

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



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

Mémoire présenté en vue de l'obtention
du diplôme de Magister

Spécialité : Electrotechnique
Filière : Entraînements électriques

Présenté par

AMIEUR Oualid

Thème

Conception et Commande d'un Moteur Asynchrone Destiné au Véhicule Electrique

Mémoire soutenu publiquement le 20/01/2015 devant le jury composé de :

M. MAIDI Ahmed	Maître de Conférences A	UMMTO	Président
M. MOHELLEBI Hassane	Professeur	UMMTO	Rapporteur
M. RACHEK M'hemed	Maître de Conférences A	UMMTO	Examineur
M. OULD OUALI Samy Hassani	Maître de Conférences B	UMMTO	Examineur

Remerciements

Avant tout Je remercie Allah, le tout puissant, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de ce travail.

Ce travail a été effectué sous la direction de monsieur MOHELLEBI Hassane professeur au département d'Electrotechnique à l'UMMTO. Je tiens à lui exprimer ma reconnaissance pour la confiance qu'il m'a accordée et pour l'intérêt qu'il a constamment porté à mes travaux, avec patience et entière disponibilité, ainsi que pour ces conseils et suggestions à travers des fructueuses discussions, je ne saurai comment lui exprimer ma profonde gratitude.

Je tiens également à remercier et manifester ma profonde gratitude à tous les membres de Jury:

M. MAIDI Ahmed, Maître de Conférences A, UMMTO, je le remercie vivement pour l'honneur qu'il me fait de présider le Jury.

M. RACHEK Mhemed, Maître de Conférences A, UMMTO, pour le très grand honneur qu'il me fait en acceptant d'être membre de Jury et l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail.

M. OULD OUALI Samy Hassani, Maître de Conférences B, UMMTO, pour ses grandes qualités humaines et la confiance qu'ils m'ont manifestée. Je le remercie aussi pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'être membre de Jury et examinateur de ce travail.

Je tiens à remercier vivement toutes les personnes qui mon aidé à réaliser ce mémoire, ainsi tous ceux qui mon aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous mes enseignants et mes collègues du département d'Electrotechnique de UMMTO.

Spécial merci à max pour ces bonnes années partagées à Tizi-Ouzou, qui j'espère vont continuer.

Finalement, je tiens à exprimer ma très profonde gratitude à **mes parents**, mes frères, mes sœurs, mes oncles, ma grande famille et mes amis pour leur soutien morale.

Résumé

L'objectif assigné est de réaliser un travail de conception de machine associé à la commande de ce dernier. Le moteur de type asynchrone, objet d'étude, est utilisé pour la motorisation du véhicule électrique. La conception et la commande seront adaptées aux régimes de fonctionnement sévères de la machine asynchrone. L'environnement de travail sera l'outil MATLAB afin de pouvoir réaliser un transfert de données dans la conception vers la commande. Il s'agira vers la fin d'évaluer l'impact du travail réalisé sur l'économie d'énergie.

Mots-clés : conception, commande, machine asynchrone, véhicule, régime de fonctionnement, économie d'énergie

SOMMAIRE

SOMMAIRE

SOMMAIRE	1
LISTE DES FIGURES	4
LISTE DES TABLEAUX	6
NOTATIONS et SYMBOLES	7
INTRODUCTION GENERALE	9
1. GENERALITES	9
2. OBJECTIF DU PROJET	10
3. STRUCTURE DU MEMOIRE	10

Chapitre I :

Généralités sur la Motorisation d'un Véhicule Electrique

INTRODUCTION	12
1.1. DOMAINE DE LA TRACTION ELECTRIQUE LEGERE	12
1.1.1. Contexte général	12
1.1.2. Critères imposés par le domaine de traction électrique	13
1.1.3. Contraintes de dimensionnement des moteurs et choix du type de moteur	16
1.2. STRUCTURES DES MACHINES ELECTRIQUES POUR LES VEHICULES	18
1.2.1. Machines à courant continu (MCC)	18
1.2.2. Machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS)	19
1.2.3. Machines synchrones	20
1.2.3. a. Machines synchrones à réluctance variable (MSRV)	20
1.2.3. b. Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB)	21
1.2.3. c. Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)	22
1.2.4. Machines asynchrones (MAS)	24
1.3. SOLUTIONS EXISTANTES	25
1.4. LE MOTEUR ASYNCHRONE COMME SOLUTION DE TRACTION ELECTRIQUE	26
1.5. OUTILS DE COMMANDE POUR LE DIMENSIONNEMENT DYNAMIQUE DE SYSTEMES ELECTRIQUES	27
1.5.1. Des outils de commande pour l'analyse dynamique du système	29
1.5.2. Des outils de commande pour la gestion énergétique	30
CONCLUSION	31

Chapitre II :

Dimensionnement de la Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil

INTRODUCTION	32
2.1. MODELE MECANIQUE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE	32
2.2. CALCUL DES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DE LA MACHINE	32
2.2.1. Les données de la machine	33
2.2.2. Circuit magnétique	33
2.2.3. Dimensions principales (longueur virtuelle et diamètre intérieur)	34
2.2.4. Dimensionnement de l'enroulement statorique	35

2.2.5. Dimensionnement de l'encoche statorique	36
2.2.6. Dimensionnement de l'encoche rotorique	39
2.2.7. Le courant magnétisant	41
2.2.8. Calcul des paramètres du schéma équivalent de la machine	43
2.2.9. Masse du moteur	47
2.2.10. Calcul des performances	47
- Au démarrage.....	48
- Fonctionnement à vide	48
- Fonctionnement en court-circuit	49
- Régime de fonctionnement nominal (en charge)	49
2.2.11. Refroidissement	50
2.3. VALIDATION DES RESULTATS	51
CONCLUSION	51

Chapitre III : **Modélisation de la Machine Asynchrone**

INTRODUCTION	52
3.1. MODELISATION DE LA MAS TRIPHASEE	52
3.1.1. Description de la MAS triphasée	52
3.1.2. Modèle de la MAS triphasée	53
3.1.3. Hypothèses simplificatrices	53
3.1.4. Equations générales de la MAS triphasée	54
➤ Equations électriques	54
➤ Equations magnétiques	54
➤ Equations mécaniques	55
3.2. TRANSFORMATION DE PARK	56
3.2.1. Différents repères	56
3.2.2. Application de la transformation de Park au modèle de la MAS	57
➤ Equations électriques	58
➤ Equations magnétiques	58
➤ Equations mécaniques	59
3.3. ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	59
3.4. REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MAS	59
3.5. SIMULATION DU MODELE DE LA MAS EN TENSION	61
CONCLUSION	63

Chapitre IV : **Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Triphasée**

INTRODUCTION	64
4.1. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	64
4.1.1. Principe de base de la commande vectorielle	64
4.1.2. Choix de type d'orientation de flux	67
4.1.3. Stratégie de la commande	67
✓ Méthode de contrôle indirect du flux	67

✓ Méthode de contrôle directe du flux	67
4.2. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA MAS EN TENSION	70
4.3. ORGANISATION FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE	70
4.4. ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE	70
4.5. CALCULS DES REGULATEURS	71
4.5.1. Calcul du régulateur de flux	71
4.5.2. Calcul du régulateur de couple	72
4.5.3. Calcul du régulateur de vitesse	73
4.6. MODÈLE LINÉAIRE EQUIVALENT DE LA MAS OBTENU PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	74
4.7. RESULTATS DE SIMULATION	75
CONCLUSION	76

Chapitre V :
Optimisation de l’Energie Embarquée

INTRODUCTION	77
5.1. DIFFERENTES TECHNIQUES DE L’OPTIMISATION DU RENDEMENT ...	77
5.2. COMMANDE A RENDEMENT OPTIMAL	77
5.3. CONVERSION D’ENERGIE ET PERTES DANS LES SOUS SYSTEMES	78
5.4. CALCUL DES PERTES DANS LE CADRE D’UNE COMMANDE VECTORIELLE	79
5.5. ALGORITHME DE MINIMISATION DES PERTES	81
5.5.1. Contraints	82
5.5.2. Le couple maximum pour chaque région	85
5.5.3. Variation du courant optimal générer par la commande	85
5.6. SCHEMA BLOC DE LA CHAINE DE TRANSMISSION D’ENERGIE	87
CONCLUSION	90

Chapitre VI :
Conception et Caractérisation du Prototype

INTRODUCTION	91
6.1. CONCEPTION D’UNE MAS ALIMENTEE PAR CONVERTISSEUR	91
6.2. PROBLEME D’OPTIMISATION DE LA CONCEPTION D’UN MAS ALIMENTE PAR UN CONVERTISSEUR	92
6.3. ALGORITHME PROPOSEE POUR LE DIMENSIONNEMENT	93
6.3.1. Contraints	93
6.3.2. Application	94
6.3.3. Pertes fer	97
6.4. VALIDATION DES RESULTATS	98
CONCLUSION	100
CONCLUSION GENERALE	101
ANNEXE	103
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	110

*LISTE DES FIGURES
ET TABLEAUX*

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Prévisions pour le marché international d'automobiles (source IEA)	12
Figure 1.2: Cycle NEDC de fonctionnement des voitures	14
Figure 1.3: Caractéristiques de fonctionnement du moteur de traction.....	14
Figure 1.4: Limite théorique dans le plan vitesse/puissance	17
Figure 1.5: Structure d'une machine à courant continu	18
Figure 1.6: MRV à double saillance	19
Figure 1.7: Rotor d'une machine synchrone à réluctance variable	20
Figure 1.8: Machine synchrone à rotor bobiné.....	21
Figure 1.9: Machine synchrone à rotor bobiné.....	22
Figure 1.9: Rotors de machines synchrones à aimants permanents	24
Figure 1.10: Structure d'une machine asynchrone à cage d'écureuil ou à rotor massif	37
Figure 2.1: Schéma de constitution d'une encoche statorique.....	37
Figure 2.2: Forme et disposition des têtes de bobines	40
Figure 2.3: Quelques dimensions nécessaires au modèle	43
Figure 2.4: schéma équivalent d'une phase de machine asynchrone	50
Figure 2.5: Ventilation intérieure	50
Figure 2.6: Ventilation extérieure	53
Figure 3.1: Modèle d'une machine asynchrone triphasée	57
Figure 3.2: Référentiel tournant d'axes (d- q)	59
Figure 3.3: Référentiel tournant d'axes (d- q)	61
Figure 3.3: Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension	62
Figure 3.4: Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension	62
Figure 3.5: Résultats de simulation de la MAS en tension à vide.....	63
Figure 3.6: Résultats de simulation de la MAS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide.....	65
Figure 4.1: Référentiel lié au flux rotorique.....	65
Figure 4.1: Référentiel lié au flux rotorique.....	66
Figure 4.2: Principe de commande découplée pour la MCC et la MAS.....	69
Figure 4.3: Région de fonctionnement à toutes vitesses.....	69
Figure 4.4: Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	70
Figure 4.5: Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq}	70
Figure 4.6: Commande découplée - Expressions de Φ_R et C_{em}	72
Figure 4.7: Commande découplée - Expressions de Φ_R et C_{em}	73
Figure 4.7: Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la MAS en tension	74
Figure 4.8 : Schéma fonctionnel de régulation de flux.....	74
Figure 4.9: Schéma fonctionnel de régulation de couple.....	75
Figure 4.10: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.....	75
Figure 4.11: Schéma bloc du modèle linéaire équivalent de la MAS par la commande vectorielle directe.....	76
Figure 4.12: Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS, en charge nominale après un démarrage à vide.....	79
Figure 4.12: Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS, en charge nominale après un démarrage à vide.....	83
Figure 5.1: Schéma équivalent de la machine asynchrone avec résistance de pertes fer parallèle dans le repère tournant (d-q)	83
Figure 5.1: Schéma équivalent de la machine asynchrone avec résistance de pertes fer parallèle dans le repère tournant (d-q)	86

Figure 5.2: Tension et courant limites dans le repère tournant (d-q)	87
Figure 5.3: Variation du couple et de la puissance d'une machine asynchrone	87
Figure 5.4: Organigramme de la commande proposée.....	88
Figure 5.5: Chemin de i_{ds} pour les différentes régions.....	89
Figure 5.6: Schéma d'implantation pour l'optimisation d'énergie dans le cadre de la commande vectorielle.....	89
Figure 5.7: Différence entre les deux techniques de commande.....	90
Figure 5.8: Vitesse du véhicule électrique.....	95
Figure 5.9: Puissance du véhicule électrique.....	99
Figure 5.10: Variations des pertes du moteur électrique.....	99
Figure 5.11: Variations du courant	100
Figure 6.1: Organigramme de l'algorithme du dimensionnement proposée.....	103
Figure 6.2: Comparaison des pertes du moteur électrique.....	105
Figure 6.3: Variations du courant	105
Figure 6.4: Variations du couple.....	106
Figure A.1: Bilan des forces agissant sur le véhicule	106
Figure A.2: Puissance nécessaire à vitesse stabilisée sur terrain plat	106
Figure A.3: Accélération de 0-50 km/h	106
Figure.B.1: Facteur de puissance des moteurs normaux à bagues en fonction de la puissance nominal	107
Figure.B.2: Rendement de moteurs normaux à bagues en fonction de la puissance nominal	107
Figure.B.3: Courbe d'aimantation de l'acier coulé utilisés dans le circuit magnétique du stator et rotor	107
Figure.B.4: Perte pour une culasse de 0.5mm d'acier	107

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1: Caractéristiques des machines à courant continu.....	18
Tableau 1.2: Caractéristiques des machines à réluctance variable à double saillance...	19
Tableau 1.3: Caractéristiques des machines synchrones à réluctance variable.....	20
Tableau 1.4: Caractéristiques des machines synchrones à rotor bobiné.....	21
Tableau 1.5: Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents.....	23
Tableau 1.6: Caractéristiques des machines asynchrones à cage d'écureuil ou à rotor massif	25 27
Tableau 1.7: Comparaison des quatre moteurs pour la traction électrique légère.....	51
Tableau 2.1 : Résultats de dimensionnement du moteur asynchrone à cage d'écureuil	61
Tableau 3.1 : Les paramètres électriques de la machine asynchrone.....	84
Tableau 5.1: Solutions d'algorithme de minimisation des pertes.....	97
Tableau.6.1: Comparaison des performances de la machine.....	98
Tableau 6.2: Dimensions du prototype final d'un moteur asynchrone.....	
Tableau.B.1: Induction dans l'entrefer et densité linéaire de courant des machines asynchrones normales.....	107 108
Tableau.B.2: Marques d'acier recommandées et les coefficients de remplissage K_c	108
Tableau.B.3: Dimensions d'encoche statorique.....	108
Tableau.B.4: Nombres d'encoches recommandés du stator et du rotor.....	109
Tableau.B.5: Classe des isolants.....	

*NOTATIONS ET
SYMBOLES*

NOTATIONS ET SYMBOLES

NOTATIONS

IEA	l'Agence Internationale de l'Énergie
NEDC	New European Driving Cycle
FTP75	Federal Test Procedure
EV	Véhicule Electrique
HEV	Véhicule Electrique Hybride
PMC	Puissance Maximale Constante
EUDC	European Urbain Driving Cycle
IEC	International Electrotechnical Commission

SYMBOLES

D	Diamètre intérieur statorique
l_i	Longueur du moteur
D_{cs}	Diamètre extérieur
τ_p	Pas polaire statorique
$\hat{\phi}$	Densité du flux/pôle statorique
Z_1	Nombre d'encoches statoriques
N_e	Conducteurs par encoches
N_1	Nombre de spires/phase
I_n	Courant statorique
J_1	Densité du courant statorique
S_{co}	Section du conducteur
\hat{B}_{dsm}	L'induction dans les dents statorique
\hat{B}_{csm}	L'induction dans la culasse statorique
h_{cs}	Hauteur de la culasse statorique
D_{cs}	Diamètre extérieur
e	Largeur d'entrefer
D_r	Diamètre extérieur du rotor
Z_2	Nombre d'encoches rotoriques
I_r	Courant rotorique
J_b	Densité du courant rotorique
\hat{B}_{drm}	L'induction dans les dents rotoriques
\hat{B}_{crm}	L'induction dans la culasse rotoriques
h_{cr}	Hauteur de la culasse rotorique
L_{er}	Largueur de l'encoche rotorique

h_{er}	Hauteur de l'encoche rotorique
D_{ir}	Diamètre intérieur rotorique
ω_s	Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator
ω	Pulsation de glissement
$[V_{s_{abc}}] ([i_{s_{abc}}])$	Vecteur de tension (courant) statorique
$[V_{r_{abc}}] ([i_{r_{abc}}])$	Vecteur de tension (courant) rotorique
$[\Phi_{s_{abc}}] ([\Phi_{r_{abc}}])$	Vecteur de flux statorique (rotorique)
$[L_s] ([L_r])$	Matrice d'inductances statoriques (rotorique)
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor
l_s, l_r	Inductance propre d'une phase statorique (rotorique)
$M_s (M_r)$	Inductance mutuelle entre phases statoriques (rotorique)
J	Moment d'inertie des masses tournantes
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
C_r	Vitesse rotorique
C_{em}	Couple électromagnétique
f	Coefficient de frottement visqueux
$[V_{sd} V_{sq}]$	Tensions statorique selon les axes d et q
$[i_{sd} i_{sq} i_{rd} i_{rq}]$	Courants statorique (rotorique) selon les axes d et q
$[\Phi_{sd} \Phi_{sq} \Phi_{rd} \Phi_{rq}]$	Courants statorique (rotorique) selon les axes d et q
σ	Coefficient de dispersion total
T_r	Constante de temps rotorique
R_t	Résistance totale ramenée au stator
Φ_R^*	Flux rotorique de référence
$\Phi_{R\ nom}$	Flux rotorique nominal
$\Omega_{\ nom}$	Vitesse nominale de rotation
R_d, R_q	Résistances équivalentes représentant les pertes selon les axes d et q
$V_{max} (I_{max})$	Les valeurs efficaces de la tension (courant) dans une phase du stator

INTRODUCTION
GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

1. GENERALITES:

La réduction de la consommation de pétrole et des émissions polluantes dans le secteur automobile est un enjeu important, et le marché du véhicule propre s'ouvre donc peu à peu. Ainsi, la nécessité de rendre les automobiles plus propres, conjugué au besoin naissant d'un nouveau type de consommateur de ce secteur, pousse les constructeurs automobiles à proposer des véhicules plus sobres. Une solution, qui permet d'éviter la consommation de pétrole pour ce type d'application et de ne plus émettre de gaz à effets de serre (au moins au niveau du véhicule), est la voiture électrique. Cependant, le passage d'un parc automobile mondial fonctionnant actuellement quasi-exclusivement au pétrole, vers un parc d'automobiles exclusivement électriques, ne peut être réalisé directement. Il faut en effet respecter certaines contraintes industrielles et économiques incontournables. Le passage du véhicule conventionnel au véhicule électrique est donc un travail à réaliser pas à pas, en partant des technologies bien maîtrisées actuellement.

Ce secteur va donc entraîner dans les années à venir une activité importante des constructeurs en termes de recherche et de développement car de nombreuses solutions apparaissent et doivent faire leurs preuves. Aujourd'hui, des nombreux systèmes de gestion de l'énergie ont été définis pour les véhicules électriques. Mais il existe encore de nombreuses opportunités pour renforcer, simplifier les architectures électriques et améliorer l'adéquation entre le véhicule et son infrastructure de charge.

Cependant, ce type d'architecture remet en questions les méthodes de conception et de commande initialement développées pour les machines triphasées. Mais les impacts techniques sont nombreux. En effet, les constructeurs des véhicules électriques doivent développer un nouveau métier sur la conception et la commande des moteurs électriques, et tout particulièrement gérer l'énergie liés spécifiquement à la batterie.

Les objectifs donnés au développement des outils concernent l'aide à la conception et à la commande de la machine asynchrone. Ainsi, depuis le début de leur développement, un lien étroit a été tissé entre les notions de conception et de commande dans le but de satisfaire les spécifications de la traction électrique et spécialement l'économie d'énergie.

2. OBJECTIF DU PROJET:

Les objectifs de ce travail sont liés principalement à la notion de conception en vue de la commande, dans le but de satisfaire le rendement énergétique de la traction électrique. Cependant, on peut résumer ces objectifs dans les points suivants :

- ✓ Définition d'un cahier de charge et calcul d'une machine asynchrone.
- ✓ Implantation d'algorithme de commande pour le pilotage de la machine asynchrone dans le cadre d'une commande à hautes performances.
- ✓ Assurer un fonctionnement fiable de la machine asynchrone sur toute la plage de vitesse, dans le cadre d'une commande vectorielle.
- ✓ Augmenter le rendement énergétique de la machine asynchrone par le développement et l'implémentation des méthodes d'optimisation de l'énergie embarqué.

3. STRUCTURE DU MEMOIRE:

Nous proposerons alors des extensions à ces outils, afin de répondre aux hypothèses de travail décrites par le système étudié. Nous chercherons à simplifier au maximum ces extensions, afin de garantir une modélisation relativement simple, à partir de laquelle il est possible de dégager une structure de commande offrant de bonnes performances. Pour décrire ce travail, nous décomposerons ce mémoire en six chapitres.

Le premier présente une recherche bibliographique l'état de l'art des véhicules électriques, les méthodes de conception analytique-empirique et stratégies de commande des machines électriques tournantes utilisées dans le domaine de la traction électrique légère. Les critères spécifiques à l'application de traction électrique seront identifiés et les avantages et les inconvénients des différents types de moteurs électriques seront répertoriés du point de vue de l'application. Le choix pour le moteur asynchrone est justifié sur la base de ces critères.

Dans la deuxième partie, le modèle mécanique du véhicule permet en premier lieu de déterminer la puissance demandée aux roues en fonction de différentes variables d'entrée qui seront identifiées. Ensuite, la thématique du dimensionnement est présentée, afin de définir un cahier de charge d'une machine asynchrone triphasée. Une partie de ce chapitre sera aussi consacrée à la détermination des paramètres caractéristiques du modèle.

L'objectif du troisième chapitre sera de trouver un modèle du notre moteur asynchrone alimenté par un convertisseur. Nous présentons la modélisation mathématique de la machine asynchrone pour l'étude de son fonctionnement suivi d'une simulation numérique dont le but est la validation du modèle de la machine proposée. La modélisation proposée s'appuiera sur les résultats de la conception de la machines asynchrone. Ce modèle devra être adapté à une définition simple des structures de commande du système.

Dans le quatrième chapitre, la commande vectorielle de la machine asynchrone sera présentée à partir d'une technique bien connue basée sur la méthode directe d'orientation du flux rotorique. Nous présentons également les différentes structures de commandes basées sur cette théorie. Pour cela, nous utiliserons la modélisation donnée dans le troisième chapitre. Les régulateurs classique (PI), vu leur rôle important dans l'exécution de cette commande, seront notamment présentés.

Ensuite, dans un cinquième chapitre, nous présentons la conception d'un algorithme d'optimisation du rendement énergétique dans le cadre d'une commande vectorielle. Nous présenterons et calculons les différentes pertes produites dans la chaine de transmission d'énergie. L'objectif sera de comparer différentes commandes, et de discuter des meilleurs choix à opéré pour contrôler le moteur asynchrone. Les différentes modes de fonctionnement de la machine électrique seront examinées.

Dans le dernier chapitre, nous étudierons les méthodes de dimensionnement des machines asynchrones fonctionnant à vitesse variable pour le choix de la méthode appropriée. Une contribution à l'amélioration des performances par l'action sur quelques paramètres du dimensionnement.

En fin, une conclusion générale permettra de rassembler un certain nombre de remarques nécessaires quand l'avantage de cette commande et des suggestions sur des perspectives éventuelles.

On terminera par des annexes ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

Chapitre I:

Généralités sur la Motorisation d'un Véhicule Electrique

INTRODUCTION

Ce chapitre est dédié à la recherche bibliographique relative à la conception et la commande des machines électriques utilisées dans le domaine de traction électrique.

On a besoin d'un prototype pour vérifier les algorithmes de commande développés, mais actuellement il y'a plusieurs types des machines disponibles au marché. Pour résoudre le problème de l'énergie on a conçu un prototype spécifique bien adapté pour la validation des modèles et des algorithmes de commande.

Le propos de ce chapitre était la réalisation d'une première exploration sur l'introduction de la machine asynchrone dans la traction des véhicules électriques(EVs). Pour cela on veut traiter tous les aspects qui englobent le développement d'un tel système : la conception et la commande.

1.1. DOMAINE DE LA TRACTION ELECTRIQUE LEGERE

1.1.1. Contexte général

Dans le dernier rapport de l'Union Européenne la tendance du marché international d'automobiles pour les années 2000-2050 estimée par l'Agence Internationale de l'Énergie (IEA) est considérée comme un point de référence (Figure1.1). L'objectif majeur pour les prochaines décennies est le remplacement des véhicules utilisant des moteurs thermiques par des nouvelles solutions plus propres. Ainsi, les véhicules purement électriques, hybrides et avec pile de combustible vont représenter une partie du marché de plus en plus importante.

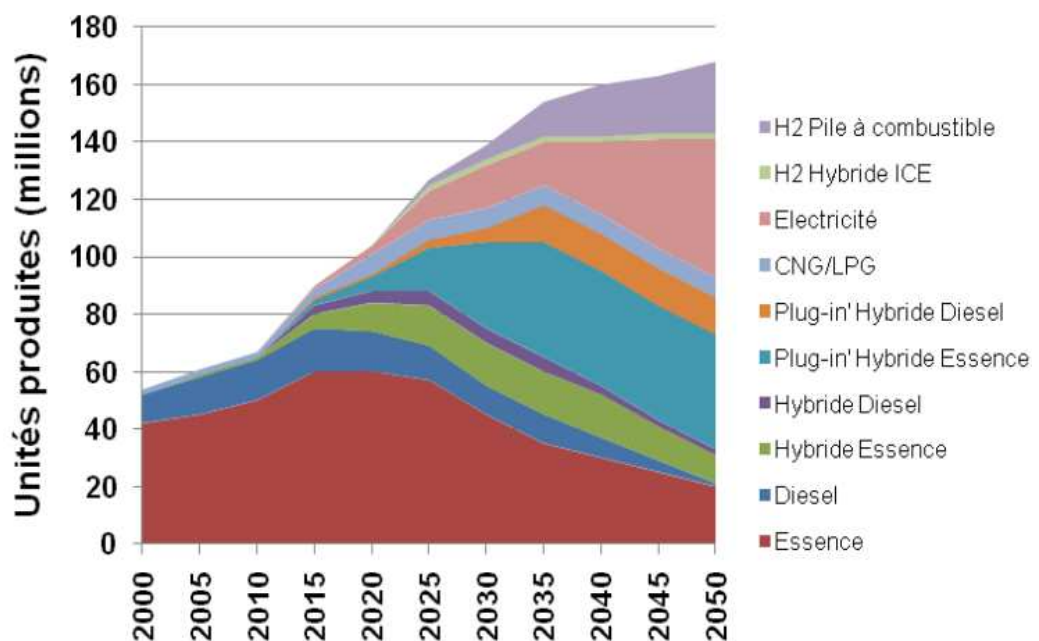


Figure 1.1: Prévisions pour le marché international d'automobiles (source IEA).

Bien que le rapport de l'IEA se concentre plutôt sur les sources d'alimentation des véhicules que sur le moteur de traction, il est tout à fait clair que la propulsion de ces véhicules va être assurée soit partialement (dans les cas des solutions hybrides) soit complètement par des moteurs électriques [1].

Les avantages des véhicules utilisant un moteur électrique par rapport aux véhicules avec moteur thermique incluent [2]:

- rendement global de la chaîne de traction plus élevé
- réduction de la masse totale de la chaîne de traction
- couple élevé depuis la phase de démarrage
- réduction ou élimination des émissions des gaz à effet de serre
- élimination de la dépendance de ressources fossiles
- récupération d'énergie lors du freinage électrique
- réduction du bruit
- réduction du prix total d'exploitation du véhicule

Le défi majeur pour l'introduction à grande échelle sur le marché des véhicules électriques est représenté par la quantité limitée d'énergie que peut être stockée au bord des véhicules. Ainsi, il est essentiel que la transformation de l'énergie électrique en énergie mécanique se fasse avec le rendement le plus haut possible dans toutes les étapes de fonctionnement. L'optimisation du dimensionnement du moteur et de la stratégie de commande peut contribuer d'une manière décisive aux performances du véhicule [1].

1.1.2. Critères imposés par le domaine de traction électrique

Les moteurs électriques utilisés pour des applications de traction électrique sont soumis à des conditions d'utilisation différentes par rapport aux machines employées dans des applications industrielles. À cause de ces demandes spéciales il faut viser des autres objectifs dans la conception optimale des moteurs électriques.

La caractéristique principale utilisée dans l'évaluation du véhicule électrique est représenté par le cycle de fonctionnement. Ils existent plusieurs cycles de fonctionnement standards appliqués par l'industrie d'automobile, en fonction des habitudes d'utilisation des véhicules dans des différentes régions. Les plus connues cycles de fonctionnement sont le "Nouveau Cycle de Conduite Européen" ("New European Driving Cycle" –NEDC) dans l'Europe (Figure 1.2), le FTP75 ("Federal test procedure") dans les États-Unis ou le "10-15 Mode" au Japon.

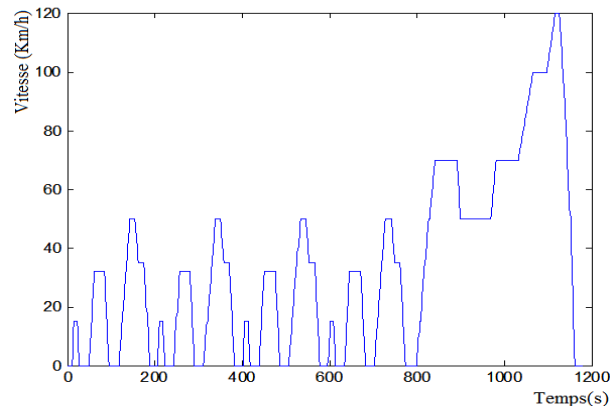


Figure 1.2 : Cycle NEDC de fonctionnement des voitures.

Ce cycle représente un parcours typique d'un véhicule dans un environnement urbain (de 0 à 800 s) avec des arrêts fréquents et des démarrages, et suburbain (de 800 à 1200 s) avec des vitesses plus importantes et plus soutenues.

Ainsi, en fonction du cycle choisi, le véhicule doit atteindre des critères de performance comme la vitesse maximale, la pente maximale ou l'accélération maximale pendant une période standard de fonctionnement. Ces critères peuvent être évalués à l'aide des caractéristiques couple-vitesse et puissance-vitesse du moteur de traction. Il doit être capable de fournir un couple élevé au démarrage et une puissance élevée aux hautes vitesses (régime de croisière). La plage de variation de la vitesse à puissance constante doit être la plus étendue possible pour bénéficier de la puissance entière du moteur jusqu'à hautes vitesses.

Les courbes idéalisées de la vitesse par rapport au couple et à la puissance sont présentées sur la figure (1.3). La vitesse jusqu'à laquelle le moteur peut délivrer un couple constant est appelée la vitesse de base. À partir de cette vitesse, le moteur atteint la puissance nominale et le couple délivré décroît jusqu'à la vitesse maximale. Le domaine de fonctionnement à puissance constante varie en fonction du type de moteur, de la stratégie de contrôle implémentée et de la conception optimale de l'ensemble de traction pour l'application spécifique.

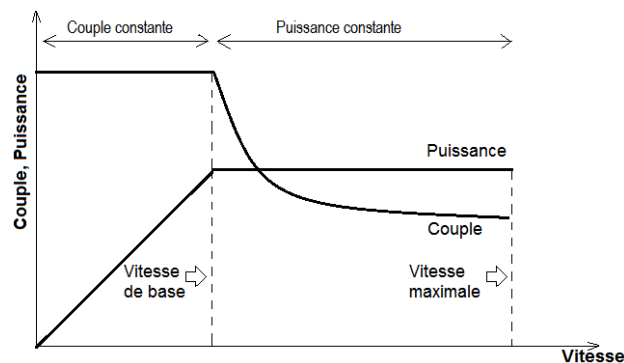


Figure 1.3: Caractéristiques de fonctionnement du moteur de traction.

Les conclusions qu'on peut tirer sur la base de cette caractéristique de fonctionnement sont :

- la puissance nominale nécessaire pour la phase d'accélération décroît avec la réduction de la région de fonctionnement à couple constant; ainsi, le gabarit du moteur peut être réduit.
- la vitesse maximale de fonctionnement du moteur a une grande influence sur la valeur du couple maximal ; l'augmentation du couple nominal se traduit par un nombre plus élevé des spires et des pertes Joules.
- la réduction de la puissance nominale nécessaire (par l'extension du domaine de fonctionnement à puissance constante) augmente la valeur du couple maximal et ainsi le coût de la partie de puissance de l'ensemble de traction.

Le choix du moteur de traction adapté à l'application est ainsi basé sur ces demandes contradictoires de la part de l'ensemble de traction. Les critères spécifiques imposés aux moteurs de traction électrique peuvent être résumés comme suit :

- densité de puissance et puissance instantanée élevées.
- couple élevé dans la gamme des bases vitesses.
- puissance élevée dans la gamme des hautes vitesses.
- une gamme large de vitesses, nécessaire pour les cycles urbains et extra-urbains.
- une gamme de vitesses à puissance constante la plus étendue possible pour diminuer la puissance nominale requise.
- réponse rapide aux demandes de couple.
- fonctionnement dans les quatre quadrants avec récupération d'énergie lors du freinage.
- fonctionnement intermittent en surcharge.
- encombrement et poids réduits ainsi qu'une faible inertie.
- robustesse et fiabilité élevées dans des conditions de fonctionnement spécifiques aux véhicules électriques.
- ondulations de couple réduites.
- bruit réduit
- prix raisonnable

Il faut aussi prendre en compte la nature de l'application et l'environnement dans lequel le moteur va fonctionner. Ainsi, le fait que l'énergie disponible est embarquée (et donc limitée) impose un fonctionnement le plus économique possible dans toutes les étapes de

fonctionnement. Les étapes de freinage avec récupération ont une grande importance pour l'économie d'énergie dont il faut pleinement en profiter. À cause des cycles surtout urbaines aux quelles les véhicules sont soumis, les pertes dans les périodes de fonctionnement à vide influencent beaucoup l'efficacité globale du système [1].

1.1.3. Contraintes de dimensionnement des moteurs et choix du type de moteur

La conception et l'optimisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique est un problème multidisciplinaire qui doit prendre en considération, au minimum, la source d'alimentation, la transmission mécanique et la motorisation électromagnétique à alimentation électronique.

Dans ce paragraphe, nous présentons succinctement les principales contraintes de dimensionnement de la machine électrique. La plupart des arguments sont également vrais dans le cadre plus général des moteurs pour la traction des véhicules électriques.

Nous limitons principalement notre analyse à des moteurs à flux radial. Les moteurs à flux axial présentent l'avantage d'avoir une surface d'entrefer plus grande conduisant à un meilleur couple spécifique mais ils posent un problème mécanique d'équilibrage des forces axiales, qui est d'autant plus prégnant que le moteur doit être intégré peut être soumis à des accélérations très fortes liés à d'éventuels chocs. Mais pour des raisons de meilleure intégration au système, d'autres dispositions peuvent être adoptées.

La principale contrainte de dimensionnement est évidente, elle est liée à l'encombrement nécessairement limitée. Or, il est connu que la minimisation du volume d'une machine électrique passe par l'augmentation de la fréquence de conversion d'énergie qui est égale au produit du nombre de paires de pôles par la fréquence de rotation. Dans ce cas on converge naturellement vers des machines rapides dont la fréquence électrique est généralement limitée par des contraintes mécaniques liées à la grande vitesse périphérique du rotor ou par les pertes magnétiques dans les tôles statoriques conduisent à des pertes et des échauffements qui sont d'autant plus difficiles à évacuer que la machine est confinée : à la difficulté de conception d'une machine compacte s'ajoute la difficulté d'intégration du système de refroidissement[3]. En particulier, les pertes par effet joules qui limitent le couple.

Il y'a une relation qui recommande la puissance nominale maximale pour les machines électriques:

$$P(KW) \leq \frac{6.2 \cdot 10^6}{(tr/mn \cdot 1000)^{3.3}}$$

L'équation précédente est représentée sur la figure (1.4) pour certains moteurs connus.

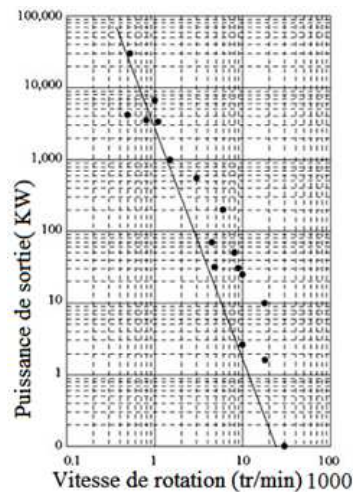


Figure 1.4 : Limite théorique dans le plan vitesse/puissance [4].

D'autre part, la section de dimensionnement du moteur pour EV, le poids et le rendement sont très importants due à la limitation de la puissance de batterie.

Dans la pratique, les moteurs de traction de types classiques ou spéciaux et pour le domaine étudié ici ont des puissances inférieures à 200 KW. Des valeurs se situent approximativement dans les limites suivantes : l'induction sous un pôle(T) entre (0.3; 1), densité linéique (définie par rapport à la longueur de la périphérie de l'entrefer) de courant (A/m) entre (2; 30) et la densité de courant (A/mm²) entre (3; 10) dans les conducteurs.

Pour les puissances mises en jeu dans les véhicules routiers classiques, 10000 tr/min est une vitesse parfaitement faisable [5]. Les puissances massiques atteintes par de tels moteurs se situent aux alentours de quelques kW/kg. Prenons l'exemple d'un moteur de 30 kW devant fonctionner à puissance maximale constante, PMC, il faut considérer un produit [couple maxi*vitesse maxi] égal à 120 kW, la vitesse maximale faisable vaut alors 60000 tr /mn et le couple nominal de ce moteur vaut 19,2 N.m à 15000 tr/mn. Si la pression tangentielle vaut 2 N/cm², le couple volumique d'entrefer vaut 40kN.m/m³, soit un volume d'entrefer de 0,48 dm³. Si le rapport du rayon extérieur sur le rayon d'entrefer vaut environ 2, cela donne un volume électromagnétique total de 1,9 dm³, en considérant une densité moyenne de 5 kg/dm³, la masse électromagnétique vaut 9,6 kg. Si on ajoute 3 kg de masses inactives (roulements, flasques...), on obtient une puissance massique de 2,4 kW/ kg. Notons que si la puissance maximale avait été obtenue seulement à la vitesse maximale (pas de fonctionnement à puissance maximale constante), une vitesse maximale de 100 000 tr /mn aurait été possible et le couple aurait été plus faible (2,9 N.m) et le moteur aurait été encore beaucoup plus léger (avec 1,5 N/cm², Mass= 2,2 kg, on atteindrait environ 10 kW/kg). Mais quelle boîte de vitesses permettrait le fonctionnement d'un tel moteur [6].

1.2. STRUCTURES DES MACHINES ELECTRIQUES POUR LES VEHICULES

La relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation des hautes performances des véhicules électriques en exploitation. Il existe trois grandes catégories de moteurs (à courant continu, asynchrone et synchrone) [7].

1.2.1. Machines à courant continu (MCC)

La figure (1.5) montre les différents composants d'une machine à courant continu.

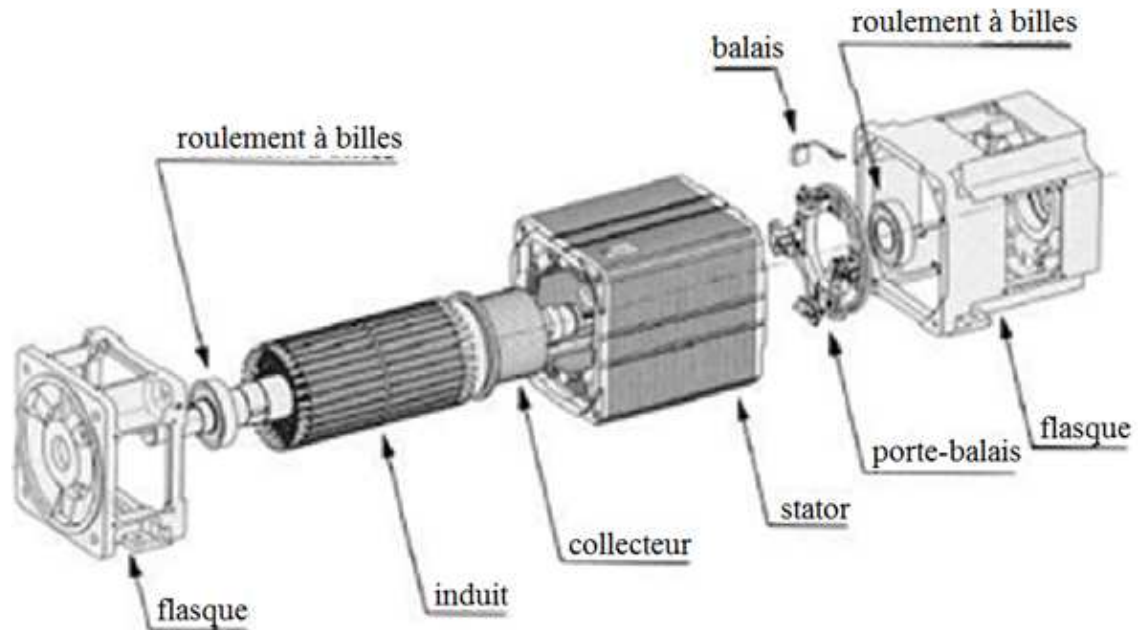


Figure 1.5: Structure d'une machine à courant continu.

On donne, dans le tableau 1.1, les caractéristiques des machines à courant continu.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Electronique de commande simple • Défluxage et donc fonctionnement en vitesses élevées facile à réaliser pour les MCC à inducteur bobiné. 	<ul style="list-style-type: none"> • Présence du système ballais-collecteur, qui représente un volume supplémentaire, • Usure du système ballais-collecteur requiert un entretien périodique, • Présence d'enroulements de compensation implique un accroissement du volume, • L'induit étant en rotation ne permet pas un bon refroidissement, ce qui limite les possibilités d'accroître les performances, • Puissance massique assez faible.

Tableau 1.1: Caractéristiques des machines à courant continu.

1.2.2. Machines à réluctance variable à double saillance (MRVDS)

La machine à réluctance variable à double saillance est, de loin, la plus facile à construire, elle est constituée d'un empilement de tôles.

La Figure (1.6.a), on voit le stator complet avec les enroulements concentriques qui permet d'avoir un bon coefficient de bobinage (entre 0,6 et 0,8 par rapport à 0,4 pour les enroulements classiques), et une réduction de la taille des têtes de bobines. Sur la figure (1.6.b) on voit le rotor complet. Il est complètement passif, ce qui permet le fonctionnement à vitesses élevées.

La machine à réluctance variable souffre du problème de la magnétisation du fer, nécessite l'apport de puissance réactive, ce qui dégrade le facteur de puissance.

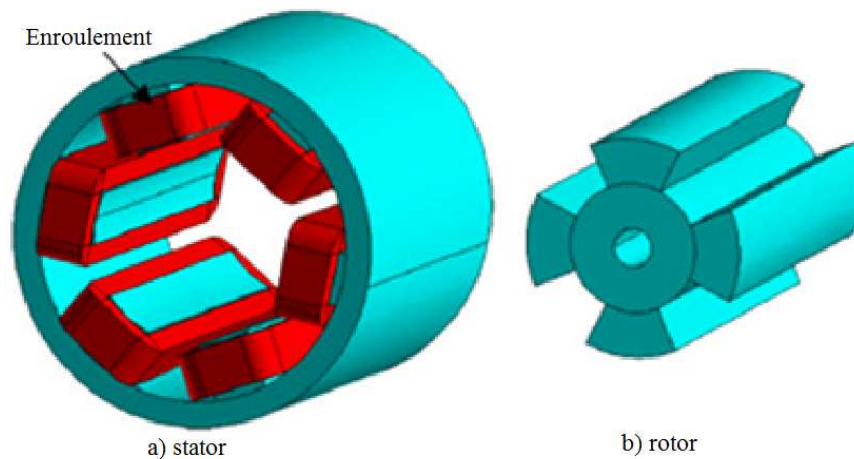


Figure 1.6: MRV à double saillance.

Le tableau 1.1 donne les caractéristiques des Machines à réluctance variable à double saillance.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Fabrication simple, • Machine robuste, • Possibilité de fonctionner sur une large plage de vitesse, • Bon rapport couple/masse, • Bon coefficient de bobinage. 	<ul style="list-style-type: none"> • Mauvais facteur de puissance, • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position), • Présence non négligeable de bruit et de vibrations, • Surdimensionnement de l'alimentation.

Tableau 1.2: Caractéristiques des machines à réluctance variable à double saillance.

Par ailleurs, la nature pulsatoire du couple et le bruit acoustique constituent les inconvénients principaux des MRVDS.

1.2.3. Machines synchrones

1.2.3. a. Machines synchrones à réluctance variable (MSRV)

On voit figure (1.7), le rotor d'une machine synchrone à réluctance variable. Ce rotor ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation, le couple est créé grâce à l'effet de réluctance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif. Le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d/L_q) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance : plus ce rapport est élevé, plus le facteur de puissance l'est. L'obtention d'un rapport L_d/L_q élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication, qui se répercutent négativement sur le coût.

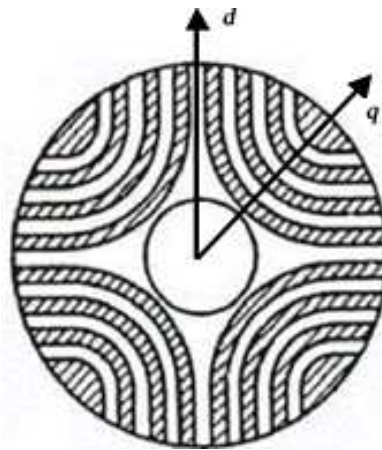


Figure 1.7: Rotor d'une machine synchrone à réluctance variable.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Rotor passif permettant un fonctionnement à vitesse élevée, • Rendement relativement meilleur que les machines asynchrones. 	<ul style="list-style-type: none"> • Nécessité d'un rapport de saillance élevé, donc fabrication délicate en grande série, • Facteur de puissance relativement faible, • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position).

Tableau 1.3: Caractéristiques des machines synchrones à réluctance variable.

1.2.3. b. Machines synchrones à rotor bobiné (MSRB)

On voit figure (1.8), une coupe axiale d'une machine synchrone à rotor bobiné. Le flux d'excitation est créé par un courant que l'on injecte dans les enroulements rotor.

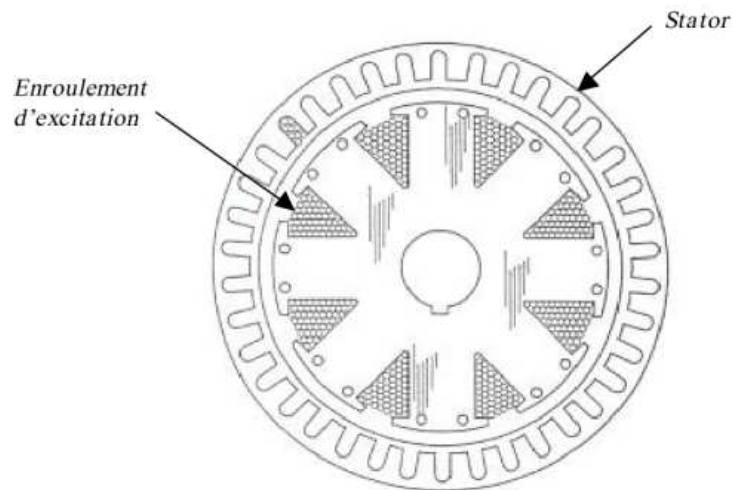


Figure 1.8: Machine synchrone à rotor bobiné.

Cette machine ressemble beaucoup à la machine à courant continu, la différence entre elle réside dans la manière de commuter le courant : commutation mécanique pour la MCC et commutation électronique pour la machine synchrone à rotor bobiné. De plus comme la MCC, mais dans une moindre mesure, les contacts glissants limitent le fonctionnement aux très hautes vitesses de la machine à cause de l'usure des balais.

En général, à cause des pertes joules rotoriques, les machines synchrones à rotor bobiné possèdent un rendement plus faible que celles à excitation par aimants permanents. De plus pour une même gamme de puissance, les machines à rotor bobiné sont 30% plus lourdes que les machines à aimants permanents.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Défluxage aisé par réduction du courant d'excitation, • Domaine d'exploitation plus étendu que les machines à aimants, lois de commande permettant d'optimiser le rendement. 	<ul style="list-style-type: none"> • Rapport couple/masse relativement plus faible que pour les machines synchrones à aimants, • Contacts glissants limitant les vitesses de rotation, • Rendement relativement plus faible que les machines synchrones à aimants à cause des pertes au rotor, • Nombre de pôles limité, • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position).

Tableau 1.4: Caractéristiques des machines synchrones à rotor bobiné.

1.2.3. c. Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

Il existe plusieurs sortes de machines synchrones à aimants permanents, nous avons représenté figure (1.9) les rotors des plus communes d'entre elles. En ce qui concerne le stator, il est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatif.

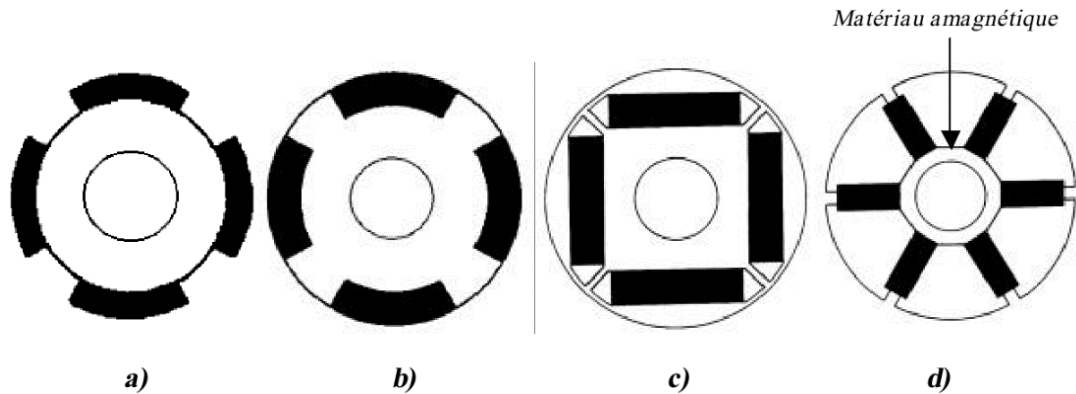


Figure 1.9: Rotors de machines synchrones à aimants permanents.

Selon le type de machine, la valeur d'un des couples élémentaires peut être faible ou constituer la composante essentielle du couple total. Pour les machines à réluctance variable (MRVDS ou MSRVS), par exemple, le couple total est égal au couple réluctant, les couples hybrides et de détente étant nuls.

Figure (1.9.a) est représenté une machine à aimants en surface, le couple total dans cette machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride et d'un couple de détente. Le couple réluctant est nul, le rotor ne présentant aucune saillance (variation de réluctance) quand il tourne, cette machine est dite à pôles lisses.

Figures (1.9.b et c) sont représentées des machines à aimants enterrés. Le couple total dans ce type de machine est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réluctant. Pour la machine de la figure (1.9.b), les aimants sont justes insérés en surface, alors que pour la machine de la figure (1.9.c), les aimants sont complètement enterrés dans le rotor. Ces machines sont dites à pôles saillants, il en est de même pour la machine de la figure (1.9.d).

Pour les machines des figures (1.9.a, b et c), l'aimantation des aimants est essentiellement radiale. La figure (1.9.d) montre une machine dite à concentration de flux, le couple total, ici aussi, est égal, à un instant donné, à la somme d'un couple hybride, d'un couple de détente et d'un couple réluctant.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Rapports couple/masse et puissance/masse élevés, • Bon rendement. 	<ul style="list-style-type: none"> • Coût élevé à cause du prix des aimants, • Problème de tenu en température des aimants, • Electronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position), • Fabrication plus compliquée que les machines asynchrones à cage d'écureuil et à réluctance variable.

Tableau 1.5: Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents.

On donne, dans le tableau (1.5), les caractéristiques générales des machines à aimants permanents. L'inconvénient fonctionnel lié à l'utilisation des machines à aimants permanents réside, essentiellement, dans le problème de contrôle du flux des aimants. En cas de perte de contrôle à hautes vitesses, le flux des aimants ne pouvant être coupé, il apparaît aux bornes des phases de ces machines une tension très élevée, pouvant induire des dégâts importants.

Il existe, par ailleurs, d'autres inconvénients ou avantages, selon le type de machine à aimants permanents :

a) Pour la machine de la figure (1.9.a), il est nécessaire de fretter pour maintenir les aimants, et éviter qu'ils ne se désolidarisent du rotor à cause des forces centrifuges. Cette frette, qui est bien sûr amagnétique, pour éviter le court-circuit des aimants, constitue un entrefer additionnel qui vient se rajouter à l'entrefer mécanique, et augmente ainsi la valeur de l'entrefer réel. De plus, les aimants possèdent une perméabilité relative proche de celle de l'air (pour un aimant, $\mu_r \approx 1$). Les enroulements d'induit (stator) voient donc une réluctance magnétique assez importante; la réaction magnétique d'induit s'en trouve affectée, relativement faible pour ce type de machine. Une difficulté de défluxage s'ensuit. D'autre part, il existe un risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction magnétique d'induit qui les traverse, même si elle est a priori assez faible.

b) Pour la machine de la figure (1.9.b) il est aussi nécessaire de maintenir les aimants en place. Ce type de machine souffre globalement des mêmes problèmes que la précédente. Cette machine possède cependant un avantage par rapport à la précédente. La présence d'un couple réluctant permet d'augmenter le couple massique d'environ 20%.

c) Pour le rotor de la figure (1.9.c), comme pour la machine de la figure (1.9.b), il existe un couple réluctant qui permet d'améliorer les performances en terme de couple. De plus l'entrefer pour ce type de rotor peut être minimisé par rapport aux deux autres machines

précédentes, les aimants étant naturellement tenus par les tôles rotor. Cela permet d'avoir une réaction magnétique d'induit relativement plus élevée que pour les précédentes configurations, et par suite un meilleur défluxage. La Toyota "PYRIUS" est équipée d'une structure de ce type. Les auteurs proposent une structure modifiée de ce rotor permettant de réduire le risque de démagnétisation et d'augmenter en même temps la réaction magnétique d'induit. Pour les trois structures des figures (1.9.a, b et c), il faut utiliser des aimants terres rares ($B_r = 1 \text{ T}$) afin d'avoir de bonnes performances. Ces aimants sont les plus coûteux sur le marché, par comparaison, les aimants ferrites ($B_r = 0,4 \text{ T}$) coûtent eux 25 fois moins cher.

d) La figure (1.9.d) représente le rotor d'une machine à aimants permanents dite à concentration de flux. L'utilisation du principe de la concentration de flux, permet d'avoir une valeur d'induction assez élevée tout en utilisant des aimants ferrites. Cela permet d'avoir de bonnes performances en couple avec un coût réduit. Pour éviter de court-circuiter les aimants, un matériau amagnétique est disposé entre les aimants, les tôles rotor et l'arbre. En terme de défluxage, les performances de ce type de machine ne sont pas très bonnes. Une optimisation est à effectuer afin d'obtenir un bon compromis entre la valeur du couple avant la vitesse de base et le fonctionnement à puissance constante. Le risque de démagnétisation existe, ici aussi, car le flux de réaction magnétique d'induit traverse les aimants.

1.2.4. Machines asynchrones (MAS)

La figure (1.10) montre les différents composants d'une machine asynchrone à cage d'écureuil ou à rotor massif.

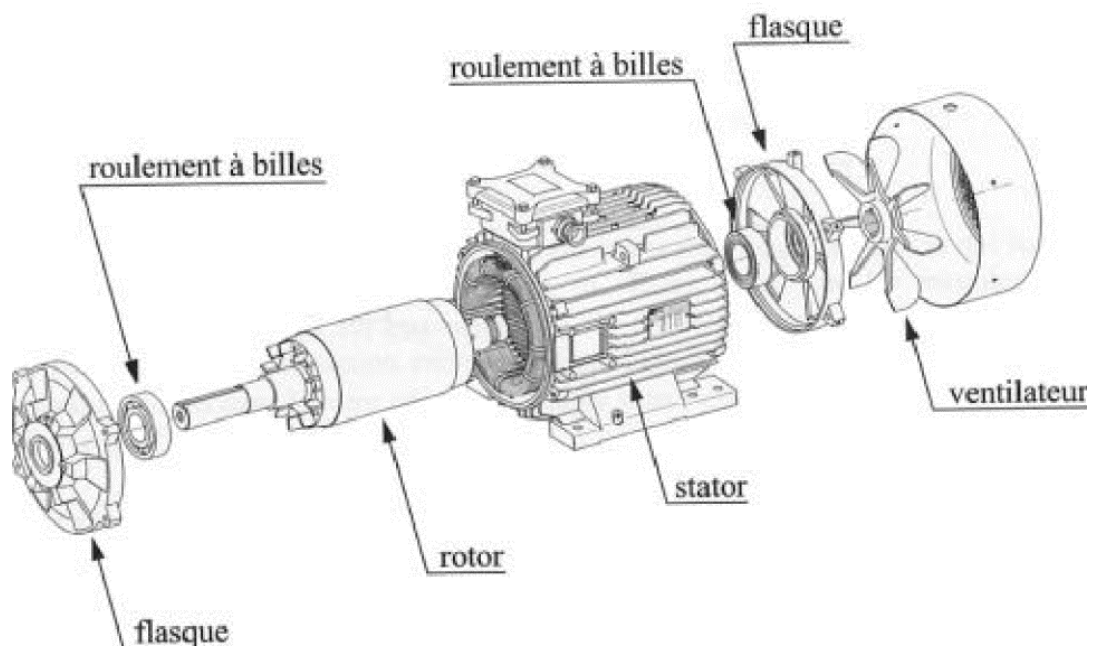


Figure 1.10: Structure d'une machine asynchrone à cage d'écureuil ou à rotor massif.

L'inconvénient majeur des machines asynchrones vient de leur principe de fonctionnement. La machine asynchrone est équivalente à un transformateur tournant, les courants stator vont créer un flux statorique tournant, qui va induire au rotor des courants qui vont à leur tour créer un flux rotor, tournant à la même pulsation que celui du stator, et c'est finalement l'interaction entre ces deux flux qui va créer un couple. Il est donc nécessaire d'apporter de la puissance réactive pour magnétiser le fer, d'où un mauvais facteur de puissance et des pertes joules relativement élevées au stator. De plus des pertes joules au rotor sont nécessaires pour créer du couple. Au final les machines asynchrones, du point de vue performances pures se trouvent défavorisées par rapport aux machines synchrones et plus particulièrement aux machines synchrones à aimants permanents; seulement, et c'est un argument de taille pour les industriels de l'automobile, elles sont nettement moins chères.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> • Fabrication assez simple, • Machine robuste. 	<ul style="list-style-type: none"> • Rendement relativement faible (nécessité d'avoir des pertes au rotor pour produire du couple), • Difficulté d'évacuer les pertes joules au rotor (refroidissement difficile), • Mauvais facteur de puissance,

Tableau 1.6: Caractéristiques des machines asynchrones à cage d'écureuil ou à rotor massif.

Nous avons présenté, dans ce qui a précédé, les différents types de machines électriques. Cette liste est loin d'être exhaustive, tellement le domaine des machines électriques est vaste.

Les machines que nous avons présentées sont dites à flux radial, mais il existe, par exemple, des machines qui sont à flux axial, que nous n'avons pas abordées ici. On est même loin d'avoir fait le tour des machines à flux radial. Le problème du choix d'un actionneur pour la traction est loin d'être résolu, et ce n'est qu'avec le temps en ayant le recul nécessaire que des solutions verront le jour [8].

1.3. SOLUTIONS EXISTANTES

Parmi les moteurs électriques, seulement le moteur asynchrone et le moteur synchrone à aimants permanents atteint la maturité industrielle. Le moteur à réluctance variable n'existe pas à l'échelle industrielle du domaine [2].

Il faut cependant noter que la machine à courant continu à excitation séparée, dont le contrôle est très facile, a constitué l'une des premières motorisations des véhicules électriques

autonomes en France (Clio électrique, Peugeot 106 Electric, Citroën Berlingo Electric). Le TGV-PSE de première génération, qui en a été équipé, a même battu en 1981 le record du monde de vitesse avec 382 km/h, un record qui a tenu jusqu'au 1^{er} mai 1988 [8].

Le moteur asynchrone à cage a été adopté entre autres par le constructeur américain General Motors pour son véhicule purement électrique EV1 dans les années 90' et plus récemment par le constructeur de véhicules sportifs Tesla. Beaucoup d'autres véhicules électriques dérivés des plateformes de véhicules classiques utilisent le moteur asynchrone (Renault Kangoo en France ou BMW X5 en Allemagne).

Les constructeurs asiatiques ont tablé sur le moteur synchrone à aimants permanents. L'hybride Prius de Toyota (le plus vendu véhicule hybride à ce moment) utilise ce type de moteur électrique, de même que les constructeurs japonais Nissan (avec le model Leaf) et Honda. Le constructeur français Renault utilise, lui aussi, le moteur à aimants permanents pour sa nouvelle gamme des voitures électriques ZE.

Malgré l'ample intérêt que le moteur à réluctance variable à commutation électronique (MRVCE) a suscité dans les dernières années, une version commerciale de véhicule électrique utilisant ce type de moteur n'est pas encore disponible. Même si le moteur rempli beaucoup de besoins du domaine de la traction électrique, des obstacles économiques et techniques existent encore dans le développement d'une solution à large échelle industrielle. Seulement quelques prototypes de véhicules électriques utilisant le MRVCE ont été étudiés, surtout dans les laboratoires de recherche universitaires.

La comparaison entre les différents types de moteurs pour la traction électrique a été faite, dans la majorité des cas, pour des puissances spécifiques aux voitures électriques.

1.4. LE MOTEUR ASYNCHRONE COMME SOLUTION DE TRACTION ELECTRIQUE

Dans ce qui suit, on considère les caractéristiques demandées aux solutions de traction électrique pour faire une évaluation des différents types de moteurs électriques. Ainsi, une classification sera proposée suivant des critères énergétiques, mécaniques et économiques.

En ce que concerne le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a été pendant longtemps la motorisation à courant continu, soit dans sa version à excitation série. Solution robuste qui présente de manière intrinsèque une caractéristique à la traction, soit plus récemment, dans sa version à excitation séparée commandée par hacheur ; mais l'évolution de l'électronique de puissance et des matériaux tel que les aimants

permanents conduite aujourd'hui à s'orienter vers plus performantes telles que les motorisation synchrones ou asynchrones [7].

Les avantages et les inconvénients de ces solutions de traction électrique sont résumés dans le Tableau 1.7 en fonction des critères spécifiques aux solutions de traction électrique légère. Chaque moteur est évalué sur la base de 6 critères sur une échelle de 0 à 5, avec 5 la meilleure réponse au critère [1].

Critère	Moteur	Moteur à courant continu	Moteur asynchrone	Moteur synchrone à aimants	MRVCE
Performances énergétiques		2	4	5	4
Poids		2	3	4	5
Cout (moteur)		5	4	3	5
Fiabilité		2	4	3	5
Densité de puissance		1	4	5	3
Partie alimentation		4	5	3	2
Total		16	24	23	24

Tableau 1.7: Comparaison des quatre moteurs pour la traction électrique légère.

Comme on peut observer, le moteur asynchrone est une solution compétitive pour la traction électrique légère, la balance penchait forcément du côté de la machine synchrone à aimants permanents. Par contre, cette dernière est plus coûteuse et possède une gamme de vitesse très limitée au-delà de la vitesse nominale. La machine asynchrone devient avantageuse grâce à l'amélioration des lois de commande et à la possibilité d'optimiser le rendement global de façon logiciel en mettant en œuvre des algorithmes adéquats [9].

1.5. OUTILS DE COMMANDE POUR LE DIMENSIONNEMENT DYNAMIQUE DE SYSTEMES ELECTRIQUES

Le but de dimensionnement d'un moteur à induction pour VE est accomplir un moteur clair et efficace, pour lesquels il vient un problème multi-objectif.

Le choix de l'architecture de moteur et de commande a une influence certaine sur les performances et la stabilité du système global et sur son bilan énergétique. La mise en œuvre de la commande est donc primordiale pour assurer le bon dimensionnement d'un système.

D'approche simple et aisée, la méthodologie séquentielle classique de dimensionnement est souvent longue à mettre en œuvre dans la mesure où de nombreux

paramètres échappent au concepteur (incertitudes paramétriques, intégration de composants non connus, etc...).

La commande des machines électriques alternatives triphasées (synchrones ou asynchrones) est aujourd'hui devenue un cas académique. Il existe en effet dans la littérature un nombre important de références qui décrivent des méthodologies établies, éprouvées, pour la commande de telles machines. Pour mettre en œuvre ces méthodes, on s'appuie généralement sur des modèles de la machine et de son alimentation. Ces modèles sont quasiment toujours restreints par une plage de validité, fonction des hypothèses utilisées pour les établir. Ainsi, pour ces types de machines, on peut aujourd'hui proposer des commandes qui offrent de bonnes performances, aussi bien en régime établi qu'en régime dynamique. L'objectif sera de dégager des principes généraux pour la conception des machines, en tissant un lien fort entre conception et commande [10].

L'équation de dimensionnement D^2L est une formule très connue qui relie entre la puissance de sortie et la vitesse de synchronisme au volume de l'entrefer. En 1987, Honsinger propose une équation de dimensionnement pour la machine à induction. Cette approche présente des bons résultats seulement pour un grand nombre de pôles. Partiellement basé sur l'étude de Honsinger et l'introduction des quelques améliorations, la procédure de dimensionnement qui proposée par Huang et. Al en 1998 est utilisée pour la comparaison entre la capacité des différents topologies des machines tel que les machines à double saillant permanente magnétique et IM. En 2002, Huang et. Al développant une approche générale pour évaluation des performances en termes densité de couple et rendement pour les machines radial, axial et à flux transversal [11].

À l'analyse de la littérature, très peu de travaux font état d'une modélisation fine, qui permette une description quantitative, des couplages électriques et électromagnétiques entre une électronique de puissance et une machine électrique et ce en vue d'une conception optimale [12]. L'objectif de la méthodologie présentée dans ce mémoire consiste donc à améliorer ce dimensionnement et réduire le temps de conception en recourant à des outils de commande plus avancés.

En parallèle, pour mettre en œuvre une stratégie de gestion énergétique d'un système plus complexe ou pour lesquels les flux de puissance ne sont pas aisés à gérer, une autre commande sera appliquée pour optimiser un critère donné (par exemple, le rendement) tout en respectant de nombreuses contraintes de dimensionnement : la commande optimale [13].

Nous présentons volontairement les travaux dans l'ordre inverse du processus de dimensionnement présenté en introduction car de nombreux outils de commande sont complémentaires entre la gestion énergétique et la commande de systèmes, mais seront plus détaillés pour cette dernière.

1.5.1. Des outils de commande pour l'analyse dynamique du système

Les objectifs de ce paragraphe sont liés principalement à la commande de la machine asynchrone, dans le but de satisfaire les spécifications de la traction électrique.

Avec une machine asynchrone, nous avons deux degrés de liberté sur la loi de commande puisque nous pouvons modifier la tension d'alimentation et la fréquence (ou le glissement). Il est intéressant d'utiliser un programme d'optimisation sous contraintes pour déterminer la commande optimale en régime permanent, pour chaque point de fonctionnement en couple et vitesse.

De très nombreux ouvrages font référence pour décrire et illustrer les outils de commande issus de l'automatique et destinés à satisfaire les performances dynamiques attendues :

- Régulation du système pour rejeter les perturbations,
- Asservissement pour le suivi d'une référence.

Notre objectif n'est pas de reprendre ces références, mais de préciser notre cahier des charges pour cibler plus précisément le(s) outil(s) de commande qui sera(ont) le(s) plus approprié(s).

Afin de simplifier la démarche de conception, nous restreindrons le champ d'applications aux régimes linéaires correspondant au domaine des petits signaux. Il sera cependant nécessaire de vérifier lors de la phase d'analyse que les modèles et le contrôle seront valables pour de petites variations du point de fonctionnement, et d'étudier leur domaine de validité pour des variations de plus forte amplitude [13].

Les techniques de commande des machines asynchrone sont bien étudiées dans la littérature. La plus connue c'est la commande scalaire. Cette technique donne des grandes performances seulement dans le régime permanent, par ce que la précision instantanée du couple est impossible. La commande vectorielle aujourd'hui a un grand impact dans les applications automobiles (EV et HEV). Dans ce cas, le control du couple s'étend vers les régimes transitoires et mieux performances dynamiques. Son principe est de ramener le

modèle de la machine dans un référentiel tournant avec le vecteur du flux rotorique. Ce qui implique un découplage entre le couple et le flux comme dans le cas dans une machine à courant continu. Deux versions sont possibles du contrôle vectoriel à flux orienté : la première appelée directe qui nécessite la connaissance du module et de la phase du flux rotorique réel. La deuxième appelée indirecte, où seule la position du flux rotorique est estimée. Cette dernière version a été largement étudiée durant les trois dernières décades, et cela revient à la simplicité de l'implémentation du fait qu'elle ne nécessite pas de capteur de flux comme la première. Hélas, cette approche présente l'inconvénient d'être très sensible aux variations paramétriques, et par conséquent manque de robustesse, notamment vis à vis de la variation de la résistance rotorique. Comme cette résistance est liée directement à l'évaluation de l'angle d'orientation du flux, une légère variation de celle-ci entraîne une erreur au niveau de l'orientation du référentiel tournant ainsi que des conséquences sur le découplage.

Par la suite, plusieurs techniques de commandes non linéaires ont été étudiées pour piloter la machine asynchrone. Elles ont été développées afin de remplacer le contrôle vectoriel, tout en assurant à la fois une commande séparée du flux et du couple et une bonne robustesse vis à vis des variations paramétriques.

1.5.2. Des outils de commande pour la gestion énergétique

Les lacunes, qui a causé la EV perdre son début avantage concurrentiel, n'ont pas encore été totalement surmontées. En effet, les véhicules électriques ont une faible densité énergétique et un long temps de charge pour les batteries actuelles. Par conséquent, une gestion optimale de l'énergie est très importante dans les véhicules électriques ; en outre, la conception optimale du moteur, la sélection d'une commande appropriée, et de la stratégie de contrôle optimale sont les autres facteurs importants dans les véhicules électriques [14]. L'optimisation énergétique du système revient souvent à maximiser son rendement [15].

D'une manière générale, une stratégie de gestion d'énergie est nécessaire pour tout système multi-sources afin d'orchestrer la distribution des puissances entre ces sources. L'implantation d'un programme de gestion des puissances, s'appuie sur des approches communes afin de déterminer une stratégie de management d'énergie optimale [16]. Son objectif est de définir un premier dimensionnement des sources, ainsi que les références des différentes boucles de commande de manière à respecter les objectifs du cahier des charges et passer toutes les contraintes, notamment celles liées à la disponibilité et la protection des sources [13].

Principalement les systèmes de gestion d'énergie ont été développés sur trois bases : soit sur des modèles mathématiques, soit sur l'expertise humaine, soit sur la base de simulations.

La stratégie à base de règles est d'amener le point de fonctionnement de la source principale à ses caractéristiques optimales, du point de vue rendement, économie d'énergie et émissions de CO₂ dans le cas d'une source «polluante». Cette gestion est alors implémentée via des tables de données décrivant des conditions de fonctionnement (par exemple : si l'état de charge d'une batterie passe en dessous d'une certaine valeur, la source principale devra fournir une puissance supplémentaire pour la recharger) ou à partir de lois floues qui sont par définition robustes aux conditions de fonctionnement du système et adaptatives. Cette dernière méthode rencontre un grand succès dans la littérature mais nécessite des temps de calcul plus importants lorsque le système devient complexe et fortement contraint. Cette stratégie à base de règles est donc particulièrement indiquée dans le cas d'un système hybride parcourant à vitesse variable un trajet avec une part d'inconnue plus ou moins grande (cas du véhicule automobile par exemple).

La deuxième catégorie, repose sur l'utilisation d'algorithmes d'optimisation pour résoudre des problèmes de gestion dynamique avec contraintes. La gestion en temps réel est assurée essentiellement par l'utilisation de commande robuste ou de contrôle prédictif. La première permet de s'affranchir de certaines incertitudes paramétriques ou dynamiques pour garantir des performances dynamiques. Le deuxième permet d'anticiper certaines limitations de fonctionnement comme par exemple un déficit en stockage ou une saturation sur le courant fourni par une source sensible.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons donné les éléments permettant de comprendre le dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule tout électrique. Les caractéristiques et les limites en couple et en puissance.

Ce qui concerne le choix technologique des moteurs électriques, nous avons vu les différents types moteurs utilisées. On peut toutefois remarquer que les solutions basées sur des moteurs asynchrones à cage et des moteurs synchrones à aimants permanents.

Chapitre II:

Dimensionnement de la Machine Asynchrone à Cage d'écureuil

INTRODUCTION

L'objectif général d'un processus de conception est la création d'un produit répondant à un besoin souvent exprimé par l'intermédiaire d'un cahier des charges. D'un point de vue industriel et économique, l'objectif est aussi l'amélioration de l'efficacité et de la qualité des produits. De plus, la démarche même de conception peut être un enjeu permettre de fournir une réponse plus pointue, mieux adaptée ou plus rapide relativement à un besoin. Pour atteindre ces objectifs, la conception doit s'appuyer sur le développement des concepts, des méthodes génériques et d'outils numériques appropriés. La démarche de conception est très souvent une démarche itérative et multidisciplinaire pouvant faire appel aux techniques d'ingénierie simultanée.

2.1. MODELE MECANIQUE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

Le véhicule "tout électrique" peut être motorisé de différentes façons selon le degré de simplification mécanique de la chaîne de traction. Cette dernière peut être constituée, dans la version la plus archaïque, d'un moteur unique associé à un embrayage et une boîte de vitesses et, dans la version la plus avancée, de deux ou quatre moteurs intégrés dans les roues pour leur entraînement direct. Nous considérons ici une solution intermédiaire justifiée par des considérations économiques, elle comprend un moteur unique de traction associé à un réducteur de rapport fixe et un différentiel pour l'entraînement des roues avant [17].

Dans l'annexe A Nous allons voir en bref l'état de l'art du modèle mécanique du véhicule « véhicule électrique ».

Par ordre pour compléter cette analyse, un calcul des dimensions géométriques de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Le processus de simulation ce fait sous Matlab software.

2.2. CALCUL DES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DE LA MACHINE

Dans cette partie, est effectuée les études paramétriques d'un moteur asynchrone correspondent au véhicule électrique léger urbain. L'itération se fait sur un nombre limité de grandeurs essentielles, telles que le diamètre d'alésage, dont dépendent toutes les autres dimensions de la machine.

2.2.1. Les données de la machine

- Puissance nominale : $P = 30 \text{ KW}$
- Tension nominale à 50 Hz : $U_n = 440 \text{ V}$
- Nombre de pôles : $2p = 4$

- Vitesse de rotation : $n = 1470 \text{ tr/mn}$
- Le facteur de puissance : $\cos\varphi = 0.83$
- Le rendement : $\eta = 91 \%$
- Le type de protection : IP44
- La classe de l'isolant : F
- Nombre de phases statorique : $m_1 = 3$
- Nombre d'encoques par pole et par phase : $q_1 = 4$

Dans ce qui suit on a essayé de résumer les étapes jugées importantes ; donnent le modèle analytique de la machine étudiée et nous avons validés ces résultats par un modèle numérique.

2.2.2. Circuit magnétique

Dans le cas d'une courbe d'induction sinusoïdale, il existe entre la F.E.M. induite par phase et le flux la relation suivante [18]:

$$U_n \approx E_n = 2K_f f_1 N_1 K_{en1} \hat{\phi} \quad (2.1)$$

$\hat{\phi}$: Flux mutuel sous un pole

N_1 : Le nombre de spires en série par phase

$K_f = \frac{\pi}{\sqrt{2}}$: Coefficient de forme

K_{en1} : Coefficient de bobinage de l'enroulement statorique.

Comme on a toujours intérêt à conserver au coefficient du fondamental la valeur la plus élevée possible, les valeurs de raccourcissement β qui annulent l'harmonique sera choisi le plus grand nombre possible inférieur à 1.

$$\beta = \frac{\text{Pas de bobinage}}{\text{Pas diamétral}} \quad (2.2)$$

$$\text{Pas de bobinage} = \frac{Z_1}{2p}$$

$Z_1 = 2p m_1 q_1$: Nombre d'encoques statorique.

Dans notre cas par exemple d'une machine à 48 encoches et 4 pôles, un pas de 11/12 est réalisable [19].

Le coefficient de raccourcissement polaire soit :

$$K_{r1} = \sin(\beta\pi/2) \quad (2.3)$$

Coefficient de distribution :

$$K_{d1} = \sin\left(\frac{\pi}{2m_1}\right) / \left(q_1 \sin\left(\frac{\pi}{2m_1 q_1}\right)\right) \quad (2.4)$$

Coefficient d'inclination des encoches rotoriques : $K_{ob} = 1$

Ce coefficient (K_{ob}) est utilisé pour réduire bruits et les couples parasites due aux variations du perméance d'entrefer, on incline parfois les barres rotoriques d'un au plusieurs pas dentaires. Cette technique n'est intéressante que pour les moteurs de faible puissance (<15KW) en raison des pertes supplémentaires qui apparaissent entre les barreaux [20].

Donc, le coefficient d'enroulement statorique est :

$$K_{en1} = K_{r1} K_{d1} K_{ob} \quad (2.5)$$

2.2.3. Dimensions principales (longueur virtuelle et diamètre intérieur)

Dans la détermination des dimensions principales des machines à courant alternatif, la relation entre les dimensions principales et les contraintes, tant électriques que magnétiques, est donnée par l'équation (2.6) définissant le coefficient d'utilisation de la machine est donnée par :

$$C_0 = \frac{P 10^{-3}}{D^2 l_i 60 n} = 11 * 10^{-3} K_{en1} \hat{B}_\delta A_1 \eta \cos\varphi \quad (2.6)$$

\hat{B}_δ : L'induction dans l'entrefer (Wb/m²).

A_1 : Densité linéaire du courant au stator (A/m).

Le volume de rotor $D^2 l_i$ est inversement proportionnel avec la vitesse du rotor. Par contre, la grande vitesse nécessite une grande fréquence de fonctionnement, lequel les résultats a mieux pertes magnétiques (courant permanent et pertes par hystérésis). Des grandes valeurs de A_1 et \hat{B}_δ va peut-être nécessaire pour limiter la perte des moteurs on haute vitesse [21].

Pour la détermination du diamètre d'alésage D et de la longueur virtuelle l_i on utilise la relation empirique suivante (Tableau.B.1) :

$$x = \frac{l_i}{D} = \frac{\pi}{2p} \sqrt[3]{p} \quad (2.7)$$

On calcule le volume $D^2 l_i$ de l'équation (2.6); donc :

$$D = \sqrt[3]{\frac{D^2 l_i}{x}} \quad (2.8)$$

$$l_i = xD \quad (2.9)$$

D'après le tableau.B.2 (annexe B) et pour une tension 440V, le coefficient de remplissage de l'acier est $K_e=0.97$. La longueur efficace du paquet rotorique :

$$L = K_e l_i \quad (2.10)$$

A la périphérie du rotor de rayon D, la vitesse tangentielle est :

$$V_c = \pi D n_s \quad (\text{m/s}) \quad (2.11)$$

2.2.4. Dimensionnement de l'enroulement statorique

Le stator des machines petites et moyennes, à basse tension, est exécuté avec des encoches semi-ouvertes et celui des autres machines, le plus souvent avec des encoches ouvertes. Le type d'enroulement préféré est celui à deux couches, auquel on recourt toujours lorsqu'on a des encoches ouvertes .comparativement à l'enroulement à une couche, il offre l'avantage de pouvoir être exécuté comme un enroulement à pas partiel (ou pas raccourci) ; de ce fait, les facteurs d'enroulements des harmoniques supérieurs sont fortement diminués [20].

Le calcul du nombre de spires d'une phase est basé sur le flux $\hat{\phi}$ sous un pôle :

$$\hat{\phi} = \alpha_i \tau_p L \hat{B}_\delta \quad (2.12)$$

$\tau_p = \pi D / 2 p$: Pas polaire, c'est la distance entre deux axes de pôles voisins distincts (mm).

Pour une distribution fixe de l'induction $\alpha_i = 1$. Nous pouvons commencer par cette valeur et en fait le calcul du nombre de spires par phase nécessaires :

$$N_1 = \frac{U_n}{2K_f f_1 K_{en1} \hat{\phi}} \quad (2.13)$$

La valeur obtenue par l'équation (2.13) doit être arrondie au plus proche. Étant donné que le bobinage est imbriqué et à double couche, le nombre de conducteur par encoches doit être un nombre pair [22].

Soit le nombre d'encoches par phase $Z_{ph} = \frac{Z_1}{3}$; on calcule le nombre des conducteurs par encoches :

$$N_e = \frac{2N_1}{Z_{ph}} \quad (2.14)$$

Cette valeur est arrondie. On peut maintenant fixer le nombre de spires par phase :

$$N_1 = \frac{Z_{ph} N_e}{2} \quad (2.15)$$

Le nouveau N_1 a une influence sur l'induction, donc on va recalculer la nouvelle valeur de densité du flux par pôle par la formule :

$$\hat{\phi} = \frac{U_n}{2K_f f_1 N_1 K_{en1}} \quad (2.16)$$

Maintenant on passe au dimensionnement des encoches statorique et rotorique.

2.2.5. Dimensionnement de l'encoche statorique

L'enroulement triphasé est connecté en étoile, car il est alimenté par un onduleur, donc aux bornes de chaque phase une tension simple. Au début, on estime le courant statorique :

$$I_n = \frac{P}{\sqrt{m} U_n \eta \cos \varphi} \quad (2.17)$$

La section du conducteur est estimée après le choix de densité de courant J_1 . Donc, la section théorique du conducteur :

$$S_{1e} = \frac{I_n}{a_1 J_1} \quad (2.18)$$

a_1 : Nombre des branches parallèles de l'enroulement statorique. Pour l'instant $a_1 = 1$.

Le diamètre maximum permis du conducteur isolé est :

$$d_{co} = \sqrt{\frac{4S_{1e}}{\pi}} \quad (2.19)$$

Pour les machines de faible puissance (inferieur ou égale à 10KW) si $d_{co} < 1.3 \text{ mm}$ on emploie plusieurs fils en parallèle jusqu'à 4 fils en préservent la valeur acceptable de la densité de courant ; s'il n'est pas le cas on va utiliser des fils à section rectangulaire [20].

On prend d_{co} , donc on doit utiliser des conducteurs élémentaires et on doit faire le calcul de la hauteur :

$$h_{co} = \frac{S_{1e}}{d_{co}} \quad (\text{avec: } \frac{h_{co}}{d_{co}} \text{ entre 2.5 et 3.5}) \quad (2.20)$$

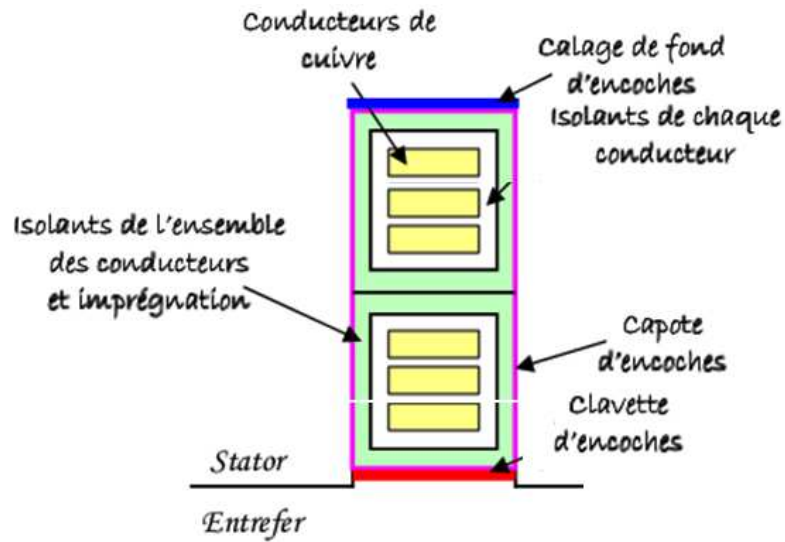


Figure 2.1 : Schéma de constitution d'une encoche statorique.

En effet, les encoches réelles sont en fait constituées de deux couches superposées de conducteurs. Des nombreux isolants sont présents (figure 2.1) : autour de chaque conducteur et des paquets de conducteurs, entre ces paquets, etc....Le reste dimensions de l'encoche statorique sont bien représentés dans le tableau B.3 (annexe B).

Ici L_{ms} est la valeur moyenne de la longueur d'un conducteur est constituée de deux parties actives et longueur des têtes de bobines l_{tb} (voir figure 2.2) .

$$L_{ms} = 2L + 2.3\tau_p + l_{tb} \tag{2.21}$$

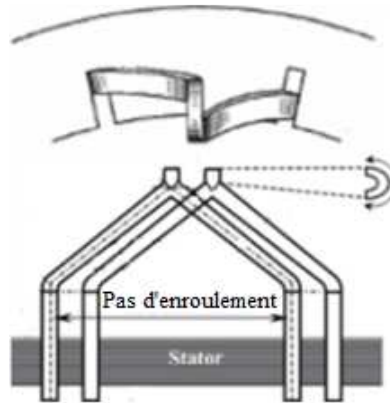


Figure 2.2 : Forme et disposition des têtes de bobines.

À partir de densité de flux autorisés pour les dents et la culasse, on détermine la largeur des dents.

Soit D_{ds} diamètre à deux-tiers hauteur d'encoche :

$$D_{ds} = D + \frac{2}{3}h_{es} \tag{2.22}$$

Et par conséquent τ_{ds} l'arc intérieur ou pas d'encoche :

$$\tau_{ds} = \frac{\pi D_{ds}}{Z_1} \quad (2.23)$$

Donc la largeur de la dent statorique est :

$$L_{ds} = \tau_{ds} - L_{es} \quad (2.24)$$

L'induction dans les dents est donnée par :

$$\hat{B}_{ds} = \frac{\hat{\phi} p}{L_{ds} Z_1 L} \quad (2.25)$$

Cette valeur calculée doit être inférieure à la valeur maximale tolérée de l'induction dans le dos statorique. Prenons la valeur de l'induction maximale dans les dents statorique (Tableau B.1) : $\hat{B}_{dsm} = 1.5\hat{B}_{ds}$.

Le flux dans la culasse :

$$\hat{\phi}_{cs} = \frac{\hat{\phi}}{2} \quad (2.27)$$

Prenons l'induction max dans la culasse \hat{B}_{csm} (voir tableau B.1). On tire l'aire de la culasse par l'équation suivante :

$$S_{cs} = \frac{\hat{\phi}_{cs} 10^6}{\hat{B}_{csm}} \quad (2.28)$$

Donc, la hauteur de la culasse est :

$$h_{cs} = \frac{S_c}{L} \quad (2.29)$$

Le diamètre extérieur du stator :

$$D_{cs} = D + 2(h_{es} + h_{cs}) \quad (2.30)$$

La valeur moyenne du diamètre de la culasse est :

$$D_{csm} = D + 2h_{es} + h_{cs} \quad (2.31)$$

2.2.6. Dimensionnement de l'encoche rotorique

Pour des raisons mécaniques, on choisit l'entrefer aussi grand que possible. Un entrefer assez grand est également avantageux pour ce qui est des pertes supplémentaires dans le fer, produites par les pulsations du champ, et de la dispersion provoquée par les champs harmoniques supérieurs. En revanche, eu égard au courant magnétisant (facteur de puissance), l'entrefer doit être maintenu aussi faible que possible.

L'entrefer convenable pour la machine est défini par la formule suivante :

$$g_e = 0.2 + 2\sqrt{LD} \quad (2.32)$$

Le diamètre du rotor à la périphérie de l'entrefer D_r est déduit du diamètre d'alésage du stator et de la longueur de l'entrefer comme suit :

$$D_r = D - 2g_e \quad (2.33)$$

Afin d'éviter des perturbations causées par les couples asynchrones et synchrones et les vibrations qui gênent le fonctionnement du moteur à induction, le nombre d'encoches rotorique doit être choisis avec vigilance. Pour réduire les harmoniques des couples asynchrones, le nombre de barres rotoriques doit être petit que possible [20]. On choisit le nombre de barres de tel sorte que :

$$\begin{cases} Z_2 \neq Z_1 - 2k p \text{ avec } k = 1,2,3,5,7 \dots \\ Z_2 \neq Z_1 - k' \text{ avec } k' = 1,2,7,9 \dots \end{cases} \quad (2.34)$$

Les courants équivalents du rotor et le courant de barre sont :

$$\begin{cases} I_r = K_i * I_n \\ I_b = \frac{I_r K_{en1} Z_1 N_e}{K_{en2} Z_2 N_R} \end{cases} \quad (2.35)$$

K_i : Coefficient de remplissage de fer.

K_{en2} : Coefficient de bobinage de l'enroulement rotorique

N_R : Nombre de conducteur par encoche rotorique

Supposons une densité du courant dans la barre rotorique $J_b (\frac{A}{mm^2})$. Donc, section de la barre rotorique :

$$S_b = \frac{I_b}{J_b} \quad (2.36)$$

On choisit pour la largeur de la barre $l_b (mm)$ et on tire la hauteur de la barre $h_b (mm)$.

Largeur L_{er} et la hauteur h_{er} de l'encoche rotorique avec isolation :

$$\begin{cases} L_{er} = l_b + 0.5 \\ h_{er} = h_b + 0.5 \end{cases} \quad (2.37)$$

Les barres sont soudées avec les anneaux. Ces derniers sont montés en contact avec les tôles du rotor. Soit $l_m (mm)$ la distance entre la tête de bobine et l'anneau de court-circuit. Pour comprendre plus précisément, on pourra se reporter au schéma de la figure (2.3).

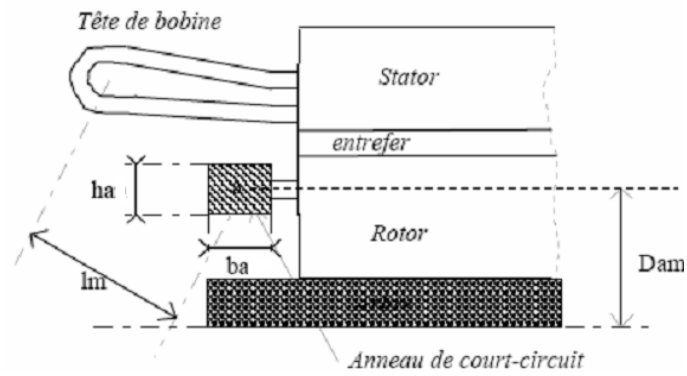


Figure 2.3 : Quelques dimensions nécessaires au modèle.

Donc, la longueur de la barre rotorique est :

$$L_b = L + l_m \quad (2.38)$$

Donc, le diamètre moyen de la cage rotorique et longueur moyen de l'anneau (la bague) sont:

$$\begin{cases} D_{am} = D_r - l_m \\ L_{am} = 2\pi D_{am} \end{cases} \quad (2.39)$$

Courant de l'anneau :

$$I_a = \frac{I_b}{k_{red}} \quad (2.40)$$

k_{red} : Coefficient de réduction du courant de l'anneau au courant de la barre, il est donné comme suite :

Pour : $\frac{Z_2}{2p} < 6$, $k_{red} = 2 \sin\left(\frac{2\pi p}{Z_2}\right)$

Pour : $\frac{Z_2}{2p} \geq 6$, $k_{red} = \frac{2\pi p}{Z_2}$

Supposons $J_a\left(\frac{A}{mm^2}\right)$ est la densité du courant. Donc, la section de l'anneau est :

$$S_a = \frac{I_a}{J_a} \quad (2.41)$$

Largeur b_a et la hauteur h_a de l'anneau rotorique est :

$$\begin{cases} b_a = \sqrt{S_a} \\ h_a = b_a \end{cases} \quad (2.42)$$

Soit D_{dr} diamètre à deux-tiers hauteur d'encoche :

$$D_{dr} = D - \frac{2}{3} h_{er} \quad (2.43)$$

Et par conséquent τ_{dr} l'arc intérieur ou pas d'encoche :

$$\tau_{dr} = \frac{\pi D_{dr}}{Z_r} \quad (2.44)$$

Donc la largeur de la dent rotorique est :

$$L_{dr} = \tau_{dr} - L_{er} \quad (2.45)$$

L'induction dans les dents est donnée par :

$$\hat{B}_{dr} = \frac{\hat{\phi} p}{L_{dr} Z_2 L} \quad (2.46)$$

L'induction maximale dans les dents est (Annexe B : tableau B.1) :

$$\hat{B}_{drm} = 1.5 \hat{B}_{dr} \quad (2.47)$$

Supposons l'induction maximale dans la culasse rotorique \hat{B}_{crm} (tableau B.1).

La section transversale de la culasse rotorique :

$$S_{cr} = \frac{\hat{\phi}}{2 \hat{B}_{crm}} \quad (2.48)$$

Hauteur de la culasse rotorique :

$$h_{cr} = \frac{S_{cr}}{L} \quad (2.49)$$

Diamètre moyen de culasse rotorique :

$$D_{crm} = D_r - 2h_{er} - h_{cr} \quad (2.50)$$

Le diamètre intérieur du rotor est :

$$D_{ir} = D_{crm} - h_{cr} \quad (2.51)$$

2.2.7. Le courant magnétisant

❖ Coefficient de CARTER

On calcule le coefficient de CARTER qui permet de modéliser de façon moyenne les effets de l'encoche stator et rotor sur la valeur de l'inductance magnétisante.

Pas d'encoche statorique :

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} \quad (2.52)$$

Pas d'encoche rotorique :

$$t_2 = \frac{\pi D_r}{Z_2} \quad (2.53)$$

Soit O_s (mm) ; O_r (mm) l'ouverture d'encoche statorique et rotorique. Le coefficient de CARTER (entre 1-1.5) est donné par la relation :

$$Kc = Kc_s Kc_r \quad (2.54)$$

Avec :

$$K_{c_{s,r}} = \frac{t_{1,2}}{t_{1,2} - \gamma_{1,2} \frac{g_e}{2}}, \quad \gamma_{1,2} = \frac{\left(2 \frac{O_{s,r}}{g_e}\right)^2}{5 + 2 \frac{O_{s,r}}{g_e}}$$

L'entrefer "e" est supposé constant, et nous négligerons les modulations du champ dans l'entrefer produit par la variation du champ rotor due à l'encoche. Le remplacement de l'induit encoché par un induit lisse peut être modélisé en prenant un entrefer corrigé "e" qui correspond à la largeur d'entrefer "g" multiplié par un coefficient correctif "kc", appelé aussi coefficient de CARTER ($kc > 1$) [22], tel que : $e = Kc \cdot g_e$.

❖ La force magnétomotrice

On utilise la courbe d'aimantation de l'acier coulé (figure B.3) ; les intensités du champ magnétique correspondantes à les valeurs de la densité de flux dans les dents et la culasse statorique, les dents et culasse rotorique respectivement sont : H_{ds}, H_{cs}, H_{dr} et H_{cr} .

Les ampères tours nécessaire pour faire circuler ces inductions :

$$FMM_t = \sum F_i = 2(FMMe + FMMds + FMMdr) + FMMcs + FMMcr \quad (2.55)$$

$$= \left[2(K_c g_e \frac{1}{\mu_0} \hat{B}_\delta + h_{ds} H_{ds} + h_{dr} H_{dr}) + \frac{1}{3} \frac{\pi D_{csm}}{2p} H_{cs} + \frac{1}{3} \frac{\pi D_{crm}}{2p} H_{cr} \right] 10^{-3}$$

Le coefficient de saturation de la machine est donné comme suit :

$$K_s = \frac{FMM_t}{2FMMe} \quad (2.56)$$

Pour les machines à une saturation moyenne, le coefficient de saturation est entre (1,3 et 1,6) [18].

Courant de magnétisation :

$$I_m = \frac{\pi p FMM_t}{m_1 \sqrt{2} K_{en1} N_1} \quad (2.57)$$

2.2.8. Calcul des paramètres du schéma équivalent de la machine

Le schéma monophasé équivalent de la figure (2.4) est la représentation la plus classique de la machine asynchrone. Rappelons la définition de ses éléments : les résistances de la phase statorique (R_s) et de la phase rotorique ramenée au stator (R'_r), la réactance magnétisante (X_m) et la résistance modélisant les pertes fer (R_m) et, enfin, les réactances de fuites stator (X_s) et rotor ramenée au stator (X'_r). On procédera au calcul de tous les paramètres de la machine.

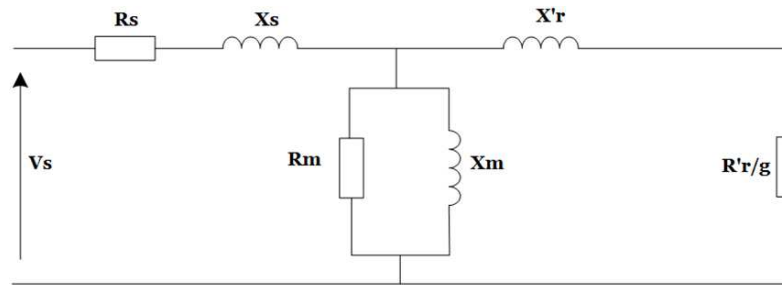


Figure 2.4 : schéma équivalent d'une phase de machine asynchrone.

Hypothèses – On commence cette étude par un rappel de certaines hypothèses qui ont été considérées dans la modélisation électrique de la machine asynchrone à cage à partir de la géométrie [23] :

- ❖ Les flux sont supposés parfaitement sinusoïdaux dans le temps et dans l'espace (modèle ne tenant compte que du terme fondamental).
- ❖ Les courants statoriques et rotoriques sont eux aussi supposés parfaitement sinusoïdaux.
- ❖ La densité de courant dans les enroulements statoriques est supposée uniformément répartie et l'on tiendra compte de l'effet de peau dans l'étude de la cage.
- ❖ Le régime permanent est uniquement considéré et pour un domaine où le circuit magnétique n'est pas saturé : fonctionnement autour du point nominal.
- ❖ Le modèle ne prend pas en compte l'inclinaison des barres du rotor.
- ❖ Au stator, les raccourcissements et les spires en parallèles sont prises en compte.
- ❖ Le modèle sera donné pour des températures données des enroulements statoriques et de la cage.
- ❖ Le flux magnétique est supposé proportionnel au courant et les inductances propres et mutuelles sont considérées constantes.
- ❖ Les encoches rotoriques sont supposées ouvertes.

Dans ce qui suit, on peut calculer les paramètres du schéma équivalent:

- **Résistance par phase statorique :**

$$R_s = \frac{\rho_{cu} L_{ms} N_1}{S_{1e} a_1} \quad (2.58)$$

$\rho_{cu} = 17.2 \text{ n}\Omega \cdot \text{m}$: Résistivité du cuivre à la température 20°C .

- **Réactance de fuites statorique :**

$$X_s = 2\pi f_1 \mu_0 L \frac{N_1^2}{2pq_1} (\lambda_{es} + \lambda_{ds} + \lambda_{tb}) \quad (2.59)$$

D'où, λ_{es} , λ_{ds} et λ_{zs} sont appelées les des coefficients de perméances d'encoche, différentiel et des têtes de bobines (zigzag) statoriques respectivement.

Afin de déterminer la réactance d'une phase statorique, il faut déterminer le coefficient de perméance de l'enroulement. Pour la forme géométrique d'encoche (Annexe B), on trouve le coefficient de perméance d'encoche statorique :

$$\lambda_{es} = \frac{2h'_1}{3b_1} + \frac{h_1}{4b_1} + \frac{h_2}{b_1} + \frac{h_3}{b_3} + \frac{h_4}{b_4} \quad (2.60)$$

Avec :

$$h'_1 = h'_{co}, h_1 = h', h_2 = h_f, h_3 = h_c, h_4 = h_l, b_1 = L_{es}, b_3 = b_4 = Os.$$

Le coefficient de perméance correspondant au flux différentiel de phase est donné par la formule :

$$\lambda_{ds} = \frac{0.9 t_1 q_1^2 K_{en1}^2 C_{sdiff} \gamma_{sdiff}}{k_c g_e k_{sd}} \quad (2.62)$$

$$k_{sd} = \frac{FMM_e + FMM_{ds} + FMM_{dr}}{FMM_e} : \text{Coefficient de saturation des dents.}$$

C_{sdiff} : Le coefficient tenant compte de l'influence de l'ouverture des encoches statoriques.

$$C_{sdiff} = 1 - 0.033 \frac{Os^2}{t_1 g_e} \quad (2.63)$$

γ_{sdiff} : Le coefficient de perméance différentielles statorique :

$$\gamma_{sdiff} = \frac{0.18(\sin(\pi(6\beta - 5.5)) + 1.24)}{100} \quad (2.64)$$

Le coefficient de conductivité de perméance des parties frontales statoriques (têtes de bobines) [18] :

$$\lambda_{tb} = \frac{0.34 q_1}{L} (2l_{tb} - 0.64\beta \frac{\pi D}{p}) \quad (2.65)$$

- **Réactance de magnétisation :**

$$X_m = \mu_0 \frac{2q_1 f_1 K_{en1}^2 N_1^2 LD}{p^2 k_c g_e} \quad (2.66)$$

- **Résistance caractérisant le fer :**

Cette résistance est estimée à partir des pertes fer :

$$R_m = \frac{(k_e U_n)^2}{P_{fer-s}} \quad (2.67)$$

- **Réactance de fuites rotorique :**

Au démarrage du moteur asynchrone ; le courant rotorique à une fréquence de 50Hz et il est nécessaire de tenir en compte l'effet de peau. Donc, la résistance rotorique et l'inductance de fuite varient avec les coefficients de correction K_r et K_x respectivement. Typiquement K_r est dans la gamme de 1 à 5, et K_x est dans la gamme de 0.2 à 1 [18].

L'inductance de fuites rotorique (ramenée au stator) avec considération de l'effet de peau est :

$$X_r = 2\pi f_1 \mu_0 L (\lambda_{er} k_x + \lambda_{dr} + \lambda_{zr}) \quad (2.68)$$

D'où k_x est coefficient d'effet de peau pour les encoches rotorique [23].

$$k_x = \frac{3 \sinh(2\xi) - \sin(2\xi)}{2\xi \cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (2.69)$$

$\xi = h_{er} \sqrt{\frac{\pi \mu_0 g f}{\rho_{al}}}$: Le coefficient qui tient compte de l'effet de peau au rotor.

g : Glissement.

$\rho_{al} = 28.2 \text{ n}\Omega \cdot \text{m}$: Résistivité du l'aluminium à la température 20°C .

Aussi, λ_{er} , λ_{dr} et λ_{zr} sont appelées les coefficients de perméances d'encoches, différentiel et l'anneau de court-circuit rotorique respectivement.

Utilisent la même méthode utilisée pour l'encoche statorique, on calcul coefficient de perméance d'encoche rotorique avec $h_1 = h_2 = h_3 = 0$.

Le coefficient de perméance différentielle rotorique [18] :

$$\lambda_{dr} = \frac{0.9 t_2 \gamma_{rdiff} q_2^2}{k_c g_e} \quad (2.70)$$

γ_{rdiff} : Coefficient de dispersion différentielle du rotor ; il est en fonction de q_2 .

$$q_2 = \frac{Z_2}{3.2p} \quad , \quad \gamma_{rdiff} = 9 \left(\frac{3.2p}{Z_2} \right)^2 * 10^{-2}$$

Le coefficient de perméance de la partie de l'enroulement située dans l'air à chaque extrémité du paquet des tôles est donné par [18] :

$$\lambda_{zr} = \frac{2 \times 3 (D_r - l_m)}{Z_2 L k_{red}^2} \log \frac{4.7 (D_r - l_m)}{h_b + 2l_b} \quad (2.71)$$

Le nombre de spires rotoriques en série N_R par phase et par pôle est considéré égal à $\frac{1}{2}$ dans le cas de rotors à cage. Donc, le rapport de transformation stator /rotor [23] :

$$K = \frac{q_1}{Z_2} \left(\frac{N_1 k_{en1}}{N_R K_{en2}} \right)^2 \quad (2.72)$$

Par ailleurs, connaissant le rapport de transformation qui lie le stator (primaire) au rotor (secondaire) de la MAS à cage, on peut écrire l'expression de l'inductance rotorique ramenée au primaire (avec effet de peau) par :

$$X'_r = KX_{rl} \quad (2.73)$$

- **Résistance par phase rotorique :**

La résistance de la barre est donnée par

$$R_b = \frac{\rho_{al} L_b}{S_b} 10^3 \quad (2.74)$$

Résistance de chaque partie de l'anneau qui situe entre deux barres voisines :

$$R_a = \frac{\rho_{al} L_{am}}{Z_2 S_a} 10^3 \quad (2.75)$$

Cette résistance est ramenée à une résistance série avec la barre.

$$R'_a = \frac{R_a}{k_{red}} \quad (2.76)$$

Si en tient compte l'effet de peau, la résistance rotorique s'écrit comme suite :

$$R_r = k_r R_b + 2R'_a \quad (2.77)$$

k_r : est le coefficient tenant compte de l'effet de peau pour les résistances [23].

$$k_r = \xi \frac{\sinh(2\xi) + \sin(2\xi)}{\cosh(2\xi) - \cos(2\xi)} \quad (2.78)$$

La valeur ramenée au stator :

$$R'_r = KR_r \quad (2.79)$$

2.2.9. Masse du moteur

Le calcul des différentes dimensions de la machine asynchrone permet de déterminer la masse de chaque composant comme étant le produit de son volume (m^3) et la masse volumique associée (Kg/m^3).

$$Masse_{totale} = \sum_{\substack{\text{Composants}(i) \\ \text{de la machine}}} volume_{(i)} \cdot masse\ volumique_{(i)} \quad (2.80)$$

La masse du stator est constituée de la masse des conducteurs, de la masse des tôles composant la culasse et de la masse des dents.

La masse totale de cuivre de la machine comprend la masse du cuivre logé dans les encoches et la masse des têtes de bobines :

$$M_{cus} = 3L_{ms} N_1 S_{1e} \rho_{cu} \quad (2.81)$$

$Q_{cu} = 8900 \text{ Kg}/m^3$: Masse volumique du cuivre.

La masse totale des dents statorique :

$$M_{ds} = L L_{ds} h_{es} Z_1 \rho_{acier} \quad (2.82)$$

$Q_{acier} = 7800 \text{ Kg m}^{-3}$: Masse volumique de l'acier.

La masse de la culasse statorique s'exprime par :

$$M_{cs} = S_c \pi D_{csm} Q_{acier} \quad (2.83)$$

Section des encoches rotorique :

$$S_{er} = L_{er} h_{er} Z_2 \quad (2.84)$$

La masse des barres et des bagues rotorique (deux anneaux) :

$$M_{br} = L_b S_b Z_2 Q_{al} \quad (2.85)$$

$$M_{bgr} = L_{am} 2 S_a Q_{al} \quad (2.86)$$

$Q_{al} = 2700$: Masse volumique du l'aluminium.

La masse totale de l'arbre rotorique est :

$$M_r = \left[\frac{\pi(D_r^2 - D_{ir}^2)}{4} - S_{er} \right] L \rho_{acier} 10^{-6} \quad (2.87)$$

Avec un coefficient d'isolation massique de 1%, la masse totale du notre moteur est :

$$Masse_{totale} = 1.01 [M_{cus} + M_{ds} + M_{cs} + M_r + M_{br} + M_{bgr}] \quad (2.88)$$

2.2.10. Calcul des performances

Le circuit équivalent d'une phase de la machine asynchrone peut relever plusieurs informations sur les performances au régime de fonctionnement.

- Au démarrage

Le courant de démarrage :

$$I_d = \frac{U_n}{\sqrt{(R_s + R'_r)^2 + (X_s + X'_r)^2}} \quad (2.89)$$

Et le couple de démarrage est :

$$C_d = 3 I_d^2 R'_r \frac{p}{2\pi f_1} \quad (2.90)$$

- Fonctionnement à vide

La marche à vide du moteur correspond à un moteur non chargé par un couple résistant donc le moteur ne fournit aucune puissance utile et toute la puissance du réseau demandée par

les moteur sert à compenser les pertes joule statoriques et les pertes à vide : pertes fer et les pertes mécaniques.

On peut négliger les pertes fer rotoriques si la machine fonctionne à vide donc presque à la vitesse de synchronisme. Alors on peut calculer le courant actif absorbé par le stator qui représente les pertes fer et les pertes par frottement et par ventilation.

La densité de pertes par fer correspondant à l'induction dans les dents statorique \hat{B}_{dsm} est D_{fer_ds} (W/kg) et celle de la culasse \hat{B}_{csm} est D_{fer_cs} (W/kg) (voir figure B.4). Les pertes fer dans les dents et de la culasse sont :

$$P_{fer_ds} = D_{fer_ds} \cdot M_{ds} \quad (2.91)$$

$$P_{fer_cs} = D_{fer_cs} \cdot M_{cs} \quad (2.92)$$

Donc, les pertes fer statoriques sont :

$$P_{fer_s} = P_{fer_ds} + P_{fer_cs} \quad (2.93)$$

Les pertes mécaniques comprennent les pertes par ventilation et par frottement dans les paliers sont considérées comme une fonction des paires des pôles tels que :

$$P_{fv} = 0.03P, \text{ pour: } p = 1;$$

$$P_{fv} = 0.012P, \text{ pour: } p = 2; \quad (2.94)$$

$$P_{fv} = 0.008P, \text{ pour: } p = 3 \text{ à } 4 ;$$

Aussi, les pertes supplémentaires qui ont pour origine le champ de fuite dans les encoches et dans les têtes de bobines, ainsi que les pertes liées au contact entre les barres et les tôles du rotor. Conformément aux normes allemandes, elles sont estimées à 0.5% de la puissance absorbée par le moteur :

$$P_{sup} = 0.005 \frac{P}{\eta} \quad (2.95)$$

Pertes à vide :

$$P_0 = P_{fer_s} + P_{fv} + P_{sup} \quad (2.96)$$

Courant actif par phase :

$$I_0 = \frac{P_0}{m_1 U_n} \quad (2.97)$$

Courant à vide :

$$I_{10} = \sqrt{I_0^2 + I_m^2} \quad (2.98)$$

- **Fonctionnement en court-circuit :**

Le glissement max :

$$g_{max} = R'_r / \sqrt{R_s^2 + (X_s + X'_r)^2} \quad (2.99)$$

L'impédance du schéma équivalent est donnée par :

$$Z = \sqrt{(R_s + R'_r)^2 + (X_s + X'_r)^2} \quad (2.100)$$

Donc, le courant de court-circuit :

$$I_{cc} = \frac{U_n}{Z} \quad (2.101)$$

Le couple maximum:

$$C_{max} = \frac{3p}{4} \frac{U_n^2}{R_s + \sqrt{R_s^2 + (X_s + X'_r)^2}} \frac{1}{2\pi f} \quad (2.102)$$

Puissance maximale :

$$P_{max} = \frac{3 U_n (I_{cc} - I_0)}{2(1 + (R_s + R'_r)/Z)} \quad (2.103)$$

- **Régime de fonctionnement nominal (en charge)**

Les pertes joules statorique sont :

$$P_{js} = 3R_s I_n^2 \quad (2.104)$$

Pertes joules dans le rotor :

$$P_{jr} = P_{jb} + P_{ja} \quad (2.105)$$

$P_{jb} = I_b^2 R_b Z_2$: Pertes joules dans les barres rotorique.

$P_{ja} = 2R'_a I_a^2$: Pertes joules dans les anneaux (deux bagues).

La somme des pertes est :

$$P_t = P_0 + P_{js} + P_{jr} + P_{sup} + P_{fv} \quad (2.106)$$

Puissance transmis au rotor :

$$P_e = P + P_{jr} + P_{sup} + P_{fv} \quad (2.107)$$

Glissement en fonctionnement nominale :

$$glissement = \frac{P_{jr}}{P_e} \quad (2.108)$$

2.2.11. Refroidissement

Un refroidissement est nécessaire lorsqu'on a un échauffement. L'air c'est l'agent de refroidissement le plus courant ; il doit atteindre la partie chaude, on a deux types de ventilation : Ventilation intérieure (figure 2.5) ou extérieure (enceinte close) pour atmosphère fort polluée (scierie, broyage, charbon) (figure 2.6). [24]



Figure 2.5 : Ventilation intérieure.

Figure 2.6 : Ventilation extérieure.

Ces pertes s'expriment en fonction de la surface S_B de la vitesse tangentielle du collecteur V_c (en m/s) ou des bagues [24].

Surface de toutes les lignes de balais donnée par la formule :

$$S_B = \pi D(2.5 L) + 2\pi(D + 50)0.4 \quad (2.109)$$

Donc ; section de refroidissement interne donnée par :

$$S_i = S_B(1 + 0.1V_c) \quad (2.110)$$

Et la section de refroidissement extérieure est :

$$S_e = \pi D_{cs} L \quad (2.111)$$

Finalement ; la surface totale de refroidissement :

$$S_t = S_e + S_i \quad (2.112)$$

D'autre parte ; les pertes totale dans le stator sont :

$$P_S = P_{js} + P_{fer_{ds}} + P_{fer_{cs}} \quad (2.113)$$

Les échauffements ΔT de la machine sont proportionnels au rapport des pertes sur la surface de d'échange (extérieure et intérieure) S_t :

$$\Delta T = K_{\Delta T} \frac{P_S}{S_t} \quad (^\circ C) \quad (2.114)$$

$K_{\Delta T} = 0.03$: Conductivité thermique de cuivre.

2.3. VALIDATION DES RESULTATS

Les dimensions géométriques principales du prototype sont données dans le tableau 1.1.

Signification	Symbole	Valeur	Unité de mesure
Diamètre intérieur statorique	D	194.16	[mm]
Longueur du moteur	L	186.37	[mm]
Diamètre extérieur	D_{cs}	344.0	[mm]
L'induction dans l'entrefer	\hat{B}_δ	0.70	[Wb/m ²]
Coefficient d'enroulement	k_{en1}	0.95	-
Pas polaire statorique	τ_p	152.50	[mm]
Densité du flux/pole statorique	$\hat{\phi}$	18.83	[mWb]
Nombre d'encoches statoriques	Z_1	48	-
Conducteurs par encoches	N_e	8	-
Nombre de spires/phase	N_1	64	-
Courant statorique	I_n	52.12	[A]
Densité du courant statorique	J_1	4.5	[A/mm ²]
Section du conducteur	S_{co}	11.98	[mm ²]
L'induction dans les dents statorique	\hat{B}_{dsm}	1.68	[T]
L'induction dans la culasse statorique	\hat{B}_{csm}	1.30	[T]
Hauteur de la culasse statorique	h_{cs}	38.86	[mm]
Largeur d'entrefer	e	0.58	[mm]
Diamètre extérieur du rotor	D_r	193.0	[mm]
Nombre d'encoches rotoriques	Z_2	38	-
Courant rotorique	I_r	43.26	[A]
Densité du courant rotorique	J_b	6.0	[A/mm ²]
L'induction dans les dents rotoriques	\hat{B}_{drm}	1.81	[T]
L'induction dans la culasse rotoriques	\hat{B}_{crm}	1.40	[T]
Hauteur de la culasse rotorique	h_{cr}	36.09	[mm]
largueur de l'encoche rotorique	L_{er}	6.0	[mm]
Hauteur de l'encoche rotorique	h_{er}	12.0	[mm]
Diamètre intérieur rotorique	D_{ir}	95.84	[mm]

Tableau 2.1 : Résultats de dimensionnement du moteur asynchrone à cage d'écureuil.

CONCLUSION

La deuxième chapitre est consacrée au dimensionnement d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil destinée à la traction est le calcul des différents dimensions géométriques.

La pluparts des moteurs asynchrones sont dimensionnées utilisent des relations traditionnelles avec une forte accentuation sur les machines préterits. Plusieurs travaux réalisés dans la dernière décennie sur le dimensionnement d'un moteur asynchrone commandée par un moderne variateur de vitesse. En plus, il' y a quelques des travaux sur l'utilisation des nouveaux méthodes d'analyse numérique des phénomènes électromagnétique pour améliorer les courbes de bases du dimensionnement. En débit de ces développements, l'itératif processus de dimensionnement classique ne soit pas améliorer.

CHAPITRE III :

Modélisation de la Machine Asynchrone

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, il sera présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de Park, ce qui réduit la complexité du modèle, aussi la plus adaptée à l'élaboration d'algorithmes de commande puisqu'elle consiste à transformer une machine triphasée (trois axes) à une machine biphasée (deux axes) équivalente suivant l'alimentation appliquée.

On s'intéresse à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associé à une source d'alimentation purement sinusoïdale. Ce chapitre permet essentiellement de retrouver le modèle classique de la machine asynchrone.

Le modèle complet de la machine asynchrone en tension sera simulé en utilisant le logiciel «SIMULINK» sous «MATLAB».

3.1. MODELISATION DE LA MAS TRIPHASEE

3.1.1. Description de la MAS triphasée

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω_r , exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s , exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s et on a :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (3.1)$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : Nombre de paires de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotorique sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note :

f_s : Fréquence de la vitesse statorique.

f_r : Fréquence de la vitesse rotorique.

ω : Pulsation de glissement.

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence, $\omega_s = \omega + \omega_r$ d'où $f_s = f + f_r$ est constamment satisfait. Quand la pulsation mécanique ω_r est égale à la pulsation du champ tournant ω_s , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

3.1.2. Modèle de la MAS triphasée

Le modèle de la machine à induction triphasée est illustré par le schéma de la figure (3.1), avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator: S_A, S_B et S_C ; et pour les trois enroulements rotoriques: R_a, R_b, R_c ; et θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

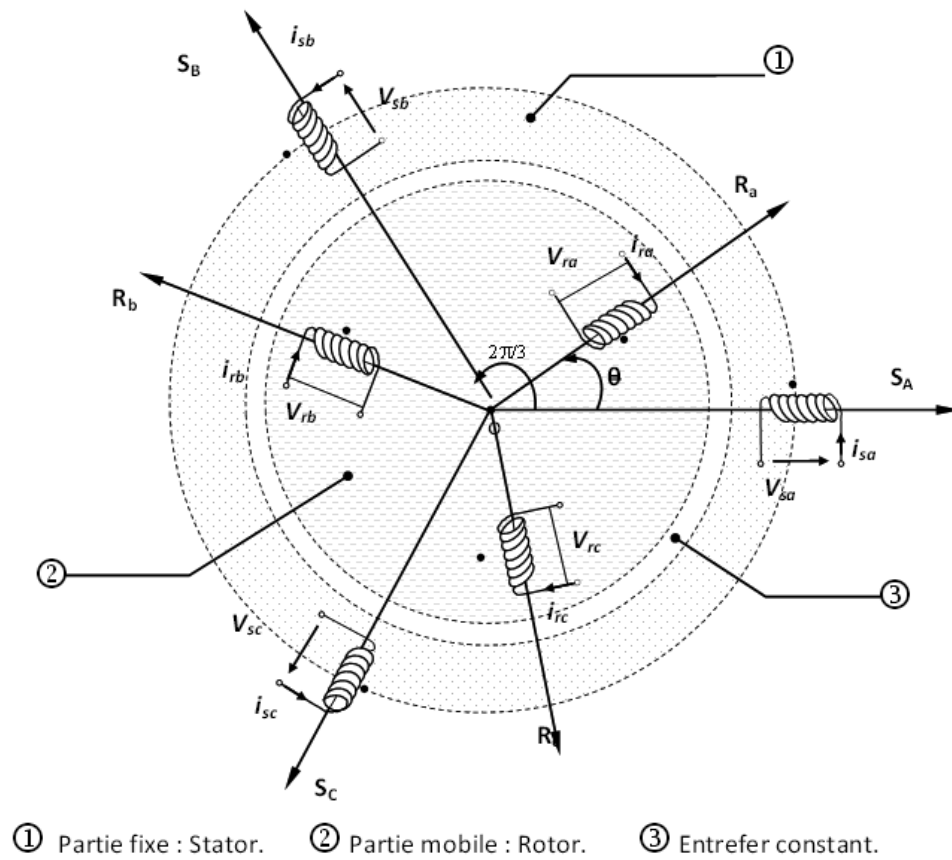


Figure 3.1: Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

3.1.3. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [24]:

- ✓ Parfaite symétrie.
- ✓ Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.

- ✓ Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer du champ magnétique de chaque bobinage.
- ✓ Absence de saturation dans le circuit.
- ✓ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

3.1.4. Equations générales de la MAS triphasée

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après.

➤ *Equations électriques*

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé s'écrivent respectivement :

► Pour le stator

$$[V_{s_{abc}}] = R_s [i_{s_{abc}}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s_{abc}}] \quad (3.2)$$

► Pour le rotor

$$[V_{r_{abc}}] = R_r [i_{r_{abc}}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r_{abc}}] \quad (3.3)$$

Avec :

R_s, R_r : Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

$[V_{s_{abc}}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$: Vecteur de tension statorique.

$[V_{r_{abc}}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: Vecteur de tension rotorique.

$[i_{s_{abc}}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$: Vecteur de courant statorique.

$[i_{r_{abc}}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$: Vecteur de courant rotorique.

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$[\Phi_{s_{abc}}] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T$: Vecteur de flux statorique.

$[\Phi_{r_{abc}}] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$: Vecteur de flux rotorique.

➤ *Equations magnétiques*

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit :

► Pour le stator :

$$[\Phi_{s_abc}] = [L_s][i_{s_abc}] + [M_{sr}][i_{r_abc}] \quad (3.4)$$

► Pour le rotor :

$$[\Phi_{r_abc}] = [L_r][i_{r_abc}] + [M_{rs}][i_{s_abc}] \quad (3.5)$$

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Alors :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Où :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

Pour que le modèle soit complet, on doit lui adjoindre d'équation mécanique.

➤ Equations mécaniques

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (3.8)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

3.2. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation [24].

3.2.1. Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux :

❶ Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha - \beta) \rightarrow \omega_{obs} = 0$.

Dont ce modèle les tensions, des grandeurs sinusoïdales et les courants des grandeurs réels. Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.

❷ Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x - y) \rightarrow \omega_{obs} = \omega$.

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω .

③ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d - q) \rightarrow \omega_{obs} = \omega_s$.

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones, à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

ω_{obs} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel $(d - q)$ nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards: machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage, machine synchrone à pôles lisses ou à pôles saillants, machines à aimant permanent et machine à réluctance.

3.2.2. Application de la transformation de Park au modèle de la MAS

On désire transformer les enroulements de la M.AS triphasée en des enroulements biphasé orthogonaux équivalents selon les axes $(d - q)$ lié au champ tournant, voir figure (3.2), ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- ◆ Direct selon l'axe (d).
- ◆ Quadrature (transversal) selon l'axe (q).
- ◆ Homopolaire (o).

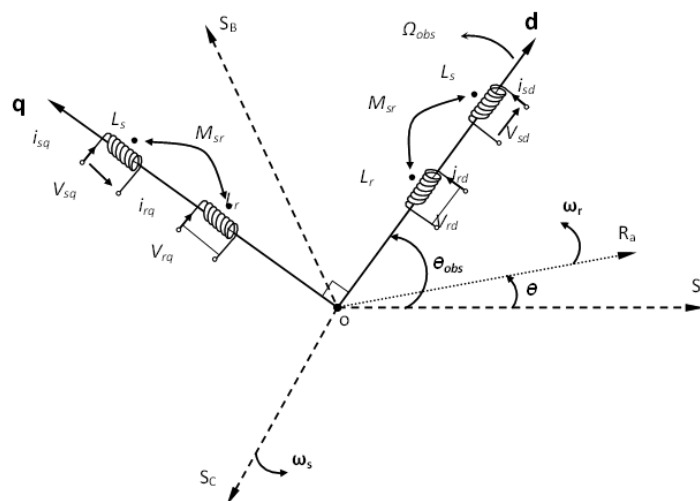


Figure 3.2 : Référentiel tournant d'axes $(d - q)$.

Où : $\theta_{obs} = \int \omega_{obs} dt$ est une position quelconque d'observation entre les systèmes d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

- ▶ L'équivalent de tension : $[V_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][V_{abc}]$
- ▶ L'équivalent de courant : $[i_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][i_{abc}]$ (3.9)
- ▶ L'équivalent du flux : $[\Phi_{dqo}] = [P(\theta_{obs})][\Phi_{abc}]$

Où : $[P(\theta_{obs})]$ est la matrice de Park.

Dans le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[V_{dqo}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[i_{dqo}] \\ [\Phi_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1}[\Phi_{dqo}] \end{cases} \quad (3.10)$$

La matrice de transformation de Park modifiée directe et inverse s'écrivent alors :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

✓ Le facteur $\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée [1].

$$[P(\theta_{obs})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, (3.2) et (3.3), et magnétiques, (3.4), (3.5), permet d'obtenir les équations suivantes :

➤ **Equations électriques**

$$[V_{sd}] = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \quad (3.13)$$

➤ **Equations magnétiques**

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (3.17)$$

Avec:

$L_{s,r} = l_{s,r} - L_m$: Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$L_m = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

➤ **Equations mécaniques**

Le couple électromécanique donné par l'équation suivant :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (3.21)$$

3.3. ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique Φ_r comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions V_{sd}, V_{sq} , comme grandeurs de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, figure (3.3).

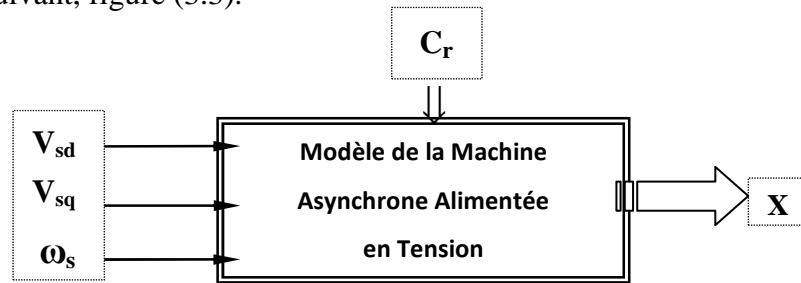


Figure 3.3 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T ;$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \quad \Phi_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T ;$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \quad \Phi_{sq} \quad i_{rd} \quad i_{rq}]^T ;$$

$$[X] = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T ;$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur $[i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T$.

3.4. REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (3.22)$$

Avec :

$$\begin{cases} [X] = [i_{sd} & i_{sq} & \Phi_{rd} & \Phi_{rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} & V_{sq}]^T \end{cases}$$

Pour le référentiel lié au champ tournant ($d - q$), on a :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \\ -\omega_s & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice [A] devient :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \\ -\omega_s & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$R_t = R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système et [B] : Matrice d'entrée.

Les paramètres électriques de la machine asynchrone sont donnés dans le tableau suivant :

R_s	0.0221	[Ω]
L_s	0.0666	[H]
L_r	0.0667	[H]
R_r	0.1326	[Ω]
L_m	0.0657	[H]
R_m	153.94	[Ω]
J	0.5641	[kg/m ²]
f_r	0.0001	[N.m/rad]

Tableau.3.1 : Les paramètres électriques de la machine asynchrone.

3.5. SIMULATION DU MODELE DE LA MAS EN TENSION

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations sont effectuées par le logiciel «**SIMULINK**» sous «**MATLAB**», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode d'EULER simple, d'EULER modifiée, RUNGE-KUTTA d'ordre 4... etc.), il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication, ...etc. [25].

Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone est donné par la figure (3.4).

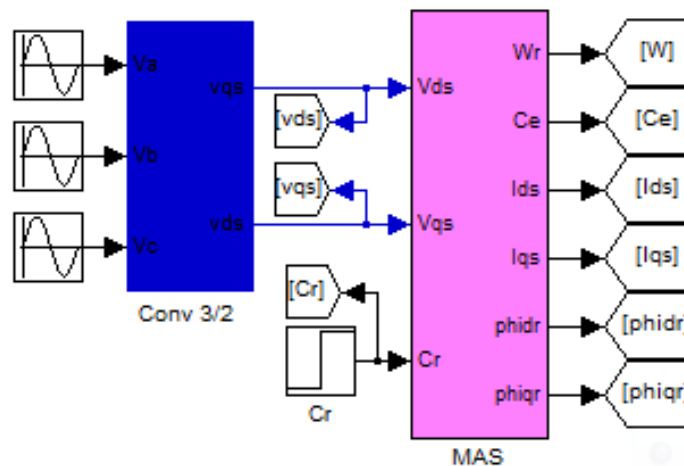


Figure 3.4: Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

La figure (3.6), représente les résultats de simulation du modèle de Park de la machine asynchrone alimentée en tension dans le référentiel ($d-q$). La machine asynchrone est simulée en charge nominale après un démarrage à vide. Les allures des caractéristiques des flux et courants sont converties en grandeurs continues dans le repère synchrone ($d-q$), ce qui rend plus aisé l'étude et la réalisation d'une commande pour la machine asynchrone. Lors de démarrage, un fort appel de courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

De même, l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de rotation de même pour le flux rotorique.

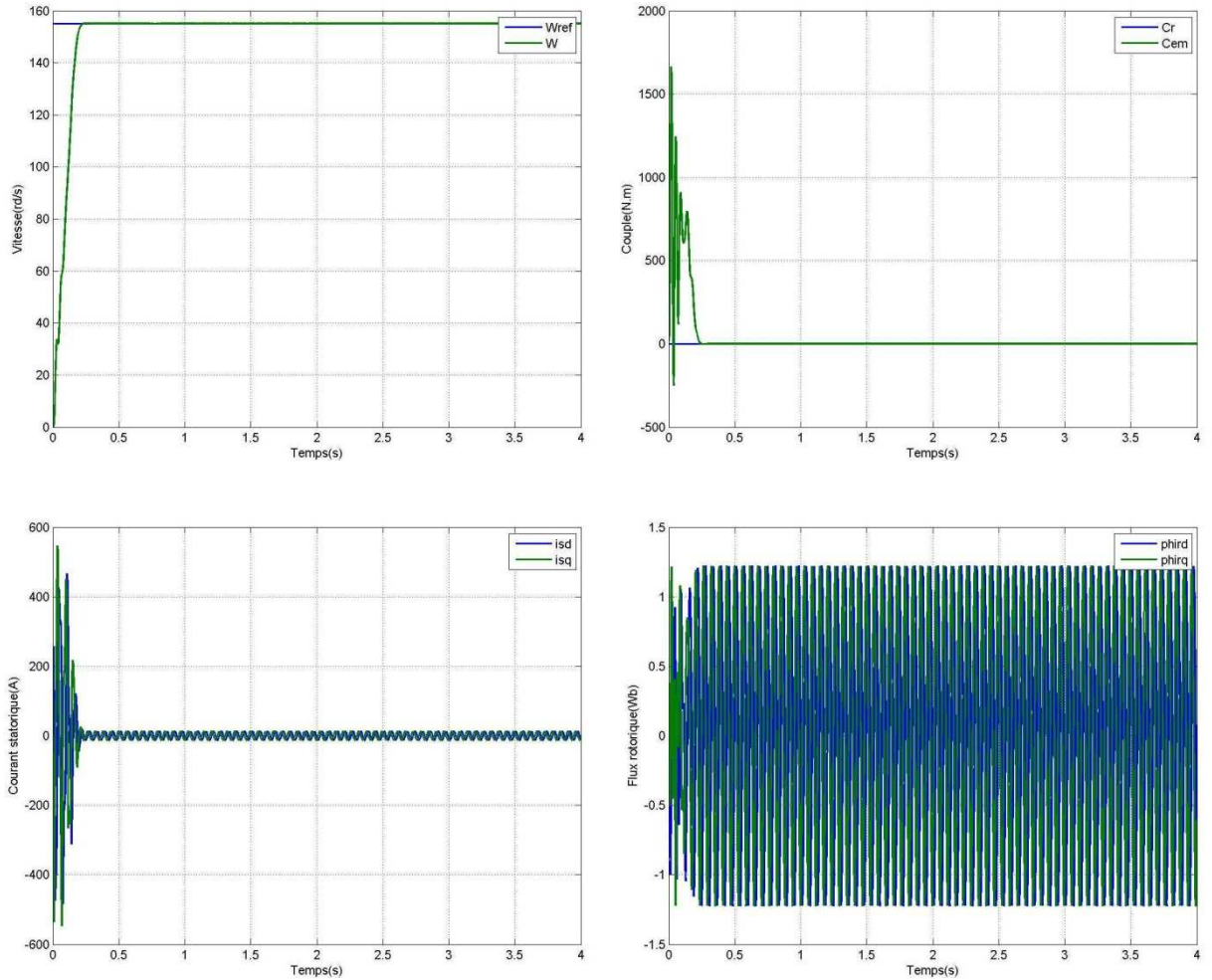


Figure 3.5: Résultats de simulation de la MAS en tension à vide.

Les résultats de cette première simulation montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables (couple, flux) indiquant le caractère non linéaire de la machine asynchrone.

Finalement, la modélisation analytique d'une machine asynchrone, à partir de sa géométrie, est possible avec les formules mathématiques proposées dans la littérature. Dans notre cas, nous nous intéressons uniquement aux performances en régime permanent. L'évaluation des performances d'une machine avec cette méthode est très rapide. Malheureusement, les non linéarités sont difficiles à traiter. Le nombre d'hypothèses qu'il faut est assez élevé pour décrire complètement le modèle analytique, mais les résultats sont acceptables pour des premières approches de pré-dimensionnement.

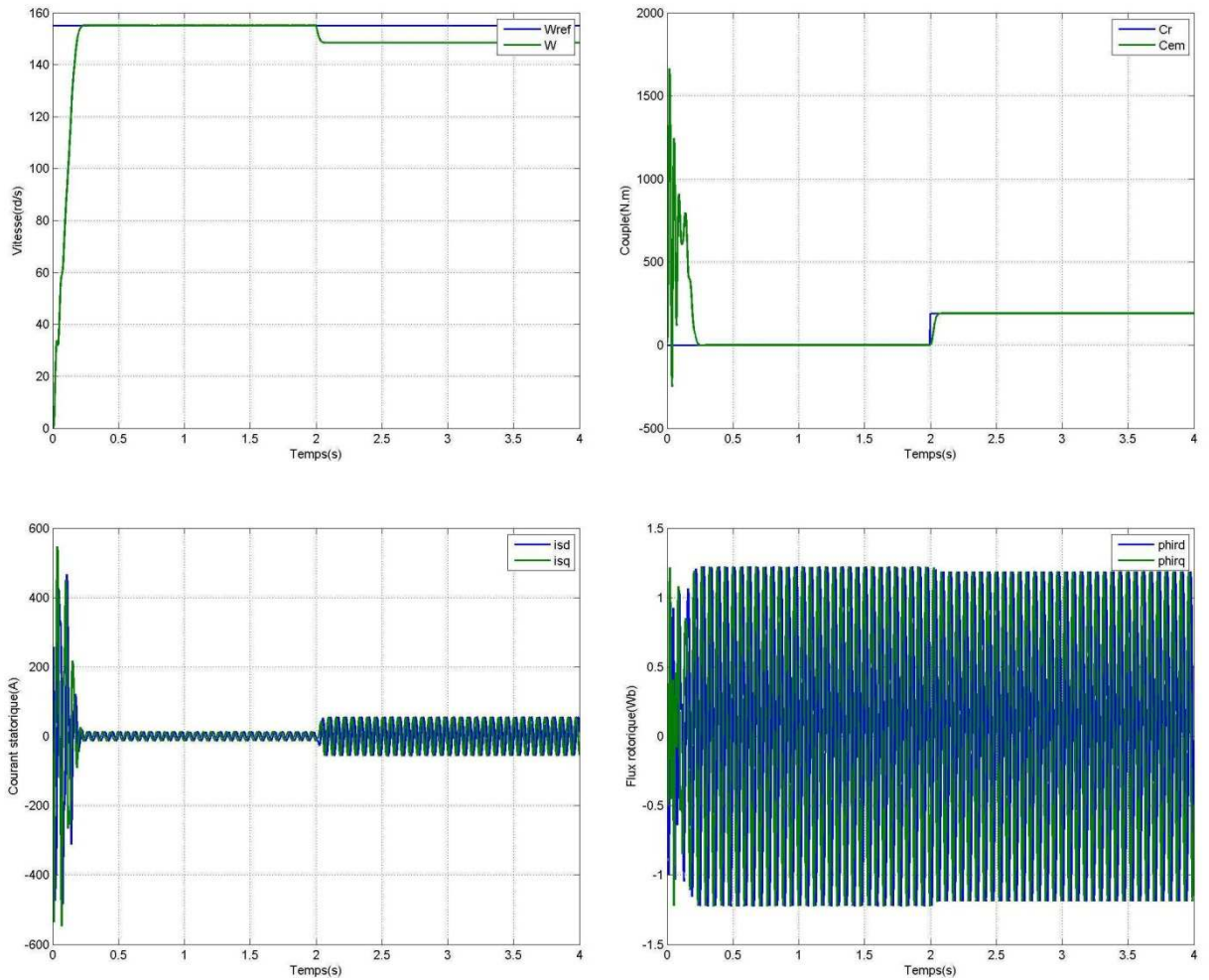


Figure 3.6: Résultats de simulation de la MAS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide.

CONCLUSION

On a établi dans ce chapitre le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park. La simulation du modèle de la machine asynchrone nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu du non linéarité entre les grandeurs flux et couple spécialement lorsqu'une charge (perturbation) est appliquée.

Dans le but de contrôler les grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on a recours à la commande vectorielle par orientation du flux. Cette dernière qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE IV :

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

INTRODUCTION

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC.) a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statique à fréquence variable.

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

4.1. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non-linéaire, multivariable et fortement couplé, c'est-à-dire qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures: stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue [27].

4.1.1. Principe de base de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d – q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la M.AS, est donnée par:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (4.1)$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe (d) d'un repère lié au champ tournant, figure (4.1):

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_R \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Le couple devient:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq}) \tag{4.3}$$

Ou encore moyennant une constante K_t' près, C_{em} devient:

$$C_{em} = K_t' \Phi_{rd} i_{sq} \tag{4.4}$$

Avec: $K_t' = p \frac{L_m}{L_r}$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu (M.C.C).

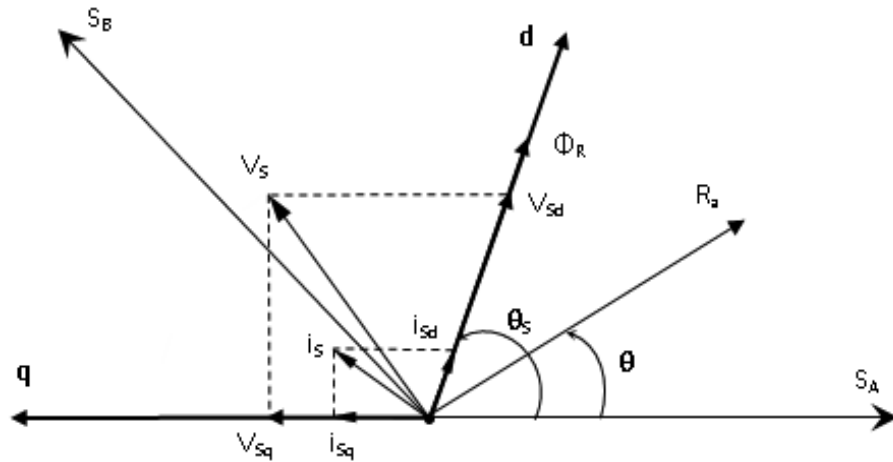


Figure 4.1: Référentiel lié au flux rotorique.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure (4.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.

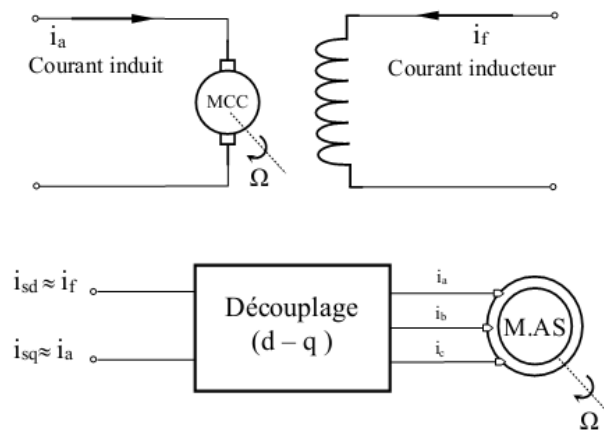


Figure 4.2: Principe de commande découplée pour la MCC et la MAS.

Avec :

$$C_e = K'_t i_a i_f \quad (4.5)$$

$$C_e = K'_t i_{sq} i_{sd} \quad (4.6)$$

i_a, i_{sq} : Composantes de couple.

i_f, i_{sd} : Composantes de flux.

En effet, à partir de ces principes de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classifier de la façon suivante :

- ✓ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant;
- ✓ Selon l'orientation du repère (d – q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant;
- ✓ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition de l'équation (4.7), dans ce sens, et pour avoir un fonctionnement à flux rotorique constant on a recours à un bloc non linéaire dit bloc de défluxage, figure (4.3), ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante:

$$\begin{cases} \Phi_R^* = \Phi_{R \text{ nom}} & \text{Pour: } |\Omega| \leq \Omega_{\text{nom}} \\ \Phi_R^* = \frac{\Phi_{R \text{ nom}} \cdot \Omega_{\text{nom}}}{\Omega} & \text{Pour: } |\Omega| > \Omega_{\text{nom}} \end{cases} \quad (4.7)$$

Avec :

Φ_R^* : Flux rotorique de référence;

$\Phi_{R \text{ nom}}$: Flux rotorique nominal;

Ω_{nom} : Vitesse nominale de rotation.

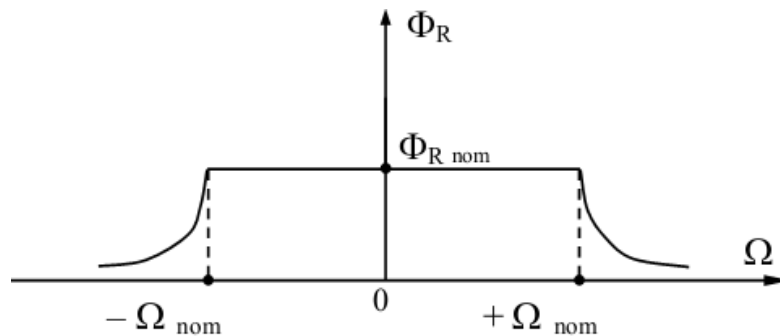


Figure 4.3: Région de fonctionnement à toutes vitesses.

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones.

4.1.2. Choix de type d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [28], ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

4.1.3. Stratégie de la commande

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux [29]. En générale, deux sortes de commande sont utilisées; celle dite indirecte et celle dite directe.

✓ Méthode de contrôle indirect du flux

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas réguler, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor. Le contrôle indirect du flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_s - \omega)$ est différente de la valeur réelle de T_R , on obtient une erreur sur la phase du flux par rapport au stator ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple [26].

✓ Méthode de contrôle directe du flux

La méthode de contrôle directe du flux nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire considéré. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique, et ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Ainsi la commande directe doit être réalisée par la mesure directe du flux, d'où la nécessité d'utiliser des capteurs de flux [27].

4.2. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA MAS EN TENSION

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe (d) du repère lié au champ tournant ($\Phi_{rd} = \Phi_R$ et $\Phi_{rq}=0$), comme illustré sur la figure (4.1), on a alors :

- L'évolution du flux est donnée par:

$$\Phi_R + T_R \frac{d\Phi_R}{dt} = L_m i_{sd} \quad (4.8)$$

- La pulsation ω est estimée par:

$$\omega = \frac{L_m R_r i_{sq}}{L_r \Phi_R} \quad (4.9)$$

Pour une MAS alimentée en tension, V_{sd} et V_{sq} représentent les variables de commande. A partir les équations (3.13) a (3.20) nous pouvons exprimer ces tensions comme suit [30]:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} + R_s \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\Phi}_{rd} \\ V_{sq} = \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} + R_s \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{rd} \end{cases} \quad (4.10)$$

L'orientation du flux rotorique appliquée au système (4.10) permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} + R_t \right) i_{sd} - \left(\omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_R \right) \\ V_{sq} = \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} + R_t \right) i_{sq} - \left(-\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_R \right) \end{cases} \quad (4.11)$$

Les expressions données en (4.11) sont non-linéaires puisqu'elles dépendent de la vitesse du repère et de la vitesse électrique et elles sont aussi couplées, car elles comportent des termes croisés. Les termes qui ne dépendent pas du courant i_{sd} dans la première équation et du courant i_{sq} dans la deuxième expression sont appelés "termes de couplage" [31].

Dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de système mono-variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent, telles que le découplage par vecteur d'état ou le découplage par compensation, nous

utilisons donc une loi de découplage par compensation (figure (4.4)), en introduisons des nouvelles variables de commande U_{sd} et U_{sq} , le système (4.11) devient:

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} - f.é. m_d \\ V_{sq} = U_{sq} - f.é. m_q \end{cases} \quad (4.12)$$

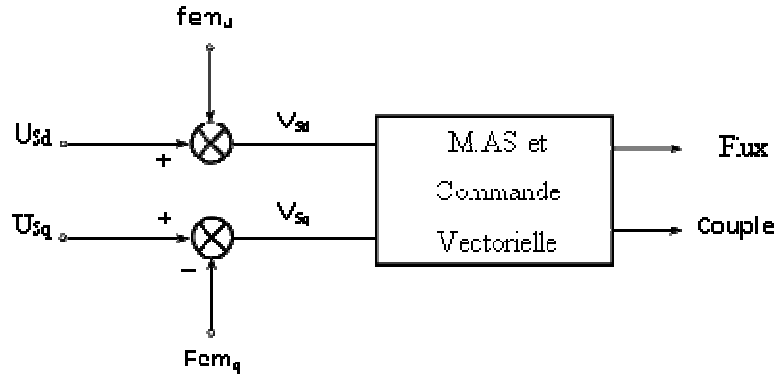


Figure 4.4: Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

A partir du système d'équations (4.11), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations [30] :

$$\begin{cases} f.é. m_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r T_r} \Phi_R \\ f.é. m_q = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega \Phi_R \end{cases} \quad (4.13)$$

Si la compensation est bien réalisée en temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système, figure (4.5), pour lequel:

$$\begin{cases} U_{sd} = \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} + R_t \right) i_{sd} \\ U_{sq} = \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} + R_t \right) i_{sq} \end{cases} \quad (4.14)$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées.

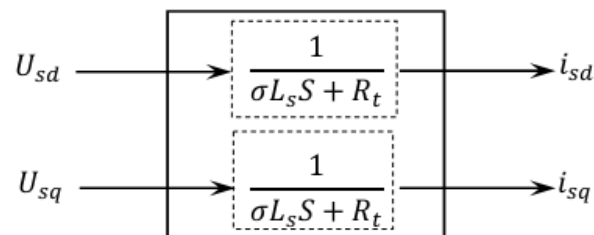


Figure 4.5: Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq} .

4.4. ESTIMATION DU FLUX ROTORIQUE

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, et cela est déterminé moyennant une mesure directe du flux par des capteurs. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension) [32].

Dans ce cas le flux peut être régulé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

4.5. CALCULS DES REGULATEURS

Nous avons vu précédemment qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système multivariable en deux systèmes mono-variables. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple.

La grandeur essentielle à contrôler avec une grande dynamique est le couple électromagnétique, en présence de la charge mécanique qui peut varier très brutalement lors des phases d'enrayage ou de patinage. Cependant, il est aussi nécessaire de bien contrôler le flux pour éviter les surintensités des courants et d'obtenir un bon rendement de l'ensemble du système. Etant donné que le flux est défini par le courant i_{sd} , il suffit de contrôler ce courant pour maîtriser le flux. Le couple dépend du produit entre le flux Φ_R et le courant i_{sq} . Le flux est une variable qui évolue plus lentement que le courant i_{sq} , c'est ce dernier qui est pris en compte pour contrôler le couple. Ce type de contrôle dans lequel la régulation du moteur se fait en courant et l'alimentation en tension permet d'obtenir le couple maximal sur toute la plage de vitesses.

On choisit d'utiliser des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. De cette façon, les expressions associées aux régulateurs sont données ci-dessous. En appliquant dans la synthèse des régulateurs la technique de compensation du pôle de la fonction de transfert associée en boucle ouverte (BO), les relations résultantes du système en boucle fermé (BF) sont du premier ordre.

4.5.1. Calcul du régulateur de flux

Etant donné que le flux est défini par le courant i_{sd} , il suffit de contrôler ce courant pour maîtriser le flux.

Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice. Le découplage proposé, voir figure (4.8), permet d'écrire:

$$\Phi_R = \frac{L_m}{(\sigma L_s S + R_t)(T_r S + 1)} U_{sd} = \frac{L_m/R_t}{(T_{cs} S + 1)(T_r S + 1)} U_{sd} \quad (4.15)$$

Avec: $T_{cs} = \frac{\sigma L_s}{R_t}$

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type:

$$PI(S) = K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{S} = K_{i\phi} \frac{1 + \tau_\phi S}{S} \quad (4.16)$$

Avec: $\tau_\phi = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}}$

Le schéma de bloc de la régulation de flux rotorique est donné par la figure (4.8).

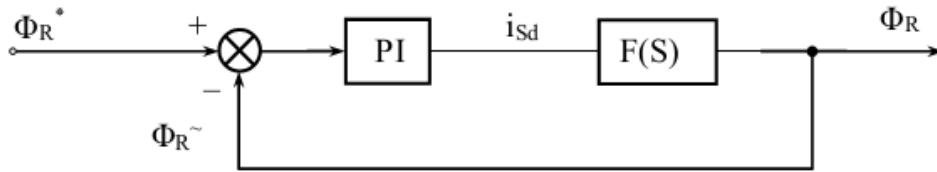


Figure 4.8 : Schéma fonctionnel de régulation de flux.

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur, soit $\tau_\phi = T_r$. Après compensation, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrira alors:

$$FTBO(S) = \frac{K_{i\phi} L_m / R_s}{S(T_{cs} S + 1)} \quad (4.17)$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante:

$$\frac{T_{cs} R_t}{K_{i\phi} L_m} S^2 + \frac{R_t}{K_{i\phi} L_m} S + 1 = 0 \quad (4.18)$$

L'équation caractéristique peut se mettre sous forme fondamentale telles que:

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{T_{cs}R_t}{K_{i\phi}L_m} \\ \frac{R_t}{K_{i\phi}L_m} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (4.19)$$

Les gains $K_{i\phi}$ et $K_{p\phi}$ sont donnés par:

$$K_{i\phi} = \frac{R_t}{T_{cs}L_m 4\xi^2} \quad \text{et} \quad K_{p\phi} = T_r K_{i\phi} \quad (4.20)$$

4.5.2. Calcul du régulateur de couple

De même, les équations de découplage proposées, figure (4.9); permettent d'exprimer C_{em} comme suit:

$$C_{em} = \frac{K_c/R_t}{(T_r S + 1)} U_{sd} \quad (4.21)$$

Avec: $K_c = \frac{pL_m}{L_r} \Phi_{R\text{ nom}}$

$$PI(S) = K_{ic} \frac{1 + \tau_c S}{S} \quad (4.22)$$

Avec: $\tau_c = \frac{K_{pc}}{K_{ic}}$

Le schéma fonctionnel de bloc de la régulation de couple est présenté par la figure (4.9).

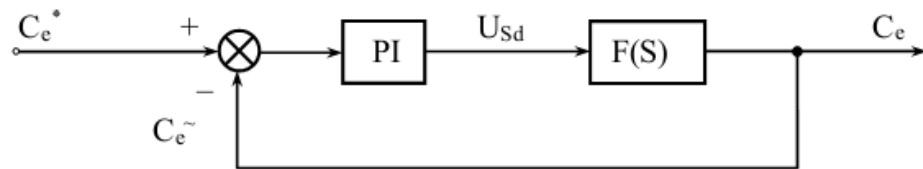


Figure 4.9: Schéma fonctionnel de régulation de couple.

Compensons le pôle, soit $\tau_c = T_{cs}$, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$FTBO(S) = \frac{K_c K_{ic}}{S} \quad (4.23)$$

En boucle fermée, on obtient une réponse de type 1^{er} ordre de constants de temps $\frac{R_t}{K_c K_{ic}}$. Pour un temps de réponse imposé $\tau = \frac{R_t}{K_c K_{ic}} = \frac{T_{cs}}{n}$, où $n \in \mathfrak{R}, n \geq 1$, n choisira le degré de rapidité ciblé, on obtient:

$$K_{ic} = \frac{R_t n}{K_c T_{cs}} \quad \text{et} \quad K_{pc} = K_{ic} T_{cs} \quad (4.24)$$

4.5.3. Calcul du régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante:

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \Rightarrow \Omega = \frac{C_{em} - C_r}{JS + f} \quad (4.25)$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec régulateur PI, est donné par la figure (4.10).

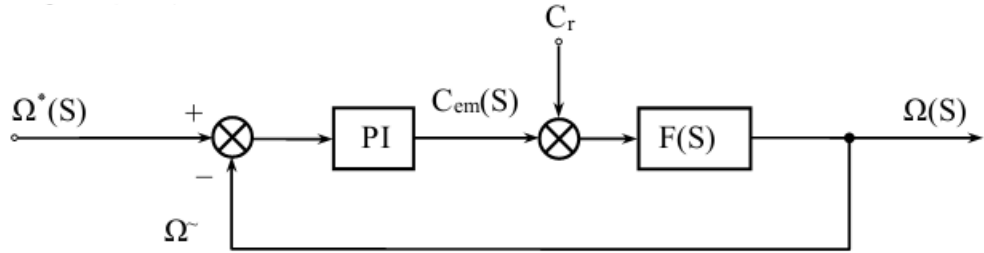


Figure 4.10: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$\Omega(S) = \frac{K_{i\Omega}(1 + \tau_{\Omega}S)}{S(JS + f)} (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{(JS + f)} C_r \quad (4.26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est:

$$\Omega(S) = \frac{K_{i\Omega}(1 + \tau_{\Omega}S)}{JS^2 + (f + K_{i\Omega}\tau_{\Omega})S + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{S}{JS^2 + (f + K_{i\Omega}\tau_{\Omega})S + K_{i\Omega}} C_r \quad (4.27)$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{f + K_{i\Omega}\tau_{\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (4.28)$$

Avec:

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation propre non amortie.

$$K_{i\Omega} = \frac{4\xi^2 J}{\tau_{\Omega}^2} \text{ et } K_{p\Omega} = K_{i\Omega}\tau_{\Omega} \quad (4.28)$$

4.6. MODÈLE LINÉAIRE EQUIVALENT DE LA MAS OBTENU PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

On peut élaborer le schéma fonctionnel de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique sur un modèle linéaire simplifié, montré sur la figure (4.11) associé à des régulateurs du type PI. Si le flux se stabilise rapidement à sa valeur de référence, le découplage sera parfaitement réalisé entre les deux axes de commande.

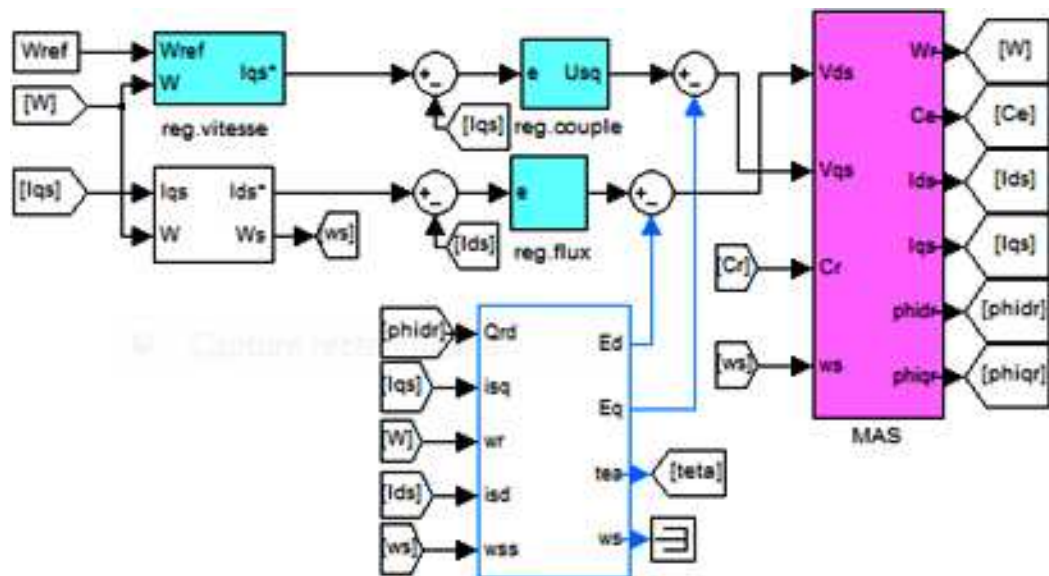


Figure 4.11: Schéma bloc du modèle linéaire équivalent de la MAS par la commande vectorielle directe.

4.7. RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone en tension sont illustrés par la figure (4.12).

L'essai en charge nominale après un démarrage à vide ; avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue avec dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{sq} à un coefficient près.

Dans plusieurs applications, comme dans le cas de la traction électrique, les machines ont besoin de fonctionner à des vitesses au-delà de la vitesse nominale. Ce fonctionnement nécessite de prendre en considération les limitations dues à la tension continue à l'entrée de la batterie ainsi le courant nominal de ce dernier. Le couple maximum produit par la machine

asynchrone dépend étroitement de ces limitations. Une conception judicieuse de la commande consiste à garantir le maintien de ce couple maximale sur toute la gamme de vitesse. La commande vectorielle standard ne peut répondre à cette exigence.

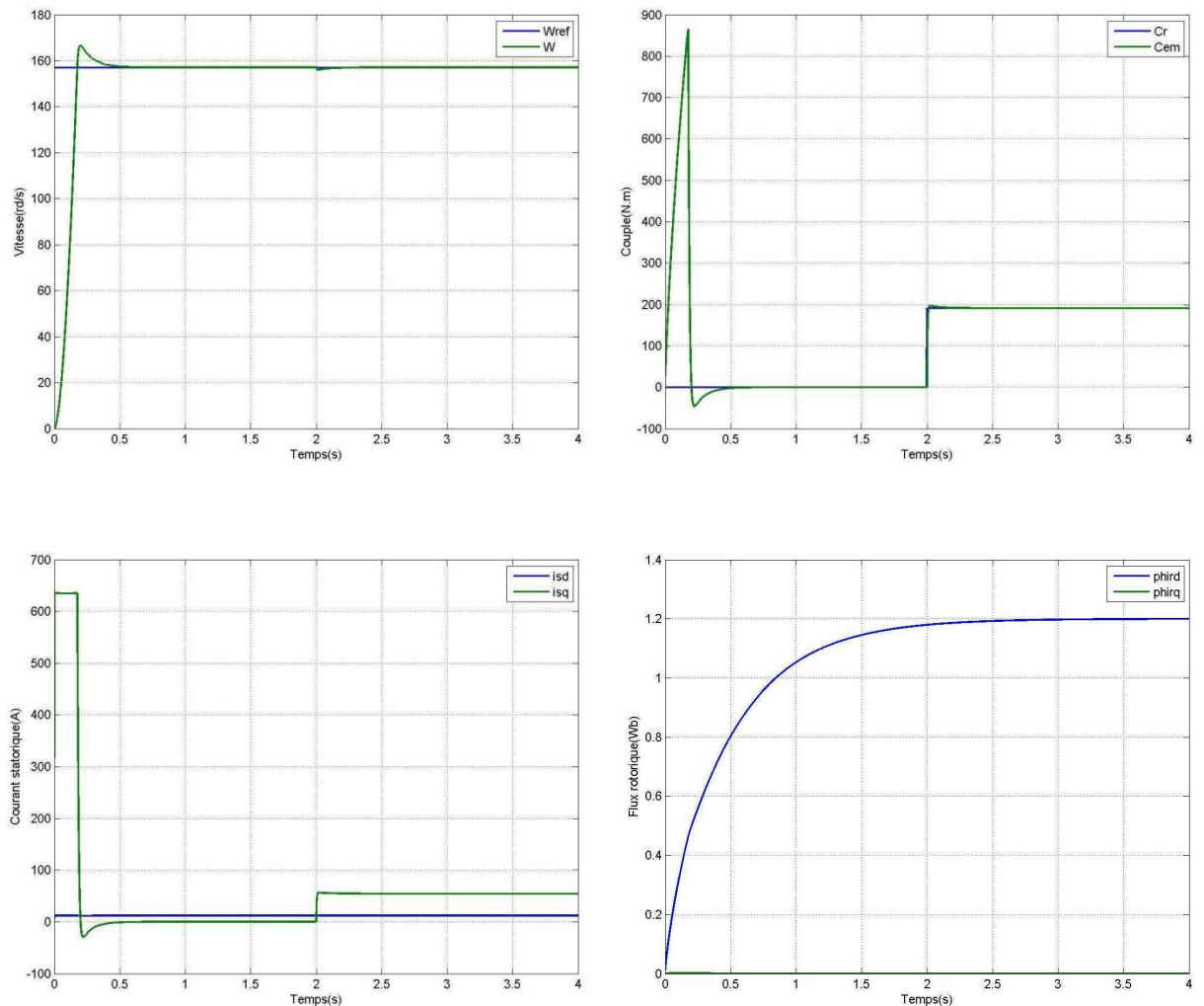


Figure 4.12: Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS.

CONCLUSION

Dans cette partie, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple. Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Pour les contraintes liées au fonctionnement à des vitesses au-delà de la vitesse nominale, une stratégie supplémentaire doit être envisagée afin de contourner cette difficulté.

CHAPITRE V :

Optimisation de L'énergie Embarquée

INTRODUCTION

L'optimisation de l'énergie embarquée est un aspect très important en particulier pour un véhicule électrique. Par conséquent, l'optimisation de l'énergie contribue d'une façon significative à augmenter la période de recharge des batteries. Le véhicule peut faire des kilomètres supplémentaires en dehors du cycle de recharge standard.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons principalement à l'aspect d'optimisation de la puissance consommée dans le cadre d'une commande vectorielle de la machine asynchrone.

Ce chapitre est divisé en trois parties: la première partie est consacrée à la détermination des différentes pertes produites dans la chaîne de transmission d'énergie. Dans une deuxième partie, nous présentons la conception d'un algorithme d'optimisation du rendement énergétique dans le cadre d'une commande vectorielle. Ensuite, dans une troisième partie, des résultats de simulation illustrent les performances obtenues sont discutés.

5.1. DIFFERENTES TECHNIQUES DE L'OPTIMISATION DU RENDEMENT

Comme indiqué dans beaucoup de recherches dans la littérature, le rendement du moteur à induction peut être amélioré par plusieurs approches. On citera [33] :

- Changement de construction et conception du moteur (nouveaux matériaux, design...)
- L'amélioration des formes d'onde fournies par l'onduleur ;
- L'utilisation d'une méthode de contrôle optimal permettant la minimisation des pertes.

Pour un moteur donné, le fonctionnement sous des conditions nominales (avec une charge nominale et une vitesse nominales) est très efficace. Cependant, dans des nombreuses applications, un moteur fonctionne bien loin du point nominal. Dans ces circonstances, il n'est pas possible d'améliorer le rendement avec le changement de la conception du moteur ou l'amélioration des formes d'ondes fournies par l'onduleur.

5.2. COMMANDE A RENDEMENT OPTIMAL

En principe, le contrôle de l'amélioration de l'efficacité peut être divisé en trois classes: méthodes basées sur le modèle des pertes, auto-optimisant méthodes et méthodes hybrides. Dans les algorithmes de la minimisation des pertes, divers modèles de bases de perte ont été développés [34].

Nous connaissons à ce jour peu de publications traitant de ce problème en montrant qu'à partir d'un modèle de pertes intégrant à la fois les pertes Joule et les pertes d'origine magnétique il est possible d'exprimer de façon analytique les grandeurs de commande qui minimisent les pertes dans la machine. Dans [35] le modèle des pertes a été simplifié en négligeant l'inductance de fuite du stator et rotor qui causent surtout inexactitude de description de la tension dans la région de la haute vitesse. Dans [36], le modèle de perte y compris l'inductance de fuite a été pris en considération. Cependant, le courant des pertes du fer a été négligé pour des raisons de la simplification. Les pertes fer résultants du a la tension de l'entrefer. Dans la région de la haute vitesse où le courant de perte fer n'est pas négligeable, les pertes modelées sont inexactes. [37] L'effet de la résistance du stator sur la contrainte de la tension a été étudié qui n'a pas été considérée dans les travaux précédents.

Nous allons reprendre ces études montrons qu'il existe (pour chaque point de fonctionnement) des grandeurs de commande optimales: (i_{sd}, i_{sq}) . Nous utiliserons donc dans un premier temps un modèle de pertes général [36], pour établir une théorie qui soit la plus générale possible. Seulement lors des applications numériques, nous reviendrons aux données relatives à notre prototype.

5.3. CONVERSION D'ENERGIE ET PERTES DANS LES SOUS SYSTEMES

La recherche des paramètres de commande qui minimisent les pertes se fait à couple et vitesse données. Les pertes mécaniques qui sont proportionnelles à la vitesse n'interviennent donc pas dans ce calcul.

Du point de vue électromagnétique, il y a trois types de pertes [9]:

- 1) Les pertes dans l'onduleur (pertes associées aux commutations et à la conduction dans l'onduleur).
- 2) Pertes Joule dans les enroulements du stator et du rotor de la machine.
- 3) Les pertes fer (les pertes par hystérésis et par courant de Foucault) dans les matériaux magnétiques de la machine.

Les pertes Joule peuvent être minimisées en gardant le courant de fonctionnement dans le stator et le rotor le minimum possible. Les pertes fer peuvent être minimisées en gardant le flux magnétique de fonctionnement à une valeur minimale.

Dans le cadre de la commande vectorielle de la MAS, le flux qui produit le courant sur l'axe d, et le couple qui produit le courant sur l'axe q sont découplés comme dans le cas de la machine à courant continu. Donc, pour n'importe quel point de fonctionnement, il existe un rapport couple-flux qui donne un rendement maximal.

5.4. CALCUL DES PERTES DANS LE CADRE D'UNE COMMANDE VECTORIELLE

Avant tout calcul d'optimisation, il est nécessaire de disposer de modèles de pertes suffisamment réalistes. La méthode est basée sur le modèle du moteur où les pertes fer sont représentées par une résistance équivalente (R_m) modélisant les pertes dans le fer, placées en parallèle avec l'inductance magnétisante(L_m). Une simplification est considérée alors, en autorisant un découplage partiel entre R_m et L_m : les pertes du fer sont représentées par les circuits séparés avec les sources de tensions dépendantes (V_{dm} et V_{qm}). Une telle approche a déjà été utilisée pour analyser la machine d'induction [38], [39].

Dans un référentiel tournant (d-q), le circuit équivalent simplifié de la machine est représenté comme suit:

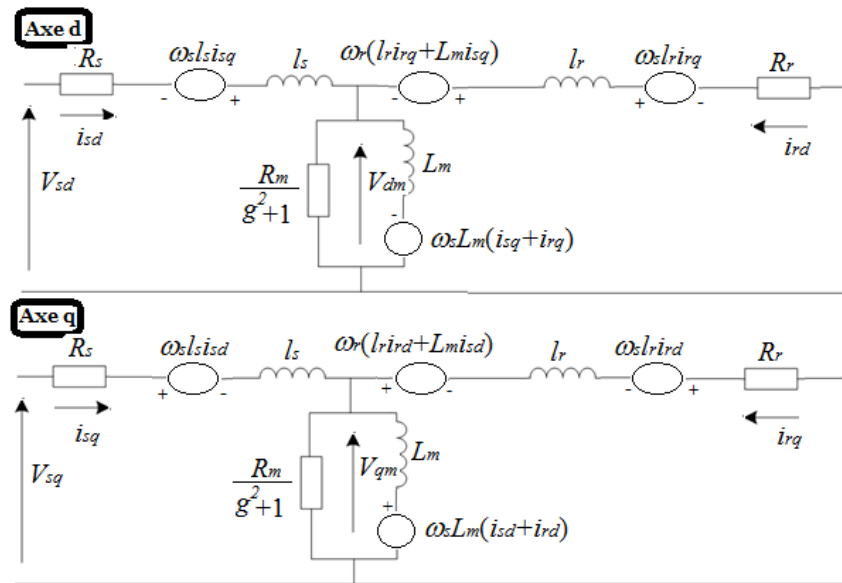


Figure 5.1: Schéma équivalent de la machine asynchrone avec résistance de pertes fer parallèle dans le repère tournant (d-q).

Avec:

$$\begin{cases} V_{dm} = L_m \frac{d(i_{sd} + i_{rd})}{dt} - \omega_s L_m (i_{sq} + i_{rq}) \\ V_{qm} = L_m \frac{d(i_{sq} + i_{rq})}{dt} + \omega_s L_m (i_{sd} + i_{rd}) \end{cases} \quad (5.1)$$

Pour la commande vectorielle indirecte:

$$\begin{cases} V_{dm} = \frac{L_m l_r}{L_r} \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_s \frac{L_m l_r}{L_r} i_{sq} \\ V_{qm} = \frac{L_m l_r}{L_r} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} (l_r i_{sd} + \Phi_{rd}) \end{cases} \quad (5.2)$$

En régime permanent et dans le référentiel tournant, toutes les variables deviennent des quantités DC, donc leurs dérivées par rapport au temps seront égales à zéro. De plus $i_{rd} = 0$, $\Phi_{rd} = L_m i_{sd}$. Donc:

$$\begin{cases} V_{dm} = -\omega_s \frac{L_m l_r}{L_r} i_{sq} \\ V_{qm} = \omega_s L_m i_{sd} \end{cases} \quad (5.3)$$

Dans le fonctionnement normal $g \ll 1$, les pertes fer peuvent être réduites à $(V_{dm}^2 + V_{qm}^2)/R_m$. Donc, les pertes totales par l'équation suivante:

$$P_{tot} = P_{cus} + P_{cur} + P_{fer} \quad (5.4)$$

D'où:

$$P_{cus} = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2),$$

$$P_{cur} = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) = R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} i_{sq}^2$$

$$P_{fer} = \frac{1}{R_m} (V_{dm}^2 + V_{qm}^2) = \frac{1}{R_m} (\omega_s^2 L_m^2 \left(\frac{L_l r}{L_r}\right)^2 i_{sq}^2 + \omega_s^2 L_m^2 i_{sd}^2)$$

Finalement:

$$P_{tot} = R_d(\omega_s) i_{sd}^2 + R_q(\omega_s) i_{sq}^2 \quad (5.5)$$

Avec:

$$R_d(\omega_s) = R_s + \frac{L_m^2}{R_m} \omega_s^2 ;$$

$$R_q(\omega_s) = R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} + \frac{l_r^2 L_m^2}{R_m L_r^2} \omega_s^2$$

Notons que $R_d(\omega_s)$ et $R_q(\omega_s)$ sont les résistances équivalentes représentant les pertes selon les axes d et q.

5.5. ALGORITHME DE MINIMISATION DES PERTES

Le couple électromagnétique de la commande vectoriel peut être fournit par l'expression suivante:

$$C_{em} = K_t i_{sd} i_{sq} \quad \text{avec :} \quad K_t = p \frac{L_m^2}{L_r} \quad (5.6)$$

L'objectif de ce paragraphe consiste à exprimer analytiquement les variables de commande qui minimisent les pertes à couple électromagnétique et vitesse donnés (donc à puissance électromagnétique donnée).

Dans le cadre de notre travail, la recherche des paramètres de commande qui minimisent les pertes dans la machine pour une consigne de puissance donnée doit être envisagée. Il peut dans ce cas être intéressant d'étudier l'évolution des pertes lorsque l'on joue sur les courants.

Dans le domaine de (i_{sd}, i_{sq}) , la solution optimale est trouvée à partir de la méthode de Lagrange.

Pour la recherche des paramètres (i_{sd}, i_{sq}) qui minimisent la fonction P_{tot} . En général, le problème est formulé comme suit:

$$\nabla L(i_{sd}, i_{sq}, \lambda) = 0 \quad (5.7)$$

Avec: λ Coefficient de Lagrange.

$$L(i_{sd}, i_{sq}, \lambda) = P_{tot}(i_{sd}, i_{sq}) + \lambda(C_{em} - K_t i_{sd} i_{sq}) \quad (5.8)$$

Appliquons la condition optimale du premier ordre, nous obtenons les équations suivantes:

$$\frac{\partial L}{\partial i_{sd}} = 0, \frac{\partial L}{\partial i_{sq}} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial L}{\partial \lambda} = 0 \quad (5.9)$$

Après différentiation des équations et en annulant les dérivées on aura,

$$i_{sd} = \sqrt[4]{\frac{C_{em}^2 R_q(\omega_s)}{K_t^2 R_d(\omega_s)}} \quad ; \quad i_{sq} = \sqrt[4]{\frac{C_{em}^2 R_d(\omega_s)}{K_t^2 R_q(\omega_s)}} \quad (5.10)$$

Donc, pour un rendement maximal, la relation entre le courant selon l'axe d et le courant suivant l'axe q devient:

$$\frac{i_{sd}}{i_{sq}} = \sqrt{\frac{R_q(\omega_s)}{R_d(\omega_s)}} \quad (5.11)$$

Les performances d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur et à une grande vitesse, sont limitées par la tension et le courant de fonctionnement de la machine électrique, le convertisseur et le fonctionnement thermique nominale de la machine.

5.5.1. Contraints

Pour respecter la condition sur la limite de la tension d'alimentation de la machine asynchrone en régime permanent, on devrait satisfaire l'équation suivante :

$$u_{sd}^2 + u_{sq}^2 \leq V_{max}^2 \quad (5.12)$$

Les équations exprimées dans le repère de Park deviennent en régime permanent [9]:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = R_t i_{sq} + \omega_s L_s i_{sd} \end{cases} \quad (5.13)$$

A grande vitesse;en neglige la resistance statorique,l'equation de la tension statorique devient [40]:

$$\begin{cases} V_{sd} = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = \omega_s L_s i_{sd} \end{cases} \quad (5.14)$$

Dans ce cas, la contrainte de limitation du courant peut être réécrite sous la forme

$$(\omega_s L_s i_{sd})^2 + (\omega_s \sigma L_s i_{sq})^2 \leq V_{max}^2 \quad (5.15)$$

Rappelons que la transformation des courants dans le référentiel (d-q)

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{max}^2 \quad (5.16)$$

I_{max} : représente la valeur efficace du courant dans une phase du stator.

En remplaçant les courants par les tensions appropriées, on obtient [40]:

$$\frac{i_{sd}^2}{\left(\frac{V_{max}}{\omega_s \sigma L_s}\right)^2} + \frac{i_{sq}^2}{\left(\frac{V_{max}}{\omega_s L_s}\right)^2} \leq 1 \quad (5.17)$$

Dans le référentiel (d-q), l'équation qui régit la limitation de la tension devient une ellipse et un cercle correspondant à la limitation en courant [41].

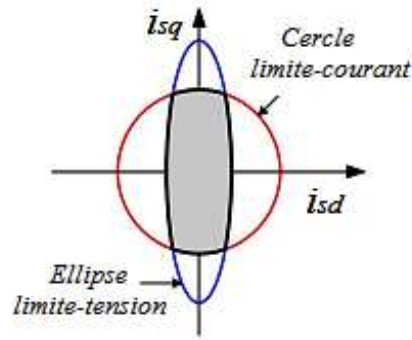


Figure 5.2: Tension et courant limites dans le repère tournant (d-q) [41].

Il est important de noter qu'avec un couple élevé, le fonctionnement optimal demande un flux élevé. Mais, on ne peut pas augmenter le flux à un niveau qui peut saturer le circuit magnétique. Donc, le courant i_{sd} est limité par le courant nominal selon l'axe d:

$$i_{sd} \leq I_{dn} \quad (5.18)$$

En survitesse et pour garder un couple maximal au-delà de la vitesse nominale, un autre algorithme de défluxage a été proposé pour surmonter la difficulté de fonctionnement dans cette zone.

Le défluxage est créé pour permettre le fonctionnement des commades en vitesse variable de la machine asynchrone à des grandes vitesses. La figure suivante représente la variation du couple et de la puissance d'une machine asynchrone en fonction de la vitesse.

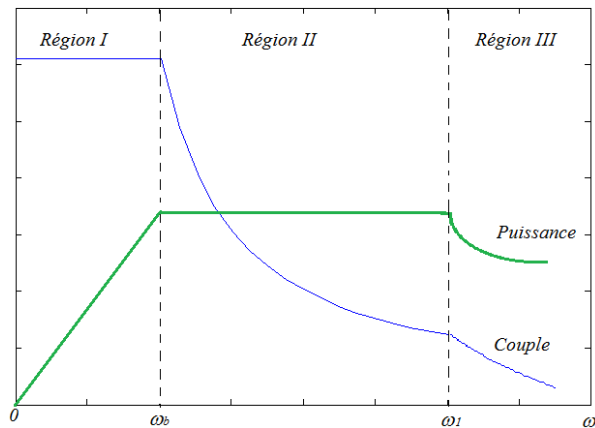


Figure 5.3: Variation du couple et de la puissance d'une machine asynchrone.

La zone de défluxage commence à partir de la vitesse de base ω_b calculée comme suit [40]:

$$\omega_b = \frac{V_{max}}{L_s \sqrt{I_{dn}^2 + \sigma^2 (I_{max}^2 - I_{dn}^2)}} \quad (5.19)$$

Dans la région d'affaiblissement du champ 1, il est nécessaire de réduire la magnitude du flux rotorique, le courant de l'axe d n'est plus une constante. Dans cette région, la puissance délivré à la charge est presque constant parce que le couple de rotation maximal est inversement proportionnel à la vitesse mécanique, la région de l'opération commence de la vitesse basse et terminer à ω_1 .

$$\omega_1 = \frac{V_{max}}{I_{max}L_s} \sqrt{\frac{\sigma^2 + 1}{2\sigma^2}} \quad (5.20)$$

Il s'agit de l'optimisation du rendement énergétique dans le cadre d'une commande vectorielle de la machine asynchrone. Nous avons proposé un algorithme d'optimisation basé sur la minimisation des pertes totales (pertes Joule, pertes fer). Une meilleure solution consiste à déterminer la valeur maximale du couple pour chaque vitesse (chaque région). La méthode est discutée brièvement.

On peut résumer les contraintes (tension et courant) liées aux différentes régions de fonctionnement de la machine dans le tableau suivant:

Contrainte	Solution
Zone 0 : points intérieurs	$i_{sd} = \sqrt[4]{\frac{C_{em}^2 R_q(\omega_s)}{K_t^2 R_d(\omega_s)}}, \quad i_{sq} = \sqrt[4]{\frac{C_{em}^2 R_d(\omega_s)}{K_t^2 R_q(\omega_s)}}$
Zone 1 : Couple Max $i_{sd} = I_{dn}$	$i_{sd} = I_{dn}, \quad i_{sq} = \frac{C_{em}}{K_t I_{dn}}$
Zone 2 : Courant Max $i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_{max}^2$	$i_{sd} = \sqrt{\frac{I_{max}^2 - \sqrt{I_{max}^4 - 4C_{em}^2/K_t^2}}{2}}, \quad i_{sq} = \sqrt{\frac{I_{max}^2 + \sqrt{I_{max}^4 - 4C_{em}^2/K_t^2}}{2}}$
Zone 3 : Tension Max $(\omega_s L_s i_{sd})^2 + (\omega_s \sigma L_s i_{sq})^2 = V_{max}^2$	$i_{sd} = \sqrt{\frac{V_{max}^2 + \sqrt{V_{max}^4 - 4\omega_s^4 \sigma^2 L_s^4 C_{em}^2 / K_t^2}}{2(\omega_s L_s)^2}}$ $i_{sq} = \sqrt{\frac{V_{max}^2 - \sqrt{V_{max}^4 - 4\omega_s^4 \sigma^2 L_s^4 C_{em}^2 / K_t^2}}{2(\omega_s L_s)^2}}$

Tableau 5.1: Solutions d'algorithme de minimisation des pertes.

5.5.2. Le couple maximum pour chaque région

Pour la région 1, le couple maximum est limité par I_{dn} et I_{max} :

$$C_{em1} = K_t I_{dn} \sqrt{I_{max}^2 - I_{dn}^2} \quad (5.21)$$

Le couple maximum de la région 2 est limité par V_{max} et I_{max} :

$$C_{em2} = K_t \frac{\sqrt{\left(\frac{V_{max}}{\omega_s L_s}\right)^2 - (I_{max} \sigma)^2} \sqrt{I_{max}^2 - \left(\frac{V_{max}}{\omega_s L_s}\right)^2}}{1 - \sigma^2} \quad (5.22)$$

Dans la région 3, le couple maximum est limité par V_{max} , mais le courant est moins que I_{max} . Donc, la limitation du courant n'introduit pas:

$$C_{em3} = K_t \left(\frac{V_{max}}{\omega_s L_s}\right)^2 \frac{1}{2\sigma} \quad (5.23)$$

5.5.3. Variation du courant optimal générer par la commande

Dans le plan (i_{sd}, i_{sq}) , la zone limitée par les contraintes du courant, tension et $i_{sd} \leq I_{dn}$, la relation (5.11) est considérée c.-à-d.:

$$i_{sd} = \sqrt{\frac{R_q(\omega_s)}{R_d(\omega_s)}} i_{sq} \quad (5.24)$$

Dans les frontières de ces contraintes, la relation précédente ne peut plus être considérée. Donc, pour la région 1, la relation (5.11) est appliquée si:

$$i_{sq} \leq \sqrt{\frac{R_d(\omega_s)}{R_q(\omega_s)}} I_{dn} \quad (5.25)$$

La valeur maximum de i_{sq} définit le couple:

$$C_{emp1} = K_t \sqrt{\frac{R_d(\omega_s)}{R_q(\omega_s)}} I_{dn}^2 \quad (5.26)$$

Pour la région 2, la relation (5.11) est appliquée jusqu'à l'obtention de V_{max} :

$$i_{sq} \leq \frac{\frac{V_{max}}{\omega_s L_s \sigma}}{\sqrt{\sigma^{-2} + \frac{R_d(\omega_s)}{R_q(\omega_s)}}} \sqrt{\frac{R_d(\omega_s)}{R_q(\omega_s)}} \quad (5.27)$$

Dans ce cas, le couple est donné par la relation:

$$C_{emp2} = K_t \frac{(V_{max}/(\omega_s L_s \sigma))^2 \sqrt{R_d(\omega_s) R_q(\omega_s)}}{\sigma^2 R_d(\omega_s) + R_q(\omega_s)} \quad (5.28)$$

Au-dessus de cette limite, i_{sd} (et i_{sq}) est donné par la solution de la région 3.

Il est déclaré avant, que seule la limite de tension est considérée dans la région 3, ce qui implique que $C_{emp3} = C_{emp2}$. Bien sûr, pour cette région il faut considérer que $\omega > \omega_1$.

La figure suivante représente l'organigramme de la commande proposée, où les chiffres (0,1,2,3) désignent les régions de variation de la vitesse (voir Tableau 5.1).

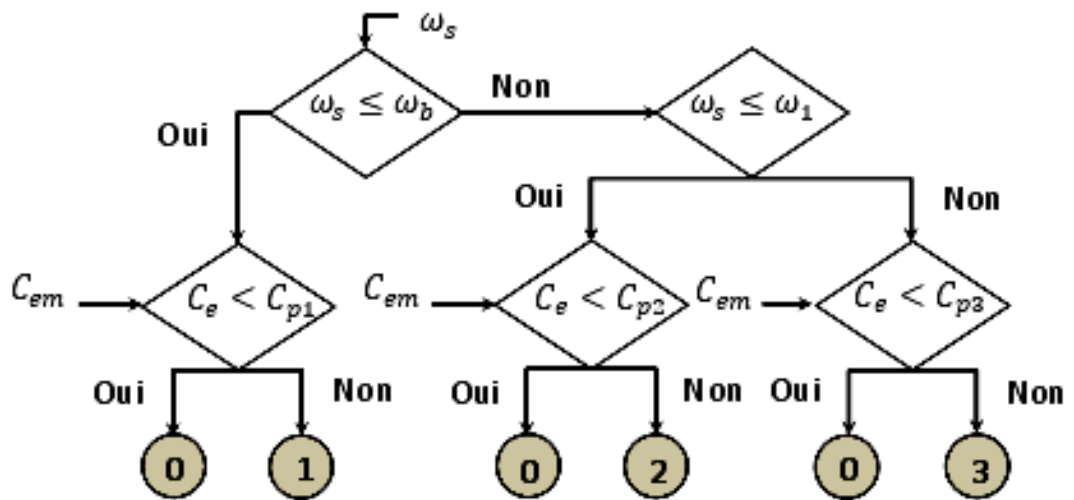


Figure 5.4 : Organigramme de la commande proposée.

La figure (5.5) présente le chemin du courant générer dans les coordonnées i_{sd} et i_{sq} tiennent en considération les trois régions de fonctionnement. Deux quadrants sont représentés, dans l'ordre de considérer les deux modes de fonctionnement (moteur, générateur).

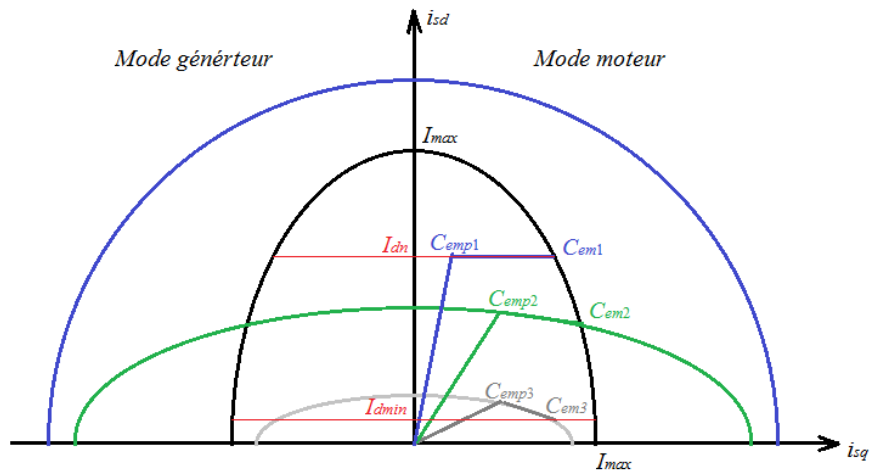


Figure 5.5: Chemin de i_{ds} pour les différentes régions

Il est clair de voir l'évolution linéaire dans les trois régions, pendant la région 3, seule V_{max} est considérée puisque I_{max} n'est pas obtenue. Ensuite, dans la région 1, I_{dn} impose le chemin optimal. Enfin, en région 2, les deux contraintes (I_{max} et V_{max}) limitent le chemin de i_{ds} , cependant dans la région 3, I_{max} n'est pas obtenu.

5.6. SCHEMA BLOC DE LA CHAINE DE TRANSMISSION D'ENERGIE

Le schéma global de toute la chaîne de transmission d'énergie est illustré dans la figure (5.6).

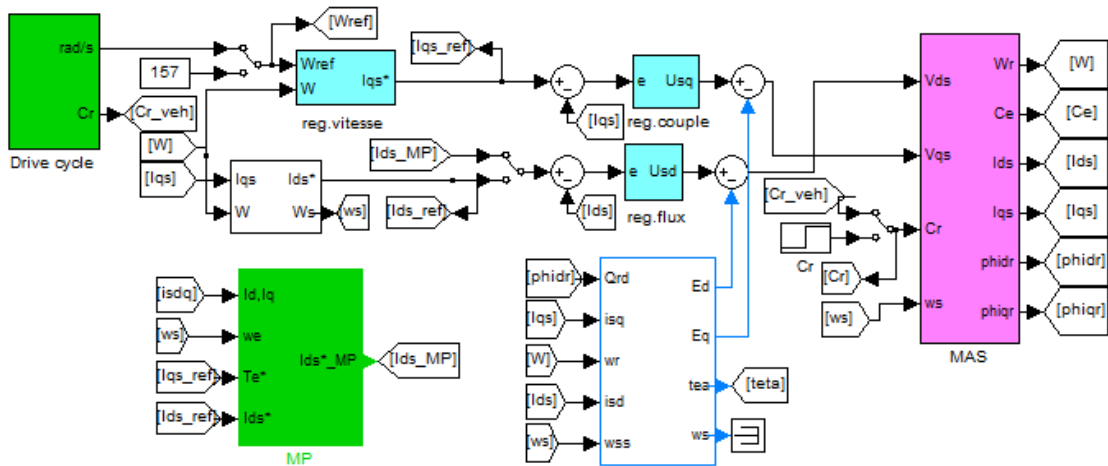


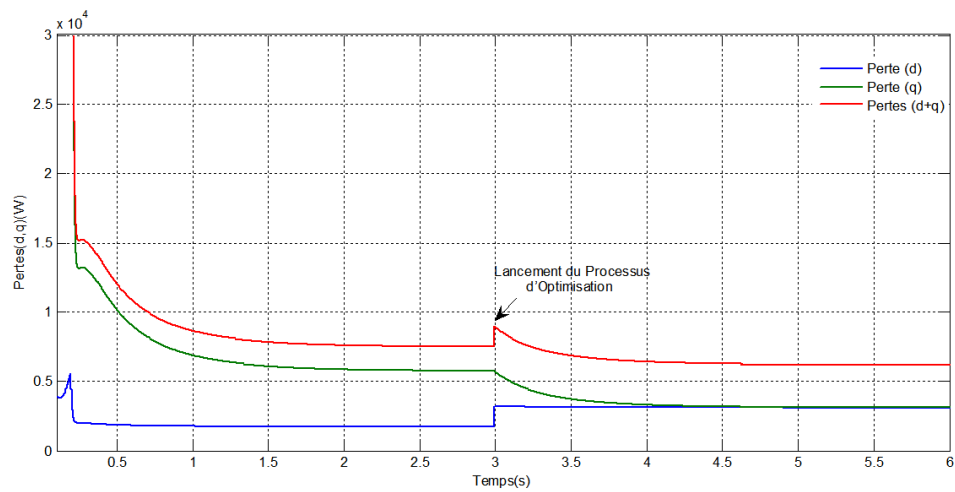
Figure 5.6: Schéma d'implantation pour l'optimisation d'énergie dans le cadre de la commande vectorielle.

Le courant sur l'axe d est en conséquence placé pour actionner la commande dans le niveau minimum de puissance d'entrée. Le courant sur l'axe d est diminué par une petite quantité et son effet sur le flux de puissance est donné par la différence de deux mesures

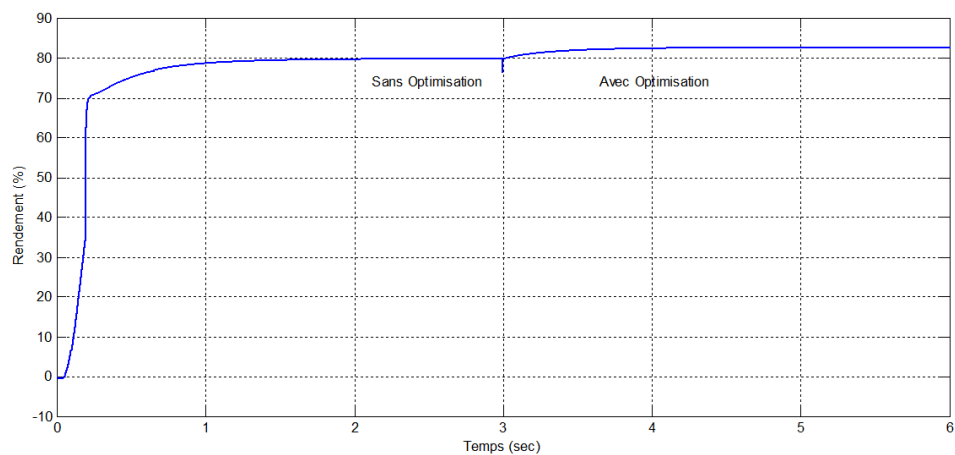
consécutives de la puissance d'entrée. Dans les figures suivantes en remarque la différence entre les deux techniques de commande.

La commande vectorielle est appliquée jusqu'à l'obtention du régime permanent. A l'instant $t = 3s$, la technique d'optimisation est engagée.

Les résultats (Figures 5.7.a et b) représentant la performance de la technique d'optimisation. La technique proposée est convergente. Pour une charge significative, et au-dessous de la vitesse nominale, le pourcentage économisé est très significatif ; en valeur absolue, on peut économiser aux alentours de 30% de puissance des pertes pour notre machine.



a) Optimisation de la puissance.



b) Rendement.

Figure 5.7: Différence entre les deux techniques de commande.

Le moteur objet d'étude, est utilisé pour la motorisation du véhicule électrique. La conception et la commande seront adaptées aux régimes de fonctionnement sévères de la machine asynchrone.

Pour illustrer la réduction de la consommation d'énergie dans l'EV du notre commande et la comparer avec la commande vectorielle, le contrôle est étendu à la gamme de la puissance constante. Une étude de la simulation a été exécutée sous l'EUDC (Européen Cycle de Conduite) (Fig.5.8), après le calcul de la puissance. La figure (5.9) représente alors la puissance de l'EV demandé au moteur asynchrone.

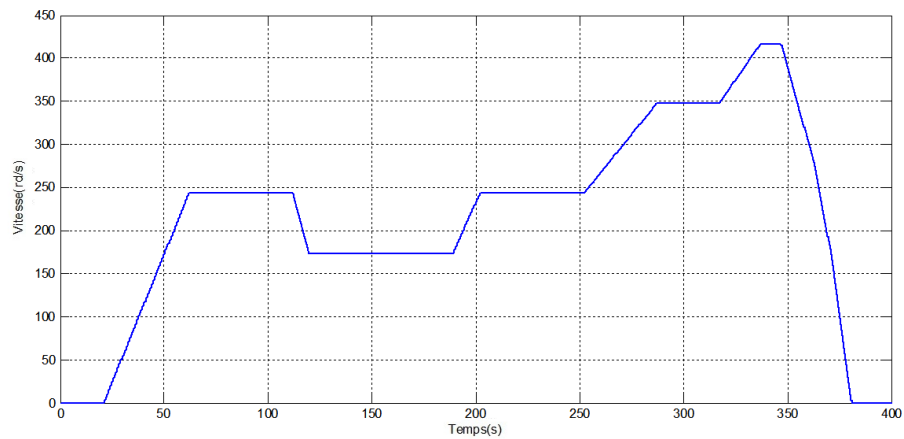


Figure 5.8: Vitesse du véhicule électrique.

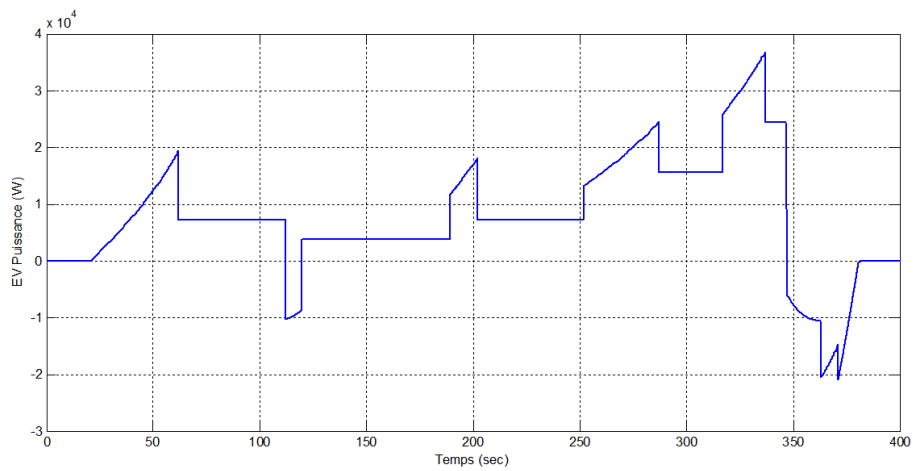


Figure 5.9: Puissance du véhicule électrique.

Dans un chemin similaire; pour une charge significative et pour des zones de défluxage c.-à-d. à une vitesse plus grande que la vitesse nominale, la performance de la stratégie de minimisation de perte proposée dans les modes d'accélération et freinage apporte des bons résultats (Fig 5.10) dès que le couple demandé a toujours des valeurs basses. Il devrait être

évident que quand le véhicule est immobilisé ($i_{sq} = 0$) (Fig 5.11), la performance mène vers résultats très considérables.

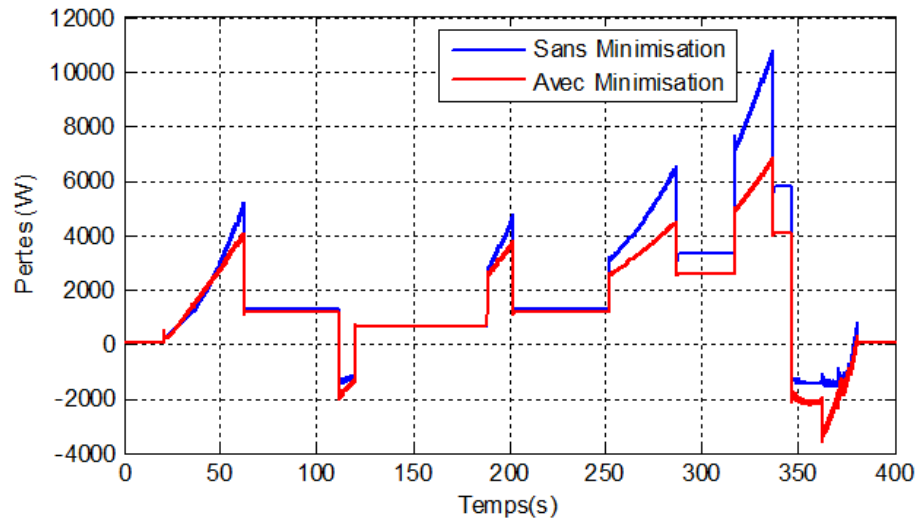


Figure 5.10: Variations des pertes du moteur électrique.

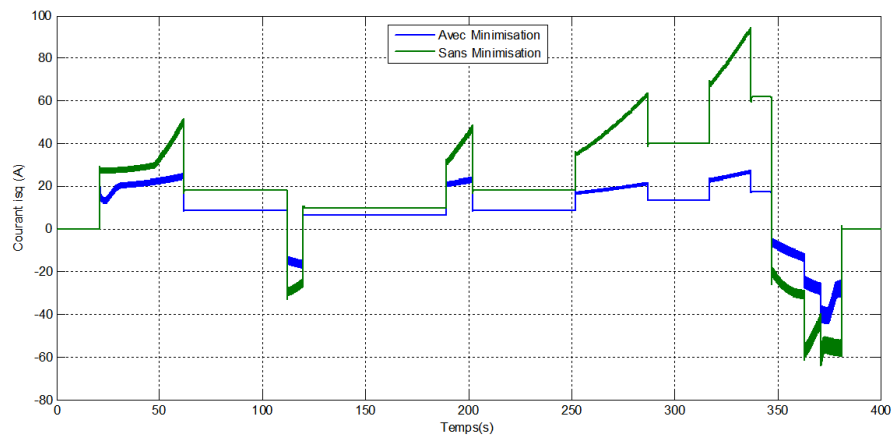


Figure 5.11: Variations du courant i_{sq} .

CONCLUSION

Dans la cinquième partie, nous avons étudié le fonctionnement de la machine asynchrone dans une autre zone critique (survitesse). Une étude théorique a été menée afin de déterminer les limites de la zone de défluxage en calculant la vitesse de base. Ensuite, une méthode de défluxage basée sur la minimisation des pertes a été proposée. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de l'algorithme de défluxage.

A partir du bilan énergétique effectué ci-dessus pour différents cas de figures, on peut constater que le rendement énergétique est efficace et nous a permis une minimisation considérable des pertes dans la machine.

CHAPITRE VI :

Conception et Caractérisation du Prototype

INTRODUCTION

Nous venons de voir dans le chapitre précédent, qui correspond à une commande optimal, comment arriver à minimiser le courant absorbé tout en respectant les limites de l'alimentation (tension et courant). Les tensions à appliquer à la machine sont déterminées à partir des références de flux (courant I_{sd}) et de couple (courant I_{sq}).

Dans ce contexte, le dimensionnement d'une machine de la manière citée auparavant est un défi ardu, et pour le surmonter on a besoin d'avoir recours aux méthodes de dimensionnement des machines alimentées par un convertisseur.

On débutera ce chapitre par la présentation du problème d'optimisation de la conception d'une MAS alimentée par un convertisseur. Une approche adoptée pour l'optimisation du moteur, afin de se familiariser avec la commande vectorielle, avant d'entamer l'optimisation de la géométrie du moteur. Ensuite, une comparaison entre les résultats obtenus avant et après l'optimisation du point de vue performances et géométrie. Enfin, le chapitre sera finalisé par l'étude du comportement de la MAS que nous étudions sur la commande.

6.1. CONCEPTION D'UNE MAS ALIMENTEE PAR UN CONVERTISSEUR

Les conditions de fonctionnement des machines asynchrones changent significativement d'un fonctionnement conventionnel à celui en association avec un convertisseur. Dans la stratégie de conception classique, une concerne importante donnée aux caractéristiques de démarrage: le but est de limiter le courant du démarrage; générer un couple du démarrage suffisant et assurant un bon rendement. Pour mettre ces besoins du démarrage, la stratégie utilise l'optimisation de l'effet de peau pour obtenir la valeur propre de la résistance rotorique pendant le démarrage.

Dans le dimensionnement d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur, la stratégie est différente [42]. Premièrement, les caractéristiques du démarrage peuvent être négligées complètement. Deuxièmement, la fréquence de glissement favorable peut être sélectionnée pour maximiser le rendement quel que soit la vitesse et la puissance. Troisièmement, la fréquence de fonctionnement est variable, ce qui apporte au concepteur un certain degré de liberté pour choisir le nombre de pôles. Le nombre de paires de pôles est généralement fixé en fonction de la vitesse maximale de rotation et la fréquence maximale du découpage de l'onduleur.

Dans ce paragraphe, nous avons présenté succinctement les principales contraintes de dimensionnement de la machine électrique alimentée par un convertisseur.

6.1. PROBLEME D'OPTIMISATION DE LA CONCEPTION D'UN MAS ALIMENTÉ PAR UN CONVERTISSEUR

Pour la commande d'un moteur à une vitesse variable, il n'y a aucun protocole testé internationalement accepté qui autorise la détermination d'efficacité d'un système commandé sur différents points de la charge. Bien que l'IEC prépare un "Guide pour la sélection et l'application des moteurs à une énergie-efficient qui incluent des applications à vitesse variable". Même la publication révisé de l'IEC Std. 60034-2-1 et la nouvelle IEC Std. 60034-30 à propos " Des méthodes pour déterminer les pertes et le rendement à partir des tests " et " Classe de l'efficacité des moteurs à induction triphasé à cage avec une seule vitesse (IE-Code) " respectivement à l'exclusion des machines pour la traction des véhicules [43].

Les problèmes d'optimisation peuvent être classifiés en fonction de plusieurs critères. Les classifications les plus utilisés sont [44]:

- suivant le nombre de variables d'optimisation, on peut avoir des problèmes **mono-variable** ou **multi-variable**.
- suivant le type des variables, il existe des problèmes **continus**, **discrets** ou **combinatoires**.
- suivant le type de la fonction objectif, on distingue des problèmes **linéaires**, **quadratiques** ou **non-linéaires**.
- suivant la formulation du problème, on peut avoir des problèmes **avec contraintes** ou **sans contraintes**.

En revanche, la commande des machines asynchrones peut devenir très complexe selon les performances souhaitées. Cette complexité est due principalement aux raisons suivantes:

- le modèle analytique de la machine asynchrone est non linéaire ;
- il s'agit d'un modèle multi-variables et fortement couplé ;
- présence d'incertitudes paramétriques et nécessité de prendre en compte leur variation dans le temps.

Donc, on peut dire que l'optimisation d'énergie d'un moteur asynchrone qui fonctionne à vitesse variable est un travail compliqué.

6.2. ALGORITHME PROPOSEE POUR LE DIMENSIONNEMENT

Dans cette partie la méthode proposée pour le dimensionnement de la machine asynchrone commence par l'équation de la puissance dans le référentiel $(d-q)$. Cependant, cette méthode ne signifie pas qu'il est seulement pour la commande par orientation de flux. Le référentiel $(d-q)$ est juste un chemin pour la modélisation du fonctionnement de la machine. Quand la machine fonctionne en régime permanent à une vitesse de sortie et un couple, soit la charge nominale ou la commande par orientation de flux, la machine a presque les mêmes conditions (courant statorique, facteur de puissance, fréquence, etc...). La méthode proposée utilise les équations dans le référentiel $(d-q)$ juste pour calculer les performances du régime permanent, on peut l'utiliser sans risque dans le fonctionnement conventionnel des machines asynchrones.

L'objectif de ce travail est de définir et de présenter une nouvelle approche de la conception avec contraintes de machines électriques. Dans ce contexte, une référence de dimensionnement basé sur un modèle analytique et des équations algébriques a été développé.

Le principe du dimensionnement repose donc sur le choix d'un vecteur d'entrée que l'utilisateur modifie à son gré. Nous allons montrer qu'à partir d'un choix judicieux, les relations analytiques permettent de déterminer toutes les dimensions définissant la machine.

6.2.1. Application

Les premières valeurs de dimensionnement sont : $D, L, B_\delta, g_e, J_1, J_b$. Pour la courbe de magnétisation, les densités de flux dans les dents et la culasse statorique (B_{ds}, B_{cs}) et pour les dents et culasse rotorique (B_{dr}, B_{cr}) sont choisies autour du point de coude de saturation dans la courbe (B-H).

La vitesse de synchronisme de la machine est:

$$n_s = \frac{2\pi f}{p} \quad (6.1)$$

Le couple électromagnétique est approximativement:

$$C_{em} = \frac{P}{n_s} \quad (6.2)$$

D'où le flux rotorique est aligné avec l'axe d ($\Phi_{rd} = L_m i_{sd}$), donc le flux rotorique selon l'axe d et q sont données par:

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = B_\delta \frac{\pi DL}{2p} N_1 \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (6.3)$$

Exprimer dans le référentiel ($d-q$), le couple électromagnétique dans l'arbre de la machine est:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} I_{sq} \quad (6.4)$$

Pour accomplir, une valeur moyenne de densité de flux dans l'entrefer B_δ , la FMM pourvu par le courant de magnétisation est :

$$F_{mme} = \frac{k_c g_e}{\mu_0} B_\delta \quad (6.5)$$

Dans notre cas, les densités du flux dans le stator et rotor n'ont pas une grande saturation et le coefficient K_s de saturation de la machine peut supposer relativement petit (moins de 1,6), par exemple 1,5.

Donc, le courant magnétisant est :

$$I_m = \frac{2\pi p K_s F_{mme}}{m_1 \sqrt{2} K_{en1} N_1} \quad (6.6)$$

K_s : Coefficient de saturation de la machine.

Négligeons la chute de tension, la réactance de magnétisation peut être aussi représentée par:

$$X_m = \frac{U}{I_m} \quad (6.7)$$

Il est connu aussi que:

$$X_m = 2\pi f L_m \quad (6.8)$$

Et:

$$I_{sd} = \sqrt{2} I_m \quad (6.9)$$

Finalement,

$$I_n = \sqrt{I_{sd}^2 + I_{sq}^2} \quad (6.10)$$

A partir des équations précédentes, le nombre de spires par phase statorique est calculé N_{1cal} . Cependant, le nombre de spires par une demi-encoche il faut qu'il soit entier un bobinage est imbriqué et à double couche. La valeur obtenue doit être arrondie au plus proche. Soit le nombre de conducteurs par encoches N_e , on peut maintenant fixer le nombre de spires N_1 .

La densité du flux dans l'entrefer nécessaire :

$$B'_\delta = B_\delta \frac{N_{1cal}}{N_1} \quad (6.11)$$

L'algorithme proposé est représentée sur l'organigramme suivant (figure 6.1). Donc, à partir de B'_δ et N_1 on calcule les autres variables.

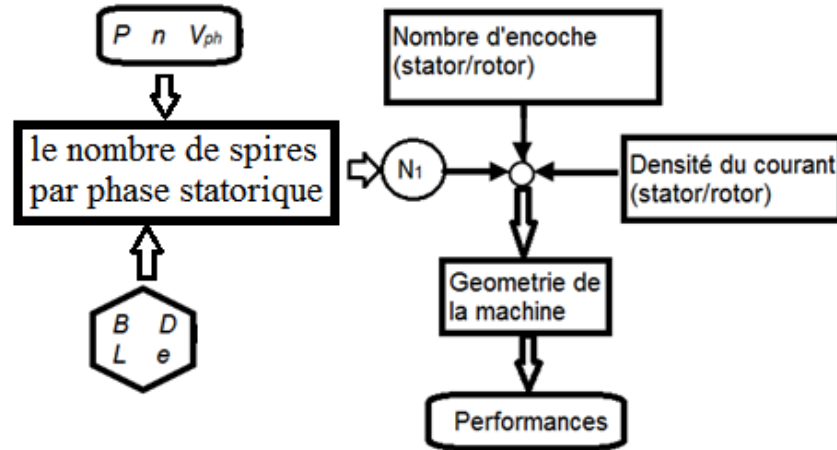


Figure 6.1: Organigramme de l'algorithme de dimensionnement proposée.

Pour le rapport $\frac{L_m}{L_r} \approx (0.93 - 0.97)$, le circuit équivalent est dit apparent [18]. La réactance de fuite dans du rotor est grande que celle de magnétisation, 0.95 est généralement un bon choix.

Donc, le courant du rotor ramené au stator est calculé comme suite:

$$\begin{cases} I_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} I_{sq} \\ I_{rd} = 0 \end{cases} \quad (6.12)$$

$$I_r = \sqrt{I_{rd}^2 + I_{rq}^2} \quad (6.13)$$

L'induction dans les dents est donnée par :

$$\hat{B}_{ds} = \frac{Z_1 \hat{\phi} (2p)}{\left[(\pi (D + \frac{2}{3} H_{es}) - Z_1 L_{es}) \right] Z_1 L} \quad (2.14)$$

L'induction dans les dents est donnée par :

$$\hat{B}_{dr} = \frac{Z_2 \hat{\phi} (2p)}{\left[(\pi (D_r - \frac{2}{3} H_{er}) - Z_2 L_{er}) \right] Z_2 L} \quad (2.15)$$

Avec $H_{es}(H_{er}), L_{es}(L_{er})$ sont la hauteur et largeur d'encoche statorique (rotorique).

La valeur maximale de la densité de flux de la culasse statorique peut être calculée sur l'axe-q sans difficulté, puisque la moitié de flux principal passe par là [45]:

$$\hat{B}_{cs} = \frac{\hat{\phi}}{2S_{cs}} \quad (2.16)$$

Ici S_{cs} est l'aire de la section transversale de la culasse du stator. Respectivement, la densité de flux maximale au niveau de la culasse rotorique est:

$$\hat{B}_{cr} = \frac{\hat{\phi}}{2S_{cr}} \quad (2.17)$$

Le glissement en fonctionnement nominale de la machine asynchrone alimentée par le convertisseur est:

$$glissement = \frac{R'_r}{X_m + X'_r} \frac{I_{sq}}{I_{sd}} \quad (6.18)$$

Et la tension:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + ((X_s + X_m) - \frac{X_m^2}{(X_r + X_m)}) I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + (X_s + X_m) I_{sq} \end{cases} \quad (6.19)$$

Donc, on peut calculer le facteur de puissance:

$$\eta = \frac{P}{S} \quad (6.20)$$

$S = \sqrt{(V_{sd}^2 + V_{sq}^2)(I_{sd}^2 + I_{sq}^2)}$: est la puissance apparente.

6.2.2. Pertes fer

Dans cette partie, le choix de la valeur de l'induction maximale est évalué avec l'étude de leur influence sur les pertes magnétiques (fer), donc le rendement du moteur asynchrone.

$$P_{fers} = P_{ferds} + P_{fercs} \quad (6.21)$$

D'autre part :

$$P_{fers} = k'_e \omega^2 \hat{\phi} \approx \frac{\omega^2 \hat{\phi}}{1/k'_e} = \frac{\omega^2 \hat{\phi}}{R_c} \quad (6.22)$$

Avec ; $R_c = 1/k'_e$

Pour évaluer R_c en régime permanent de fonctionnement et de faible glissement, toutes les pertes du culasse rotorique sont considérées négligeables comme la fréquence du flux cycliques de la rotor est petite.

Dans le but de calculer les pertes fer statorique, les pertes dans les dents et la culasse sont traitées séparément depuis les densités du flux de ces deux régions peut être considérées différents. La densité du flux dans la dent du stator (\hat{B}_{ds}) à deux-tiers de profondeur de la dent et la densité de flux au centre du culasse (\hat{B}_{cs}) sont des choix convenables pour calculer les pertes fer.

L'utilisation de telle méthode permettrait alors de simplifier ce travail d'identification des valeurs des inductions.

6.3. VALIDATION DES RESULTATS

Dans cette partie les performances et les dimensions du moteur asynchrone sont recalculées et comparées avec celles de la machine de référence.

Le tableau (6.1) compare les performances des deux machines:

Performances	Machine référence	Machine optimisée
<i>Masse Totale (Kg)</i>	124.16	106.87
<i>Rendement (%)</i>	91.0	92.7
<i>Facteur de Puissance (%)</i>	83.0	84.7
<i>Couple Maximale (Nm)</i>	939	692.84
<i>Couple de Démarrage (Nm)</i>	384	262.4
<i>Courant de Démarrage (A)</i>	389	408.92
<i>Glissement (%)</i>	2.09	2.01
<i>Les échauffements (°C)</i>	44.4	38.7

Tableau.6.1: Comparaison des performances de la machine.

On a constaté que la machine est conforme au cahier des charges, bien que le rendement soit légèrement supérieur.

Pour la conception d'un moteur asynchrone alimenté par un convertisseur, les contraintes vues pour le courant et le couple de démarrage sont négligées, mais les autres contraintes dans le tableau précédent restent applicables. Dont le couple est maximal, le degré de qualité au démarrage convenable a la traction électrique.

Les dimensions géométriques recalculées sont données dans le tableau 6.2:

Signification	Symbole	Machine référence	Machine prototype	Unité de mesure
Diamètre intérieur statorique	D	194.16	194.16	[mm]
Longueur du moteur	L	186.37	186.37	[mm]
Diamètre extérieur	D_{cs}	344.0	328.0	[mm]
L'induction dans l'entrefer	\hat{B}_δ	0.70	0.65	[Wb/m ²]
Coefficient d'enroulement	k_{en1}	0.95	0.95	-
Pas polaire statorique	τ_p	152.50	152.50	[mm]
Densité du flux/pole statorique	$\hat{\phi}$	18.83	18.83	[mWb]
Nombre d'encoches statoriques	Z_1	48	48	-
Conducteurs par encoches	N_e	8	8	-
Nombre de spires/phase	N_1	64	64	-
Courant statorique	I_n	52.12	41.90	[A]
Densité du courant statorique	J_1	4.5	4.5	[A/mm ²]
Section du conducteur	S_{co}	11.98	6.54	[mm ²]
L'induction dans les dents statorique	\hat{B}_{ds}	1.68	1.59	[T]
L'induction dans la culasse statorique	\hat{B}_{cs}	1.30	1.30	[T]
Hauteur de la culasse statorique	h_{cs}	38.86	38.86	[mm]
Entrefer	g	0.58	0.58	[mm]
Diamètre extérieur du rotor	D_r	193.0	193.0	[mm]
Nombre d'encoches rotoriques	Z_2	38	38	-
Courant rotorique	I_r	43.26	28.14	[A]
Densité du courant rotorique	J_b	6.0	6.0	[A/mm ²]
L'induction dans les dents rotoriques	\hat{B}_{drm}	1.81	1.75	[T]
L'induction dans la culasse rotoriques	\hat{B}_{crm}	1.40	1.40	[T]
Hauteur de la culasse rotorique	h_{cr}	36.09	36.09	[mm]
Largueur de l'encoche rotorique	L_{er}	6.0	6.5	[mm]
Hauteur de l'encoche rotorique	h_{er}	12.0	6.5	[mm]
Diamètre intérieur rotorique	D_{ir}	95.84	107.84	[mm]

Tableau 6.2: Dimensions du prototype final d'un moteur asynchrone.

L'objectif visé fut d'adapter ces méthodologies à la commande, en vue d'économie de l'énergie, afin de profiter pleinement des performances potentiellement offertes par cette nouvelle structure.

Pour valider ses performances, on va vérifier l'impact du choix opéré sur les caractéristiques du moteur conçu optimisé et commandé, non seulement en régime permanent mais également en régime transitoire. Les courbes extraites de ces deux modes de fonctionnement présentent une bonne corrélation avec les courbes de la référence.

Les résultats de simulation montrent des performances comparables au moteur de référence, soit pour les pertes totales ou le couple électromagnétique. Les figures montrent la relation entre le courant i_{sq} et la diminution des pertes totales.

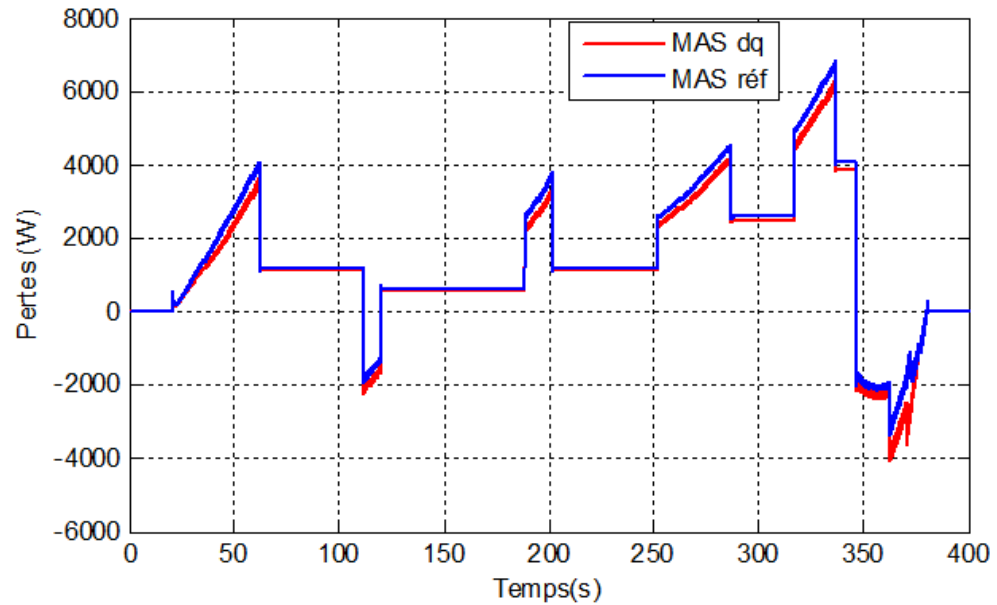


Figure 6.2: Comparaison des pertes du moteur électrique.

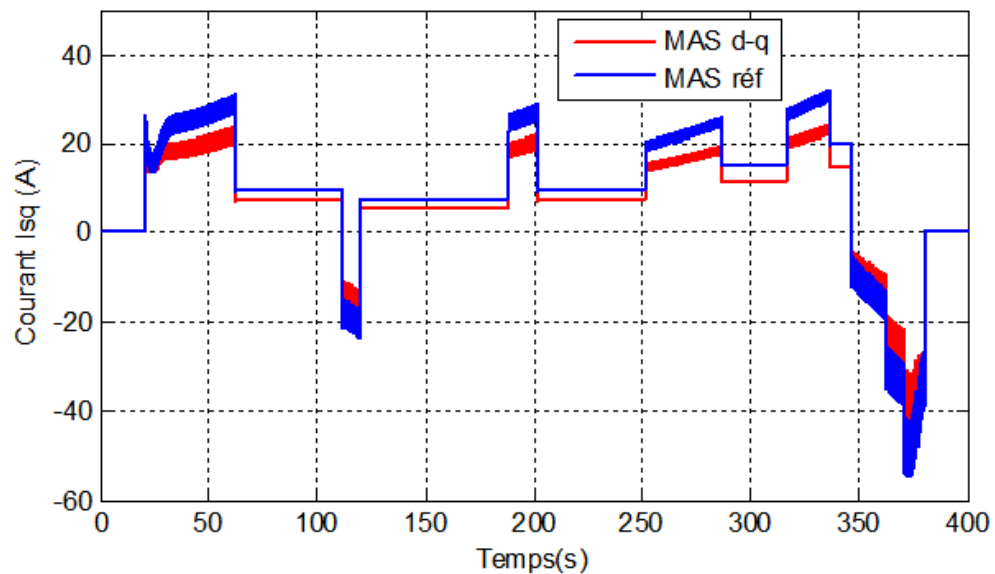


Figure 6.3: Variations du courant i_{sq} .

Ce concept assure un fonctionnement fiable de la machine asynchrone sur toute la plage de vitesse, dans le cadre d'une commande vectorielle avec minimisation des pertes. Donc, notre travail permet un meilleur dimensionnement de l'ensemble convertisseur-machine, et une meilleure gestion de l'énergie.

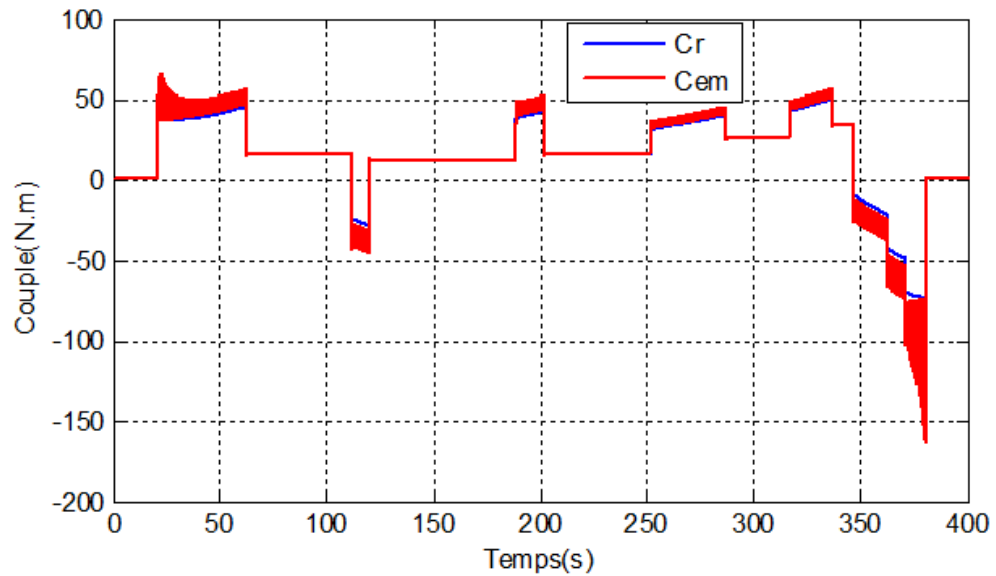


Figure 6.4: Variations du couple.

CONCLUSION

Dans ce dernier chapitre, nous avons présenté une nouvelle méthodologie de dimensionnement d'une machines asynchrone alimentée par convertisseur destinée au véhicule électrique. Nous présentons succinctement les principales contraintes et problèmes liés au dimensionnement de la machine électrique alimentée par un convertisseur. Ensuite nous avons procédé à l'analyse de la structure magnétique du moteur qui reflète bien l'apport de l'optimisation sur la structure interne du moteur. En effet, une comparaison entre la nouvelle structure et la structure de base est présentée et discutée soit pour les performances, soit pour la géométrie et la commande.

CONCLUSION
GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire, tout au long des travaux de recherche menés, nous sommes intéressés à une méthodologie de conception et commande d'une motorisation électrique intégrant la chaîne de traction d'un véhicule électrique de type urbain. Etant donné que le véhicule tout électrique est coûteux et possède une faible autonomie, l'économie d'énergie électrique apparaît comme une solution nécessaire qui peut être efficace. La méthodologie de conception et de commande présentées dans ce mémoire s'inscrit dans ce contexte.

Dans le premier chapitre, partie du manuscrit qu'un état de l'art des véhicules électriques, les actionneurs électriques adoptés par les firmes de la production des voitures électriques ont été présentés (ses avantages et inconvénients) ainsi que les configurations. Une étape préliminaire de la conception est décrite. En ce qui concerne le choix de la machine électrique, après avoir évalué les solutions existantes, nous avons montré que la machine asynchrone triphasée pouvait trouver une place intéressante par rapport aux autres machines électriques.

Dans le deuxième chapitre, l'objectif est de réaliser la deuxième étape de la conception: le dimensionnement de la machine électrique. Pour y arriver, nous avons développé un modèle analytique de la machine. Ce modèle relie les paramètres de sortie: électrique, magnétique et mécanique aux paramètres d'entrée, que sont les paramètres de construction de la machine.

Dans le troisième chapitre, une phase de simulation est nécessaire afin de vérifier la validité du modèle et éventuellement ajuster ses paramètres si besoin, et pour cela, nous avons introduit les paramètres électriques de la machine asynchrone calculées de la conception dans un modèle de simulation Matlab/Simulink.

Dans le quatrième chapitre, la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension est étudiée. Les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques sont présentés.

Dans le cinquième chapitre, une stratégie de minimisation d'énergie en gardant la même structure globale de la commande vectorielle est décrite. La méthodologie présentée permet d'intégrer des critères à minimiser les pertes. La simulation a été effectuée dans les différents modes de fonctionnement et aux différents points de fonctionnement (le profil de

mission du véhicule). La comparaison des résultats de l'optimisation a illustré l'intérêt d'appliquer la stratégie par rapport à la commande vectorielle classique.

Le chapitre sixième, a débuté par la présentation d'une deuxième approche de dimensionnement, cette dernière nous a permis d'améliorer quelques indexes de performance de la machine. En effet, les résultats obtenus en termes de paramètres, grandeurs et même performances sont d'un grand intérêt et encourageants. Dans ce même chapitre, on a vérifié l'impact de notre choix sur la commande, les courbes extraites présentent des performances par rapport aux courbes de la référence. L'analyse des résultats montre qu'il faut une méthode d'optimisation plus généralisée appropriée.

Ce travail suscite quelques perspectives. D'abord le modèle analytique peut être affiné en prenant en compte de manière plus précise certains phénomènes physiques comme les phénomènes électromagnétiques et thermiques. Une modélisation par éléments finis doit être réalisée pour valider les performances électromagnétiques de la machine électrique dimensionnée.

La suite logique de ce travail consiste à intégrer les modèles des autres composants de la chaîne de traction du véhicule au processus d'optimisation globale, par exemple les systèmes de stockage et leurs convertisseurs électroniques de puissance.

Finalement, ce travail nous a permis de contribuer à la conception et la commande d'une chaîne de traction de véhicule électrique avec une approche applicative dans un contexte industriel.

ANNEXES

Annexe A: MODELE MECANIQUE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

La première étape consiste à établir le modèle mécanique du véhicule. Ses deux caractéristiques principales sont: sa masse et le volume qu'il occupe dans l'espace. La masse, donc le poids, implique qu'une force est nécessaire pour accélérer le véhicule et vaincre les forces de résistance à l'avancement. Le volume du véhicule implique quant à lui un effort à fournir pour écarter l'air de la route lors d'un déplacement. Les différentes forces qui agissent sur le véhicule peuvent donc être identifiées à partir de la figure A.1. La littérature offre plusieurs modèles mécaniques plus ou moins complexes.

Dans cette section, nous détaillerons succinctement un de ces modèles puis nous sélectionnerons les mieux paramétrés adaptés à notre application.

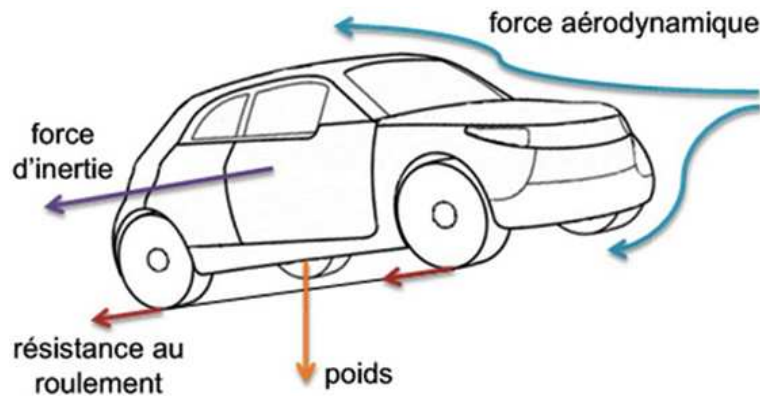


Figure A.1: Bilan des forces agissant sur le véhicule.

Le système de propulsion doit fournir un effort de traction au niveau de la roue égale à la somme des forces pour surmonter la traînée aérodynamique, la résistance au roulement et l'inclinaison de la route. Il doit également fournir l'effort nécessaire à l'accélération du véhicule. La force nécessaire à la traction du véhicule au niveau des roues est définie à partir des équations (A.1) à (A.5) :

$$F_{tot} = F_w + F_r + F_h + F_a \quad (A.1)$$

$$F_w = \frac{1}{2} \rho A_f C_w V_{res}^2 \quad (A.2)$$

$$F_r = mg C_r \cos \alpha \quad (A.3)$$

$$F_h = mg \sin \alpha \quad (A.4)$$

$$F_a = m \frac{d V_{res}}{dt} \quad (A.5)$$

où F_w est la force aérodynamique, F_r la force de résistance au roulement, F_h la force due à l'inclinaison et F_a la force pour l'accélération du véhicule, $V_{res} = V + V_w$ vitesse relative du véhicule (m/s), avec V la vitesse du véhicule et V_w la vitesse du vent de face (négative en cas de vent arrière),

α : angle d'inclinaison (degré),

A_f : surface frontale du véhicule (m²),

C_w : coefficient de frottement aérodynamique,

C_r : coefficient de résistance des roues au roulement,

m : masse du véhicule (kg),

g : accélération gravitationnelle (m/s²),

ρ : densité de l'air (kg/m³),

$$m \frac{dV}{dt} = F_a - \frac{1}{2} \rho A_f C_w V_{res}^2 - mg C_r \cos \alpha - mg \sin \alpha \quad (\text{A.6})$$

Prenons $\alpha = 0$, le système soit :

$$m \frac{dV}{dt} = F_a - \frac{1}{2} \rho A_f C_w V_{res}^2 - mg C_r \quad (\text{A.7})$$

Il faut préciser les paramètres du véhicule à utiliser. Le véhicule choisi est du type segment M1 (307, Xsara, Civic...) qui possède les paramètres suivants :

- Masse : 1300 Kg
- Surface de projection frontale : 2.61 m²
- Coefficient de pénétration dans l'air : 0.32
- Coefficient de résistance au roulement : 0.0133
- Rayon de la roue : 0.32 m
- Densité de l'air : 1.293 kg/m³

La Véhicule est équipé d'un moteur asynchrone. La courbe de la figure A.2 illustre la puissance nécessaire pour maintenir la vitesse stabilisée sur terrain plat sur la base des paramètres du véhicule choisi, avec le rendement de la transmission mécanique estimé à 0.98.

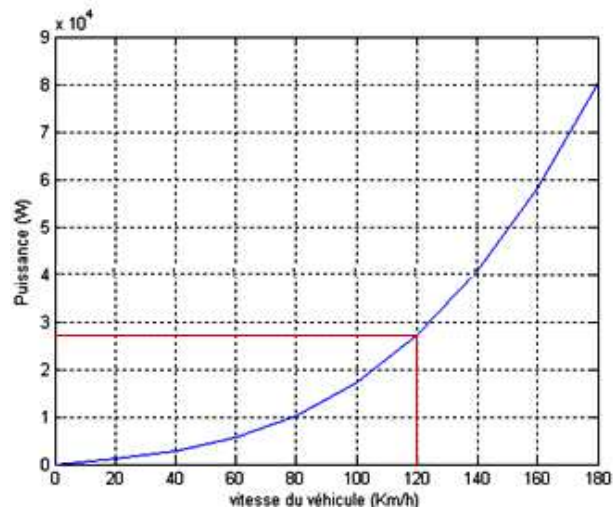


Figure A.2: Puissance nécessaire à vitesse stabilisée sur terrain plat.

A une vitesse de 120 km/h stabilisée sur terrain plat, la puissance nécessaire est donc de l'ordre de 30 kW.

La figure A.3 illustre que cette puissance demandée peut nous donner une accélération de 0 à 50 km/h en 7 secondes.

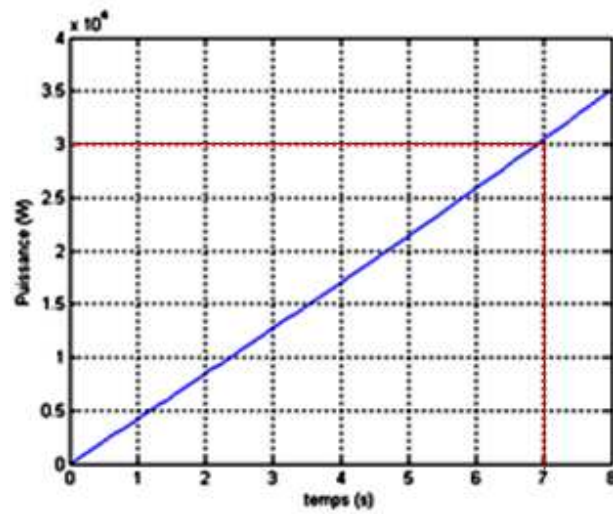


Figure A.3: Accélération de 0-50 km/h.

**Annexe B: ABAQUES UTILISES POUR LE CALCUL DES MOTEURS A CAGE
D'ECUREUIL**

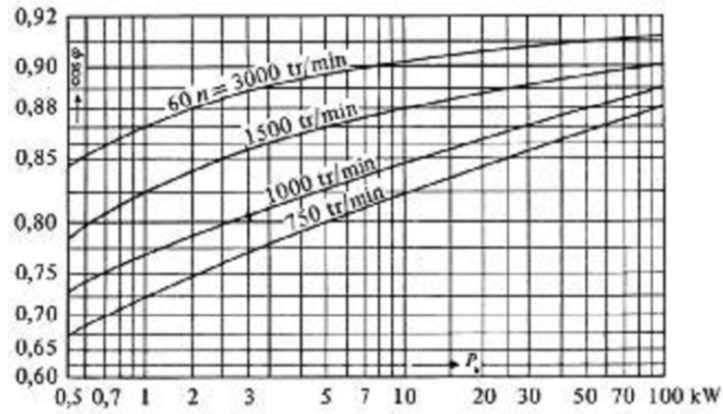


Figure.B.1: Facteur de puissance des moteurs normaux à bagues en fonction de la puissance Nominal.

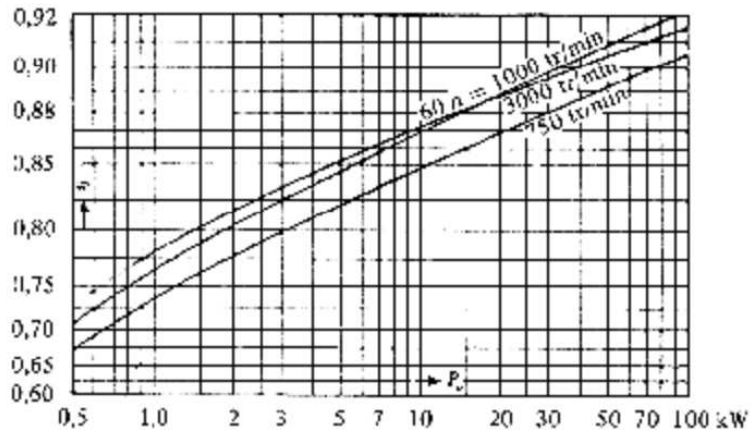


Figure.B.2: Rendement des moteurs normaux à bagues en fonction de la puissance nominal.

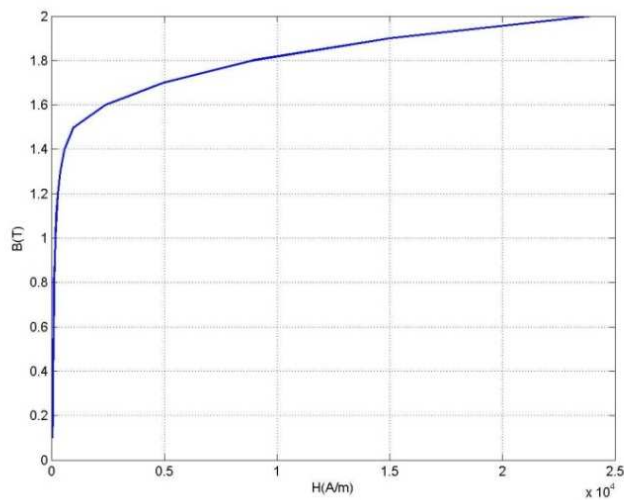


Figure.B.3: Courbe d'aimantation de l'acier coulé utilisés dans le circuit magnétique du stator et rotor.

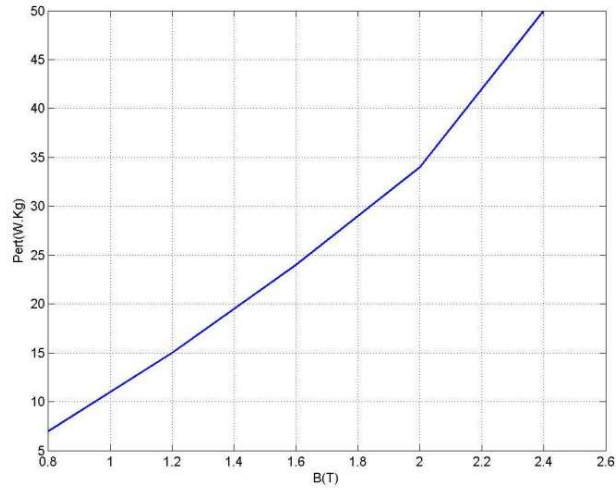


Figure.B.4: Perte pour une culasse de 0.5mm d'acier.

Tableau.B.1: Induction dans l'entrefer B_g et densité linéaire A_1 de courant des machines asynchrones Normales.

		Flux density B/T			
		Asynchronous machines	Salient-pole synchronous machines	Nonsalient-pole synchronous machines	DC machines
Air gap		0.7–0.90 (\hat{B}_{g1})	0.85–1.05 (\hat{B}_{g1})	0.8–1.05 (\hat{B}_{g1})	0.6–1.1 (B_{max})
Stator yoke		1.4–1.7 (2)	1.0–1.5	1.1–1.5	1.1–1.5
Tooth		1.4–2.1 (stator) 1.5–2.2 (rotor)	1.6–2.0	1.5–2.0	1.6–2.0
	(apparent maximum value)				(compensating winding) 1.8–2.2 (armature winding)
Rotor yoke		1–1.6 (1.9)	1.0–1.5	1.3–1.6	1.0–1.5
Pole core		—	1.3–1.8	1.1–1.7	1.2–1.7
Commutating poles		—	—	—	1.3

		Asynchronous machines	Salient-pole synchronous machines or PMSMs	Nonsalient-pole synchronous machines		DC machines
				Indirect cooling		
				Air	Hydrogen	Direct water cooling
A/kA/m		30–65	35–65	30–80	90–110	150–200
	Stator winding		Armature winding		Armature winding	
J/A/mm ²		3–8	4–6.5	3–5	4–6	7–10
	Copper rotor winding		Field winding:			
J/A/mm ²		3–8	2–3.5			
	Aluminium rotor winding		Multi-layer		Field winding	
J/A/mm ²		3–6.5	2–4	3–5	3–5	6–12
			Single-layer	With direct water cooling, in field windings 13–18 A/mm ² and 250–300 kA/m can be reached		

Typical $\chi = l/D$ ratios for different electrical machines

Asynchronous machines	Synchronous machines, $p > 1$	Synchronous machines, $p = 1$	DC machines
$\chi \approx \frac{\pi}{2p} \sqrt{p}$	$\chi \approx \frac{\pi}{4p} \sqrt{p}$	$\chi = 1 - 3$	$\chi \approx \frac{0.8 - 1.6}{p}$

Tableau.B.2: Marques d'acier recommandées et les coefficients de remplissage K_c .

h,mm	U, V	Marque d'acier	STATOR		ROTOR A CAGE D'ECUREUIL		ROTOR BOBINE	
			isolation des plaques	K_c	isolation des plaques	K_c	isolation des plaques	K_c
50-250	≤ 660	2013	par oxydation	0,97	par oxydation	0,97	-	-
280-355	≤ 660	2312	vernissage	0,95	Couverture oxydée	0,97	vernissage	0,95
400-560	≤ 600 0	2411	vernissage	0,95	vernissage	0,95	vernissage	0,95

Tableau.B.3: Dimensions d'encoche statorique.

Hauteur			
hauteur côté (lèvre) de clavette (h_l)		1.0	
Clavette d'encoche (h_c)		2.0	
épaisseur de cale d'encoche (capot d'encoche)(e_{cal})		1.0	
Conducteur de cuivre	Barre+isolation	$6.5 + 0.5 = 7.0$	
Couche bas (h'_{co})	Pour 2 conducteurs	$2 * 7.0 = 14.0$	14.0
Isolation Entre les couches (h')		2.0	
Couche haut	Pour 2 conducteurs	$2 * 7 = 14.0$	14.0
Calage de fond d'encoche (h_f)		2.0	
Hauteur total (h_{es})		36.0	
Largeur			
Conducteur de cuivre (d_{co})	Barre + isolation	$1.9 + 0.5 = 2.4$	
	Pour 2 conducteurs	$2 * 2.4 = 4.8$	4.8
Intercalaires entre les cotés		$2 * 1$	2
Largeur total (L_{es})		6.8	

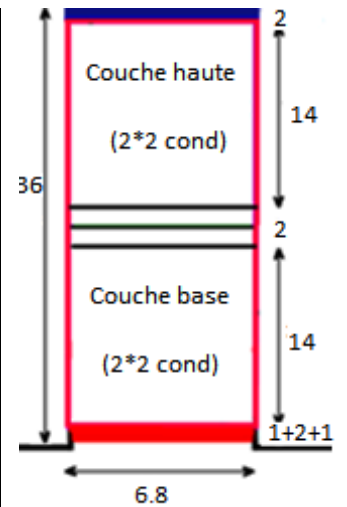


Tableau.B.4: Nombres d'encoches recommandés du stator et du rotor.

h,mm	Z_1/Z_2 , pour 2P					
	2	4	6	8	10	12
50-63	24/19	24/18	36/28	-	-	-
71	24/19	24/18	36/28	36/28	-	-
80-100	24/19	36/28	36/28	36/28	-	-
112-132	24/19	36/34	54/51	48/44	-	-
160	36/28	48/38	54/51	48/44	-	-
180-200	36/28	48/38	72/58	72/58	-	-
225	36/28	48/38	72/56	72/56	-	-
250	48/40	60/50	72/56	72/56	-	-
280-355	48/38	60/70	72/82	72/86	90/106	90/106
400-560	-	60/70	72/84	72/86	90/106	90/106

Tableau.B.5:Classe des isolants.

Classe	Températures limites	Constitution de l'isolant
Y	90°C	Fibreux en cellulose et soie imprégnés et plongée dans un isolant liquide.
A	90°C	Fibreux en cellulose ou soie imprégnés, ou plongés dans un isolant liquide.
E	120°C	Pellicules organiques synthétisables
B	130°C	à base de mica, et de fibre de verre utilisés avec des liants organiques.
F	155°C	à base de mica, et de fibre de verre combinés avec des liants et des compositions d'imprégnation synthétique.
H	180°C	à base de mica et de fibre de verre utilisés en combinaison avec les silicones.
C	Plus de 180°C	Le mica, les céramiques, le verre, quartz utilisé sans liants organiques.

PARAMETRES MECANIQUE

- **Détermination de l'inertie**

Le moment d'inertie J (kg/m²) est donné par la relation suivante:

$$J = 0.5 M_r D_{ir}^2 \left(\frac{\text{kg}}{\text{m}^2} \right)$$

Avec

M_r : Masse du rotor (Kg)

D_{ir} : Diamètre intérieur rotorique.

- **Détermination du coefficient de frottement visqueux**

Le coefficient f (Nm.s/rad) dépend de la géométrie de l'entrefer. Pour un entrefer de taille fixe, on a :

$$f_r = 4 \pi \eta L \frac{D^2 \cdot D_r^2}{D^2 - D_r^2} \left(\text{Nm} \cdot \frac{\text{s}}{\text{rad}} \right)$$

Avec

η : La viscosité dynamique du fluide (pour l'air, =18,5.10⁻⁶ (N/m²))

L : Longueur du stator.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUE

- [1] D. Ilea, “ conception optimale des moteurs à réluctance variable a commutation électronique pour la traction des véhicules électriques légers ”, Thèse de doctorat de l’Ecole Centrale de Lille : France, Oct. 2011.
- [2] M. E. H. Benbouzid, D. Diallo & M. Zeraoulia, “advanced fault-tolerant control of induction motor drives for ev/hev traction applications: from conventional to modern and intelligent control techniques”, IEEE TVT, vol.56, no.2, Mar. 2007.
- [3] C. Espanet, “modélisation et conception optimale de moteurs sans balais a structure inversée – application au moteur-roue”, Thèse de doctorat de l’Université de Franche-Comté : France, Jan. 1999.
- [4] J. S. Ochoa, “FEM analysis applied to electric machines for Electric vehicles”, Thèse de doctorat de l’Université de Uppsala : Sweden, 2011.
- [5] C. Aziz, “étude pour la conception d’une machine synchrone a rotor externe : directement couplée aux roues d’un système de traction électrique ”, Mémoire de magistère, Univ. Hadj Lakhdar : Batna, Nov. 2011.
- [6] B. Multon, L. Hirsinger, “ problème de la motorisation d’un véhicule électrique ”, Revue 3E.I n4, pp.53-64, Déc. 1995.
- [7] A. Nouh, “contribution au développement d’un simulateur pour les véhicules électriques routières ”, Thèse de doctorat de l’Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de l’Université Franche-Comté : France, Mar. 2008.
- [8] Y. Amara, “contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation : application au véhicule hybride ”, Thèse de doctorat de l’Université de Paris XI. France, Déc. 2001.
- [9] F. Mehazzem, “contribution à la commande d’un moteur asynchrone destiné à la traction électrique”, Thèse de doctorat en cotutelle de l’Université de Paris Est : France et Université de Constantine : Algérie, Déc. 2010.
- [10] A. Bruyere, “modélisation et commande d’un alterno-démarrreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride ”, Thèse de doctorat de l’École Nationale Supérieure d’Arts et Métiers : France, Mai 2009.
- [11] M.E.H. Benbouzid, “comparative study of PMSM and SRM capabilities”, IEEE POWERENG, Istanbul: Turkey, 2013.
- [12] X. Jannot, “ modélisation et optimisation d’un ensemble convertisseur machine : application aux systèmes d’entraînement à haute vitesse ”, Thèse de doctorat de Supélec : France, Déc. 2010.

- [13] D. Riu, “modélisation et commande de systèmes électriques : de leur structure optimale à leurs performances dynamiques ”, Mémoire de Habilitation à diriger des recherches de l’Institut Polytechnique de Grenoble : France, Nov. 2010.
- [14] A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili & K. Srairi, “A Loss-Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 56, no.1, Jan. 2007.
- [15] V. Mester, “conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique ”, Thèse de doctorat de l’Ecole Centrale de Lille : France, Mai 2007.
- [16] G. Mouloud, “heuristiques optimisées et robustes de résolution du problème de gestion d’énergie pour les véhicules électriques et hybrides ”, Thèse de doctorat de l’Institut Nationale Polytechnique de Toulouse : France, Déc. 2013.
- [17] B. Multon, “ Possibilités du moteur à réluctance variable à double saillance pour la motorisation de véhicules électriques. Bilan des essais d'un prototype de 27 kW ”, Journées Véhicule Électrique C-VELEC, Grenoble : France, fév. 1995.
- [18] I. Boldea, S. A. Nasar, “The induction machine handbook”, 1 edition, CRC Press, 2001.
- [19] J. Saint-Michel, “Bobinage des Machines Tournantes à Courant Alternatif”, Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique, D 3420, France.
- [20] Chaouch Saad, “Etude pour la conception d’une machine à induction à rotor externe : pour un système de traction électrique ”, Mémoire de magister, Univ. Hadj Lakhdar, Batna, Nov. 2011.
- [21] Chris Mi, M. A. Masrur & D. W. Gao, “Hybrid Electric Vehicles: Principles and Applications with Practical Perspectives”, A John Wiley & Sons, Ltd., Publication: United Kingdom, 2011.
- [22] M. Couderc, “ Contribution à l’élaboration d'une méthodologie générale de conception des machines à aimants permanents à haute vitesse ”, Thèse de doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse : France, Jui. 2008.
- [23] W. Boughanmi, “ Eco-Conception des Motorisations Electriques : Application à la Machine Asynchrone”, Thèse de doctorat de l’université d’Artois : France, Nov. 2012.
- [24] A. Badria, “Etude de l’échauffement des machines électriques : Application aux moteurs asynchrones à rotor massif ”, Mémoire de magister, Univ. Ferhat Abbas : Sétif, Jui. 2010.
- [25] C. Canudas, “Commande des Moteurs Asynchrones : Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC”, Hermès Science publications, Vol. 1, Paris, 2000.
- [26] L. Boullage, M. Meradi, “La Commande Vectorielle Indirecte & Directe d’une Machine Asynchrone Alimentée en Tension ”, Mémoire d’ingénieur, Univ. Batna, 2001.

- [27] K. Benchaiba, “Commande de la Machine Asynchrone par mode de Glissement ; apport de la Logique pour la Réduction du Phénomène « Chattering» ”, Thèse de magister en électrotechnique, Univ. Batna, 2003.
- [28] J. P. Caron, J. P. Hautier, “Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone”, Editions Technip, France, 1995.
- [29] B. R. Bachir, “Synthèse commande équivalente par mode du glissement par orientation du champ ”, Génie électrique, Ecole national polytechnique d’Alger, 1994.
- [30] J. M. Retif, “Commande Vectorielle des Machines Synchrones et Asynchrones”, INSA, Lyon, France, 2008.
- [31] R. P. Eguiluz, “Commande Algorithmique d’un Système Mono-Onduleur Bi-machine Asynchrone destiné à la Traction Ferroviaire”, Thèse de doctorat de l’Institut Nationale Polytechnique de Toulouse : France, Nov. 2002.
- [32] G. Grellet, G. Clerc, “Actionneurs électrique, principes modèles commande”, Editions eyrolles, 2000.
- [33] H. Benbouzid, “Différentes Techniques de L’energy Saving utilisées dans les Commandes Vectorielles de la Machine à Induction : Application aux Véhicules Electriques”, Mémoire de magister, Univ. Hadj Lakhdar: Batna, 2011.
- [34] Z. Hu, Q. Liu & K. Hameyer, “Loss Minimization of Speed Controlled Induction Machines in Transient States considering System Constraints”, IEEE, 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou, China, 2014.
- [35] G. O. Garcia, J. C. M. Luis, R. M. Stephan & E. H. Watanabe, “An Efficient Controller for an adjustable Speed Induction Motor Drive”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 41, no.5, pp.533–539, 1994.
- [36] S. Lim, K. Nam, “Loss-Minimizing Control Scheme for Induction Motors”, IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 151, pp. 385–389, Jul. 2004.
- [37] G. Gallegos-Lopez, F. S. Gunawan & J. Walters, “Current Control of Induction Machines in the Field-Weakened region”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.43, no.4, pp.981–989, 2007.
- [38] S. D. Wee, M.H. Shin & D. S. Hyun, “Stator-Flux-Oriented Control of Induction Motor Considering Iron Loss”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 48, no.3, pp.602-608, Jun. 2001.
- [39] J. Jinhwan, N. Kwanghee, “A Vector Control Scheme for EV Induction Motors with a Series Iron Loss Model”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol 48, no.4, pp.617-624, Aug. 1998.
- [40] G. K. Nisha, Z. V Lakaparampil & S. Ushakumari, “Sensorless Field Oriented Control of SVM Inverter Fed Induction Machine in Field Weakening Region using Sliding Mode Observer”, WCE Proceedings, Jul. 2013, London, U.K.

- [41] W. Sung, J. Shin & Y-seok Jeong, “Energy-Efficient and Robust Control for High-Performance Induction Motor Drive with an Application in Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 61, no. 8, Oct. 2012.
- [42] Z. Zhao, L. Xu & A. El-Antably, “Strategies and a Computer Aided Package for Design and Analysis of Induction Machines for Inverter-Driven Variable Speed Systems”, IEEE, Thirtieth Industry Applications Conference, IAS, 1995.
- [43] W. Deprez, J. Lemmens, D. Vanhooydonck, W. Symens, K. Stockman, S. Dereyne & J. Driesen, “Iso Efficiency Contours as a Concept to Characterize Variable Speed Drive Efficiency”, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM, Rome, 2010.
- [44] Yann Collette & Patrick Siarry, “Optimisation multiobjectif”, Paris, France: Eyrolles, 2002.
- [45] J. Pyrhonen, T. Jokinen & V. Hrabovcova, “Design Of Rotating Electrical Machines”, John Wiley & Sons, Ltd, 2008.