaine de la traction automobile. Cette machine demeure encore aujourd'hui au stade de recherche et développement.[38]



Figure I-14. Machine à réluctance variable

I.5.5 Machine synchrone à réluctance variable

La machine à réluctance synchrone (SynRM), comme illustrée dans la figure (I-15), est actuellement présente au sein du laboratoire de recherche de l'Université UTBM. Cette machine représente une

technologie de moteur très prometteuse qui gagne en popularité en raison de ses nombreux avantages dans diverses applications. SynRM est reconnu pour son rendement élevé, son faible coût, son entretien facile, sa structure de rotor robuste, sa densité de puissance élevée et sa large plage de vitesses, ce qui en fait une option favorable dans les applications de traction [39]. Comparée à une machine à induction (IM), SynRM devrait avoir un rendement supérieur [20]. De plus, SynRM a une construction plus simple grâce à l'absence d'aimants sur le rotor, ce qui la rend moins coûteuse à fabriquer et à entretenir. Cependant, SynRM présente également certaines limitations, notamment l'ondulation de couple causée par la barrière de flux du rotor, qui peut affecter les performances du moteur, en particulier à basse vitesse. L'ondulation de couple entraîne également un faible facteur de puissance, ce qui limite l'efficacité du moteur [21].

SynRM est de plus en plus utilisé dans les applications de traction en raison de ses avantages significatifs par rapport aux machines à induction traditionnelles.[40] [41]



Figure I-15. Machine synchrone à reluctance variable.

I.6 Comparaison des machines.

Pour comparer les différentes options de moteurs de traction disponibles, nous utilisons un diagramme radar créé à l'aide d'Excel, comme indiqué dans la figure (I.16). Ce diagramme présente quatre graphiques distincts, chacun représentant le degré de pertinence de chaque machine décrite précédemment, en fonction de cinq critères essentiels étroitement liés aux besoins fondamentaux de la traction électrique. Ces critères comprennent la contrôlabilité du moteur, le rapport entre le couple généré et la masse du moteur, le coût associé à chaque option, la fiabilité de la machine, ainsi que son efficacité globale. En utilisant ce diagramme radar, nous pouvons obtenir une vue d'ensemble complète et comparative des différentes machines de traction, ce qui facilite la prise de décision pour répondre aux besoins spécifiques de l'application. Les résultats montrent que certains types de

moteurs, tels que les moteurs à aimants permanents et les moteurs synchrones à reluctance variable, obtiennent de meilleurs scores que les moteurs à induction. Ces résultats peuvent aider les constructeurs automobiles à choisir le moteur de traction le plus adapté pour leur véhicule électrique, en fonction des critères les plus importants pour leur application spécifique.



Figure I-16 Comparaison des différents types de moteurs en fonction des critères adaptés au système de traction.

I.7 Classification du moteur synchrone.

Les résultats mettent en évidence que certaines catégories de moteurs, notamment les moteurs à aimants permanents et les moteurs synchrones à réluctance variable, surpassent les moteurs à induction en termes de performances. Pour cette raison, une nouvelle approche de classification est suggérée, comme illustrée dans la figure (I-17), qui offre une perspective claire sur la diversité des moteurs synchrones en fonction de leurs caractéristiques et de leurs avantages spécifiques. Cette nouvelle méthode permet de mieux différencier ces catégories de moteurs, simplifiant ainsi le processus de sélection du moteur le plus adapté à une application particulière.

Le couple généré par la machine synchrone est exprimé comme suit :

$$T = \frac{3}{2} p(L_d - L_q)I_d I_q + \Phi_{PM} I_q \quad (\text{I.1})$$

Ce couple peut être classé en deux catégories principales :

- Le couple dû aux aimants permanents donné par :

$$T_{PM} = \Phi_{PM} I_q \quad (\text{I.2})$$

- Le couple de réluctance.

$$T_{rel} = \frac{3}{2} p(L_d - L_q)I_d I_q \quad (\text{I.3})$$

La proportion relative de ces composantes dépend de plusieurs facteurs, notamment la quantité d'aimant permanent présente (ou d'autres sources de champ rotorique) et le degré de saillance magnétique du rotor défini de manière précise comme suite :

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} \quad (\text{I.4})$$

Par conséquent, il existe de nombreuses combinaisons possibles qui peuvent être appliquées dans l'équation (I.1).

Une approche efficace pour classer les machines synchrones est présentée dans la Figure (I.17), où le ratio de saillance quantifie la capacité du couple de réluctance.

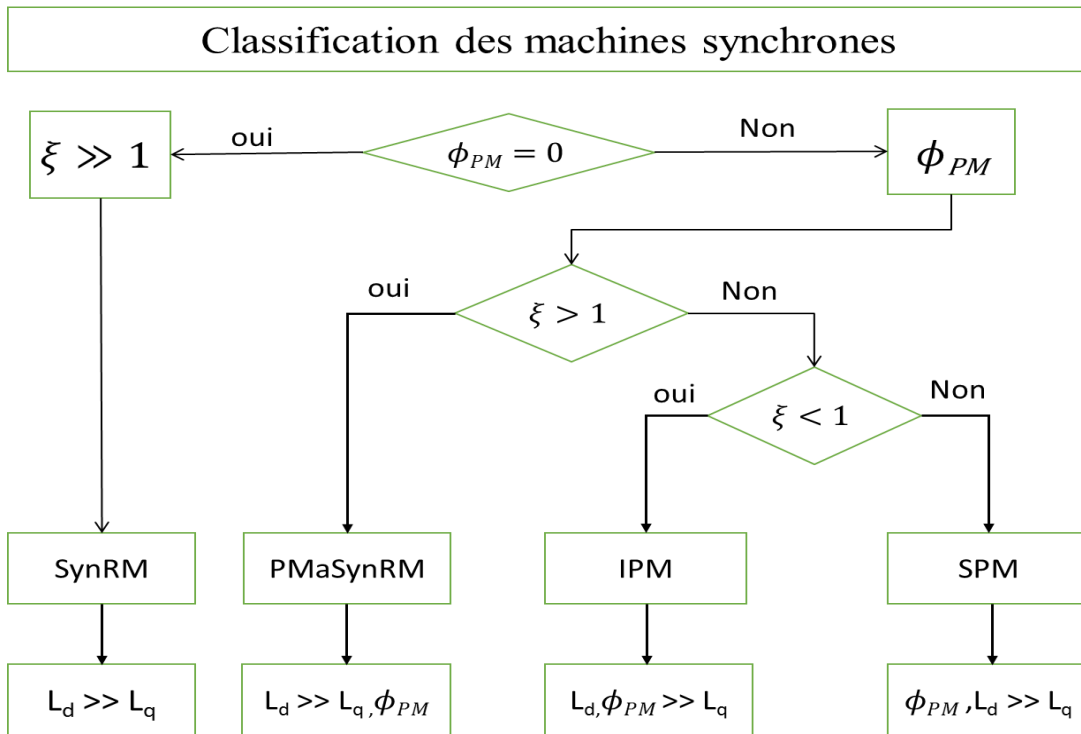


Figure I-17 Les combinaisons possibles des composantes de couple de réluctance et d'aimant permanent.

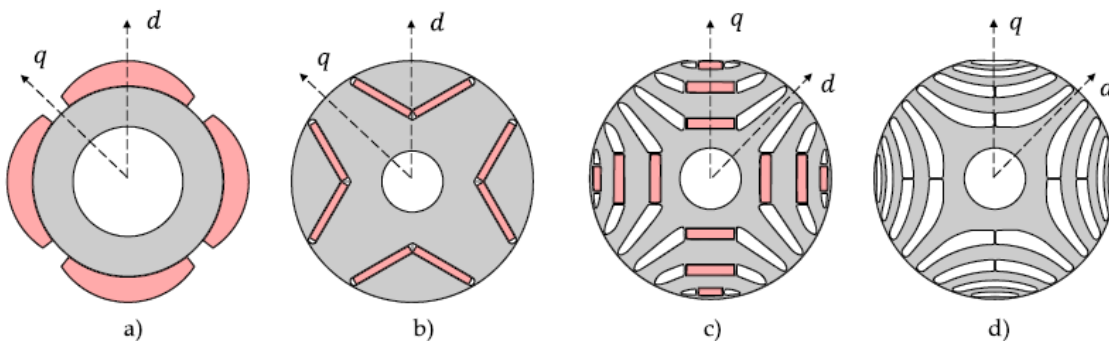


Figure I-18 Topologies de machines à aimant permanent vers réluctance.

La Figure (I.18) met en évidence quatre principales topologies de machines synchrones :

- SPM (Surface Permanent Magnet) Figure (I.18-a) : Il s'agit de machines à aimant permanent monté en surface, ne présentant aucune saillance ($\xi = 1$). Ces machines génèrent principalement un couple grâce aux aimants permanents.
- IPM (Interior Permanent Magnet) Figure (I.18-b) : Ce type de machine à aimant permanent a des aimants encastrés dans la culasse du rotor, introduisant de la saillance. Cependant, elles dépendent principalement de la composante de couple due aux aimants permanents.

- *PMaSynRM (Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine) Figure (I.18-c)* : Ces machines sont conçues pour dépendre essentiellement de la composante de couple de réluctance, bien que leurs aimants permanents soient généralement plus faibles que ceux des IPM. Elles présentent une saillance plus élevée grâce à un plus grand nombre de barrières de flux.
- *SynRM (Synchronous Reluctance Machine) Figure (I.18-d)* : Ces machines sont entièrement basées sur le couple de réluctance, sans aucune utilisation d'aimants permanents. Elles affichent un ratio de saillance nettement plus élevé le long de l'axe q par rapport aux autres topologies.

Remarque : Il est important de noter que la représentation conventionnelle des axes d-q pour les machines synchrones est basée sur l'idée que l'axe d est toujours associé au flux principal. Dans une machine à aimant permanent, ce flux principal est généré par les aimants permanents, tandis que dans une machine à réluctance, il se situe là où la perméabilité est plus élevée.

Cette nouvelle méthode permet de mieux différencier les catégories de moteurs, simplifiant ainsi le processus de sélection du moteur le plus adapté à une application particulière.

La comparaison illustrée par la figure (I.17) ainsi que la classification présentée dans la figure (I.18) représentent une approche efficace pour mieux choisir le moteur le plus adapté à une application spécifique. Dans notre cas, le moteur choisi pour le système de propulsion électrique automobile, qui exclut l'utilisation d'aimants permanents, est le moteur synchrone à réluctance variable (SynRM).

I.8 Conclusion

Dans le cadre de ce chapitre, une revue complète des machines potentiellement pertinentes pour notre application a été menée. À la suite, Cette nouvelle méthode permet de mieux différencier les catégories de moteurs, simplifiant ainsi le processus de sélection du moteur le plus adapté à une application particulière. Les différentes machines ont été comparées en fonction des critères requis pour notre application dans un véhicule électrique. En conséquence, la machine à réluctance variable a été sélectionnée en raison de ses nombreux avantages.

Le prochain chapitre présentera le prédimensionnement de cette machine.

II. Conception et modélisation des systèmes de véhicule électrique

II.1 Introduction

Un véhicule électrique représente un système physique complexe, composé de plusieurs sous-systèmes, dont la mécanique, le stockage d'énergie et la propulsion. Le dernier sous-système est le plus important dans lequel l'actionneur électrique représente le maillon de base. Alors que ces machines occasionnent des dépenses énergétiques parfois considérables pouvant être sensiblement réduites par l'amélioration des équipements et de leurs conditions de fonctionnement. La robustesse d'un véhicule électrique se mesure donc par les caractéristiques du moteur électrique utilisé. Bien que la concurrence dans la technologie de propulsion électrique dépende actuellement de plusieurs critères tels que le poids, le confort et l'esthétique, il reste que le critère le plus important qui crée beaucoup de différence reste toujours le choix du type de moteur électrique utilisé pour la traction.

Toutefois, la conception des machines électriques revêt une grande importance pour la conception globale de la chaîne d'entraînement électrique. Selon la littérature scientifique [42] [41] [43] [44], de nombreux types de machines électriques classiques et spéciales ont été utilisées dans ce domaine. Par conséquent, certains concepteurs préfèrent les moteurs en raison de la simplicité de leur système d'alimentation et d'autres en raison de leurs caractéristiques de couple et de vitesse. Cependant, trouver l'équilibre entre la précision, la fiabilité et l'économie a toujours été une tendance que les chercheurs et les fabricants doivent atteindre. Donc, tout dimensionnement d'actionneur notamment les moteurs est une opération délicate et critique, il faut trouver un compromis entre puissance voulue, équipement de sécurité, fiabilité et bien sur le prix.

Actuellement, la machine synchrone à réluctance variable (SynRM), avec ses propriétés électromagnétiques, apparaît comme une solution prometteuse pour les systèmes de traction électrique.

Pour cette perspective, ce travail cherche à approfondir l'analyse des principes fondamentaux de la modélisation dans le processus de conception d'une machine SynRM. Notre démarche consistera à examiner de manière détaillée les paramètres clés qui ont un impact significatif sur ses performances.

II.2 Objectifs de la modélisation

Un modèle peut être défini comme une description mathématique d'un processus réel, mis en place dans un objectif bien précis. Le but d'un modèle pourra alors être Analyser des phénomènes dans le but de mieux les comprendre Estimer des grandeurs pour lesquelles il n'y a pas de capteurs, à travers des mesures indirectes

- Tester des hypothèses dans le but de les valider.
- Des fins pédagogiques Prévoir un comportement à long ou court terme
- Développer des processus de contrôle
- Effectuer la synthèse d'une loi de commande.

II.3 Orientation des modèles pour la conception

Une des activités importantes dans une démarche de conception réside dans l'établissement des modèles. Dans la littérature on rencontre souvent deux terminologies afin de décrire l'orientation du modèle ou en d'autres termes la relation cause à effet [45] :

1. Les modèles directs ou modèles de comportement.
2. Les modèles inverses ou modèles de conception.

II.3.1 Modèle direct

Le modèle direct permet au concepteur de simuler et d'analyser les performances d'un dispositif en utilisant des données d'entrée telles que la structure, les dimensions et le type de matériaux, comme illustré dans la Figure (II-1), Ce type de modèle repose sur les phénomènes et les lois de la physique pour déterminer les effets (performances) à partir des (Les données) causes. Cette approche permet aux concepteurs de répondre aux normes de qualité et de performance souhaitées.

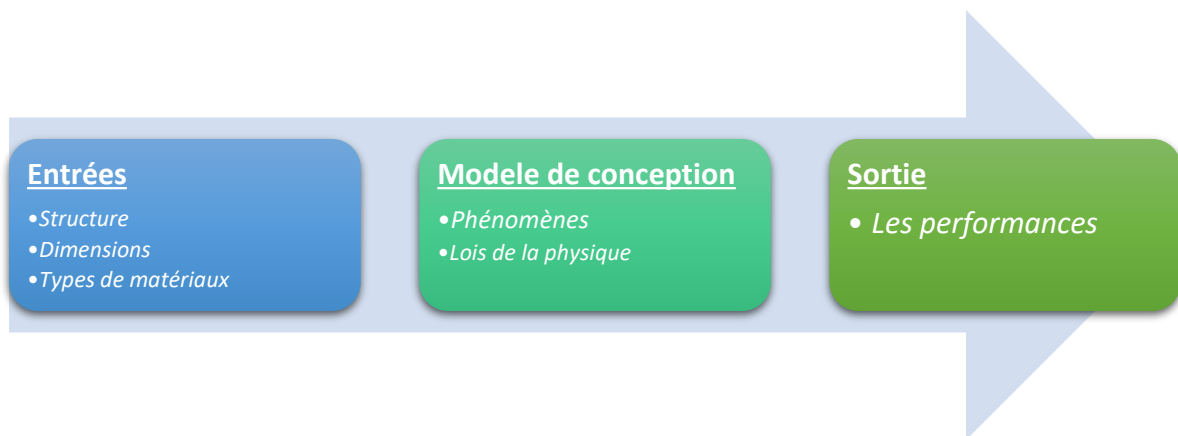


Figure II-1. Modèle de conception directe (Modèle de comportement)

II.3.2 Modèle inverse

Dans le processus de conception, il est courant de faire face à un problème inverse, où les performances souhaitées sont spécifiées dans le cahier des charges, tandis que la structure, la nature des matériaux et les dimensions restent des inconnues à déterminer. Selon [46] [32] [47] le processus de conception (problème idéal de conception) est représenté dans la Figure (II-2). Le modèle inverse est généralement de nature analytique, ce qui signifie que les phénomènes physiques sont décrits par des équations algébriques exprimant les sorties en fonction des entrées.

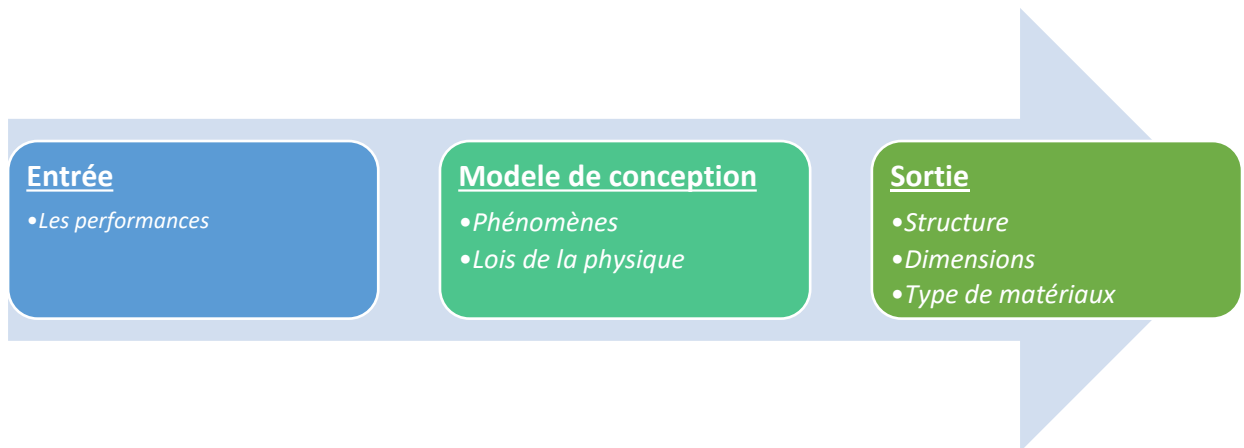


Figure II-2. Modèle de conception inversée

Dans ce chapitre, nous avons utilisé la méthode directe. Cependant, avant d'entamer la modélisation du moteur de propulsion d'un véhicule, il est essentiel de définir les forces exercées sur les roues et la carrosserie du véhicule. À titre d'exemple, nous allons prendre une voiture pour avoir une vue générale des forces contraintes par la motorisation.

II.4 Modélisation du véhicule électrique

II.4.1 Introduction :

La modélisation du véhicule électrique est une étape nécessaire pour mieux comprendre le comportement du système de traction dans sa globalité, les efforts qui entrent en jeu ainsi que la réaction du véhicule à ces derniers.

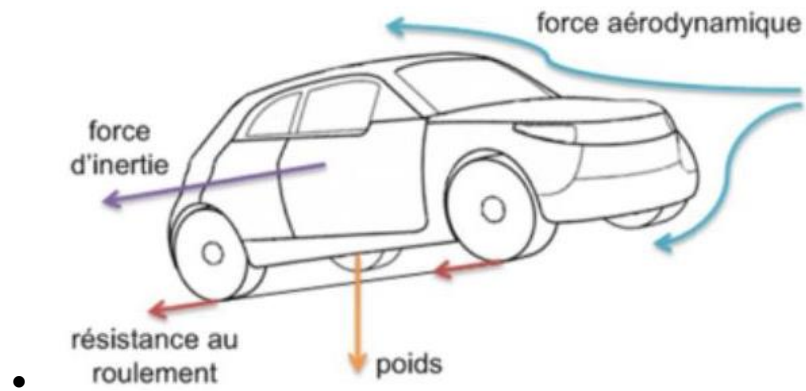


Figure II-3. Dynamique du véhicule.

La modélisation passera par ces points majeurs comme présenté par la figure II.3 :

- Dynamique du véhicule ;
- Force de roulement ;
- Force aérodynamique ;
- Force d'accélération.

II.4.2 Dynamique du véhicule :

Dans le but de concevoir un système de propulsion de véhicule électrique, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui rend compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement. Le véhicule est représenté comme une masse en mouvement, son comportement est déterminé par toutes les forces agissant dans cette direction, la figure II-3 montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente.

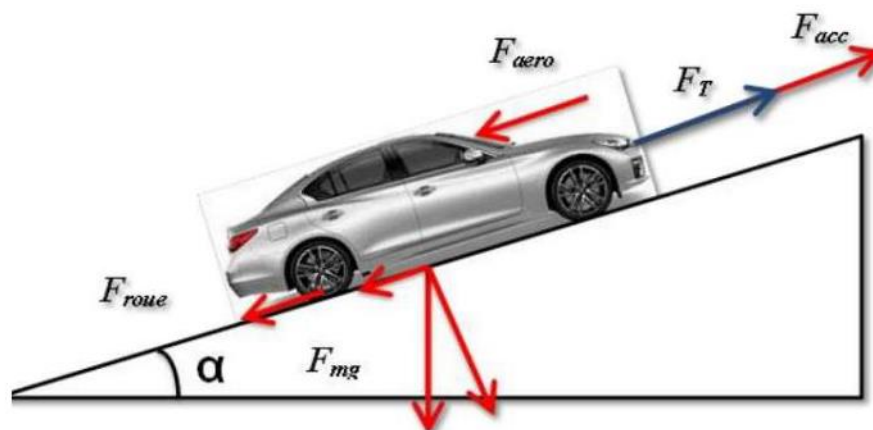


Figure II-4. Forces appliquées sur un véhicule électrique en roulement

Selon la deuxième loi de Newton, l'accélération du véhicule peut être écrite comme :

$$\sum F_i = M \frac{dv}{dt} \quad (\text{II-1})$$

F_i : Les forces appliqués au véhicule.

M : la masse totale du véhicule.

V : La vitesse du véhicule.

Les forces totales de traction d'un véhicule peut se décomposer en :

$$\overset{\frown}{F}_i = \overset{\frown}{F}_r + \overset{\frown}{F}_a + \overset{\frown}{F}_g + \overset{\frown}{F}_{acc} \quad (\text{II-2})$$

$\overset{\frown}{F}_{acc}$: Force d'accélération.

$\overset{\frown}{F}_g$: Force d'inclinaison.

$\overset{\frown}{F}_r$: Force de résistance de roulement des roues.

$\overset{\frown}{F}_a$: Force aérodynamique.

Le moteur électrique, en tant que source de propulsion, offre un niveau de contrôle et d'efficacité exceptionnel. Sa capacité à fournir un couple instantané permet d'ajuster la vitesse du véhicule de manière précise, minimisant ainsi la résistance de l'air. Par conséquent il convient de souligner l'importance cruciale du moteur électrique dans la gestion et la minimisation des paramètres qui affectent les forces exercées à la carrosserie du véhicule.

II.4.2.1 Force de roulement

La force de résistance de roulement $\overset{\frown}{F}_r$ est produite par le pneu au contact de la surface de la chaussée, elle est liée au coefficient de roulement des roues. Pratiquement, ce coefficient de roulement C_{rr} vaut environ 0.01, il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier.

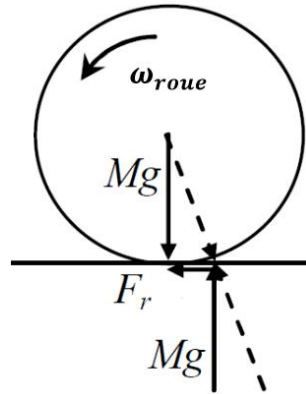


Figure II-5. La force de roulement sur la roue.

$$\frac{1}{F_r} = (C_{rr} \cdot m_{av} + C_{rr} \cdot m_{ar}) \frac{r}{g} \cong M \cdot \frac{r}{g} \cdot C_{rr} \quad (\text{II-3})$$

Où : m_{av} et m_{ar} : les masses portées par les roues avant et arrière

M : La masse totale véhicule.

II.4.2.2 Force aérodynamique

Le moteur électrique responsable de la propulsion joue un rôle essentiel dans le contexte de la force aérodynamique. Contrairement aux moteurs à combustion interne, les moteurs électriques offrent un avantage significatif en termes d'efficacité énergétique. Pour mieux comprendre la force aérodynamique $\frac{1}{F_a}$, qui est la force exercée par l'air sur un objet en mouvement, tel qu'un véhicule, examinons plus en détail ses composantes et les facteurs qui l'influencent principalement [48] :

Masse volumique de l'air ρ : C'est la densité volumique de l'air, qui peut varier en fonction de l'altitude et des conditions atmosphériques. En général, plus l'air est dense, plus la force aérodynamique est importante.

Carré de la vitesse relative $(V - V_{vent})^2$: La force aérodynamique est proportionnelle au carré de la vitesse relative entre le véhicule et l'air. Cela signifie que si la vitesse du véhicule double, la force aérodynamique sera multipliée par quatre. La vitesse relative est calculée en prenant en compte la vitesse du véhicule par rapport à la vitesse du vent.

Section frontale du véhicule S_f : Il s'agit de la surface frontale du véhicule qui est exposée à l'air lorsqu'il se déplace. Plus cette section frontale est grande, plus la force aérodynamique est importante. Les

véhicules avec une forme plus aérodynamique, comme les voitures de sport, ont généralement une section frontale réduite pour minimiser cette force.

Coefficient de pénétration dans l'air (C_x) : Le coefficient de pénétration dans l'air est une mesure de la capacité du véhicule à glisser à travers l'air avec une résistance minimale. Un C_x plus bas indique une meilleure aérodynamique et donc une force aérodynamique réduite.

La force est exprimée par la relation suivante :

$$F_a^r = 12 \cdot \rho \cdot S_f \cdot C_x (V - V_{vent})^2 \quad (\text{II-4})$$

Avec :

ρ : densité volumique de l'air, en générale pris égal à 1,23(kg/m3) ;

S_f : Section frontale du véhicule ;

V : vitesse du véhicule ;

V_{vent} : vitesse du vent.

En général ρ est pris égal à **1.23** bien qu'il dépende de l'altitude et de la température.

Le coefficient C_x prend les valeurs suivantes [46]

- **0.2** pour un véhicule ayant un très bon profil.
- **0.3** pour un véhicule ayant un bon profil.
- **0.5** pour un véhicule typique.
- **0.7** pour une camionnette.

II.4.2.3 Force d'inclinaison

Également appelée force de résistance due à la pente d'angle à gravir, est la résistance que le véhicule doit vaincre pour monter une pente. Plus cette force est importante, plus le moteur doit fournir de puissance pour maintenir la vitesse ou même l'augmenter. (Force liée au profil de la route) [9]. Elle est donnée par :

$$F_g^r = M \cdot g \cdot \sin(\alpha_p) \quad (\text{II-5})$$

Où :

α_p : L'angle de la pente.

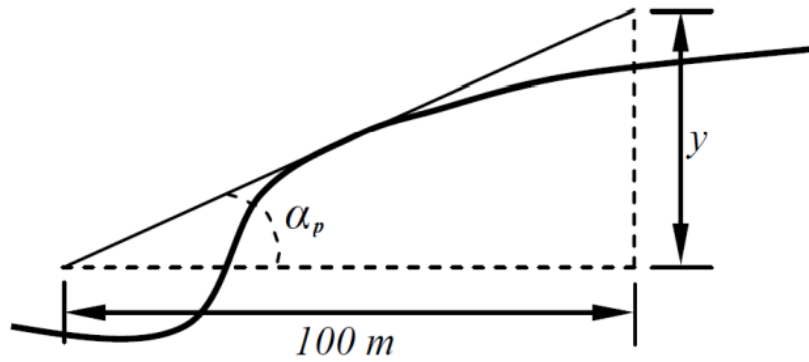


Figure II-6. Force liée au profil de la route

Pour simplifier les calculs, $\sin(\alpha_p)$ est souvent remplacé par la pente « p », pour de faibles valeurs :

$$\overset{\frown}{F}_g = M \cdot g \cdot p \quad (\text{II-6})$$

La pente en (%) est définie comme l'élévation verticale en mètres pour une distance horizontale de 100 mètres [3]. Elle est donnée par la relation suivante :

$$p = \frac{y(m)}{100} 100\% \quad (\text{II-7})$$

II.4.2.4 Force d'accélération

La force d'accélération $\overset{\frown}{F}_{acc}$ est un élément essentiel pour garantir le comportement dynamique souhaité par le conducteur. Elle est calculée en multipliant la masse du véhicule par l'accélération imposée par le conducteur. Cette force est responsable de l'augmentation de la vitesse du véhicule lorsque le conducteur appuie sur l'accélérateur. Dans le contexte d'un véhicule électrique, le moteur électrique de propulsion joue un rôle crucial dans la génération de cette force d'accélération. Il convertit l'énergie électrique de la batterie en puissance mécanique pour propulser le véhicule en avant, répondant ainsi aux commandes du conducteur. La capacité du moteur électrique à fournir une accélération rapide et fluide est un aspect clé de l'expérience de conduite des véhicules électriques modernes, offrant une réactivité instantanée et une performance dynamique qui répond aux attentes des conducteurs [3].

La force d'accélération est donnée comme suite :

$$\overset{\frown}{F}_{acc} = M \cdot \frac{d\overset{\frown}{V}}{dt} = M \cdot \overset{\frown}{\gamma} \quad (\text{II-8})$$

Avec

$\dot{\gamma}$: l'accélération du véhicule

La puissance à fournir aux roues en fonction de la vitesse du déplacement est donnée par l'expression suivante :

$$P = F_i \cdot V \quad (\text{II-9})$$

Le couple de traction total est lié à la force de traction par la relation :

$$C_{tot} = F_{tot} \cdot R \quad (\text{II-10})$$

R : Rayon de la roue.

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit :

$$C_r = F_r \cdot R \quad (\text{II-11})$$

F_r : La force résistante totale.

La vitesse angulaire des roues $\omega(\text{roue})$ est liée à la vitesse du véhicule V par la relation :

$$\omega_{roue} = \frac{V}{R} \quad (\text{II-12})$$

II.5 Configuration Polyvalente de Transmission pour la Traction

Pour répondre aux exigences du système de traction, nous pouvons opter pour la configuration illustrée dans la figure (II-7). Dans cette configuration, le véhicule est équipé de quatre moteurs, chacun étant couplé à une roue via une boîte de vitesses à un seul rapport. Cette configuration s'avère particulièrement adaptée pour une variété de situations sur la route.

Elle offre une excellente traction avant, ce qui permet une large plage de vitesses. De plus, elle est idéale pour les véhicules lourds, les routes montagneuses et les situations nécessitant une transmission intégrale (4x4). Nous nous penchons plus particulièrement sur le moteur à couplage direct avec une boîte de vitesses à un seul rapport (réducteur mécanique).

Ce type de système de traction permet à chaque roue d'être alimentée par un moteur, ce qui en fait un choix de plus en plus populaire ces dernières années. Le succès sur le marché automobile repose en grande partie sur la sélection du moteur de propulsion le plus approprié, ce qui reste un défi majeur pour les chercheurs de ce domaine.

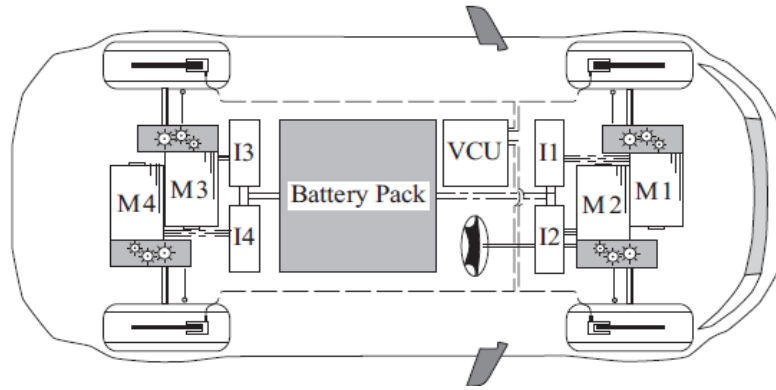


Figure II-7 Configuration du système de propulsion à quatre roues motrices du véhicule de démonstration, avec M1-M4= moteur électrique ; I1-I4= convertisseur ; et VCU= unité de contrôle du véhicule

II.6 Procédure de conception de machine *SynRM*

Afin de rechercher efficacement la machine optimale, cette thèse propose une démarche de dimensionnement, comme illustré dans la figure (II-8), qui représente un diagramme du processus de conception d'une machine électrique.

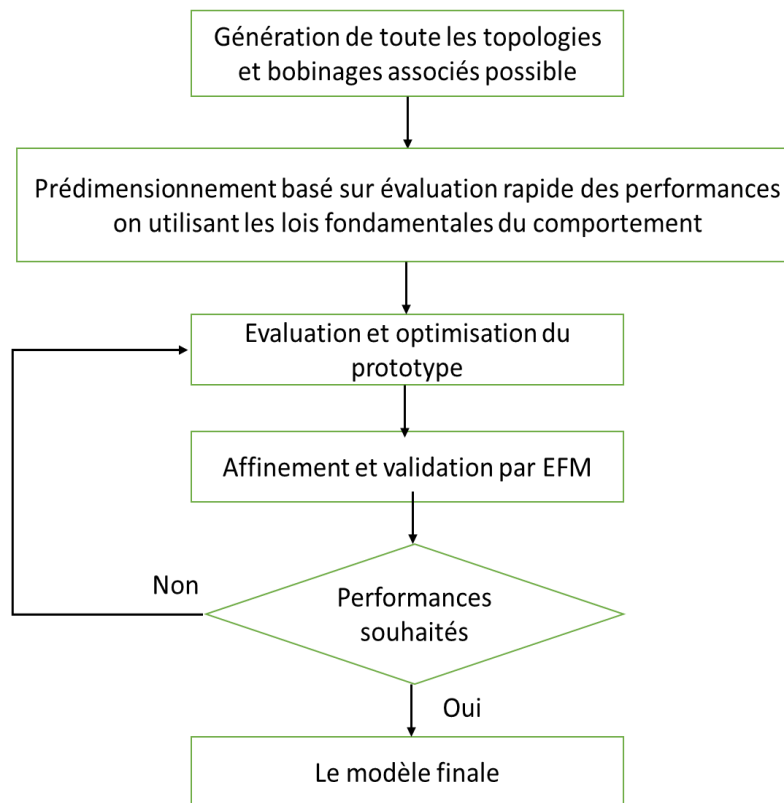


Figure II-8. Processus de conception d'une machine synchrone à reluctance variable.

Dans cette section, nous fournirons un aperçu général des caractéristiques de la machine synchrone à reluctance variable et mettrons également en évidence les paramètres les plus importants de la machine qui influent sur ses performances.

Dans la suite de ce chapitre, nous aborderons la génération de toutes les topologies et des bobinages associés. Ensuite, dans une deuxième étape, nous développerons une modélisation analytique qui permettra d'évaluer rapidement les performances globales des machines. Ce premier niveau de modélisation grossier servira de filtre et facilitera la présélection des meilleures configurations de la machine.

Par la suite, une étude paramétrique ou un algorithme d'optimisation sera utilisé pour ajuster les dimensions géométriques de la machine, ce qui constitue un second niveau de modélisation basé sur le réseau de réluctances pour évaluer plus finement les performances des machines présélectionnées.

Enfin, la dernière étape impliquera la vérification et la validation des résultats obtenus à l'aide de la méthode des éléments finis, utilisant le logiciel Flux2D d'ALTAIR. Il est important de noter que ce processus permettra de trouver la structure optimale de la machine pour répondre à n'importe quel cahier des charges compatible. Afin d'automatiser cette démarche de dimensionnement, un test sera exploité, basé sur la comparaison des performances calculées avec les performances souhaitées. Si les résultats atteignent les critères désirés, le modèle sera validé. Sinon, nous reviendrons à la phase d'optimisation pour ajuster les paramètres jusqu'à ce que les performances souhaitées soient atteintes.

II.7 TECHNIQUES DE RÉALISATION DE LA GÉOMÉTRIE DU ROTOR

II.7.1 Classification de la géométrie du rotor et historique du développement

Il existe essentiellement trois principaux types de SynRM dotés de structures de rotor anisotropes, comme illustré dans la Figure (II-9)

Le premier de ces types est le rotor à pôles saillants, qui implique l'enlèvement d'une partie du matériau ferromagnétique de chaque pôle du rotor, comme représenté dans la Figure (II-9. a)

Le deuxième type est le rotor à lamelles axiales, où les tôles de fer sont façonnées de manière spécifique pour chaque pôle, elles sont isolées les unes des autres par des matériaux électriquement et magnétiquement inertes (c'est-à-dire des isolants), et les empilements résultants sont reliés au moyen de supports de pôles à la région centrale à laquelle l'arbre est attaché, comme illustré dans la Figure (II.9.b).

Le troisième type de rotor implique l'utilisation de tôles poinçonnées de manière conventionnelle. Lors de ce processus, de fines nervures sont laissées intactes, assurant ainsi la connexion entre les différents segments du rotor par l'intermédiaire de ces nervures, tel que présenté dans la Figure (II.9.c).

Il est important de noter que le SynRM ne possède pas intrinsèquement de caractéristique de couple de démarrage. L'introduction d'une cage classique dans la structure du rotor pourrait ajouter un couple de démarrage de type asynchrone. Cependant, grâce à l'utilisation de technologies d'onduleur modernes, d'un contrôle approprié orienté vers le champ et de techniques de modulation de largeur d'impulsion (PWM) sans avoir besoin d'insérer une cage dans le rotor, il est possible de démarrer la machine à partir de l'arrêt.

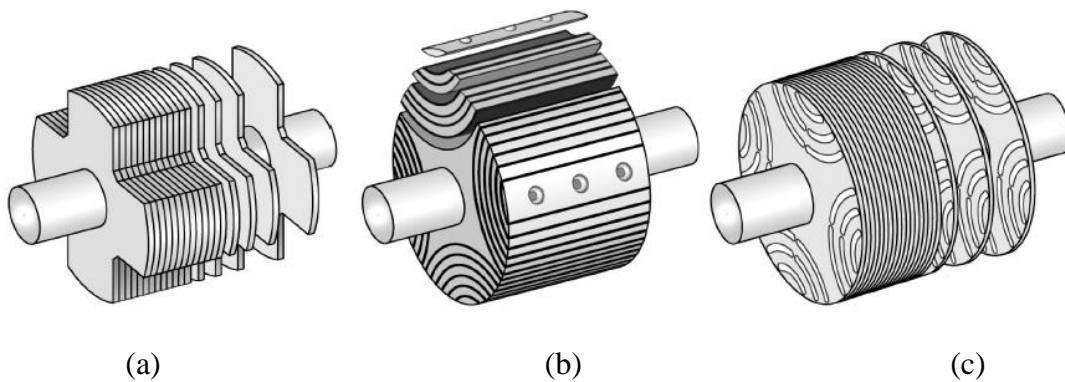


Figure II-9. Principaux types de SynRM

Une brève histoire des géométries de rotor alternatives peut être utile pour comprendre le SynRM, comme illustré dans la Figure (II-10).

Le rotor présenté dans la Figure (II-10. a) est obtenu en enlevant du matériau d'un rotor de moteur à induction classique, soit par une opération de fraisage après la coulée de la cage, soit par poinçonnage avant la coulée de la cage. Les rotors de ce type (appelés « moteurs synchrones à induction ») ont une construction simple, mais le ratio de saillance est trop faible pour offrir des performances compétitives [23, 46].

La Figure (II-10. b) montre une construction à pôles saillants, similaire à un moteur synchrone à pôles saillants conventionnel dont les enroulements ont été retirés. Un ratio d'inductance non saturée d'environ 3 a été rapporté pour ce type de rotor, diminuant à environ 2,5 sous charge. Aucune valeur de ratio de saillance supérieure à 3,8 n'a été rapportée [23].

Malgré le faible ratio de saillance, les autres caractéristiques de performance de la géométrie à pôles saillants ne sont pas acceptables non plus, car si la région interpolaires dans l'axe q est élargie pour réduire

Lq, cela entraîne également le rétrécissement de l'espace entre les pôles dans l'axe d, réduisant ainsi également Ld. Dans ce cas, d'autres configurations de rotor, par exemple avec des barrières, doivent être utilisées pour améliorer les performances de la machine [46].

Une configuration à une seule barrière, illustrée dans la Figure (II-10.c) et la Figure(II-10. d), n'est pas non plus suffisante pour améliorer les performances de la machine [46]. La configuration présentée dans Figure (II-13. d) est dérivée du moteur synchrone à aimant permanent intérieur, si les aimants permanents sont retirés. Par conséquent, le nombre de barrières doit être augmenté. Dès 1923, Kostko [30] a analysé un rotor de forme similaire à celle de la Figure (II-10. e), voir également la Figure (II-9.a), incorporant plusieurs caractéristiques des principales écoles de développement ultérieur, y compris l'utilisation de multiples barrières de flux, une géométrie segmentaire et un canal d'axe q.

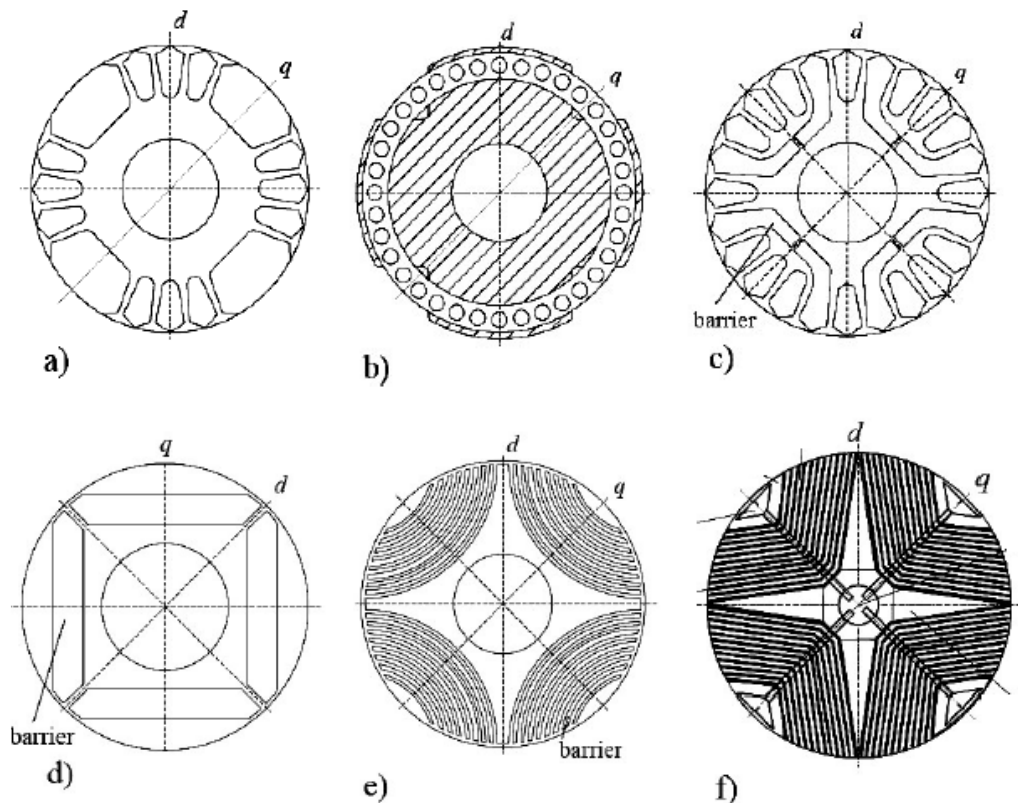


Figure II-10. Evolution historique des différentes géométries de rotor alternatives

Kostko a également mis en évidence une limitation essentielle de la conception à pôles saillants, à savoir que l'élargissement de l'espacement interpolaire pour réduire l'inductance dans l'axe q entraîne inévitablement le rétrécissement de l'arc polaire, provoquant ainsi une réduction non souhaitée de Ld. Il a en effet conclu que l'arrangement avec plusieurs barrières ou la géométrie segmentée était la manière

naturelle d'obtenir des résultats satisfaisants. La conception segmentée est préférée car elle n'implique aucun sacrifice de l'arc polaire dans l'axe d [49] [38].

Les chercheurs qui ont suivi, généralement conscients des travaux de *Kostko* comme illustré dans la figure (II.9.a), ont développé la géométrie selon deux axes principaux : l'arrangement segmentaire, illustré dans la Figure (II.10.e) et la Figure (II.9.b) de Fratta et Vagati, et l'arrangement à barrières multiples, comme illustré dans la Figure (II.10.f)

II.7.2 Comparaison entre une machine laminés axialement ALA et transversalement TLA

Comme mentionné dans la partie précédente, les récents développements dans la conception de la structure du rotor se concentrent sur deux types majeurs : TLA (Transversely Laminated Anisotropic) et ALA (Axially Laminated Anisotropic), comme illustré dans la figure (II-9). Une comparaison approfondie entre ces deux types a été étudiée, comme rapporté dans [38] et en partie aussi dans [50].

En pratique, la meilleure adaptabilité de la structure TLA à la fabrication industrielle est évidente. Dans ce cas, la laminé du rotor peut être poinçonnée dans son ensemble, comme pour d'autres machines plus traditionnelles.

En revanche, La structure laminée axialement est théoriquement attrayante, car elle semble se rapprocher le plus d'une "structure anisotrope distribuée" idéale. Cependant, cela n'est vrai que pour une structure bipolaire ($p = 1$). Pour $p > 1$, il a été démontré dans [51] que la structure idéale devrait avoir un rapport variable entre les profondeurs des structures magnétiques et non magnétiques [41]

De plus, les considérations susmentionnées ne s'appliquent qu'à un stator idéal sans encoche, tandis que la structure habituelle du stator encoché renforce à la fois les ondulations de couple et les pertes supplémentaires dans le fer dans un moteur laminé axialement, comme expliqué dans [52].

En ce qui concerne les ondulations de couple, celles-ci sont dues à la réaction magnétique du rotor aux harmoniques d'encoche du stator, comme expliqué dans [53]. Bien sûr, des ondulations de couple sont également présentes dans le type de moteur transversal. Cependant, dans ce cas, le rotor peut être facilement incliné, ce qui est clairement peu pratique pour un rotor laminé axialement. D'autre part, l'inclinaison du stator est généralement évitée, car elle présente un inconvénient lors de l'utilisation d'une installation d'enroulement automatique [54].

Les raisons évoquées ci-dessus sont largement suffisantes pour choisir le type de rotor laminé transversalement. Cependant, l'intérêt persistant pour l'autre type est probablement dû à la croyance selon laquelle le rotor laminé axialement offre une meilleure saillance.

Cela n'est pas correct, car des valeurs d'anisotropie comparables sont obtenues à partir des deux rotors, bien sûr, lorsque le nombre de pôles est le même. Dix est une valeur typique, non saturée, pour les machines à quatre pôles, tandis qu'elle peut atteindre jusqu'à 20 pour un rotor à deux pôles [55].

Cependant, le rapport de saillance non saturée ne donne clairement pas suffisamment d'informations sur les performances du moteur. Cela est dû à la fois au comportement magnétique fortement non linéaire et à l'existence d'un compromis entre l'isolation magnétique du rotor et la MMF du stator autorisé à dissipation de puissance fixe [49].

De plus, en ce qui concerne les variateurs polyvalents, la structure laminée transversalement conduit à un moteur qui pourrait même être moins cher que le moteur asynchrone, car le moulage est évité [56].

II.8 MACHINE À RÉLUCTANCE SYNCHRONE (SYNRM) – PRINCIPES DE BASE.

Étant donné que l'enroulement statorique du SynRM est distribué de manière sinusoïdale, les harmoniques de flux dans l'entrefer ne contribuent qu'à un terme supplémentaire dans l'inductance de fuite statorique [33, 10]. Par conséquent, les équations qui décrivent le comportement du SynRM peuvent être obtenir à partir des équations conventionnelles représentant une machine synchrone à champ tournant classique, qui sont les équations de Park.

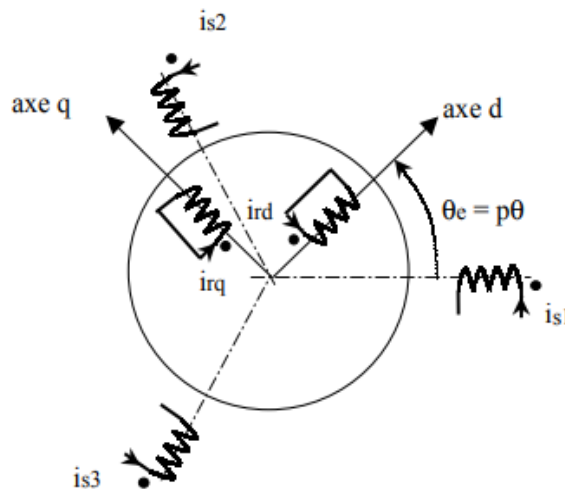


Figure II-11 Circuit électrique équivalent de la machine SynRM

Dans le SynRM, l'enroulement d'excitation (de champ) est inexistant [33].

De plus, la cage de la machine dans le rotor est omise, et la machine peut être démarrée de manière synchrone à partir de l'arrêt complet grâce à une commande appropriée de l'onduleur [33]

La figure (II.11) représente le circuit triphasé équivalent de la machine synchrone à reluctance variable ce qui définit le fonctionnement dans le régime établi.

Le circuit équivalent monophasé donné par la figure (II-12) est indispensable afin d'entamé à une étude approfondie.[57]

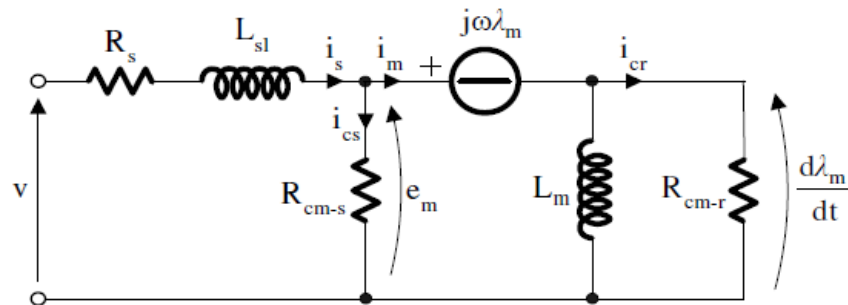


Figure II-12. Circuit équivalent de la Machine SynRM

Le circuit donné par la figure (II-12) se traduit par les deux équations suivantes :

$$V = e_m + R_s i_s + j \omega L_{sl} I_s \quad (\text{II-13})$$

$$e_m = \frac{d\varphi}{dt} + j \omega \varphi \quad (\text{II-14})$$

Dans les équations (II-13) et (II-14) : $V = V_d + jV_q$ qui représente la tension d'alimentation ou, φ le flux de magnétisation, L_f l'inductance de fuite totale d'enroulement, R_s : la résistance des enroulements statoriques, e_m est le vecteur de la force électromotrice au niveau de l'entrefer (tension interne de l'enroulement du stator).

Le courant d'alimentation peut s'écrire comme

$$i_s = i_d + j i_q = i_m + i_{cs} \quad (\text{II-15})$$

E : représente le phaseurs de la force électromotrice au niveau de l'entrefer, dans le régime établi ($\frac{d\varphi}{dt}$; 0) donné par cette expression[57] :

$$E = \sqrt{2}N_1\pi L D f \hat{B}_{\sigma 1} = \sqrt{2} \left(\frac{n_s q k_{w1}}{C_s} \right) \pi L D f \hat{B}_{\sigma 1} \quad (\text{II-16})$$

Avec

$$\text{arc}(e_m) = \frac{\pi}{2} + \sigma \quad (\text{II-17})$$

n_s : est le nombre de conducteurs par encoche statorique, q : le nombre d'encoche par pole et par phase, C_s est un coefficient de connexion des enroulements, L : représente la longueur axiale de la machine.

k_{w1} : le facteur de bobinage et $\hat{B}_{\sigma 1}$ est l'amplitude maximale de la densité de flux de l'harmonique fondamental au niveau de l'entrefer

Hypothèse : toutes les pertes de fer dans le circuit équivalent sont transférées du côté du stator et la résistance équivalente des pertes de fer du rotor R_c est ignorée pour des raisons de simplicité.

Par la projection sur les axes d et q on aura deux circuit équivalents monophasé pour chaque axe.

Le circuit devient comme présenté dans la figure (II-13)

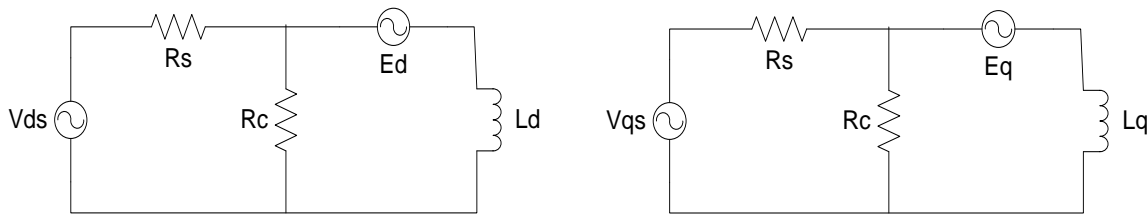


Figure II-13 Le circuit équivalent monophasé de SynRM

Le diagramme de phaseurs de SynRM donné par la figure (II-14) représente les courants et les flux dans les axes direct (d) et en quadrature (q) en utilisant un système de coordonnées polaires. Le vecteur de courant est généralement pris comme référence, et les vecteurs de flux sont tracés en conséquence en utilisant le rapport de saillance. Le déphasage entre les courants et les flux est représenté par l'angle entre les vecteurs. Le diagramme de phaseurs est souvent utilisé pour analyser le fonctionnement de SynRM et pour déterminer les performances électromagnétiques de la machine.

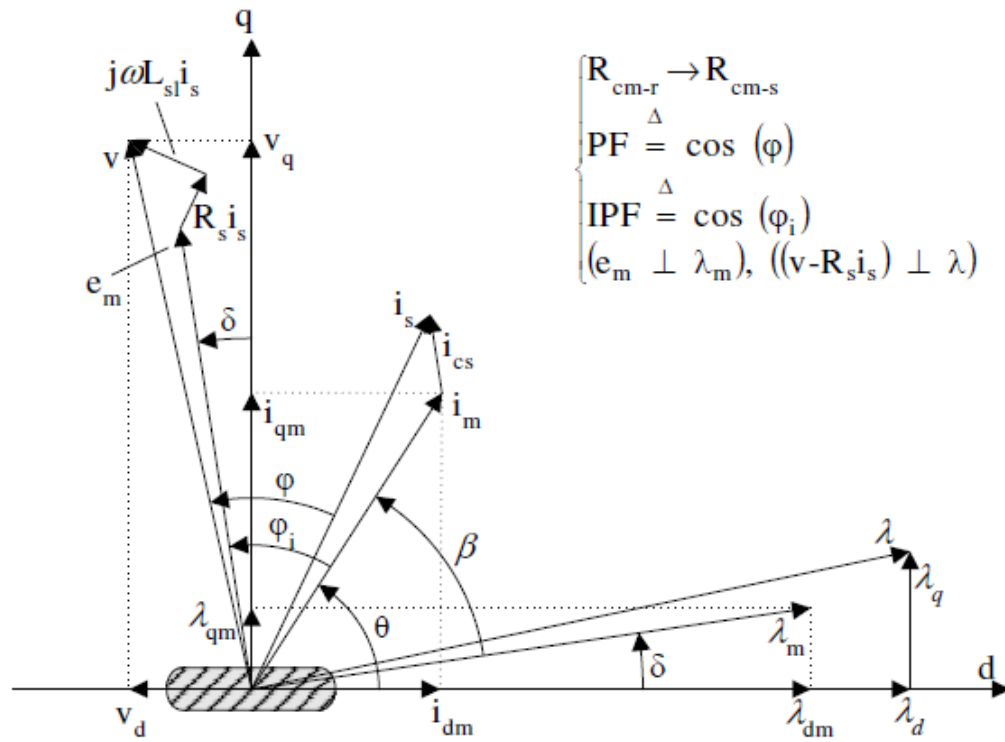


Figure II-14. Le diagramme vectoriel de SynRM

Le circuit de la figure se transforme se forme les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 V_d &= R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_d I_q \\
 V_q &= R_s I_q + L_d \frac{dI_q}{dt} - \omega_r L_q I_d
 \end{aligned}
 \tag{II-18}$$

On peut définir les pertes fer par une résistance fictif donné par l'expression :

$$R_c = \frac{2 P_c}{3 i_{cs}^2}
 \tag{II-19}$$

Ou bien

$$R_c = \frac{3 E^2}{P_c}
 \tag{II-20}$$

Avec P_c représente les pertes fer.

Le couple dû à la saillance est représenté par l'équation suivante :

$$T_e = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q
 \tag{II-21}$$

La puissance développée dans le moteur peut être dérivée en négligeant les pertes de cuivre et de fer ;

$$P_e = \frac{T_e \omega_r}{p} = \frac{3}{2} (L_d - L_q) \frac{\frac{1}{2} V_s^2 \sin(2\sigma)}{\omega_r L_d L_q} \quad (\text{II-22})$$

Avec σ : est l'angle entre le vecteur tension et l'axe q.

Avec le circuit équivalent, (voir Figure II-9), et le diagramme vectoriel, (voir Figure II-10), les principales caractéristiques de la machine peuvent être calculées en régime permanent comme suit.

Le facteur de puissance interne peut s'écrire par l'expression suivante :

$$\cos \varphi = \cos \left(\frac{\pi}{2} + \sigma - \vartheta \right) \quad (\text{II-23})$$

$$\cos \varphi = \left(\tan^{-1} \left(\frac{\frac{L_d i_d + i_q}{L_q i_q + i_d}}{\frac{L_d - 1}{L_q}} \right) \right) = \frac{(\xi - 1)}{\xi^2 \frac{1}{\sin^2 \theta} + \frac{1}{\cos^2 \theta}}$$

$$\cos \varphi = (\xi - 1) \sqrt{\frac{\sin(2\theta)}{\xi^2 (\tan \theta + \xi^2 \cos^2(\theta))}} \quad (\text{II-24})$$

Le facteur de puissance interne dépend fortement du rapport de saillance de la machine et il sera maximisé lorsque $\tan \theta = \sqrt{\xi}$, le facteur de puissance maxi peut être calculé selon l'équation suivante :

$$\cos(\theta)_{Max} = \frac{(\xi - 1)}{\xi + 1} \quad (\text{II-25})$$

Le facteur de puissance aux bornes peut être calculé comme suit :

$$\cos(\theta)_{Max} = \frac{V_d i_d + V_q i_q}{V |i_s|} \quad (\text{II-26})$$

La résistance équivalente totale qui représente les pertes fer dans le stator R_c peut s'écrire comme suit, d'après la figure (II.12) :

$$R_c = \frac{3|E|^2}{P_{fer}^{tot}} \quad (\text{II-27})$$

Et le courant de perte fer sera le suivant :

$$i_{cs} = \frac{e_m}{R_c} \quad (\text{II-28})$$

II.8.1 Conception de la machine SynRM

La conception des machines à réluctance synchrone (SynRM) a été un sujet majeur de recherche et de développement depuis l'introduction de cette technologie en 1923 [40]. Ces recherches se sont concentrées sur trois catégories différentes :

- Maximiser la capacité de couple,
- Minimiser l'ondulation du couple
- Évaluer et comparer ses performances avec les solutions industrielles traditionnelles / nouvelles.

En plus, la conception est une étape préliminaire de dimensionnement analytique est généralement la première étape de toute procédure de conception d'une machine électromagnétique. Dans cette étape, les dimensions générales de la machine sont déterminées [58],[17] [40].

L'approche de dimensionnement classique d'une SynRM repose sur la relation de couple pour les machines cylindriques courantes, dérivée de l'énergie du champ magnétique à l'entrefer de la machine, dont l'expression générale est la suivante[59].

$$T ; V \cdot B \cdot J \quad (\text{II.29})$$

Où

T : est le couple.

V : est le volume du rotor.

B : est la densité de flux de l'entrefer, généralement appelée charge magnétique.

J : est la densité de courant linéaire.

Une nouvelle approche de dimensionnement capable de prendre en compte la nature saillante du rotor EM a été introduite dans [60]. La saillance (2) a été dérivée en considérant les coefficients de magnétisation des axes d et q qui quantifient la conductivité magnétique des axes respectifs. La saillance peut ensuite être obtenue comme suit :

$$\xi = \frac{L_d}{L_q} = \frac{L_{dm} + L_l}{L_{qm} + L_l} = \frac{L_m K_{dm} + L_m K_{qm}}{2L_m K_{qm}} \quad (\text{II.30})$$

Où L_m représente l'inductance de magnétisation, L_l est l'inductance de fuite et K_{dm} et K_{qm} sont les coefficients de magnétisation des axes d et q. L'hypothèse principale est que L_{qm} est supposée être associée au flux de fuite. Par conséquent, $L_l = L_{qm}$.

Dans [61], l'équation générale de dimensionnement a été dérivée en tenant compte de la nature saillante de la machine en utilisant l'équation :

$$D_{ro} = \sqrt{\frac{T \gamma \mu_0 q K_{dm} \sqrt{\xi}}{B_{ld}^2 \pi g \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\xi - 1}\right)^2 \xi}}} \quad (II.31)$$

Où

D_{ro} : est le diamètre du rotor.

q : est le nombre d'encoche par pôle par phase.

g : est l'épaisseur de l'entrefer.

μ_0 : est la perméabilité relative du vide, tandis que le rapport d'aspect

γ : est un rapport d'aspect défini par :

$$\gamma = \frac{L}{D_{ro}} \quad (II.32)$$

Où L : est la longueur axiale de la machine.

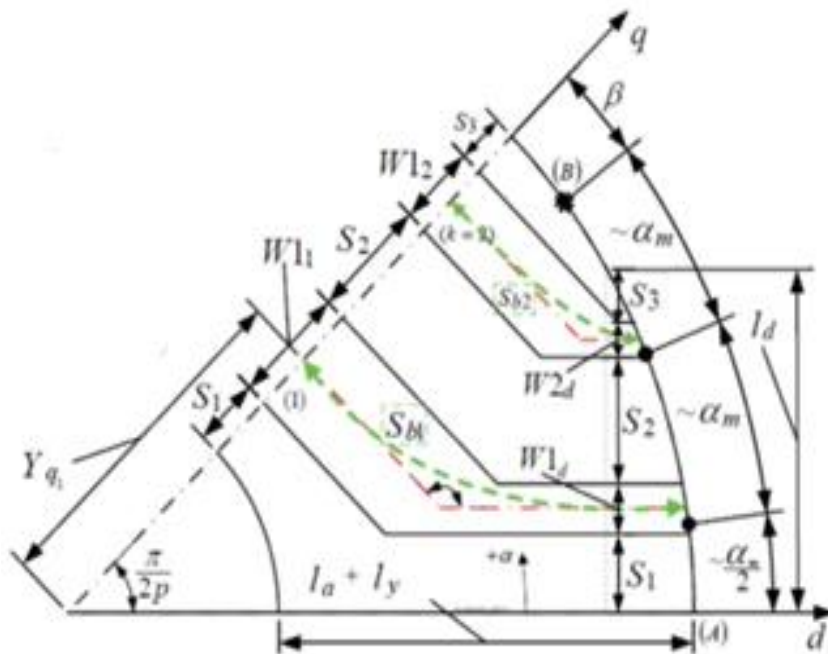


Figure II-15. Géométrie du rotor et paramètres microscopiques et macroscopiques associés [49]

On peut définir quelques paramètres clés qui ont un impact sur les performances de la machine synchrone à reluctance variable [38] comme suit :

- Fer total dans l'axe q $l_y = S_1 + S_2 + S_3$
- Air total dans l'axe q $l_a = W_{l1} + W_{l2}$

II.8.2 Effet du ratio d'isolation

Le ratio d'isolation k_{wq} est la valeur qui permet de régler les épaisseurs des barrières dans la structure de rotor à barrières de la SynRM. Ce paramètre est défini par le rapport entre l'épaisseur totale de l'air et l'épaisseur totale de fer sur l'axe q figure. (II.15) qui est donné par [60] [59].

$$k_{wq} = \frac{l_a}{l_y} = \frac{W_{l1} + W_{l2}}{S_1 + S_2 + S_3} \quad (\text{II.33})$$

Où W_{l1} et W_{l2} sont les épaisseurs des barrières et S_1, S_2, S_3 les épaisseurs des segments (fers).

La largeur d'une barrière de flux (W_{lk}) adjacente à un segment de flux avec la largeur S_k est calculée par :

$$W_{lk} = \frac{K_{wq}}{1 - K_{wq}} S_k \quad (\text{II-34})$$

Par conséquent, $K_{wq} = 0$ signifie que le rotor ne possède pas de barrières, seulement des fers, tandis que

$K_{wq} = 1$ signifie que l'épaisseur totale de l'air et des segments (fers) sont égaux.

Dans la SynRM pour augmenter l'inductance L_d , il faut augmenter l'épaisseur de fer dans le rotor. Pour diminuer l'inductance L_q , il faut augmenter l'épaisseur d'air [6]. L'objectif ici est de maximiser l'inductance

L_d et de minimiser l'inductance L_q afin de maximiser les deux contraintes ($L_d - L_q$) et $\xi = \frac{L_d}{L_q}$. Donc, il faut

trouver la valeur de K_{wq} optimal pour optimiser la performance de la machine.

Pour étudier l'effet du ratio d'isolation K_{wq} sur les inductances L_d et L_q , l'effet de ratio d'isolation a été étudié en changeant l'épaisseur de la barrière comme il est montré sur la figure (II.16). A chaque étape, le ratio

d'isolation K_{wq} est augmenté de 0,1. Les valeurs ($L_d - L_q$) et ($\xi = \frac{L_d}{L_q}$) ont été calculées en fonction du ratio

d'isolation K_{wq} et sont illustrées à la figure (II.15). La figure (II.16) montre les ondulations de couple et le

facteur de puissance maximum PF_{max} . On peut observer que le ratio d'isolation entre 0,6 et 0,7 est un bon compromis entre le facteur de puissance et le couple développé. En fait, comme la différence (L_d-L_q) est liée directement au couple et le rapport $(\xi = \frac{L_d}{L_q})$ fixe le facteur de puissance, un ratio d'isolation à 0,7 donne un bon facteur de puissance de la machine mais dégrade en même temps son couple électromagnétique. La valeur $K_{wq} = 0.6$ minimise l'ondulation du couple. Cette valeur est la même avec la valeur optimale dans [60].

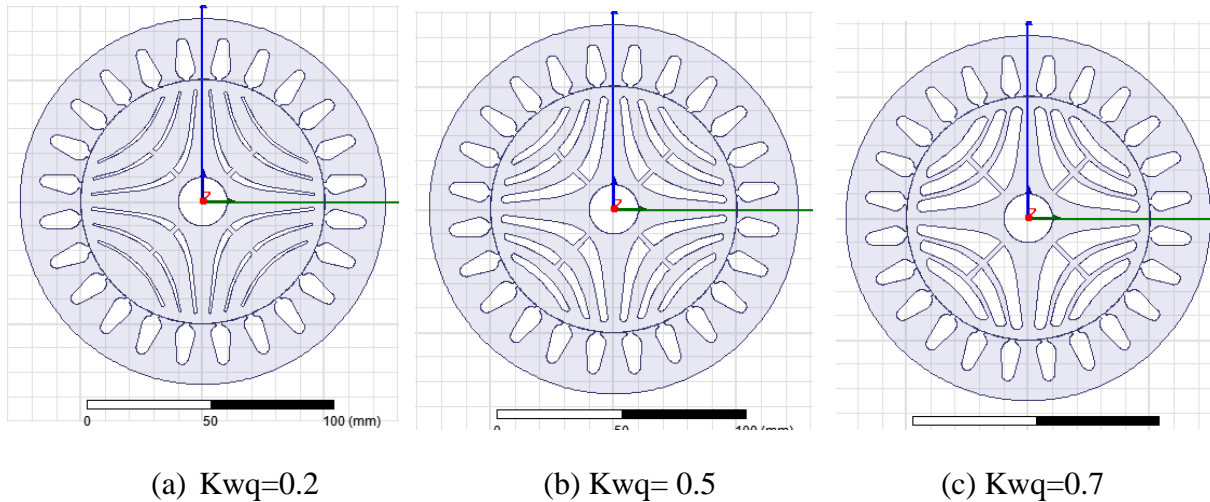


Figure II-16. Ratio d'isolation $kwq=0.2, 0.5, 0.7$

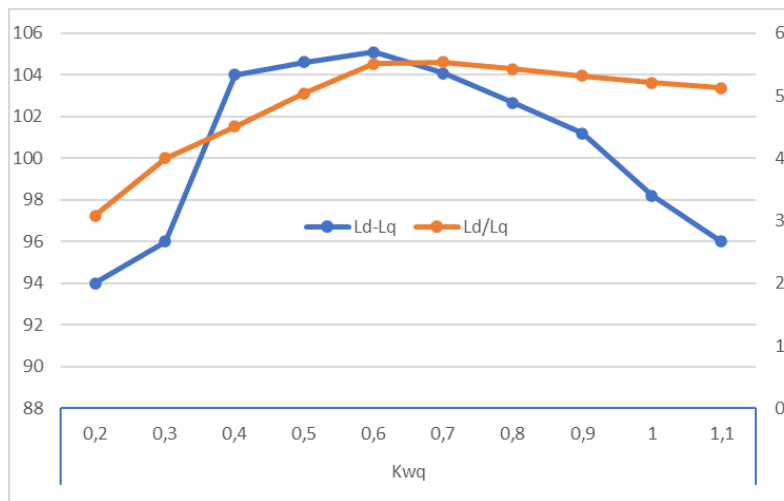


Figure II-17. L_d-L_q et L_d/L_q en fonction du rapport d'isolation

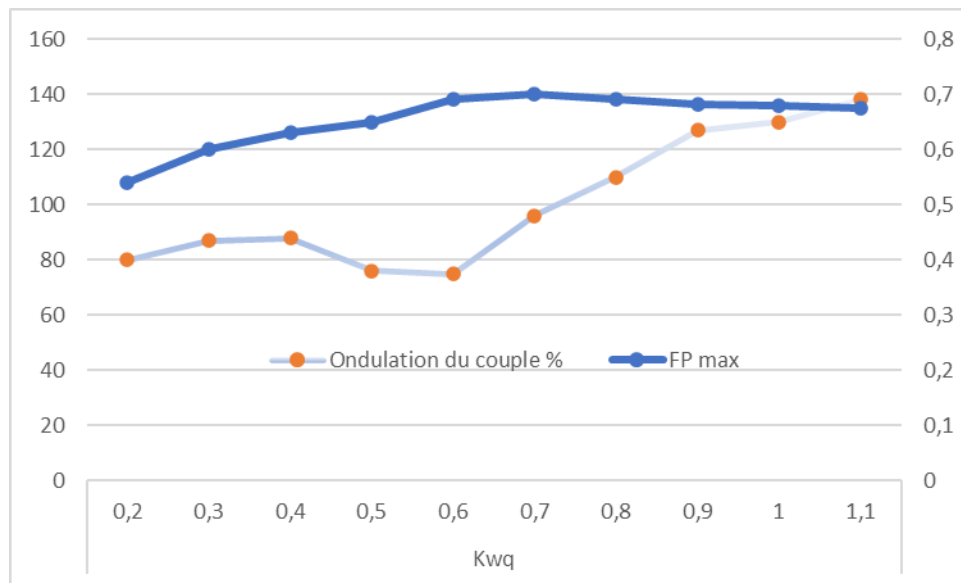


Figure II-18. Ondulation du couple et FPmax

II.9 Conclusion :

Au cours de cette étude, nous avons exploré les principaux aspects de la conception de la machine SynRM, en mettant l'accent sur la modélisation. Nous avons examiné en détail les caractéristiques électromagnétiques, mécaniques de la machine, ainsi que les paramètres clés qui influencent ses performances.

Nous avons constaté que la modélisation joue un rôle central dans la conception de la SynRM, permettant de simuler son comportement dans différentes conditions, et de prédire avec précision ses performances. Cependant, la complexité de la géométrie de la SynRM représente un défi particulier, nécessitant des approches de modélisation sophistiquées.

III. Modélisation électromagnétique de la machine SynRM

III.1 Modélisation numérique :

La modélisation numérique par éléments finis des phénomènes magnétique repose sur la résolution numérique de la formulation intégrale des équations de Maxwell sur un domaine d'étude borné. La formulation intégrale de ces équations provient de l'application des théorèmes de Stokes et de divergence qui permettent l'intégration des formes différentielles. Les équations de Maxwell sont mises en place pour lier les différentes grandeurs électriques et magnétiques et sont aux nombres de quatre. En régime quasi statique (basse fréquence), les courants de déplacement électrique, introduit par le terme ∂D , sont négligés. A ces équations s'ajoutent deux autres relations afin de prendre en compte les caractéristiques magnétiques et électriques des matériaux.

III.1.1 Equations générales de MAXWELL :

Les équations de Maxwell sont un ensemble de quatre équations aux dérivées partielles du premier ordre et couplées qui décrivent tous les phénomènes électromagnétiques de tout système électromagnétique. Ces équations sont généralement interdépendantes parce que les phénomènes électriques et magnétiques sont couplés. Elles sont valables dans différents milieux (air, milieu non homogènes, non linéaires et anisotropes...) [62].

Les phénomènes électromagnétiques peuvent être exprimés par six grandeurs vectorielles spatio-temporelles qui sont : le champ électromagnétique généré par sources est décrit par l'induction électrique D et le champ magnétique H qui vérifient le « 1^{er} groupe » des équations de Maxwell [63] [64].

❖ Equation de Maxwell-Ampère :

Les champs magnétiques peuvent être générés de deux manières : par la variation d'un champ électrique ou par les courants électriques.

$$\overrightarrow{rot}(\vec{H}) = \vec{J}_c + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{III.1})$$

❖ Equation de Maxwell-Faraday :

Un champ électrique peut induire un champ magnétique. Ce champ induit est utilisé dans de nombreux générateurs électriques. Un aimant permanent en rotation qui crée un champ magnétique en mouvement, génère un champ électrique dans un fil à proximité.

$$\overrightarrow{rot}(\vec{E}) = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.2})$$

❖ Equation de conservation du flux magnétique :

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

❖ Equation de Maxwell-Gauss :

Cette loi relie le flux électrique à travers n'importe quelle surface de Gauss fermée [9].

$$\overrightarrow{div}(D) = \rho \quad (\text{III.4})$$

Les équations (II.17) et (II.20) expriment l'évolution des grandeurs électriques et magnétiques alors que l'équation (II.19) présente la conservation du flux magnétique. A partir des deux équations (II.17) et (II.20), on obtient la loi de conservation de la charge électrique :

$$\overrightarrow{div}(\vec{J}) + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.5})$$

III.1.2 Comportement des matériaux :

Les équations de Maxwell s'appliquent à tous les milieux. il faut toujours ajouter à ces équations des relations particulières aux milieux considérés. Pour prévoir le comportement des phénomènes électromagnétiques, Ces relations s'expriment de la façon suivante : [3]

$$\begin{cases} \vec{D} = \varepsilon \vec{E} \\ \vec{B} = \mu \vec{H} + \vec{B}_r \\ \vec{J}_c = \vec{J}_s + \sigma(\vec{E} + \vec{v} \wedge \vec{B}) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

- ❖ Le vecteur v représente la vitesse de déplacement des charges dans le champ B .
- ❖ Le vecteur B_r représente l'induction rémanente.
- ❖ Le coefficient ε est la permittivité électrique, il vaut ε_0 dans le cas du vide et est supérieur pour tous les autres matériaux.
- ❖ Le coefficient μ est la perméabilité magnétique, il est égal à μ_0 dans le cas du vide et supérieur pour tous les autres matériaux magnétiques.
- ❖ Le coefficient σ est la conductivité électrique. Elle est nulle dans le cas du vide.

Ces équations doivent être associée la loi d'ohm généralisée [4] :

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

III.1.3 Modèle magnétostatique :

Dans une étude magnétostatique on considère que le temps est figé et on prend une position donnée pour déterminer la répartition de champ magnétique de la machine, puisque on n'a pas une variation par rapport le temps.

III.1.4 II.3.3.1. Modèle magnétostatique scalaire :

Dans ce modèle, on suppose qu'on a les courants électriques nuls dans la pièce à étudier et que les champs ne dépendent pas du temps. On s'intéresse aux grandeurs \vec{H} et \vec{B} .

Donc on obtient les équations de maxwell qui se réduisent à :

$$\overline{div}(\vec{B}) = 0 \quad (\text{III.8})$$

$$\overline{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \quad (\text{III.9})$$

Considérant plus particulièrement les matériaux ferromagnétiques représentatifs de notre machine, on dispose de la loi :

$$\vec{B} = \mu\vec{H} + \vec{B}_r \quad (\text{III.10})$$

Dans le cas ou la densité de courant surfacique est nulle, on aura une fonction potentiel scalaire magnétique ϕ telle que :

$$\vec{H} = -grad \phi \quad (\text{III.11})$$

Les équations de ce modèle sont regroupées pour former l'équation globale suivante :

$$div(\mu grad \phi) = div \vec{B} \quad (\text{III.12})$$

III.1.5 Modèle magnétostatique vectoriel :

Comme le cas précédent, on suppose que le champ magnétique est produit par des sources indépendantes du temps. Donc $\frac{\partial B}{\partial t} = 0$ et les champs électrique et magnétique sont découplés. Dans le cas d'un objet parcouru par des courants non nuls, on obtient les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{rot}(\vec{H}) = \vec{J} \\ \overline{div}(\vec{B}) = 0 \\ \vec{B} = \mu\vec{H} + \mu_0 \vec{M} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (\text{III.13}) \\ (\text{III.14}) \\ (\text{III.15}) \end{array}$$

L'équation (III.14) permet de définir une fonction potentiel vecteur magnétique \vec{A} telle que :

$$\vec{B} = \overrightarrow{rot}(\vec{A}) \quad (\text{III.16})$$

Pour que \vec{A} soit totalement défini, il faut également fixer la valeur de sa divergence. En ajoutant la condition jauge de coulomb.

$$\text{div}(\vec{A}) = 0 \quad (\text{III.17})$$

III.1.6 Modelé magnétodynamique :

Dans le cas 2D, la formulation magnétodynamique présente les avantages suivants :

- ❖ Le système d'équations possède une seule inconnue.
- ❖ Une seule composante, A_φ , dans un cas axisymétrique.
- ❖ Les autres grandeurs physiques peuvent être déduites.

Nous nous intéressons ici à la formulation $\vec{A} - V$ dans le cas général. [7] [8]

Après les équations (III.6), (III.2) et (III.16) $\vec{B} = \overrightarrow{rot}(\vec{A})$ dont \vec{A} : Le potentiel vecteur magnétique, la substitution de (III.16) dans (III.13), donne :

$$\overrightarrow{rot}\left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{t}\right) = 0 \quad (\text{III.18})$$

D'où on peut déduire que le champ $\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{t}$ est un champ conservatif, alors :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{t} = -\overrightarrow{grad}(V) \quad (\text{III.19})$$

Soit :

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{t} - \overrightarrow{grad}(V) \quad (\text{III.20})$$

A partir des équations (III.1) et (III.10) on aura :

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu} \vec{B}\right) = \vec{J}_t \quad (\text{III.21})$$

Tenons compte les équations (III.7), (III.16) et (III.1) :

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu} \overrightarrow{rot}(\vec{A})\right) = \vec{J}_s + \sigma \vec{E} + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{III.22})$$

D'où :

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}(\vec{A})\right) = \vec{J}_s - \sigma\frac{\overrightarrow{\partial A}}{\partial t} + \overrightarrow{grad}(V) + \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) \quad (\text{III.23})$$

Soit :

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}(\vec{A})\right) + \sigma\frac{\overrightarrow{\partial A}}{\partial t} + \sigma\overrightarrow{grad}(V) - \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) = \vec{J}_s \quad (\text{III.24})$$

Afin de résoudre cette équation à deux inconnues (\vec{A}, V) , on doit fixer la divergence du potentiel A pour assurer l'unicité de la solution. On rajoute alors la condition $\overrightarrow{div}(\vec{A}) = 0$ appelée Jauge de Coulomb. Soit :

$$\begin{cases} \overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}(\vec{A})\right) + \sigma\frac{\overrightarrow{\partial A}}{\partial t} + \sigma\overrightarrow{grad}(V) - \sigma(\vec{u} \wedge \vec{B}) = \vec{J}_s \\ \overrightarrow{div}(\vec{A}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Cette hypothèse de Jauge est valable dans la configuration axisymétrique. Le terme $\overrightarrow{grad}(V)$ en axisymétrique égale à 0. On peut négliger le terme $\sigma(\vec{u} \wedge \vec{B})$ pour des vitesses de déplacement faibles alors Le système (III.25) devient alors :

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}(\vec{A})\right) + \sigma\frac{\overrightarrow{\partial A}}{\partial t} = \vec{J}_s \quad (\text{III.26})$$

Si les sources de courants sont alternatives, on peut utiliser la représentation de Fresnel pour modéliser la variation temporelle. Le terme $\sigma\frac{\overrightarrow{\partial A}}{\partial t}$ qui représente les courants d'induit dans les barres rotorique est supprimé pour notre machine étudié, donc l'équation (III.26) devient :

$$\overrightarrow{rot}\left(\frac{1}{\mu}\overrightarrow{rot}(\vec{A})\right) = \vec{J}_s \quad (\text{III.27})$$

L'utilisation de cette dernière formulation est très répondeuse pour la résolution des problèmes.

III.2 La méthode de résolution

De manière générale, la modélisation de la distribution du champ électromagnétique est une étape clé dans le processus de conception pour le développement de systèmes électromécaniques.

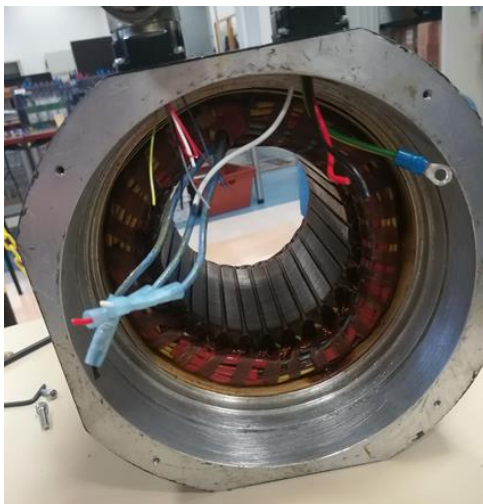
Les techniques de modélisation peuvent ainsi être classées en différentes catégories :

- Méthode graphique de Lehmann (1909) [65];
- Méthodes numériques (c'est-à-dire l'analyse par éléments finis [66], par différences finies[67] ou par éléments aux limites[68]);
- Circuit équivalent électrique/thermique/magnétique (EEC/TEC/MEC) [69] [70] ;
- Méthode de cartographie de Schwarz-Christoffel (SC) [62] [71] ;
- Méthodes de Maxwell-Fourier [72] [73]: (i) Modèles multicouches ; (ii) modèle des valeurs propres ; et (iii) technique de sous-domaine.

III.2.1 La résolution numérique

Dans cette partie, la machine est modélisée et étudiée numériquement avec un logiciel d'éléments finis 2D (flux 2d Altair). La machine existe au niveau de l'Université de technologie de Belfort Montbéliard (UTBM) a été étudiée de façon plus approfondie, notamment en analysant la répartition de champs, le flux, les inductances propres ainsi les inductances sur l'axe directe et quadrature, le facteur de puissance et le couple développer.

La figure (III.1) représenté la machine étudiée au niveau de UTBM



Stator



Rotor

Figure III-1. Le stator et rotor de la machine SynRM

III.2.2 Description de la machine :

La machine étudiée est une machine synchrone à réluctance variable d'une puissance de 2 kW. Son stator est composé de 4 pôles et de 27 encoches, avec des enroulements fractionnels répartis en deux (2) faisceaux par encoche, comprenant 20 brins actifs pour chaque faisceau. Cette configuration génère une force magnétomotrice (Fmm) dont la forme s'approche d'une sinusoïde, ce qui permet de minimiser les pertes associées. Le tableau (III-1) présente la répartition des enroulements pour les trois phases.[6]

Tableau III-1 Répartitions des enroulements statoriques

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27
+	+	+	-	-	+	+	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-	+	+	+	+	-	-	+	+	-	+
A	A	A	B	B	C	C	A	B	B	B	B	A	A	B	B	B	C	C	C	C	A	A	B	B	C	+A
+	-	-	+	+	-	-	-	-	+	-	-	-	-	+	+	-	-	+	-	-	+	+	-	-	-	-
A	B	B	C	C	A	A	A	A	B	C	C	C	C	A	A	B	B	C	A	A	B	B	C	C	C	C

Le schéma panoramique de cette répartition des enroulements pour les trois phases est donné par la figure (III-2). Grâce à cette configuration, la machine présente plusieurs avantages [74]:

- Une conception plus compacte.
- Un processus d'enroulement simplifié.
- Un volume de cuivre réduit, ce qui entraîne un coût de fabrication moins élevé.
- Une réduction significative des pertes Joule, ce qui se traduit par une amélioration du rendement.

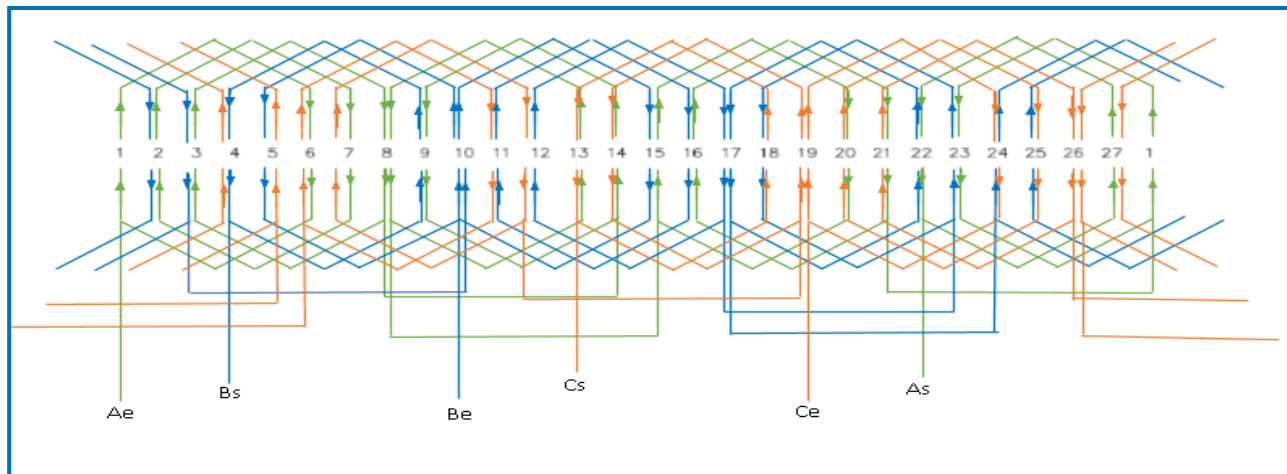


Figure III-2 Schéma panoramique de bobinage statorique

Le tableau de caractéristique de la machine étudiée est représenté par le tableau III-2. :

Tableau III-2 caractéristique de la machine SynRM

Caractéristique	Valeur
Puissance nominal	2kW
Vitesse	1500 tr/min
Courant nominal	5.4 A
Couple nominal	12.4 Nm
Tension nominale	400 VDC
Résistance d'une phase	3.7 Ω
Ld (Reluctance d'axe direct)	34.1 mH
Lq (Reluctance d'axe quadratique)	218 mH
Déphasage entre I _{ph} et axe q	65 °
Inertie de Rotor	78 kgcm ²
Classe d'isolation	F

III.2.3 Dimension de la machine SynRM

Les dimensions de la machine étudiée représentée par le Tableau (III-3) sont données par le tableau suivant

Tableau III-3 Dimension de la machine SynRM

Caractéristique	Valeur
Rayon interne du rotor	16mm
Rayon externe du rotor	54mm
Entrefer	0.3mm
Rayon interne du stator	54.3mm
La hauteur des encoches	14mm
Rayon externe du stator	85.25
Ouverture des encoches	130.20°
La longueur axial	120mm

III.3 Simulation de la machine étudiée :

La simulation est réalisée à l'aide du logiciel Flux 2D, un outil puissant permettant de modéliser et d'analyser le comportement électromagnétique de la machine. Ce logiciel prend en compte une multitude de paramètres, notamment la géométrie, les matériaux, les enroulements, et les conditions de fonctionnement. Cette modélisation fine nous offre la possibilité d'évaluer les performances de la machine dans diverses situations, ce qui se révèle essentiel pour le processus de conception et d'optimisation.

Le processus de construction d'une étude par éléments finis repose sur plusieurs étapes, comme illustré dans la figure III-3. Ce processus méthodique nous guide depuis la définition des paramètres initiaux jusqu'à l'analyse détaillée des performances électromagnétiques de la machine, en passant par la création de la géométrie, la détermination des matériaux, et la configuration des conditions de fonctionnement.



Figure III-3. Processus de construction la machine par Flux 2d

III.3.1 Définition de l'application

Avant de commencer la description géométrique, nous avons créé une entité pour une simulation magnétostatique 2D.

Lors de la configuration de cette simulation dans le logiciel Flux 2D comme montré dans la figure (III-4), il était nécessaire de définir la longueur axiale de notre moteur, ce qui est essentiel pour définir les caractéristiques électromagnétiques de la machine et effectuer des simulations précises.

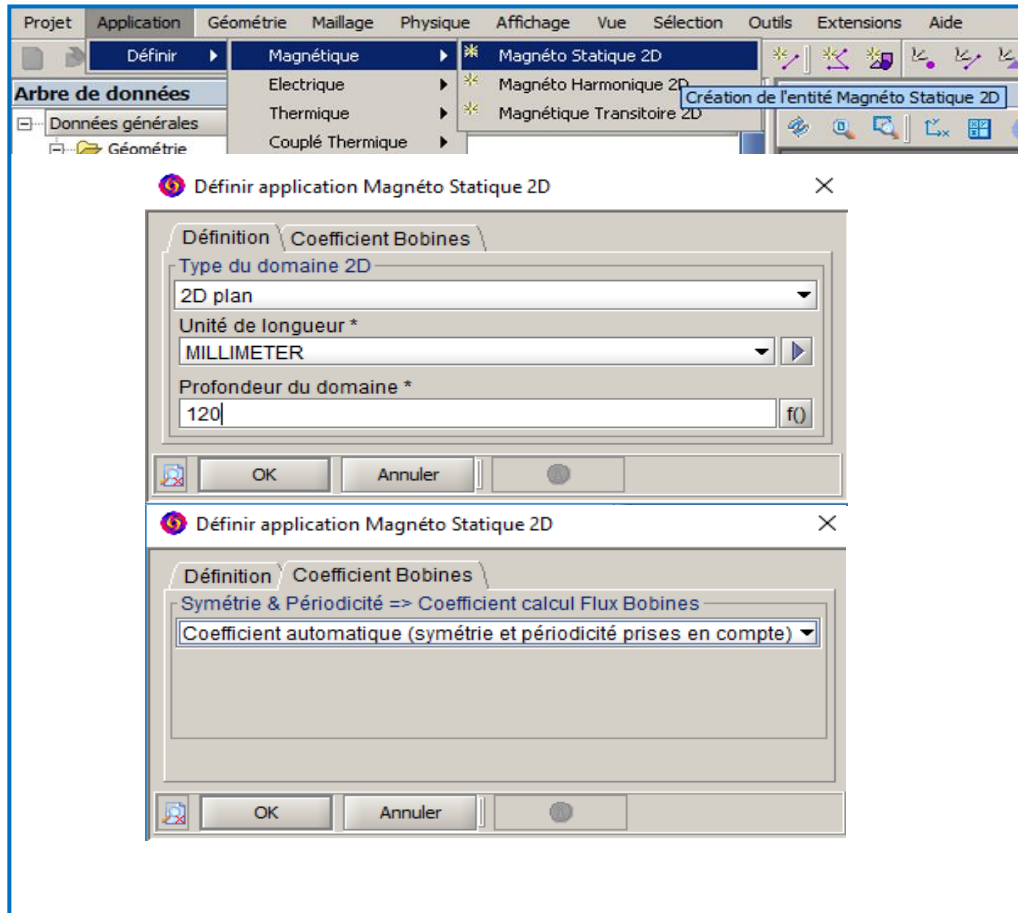


Figure III-4. Définition de l'application

III.3.2 Description géométrique

La création de la géométrie se déroule en trois principales parties :

- Domaine d'étude : Cette partie implique la définition de l'unité de longueur en millimètres et l'unité d'angle en degrés.
- Outils géométriques : Ici, on définit les repères nécessaires pour la géométrie, comme représenté par la figure (III-5)
- Entités géométriques : On détermine des points, des lignes, des surfaces, etc., qui composent la géométrie du modèle, comme illustré dans la figure (III-6).

Afin d'optimiser le temps de calcul, on exploite également les concepts de périodicité et de symétrie. Cela permet de ne représenter qu'une portion du dispositif (par exemple, 1/2, 1/4), ce qui réduit la complexité du modèle tout en préservant sa précision.



Figure III-5. Démarche générale de construction de la géométrie

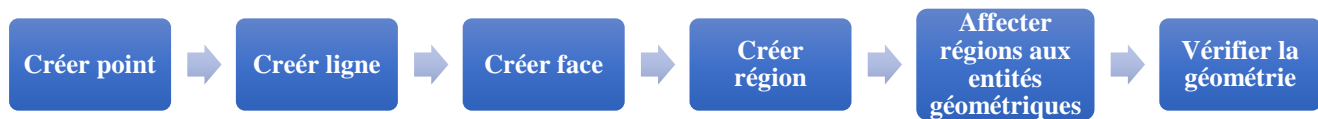


Figure III-6. Processus de construire la géométrie

III.3.3 Création des points, des lignes et des surfaces

À partir du tableau de dimensions, nous pouvons créer les points nécessaires. En reliant ces points, nous obtenons la forme géométrique globale du moteur. Ensuite, en créant des faces à partir de cette forme, nous définissons les différentes parties du moteur.

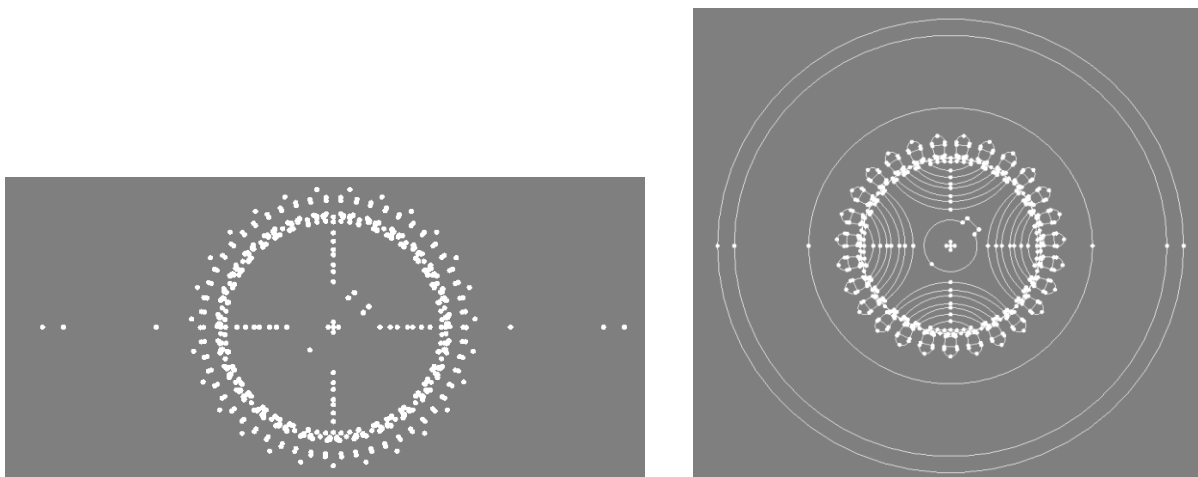


Figure III-7. Création des points, des lignes et des surfaces

III.3.4 Création et affectation des régions surfaciques aux faces

Toutes les surfaces créées dans la partie précédant doivent être associées à sa région correspondante du moteur.

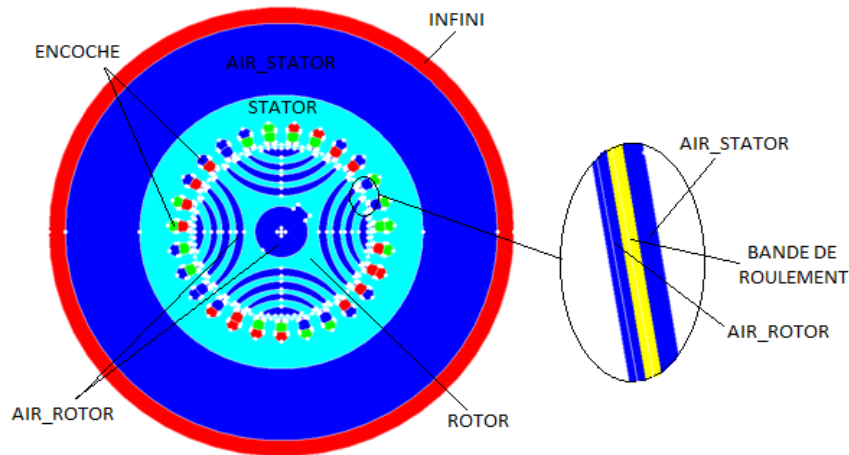


Figure III-8. Création et affectation des régions surfaciques aux faces

Une région est définie comme un ensemble d'entités géométriques de même type (volumes, faces, lignes et points) ayant des propriétés physiques similaires. Comme illustré dans la figure (III-8), plusieurs régions sont présentes. En ce qui concerne les encoches, le stator comporte 27 encoches, chacune d'entre elles étant composée de deux parties (double coche). Il est donc essentiel de différencier chaque région de manière appropriée.

L'entrefer, qui mesure 3 mm, est divisé en trois zones distinctes. La partie centrale est considérée comme une région distincte appelée "bande de roulement", tandis que la partie du côté stator est regroupée dans la région "air de stator", et la partie du côté rotor est incluse dans la région "air de rotor".

Pour une meilleure distinction visuelle, chaque région est associée à une couleur spécifique. En ce qui concerne les encoches, nous avons adopté les codes couleurs présentés dans le tableau 3, ce qui permet de visualiser clairement les phases des courants circulant dans chaque encoche.

III.3.5 Génération du maillage

En général, la résolution par la méthode des éléments finis implique plusieurs étapes, et l'une de ces étapes importantes est le maillage. Le maillage consiste à diviser le domaine d'étude en éléments discrets

(tels que des triangles, des tétraèdres, des hexaèdres, etc.) et à positionner des nœuds sur ces éléments pour effectuer des calculs, selon le type d'application :

- Le potentiel magnétique dans le cas d'une application magnétique.
- Le potentiel électrique dans le cas d'une application électrique.
- La température dans le cas d'une application thermique.

Dans le logiciel Flux, trois outils sont utilisés pour caractériser le maillage :

Le type de mailleur pour définir la forme : Il existe quatre types de mailleurs disponibles :

1. Automatique : Ce type de maillage utilise des éléments triangulaires et tétraédriques. Il est apprécié pour sa simplicité et sa robustesse.
2. Réglé : Ce maillage utilise des éléments quadrangulaires et parallélépipédiques. Il offre un meilleur contrôle de la qualité du maillage et convient aux anisotropies physiques (comme les courants de Foucault).
3. Relié : Ce mailleur permet de copier le maillage d'une face à une autre, ce qui peut être utile dans certaines situations.
4. Extrusif : Il est utilisé pour créer un maillage identique sur les couches extrudées et utilise des éléments quadrangulaires sur les côtés.

Les discrétisations ponctuelles et linéiques pour définir la densité de maillage.

L'ordre du maillage : Vous avez le choix entre le maillage de 1er ordre et le maillage de 2ème ordre. Le maillage de 2ème ordre ajoute un nœud supplémentaire entre chaque paire de nœuds, ce qui permet d'augmenter la précision des calculs.

Figure (III-9) représente le maillage de la machine étudiée.

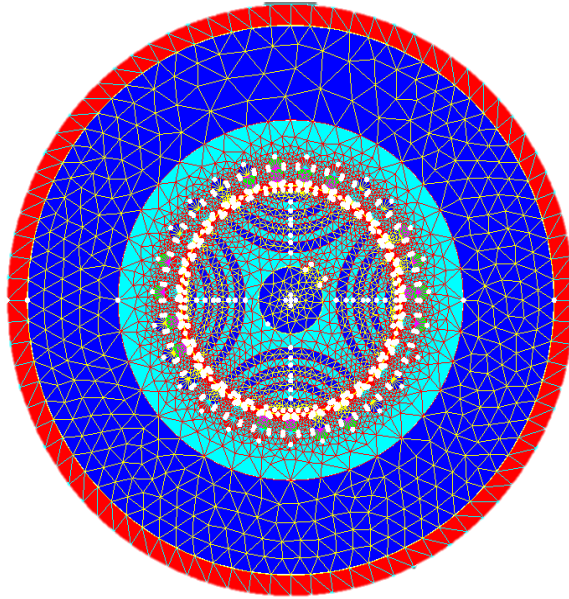


Figure III-9. Maillage de SynRM

III.3.6 Définition des propriétés physiques

- Matériaux :

Un matériau est caractérisé par un ensemble de propriétés physiques, dans notre cas nous avons une caractéristique $B(H)$ autrement la perméabilité (μ).

La figure (III-10) représente la courbe d'hystérésis du matériau utiliser.

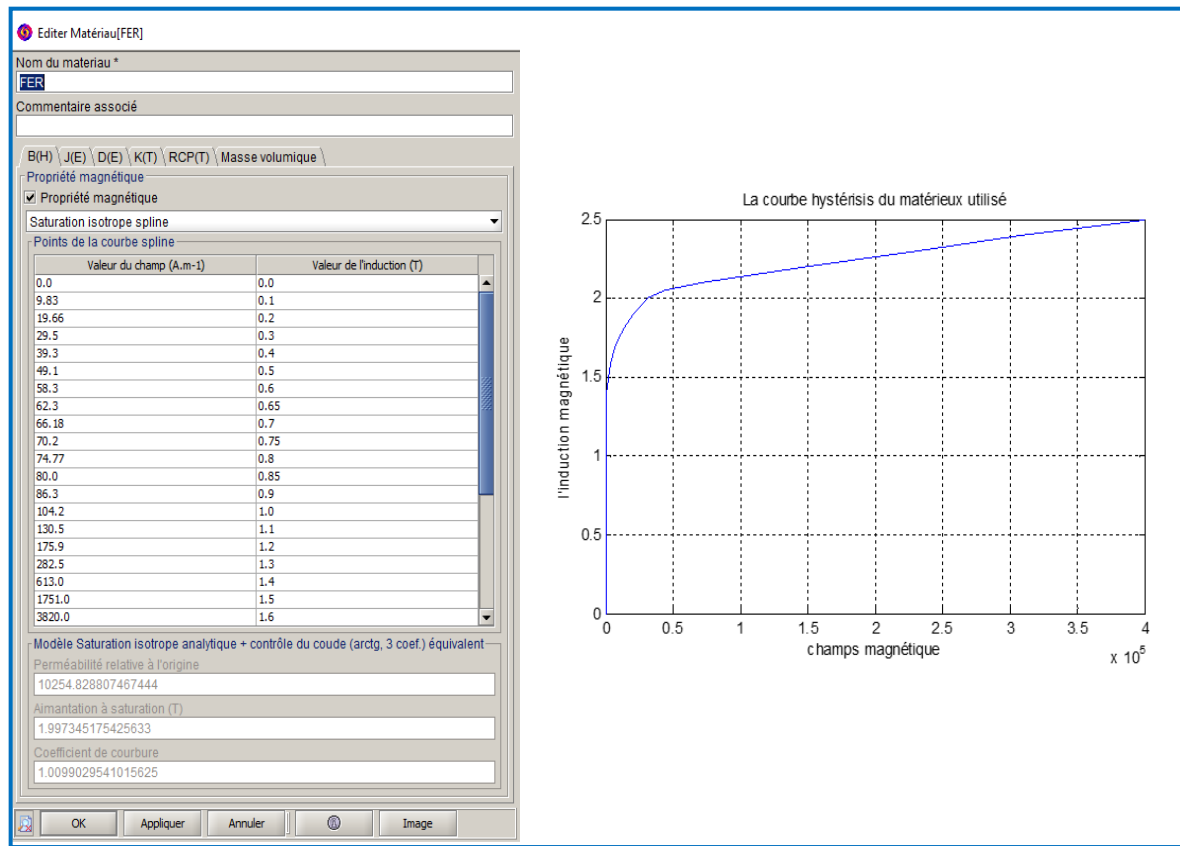


Figure III-10. La courbe d'hystérésis du matériau utilisé.

- Création et affectation des ensembles mécaniques aux régions

Lors de la modélisation, nous devons considérer les ensembles mécaniques pour distinguer la partie mobile de la partie fixe de notre système. Pour la partie mobile, c'est-à-dire le rotor, il est essentiel de définir sa vitesse de rotation ainsi que l'axe autour duquel il tourne.

Dans notre configuration, nous avons deux ensembles mécaniques principaux : le stator et le rotor. Une fois que ces ensembles sont créés, il est nécessaire d'associer chaque région géométrique à son ensemble mécanique approprié.

III.3.7 Création du circuit

Comme nous avons remarqué, nous avons trois courant d'alimentation pour notre moteur, vu que notre système est un système triphasé équilibré, nous avons utilisé deux sources dans notre circuit, la troisième source est calculée automatiquement.

Avec une résistance de 3.7Ω et une réductance d'une valeur faible (afin d'éviter son influence sur la création des flux) notre circuit se représente ci-après :

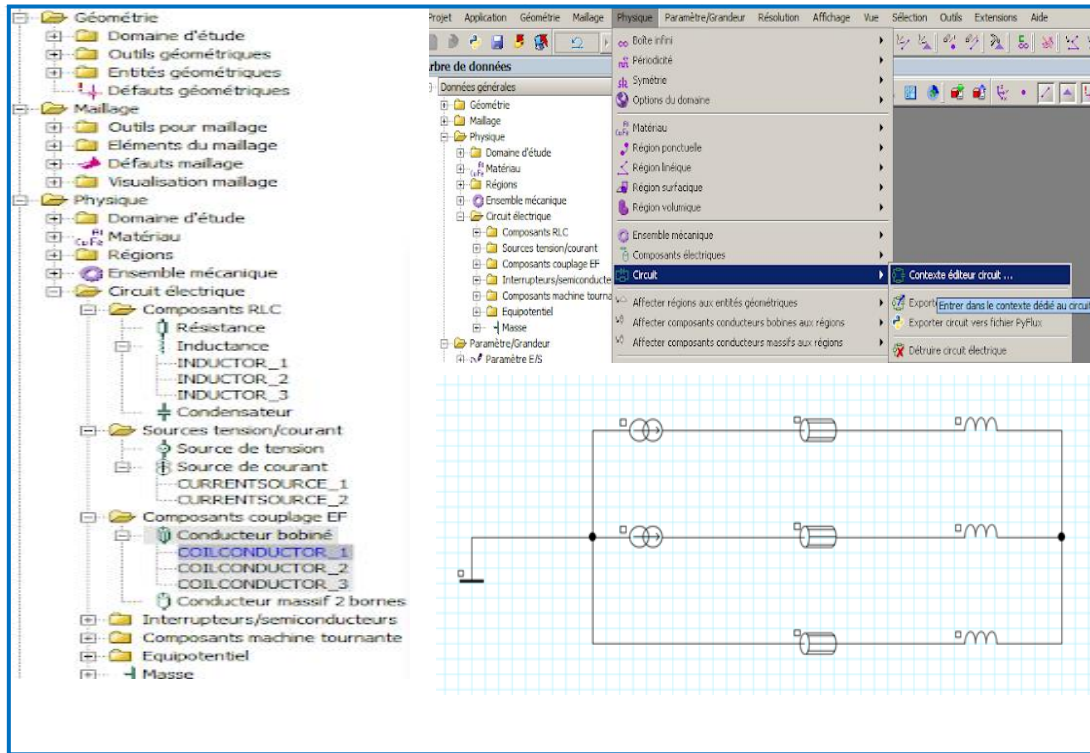


Figure III-11. Création du circuit

III.3.8 Résolution

Le processus de résolution est réalisé automatiquement dans Flux. Cependant le pilotage des paramètres tel que la rotation du rotor, la variation du temps pour un problème transitoire nécessite un scénario de résolution, la figure III-12 montre la configuration de création d'un scénario de résolution.

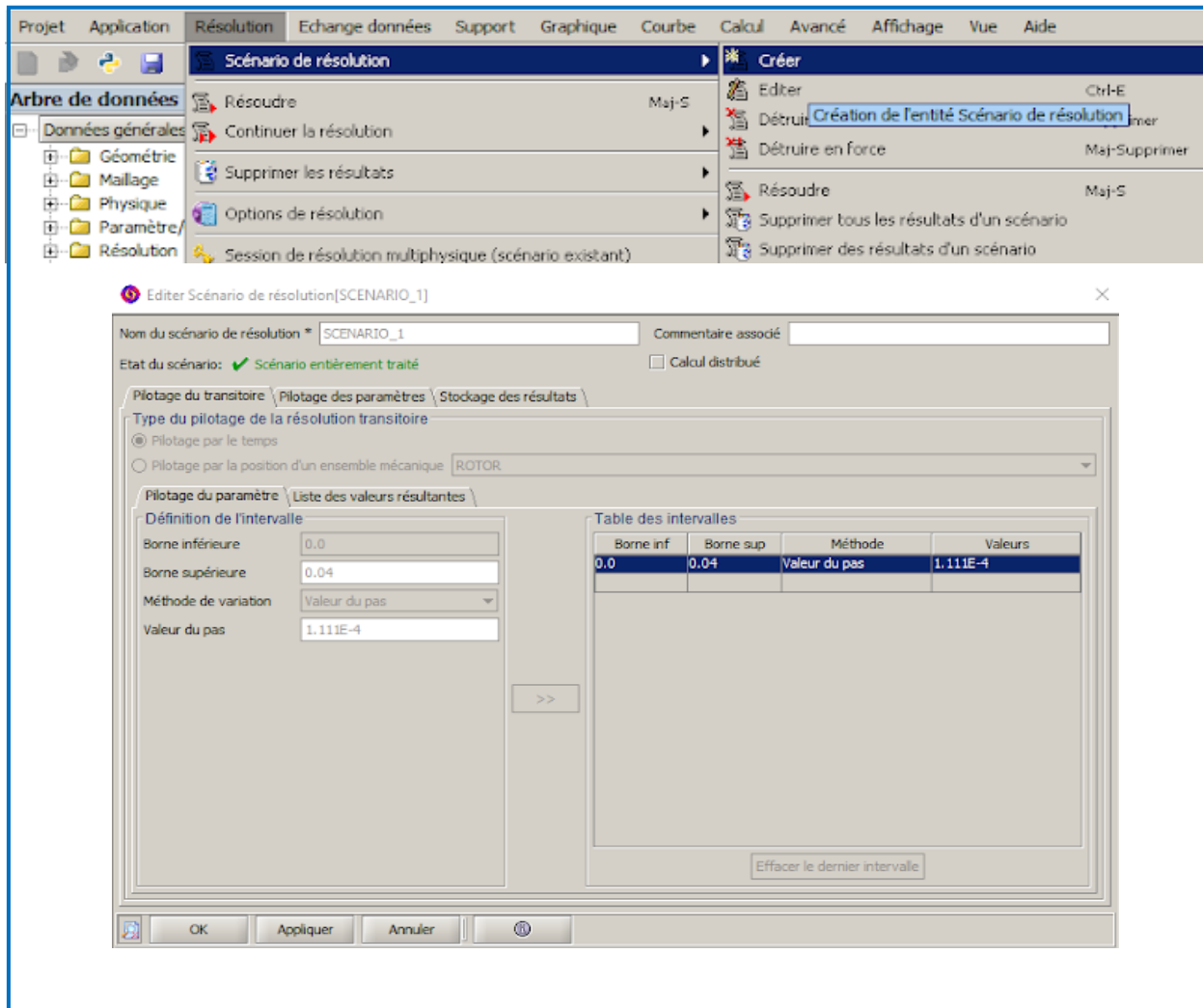


Figure III-12. Création du scénario de résolution

III.4 Résultats de simulation :

Comme illustré dans la figure (III-13), nous avons réussi à obtenir les lignes de flux générées par la distribution des enroulements, comme décrit dans le tableau 3. Ceci garantit que notre simulation fonctionne de manière optimale.

Pour calculer le Champ Electromagnétique d'un moteur triphasé, nous entamons par déterminer le flux à travers chaque section d'encoche pour une position donnée du rotor. Nous supposons que la densité de courant est uniformément répartie sur la section d'encoche, ce qui nous permet de moyennner le potentiel du vecteur sur la zone de l'encoche pour représenter la bobine.

La formule pour calculer le flux φ à travers une section d'encoche est la suivante :

$$\varphi = \frac{L}{S_{encoche}} \iint_S A(r, \theta) r dr d\theta \quad (\text{III-28})$$

Où $S_{encoche}$ représente la surface de l'encoche et peut être calculée comme suit :

$$S_{encoche} = \frac{R_s^2 + R_i^2}{2} \sigma \quad (\text{III-29})$$

Ici, δ désigne l'ouverture de l'encoche, R_s est le rayon statorique, et R_i est le rayon interne du stator.

Cette formule nous permet d'évaluer précisément le flux à travers chaque section d'encoche.

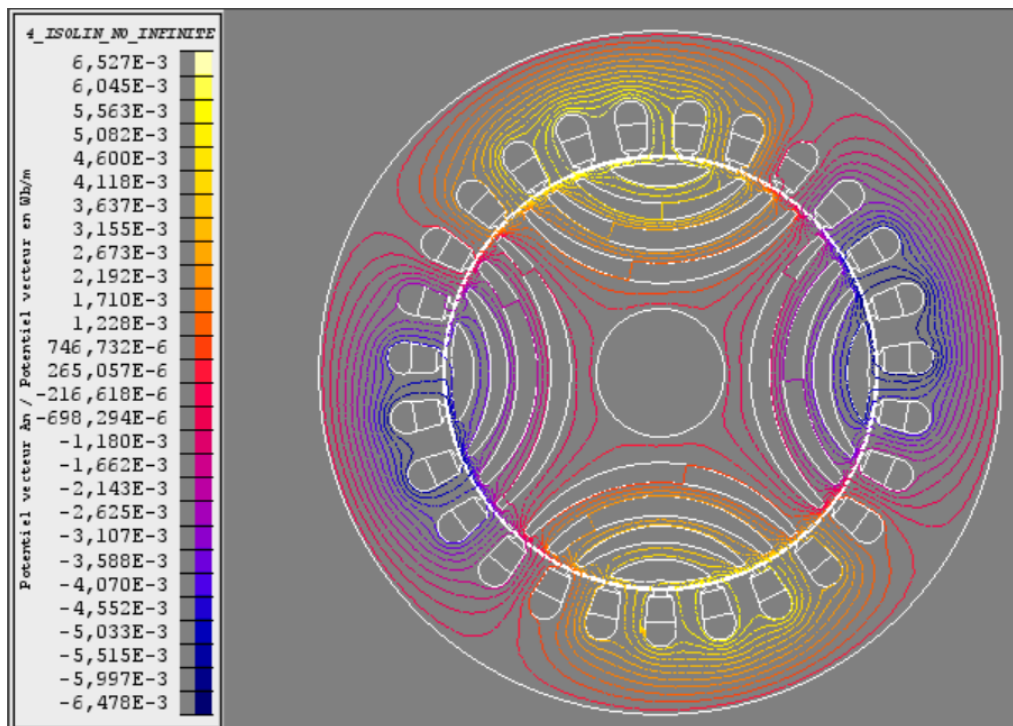


Figure III-13. Les lignes de flux

Les courbes de flux en fonction de l'angle géométrique au niveau de l'entrefer, pour différentes valeurs de courant, sont illustrées dans la figure (III-14). Ces courbes permettent de visualiser le niveau de saturation du matériau, ainsi que les zones où le flux atteint son maximum et son minimum.

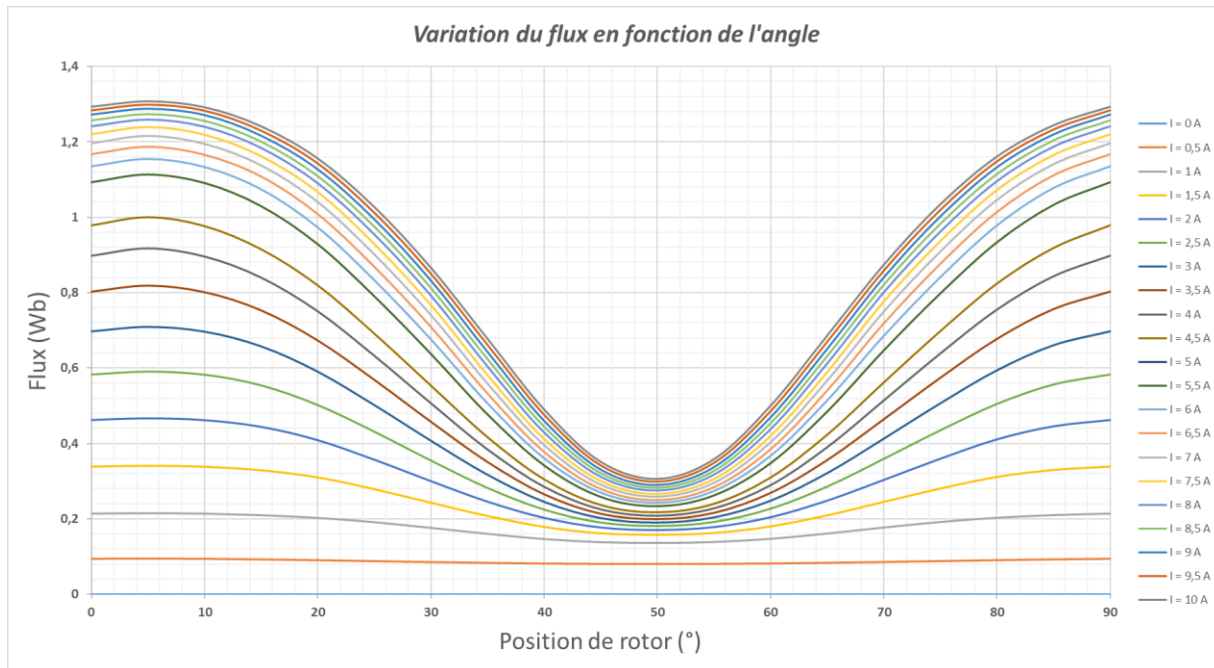


Figure III-14. Les flux au niveau de l'entrefer en fonction de l'angle et les courants

Nous avons eu un courant nominal de 5.4 A et sur les courbes nous pouvons constater qu'au-delà de cette valeur le flux reste similaire selon la position du rotor et nous arrivons à la saturation en régime permanent.

Nous avons eu un courant nominal de 5.4 A et sur les courbes nous pouvons constater qu'au-delà de cette valeur le flux reste similaire selon la position du rotor et nous arrivons à la saturation en régime permanent.

III.4.1 Calcul des inductances :

L'inductance est considérée comme la dérivée du flux en fonction du courant variable :

$$Inductance = \frac{\text{flux}_1 - \text{flux}_2}{I_1 - I_2}$$

Nous avons ensuite calculé les inductances et tracé les courbes de variation de l'inductance en fonction de la position du rotor comme illustrer dans la figure (III-15). L'inductance atteint des valeurs maximales et minimales à des positions spécifiques du rotor. Comme on peut le remarquer, les courbes sont symétriques, ce qui indique que le rotor a une conception symétrique. On peut également noter le niveau de saturation du circuit magnétique.

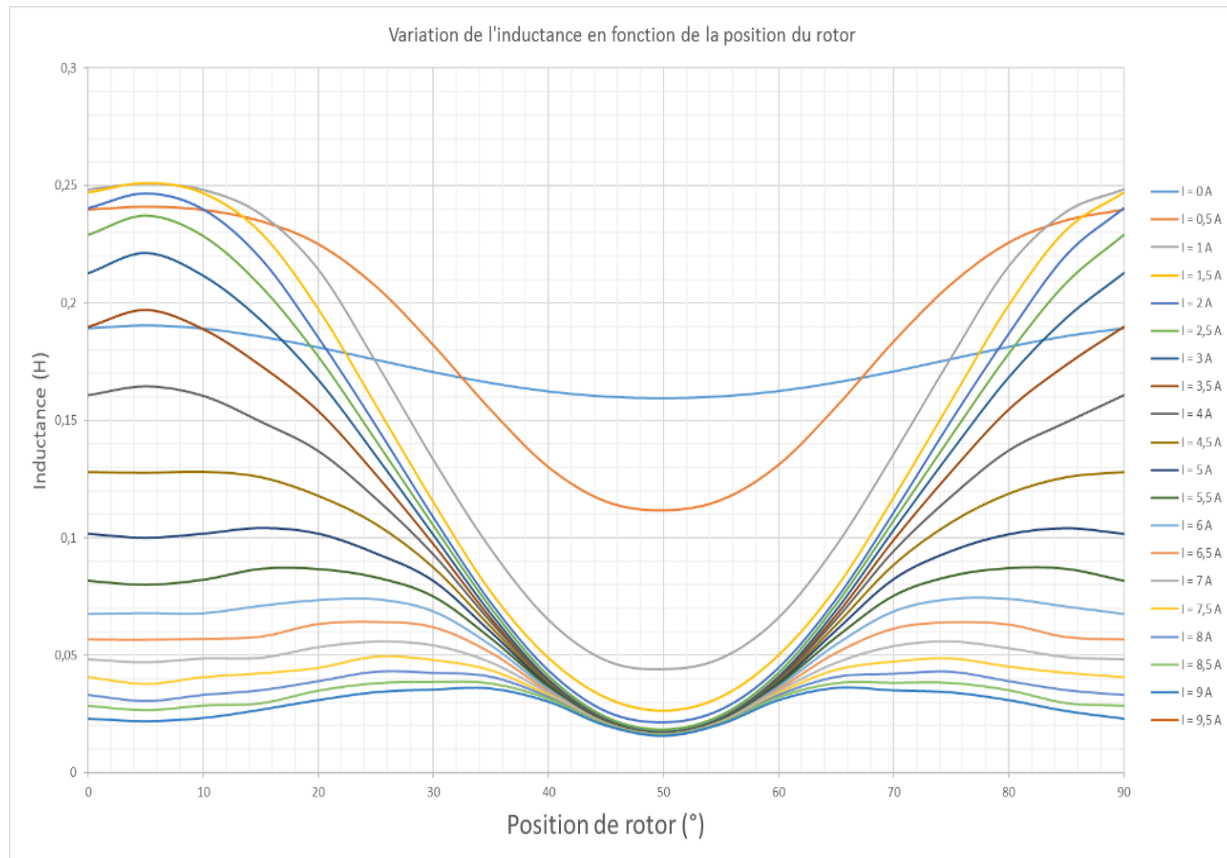


Figure III-15. Variation des inductances en fonction de la position du rotor et courants

Nous avons défini un angle de 5° à $t=0s$ pour l'ensemble mécanique du rotor. Par conséquent, en observant notre géométrie, à 50° , le flux est minimal, ce qui correspond à la moitié des barrières du flux par rapport à l'axe normal. Cependant, si l'on se décale de 45° , on atteint le flux maximal.

Pour déterminer les performances optimales, en particulier le couple, il est essentiel de noter que ce dernier dépend principalement du rapport de saillance. Par conséquent, il est indispensable de calculer les inductances directes et quadratures, correspondant respectivement à la valeur maximale et minimale de l'inductance. La figure (III-16) représente les inductances directes et quadratures en fonction des courants

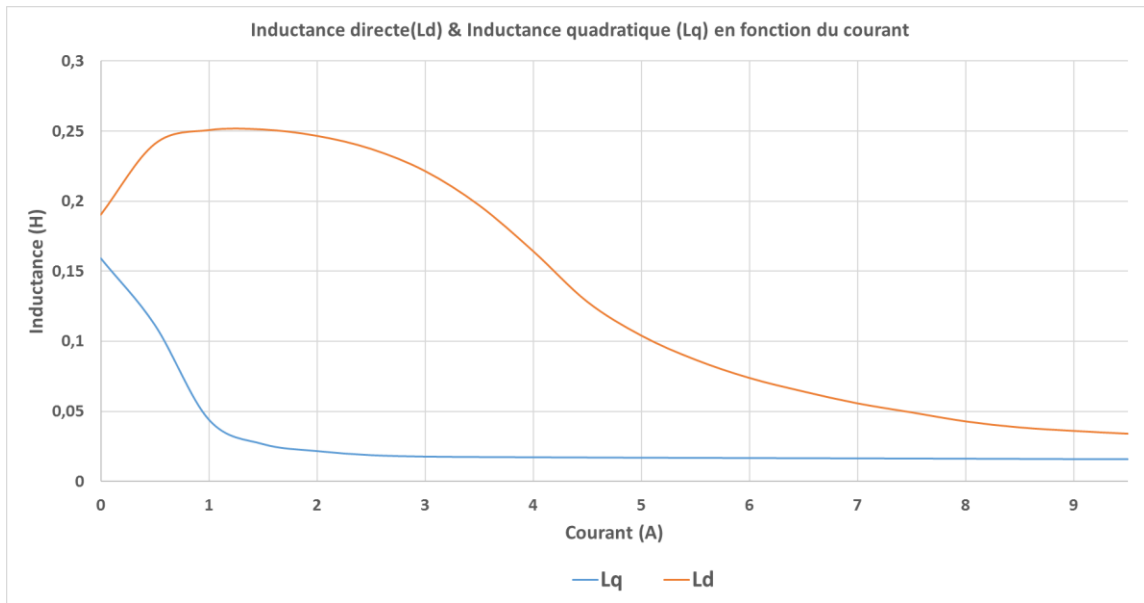


Figure III-16. Ld et Lq en fonction des courants

III.4.2 Calcule du facteur de puissance :

Après avoir calculer les inductances dur l’axe directe et quadrature, on aura facilement le rapport de saillance en fonction des courants, par conséquent, on trace le facteur de puissance comme présenté dans la figure (III-17), en utilisant la forme de FP comme elle a définie dans le chapitre II.

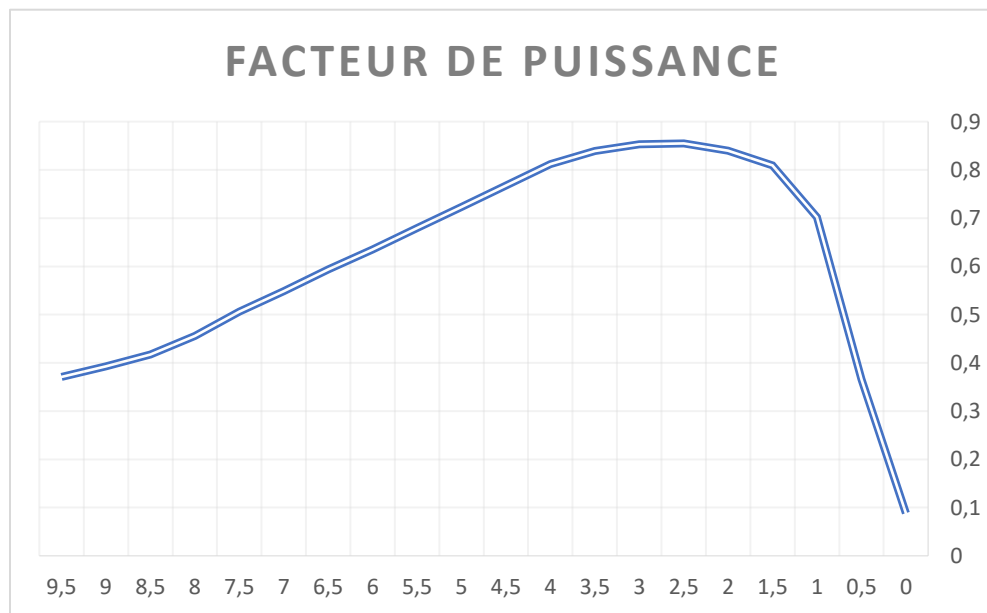


Figure III-17. Facteur de puissance en fonction des courants

Le facteur de puissance est une mesure de l'efficacité avec laquelle la machine utilise l'énergie électrique. Pour la machine étudiée, on peut atteindre une valeur maximale de 0.94 pour un courant de 3 A, ce qui signifie que la machine consomme 95 % de puissance active.

Pour un courant nominal de 5.4 A, on obtient un facteur de puissance de 0.68, qui correspond au point de fonctionnement optimal. Cela explique l'inconvénient majeur de la machine.

Ensuite, lorsque la machine entraîne une charge plus importante, le courant augmente, ce qui abaisse le facteur de puissance. Par conséquent, cela entraîne davantage de pertes et une plus grande consommation de puissance réactive, ce qui diminue le rendement.

III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons pu démontrer que la MEF permet de capturer avec une grande précision le comportement électromagnétique complexe de la SynRM, en prenant en compte les interactions magnétiques, les non-linéarités du matériau et la géométrie détaillée du rotor et du stator. Cela nous a permis de prédire avec précision des paramètres essentiels tels que les inductances directe et quadrature, le facteur de puissance et le couple.

Pour évaluer le potentiel industriel de la machine SynRM et la situer par rapport à ses concurrentes, il est essentiel de la comparer à la machine à aimants permanents synchrones (PMSM). Cette comparaison sera détaillée dans le chapitre suivant.

IV. Comparaison des performances du *SynRM* et *PMSM*

IV.1 Introduction :

Il a été récemment démontré que le moteur synchrone à réluctance variable est bien adapté aux véhicules électriques [41], comme en atteste l'analyse effectuée au moyen de la méthode des éléments finis. D'un autre côté, la machine synchrone à aimant permanent occupe une place importante dans le domaine de la traction [1], principalement en raison de la présence d'aimants permanents. Cependant, un inconvénient potentiel de l'adoption d'aimants permanents est la démagnétisation possible des aimants, ce qui pourrait limiter considérablement la capacité de surcharge maximale du moteur, une exigence majeure pour un moteur de traction [41]. Dans ce chapitre, nous allons procéder à une comparaison entre la machine synchrone à réluctance variable que nous avons étudiée dans le chapitre précédent et une machine synchrone à aimant permanent. L'objectif est de déterminer la machine électrique la mieux adaptée aux véhicules électriques. Afin d'assurer une comparaison pertinente, nous allons analyser en détail les performances des deux moteurs candidats en fonction des exigences typiques d'une application de traction, telles que le coût, le poids, le couple massique et les ondulations de couple.

IV.2 Caractéristique des aimants :

L'industrie des aimants permanents propose diverses catégories de matériaux, qui se distinguent par les procédés de fabrication. Ces procédés influencent directement leurs caractéristiques magnétiques et mécaniques. Ces variations entraînent, en fonction de l'application, le choix d'un type d'aimant qui dépend le plus souvent de critères technico-économiques. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis, en particulier la courbe de démagnétisation du deuxième quadrant du plan. La Figure (IV-1) montre les caractéristiques intrinsèques avec le point de fonctionnement.

De nos jours, on peut principalement identifier trois catégories de matériaux qui dominent le marché des aimants permanents. Ces catégories, dans l'ordre de leur apparition, sont les aimants métalliques, les ferrites et les terres rares. En plus, les aimants sont caractérisés par trois paramètres essentiels :

- L'induction rémanente, qui indique les performances potentielles des aimants (une valeur plus élevée indique une meilleure performance).
- Le champ coercitif, qui offre une estimation préliminaire de la résistance de l'aimant à la démagnétisation lors de situations telles que les démarrages, les courts-circuits, etc. Le champ

coercitif maximal admissible est celui qui permet à un aimant de fonctionner sous des conditions variables sans perdre significativement son aimantation initiale.

- Produit d'énergie $(-B.H)_{\max}$: Cette énergie est disponible pour une utilisation dans l'espace environnant l'aimant et définit une sorte "d'énergie spécifique".

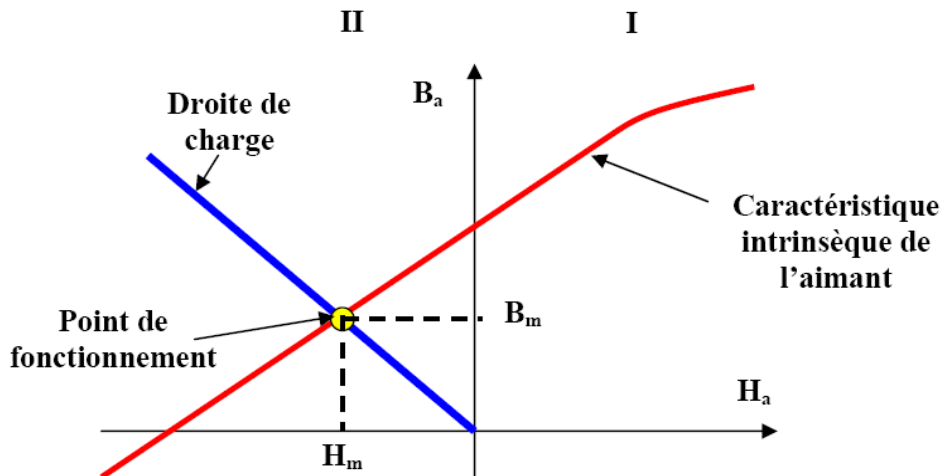


Figure IV-1. Caractéristique des aimants

Les matériaux employés pour fabriquer des aimants permanents, comme le néodyme-fer-bore, offrent les meilleures performances par rapport aux applications utilisant des ferrites. Néanmoins, le néodyme en particulier a connu une hausse de prix significative ces dernières années. Cette augmentation est en grande partie due au fait que 95 % de ce matériau est produit en Chine, ce qui a provoqué une augmentation de son prix d'environ 50 % sur une période d'un an seulement.

Pour ces raisons, il est évident qu'il faut développer de nouvelles technologies alternatives qui ne dépendent pas de l'utilisation des aimants.

IV.2.1 La topologie des machines étudiées :

Pour évaluer les performances de la machine SynRM, il est préférable de la comparer à un moteur synchrone à aimant permanent (IPM) ayant des dimensions principales identiques.

La topologie des deux machines représentées par la figure (VI-2).

Parmi les nombreuses configurations de machines synchrones à aimants permanents (PMSM) traité dans la littérature, nous allons ici analyser la topologie à pôles cylindriques. Cette configuration implique

l'utilisation d'aimants permanents montés en surface du rotor afin de minimiser l'effet de réluctance variable comme représenté dans la figure (VI-2. b).

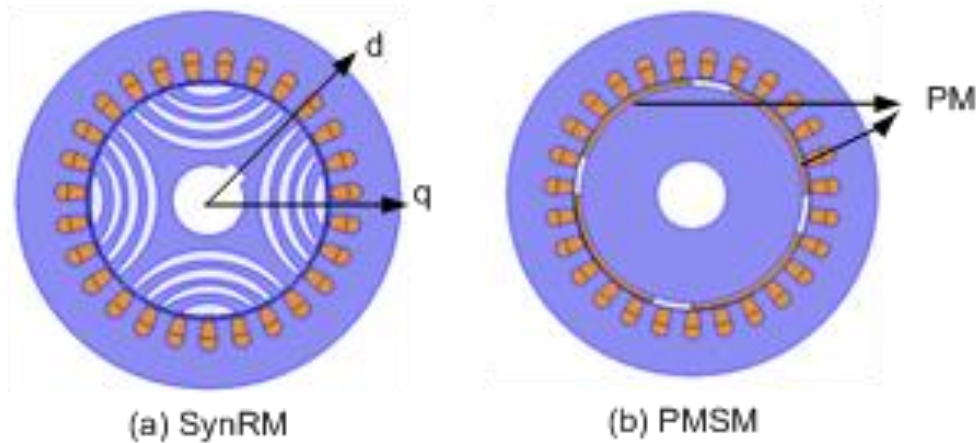


Figure IV-2. Topologies de moteur Synchrone à reluctance variable et synchrone à aimant.

IV.3 Comparaison des performances des machines (PMSM/SynRM).

Afin de faciliter la comparaison, il est nécessaire de concevoir une structure de machine synchrone à aimant permanent (PMSM) qui soit compatible et comparable à celle de la machine étudiée. Dans cette optique, nous proposons d'utiliser un stator commun pour les deux machines, en effectuant des modifications uniquement au niveau du rotor.

Le tableau représente les dimensions géométriques des machines pour laquelle sera comparé :

Tableau IV-1. Les dimensions géométriques des machines analysées

	Unité	PMSM	SynRM
Rayon de l'arbre	mm	16.00	16.00
Rayon intérieur du rotor	mm	51.00	/
Épaisseur PM	mm	2.4	/
Rayon extérieur du rotor	mm	53.4	54
Entrefer	mm	0.9	0.3

Rayon intérieur du stator	mm	54.30	54.30
Hauteur des encoches	mm	14	14
Rayon extérieur du stator	mm	85.25	85.25
L'ouverture d'encoche	degré	13.20	13.20
L'ouverture du PM	Degré	56	/
La longueur axiale	mm	120	120
Nombre des tours	/	20	20
L'inductance rémanente	T	1	/

L'analyse est réalisée à l'aide d'un logiciel FEMM combiné avec Matlab, en utilisant un langage Octave FEMM qui nous permet de calculer la force contre-électromotrice avec son taux d'harmoniques de distorsion (THD), ainsi que le calcul du couple avec son THD.

Cela nous a permis d'obtenir un aperçu du comportement en régime établi des deux machines, facilitant ainsi leur comparaison.

Le calcul de champs basés sur la méthode des éléments finis nécessite le maillage comme indiqué par la figure (IV-3).

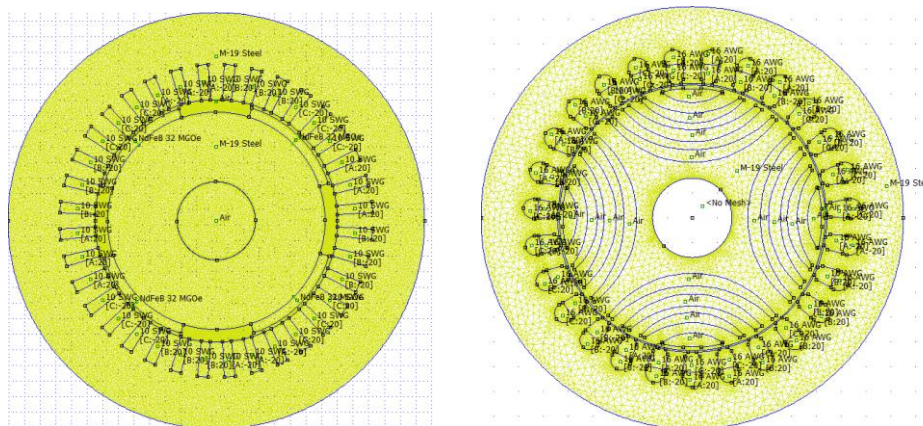


Figure IV-3. Le maillage des deux machines étudiées

Après la création du maillage, nous procéderons aux calculs en prenant en compte la saturation des matériaux ferromagnétiques. Par conséquent, nous obtiendrons les lignes de champ magnétique, comme illustré dans la Figure (IV-4).

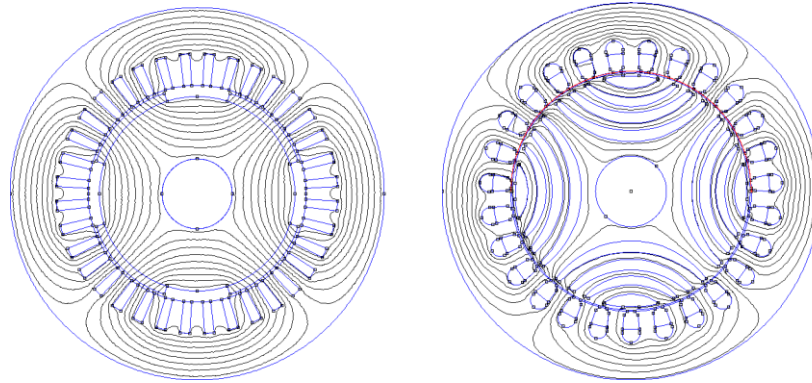


Figure IV-4 Les lignes du flux pour les deux machines étudiées.

La figure (IV-5) et figure (IV-6) représentent le niveau de saturation des matériaux utilisés pour les deux machines.

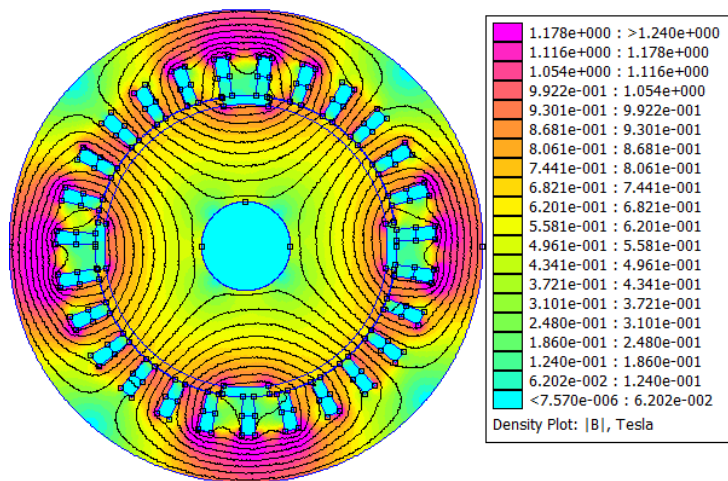


Figure IV-5. Les lignes de champs avec le niveau de saturation de PMSM

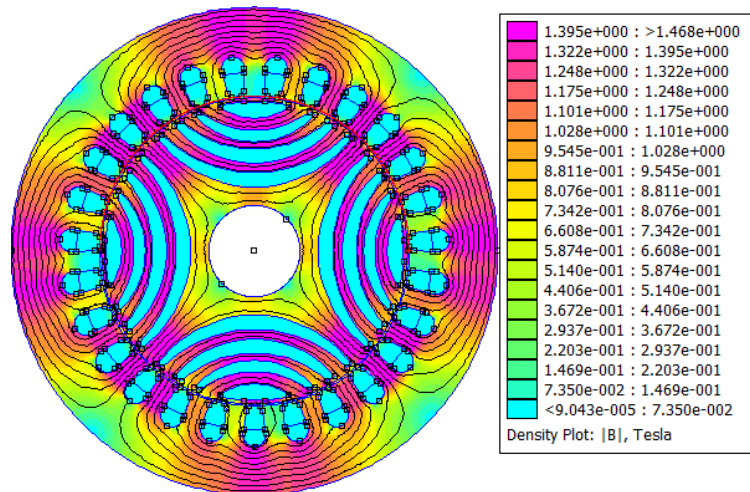


Figure IV-6. Les lignes de champs plus le niveau de saturation de *SynRM*

La structure saillant du rotor plus l'effet d'encoche ça va donner une répartition de l'induction comme illustré dans la figure (IV-7) pour la machine synchrone à réluctance variable,

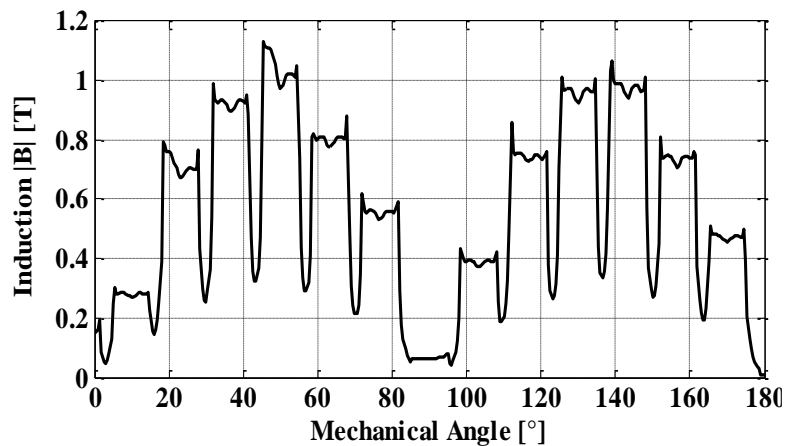


Figure IV-7La répartition du module de l'induction magnétique au niveau de l'entrefer de *SynRM*

Pour la machine synchrone à aimant radiale monté en surface du rotor, nous représentons sur la Fig (IV-8) le module de l'induction magnétique au milieu de l'entrefer.

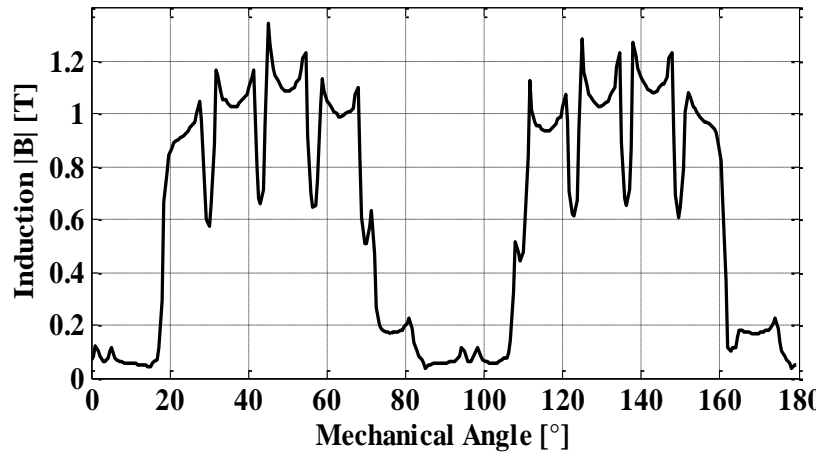


Figure IV-8. La répartition du module de l'induction magnétique au niveau de l'entrefer de PMSM

En comparant les deux formes d'induction, on remarque que la machine SynRM présente plus d'harmoniques que celle de la machine synchrone à aimant en surface rotorique. Cela est principalement dû à l'effet de saillance et dans la machine SynRM.

IV.3.1 Calcul de la force contre électromotrice :

Comme mentionné précédemment, l'utilisation d'Octave Femm nous a permis de développer un code de calcul en utilisant Matlab pour déterminer les tensions induites au niveau des phases statoriques, représentant ainsi la force contre-électromotrice. Cette information est illustrée dans la Figure (IV-9) pour la machine SynRM et dans la Figure (IV-10) pour la machine PMSM.

Cette manière à un avantage de calculer le THD facilement par Matlab Simulink, à l'aide d'un block LOOKUPTABLE, comme monté dans la figure (IV-11). Les détaille des blocs se trouvent dans l'annexe.

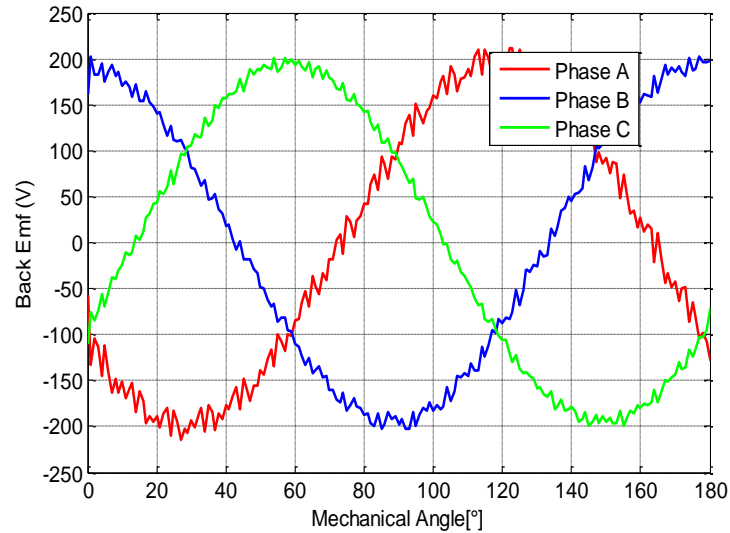


Figure IV-9. La force contre motrice de la machine *SynRM* pour les trois phases.

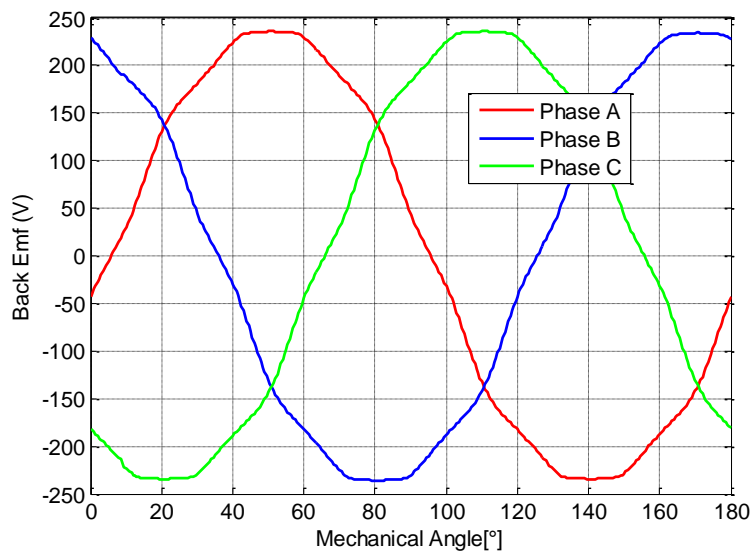


Figure IV-10. La force contre motrice de la machine *PMSM* pour les trois phases.

On peut distinguer deux familles de machines synchrones à aimants permanents :

- Les machines à force électromotrice (FEM) sinusoïdale, communément appelées *PMSM*, qui sont alimentées par des courants de forme sinusoïdale [11]-[12].
- Les machines à FEM trapézoïdale, désignées en anglais sous le terme "Brushless DC", qui sont alimentées par des courants en créneaux de durée égale à 120° ou 180° électrique [1], [3].

La forme de la machine synchrone à aimant est proche d'une FEM sinusoïdale. Par conséquent, cette machine doit être alimentée par des courants sinusoïdaux pour minimiser le maximum des harmoniques du couple.

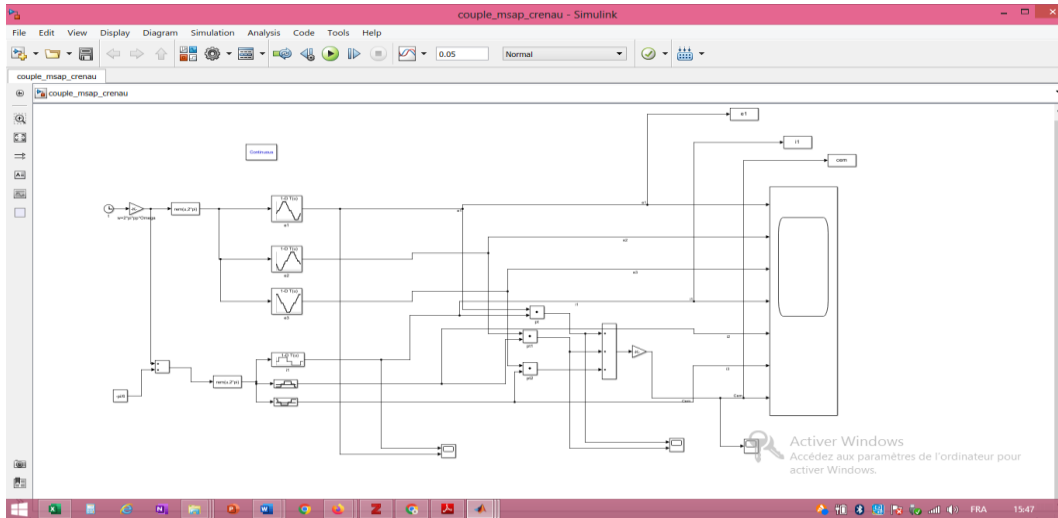


Figure IV-11. Le schéma bloc de calcul Le couple et THD du FEM et Couple du PMSM.

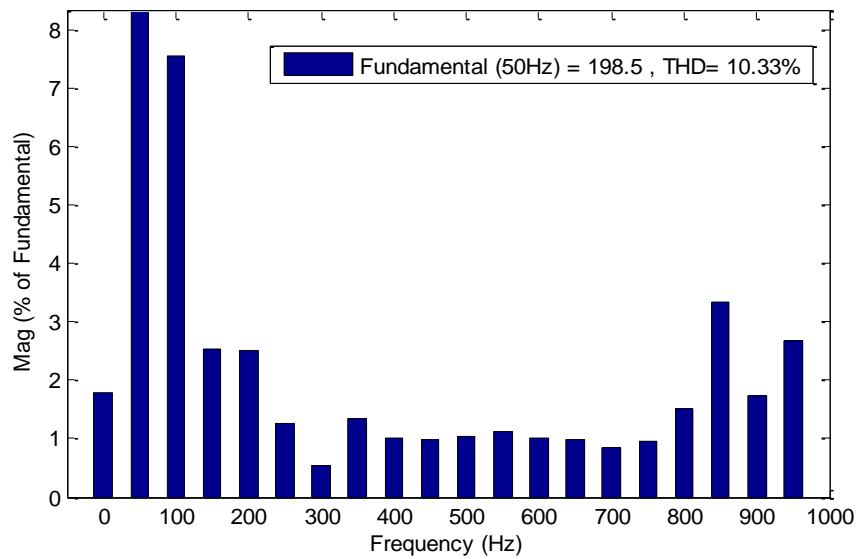


Figure IV-12. THD du FEM pour la machine SynRM

La figure (IV-12) illustre le calcul de taux d’harmonique de distorsion de la Force contre électromotrice de la machine *SynRM* par le programme Simulink Matlab en utilisant le bloc POWERGUI continous.

Tandis que la figure (IV-13) montre le taux d’harmonique de distorsion de la force contre électromotrice de la machine *PMSM*.

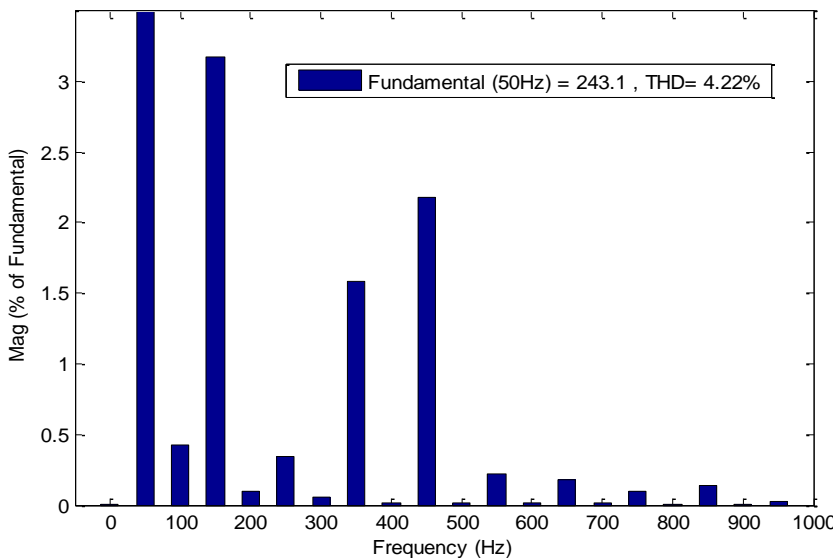


Figure IV-13. THD du FEM pour la machine PMSM

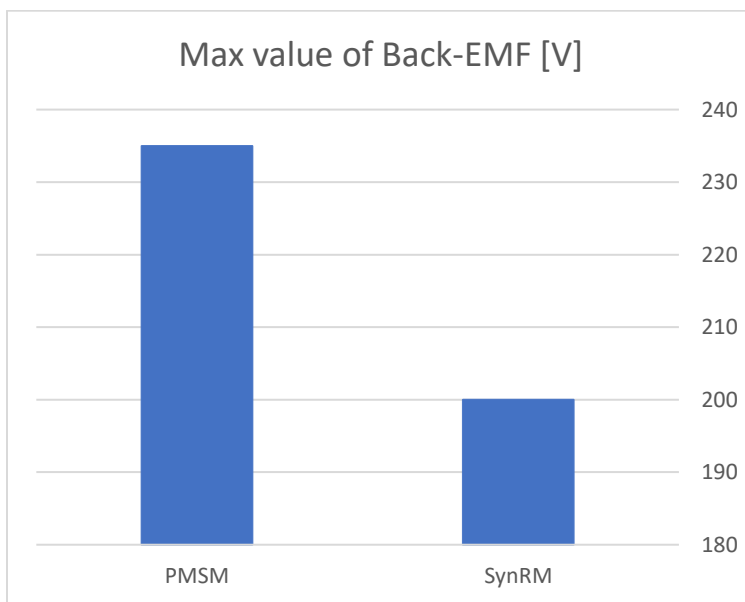


Figure IV-14. La valeurs Max de la FEM

La valeurs maximale de la FEM donné par la figure (IV-14), la présence de l'aimant pour la machine PMSM produit une FEM plus importante que la machine SynRM, malgré que les deux machines ont le même courant d'alimentation de valeurs maximale de $5.4 \cdot \sqrt{2}$ A.

IV.3.2 Calcul du couple

Le calcul du couple électromagnétique est donné par cette équation :

$$T_{EM} = \frac{1}{\Omega} \sum_{i=1}^m E_i I_i \quad (\text{IV-1})$$

On considère que l'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension contrôlé en courant afin de générer des courants sinusoïdaux

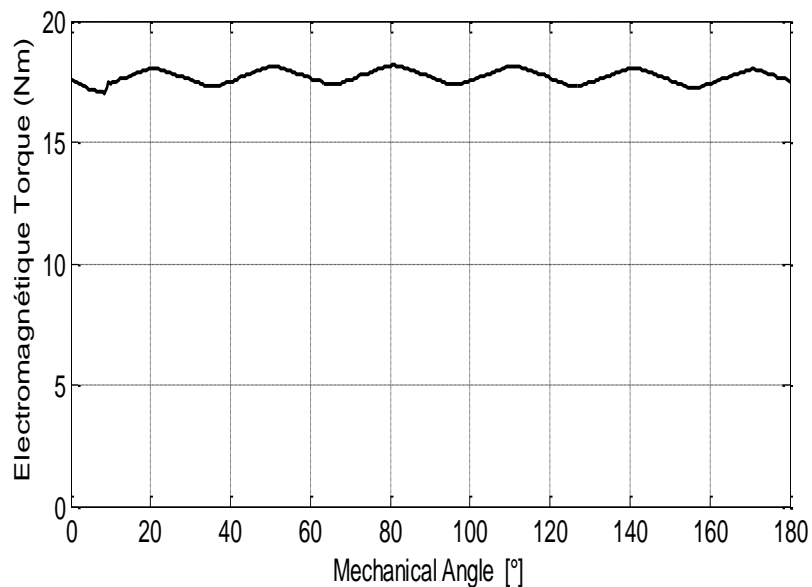


Figure IV-15. Le couple électromagnétique de la machine PMSM

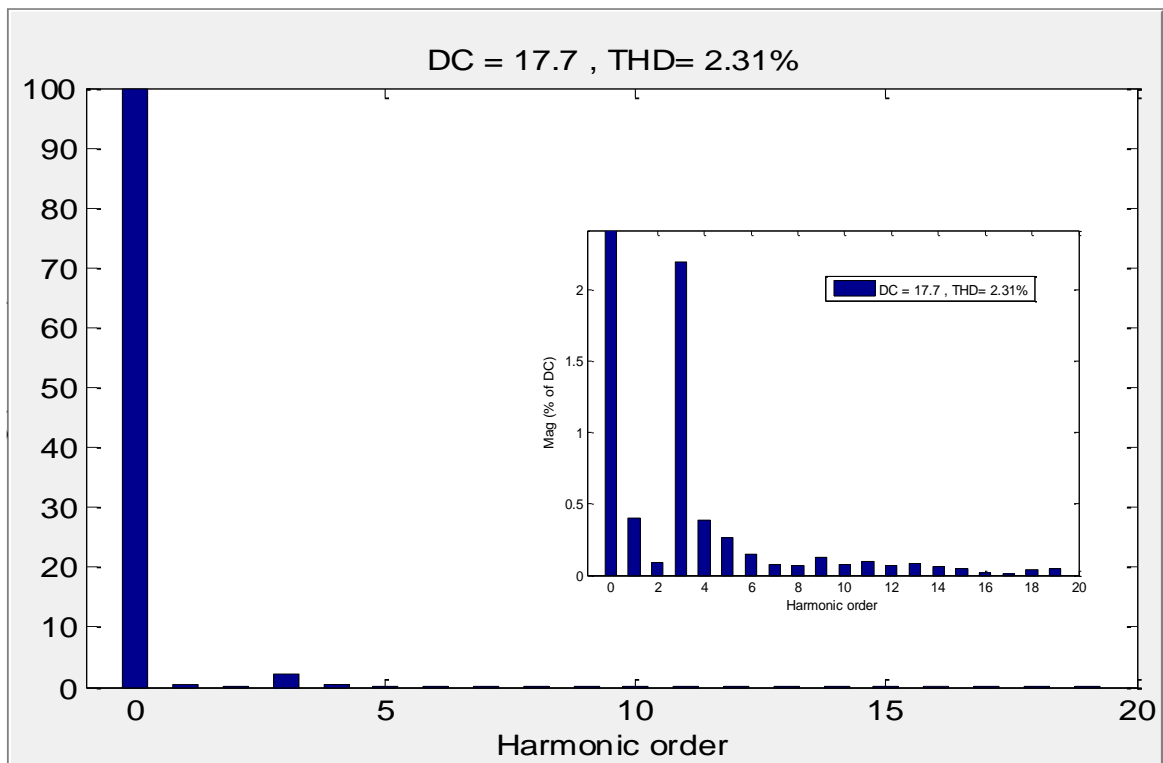


Figure IV-16. Le THD du couple de PMSM

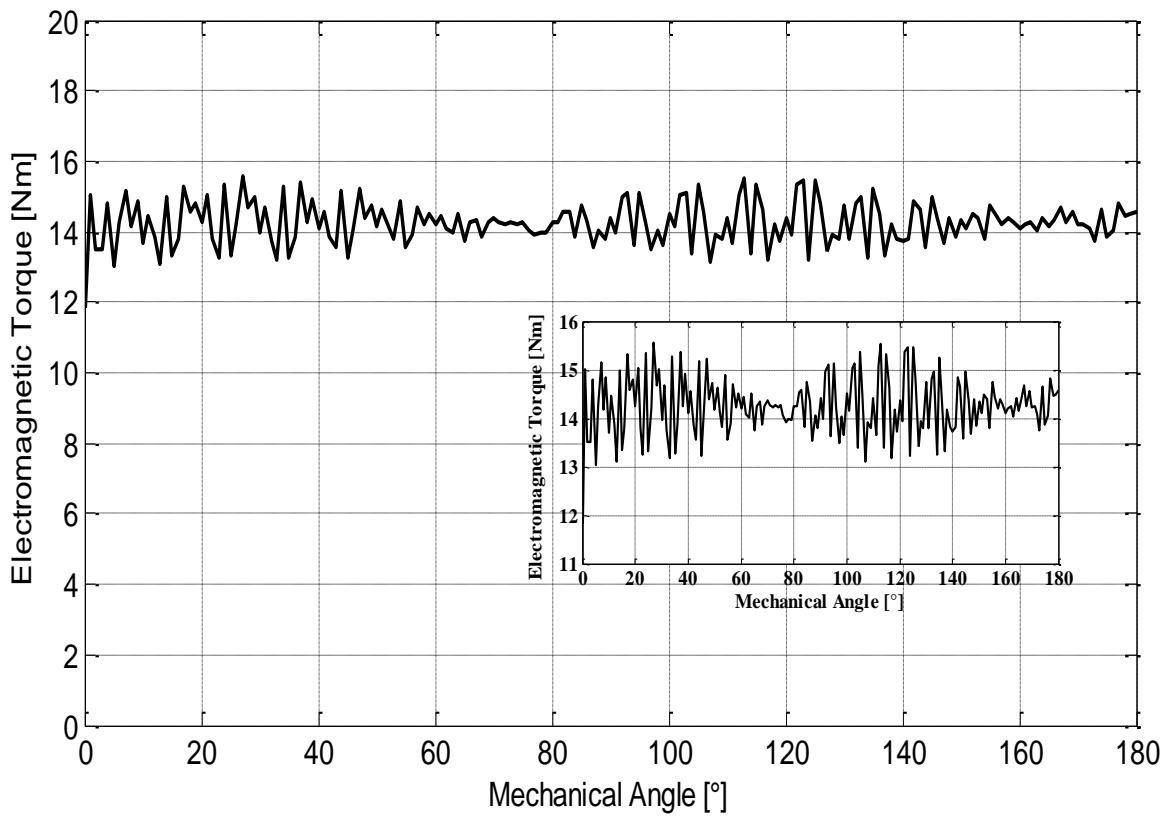


Figure IV-17. Le couple électromagnétique de la machine *SynRM*

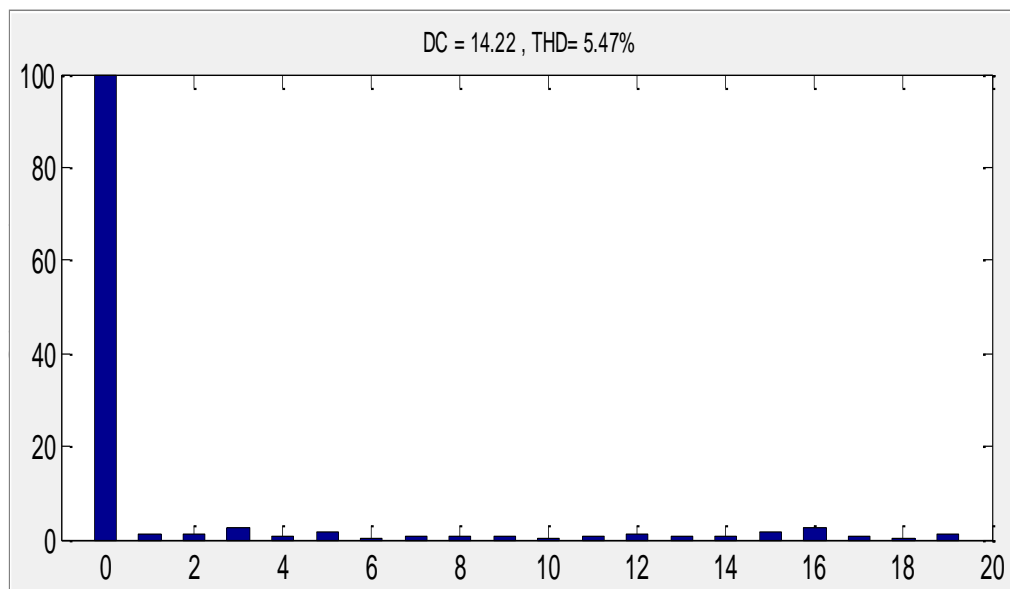


Figure IV-18. Le THD du couple de *SynRM*

IV.3.3 Comparaison des performances :

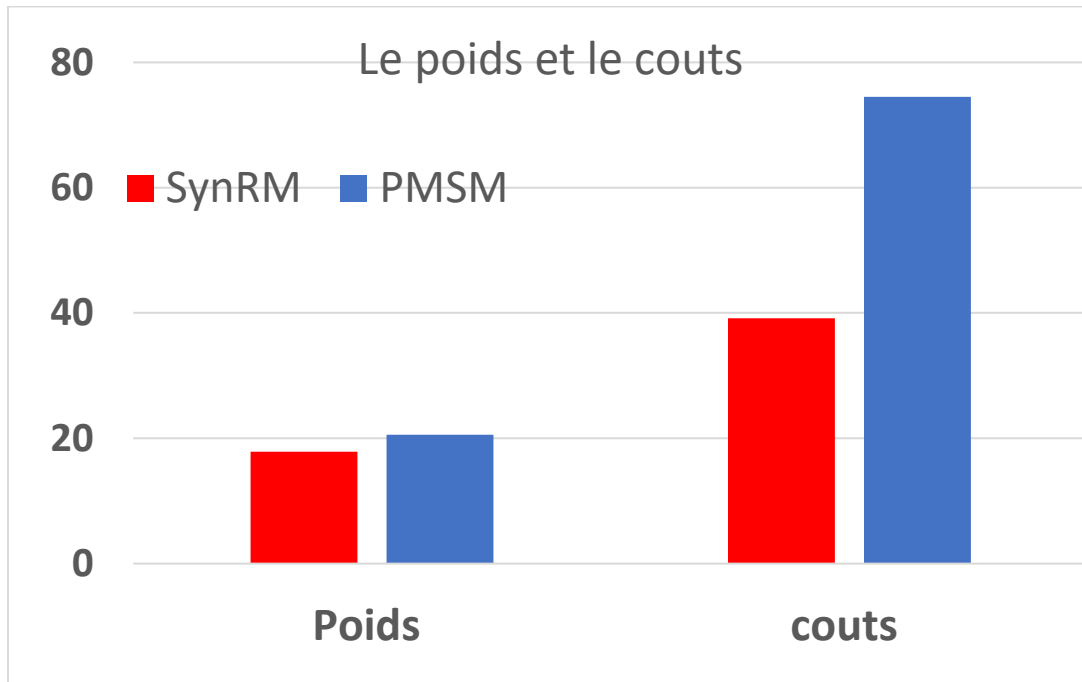
Comme le montrent les figures (IV-15, IV-16, IV-17 et IV-18), la *SynRM* a plus d'harmoniques que le *PMSM*. Les amplitudes des harmoniques dominantes sont d'ordre 5 pour *SynRM* par contre une harmonique de troisième ordre considérable pour *PMSM*.

Le THD du *SynRM* était de 5,66 % par rapport à la composante continue qui représentait un couple moyen de 14,09 Nm, En revanche, le couple produit par la machine *PMSM*, qui comportait des harmoniques par rapport à la composante continue de 17,7 Nm, présentait un THD de 2,31 %.

Nous pouvons récapituler les résultats des analyses FFT dans le tableau (IV-1).

Tableau IV-2. Le couple moyen et la FEM avec ces THD

	SynRM	PMSM
Couple moyen [Nm]	14.09	17.32
Rapport couple/Massique [Nm/Kg]	0.788	0.842
Taux d'harmonique du couple %	5.66	1.41
La valeurs Max du FEM [V]	200	235



IV.4 Le cout des matériaux

A l'aide du tableau de dimensionnement géométrique des machines analysés on peut calculer son volume du rotor, le stator, le cuivre dans les encoches et la quantité d'aimant utilisé, une fois le volumes des matériaux déterminés, on calcule le poids afin d'avoir une estimation globale des couts. Le tableau IV-3 représente estimation des poids et le cout des matériaux utilisé pour les deux

Tableau IV-3. Le poids et le cout des deux machines

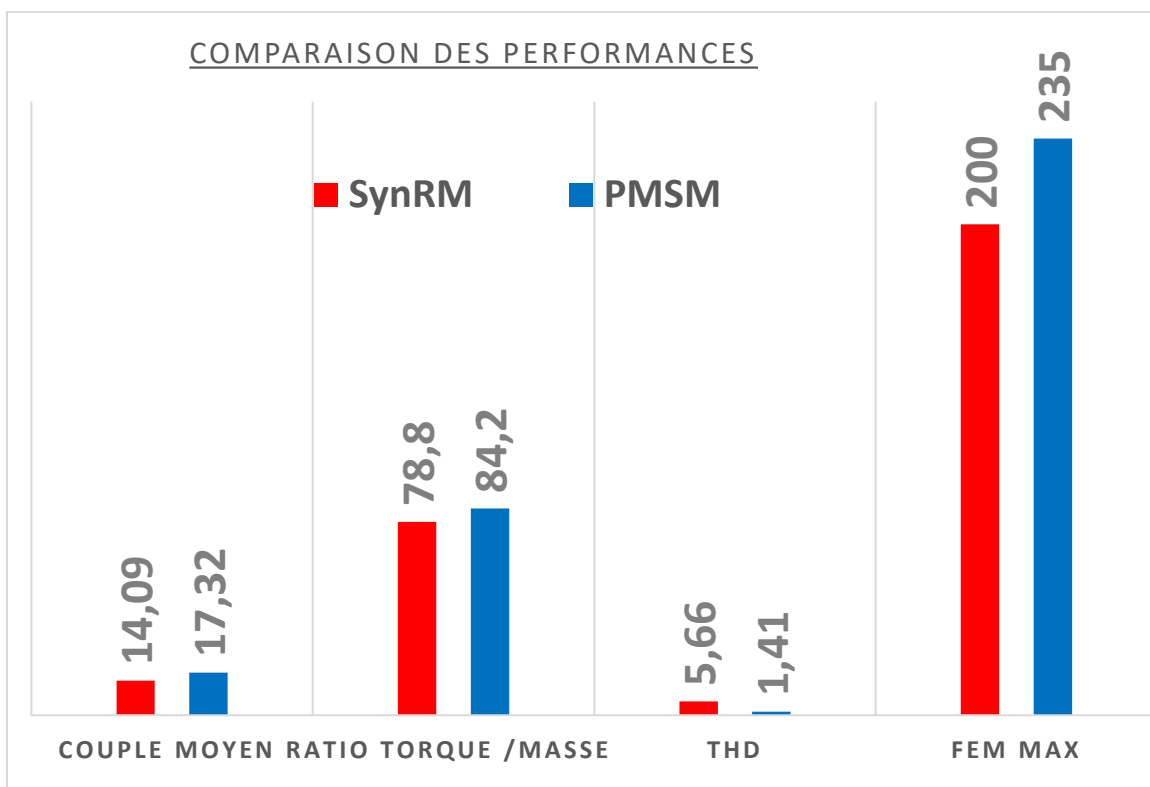
Items	Prix unitaire	PMSM		SynRM	
		Poids (kg)	Couts (\$)	Poids (kg)	Couts (\$)
Cuivre	7.5 \$/kg	2.64	19.8	2.64	19.8
PM	61.6 \$/kg	0.529	32.59	/	/
Fer	1.27 \$/kg	17.39	22.09	15.23	19.34
Total	/	20.56	74.48	17.87	39.14

Le rapport couple/masse du SynRM est 93,6 % supérieur à celui du PMSM car les volumes des machines sont égaux.

Le coût par kilogramme de l'acier au silicium est de 1,27 dollars, celui du cuivre de 7,5 dollars et celui du matériau à aimant permanent NdFeB de 61,6 dollars [75].

Le coût élevé des matériaux PM représente une grande partie du coût des matériaux dans les PMSM.

L'élimination du PM utilisé pour une machine a réduit le coût de 52 %, avec un couple généré de 81 % par rapport au PMSM.



Pour la propulsion d'un véhicule électrique avec quatre moteurs SynRM, nous disposons de 156,56 dollars offrant un couple moyen de 56,36 Nm. Avec les mêmes coûts, nous pouvons avoir deux moteurs PMSM, mais le couple qu'ils produiront sera de 35,4 Nm. De ce fait, une chaîne de fabrication présente un intérêt économique étonnant.

Les matériaux magnétiques de terres rares utilisés dans les PMSM ont une disponibilité limitée et sont coûteux.

Le développement de transmissions basées sur des moteurs alternatifs ne reposant pas sur des aimants permanents, tels que les moteurs à induction (IM) et les machines à réluctance synchrone (SynRM), est une tendance de recherche émergente dans le domaine des véhicules électriques.

En comparant les deux machines, les résultats démontrent que le moteur synchrone à réluctance est en concurrence avec un moteur synchrone à aimant de surface pour les mêmes dimensions géométriques. L'application du moteur détermine le couple nécessaire et le coût des matériaux.

Le rapport couple/masse du moteur SynRM est de 93,6 % de celui du PMSM, tandis que le moteur MSAP fournit un rapport couple/masse de 0,842 Nm/Kg avec un taux d'harmoniques de 1,41 %. Le moteur SynRM et le moteur à aimant permanent fonctionnent à la même vitesse de base et au même courant d'alimentation.

IV.5 Conclusion

Le choix des moteurs de propulsion pour véhicules électriques est critique en termes de performances globales, de fiabilité et de coût. Les résultats du processus optimal proposé, impliquant notamment des études comparatives et des analyses électromagnétiques, ont montré que le moteur synchrone à réluctance avec barrières de flux (SynRM) est une meilleure option pour la propulsion des véhicules électriques en raison de son rapport couple/masse élevé et de ses coûts de matériaux inférieurs à ceux du moteur synchrone à aimant permanent (PMSM). Bien que le PMSM puisse avoir un meilleur couple produit et une distorsion harmonique totale (THD) plus petite, d'autres facteurs tels que le coût et le poids font du SynRM une option plus attrayante.

Par ailleurs, ce travail souligne la forte importance de prendre en compte plusieurs facteurs lors de la sélection des moteurs de propulsion/traction pour les véhicules électriques.

Les résultats obtenus suggèrent que SynRM est une option prometteuse pour le moteur à couplage direct sur les essieux des véhicules électriques et pourrait donc jouer un rôle important dans la mobilité future. Cela ouvre des perspectives pour étudier le prototypage technique des moteurs SynRM sur un système de véhicule électrique à grande échelle.

V. Conclusion Générale

Cette thèse de doctorat vise à améliorer les systèmes de traction, en mettant particulièrement l'accent sur les véhicules électriques. Cette amélioration sera obtenue en sélectionnant de manière éclairée les machines de traction, en comparant attentivement leurs performances, leurs coûts, leurs poids, leur rapport couple-masse, tout en prenant en considération leur taux d'harmoniques.

Dans cette optique, un état de l'art de système de traction a été détaillé dans le premier chapitre. Il a examiné en détail les diverses architectures de véhicules, tout en fournissant une présentation de l'évolution de leur développement au fil du temps. Nous avons examiné les différentes technologies des véhicules électriques, qu'il s'agisse de véhicules à batterie, qu'ils soient entièrement électriques ou hybrides, fonctionnant en mode série ou parallèle. Cependant, La diversité des architectures nous a incités à réaliser une revue bibliographique pour comparer les machines candidates qui pourraient être exploitées dans ce domaine. Cette démarche vise à identifier les machines les plus appropriées pour le système de traction. À la suite de cette démarche, nous avons retenu deux machines pour notre étude : la machine synchrone à aimant permanent et la machine synchrone à réluctance variable équipée de barrières de flux.

Par la suite, une conception de la machine synchrone à reluctance variable a été exploré par les aspects clés de la modélisation. Nous avons élargi les détails de la modélisation électromagnétique et mécanique de la machine, en mettant l'accent sur les paramètres essentiels qui influencent sur les performances. Nous avons abordé également les défis et les opportunités spécifiques à la modélisation d'une machine SynRM, notamment en ce qui concerne la complexité de sa géométrie.

Une modélisation électromagnétique, basée sur les équations de Maxwell, a été employée pour développer un modèle mathématique. Ce modèle nous permet de prédire avec précision le champ magnétique dans diverses zones de la machine, dans le but de déterminer ses performances. À cette fin, nous avons utilisé un logiciel de calcul qui effectue une résolution numérique par la méthode des éléments finis. Cette approche tient compte du comportement non linéaire des matériaux ferromagnétiques et de la géométrie réelle de la machine. Les résultats obtenus, notamment les valeurs des inductances directe et quadrature, permettent d'expliquer de manière exhaustive le principe de fonctionnement de la machine. De plus, le calcul du facteur de puissance met en évidence l'un des inconvénients majeurs de cette machine.

Enfin, nous avons effectué une comparaison entre notre machine synchrone à reluctance variable et une machine synchrone à aimant permanent à surface rotorique, en prenant en compte divers critères tels que le poids, le coût, le couple massique et le THD. Cette analyse comparative nous permet de sélectionner la technologie de machine de traction la plus adaptée, ce qui peut se traduire par des véhicules offrant de meilleures performances, une plus grande efficacité énergétique et une meilleure compétitivité sur le marché. De plus, cette étude comparative peut contribuer à réduire les coûts de développement en identifiant les solutions les plus rentables. Enfin, elle peut également contribuer à améliorer la durabilité des véhicules.

VI. Suggestion et perspective:

Parmi les suggestions et les perspectives on peut citer :

- L'optimisation des paramètres de la machine, en utilisant des approches intelligentes multi-objectifs tout en tenant compte d'une analyse thermique
- La réalisation du système embarqué, comprenant la machine électrique SynRM, les réducteurs et le frein émergent intégrés dans la roue
- Implémentation des techniques de commande afin d'assurer une gestion optimale d'énergie du véhicule électrique.

Les annexes

VII. Annexe A

Finits Elements Magnetique Methode (FEMM) [76]

Les figures ci-dessous représente les bloc Simulink utilisés pour faire calculer le couple avec son FFT.



Figure VII-1. Le bloc Simulink pour faire le fft d'un signale périodique

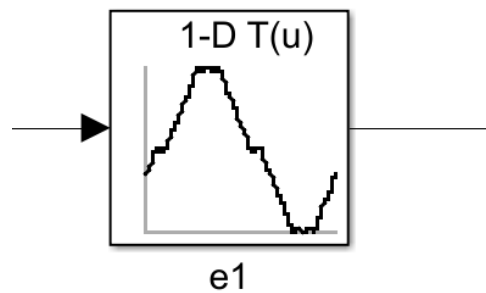


Figure VII-2. Le bloc Simulink pour introduire les valeurs de la FEM.

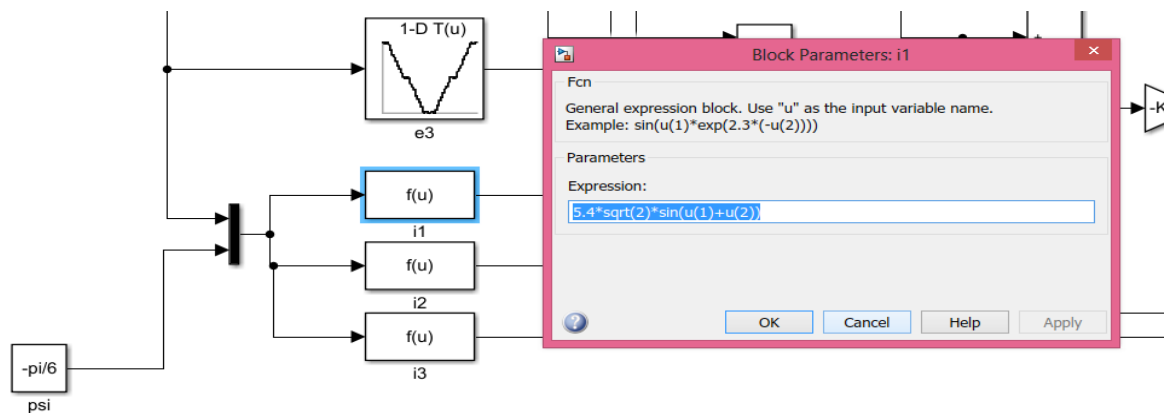


Figure VII-3. Schéma bloc du programme Simulink pour calculer le couple en introduisant les courants

VIII. Références :

- [1] Z. Yang, F. Shang, I. P. Brown, et M. Krishnamurthy, « Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications », *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, n° 3, p. 245-254, oct. 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2470092.
- [2] V. M. Kazakbaev, V. A. Prakht, et V. A. Dmitrievskii, « A comparative performance analysis of induction and synchronous reluctant motors in an adjustable-speed electric drive », *Russ. Electr. Engin.*, vol. 88, n° 4, p. 233-238, avr. 2017, doi: 10.3103/S1068371217040095.
- [3] Fei Zhao, Jin-hee Lee, You-young Choe, et Byung-il Kwon, « Efficiency optimal design of interior permanent magnet machine for scooter », in *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, oct. 2013, p. 949-953. doi: 10.1109/ICEMS.2013.6754389.
- [4] I. Boldea, L. N. Tutelea, L. Parsa, et D. Dorrell, « Automotive Electric Propulsion Systems With Reduced or No Permanent Magnets: An Overview », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 10, p. 5696-5711, oct. 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2301754.
- [5] S. Jeschke et H. Hirsch, « Analysing the Impact of Different Electric Traction Drives on the Vehicle's Energy Consumption Using HiL Simulation », in *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, oct. 2014, p. 1-6. doi: 10.1109/VPPC.2014.7007016.
- [6] M. Taib, B. Benaissa, et A. Djerdir, « Economic and Performance Evaluation of Direct Coupled Motors for Electric Vehicles », *International Review of Electrical Engineering (IREE)*, vol. 18, n° 1, Art. n° 1, févr. 2023, doi: 10.15866/iree.v18i1.22986.
- [7] J. A. Sanguesa, V. Torres-Sanz, P. Garrido, F. J. Martinez, et J. M. Marquez-Barja, « A Review on Electric Vehicles: Technologies and Challenges », *Smart Cities*, vol. 4, n° 1, Art. n° 1, mars 2021, doi: 10.3390/smartcities4010022.
- [8] Ashwin Kavasseri Venkitaraman et Venkata Satya Rahul Kosuru, « A review on autonomous electric vehicle communication networks-progress, methods and challenges », *World J. Adv. Res. Rev.*, vol. 16, n° 3, p. 013-024, déc. 2022, doi: 10.30574/wjarr.2022.16.3.1309.
- [9] Z. Wu, « Conception optimale d'un entraînement électrique pour la chaîne de traction d'un véhicule hybride électrique : Co-conception des machines électriques, des convertisseurs de puissance et du réducteur planétaire », phdthesis, Université de Franche-Comté, 2012.
- [10] C. Zhou, X. Huang, Z. Li, et W. Cao, « Design Consideration of Fractional Slot Concentrated Winding Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for EV and HEV Applications », *IEEE Access*, vol. 9, p. 64116-64126, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3073743.
- [11] « Nissan Reveals LEAF e-Plus: 62 kWh Battery, 226-Mile Range », InsideEVs.: <https://insideevs.com/news/341958/nissan-reveals-leaf-e-plus-62-kwh-battery-226-mile-range/>
- [12] « A comprehensive review on estimation strategies used in hybrid and battery electric vehicles - ScienceDirect ». <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1364032114008727>
- [13] « Hybrid electric vehicles and their challenges: A review - ScienceDirect ». <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S1364032113006370>
- [14] « 2023 Outlander PHEV Specs, Battery, Torque & More | Mitsubishi Motors », Mitsubishi Motors US. <https://www.mitsubishicars.com/cars-and-suvs/outlander-phev/specs>

- [15] « 2014 Toyota Prius PHV: To plug in or not to plug in? - The Car Guide ». <https://www.guideautoweb.com/en/articles/21152/2014-toyota-prius-phv-to-plug-in-or-not-to-plug-in/>
- [16] « 2019 BMW i3, i3 REx, i3s & i3s REx: Full Specs », InsideEVs.. Disponible sur: <https://insideevs.com/news/339970/2019-bmw-i3-i3-rex-i3s-amp-i3s-rex-full-specs/>
- [17] M. Ferrari, N. Bianchi, A. Doria, et E. Fornasiero, « Design of Synchronous Reluctance Motor for Hybrid Electric Vehicles », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 4, p. 3030-3040, juill. 2015, doi: 10.1109/TIA.2015.2410262.
- [18] E. Sulaiman, T. Kosaka, et N. Matsui, « Design and analysis of high-power/high-torque density dual excitation switched-flux machine for traction drive in HEVs », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 34, p. 517-524, juin 2014, doi: 10.1016/j.rser.2014.03.030.
- [19] Y. Fan, S. Chen, C. Tan, et M. Cheng, « Design and investigation of a new outer-rotor IPM motor for EV and HEV in-wheel propulsion », in *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, nov. 2016, p. 1-4.
- [20] « Véhicules hybrides électriques BMW ». Disponible sur: <https://www.groupe-grim.com/bmw/vehicules-hybrides-electriques/index.html>
- [21] C.-A. Bilațiu, S. I. Cosman, R.-A. Marțiș, C. S. Marțiș, et S. Morariu, « Identification and Evaluation of Electric and Hybrid Vehicles Propulsion Systems », in *2019 Electric Vehicles International Conference (EV)*, oct. 2019, p. 1-5. doi: 10.1109/EV.2019.8892965.
- [22] C. Lin, S. Liang, J. Chen, et X. Gao, « A Multi-Objective Optimal Torque Distribution Strategy for Four In-Wheel-Motor Drive Electric Vehicles », *IEEE Access*, vol. 7, p. 64627-64640, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2917313.
- [23] T.-V. Tran, E. Nègre, K. Mikati, P. Pellerey, et B. Assaad, « Optimal Design of TEFC Induction Machine and Experimental Prototype Testing for City Battery Electric Vehicle », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, n° 1, p. 635-643, janv. 2020, doi: 10.1109/TIA.2019.2943447.
- [24] O. N. Synchuk, Yu. B. Filipp, M. N. Maksymov, et V. A. Fedotov, « CHOICE OF ACCUMULATOR PARAMETERS AND TYPES OF TRACTION BATTERIES FOR THE MINE TROLLEY-BATTERY LOCOMOTIVES », *Comput. Sci. Inf. Technol. Autom.*, vol. 3, p. 4-14, nov. 2017, doi: 10.31721/2414-9055.2017.3.3.4.
- [25] M. Teshima et H. Takahashi, « Lithium ion battery application in traction power supply system », in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, mai 2014, p. 1068-1072. doi: 10.1109/IPEC.2014.6869719.
- [26] M. Teshima et H. Takahashi, « Lithium ion battery application in traction power supply system », in *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, mai 2014, p. 1068-1072. doi: 10.1109/IPEC.2014.6869719.
- [27] Y. Liu, Y. G. Liao, et M.-C. Lai, « Transient Temperature Distributions on Lithium-Ion Polymer SLI Battery », *Vehicles*, vol. 1, n° 1, Art. n° 1, déc. 2019, doi: 10.3390/vehicles1010008.
- [28] J. de Santiago *et al.*, « Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, n° 2, p. 475-484, févr. 2012, doi: 10.1109/TVT.2011.2177873.
- [29] T. Li, X. Sun, G. Lei, Y. Guo, Z. Yang, et J. Zhu, « Finite-Control-Set Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems—An Overview », *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 9, n° 12, p. 2087-2105, déc. 2022, doi: 10.1109/JAS.2022.105851.

- [30] S. De Pinto *et al.*, « On the Comparison of 2- and 4-Wheel-Drive Electric Vehicle Layouts with Central Motors and Single- and 2-Speed Transmission Systems », *Energies*, vol. 13, n° 13, Art. n° 13, janv. 2020, doi: 10.3390/en13133328.
- [31] Z. Yang, F. Shang, I. P. Brown, et M. Krishnamurthy, « Comparative Study of Interior Permanent Magnet, Induction, and Switched Reluctance Motor Drives for EV and HEV Applications », *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, n° 3, p. 245-254, oct. 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2470092.
- [32] M. E. H. Bendib, M. Taib, et A. Mekias, « Design Of Axial Flux PM Machine for Flywheel Energy Storage System », in *2018 International Conference on Wind Energy and Applications in Algeria (ICWEAA)*, nov. 2018, p. 1-6. doi: 10.1109/ICWEAA.2018.8605060.
- [33] L. Shao, R. Navaratne, M. Popescu, et G. Liu, « Design and Construction of Axial-Flux Permanent Magnet Motors for Electric Propulsion Applications—A Review », *IEEE Access*, vol. 9, p. 158998-159017, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3131000.
- [34] Y. Duan, « Method for design and optimization of surface mount permanent magnet machines and induction machines », nov. 2010, . <https://smartech.gatech.edu/handle/1853/37280>
- [35] V. M. Kazakbaev, V. Prakht, et V. A. Dmitrievskii, « A comparative performance analysis of induction and synchronous reluctant motors in an adjustable-speed electric drive », 2017, doi: 10.3103/S1068371217040095.
- [36] K. Boughrara, T. Lubin, et R. Ibtouen, « General Subdomain Model for Predicting Magnetic Field in Internal and External Rotor Multiphase Flux-Switching Machines Topologies », *IEEE Transactions on Magnetics*, p. 18 pages, 2013, doi: 10.1109/TMAG.2013.2260827.
- [37] M. Yahia, K. Boughrara, F. Dubas, L. Roubache, et R. Ibtouen, « Two-Dimensional Exact Subdomain Technique of Switched Reluctance Machines with Sinusoidal Current Excitation », *Mathematical and Computational Applications*, vol. 23, n° 4, p. 59, 2018.
- [38] H. Heidari *et al.*, « A Review of Synchronous Reluctance Motor-Drive Advancements », *Sustainability*, vol. 13, n° 2, p. 729, janv. 2021, doi: 10.3390/su13020729.
- [39] T. Mohanarajah, A. Hellany, J. Rizk, et M. Nagrial, « Analysis and design of high-performance synchronous reluctance machine », in *2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018)*, avr. 2018, p. 1-6. doi: 10.1109/CPE.2018.8372490.
- [40] G. V. Kumar, C. Chuang, M. Lu, et C. Liaw, « Development of an Electric Vehicle Synchronous Reluctance Motor Drive », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, n° 5, p. 5012-5024, mai 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.2983546.
- [41] N. Bianchi, S. Bolognani, E. Carraro, M. Castiello, et E. Fornasiero, « Electric Vehicle Traction Based on Synchronous Reluctance Motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, n° 6, p. 4762-4769, nov. 2016, doi: 10.1109/TIA.2016.2599850.
- [42] T. A. Huynh et M.-F. Hsieh, « Improvement of Traction Motor Performance for Electric Vehicles Using Conductors with Insulation of High Thermal Conductivity Considering Cooling Methods », *IEEE Trans. Magn.*, p. 1-1, 2020, doi: 10.1109/TMAG.2020.3021127.
- [43] H. Kolsi, N. B. Hadj, M. Chaieb, et R. Neji, « Design of Permanent Magnet Synchronous Motor by Means of Power Density Optimization For e-Vehicle Applications », *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, vol. 15, n° 3, Art. n° 3, juin 2022, doi: 10.15866/iremos.v15i3.21739.

- [44] H. Chen, N. A. O. Demerdash, A. M. EL-Refaie, Y. Guo, W. Hua, et C. H. T. Lee, « Investigation of a 3D-Magnetic Flux PMSM With High Torque Density for Electric Vehicles », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 37, n° 2, p. 1442-1454, juin 2022, doi: 10.1109/TEC.2021.3137803.
- [45] J. Wang, X. Yuan, et K. Atallah, « Design Optimization of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor With Concentrated Windings for Electric Vehicle Applications », *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, n° 3, p. 1053-1064, mars 2013, doi: 10.1109/TVT.2012.2227867.
- [46] G. Souffran, « Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission », These de doctorat, Nantes, 2012. <https://www.theses.fr/2012NANT2058>
- [47] R. Benlamine, « Etude et réalisation d'une machine électrique à forte densité de couple et fort rapport de sur-couple pour des applications de traction automobile », phd thesis, Université de Franche-Comté, 2015. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01508637>
- [48] R. Liu *et al.*, « Effect of Air Distribution on Aerodynamic Field and Coal Combustion in an Arch-Fired Furnace », *Energy Fuels*, vol. 24, sept. 2010, doi: 10.1021/ef1006935.
- [49] R.-R. Moghaddam et F. Gyllensten, « Novel High-Performance SynRM Design Method: An Easy Approach for A Complicated Rotor Topology », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 9, p. 5058-5065, sept. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2271601.
- [50] G. Pellegrino, F. Cupertino, et C. Gerada, « Automatic Design of Synchronous Reluctance Motors Focusing on Barrier Shape Optimization », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, n° 2, p. 1465-1474, mars 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2345953.
- [51] X. Ma, G.-J. Li, Z.-Q. Zhu, G. W. Jewell, et J. Green, « Investigation on synchronous reluctance machines with different rotor topologies and winding configurations », *IET Electric Power Applications*, vol. 12, n° 1, p. 45-53, 2018, doi: 10.1049/iet-epa.2017.0199.
- [52] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Francheschini, et S. C. Petrache, « Design of low-torque-ripple synchronous reluctance motors », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, n° 4, p. 758-765, juill. 1998, doi: 10.1109/28.703969.
- [53] N. Bianchi, S. Bolognani, M. D. Pre, et G. Grezzani, « Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, n° 4, p. 997-1006, juill. 2006, doi: 10.1109/TIA.2006.876070.
- [54] Y. Hu, B. Chen, Y. Xiao, J. Shi, X. Li, et L. Li, « Rotor Design and Optimization of a Three-Phase Line-Start Synchronous Reluctance Motor », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 57, n° 2, p. 1365-1374, mars 2021, doi: 10.1109/TIA.2020.3043224.
- [55] M. Murataliyev, M. Degano, M. Di Nardo, N. Bianchi, et C. Gerada, « Synchronous Reluctance Machines: A Comprehensive Review and Technology Comparison », *Proceedings of the IEEE*, vol. 110, n° 3, p. 382-399, mars 2022, doi: 10.1109/JPROC.2022.3145662.
- [56] C. E. G. Martins, P. Kuo-Peng, et N. Sadowski, « Design of synchronous reluctance motors with flux barriers using 2D-FEM », in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, juin 2003, p. 1669-1674 vol.3. doi: 10.1109/IEMDC.2003.1210676.
- [57] R. R. Moghaddam, F. Magnussen, C. Sadarangani, et H. Lendenmann, « New theoretical approach to the synchronous reluctance machine behavior and performance », in *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, sept. 2008, p. 1-6. doi: 10.1109/ICELMACH.2008.4799845.

- [58] P. S. Ghahfarokhi, A. Kallaste, A. Podgornovs, A. Belahcen, et T. Vaimann, « Development of analytical thermal analysis tool for synchronous reluctance motors », *IET Electric Power Applications*, vol. 14, n° 10, p. 1828-1836, oct. 2020, doi: 10.1049/iet-epa.2020.0237.
- [59] M. Murataliyev, M. Degano, M. Di Nardo, N. Bianchi, et C. Gerada, « Synchronous Reluctance Machines: A Comprehensive Review and Technology Comparison », *Proceedings of the IEEE*, vol. 110, n° 3, p. 382-399, mars 2022, doi: 10.1109/JPROC.2022.3145662.
- [60] R. Moghaddam, « Synchronous Reluctance Machine (SynRM) Design », 2007.
- [61] H. Hofmann et S. R. Sanders, « High-speed synchronous reluctance machine with minimized rotor losses », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, n° 2, p. 531-539, mars 2000, doi: 10.1109/28.833771.
- [62] D. C. J. Krop, E. A. Lomonova, et A. J. A. Vandenput, « Application of Schwarz-Christoffel Mapping to Permanent-Magnet Linear Motor Analysis », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 44, n° 3, p. 352-359, mars 2008, doi: 10.1109/TMAG.2007.914513.
- [63] « A Derivation of the Macroscopic Maxwell Equations | American Journal of Physics | AIP Publishing ».
- [64] T. Weiland, « ON THE NUMERICAL SOLUTION OF MAXWELL'S EQUATIONS AND APPLICATIONS IN THE FIELD OF ACCELERATOR PHYSICS ».
- [65] T. Lehmann, « Méthode graphique pour déterminer le trajet des lignes de force dans l'air », *Revue d'Électricité: La Lumière Électrique*, vol. 43, p. 103-168, 1909.
- [66] J. Jin et J. K. Sykulski, « The Finite Element Method in Electromagnetics », *Measurement Science and Technology*, vol. 5, n° 1, p. 65, 1994.
- [67] G. D. Smith, *Numerical Solution of Partial Differential Equations: Finite Difference Methods*. Clarendon Press, 1985.
- [68] L. C. Wrobel et M. H. Aliabadi, « The boundary element method: Applications in solids and structures », 2002.
- [69] O. Messal, F. Dubas, R. Benlamine, A. Kedous-Lebouc, C. Chillet, et C. Espanet, « Iron Losses in Electromagnetic Devices: Nonlinear Adaptive MEC & Dynamic Hysteresis Model ». Preprints, 30 janvier 2017. doi: 10.20944/preprints201701.0131.v1.
- [70] F. Dubas et K. Boughrara, « New Scientific Contribution on the 2-D Subdomain Technique in Cartesian Coordinates: Taking into Account of Iron Parts », *Math. Comput. Appl.*, vol. 22, n° 1, Art. n° 1, mars 2017, doi: 10.3390/mca22010017.
- [71] H. Tiegna, Y. Amara, et G. Barakat, « Overview of analytical models of permanent magnet electrical machines for analysis and design purposes », *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 90, p. 162-177, avr. 2013, doi: 10.1016/j.matcom.2012.12.002.
- [72] Z. Djelloul-Khedda, K. Boughrara, F. Dubas, et R. Ibtouen, « Nonlinear Analytical Prediction of Magnetic Field and Electromagnetic Performances in Switched Reluctance Machines », *IEEE Transactions on Magnetics*, 2017.

- [73] E. Devillers, J. Le Besnerais, T. Lubin, M. Hecquet, et J.-P. Lecointe, « A review of subdomain modeling techniques in electrical machines: Performances and applications », in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, sept. 2016, p. 86-92. doi: 10.1109/ICELMACH.2016.7732510.
- [74] R. Alipour-Sarabi, Z. Nasiri-Gheidari, F. Tootoonchian, et H. Oraee, « Analysis of Winding Configurations and Slot-Pole Combinations in Fractional-Slots Resolvers », *IEEE Sensors J.*, vol. 17, n° 14, p. 4420-4428, juill. 2017, doi: 10.1109/JSEN.2017.2707523.
- [75] E. Bostanci, M. Moallem, A. Parsapour, et B. Fahimi, « Opportunities and Challenges of Switched Reluctance Motor Drives for Electric Propulsion: A Comparative Study », *IEEE Trans. Transp. Electrification.*, vol. 3, n° 1, p. 58-75, mars 2017, doi: 10.1109/TTE.2017.2649883.
- [76] « Examples:Finite Element Method Magnetics ». sur : <https://www.femm.info/wiki/Examples>