



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

DEROUICHE Akram

THEME

Application de la technique de l'energy Saving dans la Commande Vectorielle de la Machine à Induction

Soutenu le 14/06/2026 devant la commission d'examen composée de :

Dr. Laggoun Louanasse

MCA à l'Université de Khenchela

Président

Dr. Khemis Abderrahmane

MCA à l'Université de Khenchela

Encadreur

Dr. Rezzak Daoud

MCB à l'Université de Khenchela

Examineur

Promotion 2025/2026

Remerciement

وَكَانَ فَضْلُ اللَّهِ عَلَيْكَ عَظِيمًا

Mes premiers remerciements vont à mon encadrant, Khemis Abderrehmane, Pour sa patience, sa disponibilité constante et la qualité de ses conseils précieux. Ce travail n'aurait pu aboutir sans ses orientations rigoureuses et son soutien infaillible tout au long de mes recherches.

Mes vifs remerciements s'adressent également aux membres du jury, qui me font l'honneur de juger ce travail et d'apporter leur expertise pour l'enrichir.

A ma promotion et mes collègues d'études,

Avec qui j'ai partagé des moments inoubliables. Merci pour l'entraide, les échanges fructueux et cette belle ambiance qui a rendu ce parcours académique plus humain.

Enfin, j'adresse ma gratitude à l'université ABBES LAGHROUR khanchela, pour le cadre d'apprentissage et les ressources mis à notre disposition afin d'accomplir nos ambitions.

DEROUICHE AKRAM



Dédicaces



A mes chers parents, aucune dédicace ne saurait exprimer mon immense gratitude.

A mon père, pour ton sacrifice et ta sagesse qui ont éclairé mon chemin.

A ma mère, pour tes prières et ta tendresse infinie qui ont été mon refuge.

Que ce travail soit le fruit de votre amour.

A mon frère El-Mekki, mon bras droit, toi qui as été mon pilier et mon soutien infaillible dans les moments les plus rudes.

Merci d'être toujours à mes côtés.

A mes chères sœurs, pour votre affection et vos encouragements qui ont apporté de la douceur à mes années d'études.

A tout ma grande famille, en témoignage de mon attachement et de ma reconnaissance pour votre présence constante.

DEROUICHE AKRAM





Résumé

Résumé :

Ce mémoire porte sur l'optimisation énergétique de la machine asynchrone utilisée dans les véhicules électriques à travers la commande vectorielle. Une modélisation mathématique de la machine ainsi qu'une étude de la commande directe et indirecte avec régulateur PI ont été réalisées. Les simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel MATLAB & Simulink afin d'analyser les performances du système. Les résultats obtenus montrent une amélioration du rendement et une réduction des pertes énergétiques par rapport aux méthodes classiques.

Les mots clés : Machine asynchrone, Commande vectorielle, Optimisation énergétique, Véhicule électrique, MATLAB/Simulink, Rendement énergétique.

الملخص:

تتناول هذه المذكرة تحسين الأداء الطاقوي للمحرك غير المتزامن المستعمل في المركبات الكهربائية بالاعتماد على التحكم الشعاعي. تم دراسة النمذجة الرياضية للمحرك وتطبيق التحكم المباشر وغير المباشر باستعمال منظم PI. كما أنجزت عمليات المحاكاة باستخدام برنامج MATLAB & Simulink لتحليل أداء النظام. أظهرت النتائج تحسن مردود المحرك وتقليل الضياعات الطاقوية مقارنة بالطرق التقليدية.

الكلمات المفتاحية: المحرك غير المتزامن، التحكم الشعاعي، التحسين الطاقوي، المركبة الكهربائية، المردود الطاقوي، MATLAB/Simulink.

Abstract:

This thesis presents the energy optimization of an induction machine used in electric vehicles through vector control. A mathematical model of the machine was developed and direct and indirect vector control methods with PI regulation were studied. Simulations were carried out using MATLAB & Simulink to analyze system performance. The obtained results showed an improvement in efficiency and a reduction in energy losses compared to classical control methods.

Keywords: Induction Machine, Vector Control, Energy Optimization, Electric Vehicle, MATLAB/Simulink, Energy Efficiency.

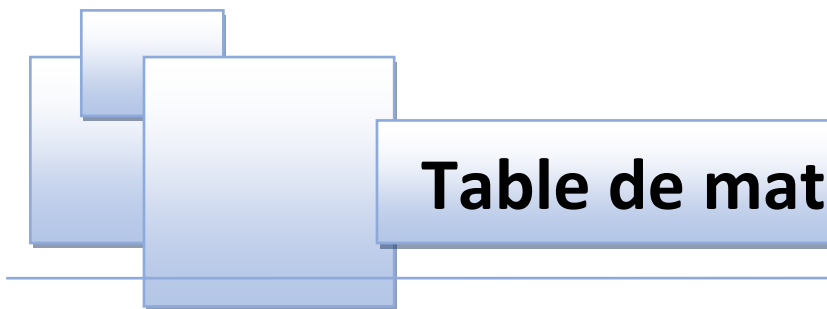


Table de matières



Promotion 2026

Table de Matière

- ✚ Remerciements
- ✚ Dédicaces
- ✚ Sommaire
- ✚ Index des notations
- ✚ Liste des figures

Introduction Générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

INTRODUCTION	3
I GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE.....	3
I.1 DEFINITION.....	3
I.2 CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	4
I.2.1 Le stator.....	4
I.2.2 Le rotor.....	5
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	5
I.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	6
I.4.1 Hypothèses simplificatrices	6
I.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone.....	7
I.5 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (D, Q).....	9
I.5.1 Transformation de PARK	10
I.5.2 Choix du référentiel.....	11
I.6 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	11
I.7 SIMULATION DU MODELE	13
I.8 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE...	16
I.8.1 Modélisation du redresseur.....	16
I.8.2 Modélisation du filtre	17
I.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé	18
I.8.4 Modulation par largeur d'impulsions	20
I.8.5 Simulation du modèle machine-onduleur	21
CONCLUSION	23

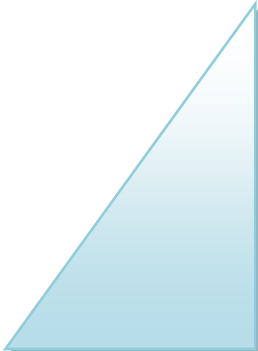
CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

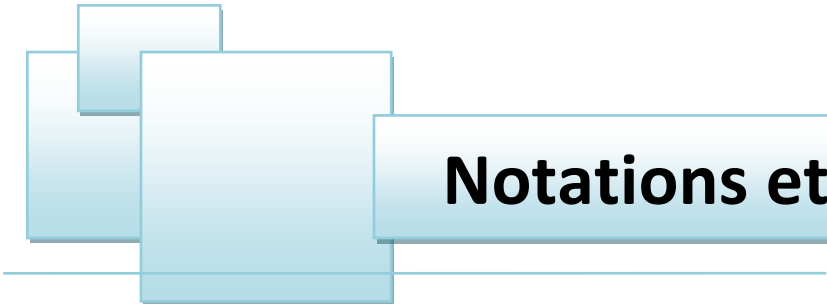
INTRODUCTION	24
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	24
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC)	25
II.3 TYPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	26
II.3.1 Commande vectorielle directe	27
II.3.2 Commande vectorielle indirecte	28
II.4 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	28
II.5 DECOUPLAGE	30
II.5.1 Découplage entré-sortie	30
II.5.2 Découplage par compensation	31
II.6 CALCULE DE REGULATEUR	33
II.6.1 Régulateur du courant	33
II.6.2 Régulateur de vitesse	35
II.6.3 Régulateur de flux	36
II.7 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	37
II.8 INTERPRETATION DES RESULTATS	38
CONCLUSION	38

CHAPITRE III : OPTIMISATION DES PERFORMANCES ENERGETIQUES

INTRODUCTION	40
III.1 DIFFERENTES TECHNIQUES DE L'OPTIMISATION DU RENDEMENT	41
III.1.1 Optimisation en ligne	42
III.1.2 Optimisation avec les Cartographies	42
III.1.3 Optimisation par le calcul algébrique direct	43
III.1.4 L'approche heuristique	43

III.1.5 L'approche numérique	43
III.1.6 L'approche analytique.....	43
III.2 OPTIMISATION PAR LE CALCUL ALGEBRIQUE DIRECT.....	44
III.2.1 Technique de minimisation des pertes joules	44
III.3 STRATEGIE DE MINIMISATION DES PERTES.	47
III.4 RESULTATS DE SIMULATION	47
CONCLUSION	48
CONCLUSION GENERALE	49
BIBLIOGRAPHIES	50
ANNEXES	54





Notations et symboles

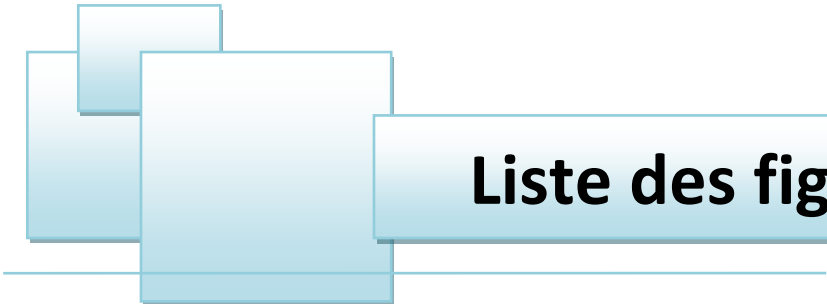


Promotion 2026

NOTATIONS ET SYMBOLES

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique.
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2} M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
C_{em}	Couple électromagnétique.

C_r	Couple de charge (résistant).
J	Inertie totale du système.
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.
FOC	Field Oriented Control (Commande Vectorielle par Orientation du flux).
IFOC	Commande Vectorielle par Orientation du flux, Indirecte.



Liste des figures

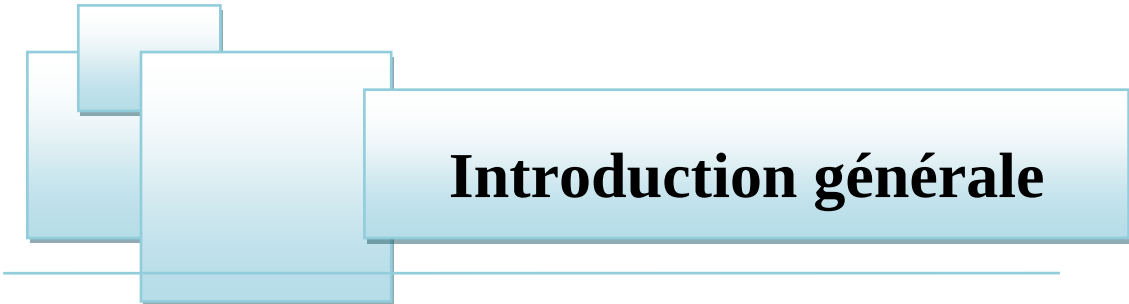


Promotion 2026

Liste des figures

Fig.I.1:	Construction de la machine asynchrone	4
Fig.I.2:	Le stator d'un moteur asynchrone triphasé	5
Fig.I.3:	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	7
Fig.I.4:	Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente	11
Fig.I.5:	Algorithme de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte	14
Fig.I.6:	Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$	14
Fig.I.7:	Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$	15
Fig.I.8:	Schéma d'ensemble convertisseur machine	16
Fig.I.9:	Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes	17
Fig.I.10:	Filtre L-C	17
Fig.I.11:	Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS.....	18
Fig.I.12:	Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte.....	21
Fig.I.13:	Tension triphasée générée par l'onduleur MLI	22
Fig.I.14:	Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$	22
Fig.I.15:	Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 0.6 \text{ s}$	23
Fig.II.1 :	Principe de la commande vectorielle	25
Fig.II.2 :	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.....	29
Fig. II.3 :	Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*	32
Fig. II.4 :	Représentation du Modèle de la machine.	32
Fig. II.5:	Découplage par addition des termes de couplage.....	33
Fig. II.6 :	Schéma fonctionnel de régulation de courant.....	33
Fig. II.7 :	Schéma fonctionnel de régulation de vitesse	35
Fig. II.8 :	Boucle de régulation du flux	36
Fig. II.9 :	Profiles de référence vitesse-Couple.....	37
Fig. II.10 :	Résultats de simulation de la régulation de la vitesse avec commande vectorielle indirecte (IFOC)	38

Fig.III.1 :	Schématisation du principe d'optimisation du flux	47
Fig.III.2 :	Schéma bloc de la (IFOC) avec optimisation des pertes.	47
Fig.III.3 :	Variation $P_j = f (C_r)$	48
Fig.III.4 :	Variation $\eta = f (C_r)$	48
Fig.III.5 :	Variation $P_j = f (C_r)$	48
Fig.III.6:	Variation $\eta = f (C_r)$	48



Introduction générale



Promotion 2026

Introduction générale

De nos jours, la conservation de l'énergie et de l'environnement alimente et occupe l'actualité scientifique et de recherche à travers le monde. L'intérêt porté aux différents problèmes posés poussent d'un côté les états à remodeler leurs « Politiques Energétique et Environnementale » et d'un autre coté à mettre les concepteurs et les constructeurs des systèmes électriques devant un important défi qui est celui de la production propre (Clean Energy), ainsi qu'une utilisation rationnelle et propre de ces énergies. En ce qui concerne l'énergie électrique qui est placée parmi la catégorie des énergies propres lors de son utilisation mais elle est parfois impropre lors de sa production. Par ailleurs, la demande énergétique est sans cesse croissante ainsi que le coût de sa production et de son exploitation. Cela nous conduit à l'amélioration du rendement des systèmes produisant ou consommant de l'énergie électrique [1].

Parmi les systèmes consommateurs d'énergie électrique les moteurs occupent une place importante avec environ 40-60% de la consommation totale. Les moteurs asynchrones ou à induction consomment quant à eux approximativement 80-90% de la consommation globale des moteurs électriques. L'amélioration du rendement de ce gros consommateur d'énergie conduira forcément à des économies importantes d'énergie et d'argent.

L'introduction de la traction électrique dans les transports s'accompagne d'une recherche d'optimisation des organes que ce soit en électrique afin d'augmenter l'autonomie ou en hybride afin de baisser les consommations et les émissions de polluant des véhicules. Cette approche nécessite la commande des différents types de moteurs électriques (spécifiquement le moteur à induction). Cette modélisation ne présente pas de difficultés majeures quand il s'agit d'utiliser ces moteurs dans leur domaine de linéarité. Mais le contraire est fortement prouvé. De ce fait, il devient impossible d'avoir des modèles fiables en terme de comportement et de consommation d'énergie sans tenir compte de la saturation et les pertes fer [2].

Gagner 1% en rendement dans les applications du véhicule électrique est très significatif, car cela dans le sens de l'augmentation de l'utilisation rationnelle de l'énergie embarquée et par la même l'augmentation de l'autonomie du véhicule.

L'objectif de ce travail est l'étude et l'investigation d'une technique utilisée pour l'optimisation de l'énergie qui est adéquate pour la commande vectorielle de la machine à induction appliquée aux véhicules électriques.

Ce mémoire est structuré en trois chapitres répartis comme suit :

Le premier chapitre, décrit d'une façon détaillée le modèle mathématique de Park de la machine à induction avec pertes et avec saturation, il sera question de présenter les résultats de simulation avec interprétation.

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle indirecte et directe, et la régulation de la vitesse en utilisant un régulateur PI.

Le troisième chapitre est subdivisé en deux parties essentielles : La première expose la stratégie de commande pour permettre l'amélioration du rendement de la machine, la deuxième partie consacrera à la minimisation des pertes. Les résultats obtenus seront comparés à ceux donnés par la commande vectorielle classique.

Une conclusion viendra à la fin reprendre les résultats de nos investigations et donnera nos perspectives à ce travail.



Chapitre I

Modélisation de La machine Asynchrone



Promotion 2026

Introduction

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite « transformation de Park », qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse. Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par :

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices.
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park.
- La mise sous forme d'équation d'état [3].

I Généralité sur les Machine Asynchrone

I.1 Définition

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Comme les autres machines électriques (machine à courant continu, machine synchrone), la machine asynchrone est un convertisseur électromécanique basé sur l'électromagnétisme permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant électrique (ici alternatif) et un dispositif mécanique. [4]

I.2 Construction de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose d'une partie statique nommée stator et d'une partie mobile désignée sous le terme de rotor. À la différence des machines synchrones et à courant continu, seuls les bobinages statoriques sont reliés à un réseau d'alimentation dont les tensions (amplitude et fréquence) déterminent l'état magnétique de l'entrefer. Les enroulements du rotor sont connectés sur eux-mêmes. Ainsi, le moteur asynchrone ne dispose ni d'enroulement d'excitation ni de aimants permanents. En ce qui concerne le flux rotorique requis pour générer le couple électromagnétique, il est obtenu par le biais de l'induction [5]. Figure (I.1)

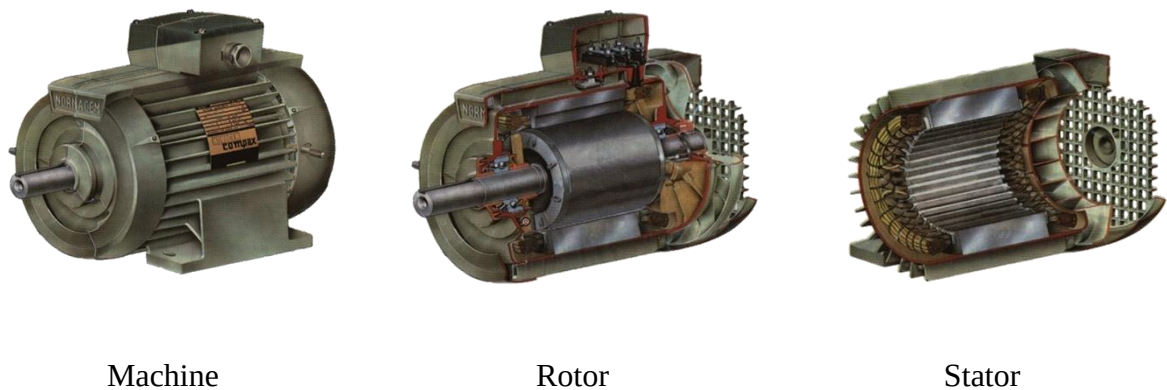


Fig.I.1: Construction de la machine asynchrone

I.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (figure I.2). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les encoches créent un champ magnétique dans l'espace entre les pôles, ce qui conduit à la conversion électromagnétique. Pour ce qui est des têtes de bobines, elles assurent la fermeture des courants en orchestrant la circulation astucieuse des courants d'un conducteur à l'encoche suivante [6]



Fig.I.2: Le stator d'un moteur asynchrone triphasé

I.2.2 Le rotor

Le rotor est constitué d'un cylindre de tôles perforées sur leur bord externe, créant ainsi des encoches destinées à accueillir des conducteurs traversés par des courants induits,

Egalement désignés sous le nom de « courants rotoriques ». Ces derniers sont engendrés exclusivement par le champ tournant du stator. Il est à noter que le rotor n'est pas relié à une source d'énergie externe par un câblage électrique. Un entrefer de très faible amplitude, variant de 0,4 à 2 mm, sépare le rotor du stator [7].

On distingue deux sortes de rotors :

- 1 – Rotor enroulé (à bagues).
- 2 – Rotor à cage d'écureuil

I.3 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

La MAS est une machine à courant alternatif appelée aussi machine à induction caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant à l'entrefer.

L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique tournant. Ce champ tourne mécaniquement à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \omega_s / p$. Le rotor de la machine tourne à une vitesse mécanique Ω inférieure à la vitesse de synchronisme ($\Omega < \Omega_s$). Le rotor perçoit donc un champ glissant à la vitesse relative $\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega$.

Puisque :

$$\Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega \Rightarrow \omega_{gl} = \omega_s - \omega \quad (I.1)$$

Alors, $\omega + \omega_{gl} = \omega_s$, et donc :

$$\omega_{gl} = g\omega_s \quad (I.2)$$

Avec

$$\Omega_s = \omega_s / p, \quad \omega_{gl} = p\Omega_{gl} \quad \text{et} \quad \omega = p\Omega$$

I.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Modéliser consiste à mettre en équations les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération on se trouve au problème suivant : plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande des moyens de calcul très importants, par contre si le système est simplifié, les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine et par conséquent garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur les quelles se basera notre étude [8].

I.4.1 Hypothèses simplificatrices

Dans ce qui suit la machine asynchrone est considérée fonctionner en moteur ; ce dernier avec la répartition de ses enroulements et son organisation complexe des phénomènes difficile à contrôler qui se manifestent dedans tel la saturation, l'hystérésis, les courants de Foucault et d'autres ; alors certaines hypothèses simplificatrices négligent ces phénomènes sont à prendre en considération afin d'aboutir à des résultats suffisamment satisfaisants. Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine asynchrone sont,

- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- La parfaite symétrie de la machine.
- La répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétiques le long de l'entrefer (l'entrefer est constant).

– L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.

L'alimentation est réalisée par un système de tension triphasée équilibré.

– Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température on néglige l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer

- La constance des inductances propres ;
- La constance des résistances statoriques et rotoriques ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques. [9] [10]

I.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est présentée schématiquement par la figure (I.3). Elle est munie de six enroulements [11]

-Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.

-Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de 120° , ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

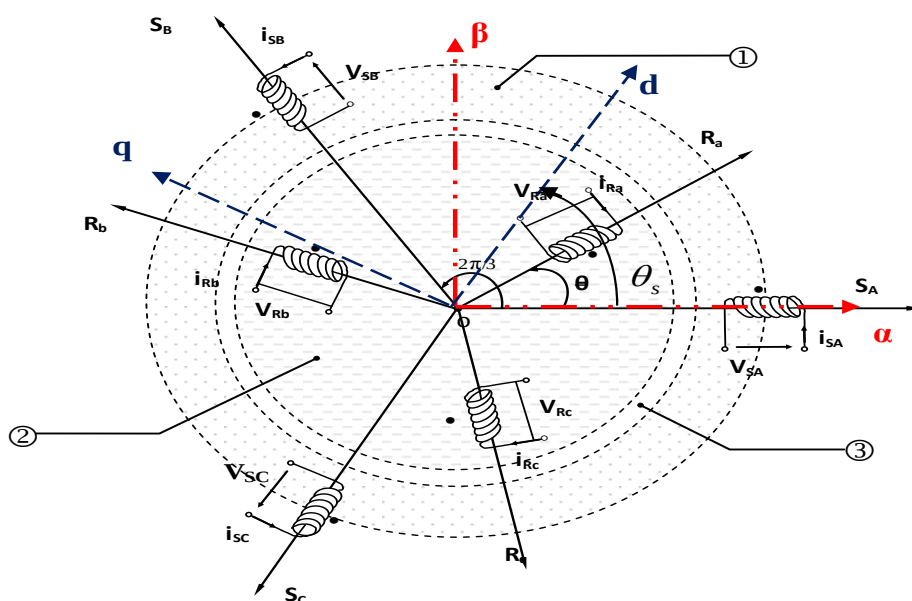


Fig.I.3: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

✓ Équations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt}\Phi \quad (I.3)$$

Et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.4)$$

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (I.5)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t \\ [I_s] &= [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t \\ [\Phi_s] &= [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

✓ Équations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (I.6)$$

Avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix}$$

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

Les équations (I.4), (I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.7)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.8)$$

✓ Équation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (I.9)$$

La résolution analytique du système d'équations (I.7), (I.8) et (I.9) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position, ce qui conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position. [12]

I.5 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d, q)

Etant donné que l'équation de la matrice des inductances mutuelles est à éléments non constant et que les coefficients des équations (I.7) et (I.8) sont variables, la résolution analytique de ce système se heurte alors à des difficultés insurmontables, particulièrement lors de l'étude des phénomènes transitoire. On utilisera alors des transformations mathématiques permettant de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système triphasé et qui reste valable pour la machine réelle. [13]

I.5.1 Transformation de PARK

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes en des enroulements équivalent du point de vue électrique et magnétique disposés sur deux axes (d, q). Une matrice $P(\theta_{obs})$ de Park permet le passage des composantes X_{abc} , du système triphasé aux composantes X_{dq} tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques, soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Avec

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ Repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$ Repère lié au rotor

La figure (I.4) représente le schéma du modèle de la machine asynchrone triphasée et son équivalent en biphasée issue de la transformation de Park.

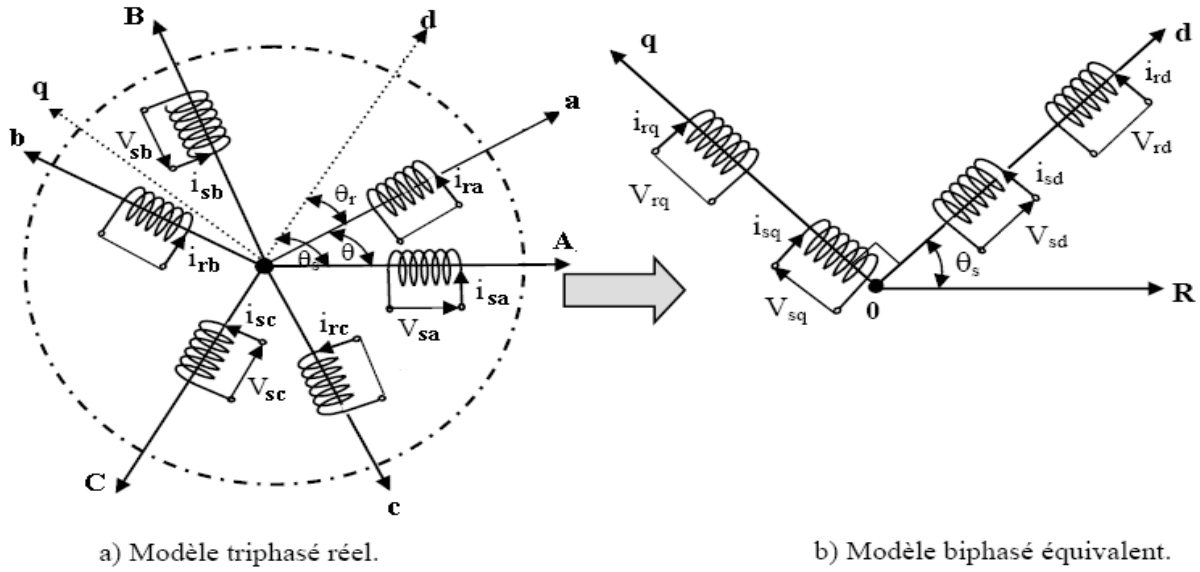


Fig.I.4: Représentation du modèle de la machine triphasée et biphasée équivalente

I.5.2 Choix du référentiel

Dans notre étude, le référentiel choisi sera lié au champ tournant, ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \quad (\text{I.13})$$

I.6 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante [8] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.14)$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.15)$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (I.16)$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad (I.17)$$

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (I.18)$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (I.19)$$

La machine asynchrone peut être modélisée dans l'espace d'état par un système d'équations différentielles d'ordre 4 et une équation mécanique. Ce model permet de concevoir une représentation d'état pour la machine en choisissant deux variables d'état parmi quatre $(I_s, I_r, \Phi_s, \Phi_r)$. Les états utilisés sont ceux données au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s, I_r) , (I_s, Φ_s) et (I_s, Φ_r) .

Pour un vecteur d'état $[I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^t$ et une entrée de commande $[V_{ds}, V_{qs}]^t$, le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p \Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad (I.21)$$

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.7 SIMULATION DU MODELE

A partir du modèle d'état des équations (I.20) et (I.21), on a effectué une simulation numérique, les grandeurs réelles sont déduites par application de la transformation de Park inverse, la machine est alimentée par un système de tensions triphasés équilibré de valeur efficace 220 volts, le repère (d, q) est lié au champ tournant, on contentera de présenter les courants statoriques, les flux rotoriques dans le repère (d, q).

La figure (I.5) présente le schéma bloc de simulation de la machine asynchrone, montrant en détail le passage entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasées.

Etant donné que la machine est couplée directement au réseau, on a effectué deux essais typiques :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone.
- Démarrage à vide puis application d'une charge.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures (I.6) et (I.7), représentant l'évolution de quelques variables fondamentales telles que vitesse de rotation Ω , couple électromagnétique (C_{em}), flux (Φ_{dr} et Φ_{qr}) et courants (I_{ds} , I_{qs} et I_{as}).

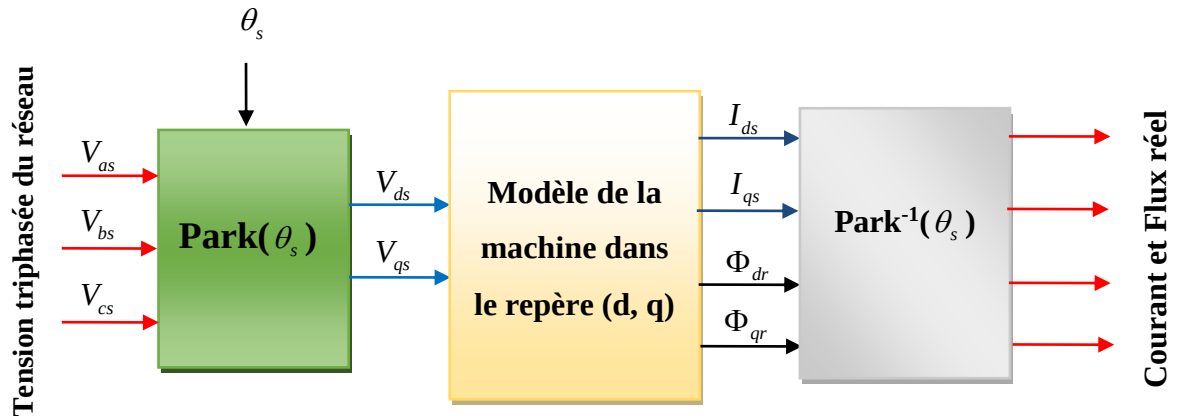


Fig.I.5: Algorithme de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

♦ A vide ($C_r = 0$), figure (I.6)

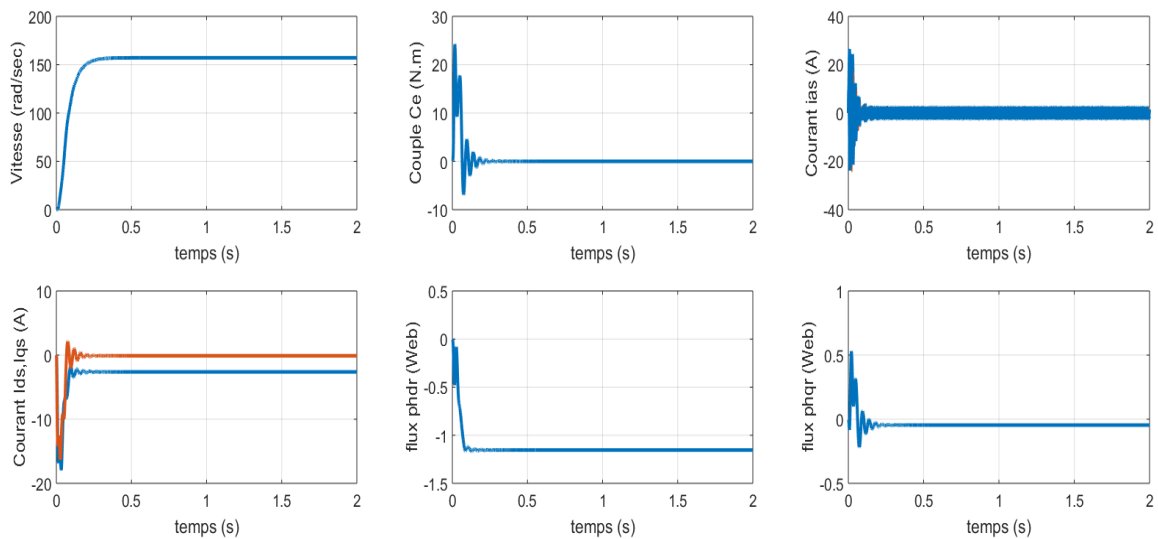


Fig.I.6: Réponse de la machine en fonctionnement à vide $C_r = 0$

On remarque que la courbe de vitesse augmente d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur 157 rad/sec pendant un temps de 0.25s. Au démarrage, le couple admet de fortes valeurs (fort appel de courant au démarrage pendant un bref instant) avec des oscillations puis se rétablit à une valeur presque nulle à $t = 0.25s$. Concernant le flux rotorique, il possède une allure qui ressemble un peu à l'allure du couple électromagnétique,

où au démarrage nous avons des oscillations, puis au régime permanent il s'établit à une valeur donnée. Le courant statorique I_{as} est fortement impulsif au démarrage (pour créer un fort couple), puis se stabilise à une valeur cinq fois inférieure à celle du démarrage. Les courants correspondants dans l'axe (d, q) seront bien sûr oscillatoires au démarrage puis s'établissent à des valeurs constantes.

♦ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.7)

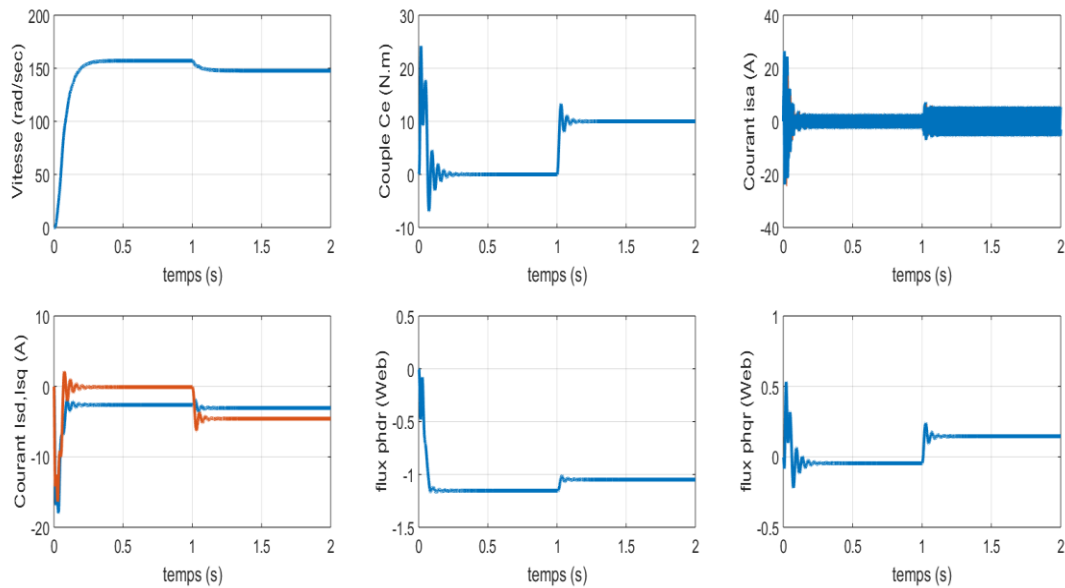


Fig.I.7: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10 \text{ Nm}$ à $t = 1 \text{ s}$, où on constate que la vitesse de rotation a été diminuée pendant l'application du couple de charge. On remarque également une augmentation du courant et une légère perturbation du flux rotorique lors de l'application du couple de charge. Ces résultats de simulation mettent en évidence le fort couplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, caractéristique de la commande scalaire de la machine asynchrone.

I.8 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Pour permettre le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation par largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur. [14]

Les signaux de commande peuvent être des tensions (technique triangulo-sinusoidale) ou des courants (technique de contrôle des courants par hystérésis).

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure (I.8), est constitué de :

- Un redresseur non commandé, supposé parfait.
- Un filtre de type passe-bas.
- Un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables

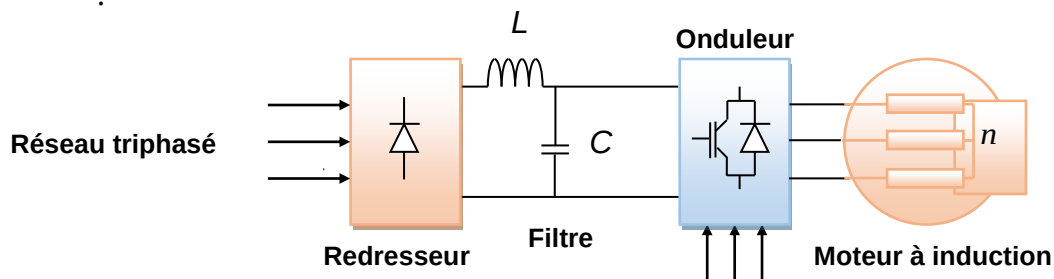


Fig.I.8: Schéma d'ensemble convertisseur machine

I.8.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est représenté par la figure (I.9), c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie. Trois diodes D_1, D_2, D_3 assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 assurant le retour du courant I_d . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension.

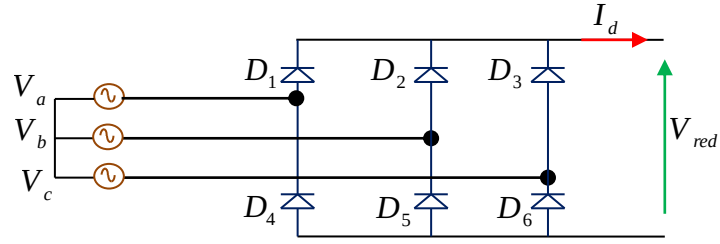


Fig.I.9: Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

Les tensions triphasées du réseau peuvent s'écrire sous la forme :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t) \\ V_b = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.22)$$

Avec, f_s la fréquence du réseau et V_{eff} la valeur efficace de la tension du réseau.

I.8.2 Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a mené à insérer en cascade avec le redresseur un filtre LC figure (I.10) dans le but de lisser ces ondulations.

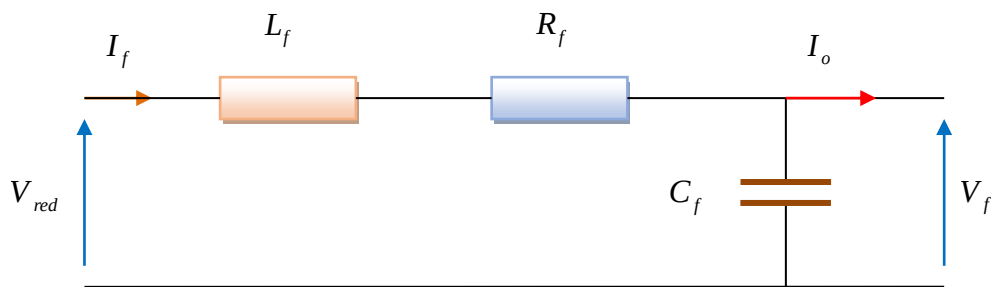


Fig.I.10: Filtre L-C

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_o) dt \end{cases} \quad (I.23)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} \quad (I.24)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (I.25)$$

I.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. La figure (I.11) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type MLI.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençement imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

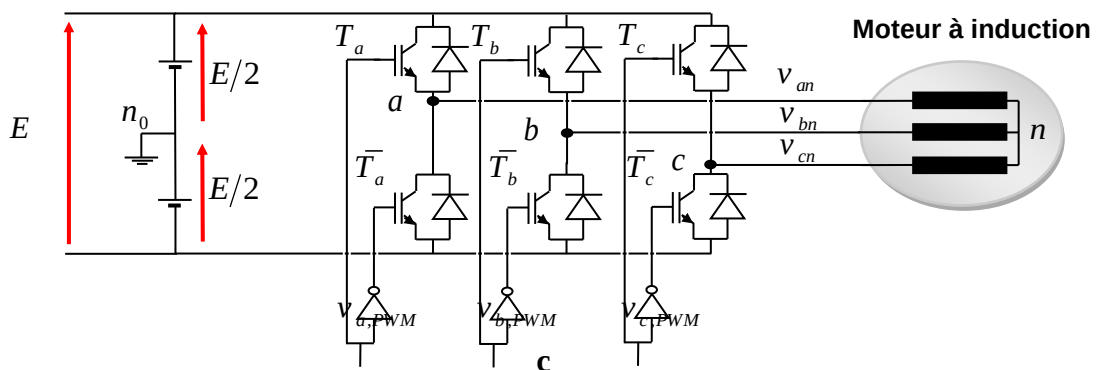


Fig.I.11: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateur de f.é.m égale à $E/2$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, T_i est passant et T_i' est ouvert ;

Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T_i' est passant ;

Avec $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.26)$$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.27)$$

Avec, V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.28)$$

En remplaçant l'équation (I.28) dans le système d'équations (I.27), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.29)$$

Nous avons

$$V_{io} = S_i \cdot E - \frac{E}{2}$$

Avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I.30)$$

Il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad (I.31)$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans l'équation (I.31), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

I.8.4 Modulation par largeur d'impulsions

Le principe général de la modulation consiste à représenter une information sous une forme différente de la forme originale. Dans la littérature plusieurs types de modulations peuvent être rencontrés. Dans notre cas, on s'intéresse essentiellement à la modulation dite MLI (Modulation par largeur d'Impulsions) ou PWM en anglais (Pulse Width Modulation).

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m .

La figure (I.12) présente l'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte :

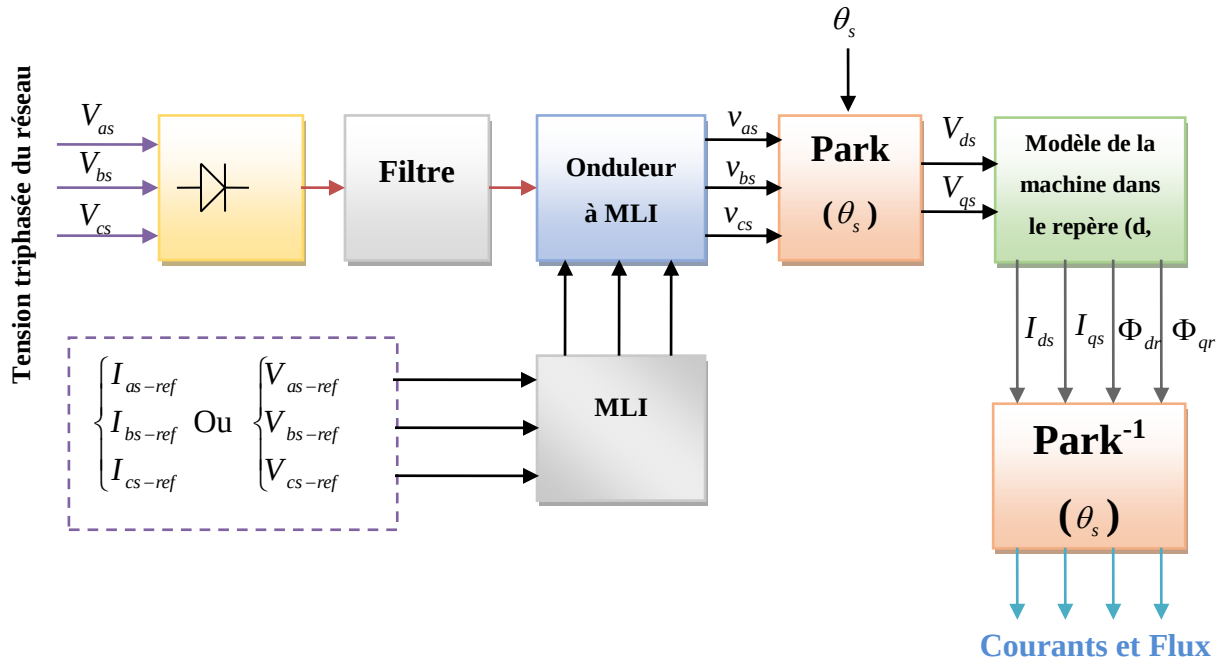
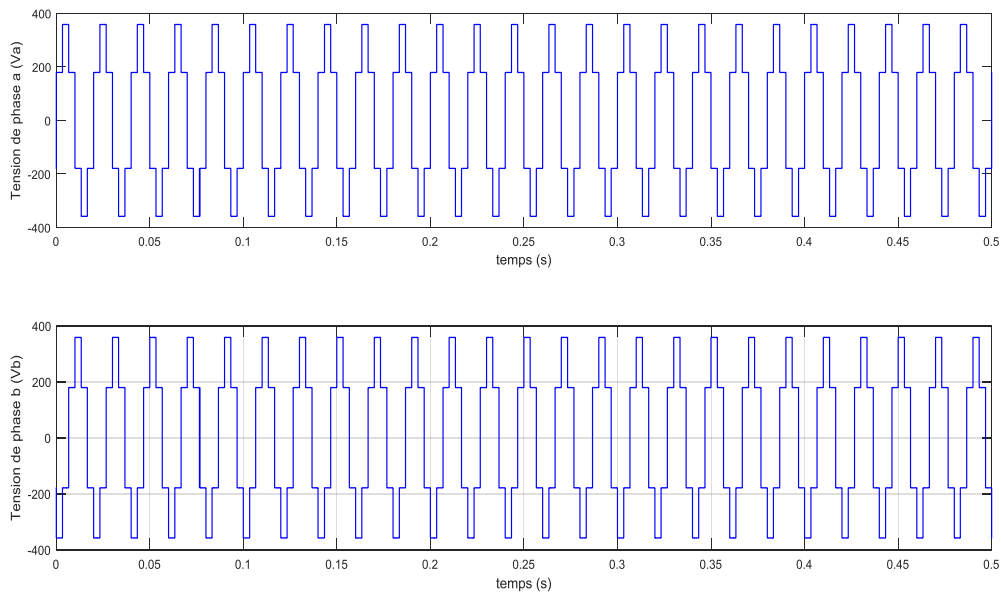


Fig.I.12: Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.8.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.20) et (I.21) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentées par la figure (I.13). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.14) et (I.15).



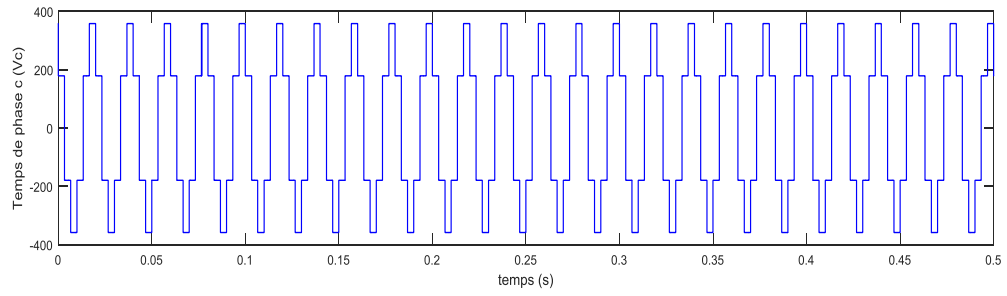


Fig.I.13: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

♦ A vide ($C_r = 0$), figure (I.14)

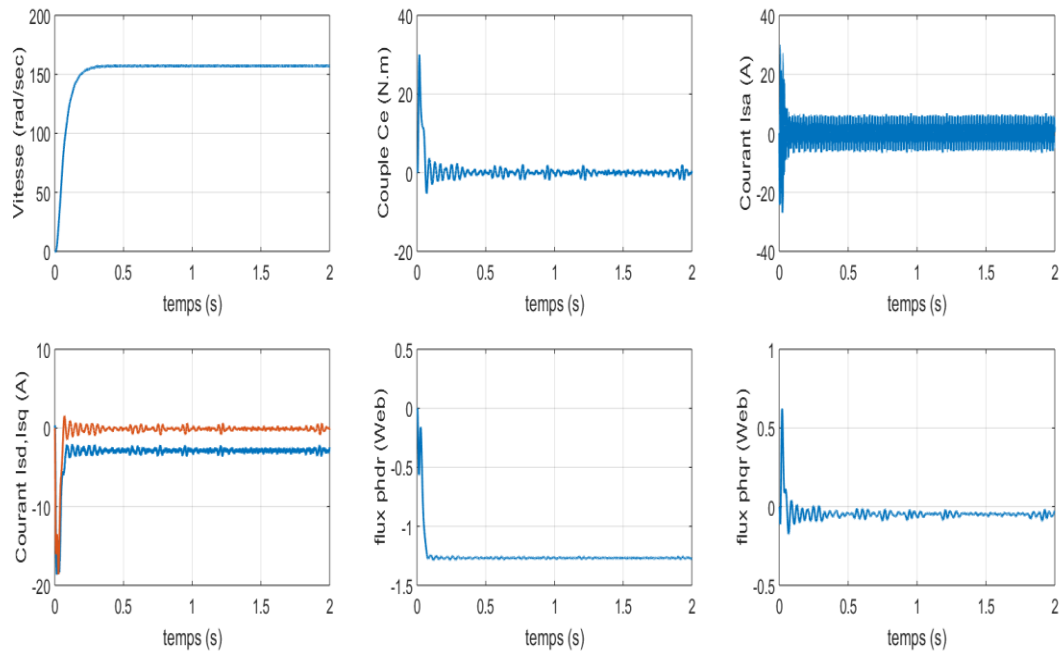


Fig.I.14: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$

♦ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.15)

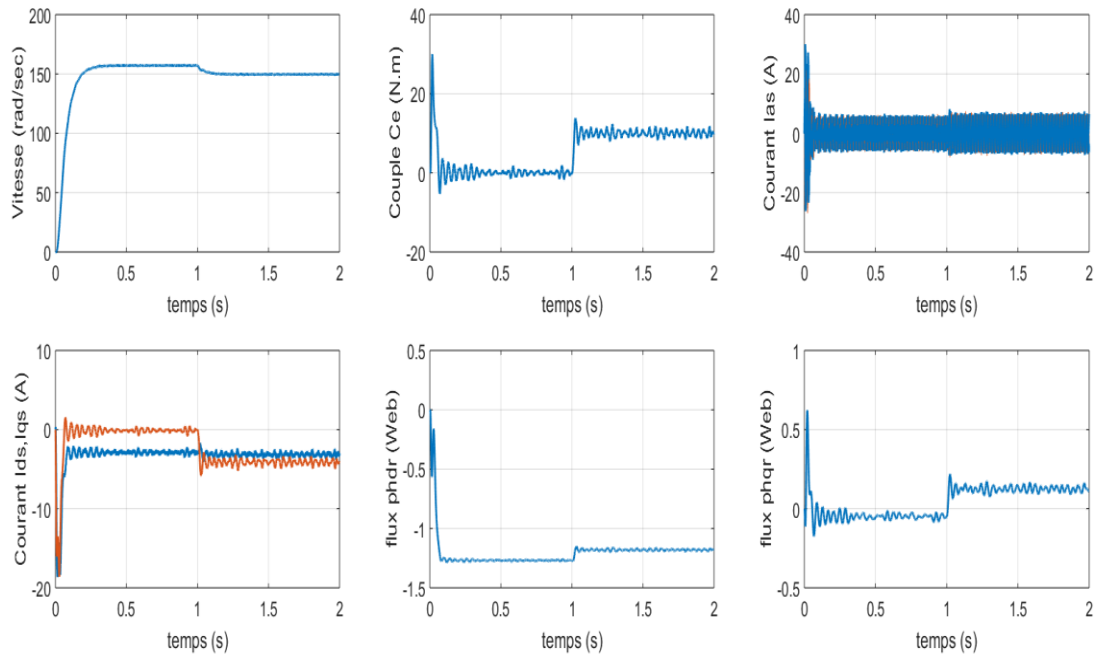


Fig.I.15: Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 1 \text{ s}$

I.9 CONCLUSION

Ce chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone. Ce modèle est fondé sur plusieurs suppositions simplificatrices. Le modèle proposé a été formulé dans un cadre biphasé général afin de minimiser sa complexité. On a employé une transformation connue sous le nom de Park pour garantir la conversion entre les systèmes triphasé et biphasé.

Les simulations ont démontré le fonctionnement général de la machine asynchrone, que le couple de charge soit présent ou absent. Deux scénarios de simulation ont été exposés :

- Simulation de la machine asynchrone directement branchée au réseau triphasé.
- Simulation complète du redresseur, du filtre, de l'onduleur MLI et de la machine asynchrone.

D'après ces constatations, deux problématiques ont été identifiées : la réduction de la vitesse de rotation suite à l'exposition à une charge et le lien étroit entre le couple et le flux. Pour résoudre ce problème et garantir la régulation de la vitesse de la machine, une structure de commande en boucle fermée est indispensable, c'est ce que traitera le second chapitre.



Chapitre II

Commande Vectorielle de La Machine Asynchrone



Promotion 2026

Introduction

La machine asynchrone est particulièrement séduisante, sur le plan industriel, par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation. Cependant, sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non linéarités de son modèle et à la difficulté d'identification de ses paramètres, conséquence essentielle du rotor à cage. Ceci se traduit donc par de fortes contraintes sur son contrôle donc par une grande complexité importante de sa commande. De ce fait, différentes méthodes de commande sophistiquées ont été élaborées et proposées.

Grâce au développement des nouvelles technologies des semi- conducteurs et des convertisseurs et l'évolution des moyens de calcul, la commande dite vectorielle ou à flux Orienté introduite par Blashke en 1972 est devenue une référence dans le milieu industriel. Cette commande d'obtenir un contrôle découplé entre le flux et le couple similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. [15]

Dans ce chapitre, nous avons fait l'étude de la commande vectorielle indirect par Orientation du flux rotorique de la machine asynchrone avec modèle en courant en donnant le schéma de commande et présenter les résultats de simulation de cette commande avec régulateur classique (PI).

II.1 Principe de la commande vectorielle

Le contrôle orienté champ (FOC) est une méthode qui modifie les modèles de machines asynchrones pour gérer séparément le flux magnétique et le couple électromagnétique, sur la base des principes de contrôle du courant continu.

Dans une machine asynchrone, les courants du stator sont initialement convertis d'un courant triphasé (abc) en un courant tournant orthogonal (d q) en utilisant la transformation de Park, permettant la représentation d'alternatives sinusoïdales en termes de composantes continues, facilitant ainsi le contrôle.

Les composantes α et β sont déterminées à partir des instructions de débit et de couple, puis converties en signaux triphasés par la transformation inverse de Park et Clarke. Ces signaux alimentent ensuite les variateurs entraînant le moteur. Ce contrôle virtuel optimise la dynamique de la machine, notamment lors des transitions rapides, et assure un contrôle précis

même à bas régime. Cependant, la qualité du contrôle est étroitement liée à la précision de la machine et à l'efficacité des régulateurs (PI ou intelligents). [16]

II.2 Orientation du flux rotorique (FOC)

Un choix adéquat du référentiel (d, q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d) permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle deux courants orthogonaux (I_{ds}, I_{qs}) interviennent, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple (figure II.1).

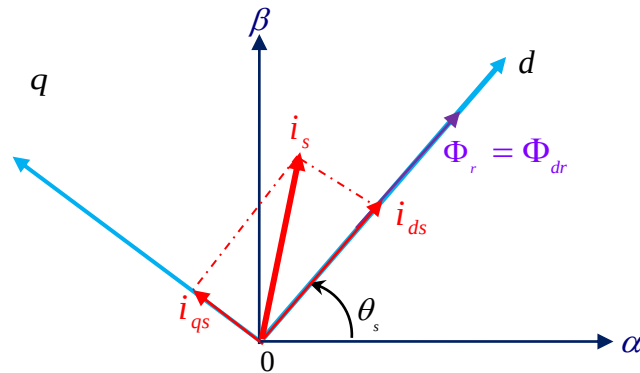


Fig.II.1 : Principe de la commande vectorielle

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \theta_{dr} = \theta_r \\ \theta_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = K \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

Avec $K = \frac{P^2}{L_r J}$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 20) comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}\Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s}V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M}p\Omega\Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s}V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r}I_{ds} - \frac{1}{T_r}\Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r\Phi_r}I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r}\Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J}\Omega - \frac{1}{J}C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ Ce = \frac{pM}{L_r}\Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

L'équation (II.5) montre qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique. Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux est maintenu à sa valeur nominale.

II.3 TYPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Les recherches sur ce thème s'appuient principalement sur deux approches, la première, dénommée méthode directe, a été conçue par F.Blaschke. Pour ce qui est de la seconde, il s'agit de la méthode indirecte mise au point par K.Hasse.

II.3.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Or la connaissance de la position du flux rotor est nécessaire pour le changement de coordonnées et celle du flux est essentielle pour contrôler le régime dynamique de la machine.

Dans les travaux de Balschke [17], le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directe et transverse du courant au repère fixe [18]. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine. Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût et la robustesse de la machine (nécessité de machine asynchrone spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). Pour les raisons suscitées, les chercheurs ont substitué les capteurs par des estimateurs basés sur les équations statiques et dynamiques de la machine à induction, tel est montré par les équations suivantes :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = MI_{ds} + T_r(\omega_s - \omega_r)\Phi_{qr} \\ T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} = MI_{qs} - T_r(\omega_s - \omega_r)\Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Le module du flux rotorique est reconstitué dans un repère fixe, lié au stator, et en déduisant les grandeurs nécessaires à la commande vectorielle : le module du flux Φ_r et sa position θ sont obtenus par une transformation polaire telle que :

$$\begin{cases} \Phi_r = \sqrt{\Phi_{dr}^2 + \Phi_{qr}^2} \\ \theta = \arctan\left(\frac{\Phi_{qr}}{\Phi_{dr}}\right) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.3.2 Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à utiliser directement l'amplitude de référence au lieu d'estimer l'amplitude du flux du rotor. L'avantage de cette méthode est que seules des variables de référence qui sont par définition sans bruit sont utilisées. Cette méthode ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux de rotor, mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'un estimateur de position (vitesse) du rotor. [19]

Il existe trois sortes de commande vectorielle à flux orienté par type du flux :

- 1) Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
- 2) Commande vectorielle à flux statorique orienté.
- 3) Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

Le contrôle vectoriel par orientation du flux du rotor est le plus couramment utilisé. En effet, l'utilisation d'un MAS insaturé entraîne une équation de rotor entièrement découplée.

Le modèle vectoriel d'une MAS est présenté par les formules d'état de la machine données dans les références liées au champ tournant du rotor. [8]

II.4 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

Dans cette méthode (appelée slip frequency control) l'amplitude du flux rotorique n'est pas utilisée et on utilise seulement sa position calculée à partir des grandeurs de références. Alors, cette technique aura l'avantage de ne pas utiliser des capteurs de flux mais seulement l'utilisation de capteurs de vitesse rotorique.

Le schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la figure (II.2).

Dans ce type de commande on considère uniquement la dynamique du rotor, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω telle que :

$$\begin{cases} \omega_s = \omega_{gl} + \omega \\ \theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{cases} \quad (II.8)$$

Le FOC (field oriented control) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^* , V_{qs}^* et ω_s). Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadratures, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ I_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM\Phi_r^*} \\ \omega_s = \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\ V_{ds}^* = R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^* \end{array} \right. \quad (II.9)$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe I_{ds} et en quadrature I_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.

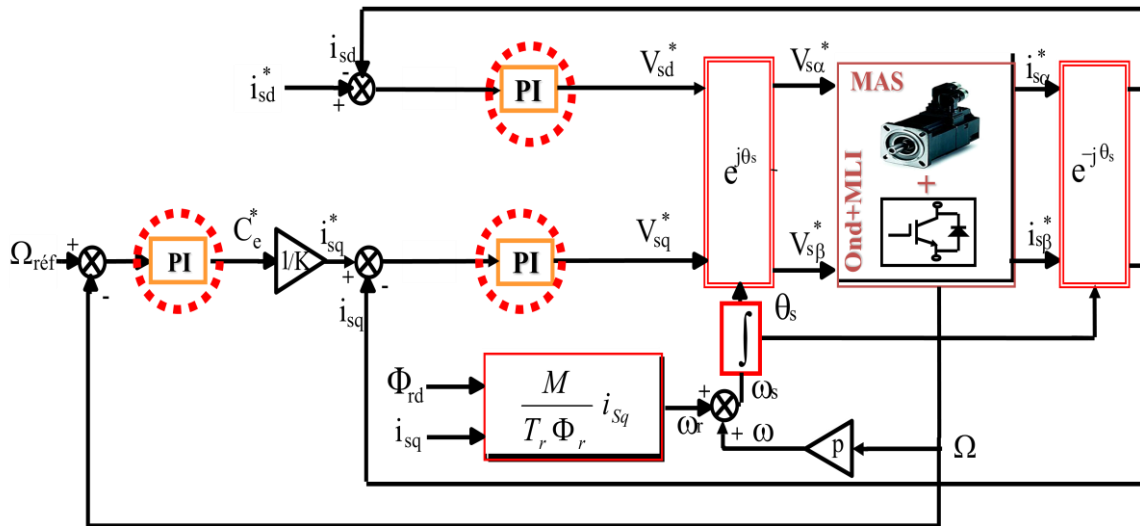


Fig.II.2 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

La boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse sont les principaux constituant dans ce type de commande.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* qui est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « dé fluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de dé fluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter contre les frottements) pendant la marche normale. [20]

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée -triphasee.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as} , V_{bs} et V_{cs} . [11] [17]

II.5 DECOUPLAGE

II.5.1 Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q. Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{ds} et V_{qs} , donc il faut réaliser un découplage.

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation. [21]

II.5.2 Découplage par compensation

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques issues du modèle de la machine sont:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.10) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices: 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors:

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \text{ et } V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.11})$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r (figure II.3).

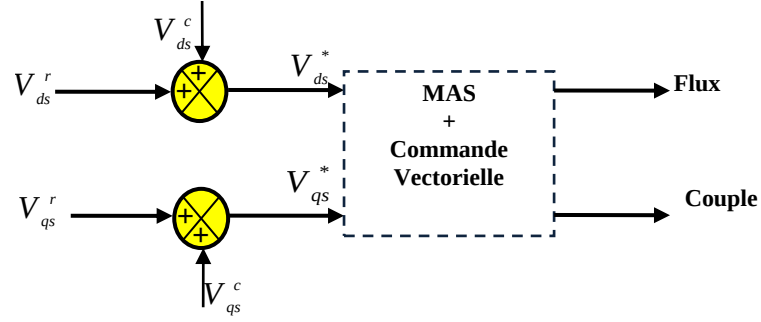


Fig. II.3 : Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* .

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.10) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s)i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s)i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la figure (II.4) où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s i_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$

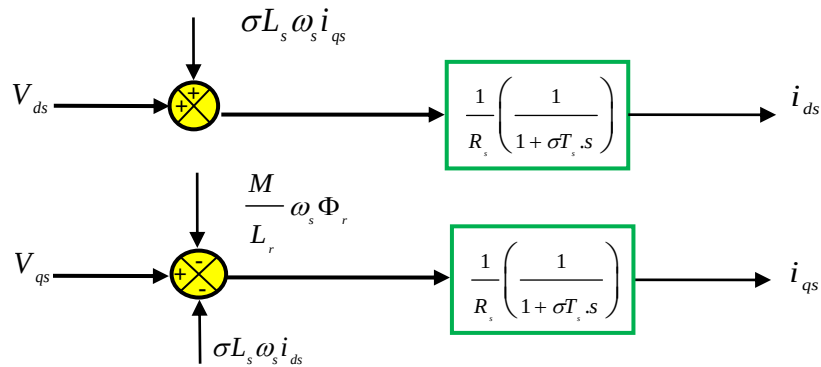


Fig. II.4 : Représentation du Modèle de la machine.

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la figure (II.5).

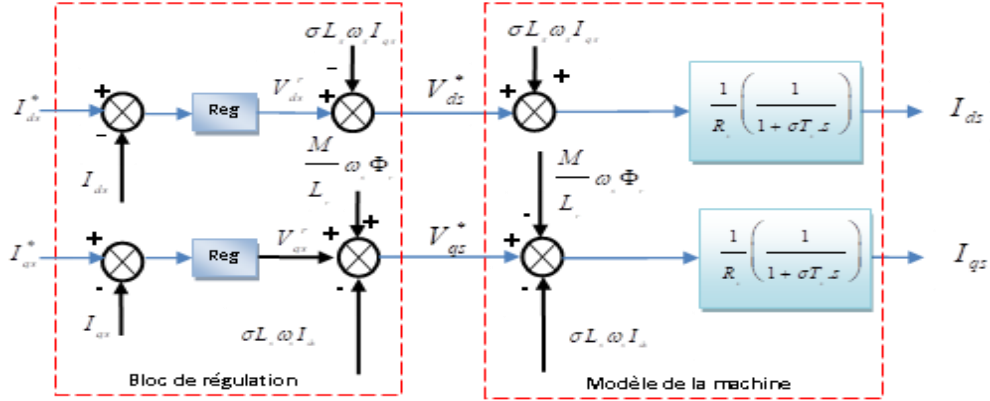


Fig. II.5: Découplage par addition des termes de couplage

II.6 CALCULE DE REGULATEUR

Le dimensionnement du régulateur est basé sur la dynamique de la machine en boucle fermée par compensation de pôles. Pour ce fait, on calcul la fonction de transfert du système en boucle fermée, puis on identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$. [14]

II.6.1 Régulateur du courant

Du procédé du découplage utilisé à la figure (II.6), ont abouti au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

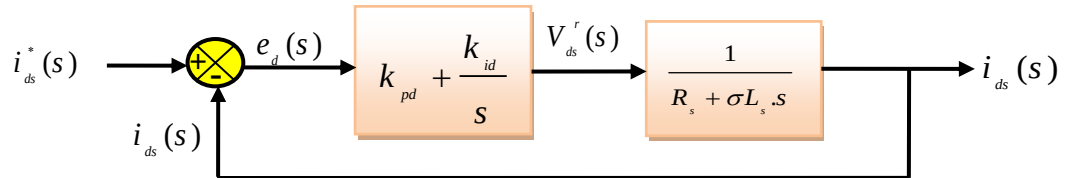


Fig. II.6 : Schéma fonctionnel de régulation de courant.

On note que les gains des correcteurs PI sont identiques pour l'axe d et l'axe q.

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \quad (\text{II.13})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (II-6)

$$FTBO(s) = \frac{k_{id}}{s} \left(s \frac{k_{pd}}{k_{id}} + 1 \right) \left(\frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \right) \quad (\text{II.14})$$

Par compensation de pôle qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{pd}}{k_{id}} = \sigma T_s \quad (\text{II.15})$$

Où :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

Alors la FTBO s'écrit maintenant comme suit :

$$FTBO(s) = \frac{k_{id}}{R_s s} \quad (\text{II.16})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.17})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée de la figure (II-7) sera :

$$FTBF(s) = \frac{\frac{k_{id}}{R_s s}}{1 + \frac{k_{id}}{R_s s}} = \frac{1}{\frac{R_s}{k_{id}} s + 1} \quad (\text{II.18})$$

Par analogie de l'expression (II-18) et l'expression (II-17), on trouve :

$$\tau = \frac{R_s}{k_{id}} \quad (\text{II.19})$$

De l'expression (II-15) et (II-19) on a :

$$\begin{cases} k_{pd} = k_{id} \sigma T_s = \frac{R_s \sigma T_s}{\tau} \\ k_{id} = \frac{R_s}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Les valeurs du régulateurs k_{pd} et k_{id} sont déterminés pour un $\tau = 0.0074s$.

II.6.2 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique donne :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} (C_e - C_r) \quad (\text{II.21})$$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la figure (II.7) :

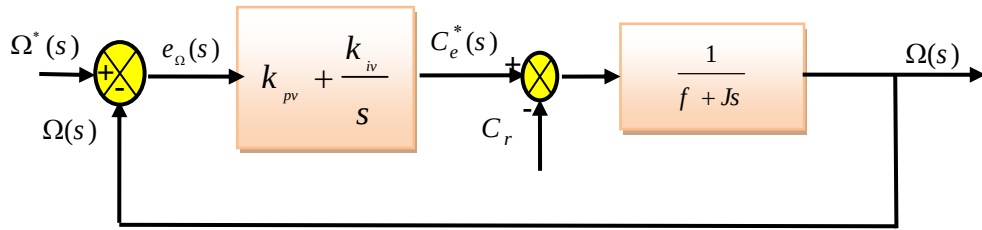


Fig. II.7 : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

Nous obtenons alors :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left(\frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f} C_r \quad (\text{II.22})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{Js^2 + (k_{pv} + f)s + k_{iv}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (k_{pv} + f)s + k_{iv}} C_r \quad (\text{II.23})$$

La fonction de transfert (II.23) peut être identifiée à un système de second ordre sous la forme

$$F(s) = \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, (C_r = 0) \quad (\text{II.24})$$

Avec :

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation propre non amortie.

Ce qui implique les identités :

$$\begin{cases} \frac{k_{iv}}{J} = \omega_n^2 \\ \frac{k_{pv} + f}{J} = 2\xi\omega_n \end{cases}, (C_r = 0) \quad (\text{II.25})$$

Afin de faciliter les calculs, en prenant ($\xi=1$), nous obtenons la relation liant (ω_n) au temps de réponse en vitesse (t_{rv}) voulu, ce qui nous permet de fixer la dynamique. Cette relation s'écrit : $\omega_n = 4.8/t_{rv}$. On choisit convenablement la valeur de l'amortissement et le temps de réponse et par la suite (ω_n), on peut calculer les coefficients du régulateur d'après l'équation (II.25), par simple identification.

II.6.3 Régulateur de flux

La chaîne de régulation du flux peut identifier avec le schéma fonctionnel suivant : [22]

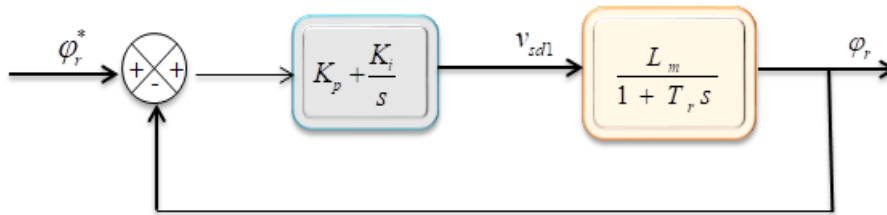


Fig. II.8 : Boucle de régulation du flux

Procéder de la même manière lors de l'identification des paramètres du régulateur de courant :

$$G_{BO} = \frac{(K_p s + K_i) L_m}{s(1 + T_r s)} \quad (\text{II.26})$$

En compensant le pôle on trouve :

$$\frac{K_p}{K_i} = T_r \quad (\text{II.27})$$

Alors :

$$G_{BO}(s) = \frac{K_i L_m}{s} \quad (\text{II.28})$$

La boucle fermée donne une 1ère réponse de type ordre à constante de temps :

$$\tau = \frac{1}{L_i L_m} \quad (\text{II.29})$$

II.7 Commande vectorielle indirecte

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (II.9) illustre le profil de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (10Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (150 rad/s), à l'instant $t=9s$ on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t=13s$ on inverse le sens de rotation à (-150rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

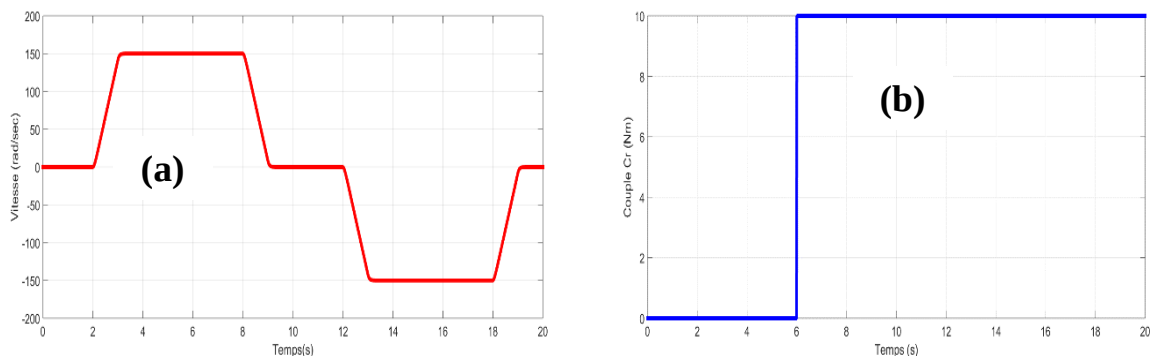


Fig. II.9 : Profils de référence vitesse-Couple

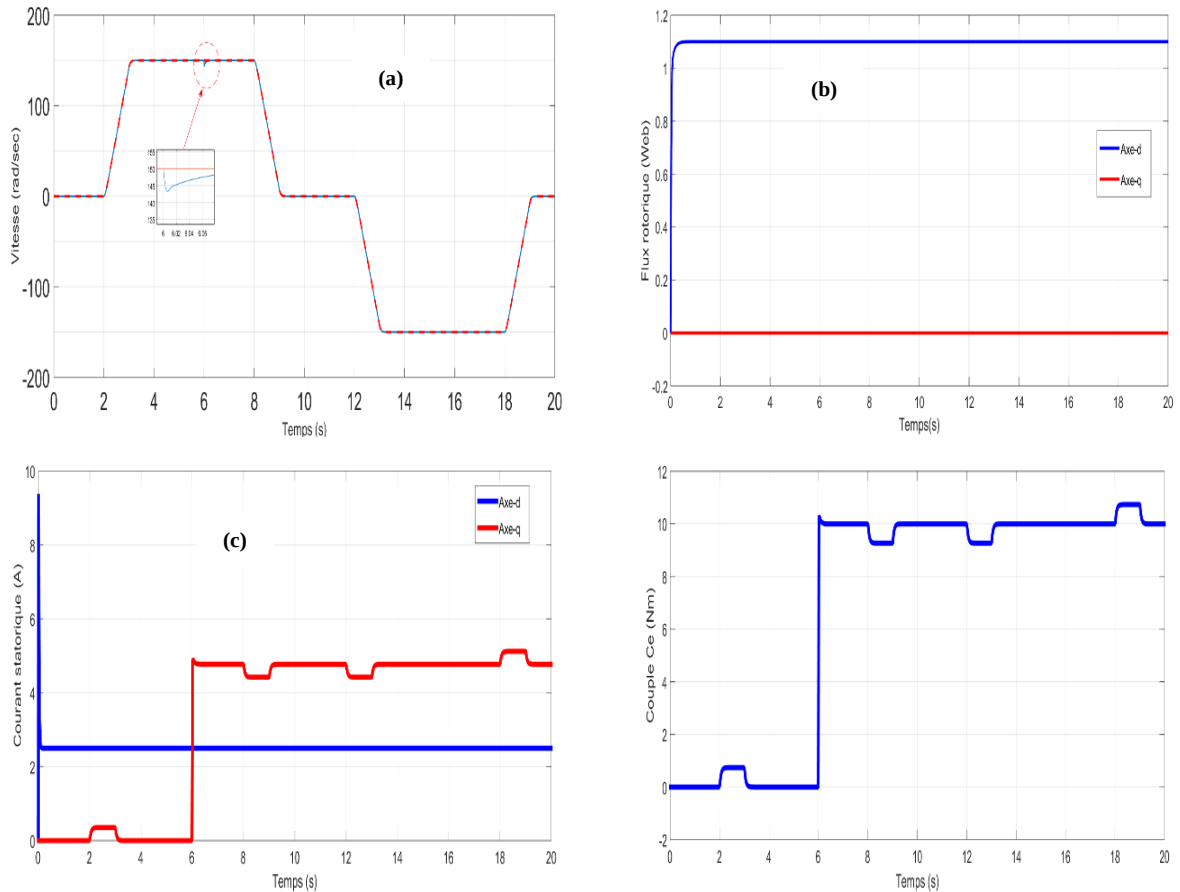


Fig. II.10 : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

II.8 Interprétation des résultats

La figure (II-10a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la figure (II-10b) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l'axe q est nulle alors que sa composante sur l'axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La figure (II-10c) illustre le courant i_{ds} image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d'inversion du sens de rotation, ce qui montre l'efficacité du découplage, alors que sa composante sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge.

Sur la figure (II-10a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à 10 N.m. Ce qui rend cette méthode peu robuste.

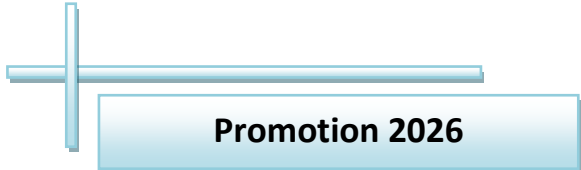
Conclusion

Ce chapitre expose la simulation de la commande vectorielle indirecte basée sur le flux rotorique orienté pour la machine asynchrone. Cette commande offre la possibilité de gérer la machine asynchrone de manière similaire à la machine à courant continu avec excitation séparée. Le recours à un réglage traditionnel basé sur un contrôleur proportionnel intégral offre de bonnes performances. Nous démontrons à travers des simulations l'efficacité du contrôle, le choix des régulateurs est explicité, notamment la célérité de la réponse et son dépassement tolérable. Les résultats de simulation affichés démontrent une correspondance adéquate de la vitesse avec les valeurs de référence associées, cependant, la réponse demeure légèrement troublée.



Chapitre III

Optimisation des Performances Énergétiques



Promotion 2026

Introduction

La demande énergétique est sans cesse croissante ainsi que le coût de sa production et de son exploitation. Parmi les systèmes consommateurs d'énergie électrique les moteurs occupent une place importante de plus de 50% de la consommation totale. Les moteurs asynchrones ou à induction consomment quant à eux approximativement 80-90% de la consommation globale des moteurs électriques. L'amélioration du rendement de ce gros consommateur d'énergie conduira forcément à des économies importantes d'énergie et d'argent.

Dans le domaine des transports, la recherche sur l'efficacité énergétique a été menée depuis quelques décennies par l'industrie automobile, où l'une des principales exigences est la réduction des émissions nocives. Une solution pour résoudre ce problème est la mise en œuvre d'une source d'énergie alternative (électrique, solaire, hydrogène, carburant, etc.). Bien que la vocation soit très large, le domaine de la traction électrique est prioritaire. Les moteurs à induction sont de plus en plus utilisés dans les véhicules électriques en raison de leur coût inférieur, de leur robustesse, de la technologie de pointe, etc. [23]. Le problème principal est de savoir comment utiliser l'énergie électrique pour maximiser l'efficacité énergétique, [24] [25]. Les constructeurs automobiles tentent de développer une manière innovante de gérer le flux d'énergie électrique à l'intérieur du véhicule, [26] afin de minimiser la consommation globale, [27] gagner 1% en rendement est très significatif, car cela dans le sens de l'augmentation de l'utilisation rationnelle de l'énergie embarquée et par la même l'augmentation de l'autonomie du véhicule. Par conséquent, depuis l'année 2000, les développements technologiques en matière de stockage électrique ont réalisés les densités massiques d'énergie et d'électricité qui sont suffisants pour satisfaire les besoins de l'automobile. [28]

Le principal inconvénient de ces solutions de stockage est le coût de production. Il fait en moyenne un tiers du prix final du véhicule [26]. Dans ce contexte nous proposons dans ce chapitre, un régulateur PI de flux optimisé pour un moteur à induction qui doit atteindre une consommation énergétique minimale avec minimisation des pertes par effet joule de la même manière que nous obtenons la relation entre les variables d'état à la fois dans des conditions stables et transitoires.

III.1 Différentes techniques de l'optimisation du rendement

Le point de fonctionnement d'un moteur à induction où il est à pleine charge est celui où il est le plus efficace. Le problème, cependant, est qu'il existe de nombreuses applications où le moteur doit être entraîné à différentes charges. Pour les entraînements à commande vectorielle, le moteur est toujours alimenté par le flux nominal. Cette condition, augmentée de charges légères, est hautement indésirable car c'est à ces points de fonctionnement que l'inefficacité des moteurs à induction commence à faire surface.

Il est donc important de savoir quels aspects d'un moteur entraînent des pertes, qui sont comme suit:

1. Pertes apportées par les harmoniques présentes dans le courant d'entrée issu de la grille.
2. Le redresseur et l'onduleur contribuent tous deux aux pertes dues à la commutation et à la conduction. En outre, les ondulations de courant sont introduites par le convertisseur de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui ajoute à la perte.
3. Les courants injectés dans la machine sont responsables de la perte de moteur, nommément perte de cuivre du stator, perte de noyau ou de fer et perte de cuivre du rotor.
4. Des pertes diverses, telles que des pertes de frottement et de dérive, affectent également le moteur à induction, bien que, pour des raisons pratiques, ces pertes peuvent être négligées par rapport aux pertes mentionnées précédemment.
5. La méthode de couplage de la charge avec l'arbre du moteur affecte également le rendement. Le système de courroie et de poulie sera généralement moins efficace que le couplage direct.

Pour faciliter la réduction des pertes et par conséquent améliorer le rendement du moteur à induction, beaucoup de recherche dans la littérature ont été réalisés, on citera : [29]

- Choisir différents matériaux dans la construction du moteur. Normalement, l'aluminium était le métal de choix pour fabriquer les rotors des moteurs à induction. Les rotors seraient fabriqués par moulage sous pression. Malheureusement, les moteurs à induction à rotor en aluminium ne pouvaient pas présenter l'efficacité attendue. Récemment, le cuivre a été choisi comme une alternative à l'aluminium en ce qui concerne la construction des rotors. Des études récentes ont montré que l'utilisation d'un moteur à induction à rotor de

cuivre a augmenté l'efficacité de 2,1% [30]. L'utilisation de cuivre et d'acier laminé à faible hystérésis dans la construction de moteurs à induction s'est avérée utile pour rendre les moteurs moins sujets aux pertes de cuivre et de fer. [31] [32]

- Un conditionnement approprié des formes d'onde d'entrée réduira les pertes harmoniques. [33] [34]
- L'utilisation d'une méthode de contrôle optimal permettant la minimisation des pertes.

De nombreuses études ont dégagé plusieurs voies possibles permettant la minimisation des pertes de la machine asynchrone dont les principales selon Bastiani sont : [35] [36]

III.1.1 Optimisation en ligne

C'est une approche basée sur la mesure de la puissance, où les pertes sont minimisées par une méthode numérique en temps réel. Elle est effectuée en minimisant la puissance absorbée à l'entrée du convertisseur.

Cette approche a comme avantage :

- Pour déduire les consignes de courant optimales, elle ne nécessite pas la connaissance des paramètres ;

Par contre, elle a comme inconvénient :

- Elle nécessite un temps de convergence assez long pour l'implantation en temps réel.

III.1.2 Optimisation avec les Cartographies

Les cartographies sont des zones de mémoire où les courants minimisant les pertes sont calculés hors ligne ou bien, ils sont déduits de l'expérience. Ensuite, les valeurs optimales des courants sont insérées dans des cartographies de mémoire;

Cette approche a comme avantage :

- D'être convergente en temps réel.

Elle a comme inconvénients :

- Lors de la prise en compte de facteurs supplémentaires (fréquence de découpage du convertisseur, température), la cartographie augmente ;
- Aucune modification en temps réel.

III.1.3 Optimisation par le calcul algébrique direct

C'est une méthode basée sur le modèle des pertes, les courants permettant d'optimiser le rendement sont calculés, soit en ligne, soit hors ligne.

Cette approche a comme avantages :

- Ne nécessite pas la connaissance au préalable de la trajectoire du couple ;
- Les lois des consignes de courant restent les mêmes ;

Elle a comme inconvénients :

- Elle nécessite la connaissance exacte du modèle de la machine ;
- Obtention difficile de la solution en régime de saturation et avec présence de l'onduleur.

III.1.4 L'approche heuristique

Elle est basée sur l'expérience personnelle des ingénieurs ou sur des règles intuitives.

Elle présente comme avantage :

- Elle peut atteindre l'optimum global en régime stationnaire ;

Et comme inconvénient :

- Elle ne peut pas garantir la convergence pour n'importe quelle condition de travail.

III.1.5 L'approche numérique

Cette approche utilise le modèle stationnaire de la machine, elle exige un temps de calcul assez long en plus de la connaissance à priori de la trajectoire du couple.

III.1.6 L'approche analytique

C'est une approche basée sur le modèle de la machine utilisant des hypothèses simplificatrices ce qui a tendance à la rendre peut robuste, mais elle présente l'avantage d'être directement utilisée en temps réel s'adaptant facilement à des applications à couple inconnu.

Dans cette optique, toutes ces approches peuvent être décomposées en deux catégories :

- Approches basées sur la mesure de la puissance et qui utilisent des algorithmes de recherche à flux optimal.
- Approches basées sur le modèle des pertes et qui consiste à minimiser une fonction pertes en générant le flux optimal.

III.2 Optimisation par le calcul algébrique direct

L'optimisation du rendement s'effectue en minimisant une fonction représentant les pertes de la machine asynchrone tout en satisfaisant le couple demandé. En régime permanent, la solution apparaît le plus souvent sous forme de flux optimal ou de courants optimaux [37] [38].

III.2.1 Technique de minimisation des pertes joules

Afin de minimiser les pertes de la machine, il est nécessaire d'appliquer une valeur optimale du flux de référence Φ_r^* . Par conséquent, le mécanisme d'optimisation est basé sur le calcul des pertes totales (pertes de fer, pertes mécaniques mais les pertes de l'onduleur sont négligées) en fonction du courant magnétisant I_m . [39]

Les pertes joule dans toute machine se répartie en deux : les pertes joule statoriques P_{Js} et les pertes joule rotoriques P_{Jr} :

$$P_J = P_{Js} + P_{Jr} \quad (\text{III-1})$$

Avec:

$$P_{Js} = R_s |i_s|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \quad (\text{III-2})$$

$$P_{Jr} = R_r |i_r|^2 = R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{III-3})$$

Donc, la somme des deux pertes joule nous donne:

$$P_J = P_{Js} + P_{Jr} = R_s |i_s|^2 + R_r |i_r|^2 = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{III-4})$$

On a :

$$\Phi_r = M i_{sd} \Rightarrow i_{sd} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (\text{III-5})$$

Le courant rotorique est exprimé en fonction du courant statorique par la relation suivante :

$$i_{rd} = \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_s \quad (\text{III-6})$$

Par la substitution de (III-5), (IV-6) dans (III-4), on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq}^2 \quad (\text{III-7})$$

Selon l'équation (I-8), nous avons :

$$i_{sq} = \frac{C_e}{p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}} \quad (\text{III-8})$$

En injectant (III-8) dans (III-7), on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) \frac{C_e^2}{p^2 \frac{M^2}{L_r^2} \Phi_{rd}^2} \quad (\text{III-9})$$

Après simplification de cette équation, on obtient :

$$P_J = R_s \frac{\Phi_r^2}{M^2} + (\frac{R_s L_r^2}{p^2 M^2} + \frac{R_r}{p^2}) \frac{C_e^2}{\Phi_{rd}^2} \quad (\text{III-10})$$

Exprimons le flux rotorique en définissant comme un courant magnétisant :

$$i_{mr} = \frac{\Phi_r}{M} \quad (\text{III-11})$$

A partir de la formulation d'état (équation (II-3)), l'expression de la dérivée du flux rotorique sur l'axe d s'exprime par :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = R_r \frac{M}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_r \Rightarrow i_{mr} \cdot \frac{L_r}{R_r} = i_{sd} - i_{mr} \quad (\text{III-12})$$

Le courant magnétisant pourra être obtenue par un transfert du premier ordre :

$$i_{mr} = \frac{i_{sd}}{1 + T_r p} \quad (\text{III-13})$$

Par substitution de (III-11) dans (III-10) on obtient la somme des pertes joules:

$$P_J = R_s i_{mr}^2 + \left(\frac{R_s L_r^2}{p^2} + \frac{R_r M^2}{p^2} \right) \frac{C_e^2}{i_{mr}^2} \quad (\text{III-14})$$

Avec un changement de variable, l'équation (III-14) devient :

$$P_J = k_1 i_{mr}^2 + k_2 \frac{C_e^2}{i_{mr}^2} \quad (\text{III-15})$$

Où :

$$k_1 = R_s, \quad k_2 = \frac{R_s L_r^2}{p^2} + \frac{R_r M^2}{p^2} \quad (\text{III-16})$$

La résolution de l'équation (III-15) nous permet d'obtenir le courant magnétisant optimal. Pour résoudre cette équation on utilise l'action dérivée (dérivation partielle) [40]: qui assure le minimum des pertes.

$$\frac{\partial P_J}{\partial i_{mr}} = 0 \Rightarrow 2 k_1 i_{mr} - \frac{2 i_{mr} k_2 C_e^2}{i_{mr}^4} = 0 \quad (\text{III-17})$$

Où :

$$i_{mr}^4 = \frac{k_2}{k_1} C_e^2 \quad (\text{III-18})$$

Par conséquent, la minimisation des pertes de Joule du stator et du rotor est obtenue à partir du courant magnétisant optimal:

$$i_{mr_{opt}} = k_{opt} |C_e|^{1/2} \quad (\text{III-19})$$

Avec:

$$k_{opt} = \left(\frac{k_2}{k_1} \right)^{\frac{1}{4}} = \left(\frac{R_s L_r^2 + R_r M^2}{p^2 R_s} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (\text{III-20})$$

Selon l'équation (III-19), le courant magnétisant optimal dépend du couple électromagnétique développé et des paramètres de la machine. Par conséquent, le flux optimal pour la minimisation des pertes est obtenu par le calcul de k_{opt} .

Donc, on peut donner la schématisation de l'optimisation du rendement comme suit :

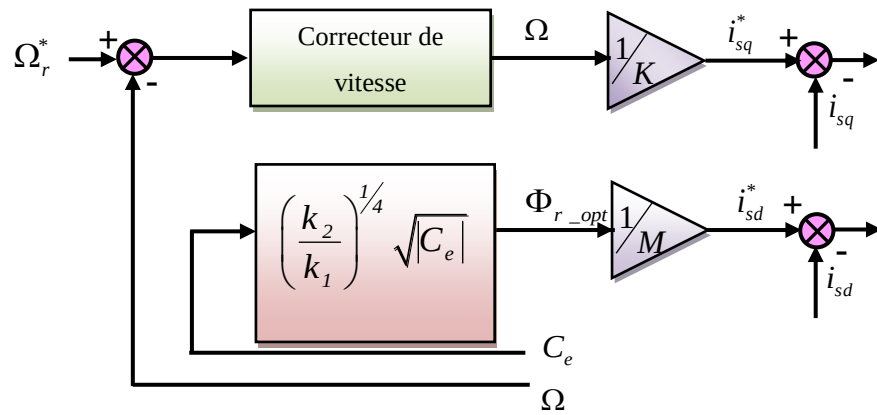


Fig.III.1 Schématisation du principe d'optimisation du flux

III.3 Stratégie de minimisation des pertes.

Un simple schéma bloc pour l'optimisation du flux est montré dans la figure (III-2)

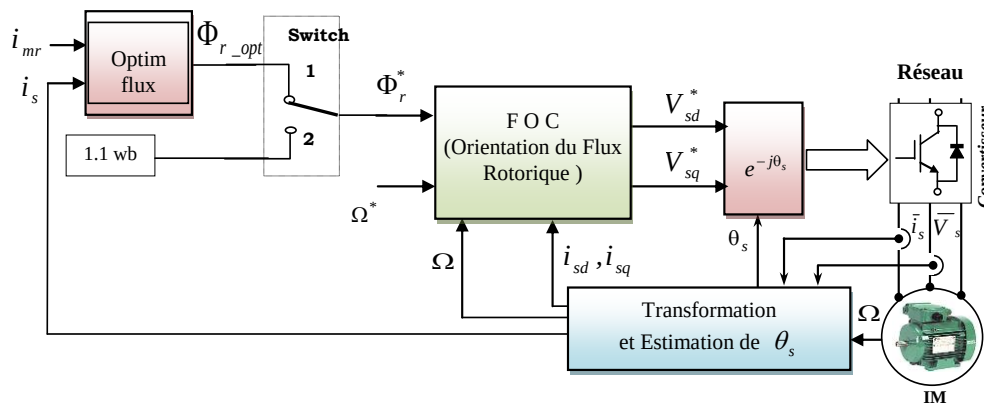


Fig.III.2 Schéma bloc de la (IFOC) avec optimisation des pertes.

III.4 Résultats de simulation

Le contrôleur proposé pour l'amélioration de l'efficacité du moteur à induction a été testé avec succès. Les paramètres de la machine sont donnés à l'annexe. La figure (III-3), figure (III-4) montrent comment les pertes de cuivre et le rendement du moteur changent pendant les variations du couple de charge. On peut voir sur la figure (III-5), figure (III-6) que les résultats obtenus pour le flux optimisé avec variation des paramètres sont meilleurs que ceux d'un contrôle vectoriel sans optimisation. Les résultats révèlent que les performances du système contrôlé sont en effet maintenues lors des variations de paramètres et confirment l'efficacité de notre proposition.

1. Sans variation paramétrique

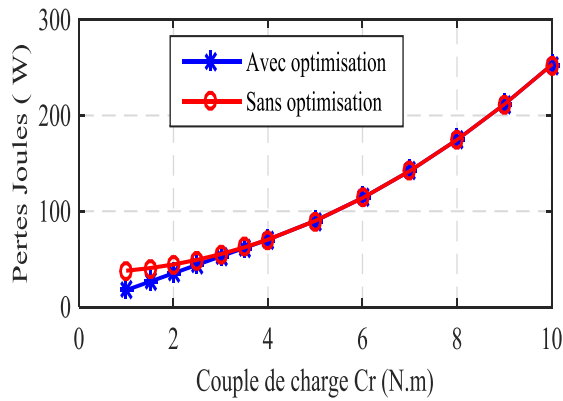


Fig.III.3 Variation $P_j = f(C_r)$

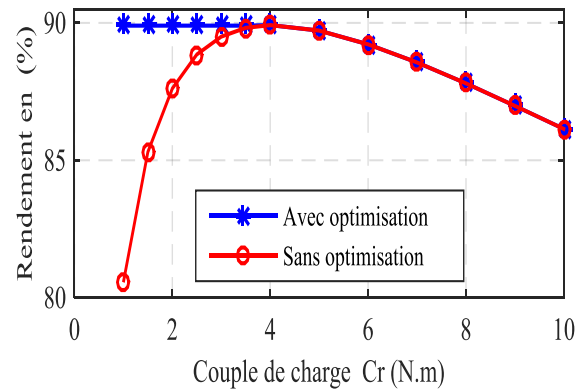


Fig.III.4 Variation $\eta = f(C_r)$

2. Avec variation paramétrique

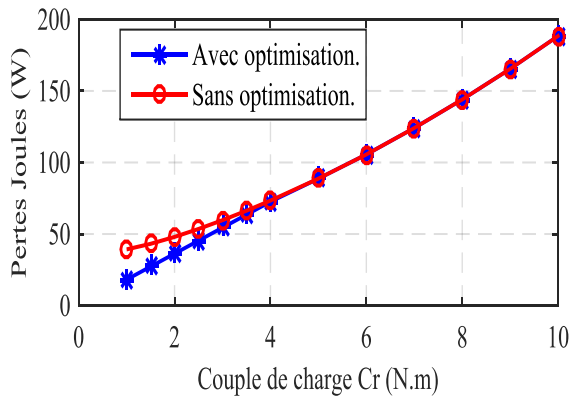


Fig.III.5 Variation $P_j = f(C_r)$

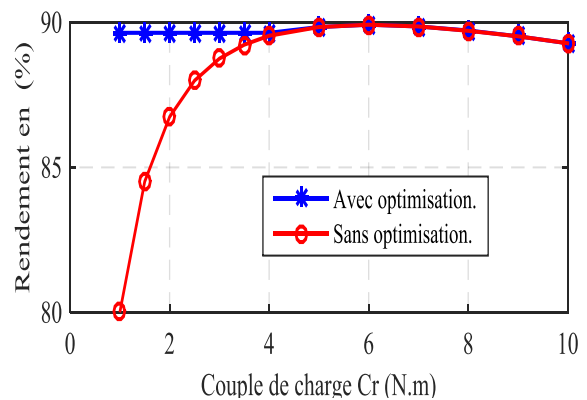
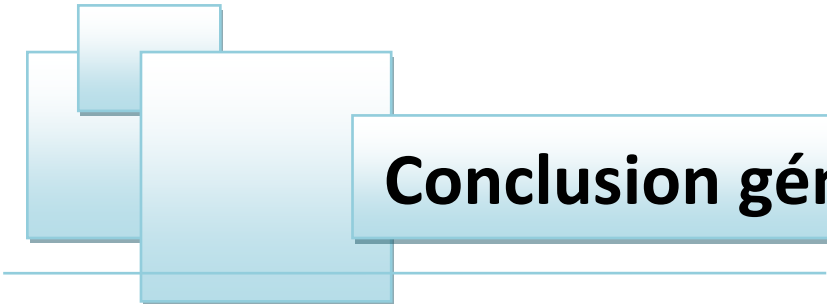


Fig.III.6 Variation $\eta = f(C_r)$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons démontré l'efficacité du contrôleur d'optimisation. Le moteur à induction est contrôlé par un système de contrôle vectoriel indirect avec un calcul de flux optimal pour la minimisation des pertes joules. Cette stratégie adoptée consiste à réduire le flux du rotor en ajustant la composante du courant magnétisant en fonction de la charge appliquée. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de l'optimisation des performances énergétiques.



Conclusion générale



Promotion 2026

CONCLUSION GENERALE

Au terme de ce travail, nous avons étudié l'application d'une stratégie d'optimisation énergétique dans la commande vectorielle de la machine asynchrone destinée aux applications de traction électrique. Cette étude s'inscrit dans le contexte actuel de la maîtrise de la consommation énergétique et de l'amélioration de l'efficacité des systèmes électromécaniques, notamment dans le domaine des véhicules électriques où l'autonomie constitue un enjeu majeur.

Dans un premier temps, nous avons présenté la modélisation mathématique de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park, permettant de simplifier l'étude du comportement dynamique de la machine et de faciliter la conception des lois de commande. Cette modélisation a permis d'obtenir un modèle adapté à la simulation numérique sous MATLAB/Simulink et à l'analyse des différentes grandeurs électriques et mécaniques du système.

Dans un deuxième temps, nous avons étudié la commande vectorielle orientée flux rotorique, en particulier la commande vectorielle indirecte (IFOC). Cette technique permet un découplage entre le contrôle du flux et celui du couple électromagnétique, offrant ainsi des performances dynamiques élevées comparables à celles des machines à courant continu. Les résultats de simulation ont montré une bonne régulation de la vitesse, une réponse rapide face aux variations de charge ainsi qu'une stabilité satisfaisante du système.

Enfin, la dernière partie de ce travail a été consacrée à l'optimisation des performances énergétiques de la machine asynchrone. Une stratégie basée sur la minimisation des pertes a été mise en œuvre afin d'améliorer le rendement global du système. Les résultats obtenus ont démontré l'efficacité de cette approche à travers une réduction des pertes énergétiques et une amélioration du rendement, particulièrement dans les zones de fonctionnement à faible et moyenne charge. Cette optimisation permet une utilisation plus rationnelle de l'énergie électrique et contribue à l'augmentation de l'autonomie des véhicules électriques.

Les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink ont confirmé la pertinence de la méthode proposée et ont mis en évidence l'intérêt de l'association entre la commande vectorielle et les techniques d'Energy Saving. Cette combinaison permet de conserver de bonnes performances dynamiques tout en réduisant la consommation énergétique, ce qui constitue un objectif essentiel dans les systèmes modernes d'entraînement électrique

En perspective, ce travail pourrait être approfondi par l'implémentation expérimentale de la stratégie proposée sur une plateforme réelle afin de valider les résultats obtenus en simulation. Il serait également intéressant d'explorer l'utilisation des techniques de commande intelligentes telles que les réseaux de neurones, la logique floue ou les algorithmes d'optimisation évolutifs, dans le but d'améliorer davantage les performances énergétiques et dynamiques de la machine asynchrone.

Pour conclure, cette étude a permis de démontrer que l'intégration des techniques d'optimisation énergétique dans la commande vectorielle représente une solution efficace pour améliorer le rendement de la machine asynchrone tout en garantissant des performances de commande élevées, répondant ainsi aux exigences croissantes des systèmes de traction électrique modernes.



Bibliographies



Promotion 2026

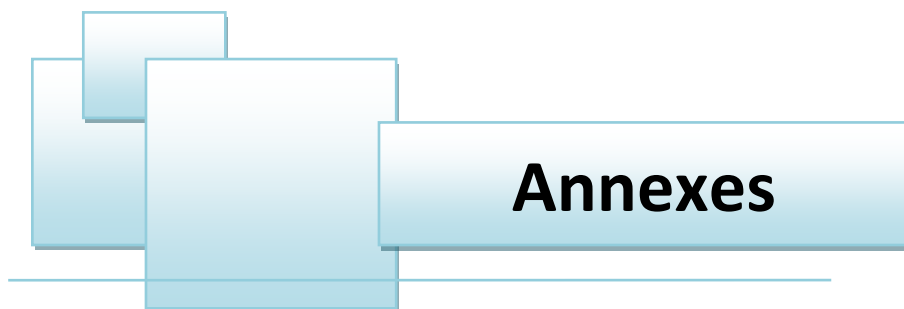
Bibliographies

- [1] A.Benoudjit, « Moteur Asynchrone à Haut Rendement & Economie d'Energie à Grande Echell –Hi.E.I.M & E.S. », Rapport Annuel, Univ. Batna, Déc2007.
- [2] R.Trigui, F.Harl,B.Jeanneret, F.Badin,S.Dérou, « optimisation globale de la commande d'un moteur synchrone à rotor bobiné. Effets sur la consommation simulée de véhicule électrique et hybrides. », Colloque National Génie Electrique Vie et Qualité : GEVIQ'2000, Marseille, 21-22 Mars 2000.
- [3] Alia Salim et Guedda Smail. « Commande vectorielle d'une machine à induction ». Thèse de master en commande électrique de l'université Echahid Hamma Lakhdar d'el-Oued 2018.
- [4] M. Poloujadoff, Machines asynchrones - Régime permanent, D 3480, Encyclopédie de Techniques de l'ingénieur, 1998
- [5] Djidjekh, I. E. (2020). « Étude comparative des différents types de bobinage d'un moteur asynchrone triphasé à cage », Mémoire de master, Université Mohamed Khider – Biskra
- [6] Gaid. R et Aboub. S (2021). « Commande intelligente d'un moteur asynchrone à cage », Mémoire de master. Université Kasdi Merbah Ouargla
- [7] Kichou, F., & Oussad, N. (2012). « Processus de contrôle des matériaux constituant la machine asynchrone de l'entreprise Electro-Industrie », Mémoire de licence. Université Mouloud Mammeri – Tizi-Ouzou.
- [8] J.P Caron, J.P Hautie,r « Modélisation de la machine asynchrone, Commande vectorielle », éditions techniques Paris 1995.
- [9] Liu. Fenglong, « Synthèses d'observateurs à entrées inconnues pour les systèmes non linéaires», Thèse de Doctorat, Université de Caen, France, 2007
- [10] B. Tarek, « Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques », Thèse de doctorat, Université d'Oran, 2012
- [11] L .Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré Nancy, Janvier 1999.
- [12] S.Khelfa, « Commande vectorielle d'une machine à induction ; impact de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », Thèse de magister, Université de Batna, 2001.

- [13] R. Abdessamed, M. Kadjoujdj, « Modélisation des machines électriques », Presses de L'Université de Batna 1997.
- [14] S. Chekroune, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de magister, ENSET d'Oran, 2009
- [15] F.Berroubi, W.kharichi, « Technique de commande d'un onduleur à MLI associe à un machine à induction», mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf M'sila 2005.
- [16] Bouassida, M. (2010). « Régulation classique en industrie » (Support de cours BTS GM). Version mai.
- [17] KHELDOUN Aissa, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté ». Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université de Boumerdes – 2007
- [18] TARBOUCHI Mohamed, « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé ». Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd) à l'université de Laval . Québec – 1997
- [19] Diedhioe.T, « Estimation de la Vitesse et des Résistances statorique et rotorique pour la Commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone », mémoire fin d'étude, Electromécanique, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [20] S. Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone », Thèse de magister, ENP d'Alger, 1997.
- [21] Benamor .M, « commande par DTC de la machine à induction sans capteur de vitesse utilisation du filtre du KALMAN pour l'estimation de la vitesse », mémoire de magister, Batna 2012.
- [22] M. Fateh, « Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique ». Thèse de doctorat en cotutelle, université de Paris Est-université de Constantine, 2010
- [23] Jin Weidong; Li Chongwei; Hu Fei; Jin Fan , A study on intelligent computation of methods of optimization operation for train; Autonomous Decentralized Systems, 2000. Proceedings. 2000 International Workshop on 21-23 Sept. 2000 pp.97 – 102F.
- [24] A. Sciarretta and L. Guzzella. Control of hybrid electric vehicles. IEEE Control Systems Magazine, 27[2]:60–70, 2007.

-
- [25] C. Bordons, M. A. Ridao, A. P´erez, A. Arce, and D. Marcos. Model Predictive Control for power management in hybrid fuel cell vehicules. In Vehicle Power and Propulsion IEEE Conference, 2010.
- [26] Vaez, S.; John, V.I.; Rahman, M.A., Energy saving vector control strategies for electric vehicle motor drives; Power Conversion Conference - Nagaoka 1997. Proceedings of the Volume 1, 3-6 Aug. 1997 Page(s):13 - 18 vol.1
- [27] K. Takeda, C. Takahashi, H. Arita, N. Kusumi, M. Amano, and A. Emori. Design of hybrid energy storage system using dual batteries for renewable applications. In PES General Meeting| Conference & Exposition, 2014 IEEE, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [28] Muravleva, O.; Muravlev, O., Induction motor improvement for energy saving technologies; Science and Technology, 2003. Proceedings KORUS 2003. The 7th Korea-Russia International Symposium on Volume 2, 28 June-6 July 2003 Page(s):17 - 19 vol.2.
- [29] Biswas, Debarshi, "MINIMIZATION OF ELECTRICAL LOSSES IN A VECTOR CONTROLLED INDUCTION MACHINE DRIVE" (2013). Electronic Theses and Dissertations. Paper 4960.
- [30] Copper.org, CDA Press Releases, "Building a better electrical motor," January 2005.
- [31] A. H. Bonnett, "Understanding the Changing Requirements and Opportunities for Improvement of Operating Efficiency of AC Motors", IEEE Trans, on Industry Application, vol.29, pp.600-610, May/Jun.1993.
- [32] F. Abrahamsen, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, P. Grabowski, P. Thogersen, E. J. Petersen, "On the Energy Optimized Control of Standard and High-Efficiency Induction Motors in CT and ITVAC Applications," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, vol.1, pp.621-628,1997.
- [33] I. Takahashi, H. Mochikawa, "A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive", IEEE Trans, on Industry Applications, vol.21, pp.580-587, May/June.1985.
- [34] F. C. Zach, H. Ertl, "Efficiency Optimal Control for AC Drives with PWM Inverters," IEEE Trans, on Industry Applications, vol.21, pp.60-66, July/Aug.1985.
- [35] A.Kusko, D.Galler, « Control means for minimization of losses in AC and DC drives.», IEEE Trans.Ind.Applicat, vol.IA-19, pp.561-570, July/Aug, 1983.

- [36] D.S.Kirschen, D.W.Novotny and W.Suwan wisoot, c Minimizing induction motor losses by excitation control in variable frequency drives. », IEEE Trans.Ind.Applicat, vol.IA.20, pp.1244-1250, Sept/Oct, 1984.
- [37] Flemming. Abrahamsen, Frede.Blaabjerg, John K.Pedersen, Pawel Z.Grabowski and Paul. Thogersen, « On the Energy Optimized Control of Standard and High – Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications. », IEEE Transactions on Industry, Applications, vol.34, N°4, July/August 1998.
- [38] Alf.Kare.Adnanes, Roy.Nilsen, Rennveig.Loken and Lars.Norum, « Efficiency Analysis of Electric Vehicle, with Emphasis on Efficiency Optimized Excitation. », IEEE. Trans, pp.455-462.
- [39] S. Lim and K. Nam, “Loss-Minimizing Control Scheme for Induction Motor”, IEE Proc. Electr. Power. Appl. Vol 151, N°4, July 2004, pp385-397.
- [40] Flemming. Abrahamsen, Frede.Blaabjerg, John K.Pedersen, Pawel Z.Grabowski and Paul. Thogersen, " On the Energy Optimized Control of Standard and High –Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications", IEEE Transactions on Industry, Applications, vol.34, N°4, July/August 1998.



Annexes

Annexe 1

Paramètres des deux moteurs a induction (MAS)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cosφ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72 \Omega$;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2 \Omega$;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10$ Nm Couple électromagnétique