

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THEME

**ETUDE DE LA COMMANDE DES MACHINES ASYNCHRONES
A HAUT RENDEMENT (HEM)**

Proposé et dirigé par :

Messieurs: **Dr: CHEKROUN Salim**
Dr: BELHAMDI Saâd

Présenté par :

- **BELOUADAH Djamel Eddine**
Mohamed

Année universitaire : 2013/2014

N° d'ordre : ISE-105

Remerciements

Remerciements à Dieu –le tout puissant– qui m'a aidé à réaliser ce modeste travail.

Je tien à remercier mes promoteur Dr. S; CHEKROUN, Dr. S. BELHAMDI d'avoir accepter de m'encadrer et de me suivre durant toute cette période.

Mes remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui me fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Et enfin je remercie Mr. le chef de département et l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion.

Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant
de m'avoir donné le courage et la patience pour
réaliser ce travail malgré toutes les difficultés
rencontrées.*

Je dédie ce modeste travail :

*À mes très chers parents, que dieu les garde et les
protégé pour leurs soutien moral et financier, pour
leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont
endurés.*

À mes frères

À mes sœurs

À tous mes amis.

À tous mes amis d'études.

À toute ma grande famille БЕЛОВУДАН.

Table des notations et symboles

η : Rendement

P_{ele} : Puissance électrique

P_{mec} : puissance mécanique

ΔP : Somme des pertes

s, r : Indice relatif au stator et rotor respectivement

$[V_s]$: Vecteur tension statorique

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[I_r]$: Vecteur courant rotorique

$[\Phi_s]$: Vecteur flux statorique

$[\Phi_r]$: Vecteur flux rotorique

$[R_s]$: Matrice résistance statorique

$[R_r]$: Matrice résistance rotorique

$[L_s]$: Matrice inductance statorique

$[L_r]$: Matrice inductance rotorique

$[M_{sr}]$: Inductance mutuelle stator-rotor

$[M_{rs}]$: Transposé de l'inductance mutuelle entre le rotor et le stator

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator

l_s : Inductance cyclique statorique

l_r : Inductance cyclique rotorique

$[K(\theta)]$: Matrice de Park

p : Nombre de paires de pôles

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

ω_s : Pulsation électrique statorique

ω_r : Pulsation de glissement ($\omega_s - \omega$)

ω : Vitesse angulaire de rotation

Ω : Vitesse de rotation mécanique

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_r : Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator)

C_e : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

Notations et symboles

R_s : Résistance statorique

R_r : Résistance rotorique

J : Moment d'inertie des masses tournantes

f : Coefficient de frottement visqueux

σ : Coefficient de fuite toyale

T_s : Constante de temps statorique

T_r : Constante de temps rotorique

$(\alpha \beta)$ Axes correspondant au référentiel lie au stator.

$(d q)$ Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant.

$(U V)$ Axes du système biphasé.

$(X Y)$ Axes de repère immobile ou rotor

$[\dot{X}]$: Vecteur d'état.

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de commande du système.

$[U]$: Vecteur de commande

ABRÉVIATIONS

MAS Machine asynchrone

FOC Field oriented control

DTC Direct torque control

MLI Modulation par largeur d'impulsion

PI Correcteur Proportionnel Intégral

Sommaire

SOMMAIRE

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

INTRODUCTION GÉNÉRALE 01

CHAPITRE I GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE ASYNCHRONE (MAS)

I.1 Introduction 04

I.2 Constitution des machines asynchrone 05

 I.2.1 Stator 05

 I.2.2 Rotor 05

 I.2.3 Organes mécanique 05

 I.2.4 Vues en coupe 06

I.3 Principes de fonctionnement 07

I.4 Rendement des moteurs à induction 08

 I.4.1 Evaluation du rendement d'une machine asynchrone 08

 I.4.2 Normes 09

 I.4.3 Méthodes 11

I.5 Spécificités des machines a induction 12

 I.5.1 Caractéristiques technique 12

 I.5.2 Terme décrivant le rendement 15

 I.5.3 Caractéristiques générales 16

 I.5.4 Avantages d'utilisation des MI-H 17

 I.5.5 Facteurs influents sur le rendement des moteurs électriques 17

 I.5.6 Économie d'énergie par les MI-HR 19

I.6 Conclusion 20

CHAPITRE II MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction 21

II.2 Hypothèses simplificatrices 21

II.3 Equations générales de la MAS 22

 II.3.1 Equations des tensions 22

Sommaire

II.3.2 Equations des flux	23
II.3.3 Equations mécaniques	24
II.4 Modélisation de la machine asynchrone	24
II.4.1 Principe de la transformation de Park	24
II.4.1.1 Equations des tensions	26
II.4.1.2 Equations magnétiques	26
II.4.1.3 Equation mécanique	27
II.4.1.4 Expressions du couple électromagnétique	27
II.5 Choix du référentiel	27
II.5.1 Référentiel lié au champ tournant	28
II.5.2 Référentiel lié au stator	28
II.6 Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone	29
II.6.1 Mise en équation d'état	29
II.6.2 Equations mécaniques	30
II.7 Modélisation de l'association « Onduleur –MAS »	31
II.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension	31
II.7.2 Contrôle des tensions par MLI	33
II.8. Résultats de simulations	34
II.8.1 Simulation du model seul	34
II.8.2 Simulation de l'association convertisseur-MAS	39
II.9. Conclusion	41
<hr/> CHAPITRE III COMMANDE VECTORIELLE PI DE LA MAS	
III.1 Introduction	42
III.2 Principe de la commande par orientation du flux rotorique	42
III.3 Commande vectorielle directe	44
III.3.1 Principe de la commande vectorielle directe	44
III. 3.2 Modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique	45
III.3.3 Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté	45

Sommaire

III.3.4 Calcul des régulateurs	47
III.4 Résultats de simulation	51
III.5 Conclusion	57

CHAPITRE IV COMMANDE DTC DE LA MAS

IV.1 Introduction	59
IV.2 Principe du contrôle direct de couple	59
IV.3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique	60
IV.3.1 Contrôle du flux statorique	60
IV.3.2 Contrôle du couple électromagnétique	61
IV.3.3 Le fonctionnement et le choix de la séquence de commande	62
IV.4 Les estimateurs	64
IV.4.1 Estimation du flux statorique	64
IV.4.2 Estimation du couple électromagnétique	65
IV.5 Elaboration de la table de commutation	65
IV.6 Structure générale du contrôle direct de couple	66
IV.7 Résultats de simulation	67
IV.8 Conclusion	74

CHAPITRE V ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE PI ET LA COMMANDE DTC

V.1. Introduction	75
V.2. Performance transitoire	75
V.3. Performance en régime permanent	78
V.4. Conclusion	80
CONCLUSION GENERALE	81

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

ANNEX

BIBLIOGRAPHIE

Sommaire

Introduction Générale

Jusqu'aux dernières décennies, les applications industrielles ou la traction électrique nécessitant la vitesse variable, utilisaient des machines à courant continu, car elles sont plus flexibles à commander. Mais elles exigent une maintenance périodique coûteuse, de plus leur prix est relativement plus cher. [1].

Le développement impressionnant des semi-conducteurs de puissance et la commercialisation des alimentations à fréquences variables, ont permis d'élargir le domaine d'application des machines à courant alternatif à celui de la vitesse variable.

Pour de telles applications et pour une large plage de puissance, la solution utilisant la machine asynchrone, est la plus recommandée à cause de sa robustesse, de son entretien réduit, de son coût très intéressant, et de ses performances dynamiques très appréciables.

Suivant l'augmentation continue du coût de l'énergie et de la pression causée par le souci de la protection de l'environnement, les fabricants des machines électriques ainsi que les consommateurs s'intéressent à la réduction de la consommation d'énergie des systèmes électriques. Ce qui a conduit au lancement d'importants travaux à travers le monde, particulièrement pour l'amélioration du rendement des machines. En effet, Trois solutions sont proposées à savoir [2][3]:

- a) Adapter la vitesse au besoin (lorsque le moteur a déjà été construit);
- b) Optimiser le rendement (optimisation de la conception);
- c) Réaliser des opérations de maintenance.

Grâce à l'évolution des techniques numériques et à la rapidité des calculateurs. La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique, par ailleurs la commande vectorielle a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée où le couple et le courant pour imposer un couple sont d'une façon indépendante, [4].

Les méthodes de contrôle direct de couple DTC (direct torque control) des machines asynchrones sont initiées dans la deuxième moitié des années 1980 par Takahashi et Depenbrock comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par

modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Par opposition, ces deux stratégies de commande (commande vectorielle à flux orienté et la commande directe du couple) ont le même objectif que les machines à courant continu à excitation séparés où le courant et le flux sont naturellement découplés et peuvent être commandés indépendamment, [5].

Par ailleurs, la robustesse des lois de commande ainsi réalisées sont inhérentes à la parfaite connaissance numérique des paramètres du modèle de Park de la machine, qu'à partir des quelles, souvent, elles sont établies, [4][5].

En régime permanent, et pour des grandeurs de références, les ondulations du courant et du couple seront évaluées et comparées pour différentes valeurs de la vitesse et de la charge. En régime transitoire, le but attendu est d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique (rapidité sans dépassement). Cette étude est faite pour des critères imposés, c'est-à-dire pour une même fréquence de commutation, même capteur de vitesse, donc la commande directe du couple est en boucle de vitesse fermée. La charge et la vitesse sont à valeurs nominales.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude comparative des performances d'un FOC et d'un DTC de la machine asynchrone (Classique et à Haut rendement).

Le mémoire est organisé et structuré en cinq chapitres comme suit:

Dans le premier chapitre, sera présenté l'intérêt de l'amélioration du rendement des systèmes pour des économies d'énergie. Ensuite on soulignera l'importance de l'action sur les moteurs asynchrones. On situera les méthodes de mesure de leurs rendements et les techniques d'amélioration.

Le deuxième chapitre de notre travail sera consacré à l'exposé de la méthodologie de la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone à haut rendement de (2.2 kW) ; (B). Les résultats obtenus seront suivis par une étude comparative avec ceux obtenus pour la machine classique (A). Nous présenterons les résultats avec et sans onduleur, et également à vide et en charge, ce qui nous permettra de valider le modèle mathématique qui sera utilisé par la suite.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable. Avec le calcul des coefficients des régulateurs PI classique selon les placements des pôles. Différentes simulations sont effectuées afin de tester la robustesse de cette commande.

Dans le quatrième chapitre, nous étudions le principe de la commande directe du couple (DTC) de la MAS alimentée par un onduleur de tension, en utilisant comme boucle de régulation de vitesse un régulateur PI classique. Nous donnons Les résultats de simulations et les testes de la robustesse à la fin de ce chapitre.

Le cinquième chapitre, fait l'objet d'une étude comparative entre les performances dynamiques du FOC et du DTC, qui sera appliquées sur deux machines asynchrones (classique et à haut rendement).

Enfin, on terminera par une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus et dégagant les perspectives à envisager.

I.1. Introduction

Depuis plusieurs années la tendance dans la conception des machines électriques porte d'une part sur l'amélioration des performances et d'autre part à la minimisation de la puissance massique et du prix de revient. En effet, cela repose particulièrement sur le rendement de ces machines. Avec l'augmentation continue du coût de l'énergie et de la pression causée par le souci de la protection de l'environnement, les fabricants des machines électriques ainsi que les consommateurs s'intéressent à la réduction de la consommation d'énergie des systèmes électriques. Ce qui conduit au lancement d'importants travaux à travers le monde, particulièrement pour l'amélioration du rendement des machines asynchrones. Cela est principalement à la place qu'elles occupent, [1].

A cause de la facilité de son alimentation, la simplicité de sa construction, sa robustesse, son entretien limité et aussi son prix relatif intéressant, la machine asynchrone ou machine à induction, couvre la plupart des applications tant industrielles qu'à usage domestique. Une large gamme de puissance qui peut s'étendre de quelques centaines de Watts à quelques méga-Watts. Les moteurs électriques utilisent plus de 50 % (approximativement deux tiers) de l'électricité qu'est consommée dans la plupart des pays. Typiquement de 60-à 80% de l'électricité est employée dans le secteur industriel et de 25 à 40% de l'électricité est utilisée dans le secteur commercial et résidentiel, où les moteurs à induction représentent environ 90% de la consommation totale des moteurs électriques, [6].

On s'intéressera dans ce chapitre à une présentation sur la machine asynchrone, avec un rappel sur leur constituant. Ensuite on insistera sur le rendement, les méthodes et normes pour l'évaluer et les facteurs influents. On terminera par la présentation d'un état de l'art sur les moteurs à haut rendement.

I.2. Constitution des machines asynchrones

Les moteurs asynchrones, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant. Les moteurs asynchrones comportant deux armateurs coaxiaux à champ tournant, l'une est fixe (c'est le stator) et l'autre mobile (c'est le rotor), [1].

I.2.1. Stator

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans les quelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique. Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique, [1] [2].

I.2.2. Rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des machines asynchrones peuvent être de deux types : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits « de court-circuit », [1].

I.2.3. Organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé

un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation, [1].

Le stator autoporteur reçoit de chaque côté un flasque sur lequel le rotor sera positionné grâce à des roulements à billes ou à rouleaux suivant le type de charge (axiale ou radiale).

Un ventilateur est placé en bout d'arbre sur le rotor pour le refroidissement de la machine.

Il peut être remplacé par une ventilation forcée motorisée pour le refroidissement aux vitesses lentes, [2].

I.2.4.Vues en coupe

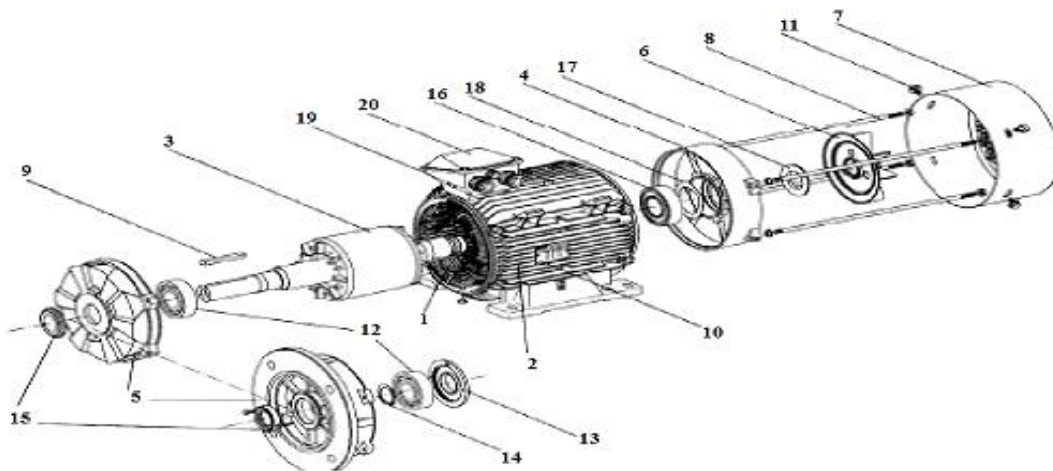


Figure I.1 Vues en coupe d'une MAS

La figure I.1 représente une vue en coupe de la MAS, et en suite nous avons une partie du contenu du moteur, [3]:

1	Stator bobiné	2	Carter
3	Rotor	4	Flasque côté accouplement
5	Flasque arrière	6	Ventilateur
7	Capot de ventilation	8	Tiges de montage
9	Clavette	10	Plaque signalétique
11	Vis de fixation du capot	12	Roulement côté accouplement
13	Chapeau intérieur côté accouplement	14	Circlips de roulement côté accouplement
15	Joint côté accouplement	16	Roulement arrière
17	Joint arrière	18	Rondelle de précharge
19	Corps de boîte à bornes	20	Couvercle de boîte à bornes

I.3. Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation du champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique \mathbf{B} , ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant \mathbf{I} , c'est une grandeur vectorielle, [1].

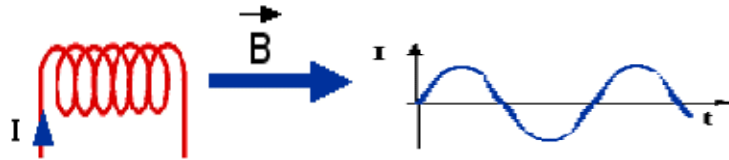


Figure I.2 Sens et direction de rotation du champ magnétique d'une seule phase

La figure I.2 représente le sens et la direction de rotation du champ magnétique d'une seule phase.

Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.

Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres, comme il est représenté sur la figure I.3, [1].

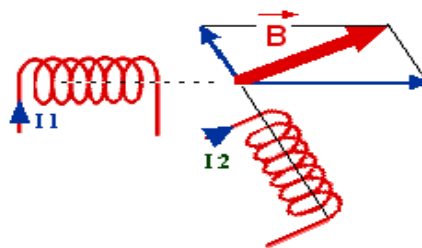


Figure I.3 Sens et direction de rotation du champ magnétique de deux phases

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte tenu de la nature du courant sur les réseaux triphasés. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit 50tr/s , [1].

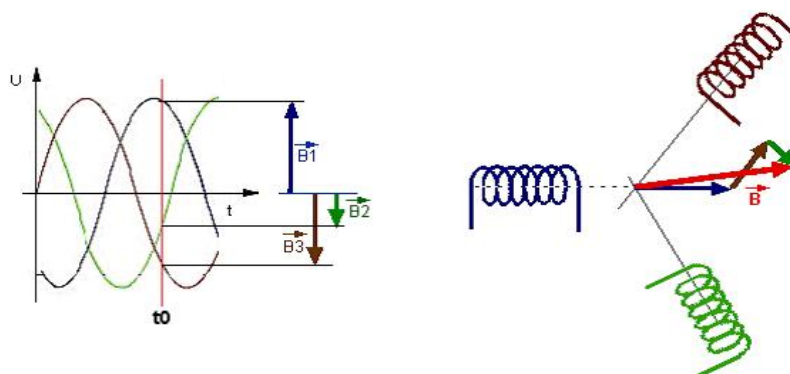


Figure I.4 Sens et direction de rotation du champ magnétique du moteur triphasé

La figure I.4 représente le sens et la direction de rotation du champ magnétique du moteur triphasé. Les trois enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner cette vitesse de synchronisme, [1].

I.4. Rendement des moteurs à induction

I.4.1. Evaluation du rendement d'une machine asynchrone

Le rendement d'un système électrique dépend de plusieurs facteurs tels que: le rendement du moteur et les techniques du contrôle, les qualités du réseau de distribution, la transmission mécanique c'est à dire ; problèmes d'entretien et d'entraînement et la gestion de la charge. Pour l'amélioration du rendement d'un système électrique, différentes approches sont proposées. Ces dernières utilisent principalement la vitesse variable, ainsi qu'une dimension optimale des moteurs électriques pour améliorer leur conception. La première approche à un rapport avec le réseau, alors que la seconde est en rapport avec le concepteur du moteur lui-même. Pour l'évaluation du rendement, diverses méthodes sont proposées:

- Méthode de la plaque signalétique;
- Méthode directe;
- Méthode statistique;
- Méthode du circuit équivalente;
- Méthode des pertes séparées.

Toutes ces méthodes déterminent le rendement (η) selon la définition donnée par l'équation (I.01).

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{ele}} = \frac{P_{ele} - \sum P}{P_{ele}} = 1 - \frac{\sum P}{P_{ele}} \quad (I.01)$$

La puissance absorbée sous forme électrique est mesurée directement, mais la puissance mécanique est évaluée en déduisant les pertes calculées, et peut être obtenu directement ou indirectement, dans différents chemins. Dans le cas indirect qui constitue la tâche la plus difficile ou les pertes doivent être réparties, par une variété de méthodes normalisées.

En principe trois types de mesures peuvent être employés pour déterminer le rendement, comme indiqué dans la littérature par la:

- a) Mesure directe de la puissance électrique d'entrée et mécanique de sortie ;
- b) Mesure directe de la somme des pertes et de la puissance d'entrée ;
- c) Mesure des différentes composantes des pertes et de la puissance d'entrée.

Et les différentes composantes des pertes qui se produisant dans un moteur sont définies comme suit, [2] [6]:

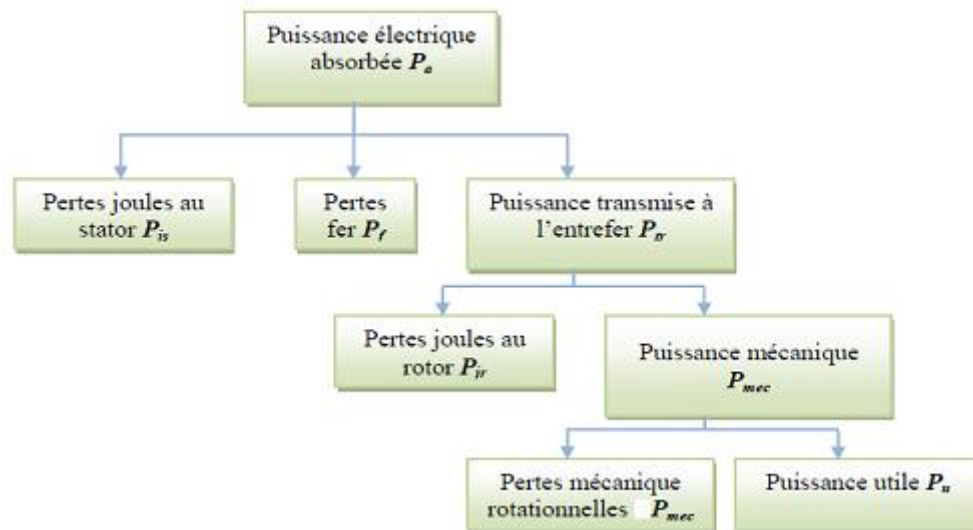


Figure I.5 Bilan de puissance de la machine asynchrone

I.4.2. Normes

La comparaison du rendement des moteurs se complique d'avantage par le fait qu'il existe plusieurs façons de mesurer le rendement. Le même moteur évalué selon différentes normes de rendement sera classé de façon différente. Les normes principales sont :

- i. CSA C390-M1985 Canadienne ;
- ii. IEEE-112B Américaine ;
- iii. IEC-34,2 Européenne ;
- iv. JEC-37 Japonaise.

Ces normes se distinguent avant tout par leur traitement des pertes supplémentaires dues à la charge. Les pertes supplémentaires dues à la charge sont les pertes autres que les pertes par ventilation et par frottement, les pertes par effet Joule statoriques et rotoriques et les pertes dans le fer. À pleine charge, les pertes supplémentaires dues à la charge peuvent varier entre 0,9 et 5 % de la puissance fournie selon le type de moteur et sa puissance nominale, [6].

▪ Norme de la CSA

L'association canadienne de normalisation (CSA) a mis au point une norme qui tient compte des pertes supplémentaires dues à la charge mesurées indirectement; la méthode utilisée pour les mesures s'inspire de celle de l'IEEE. La norme de la CSA est cependant plus rigoureuse que celle de l'IEEE car elle laisse peu de place aux erreurs d'interprétation possibles lors des essais de rendement.

▪ Norme de L'IEEE

La norme de l'IEEE calcule les pertes supplémentaires dues à la charge d'une façon indirecte. Elle vient au deuxième rang pour ce qui est de la prudence des résultats.

▪ Norme de la JEC

La norme de la JEC, fixe à zéro les pertes supplémentaires dues à la charge et accorde une tolérance au rendement déclaré ce qui donne lieu à une surévaluation du rendement du moteur.

▪ Norme de la CEI

La norme de la CEI n'est pas aussi précise que les normes de la CSA et de l'IEEE qui calculent les pertes supplémentaires dues à la charge de façon précise. Elle fixe les pertes supplémentaires dues à la charge à 0,5 % de la puissance absorbée en plus d'accorder une tolérance au rendement, [2] [6].

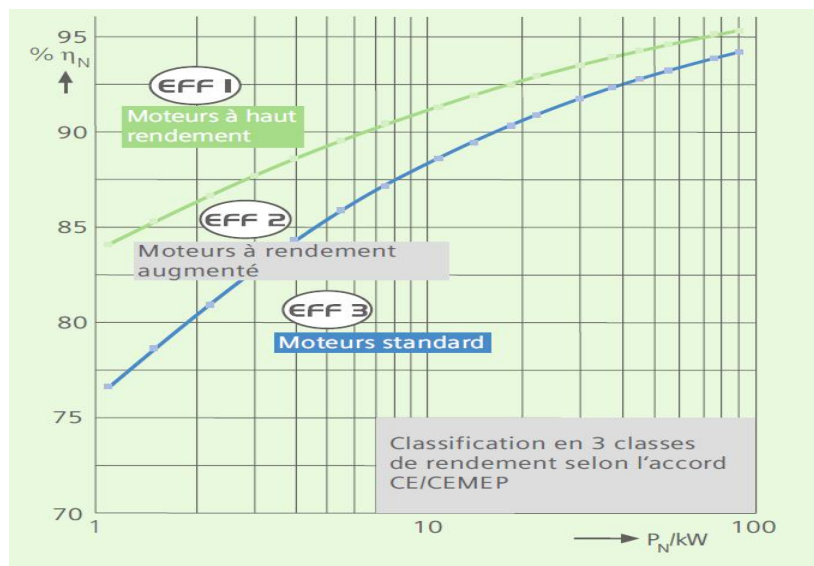


Figure I.6 Classification du rendement des machines asynchrones selon CEMEP, [2]

La figure I.6 représente la classification du rendement des machines asynchrones selon CEMEP. Donc, il est difficile de comparer deux moteurs lorsque leur rendement a été mesuré selon des normes différentes. Et même lorsque les normes sont les mêmes, il peut être difficile de comparer le rendement de deux compagnies différentes parce qu'elles peuvent bien avoir utilisé des instruments de mesure différents. Il s'ensuit donc que les rendements de moteurs déterminés selon les diverses normes ne sont pas comparables. Les différences peuvent atteindre 5 points de pourcentage ou davantage, [2].

On considère, de façon générale, que la norme CSA C390 constitue la méthode la plus précise. Une harmonisation future des diverses normes est probable, mais sa mise en application va demander du temps.

I.4.3. Méthodes

A partir de quatre normes mentionnées ci-dessus, cinq groupes des méthodes sont réalisés pour déterminer le rendement d'une machine asynchrone :

a). Méthode 1

Dans laquelle la puissance d'entrée et de sortie sont directement mesurées, selon les normes d'IEEE, IEC 60034-2 et de l'ABNT NBR. La mesure de puissance d'entrée et de sortie, effectuée après l'élévation de la température pour le fonctionnement en charge. La norme d'IEEE exige une correction des pertes du stator à une température indiquée avant de déterminer le rendement du moteur.

b). Méthode 2

Dans laquelle les puissances d'entrée et de sortie sont mesurées avec la séparation des pertes et la mesure indirecte des pertes parasites de charge, selon les normes d'IEEE et de CSA C-390. Les pertes parasites de charge sont définies comme toutes les pertes sans la somme des pertes connues (pertes électriques, pertes magnétiques et pertes mécaniques). Les pertes parasites de charge sont obtenues à partir des analyses d'une régression linéaire pour réduire l'effet des erreurs aléatoires dans les mesures d'essai. La méthode 2 peut fournir des résultats différents de la méthode 1, principalement en raison des ajustements des pertes parasites de charge dans lesquels toutes les erreurs de mesure d'essai sont incluses.

c). Méthode 3

Méthode dont les conditions d'essais, sont comme vu dans les normes d'IEEE, IEC 60034-2 et de ABNT NBR. Quand deux machines identiques sont couplées ensemble et alimentées à partir de deux sources d'énergie séparées. Le courant électrique dans et hors des deux machines est mesuré et la différence sont les pertes combinées des deux machines.

d). Méthode 4

Méthode avec la mesure directe des pertes parasites de charge et de la séparation des pertes, selon des normes d'IEEE, IEC 60034-2, CSA C-390 et ABNT NBR. Dans cette méthode, le rendement est indirectement calculé par la détermination de toutes les pertes (pertes électriques, pertes magnétiques et pertes mécaniques et les pertes parasites de charge). Aux

normes d'IEEE et de CSA C-390 les pertes parasites de charge sont obtenues directement à partir des essais spécifiques.

f). Méthode 5

Méthode dans laquelle les paramètres du circuit équivalent sont déterminés, selon des normes d'IEEE, CSA C-390 et ABNT NBR. Le rendement des moteurs est calculé à partir des paramètres du circuit équivalent. Dans cette méthode, il est très important de prendre l'impédance du rotor aux basses fréquences. La précision de l'impédance du rotor affectera considérablement les caractéristiques sous la charge. En calculant les paramètres, les réactances sont corrigées à la fréquence et les résistances sont corrigées à une température indiquée, [6].

I.5. Spécificités des machines à inductions

I.5.1. Caractéristiques techniques

Lors de l'achat d'un moteur, on doit fournir au fabricant la liste des caractéristique technique désirées les fabricants tendent à mettre l'accent sur le rendement et la qualité dans la conception de moteur plus gros. Les compromis entre divers paramètres de performance peuvent entraîner une diminution du rendement du moteur. Il est donc très important de préciser par écrit, dès le début, le rendement désiré.

Il serait également bon de noter que les caractéristiques exigées par le client ne doivent pas modifier les composantes de base du moteur, qui sont :

- ✓ Boîtier ;
- ✓ Paliers ;
- ✓ Rotor ;
- ✓ Isolation.

Les fabricants de moteurs offrent un produit résultant d'une série de recherches et d'essais. Tout écart des plans de base du fabricant et des normes de sécurité de l'industrie pourrait entraîner des problèmes imprévus. De plus, la responsabilité du fabricant quant à la correction de ces problèmes serait discutable.

Une bonne fiche technique devrait préciser :

- ✓ Echauffement et la classe d'isolation ;
- ✓ Tension d'alimentation ;
- ✓ Le Courant de démarrage maximal ;

- ✓ Inertie du charge et le nombre de démarrage ;
- ✓ Temps décalage minimal.
- **Conditions d'environnement du moteur**
 - ✓ Température ambiante ;
 - ✓ Altitude ;
 - ✓ Degré de sécurité.
- **Protection nécessaire ainsi que toute option supplémentaire**
 - ✓ Protection thermique (système de thermostat/thermistance) ;
 - ✓ Radiateurs prévenant la condensation, si nécessaire.

A) Tension d'alimentation

Le choix de la tension d'alimentation d'un moteur est un autre facteur important pouvant altérer son rendement.

Pour un moteur d'une vitesse et d'une puissance spécifiée, le rendement d'un moteur diminue à mesure que la tension spécifiée augmente.

Pour les tensions supérieures de 600 volts, les enroulements et les encoches du moteur sont modifiés nécessitant un noyau plus gros et donc un boîtier plus grand. Alors, pour les tensions d'alimentation élevées, il serait préférable d'abaisser la tension à l'aide d'un transformateur plutôt que d'opter pour un moteur surdimensionné, [2].

B) Vitesse

Les moteurs à vitesse élevée offrent habituellement un meilleur rendement. Cependant, cela ne signifie pas qu'il est toujours préférable d'utiliser un moteur à vitesse élevée et d'abaisser sa vitesse à l'aide des mécanismes conçus à cet effet afin de l'adapter à la charge. Les pertes de puissance se produisant au niveau des mécanismes d'abaissement de la vitesse pourraient réduire le rendement du circuit à une valeur inférieure à celle obtenue avec un moteur à commande directe et à faible vitesse.

C) Couple

Le couple mesure la force servant à produire une rotation. La dimension du moteur est proportionnelle à son couple et non à sa puissance en hp. Ainsi, un moteur à couple élevé est plus gros et coûte habituellement plus cher. Les moteurs à induction sont classés selon leur couple (modèles A, B, C et D). Le moteur que vous choisissez doit avoir un couple suffisant pour entraîner la charge au démarrage et l'amener à pleine vitesse. Le modèle le plus courant est le B, [2].

Chaque modèle possède les caractéristiques particulières suivantes :

Modèle	Couple de Démarrage	Courant de Démarrage	Glissement a pleine charge	Couple de décrochage
A	Normale	Elevé	< 5%	Elevé
B	Normale	Normale	< 5%	Normale
C	Elevé	Normale	< 5%	Normale
D	Très élevé	Faible	> 5%	--

Tableau. I.1 Caractéristiques d'une machine asynchrone selon le model

Le tableau [Tab. I.1] représente les caractéristiques d'une machine asynchrone selon le model.

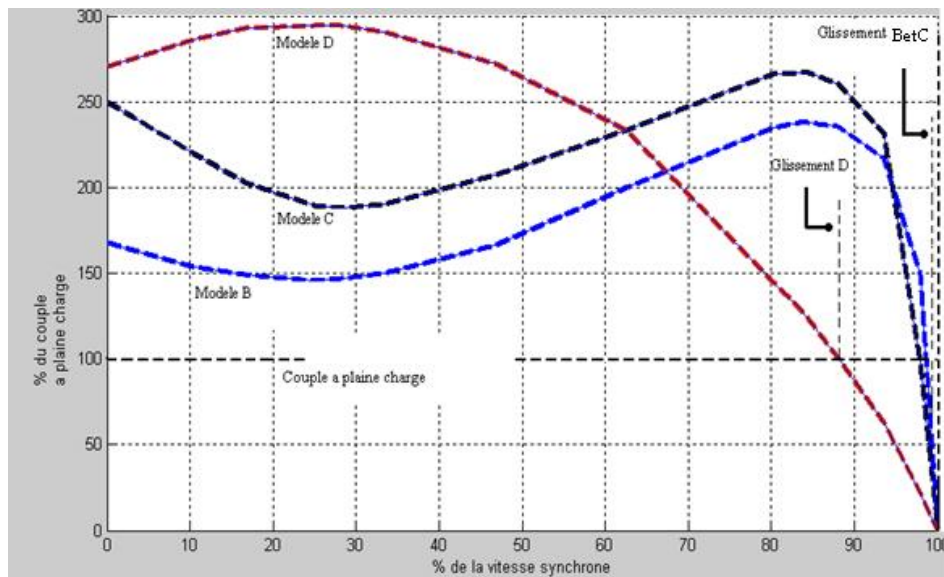


Figure I.7 Couple du moteur en fonction de la vitesse de synchronisme, [2]

- **Couple de démarrage**

Est le couple que développe le moteur à vitesse nulle ou lorsque le rotor est bloqué, "les modèles D et C ont un couple de démarrage élevé".

- **Couple minimal pendant le démarrage**

C'est le couple le plus petit (le point le plus bas sur les trois courbes) que développe le moteur entre la vitesse nulle et la vitesse à pleine charge.

- **Couple de décrochage**

Le couple le plus élevé que le moteur peut développer avant de caler ; les points les plus élevés sur les courbes.

- ✓ **Glissement à pleine charge**

Indique la différence entre la vitesse à pleine charge et la vitesse synchrone. Notez que le glissement est plus élevé dans le cas du modèle D que dans le cas des modèles B ou C, puisque le modèle D, au couple à pleine charge. Fonctionne à un pourcentage moindre de la vitesse synchrone, [2].

I.5.2. Terme décrivant le rendement

Le rendement de deux moteurs de même type fabriqués par deux compagnies distinctes ne sera pas nécessairement identique parce que les compagnies n'ont peut-être pas utilisé exactement les mêmes caractéristiques de fabrication ni les mêmes matériaux, et la figure I.8 représente le terme du rendement.

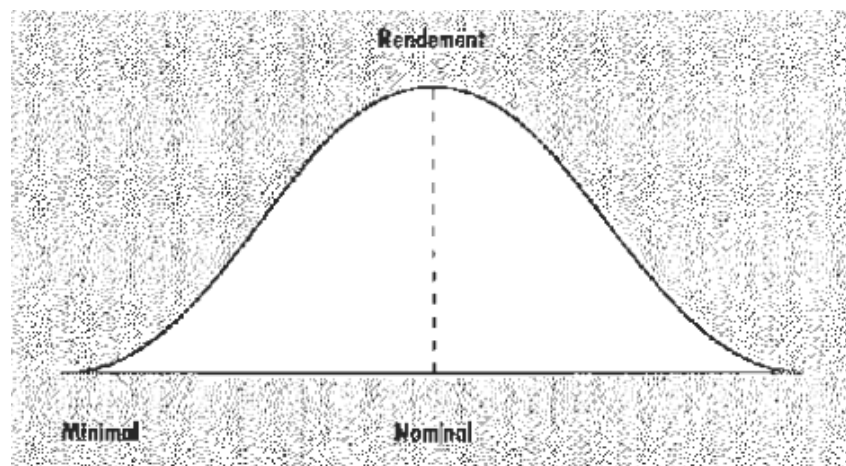


Figure I.8 Terme du rendement, [2]

Voici l'éventail de termes servant à décrire le rendement et qui vous aideront à comparer les moteurs entre eux.

- **Déclare**

Le rendement que le fabricant garantit, dans la tolérance permise lorsque mesuré à l'aide d'une norme.

- **Nominal, moyen prévu ou typique**

Le rendement moyen d'un groupe de moteurs.

- **Minimal, minimum ou garanti**

Tous les moteurs doivent atteindre ou dépasser ce minimum.

- **Apparent**

Le rendement multiplié par le facteur de puissance indique le rendement global et le facteur de puissance d'un moteur. Il ne donne cependant pas la valeur exacte ni de l'un ni de l'autre.

Le choix d'un moteur ne peut pas se faire seulement à partir du rendement apparent. Le rendement et le facteur de puissance doivent être considérés séparément.

Certains fabricants peuvent déclarer qu'un pourcentage élevé de leurs moteurs répond aux exigences du rendement minimal. Il est important de reconnaître les différents termes utilisés et de ne comparer que des valeurs semblables afin d'arriver à choisir le moteur idéal. Par exemple, on ne peut comparer le rendement nominal d'un moteur au rendement garanti d'un autre moteur, [2].

I.5.3. Caractéristiques générales

Les moteurs à haut rendement ont la même construction que les moteurs classiques mais ils se distinguent par:

1. L'acier mince et de haute qualité pour les tôles des circuits magnétiques;
2. En augmentant la section du stator et du rotor, on réduit la densité des flux magnétiques et, en conséquence, les pertes par Hystérésis;
3. Les pertes par frottement sont diminuées par l'emploi de paliers plus petits ou de meilleure qualité;
4. Les pertes de ventilation peuvent être réduites en employant des ventilateurs plus petits. De toute façon, les MI-HR fonctionnent à des températures plus basses que les moteurs classiques;
5. Une minimisation de l'épaisseur de l'entrefer entre le stator et le rotor;
6. Une grande longueur;
7. Une augmentation de la taille de la carcasse.

Pour un coût supplémentaire de 20 à 30%, les moteurs efficaces aussi appelés moteurs à haut rendement, ont un rendement meilleur de 2 à 6%, ce qui représente des économies d'énergie significatives.

La réduction des pertes permet une élévation moindre de la température dans le moteur, aussi de plus, dans de nombreux cas:

1. La fiabilité augmente;
2. Les coûts de maintenance et d'arrêt sont réduits;
3. La capacité de résistance aux surcharges s'améliore;
4. La résistance aux conditions de fonctionnement anormales – sous et sur tension, aux phases non équilibrées, aux variations de la forme de la puissance et du courant (par exemple les harmoniques), etc. s'améliore;

5. Le facteur de puissance s'améliore, [2].

I.5.4. Avantages d'utilisation des MI-HR

Il y a beaucoup d'avantages pour employer les moteurs à induction à haut rendement permettent là on cite:

1. Ces moteurs à haut rendement produisent la même puissance de sortie, mais avec une puissance d'entrée électrique moins que les moteurs standards ;
2. Fiabilité et rendement suffisamment élevé;
3. Présentent les mêmes besoins d'entretien que les moteurs standards ;
4. Les frais d'exploitation des moteurs à haut rendement sont inférieurs aux moteurs standards ;
5. Ces moteurs son disponibles aux différentes puissances et avec différentes vitesses (750, 950, 1500, et de 3000 t/mn) à 220/380V;
6. Sont généralement plus chers de 25-30% par rapport aux moteurs standards, alors que le prix de leurs rebobinages est de 60-80% du prix d'un nouveau moteur standard. Au cours de la vie prévue du moteur (en général 10-15 ans);
7. L'économie à employer un moteur à haut rendement est beaucoup plus grande que son coût initial;
8. Ont typiquement 30-50 % de pertes inférieures que les moteurs standards équivalents;
9. Panne réduite en raison de leur conception et construction;
10. Réduction du nombre de condensateurs pour corriger le facteur de puissance du moteur, [2].

I.5.5. Facteurs influents sur le rendement des moteurs électriques

Il y a un nombre de facteurs relatifs au fonctionnement et à l'entretien du moteur qui ont un grand effet sur son rendement. Dans le but de maintenir et d'améliorer le rendement de fonctionnement du moteur, plusieurs facteurs peuvent être utilisés: Techniques de commande, qualité de système d'alimentation, réseau de distribution, taille des moteurs, les moyens mécaniques de transmission, les problèmes d'entretien, cycles de gestion de charge...etc, [2].

A) Qualité d'alimentation d'énergie

Les moteurs électriques en particulier moteur à induction, sont conçus pour fonctionner avec une exécution optimale, une fois alimentés par des formes d'ondes sinusoïdales triphasés symétriques avec la valeur de tension nominale. Les déviations de ces conditions idéales peuvent causer la détérioration significative de rendement et de la vie de moteur.

B) Charge du moteur

La charge du moteur peut avoir aussi un effet significatif sur son rendement. Un moteur chargé à plus de 50% a un rendement relativement stable. A charge plus faible, le rendement diminue considérablement. Les faibles rendements sont dus aux charges inadaptées ou à un fonctionnement à vide des moteurs ; de telles conditions doivent être évitées.

C) Maintenance du moteur

Les moteurs fonctionnent plus efficacement, durent plus longtemps et nécessitent moins d'attention s'ils sont nettoyés, refroidis, séchés et lubrifiés correctement. Les moteurs installés dans un environnement sévère et exposés à une grande humidité et à un lavage fréquent ont une durée de vie largement au dessous de la moyenne. Des corps étrangers ne doivent pas bloquer les branchements corrects font prolonger la durée de vie du moteur et maintiennent un rendement optimal. L'inspectant pour aboutir à cette fin. La mesure périodique de la tension et du courant du moteur est fortement recommandée, [2].

D) Plage d'utilisation des moteurs

D'une manière générale le rendement (η) des moteurs électriques prend une valeur maximale pour : $0.6 I_n \leq I \leq 1.0 I_n$, car dans cette plage on considère, que le rapport des pertes à la puissance consommée est minimal. En dehors de cette plage, les pertes devenant beaucoup plus prépondérantes, entraînent la croissance de ce rapport donc une réduction du rendement (η), cela est illustré par la figure I.9.

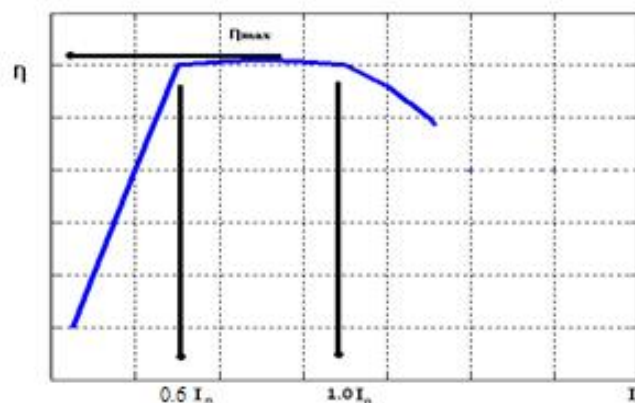


Figure I.9 Plage du rendement maximal, [2]

I.5.6. Économie d'énergie par les MI-HR

En Europe, l'adoption de systèmes moteurs à haut rendement énergétique permettrait de réduire la consommation annuelle d'électricité en de 202 milliards de kWh, soit une réduction annuelle de 10 milliards d'euros en coûts de fonctionnement pour l'industrie.

Cela présenterait également les avantages suivants :

1. Une économie annuelle de 5 à 10 milliards d'Euros de coûts de fonctionnement pour l'industrie européenne, grâce à une réduction de la maintenance et à une amélioration des opérations;
2. Une réduction de 45 GW des besoins en nouvelles capacités installées pour les centrales électriques au cours des 20 prochaines années;
3. Une réduction de 6 % des importations d'énergie. Pour atteindre ce résultat, un ensemble de mesures s'étalant sur 4 ans est proposé. Celui-ci prévoit d'investir 400 millions d'Euros dans le marché des systèmes entraînés par un moteur. Le " Motor Challenge Programme" doit conserver son rôle de forum, pour le développement d'outils communs et une formation rapide des intervenants, tout en s'assurant que les programmes nationaux sont bien mis en œuvre et atteignent leurs objectifs, [2].

En revanche, La maîtrise de l'énergie est parmi les préoccupations de l'Algérie, puisque elle pense que la ME est une solution à la pression démographique; cette dernière conduite à une augmentation de la consommation en énergie électrique, donc à une diminution des réserves pétrolières.

Les statistiques de l'année 2003 donnent que la production en pétrole est 32.7 Mtep, et la consommation est d'environ 20.7 Mtep alors les pertes sont estimées à 12 Mtep. Toutes ces contraintes conduisent aux solutions du délestage électrique.

Durant ces dernières années l'Algérie élaborera une nouvelle politique nationale c'est la loi N°99-09 du 15 Rabi - Ethani 1420 correspondant au 28 juillet 1999 relative à la maîtrise de l'énergie (N°JORA:051 du 02-08-1999). Qui permet d'assurer et d'encourager le progrès technologique, l'amélioration de l'efficacité économique et de contribuer au développement durable, à la protection de l'environnement, ainsi qu'à la promotion des énergies renouvelables.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes normes de mesure du rendement existant dans le monde entier et les différents facteurs qui influent sur le rendement des moteurs à induction. Ensuite nous avons donné les avantages des moteurs à induction à haut rendement par rapport à leurs homologues classiques et l'impact de ces moteurs sur l'économie d'énergie en Europe.

Comme il est mentionné, il y a plusieurs approches pour économiser l'énergie électrique dont l'une est basée sur l'emploi des moteurs à induction à haut rendement, en tenant compte des meilleurs facteurs de qualité, conception et coûts. Le prochain chapitre, sera consacré à la modélisation et la simulation des machines asynchrones.

II.1. Introduction

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette théorie est basée sur la transformation de Park, qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à un système cartésien d'axes, « d, q ».

La modélisation des machines asynchrones à cage est un sujet largement traité. Par rapport aux autres technologies de machines, cette modélisation est rendue difficile par les courants au rotor qui ne sont pas fixés, mais induits par le bobinage du stator.

Dans cette partie, après une brève description de la machine asynchrone, on donne un modèle mathématique de la machine asynchrone généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de Park, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente, [7] [8].

II.2. Hypothèse simplificatrices

Pour cette mise en équation, on appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont, [7] [8]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme;
- L'effet d'encochage est négligeable;
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante;
- Pertes ferromagnétiques négligeables;
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de

fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux;
- La constance des inductances propres;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements

statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et montée en étoile, on distingue trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir :

Les équations électriques; les équations magnétiques et l'équation mécanique.

Sachant, la structure principale de la machine asynchrone est composée de six enroulements, portés sur leurs axes, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $\left(\frac{2\pi}{3}\right)$, ainsi les axes rotoriques, comme il est représenté sur la figure II.1

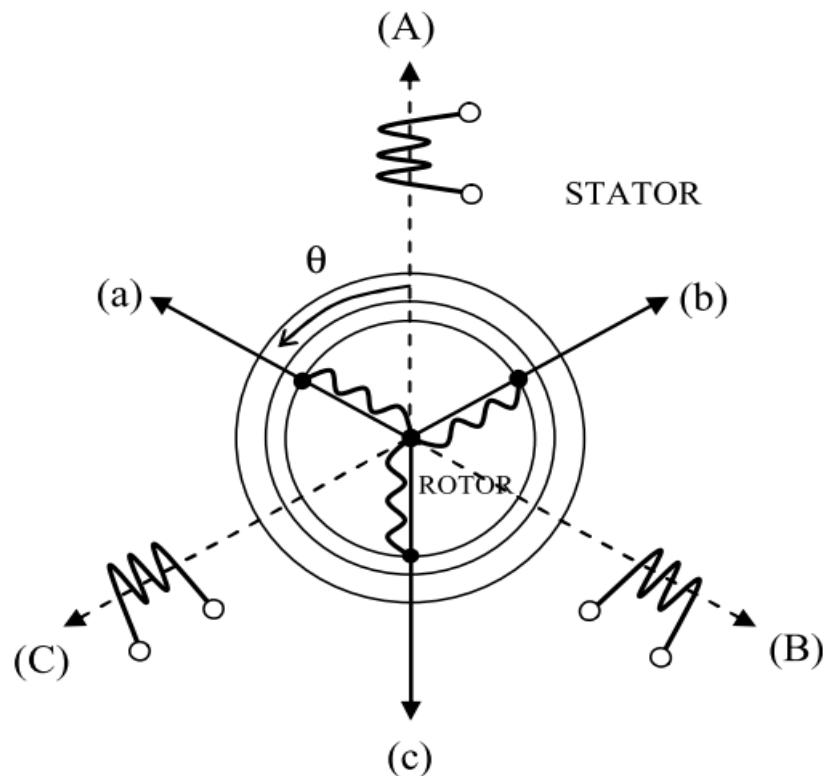


Figure II.1 : Représentation d'une machine asynchrone triphasée

II.3. Equations générales de la MAS

II.3.1. Equations des tensions

Par application de la loi de *Faraday* à l'un des six enroulements statoriques et rotoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation, [7] :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

On déduit pour l'ensemble des phases;

Statoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Où :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + d/dt[\phi_{sabc}] \quad (\text{II.3})$$

Et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Où :

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + d/dt[\phi_{rabc}] = [0] \quad (\text{II.5})$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles.

II.3.2 Equation des flux

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de θ :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances, [9] :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{avec : } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.9}) \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Finalement :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)\{[L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]\} \quad (\text{II.12})$$

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)\{[M_{sr}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}]\} \quad (\text{II.13})$$

II.3.3 Equations mécaniques

L'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine, [8] :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Avec :

- J : Moment d'inertie du rotor;
- Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor;
- f_r : Coefficient de frottement visqueux;
- C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur;
- C_r : Couple résistant, ou de charge;
- ω : Vitesse angulaire électrique du rotor.

II.4. Modélisation de la machine asynchrone

II.4.1 Principe de la transformation de Park

La transformation directe de *Park* est définie par la matrice $[P]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$, qui fait correspondre les vecteurs $[v_{dq0}]$, $[i_{dq0}]$ et $[\phi_{dq0}]$.

La transformation de *Park* est appliquée d'une manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux $[x_{dq0}] = [x_o \ x_d \ x_q]^t$. Le vecteur « x_o » représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs « x_a », « x_b », et « x_c ».

Les vecteurs « x_d » et « x_q » représentent les vecteurs biphasés qui correspondent aux vecteurs « x_a », « x_b », et « x_c », [7] [9].

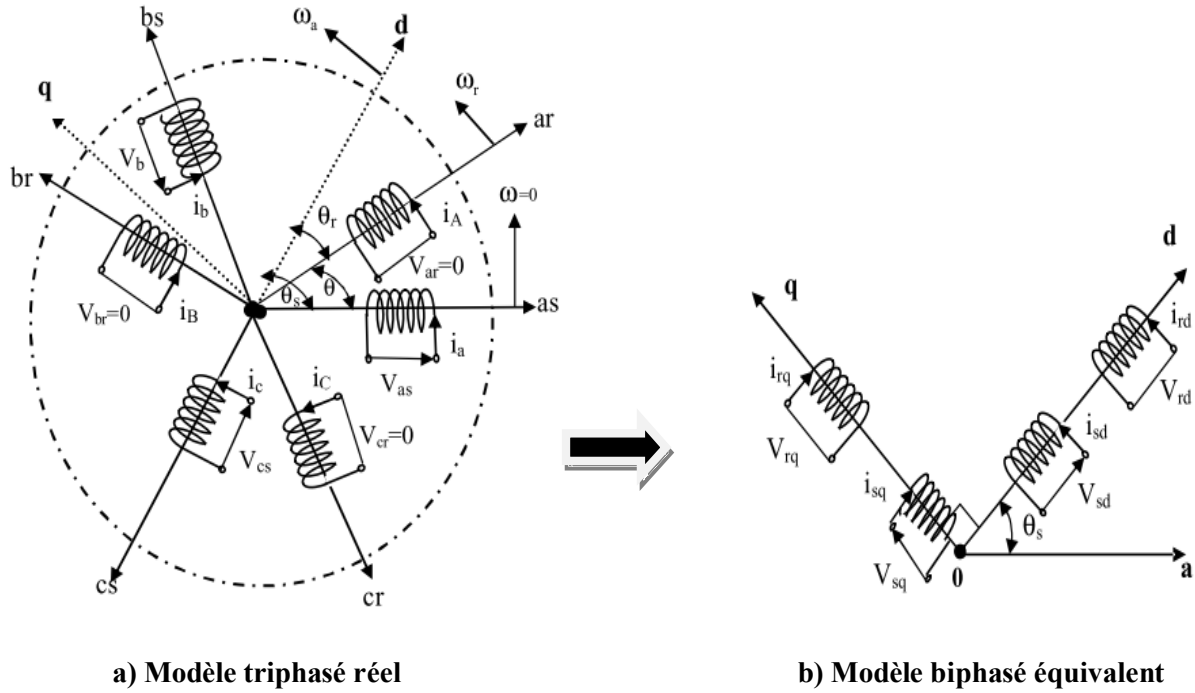


Figure II.2 : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

La transformation de *Park* est définie par :

$$[x_{abc}] = [P]^{-1} [x_{dq0}] \tag{II.15}$$

$$[x_{dq0}] = [P] [x_{abc}] \tag{II.16}$$

Où $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{II.17}$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{II.18}$$

Avec $(\theta = \theta_s)$ pour le stator, ou $(\theta = \theta_r)$ pour le rotor.

La valeur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour une conservation de puissance.

On remarque sur la figure (II.2) que « θ_s » et « θ_r » sont naturellement liés à « θ » par la relation rigide :

$$(\theta_s - \theta_r) = \theta \quad (\text{II.19})$$

On déduit par dérivation :

$$(\omega_s - \omega_r) = \frac{d\theta}{dt} = \omega = p\Omega \quad (\text{II.20})$$

Où:

- ω_s : Vitesse des axes « d, q » dans le repère statorique,
- ω_r : Vitesse des axes « α, β » dans le repère statorique.

II.4.1.1. Equations des tensions

Les équations de *Park* statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - (d\theta_s / dt) \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + (d\theta_s / dt) \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (d\theta_r / dt) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (d\theta_r / dt) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Avec :} \quad \begin{cases} \omega_s = d\theta_s / dt \\ \omega_r = d\theta_r / dt \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.4.1.2. Equations magnétiques

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.4.1.3. Equation mécanique

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II.24})$$

II.4.1.4. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique, peut prendre diverses formes en fonction des variables que l'on élimine (où p est le nombre de paires de pôles):

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.25})$$

II.5. Choix du référentiel

Il y a trois transformations de référentiel qui sont couramment employées dans la simulation des machines électriques. Dans chaque cas il s'agit d'assigner une vitesse particulière au référentiel pour obtenir une transformation donnée. Ces transformations se font dans les référentiels suivants, [7]:

- référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (\text{II.26})$$

La transformation dans le référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire porte aussi le nom de transformation de *Clark* ou transformation (α, β) . Ce référentiel étant fixe, la vitesse est nulle. Comme la vitesse est nulle, l'angle du référentiel demeurera constant et sa valeur est arbitraire. Nous avons choisi de travailler avec un angle nul, [7].

- référentiel (d, q) fixé au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (\text{II.27})$$

La vitesse du référentiel ainsi que sa position angulaire deviennent celles du rotor.

- référentiel (d, q) synchrone :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_r \quad (\text{II.28})$$

Ce référentiel tourne à la vitesse du stator.

Le choix de transformation de référentiel est essentiellement dicté par les variables de phase que nous voulons observer ainsi que l'application.

Si les variables de phases au stator et au rotor ne nous intéressent pas, la machine peut être simulée dans le référentiel synchrone sans aucune transformation ne soit nécessaire. Si l'on désire simuler cette machine dans des conditions équilibrées mais que cette fois, on désire observer les courants de phases statoriques, la transformation dans le référentiel stationnaire est celle qui requiert le moins de calculs. Si par contre on s'intéresse aux courants de phases rotoriques, la transformation dans le référentiel fixé au rotor sera la plus avantageuse, [10].

II.5.1. Référentiel lié au champ tournant

En substituant (II.26) dans (II.21), on obtient les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + (d\phi_{sd} / dt) - \omega_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + (d\phi_{sq} / dt) + \omega_s \phi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + (d\phi_{rd} / dt) - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} = 0 \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + (d\phi_{rq} / dt) + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation.

II.5.2. Référentiel lié au stator

Pour obtenir les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d, q) lié au stator, il suffit donc de substituer dans le système d'équations du référentiel (d, q) arbitraire (II.21) les valeurs (II.26), et en remplaçant « d » par « α » et « q » par « β ». Dans ces conditions, on obtient le système d'équations (II.30) :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + (d\phi_{s\alpha} / dt) \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + (d\phi_{s\beta} / dt) \\ v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + (d\phi_{r\alpha} / dt) + \omega_r \phi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + (d\phi_{r\beta} / dt) - \omega_r \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

II.6. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone

II.6.1 Mise en équation d'état

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul, [7].

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriques « $v_{s\alpha}$ » et « $v_{s\beta}$ » représentent les variables de commande, et nous considérons les courants statoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), les flux rotoriques ($\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$) et la pulsation mécanique « Ω » comme variables d'état, le couple résistant « C_r » étant comme perturbation.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Avec :

- X : Vecteur d'état;
- Y : Vecteur de sortie;
- A : Matrice d'évolution d'état du système;
- B : Matrice de commande (d'entrée);
- U : Vecteur du système de commande;
- C : Matrice d'observation.

Les équations d'état de la partie électrique de notre modèle s'obtiennent en substituant les flux de (II.23) dans les équations des tensions (II.30) puis en isolant les dérivées des courants et des flux. On obtient alors le système d'équations (II.32) suivant :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\alpha} + k\omega\phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} + k\omega\phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - \omega\phi_{r\beta} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \omega\phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Par identification :

- $k = \frac{M}{\sigma L_r L_s}$ et $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r})$,
- $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Facteur de dispersion - $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante du temps rotorique.

Pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$),

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma \cdot L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \omega & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

Et pour le référentielle (d, q), qui sera utilisé ci-après dans l'étude de la commande vectorielle de la MAS:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma \cdot L_s} & \omega_s & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \omega \\ -\omega_s & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \omega & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (II.35)$$

II.6.2 Equations mécaniques

De(II.24), l'expression du couple électromagnétique exprimé dans notre référentiel (α, β), et celle du mouvement sont donnée par :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} + C_r + f_r \Omega = C_{em} \end{cases} \quad (II.36)$$

II.7 Modélisation de l'association « Onduleur –MAS »

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure. I.3. Sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Le convertisseur est constitué d'un redresseur triphasé et d'un filtre du coté de la source alternative et d'un onduleur de tension du coté de la machin [10].

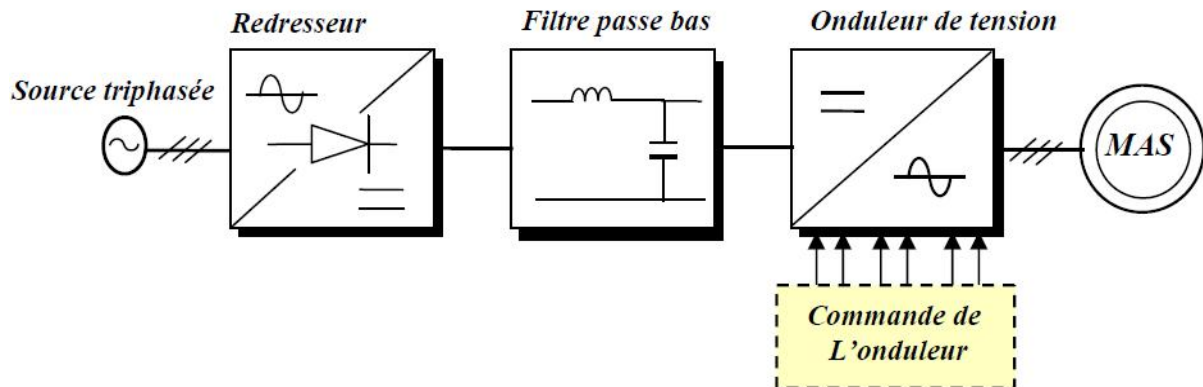


Figure II.3 Schéma de principe de l'association convertisseur –MAS

II.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il est formé de trois bras indépendants portant chacun, deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables. Pour modéliser l'onduleur, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $(U_0/2)$ connectés entre eux par un point noté (n_0) [10].

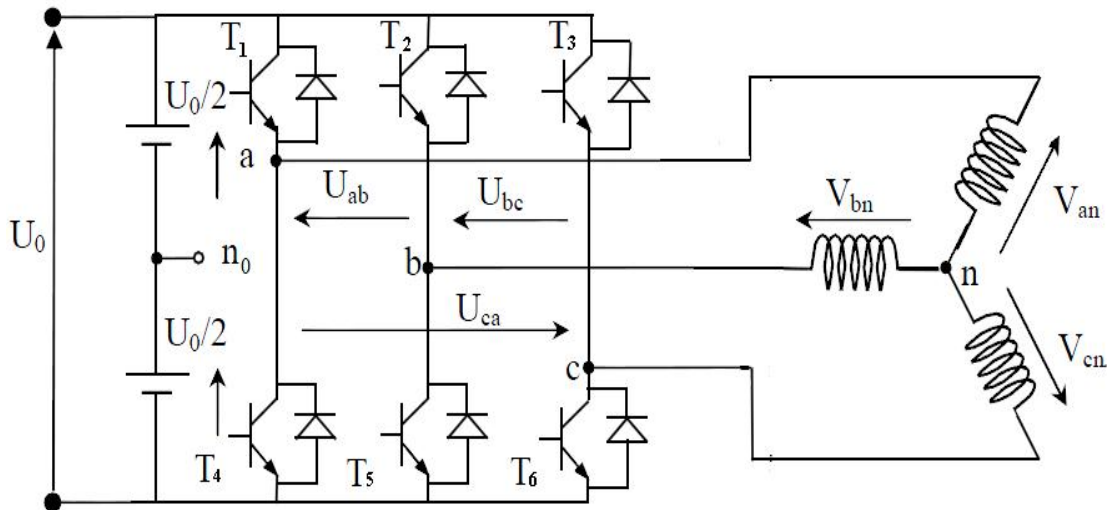


Figure II.4 Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} .

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = 1/3 (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = 1/3 (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = 1/3 (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = 1/3 (V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}) \quad (\text{II.40})$$

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_{i+3} , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si: } T_i \text{ est passant et } T_{i+3} \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si: } T_{i+3} \text{ est passant et } T_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits. On a donc:

$$\begin{cases} v_{an_0} = U_0(S_1 - 1/2) \\ v_{bn_0} = U_0(S_2 - 1/2) \\ v_{cn_0} = U_0(S_3 - 1/2) \end{cases}$$

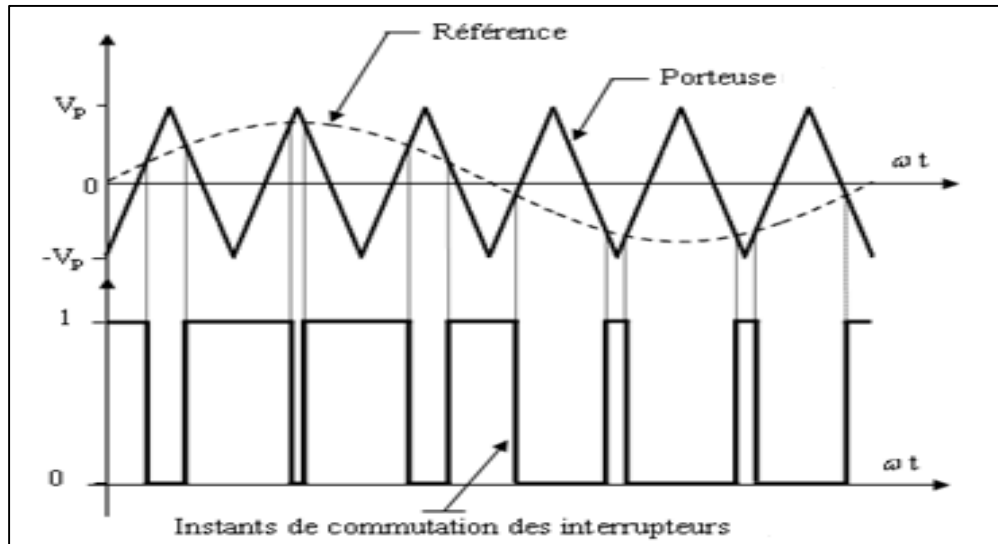


Figure II.5 principe de la technique MLI

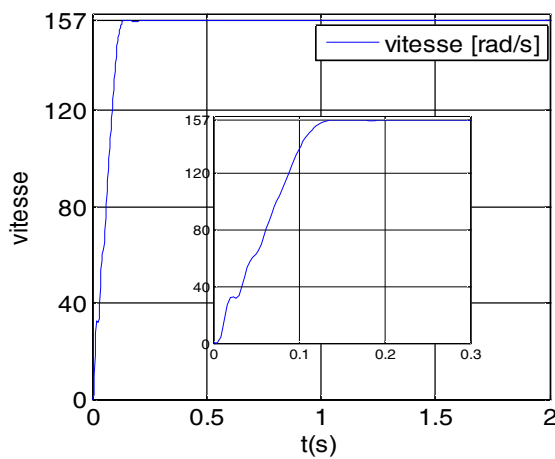
II.8 Résultats de la simulation

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone alimenté directement par un réseau triphasé de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. Puis on a simulé ce modèle associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI.

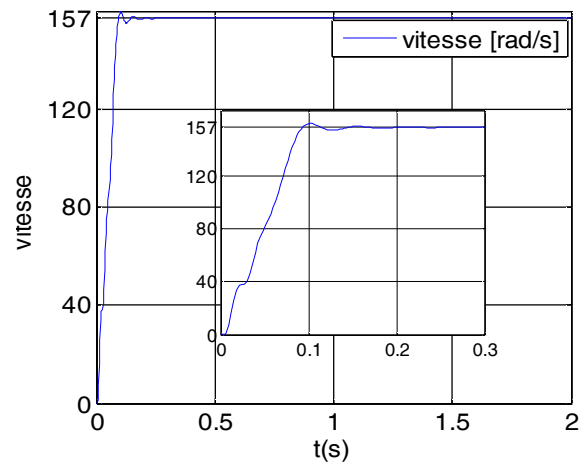
II.8.1. Simulation de la machine seule

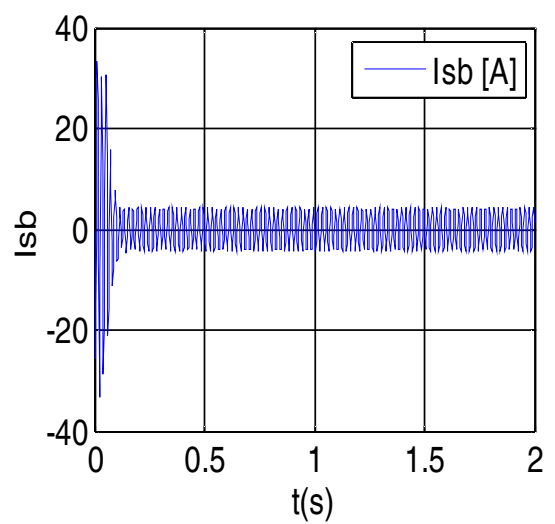
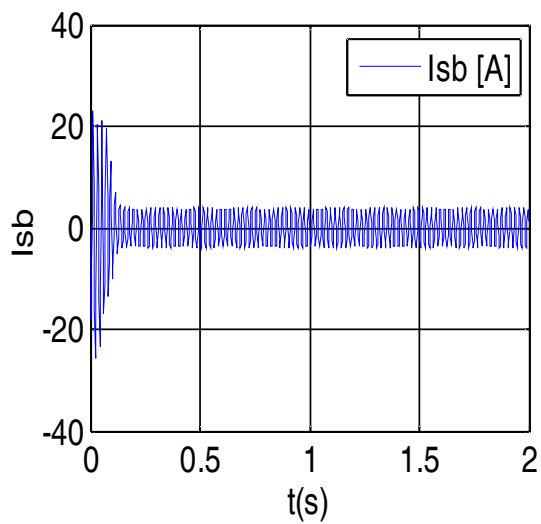
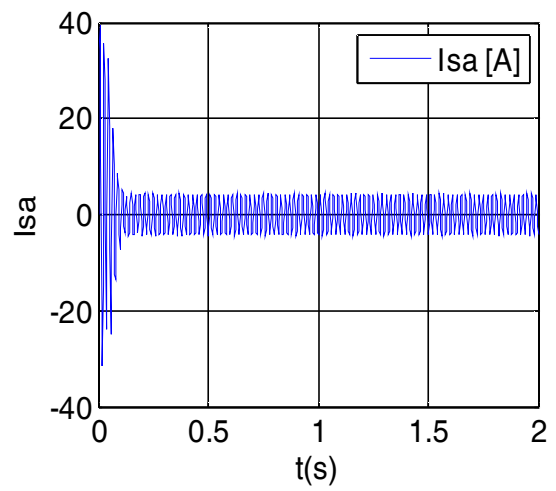
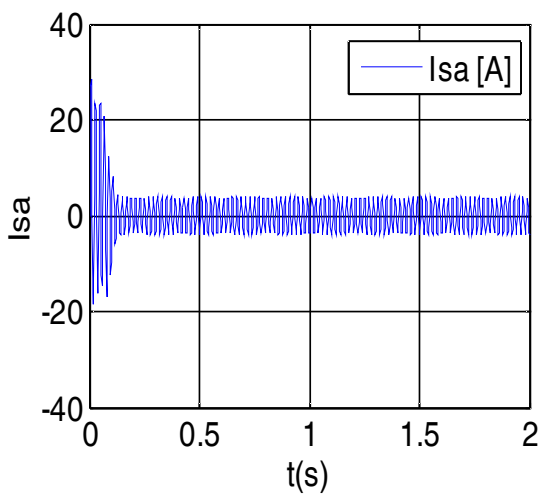
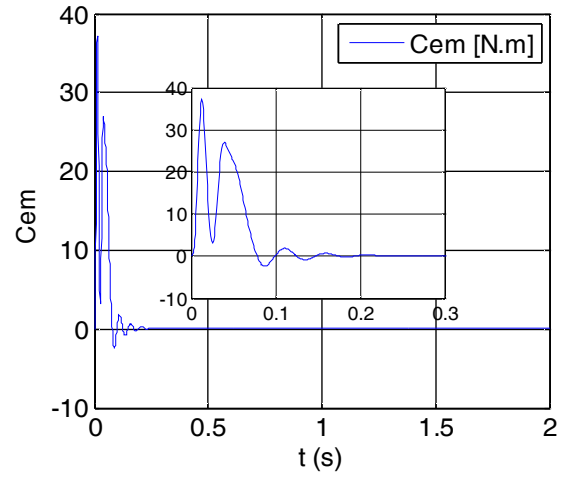
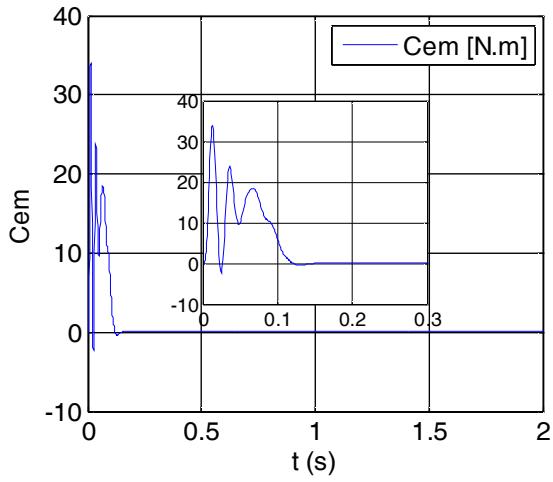
a: Essai à vide

A) Machine Asynchrone Classique



B) Machine Asynchrone à Haut Rendement





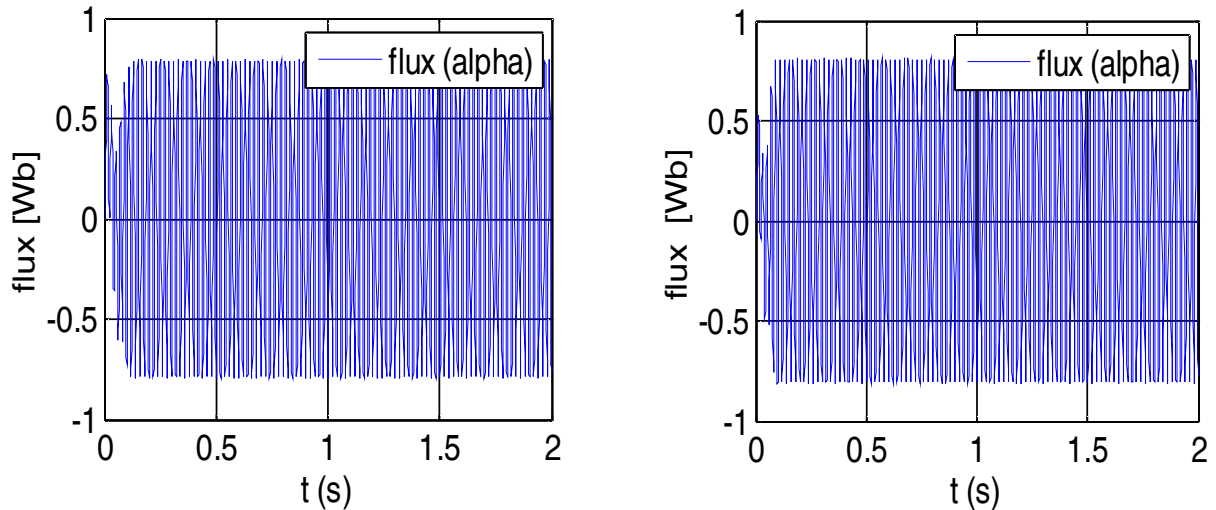


Figure II.6 Résultats de simulation d'un démarrage à vide des deux cas de la MAS (A, B)

- **Interprétation des résultats:**

Les courbes représentent les résultats de simulation de démarrage de la machine asynchrone à vide alimentée par le réseau triphasé en fig. II.6.

En régime transitoire, l'alimentation par le réseau montre un fort appel de courant supérieur de 30A dans le premier cas (A), et inférieur de (40A) dans le deuxième cas (B) qui durera jusqu'à 0.2 s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations diminuée jusqu'à (4.5A) pour (A), et (5A) pour (B).

Un couple électromagnétique élevé au démarrage qui s'approche de zéro en régime permanent. La vitesse augmente rapidement pour se stabiliser à 157rad/s en régime permanent.

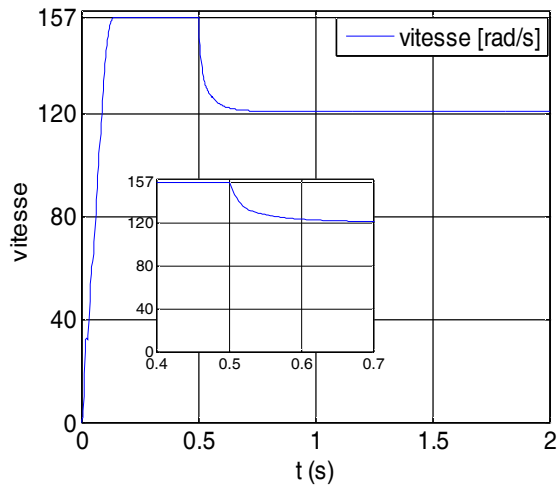
Alors, aux premiers instants le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et tient une forme sinusoïdale d'amplitude constante inférieure de (0.8Wb) pour (A), et asymptotiquement égale (0.8Wb) pour (B).

Egalement, on constate que les courbes des grandeurs de la machine ont un temps d'établissement presque égal 0.1s dans le cas B et de 0.12s dans le A.

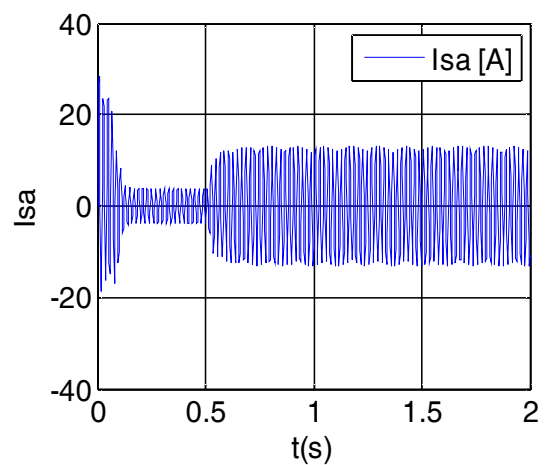
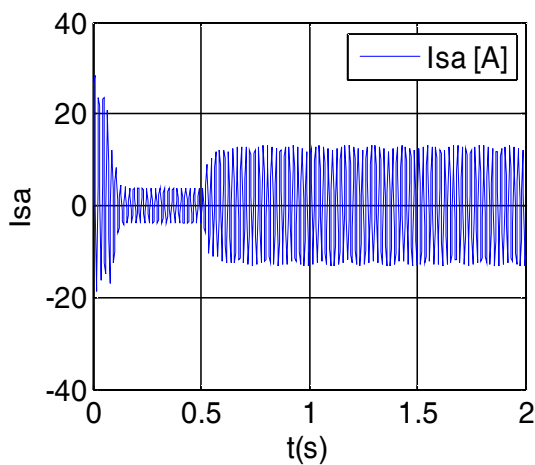
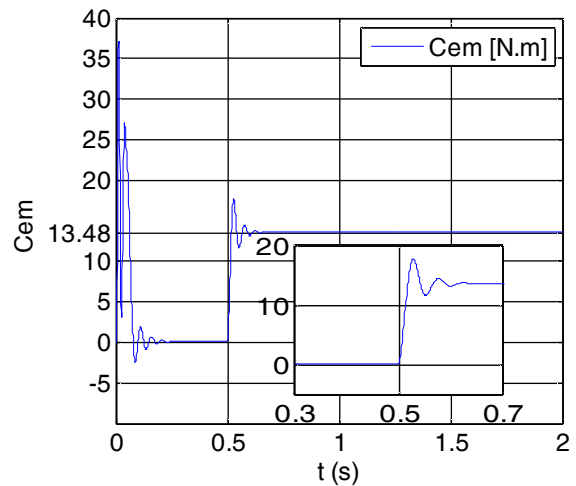
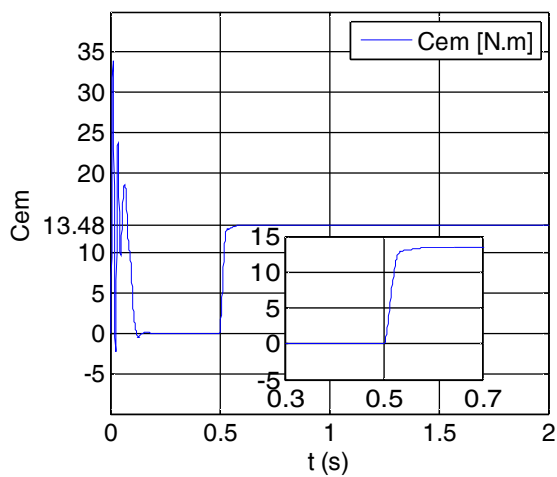
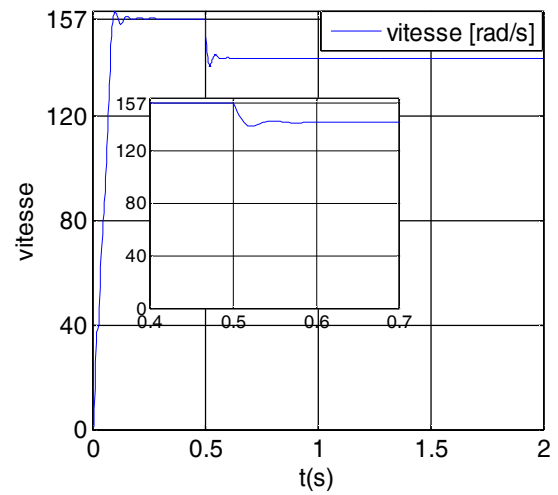
Par ailleurs, les composantes des courants statoriques et le couple électromagnétique représente des pulsations causées par les harmoniques hautes fréquences, et sont plus grandes aux niveaux du deuxième cas.

b: Essai en charge: Les résultats de simulation sont donnés en fig. II.5, donne le démarrage en alimentant la machine par le réseau triphasé. A $t=0.5s$, on insert un couple résistant de valeur nominale $13.48Nm$.

A) Machine Asynchrone Classique



B) Machine Asynchrone à Haut Rendement



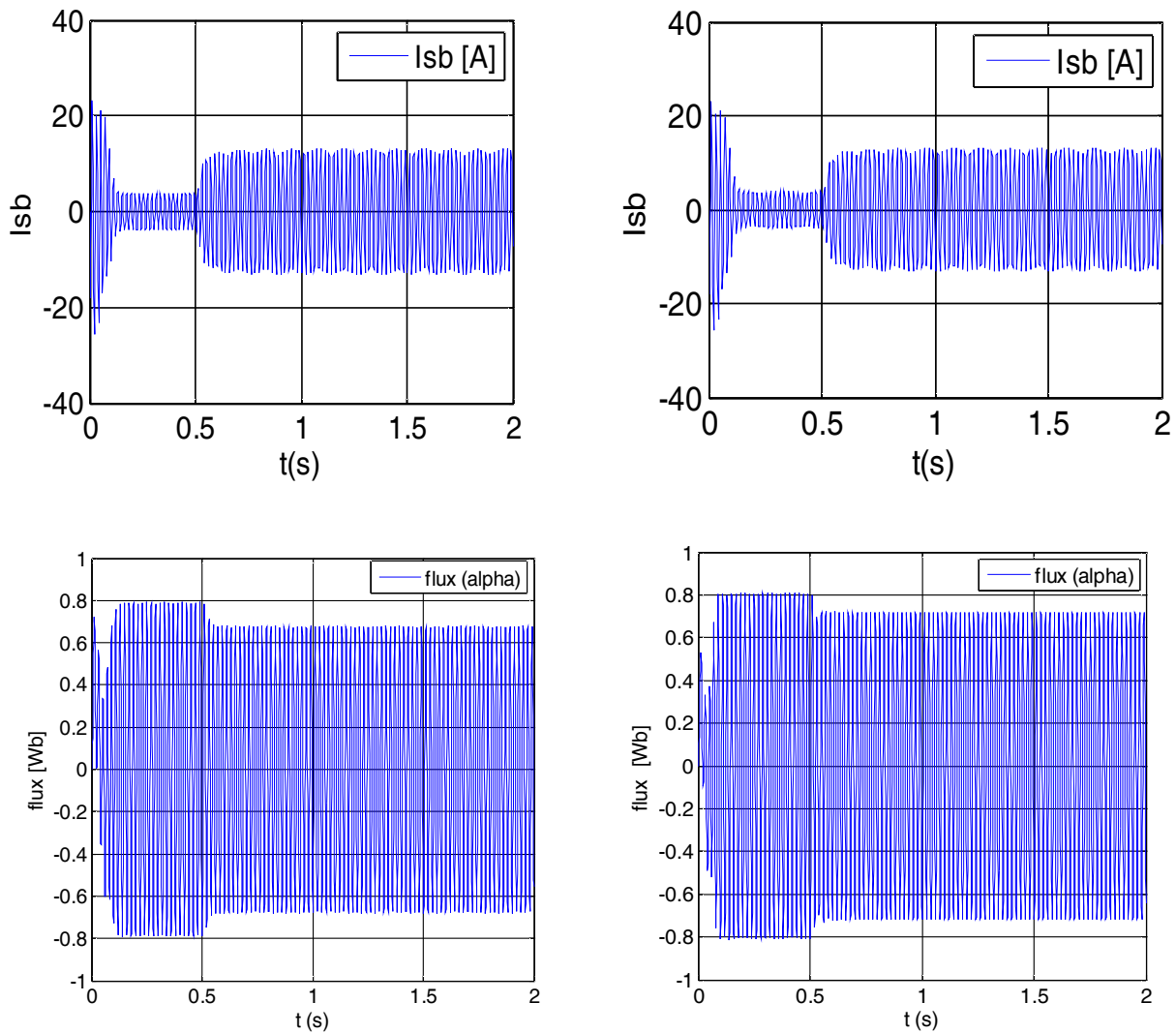


Figure II.7 Résultats de simulation de la MAS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux cas

- **Interprétation des résultats:**

A l'instant $t=0.5s$, nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r=13.48N.m$).

La diminution de la vitesse jusqu'à $(120rad/s)$ pour le premier cas et de $(140rad/s)$ pour le deuxième cas, qui demeure un avantage.

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($13.48N.m$) appliqué. Dont, le temps de réponse est meilleur pour la machine asynchrone à haut rendement (B).

La diminution du flux durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Elle est remarquable pour la machine (A) et elle est moindre pour la deuxième machine qui peut être supposée comme autre avantage.

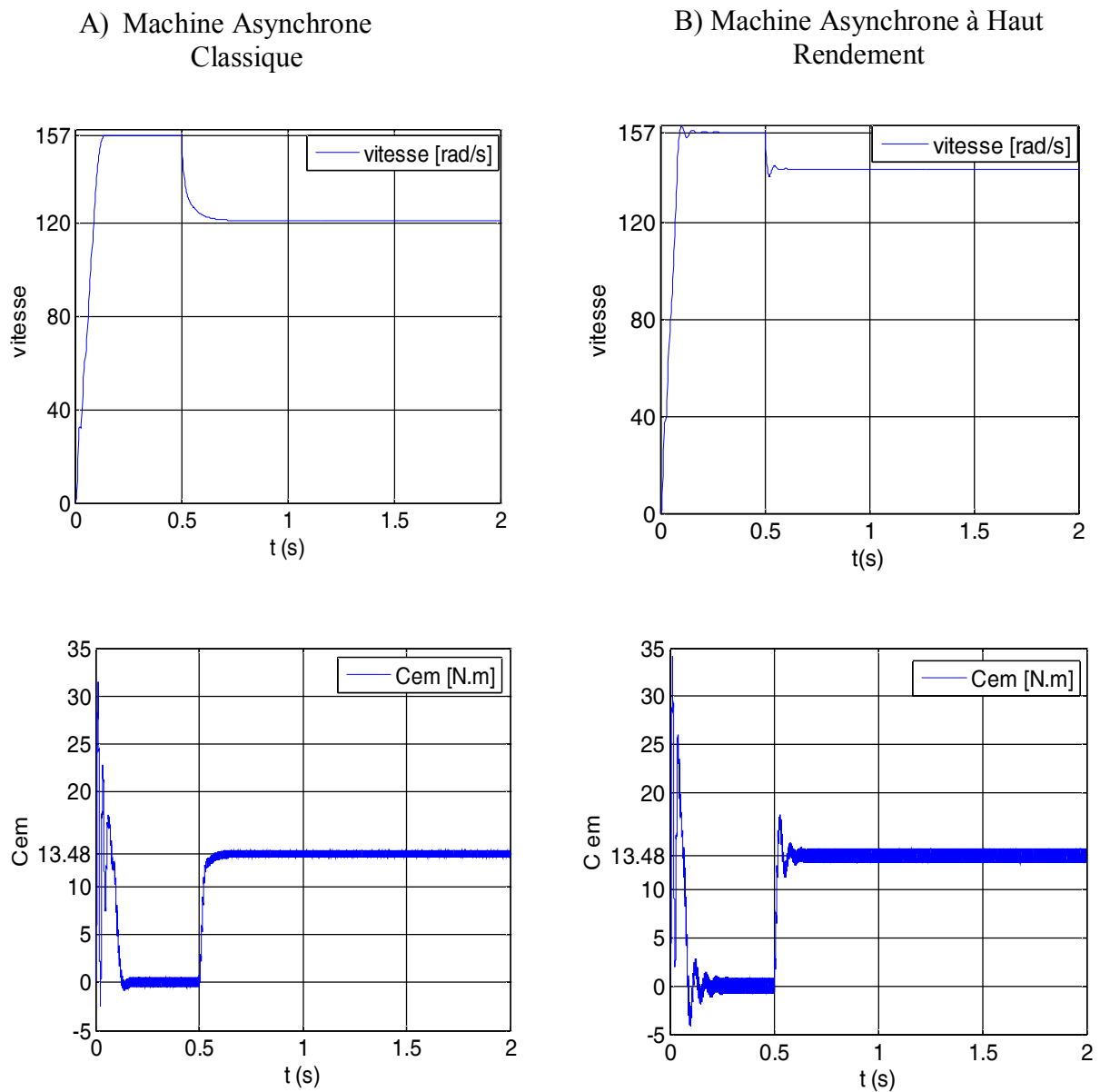
Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur, atteint la valeur maximale (10.8A) pour (B) et (11A) pour (A) en régime permanent.

II.8.2 Simulation de l'association convertisseur-MAS

Le schéma de l'association convertisseur machine est celui présenté sur la figure (II.3).

La machine est alimentée par un système de tension délivrée par l'onduleur. Celui-ci est commandé par la technique MLI.

Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine asynchrone sont représentés sur la figure (II.9).



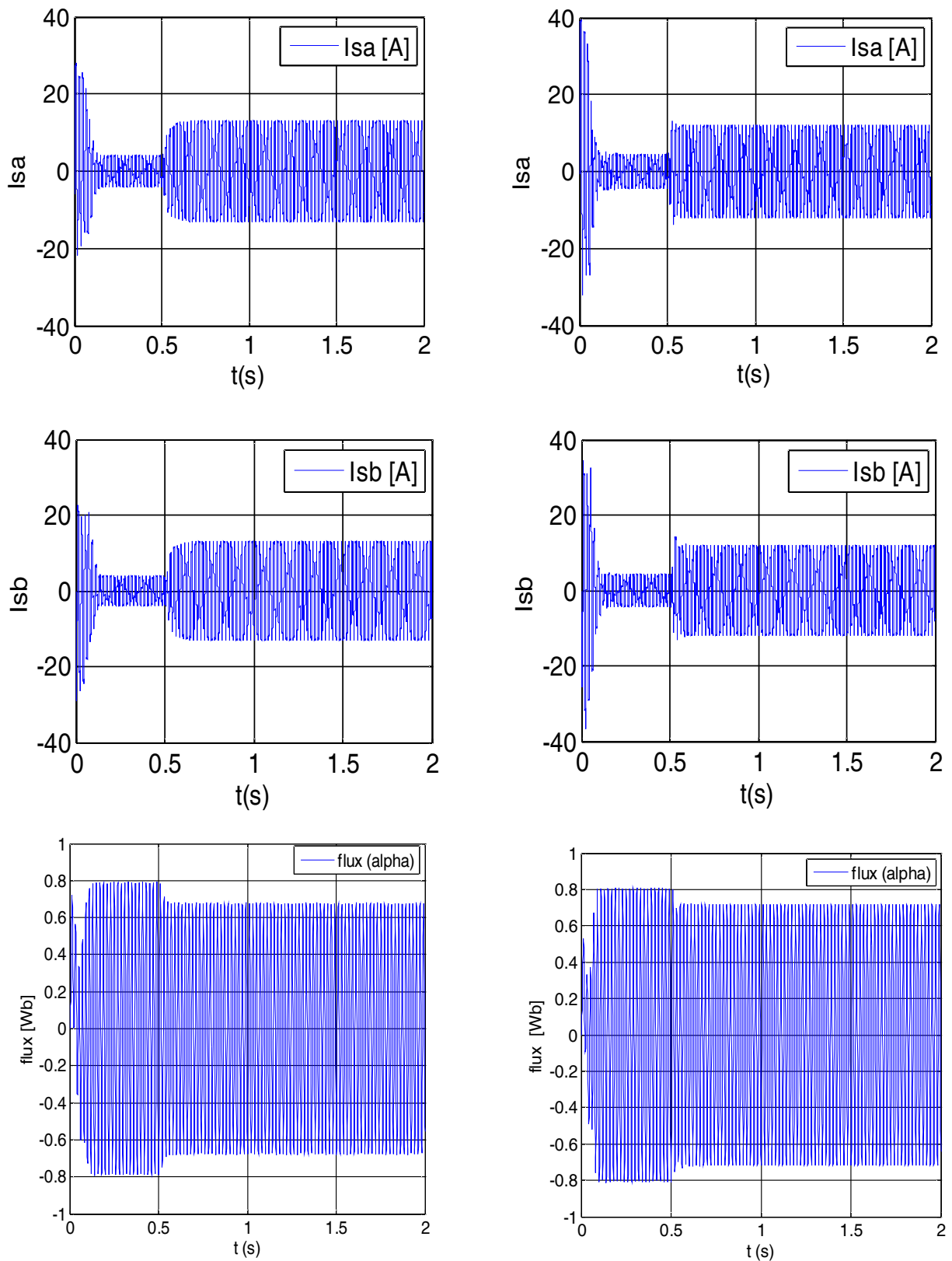


Figure II.9 Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'une charge de (13.48N.m)

- **Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation, présentent le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Après que le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une perturbation de charge ($C_r = 13.48 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 1 \text{ s}$.

L'insertion du couple résistant nominal fait augmenter le courant à sa valeur nominale.

On remarque une ondulation du couple électromagnétique cette ondulation est toujours à cause de la présence de l'alimentation qui a un effet sur la machine, elle crée des harmoniques d'ordre supérieure.

II.9. Conclusion:

Dans ce deuxième chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

On a établi le modèle de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park. Ce dernier a été simulé et validé dans les deux machines; ceci étant pour une alimentation en tension.

Les résultats de cette première simulation du modèle de la machine asynchrone montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables (couple, flux) indiquant le caractère bien connu de la non linéarité spécialement lorsque une charge (perturbation) est appliquée à la machine.

Afin d'avoir de hautes performances statiques et dynamiques, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode avec une simulation sous Matlab sera l'objet du deuxième chapitre.

III.1 Introduction

Si le développement de semi-conducteur a permis à la machine asynchrone de concurrencer le moteur à courant continu. Ce dernier reste, par excellence, le meilleur variateur de vitesse grâce au découplage naturel de ces deux grandeurs couple et le flux.

Toute fois, sa structure, par la présence du collecteur nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. En conséquence, les recherches se sont orientées vers l'étude de nouveaux variateurs équipant les machines asynchrones alimentées par des onduleurs à « M.L.I. ». La fréquence de commutation est élevée de telle sorte qu'on considérera le convertisseur de puissance comme un simple amplificateur qui n'interviendra que sous la forme d'un gain pur dans la modélisation du système pour lequel les commandes sont développées. La faisabilité et la robustesse d'un variateur utilisant une machine asynchrone lui ont permis de bien s'adapter à tous les secteurs d'activité comme le transport, la robotique, la mécanique, etc... [9].

Au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mise au point, permettant d'assurer le découplage entre les commandes du flux et du couple de la machine asynchrone. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de « méthode du flux orienté ». Parmi ces commandes, on trouve, la commande directe du couple DTC (direct torque control), Mode glissant et aussi le Backstepping, la commande vectorielle PI (direct) qui sera l'objet de ce chapitre.

III.2. Principe de la commande par orientation du flux rotorique

Les principales variables de commande de la machine asynchrone dans la méthode scalaire sont la tension et la fréquence. On trouve que le flux et le couple sont tous les deux fonctions de la fréquence et l'amplitude de la tension. La réponse de la machine est lente à cause de l'effet de ce couplage.

Pour vaincre les limitations de la commande scalaire, on applique la commande vectorielle, où le moteur asynchrone est assimilé à un moteur à courant continu à excitation séparée.

Le couple de la machine à excitation séparée est donné par un produit simple de courant de l'induit de l'inducteur et un facteur K_f , [10].

$$C_e = K_f I_a I_f \tag{III.1}$$

Les variables de commande de la machine I_a et I_f sont orthogonales. Pour commander la machine, le courant I_f est maintenu à une valeur de référence, qui donne la valeur du flux. Le couple est changé par le courant I_a . Donc, des simples régulateurs PI assurent la régulation de vitesse, du couple et du flux.

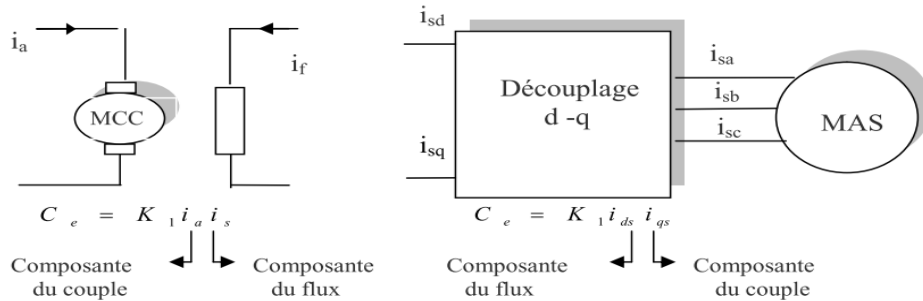


Figure III.1 Equivalence entre la commande d’une MCC et la commande vectorielle d’un MAS

L’objectif de la commande vectorielle est d’assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu, comme le montre la figure fig.III.1.

Pour cela, on choisit d’orienter le flux rotorique de telle sorte à annuler sa composante en quadrature, qui revient à éliminer le deuxième produit de la quatrième expression du système (II.25). C’est-à-dire de choisir un angle de Park convenable pour porter le flux rotorique sur l’axe d et donc annuler Φ_{qr} , le principe est donné en fig III.2, [11].

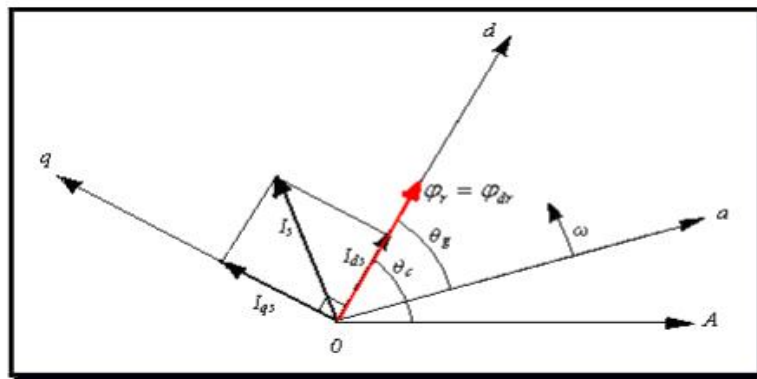


Figure III.2 Orientation du flux rotorique.

Il existe dans la littérature deux méthodes : Orientation du flux rotorique et orientation du flux statorique. Dans notre travail, nous nous limitons à l’orientation du flux rotorique, car, elle est la plus utilisée, elle élimine l’influence de réactances de fuite rotorique, et donne de meilleurs résultats, [11].

Le flux rotorique est alors :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

et l'expression du couple se transforme:

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (\text{III.3})$$

En tenant compte du choix de référentiel, c'est-à-dire, référentiel lié au champ tournant, puis en choisissant d'orienter le flux rotorique, le modèle d'état du système (II.31) nous donne:

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \quad (\text{III.4})$$

On remarque que le couple électromagnétique est déterminé directement à partir de la composante I_{qs} du courant statorique en choisissant de maintenir le flux rotorique constant, alors que le flux rotorique est déterminé à partir de la composante I_{ds} du courant. Donc, on a bien découplé le courant statorique en deux composantes, la première correspondante au flux et la deuxième au couple, ainsi le modèle semblera au modèle de la machine à courant continu, [10].

III.3. Commande vectorielle directe

Contrairement à la méthode indirecte où l'angle de Park est mesuré à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à partir de la vitesse de rotation et la pulsation rotorique, cet angle est calculé directement à partir des grandeurs mesurées ou estimées. Il faut donc procéder à des séries de mesures aux bornes du système pour trouver le flux rotorique.

La commande vectorielle directe nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. Le vecteur flux est mesuré directement par des capteurs (rarement), dont la réalisation pratique est délicate (précision médiocre, filtrage du signal mesuré, coût élevé, ...).

Ces capteurs sont donc proscrits et on a recours à des techniques d'estimations ou d'observations du flux à partir des grandeurs mesurables (modèle de la machine), [11].

III.3.1. Principe de la commande vectorielle directe:

La mesure du flux rotorique peut se faire par l'insertion d'un capteur du flux dans l'entrefer de la machine, ce qui n'est pas souhaitable, car le moteur perd sa robustesse en plus de l'augmentation de son prix.

Afin d'éviter ces problèmes, on estime le flux rotorique à partir des courants statoriques mesurés directement par des capteurs de courant. La pulsation statorique ω_s et l'angle α_s de transformation sont aussi estimés, [11].

III. 3.2. Modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique :

Le modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant est donné par le système d'équations:

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{T_r M} \cdot \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{dr} + \frac{1}{M} \cdot \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right)I_{qs} - \omega_s I_{ds} + \frac{1}{T_r M} \cdot \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{qr} - \frac{1}{M} \cdot \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \omega_g \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - \omega_g \Phi_{dr} \end{cases} \quad (III.5)$$

Si on oriente le flux pour élimine sa composante en quadrature le système devient:

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r\right) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} - \frac{MR_r}{L_r^2} \Phi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r\right) I_{qs} - \sigma L_s \omega_s I_{ds} + \frac{MR_r}{L_r^2} \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M I_{ds} \\ \frac{M}{T_r} I_{qs} = \omega_g \Phi_r \end{cases} \quad (III.6)$$

En plus de l'équation (III.3) qui donne le couple électromagnétique :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs}$$

Ces équations suffiront pour faire des estimateurs du flux et de la pulsation statorique, en plus des régulateurs que nous allons développer par la suite.

III.3.3. Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté :

On utilise trois estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique et l'angle de la transformation à partir de la pulsation statorique.

L'équation (III.4) permet d'estimer le flux Φ_r :

$$\Phi_r = \frac{M}{1 + ST_s} I_{ds} \tag{III.7}$$

La quatrième équation du système (III.6) permet d'estimer la pulsation statorique ω_s puis θ_s .

Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute 0.001 au dénominateur, pour ne pas avoir une valeur indéterminée :

$$\omega_s = S\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r + 0.001} I_{qs} \tag{III.8}$$

$$\theta_s = \frac{1}{S} \omega_s \tag{III.9}$$

Le symbole S est l'opérateur de Laplace.

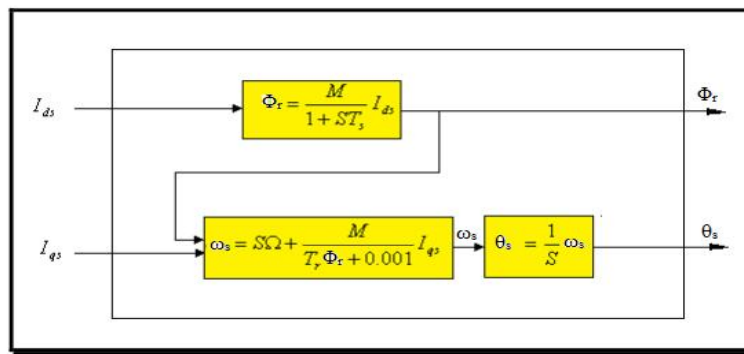


Figure III.3 Représentation du bloc d'estimateurs

Le schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est illustré sur la fig III.4. Ce schéma contient trois régulateurs de type (PI), un pour le flux, et les deux autres pour le courant. La régulation de la vitesse est faite par un régulateur de type (PI). Les grandeurs régérées entre dans le bloc du découplage pour construire les tensions (V_{sd1}) et (V_{sq1}), ou se trouve le bloc de transformation vers (α, β) qui alimente la machine, [12].

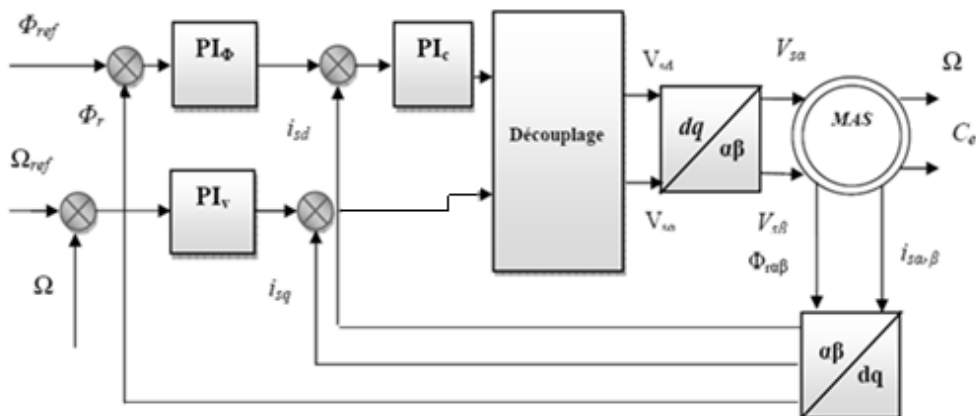


Figure III.4 Commande vectorielle directe d'une machine alimentée en courant avec régulation du flux

III.3.4. Calcul des régulateurs:

- **Régulateur de courant:**

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{ds} \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Ce découplage permet d'écrire:

$$\begin{cases} \frac{I_{ds}}{V_{ds}} = \frac{1}{\sigma L_s s + R_{eq}} \\ \frac{I_{qs}}{V_{qs}} = \frac{1}{\sigma L_s s + R_{eq}} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$R_{eq} = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad (\text{III.12})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.13})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (III.5)

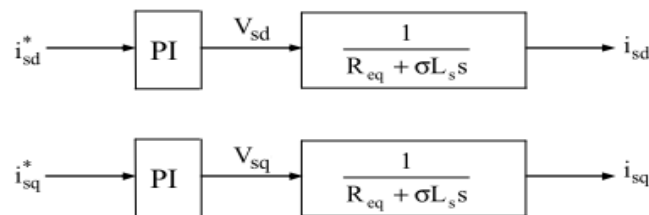


Figure.III.5 Schéma en boucle ouverte

Par compensation de pôle par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur,

Soit :

$$\frac{\sigma L_s}{R_{eq}} s + 1 \quad \text{Par} \quad \frac{K_p}{K_i} s + 1$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma L_s}{R_{eq}} \quad (\text{III.14})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{K_i}{R_{eq}s} \tag{III.15}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure(III.6)

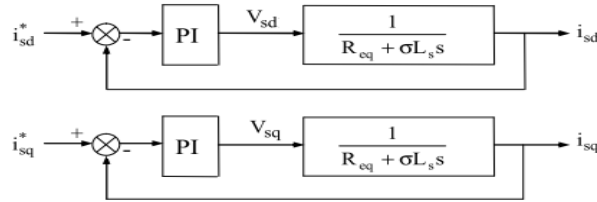


Figure.III.6 Schéma en boucle fermée

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{R_{eq}}{K_i}s + 1} \tag{III.16}$$

Donc :

$$\tau_i = \frac{R_{eq}}{K_i} \tag{III.17}$$

Les paramètres de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \end{cases} \tag{III.18}$$

• **Régulateur de flux:**

A partir de (III.3) on peut écrire:

$$\frac{\Phi_r}{I_{ds}} = \frac{M}{T_r s + 1} \tag{III.19}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre.

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (III.7)



Figure.III.7 Schéma en boucle ouverte

Par compensation de pôle par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur.

Soit :

$$\frac{K_{p\Phi}}{K_{i\Phi}} = T_r \quad (\text{III.20})$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BO(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{MK_{i\Phi}} \quad (\text{III.21})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (III.8)

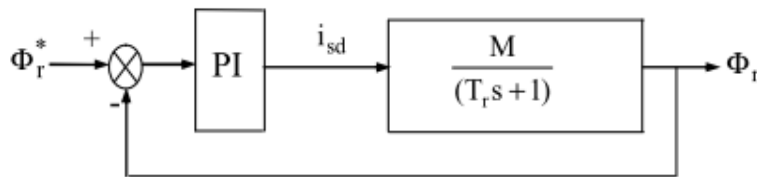


Figure III.8 Schéma en boucle fermée

En boucle fermée, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{s}{MK_{i\Phi}} + 1} \quad (\text{III.22})$$

Donc:

$$\tau_\Phi = \frac{1}{MK_{i\Phi}} \quad (\text{III.23})$$

Les paramètres de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_{i\Phi} = \frac{1}{M\tau_\Phi} \\ K_{p\Phi} = \frac{T_r}{M\tau_\Phi} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

- **Régulateur de vitesse (PI):**

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant:

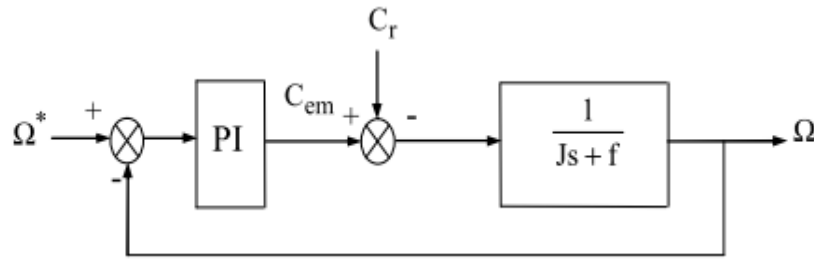


Figure.III.9 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse (PI)

Nous avons :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \tag{III.25}$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors:

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left(\frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{Js + f} \tag{III.26}$$

Soit:

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}}s^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}}s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{K_{i\Omega}}}{\frac{J}{K_{i\Omega}}s^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}}s + 1} C_r \tag{III.27}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique:

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \tag{III.28}$$

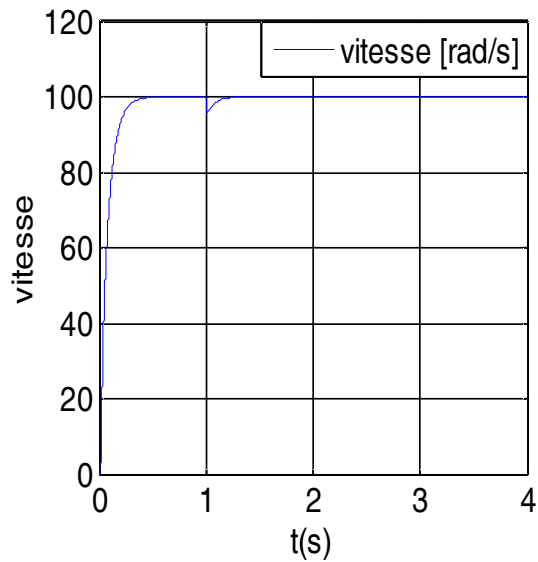
$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J\omega_n \\ K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \end{cases}$$

III.4. Résultats de simulation

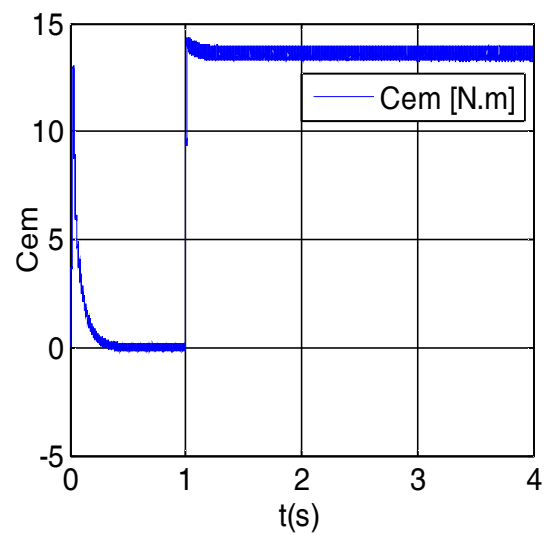
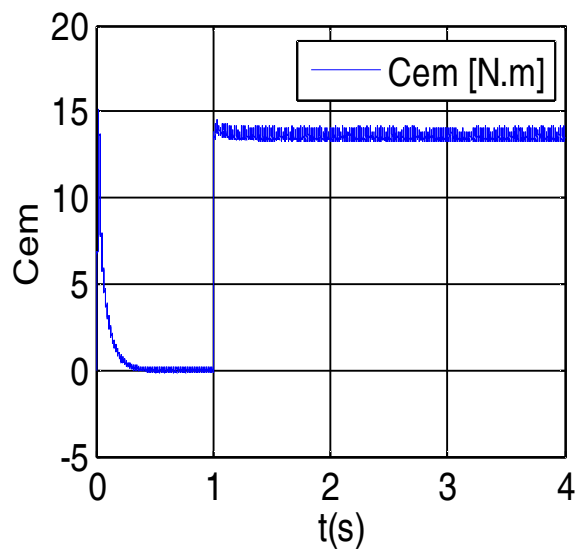
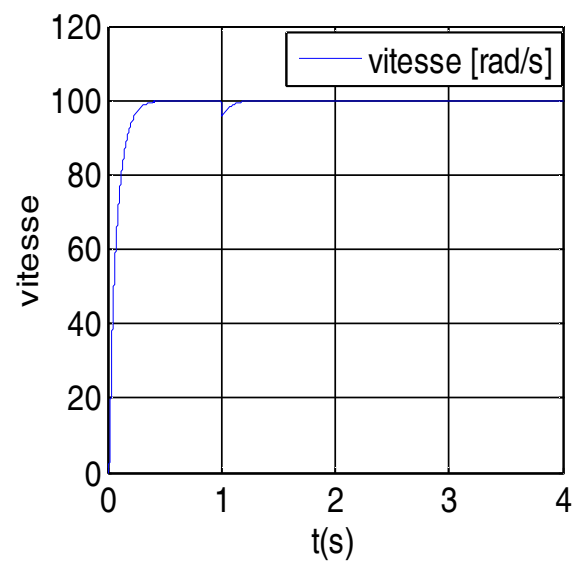
a) Essais en charge

Une vitesse de ($\omega=100\text{rad/s}$) est imposée à la machine à $t= 1\text{s}$, on applique une charge de ($C_r=13.48\text{ N.m}$).

A) Machine Asynchrone
Classique



B) Machine Asynchrone à Haut
Rendement



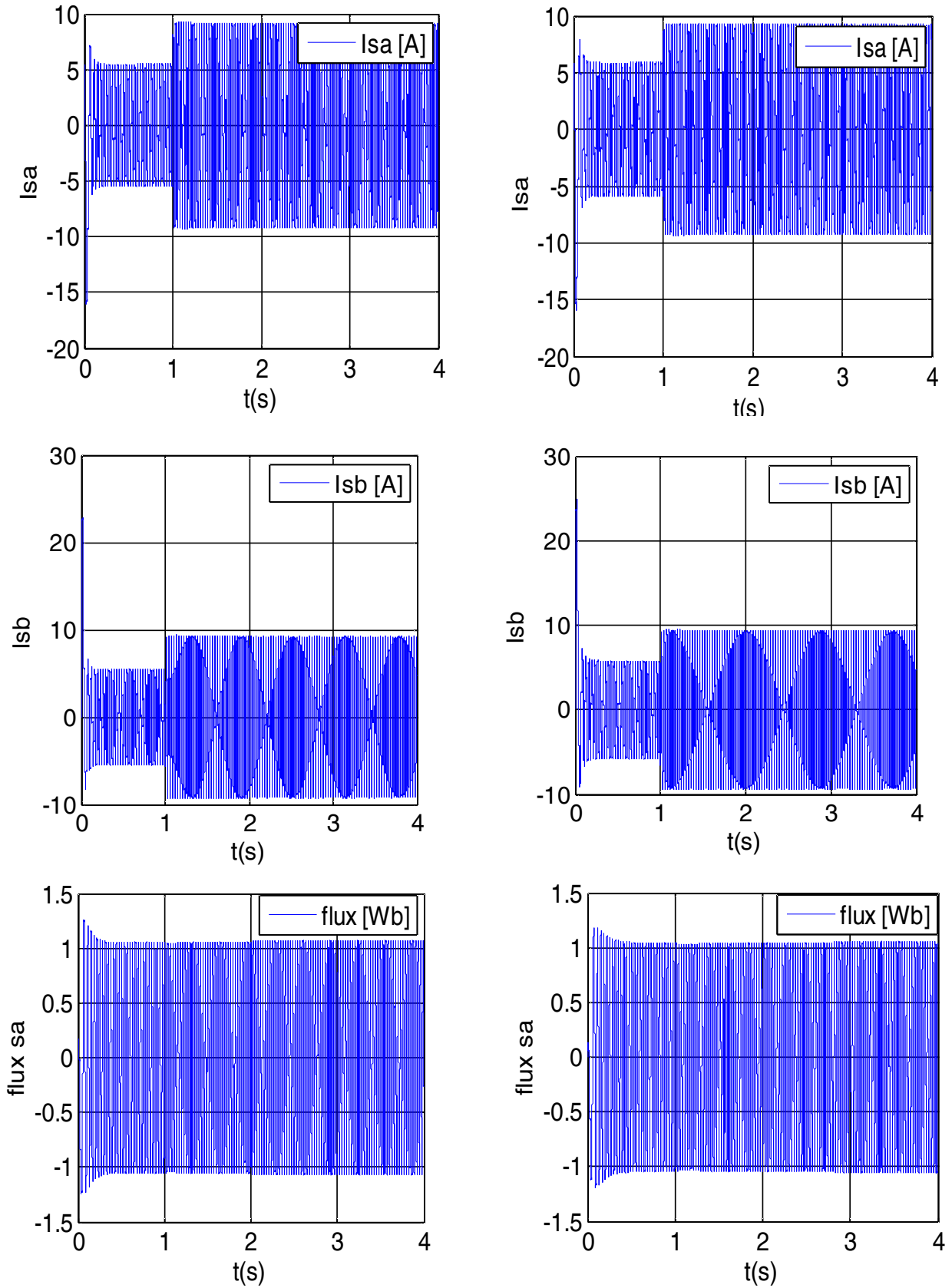


Figure III.10 Commande vectorielle directe avec onduleur $\omega=100\text{rad/s}$, $C_r=13.48$ à $t=1\text{s}$

- **Interprétation des résultats**

Ces résultats montrent que le réglage avec les régulateurs PI donne des réponses satisfaisantes par rapport à la grandeur de perturbation.

L'introduction du couple, provoque une diminution de la vitesse de rotation de 4.5% pour le premier cas (A), et une valeur inférieure de 4.35% pour le deuxième cas (B) qui revient à sa valeur de consigne après une durée de 0.25s pour (B). Dont on conclure, que la machine (B) possède un meilleur rejet de la perturbation par l'effet de régulation.

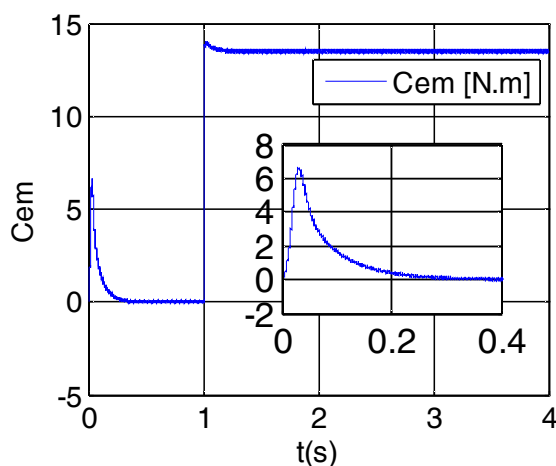
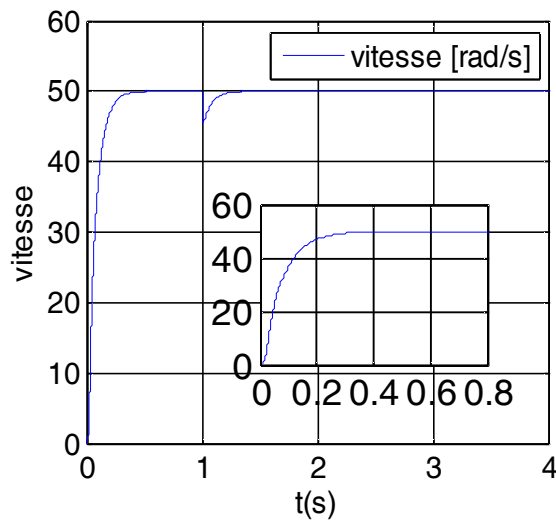
Alors, le couple électromagnétique rejoint, la valeur qui compense le couple résistant appliqué (13.48N.m) après un régime transitoire.

De même, le courant rejoint la valeur 6A pour (B) plus grande de (A) 5.5A, et après $t=1s$ augmente à sa valeur nominale approximativement pour les deux cas, mais d'une valeur de 9.5A pour (B) et 9.2A pour (A).

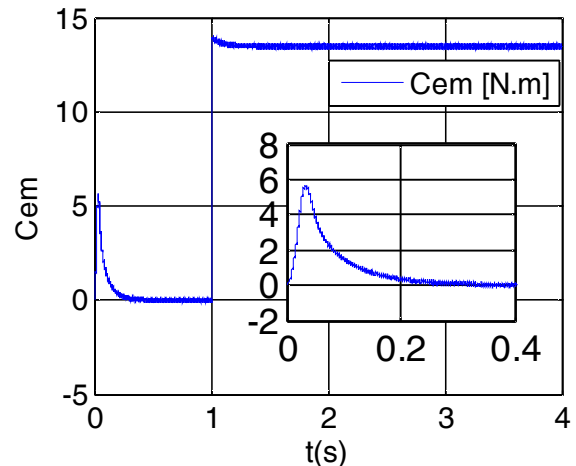
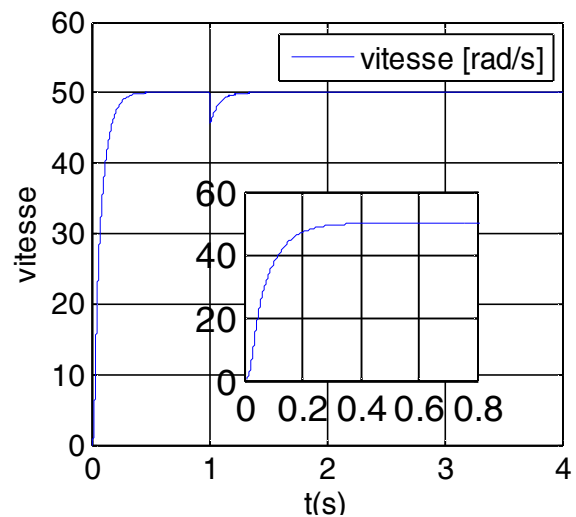
b) Essais avec faible vitesse

Une vitesse de ($\omega=50\text{rad/s}$) est imposée à la machine à $t=1s$, on applique une charge de ($C_r=13.48\text{ N.m}$).

A) Machine Asynchrone Classique



B) Machine Asynchrone à Haut Rendement



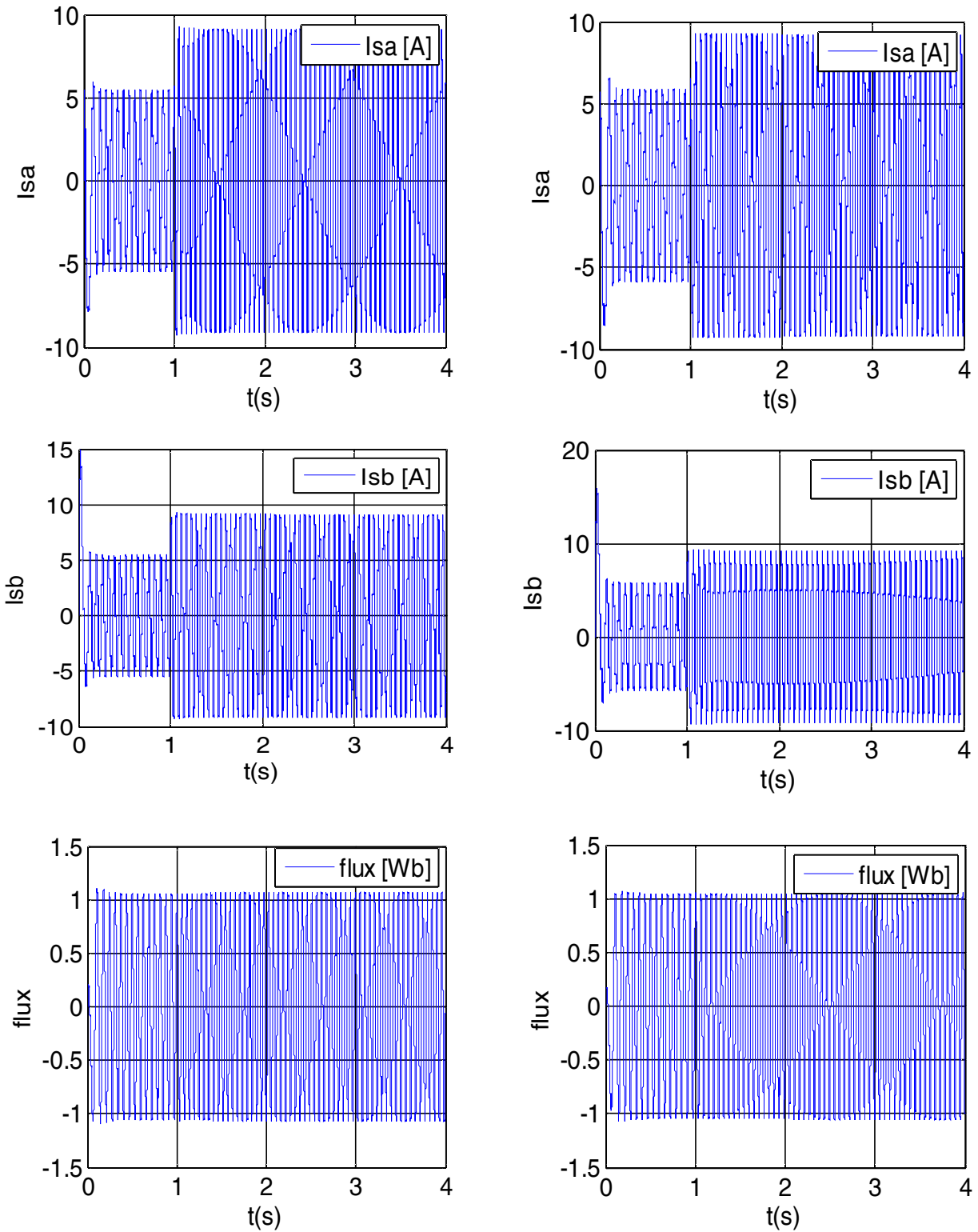


Figure III.11 Commande vectorielle directe avec onduleur $\omega=50\text{rad/s}$, $C_r=13.48$ à $t=1\text{s}$

- **Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine avec une vitesse de 50 rad/s, à l'instant 1s on applique une charge de 13.48 N.m, sont présentées sur la fig. III.11.

Sur (A) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique avec des paramètres d'une machine asynchrone classique, et sur (B) la réponse avec des paramètres d'une machine asynchrone à haut rendement.

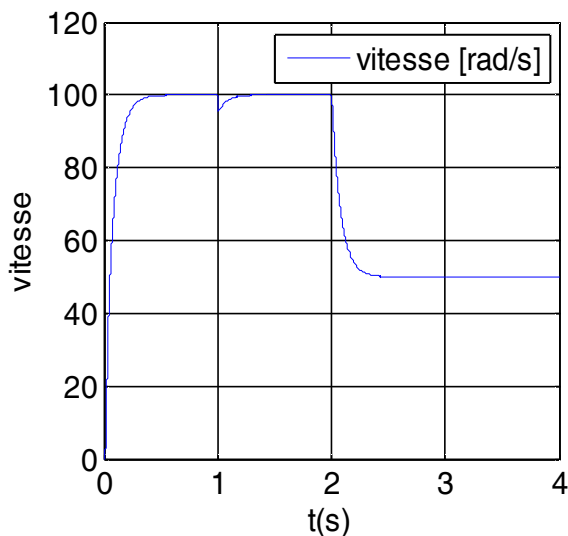
On constate que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement et plus rapide avec une chute de vitesse avant le rejet de 4.34% au niveau de (B) qu'elle est un peu plus faible par rapport c'elle de (A) 4.5%; le courant et le flux suivent la variation de vitesse, et clairement influés en fréquences.

On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur le couple avec une amplitude de 6.6N.m pour (A) et 5.7 N.m pour (B).

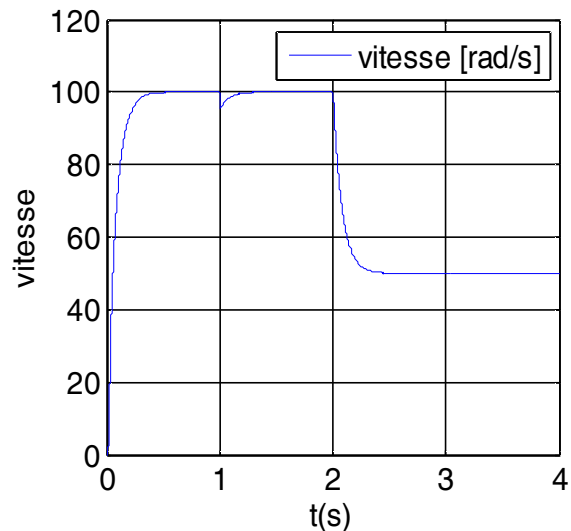
c) Diminution de vitesse

Une vitesse de 100rad/s est imposée à la machine, et à l'instant $t = 1s$ on applique une charge de ($C_r=13.48$ N.m), après $t = 2s$ on diminue la vitesse à 50rad/s,

A) Machine Asynchrone Classique



B) Machine Asynchrone à Haut Rendement



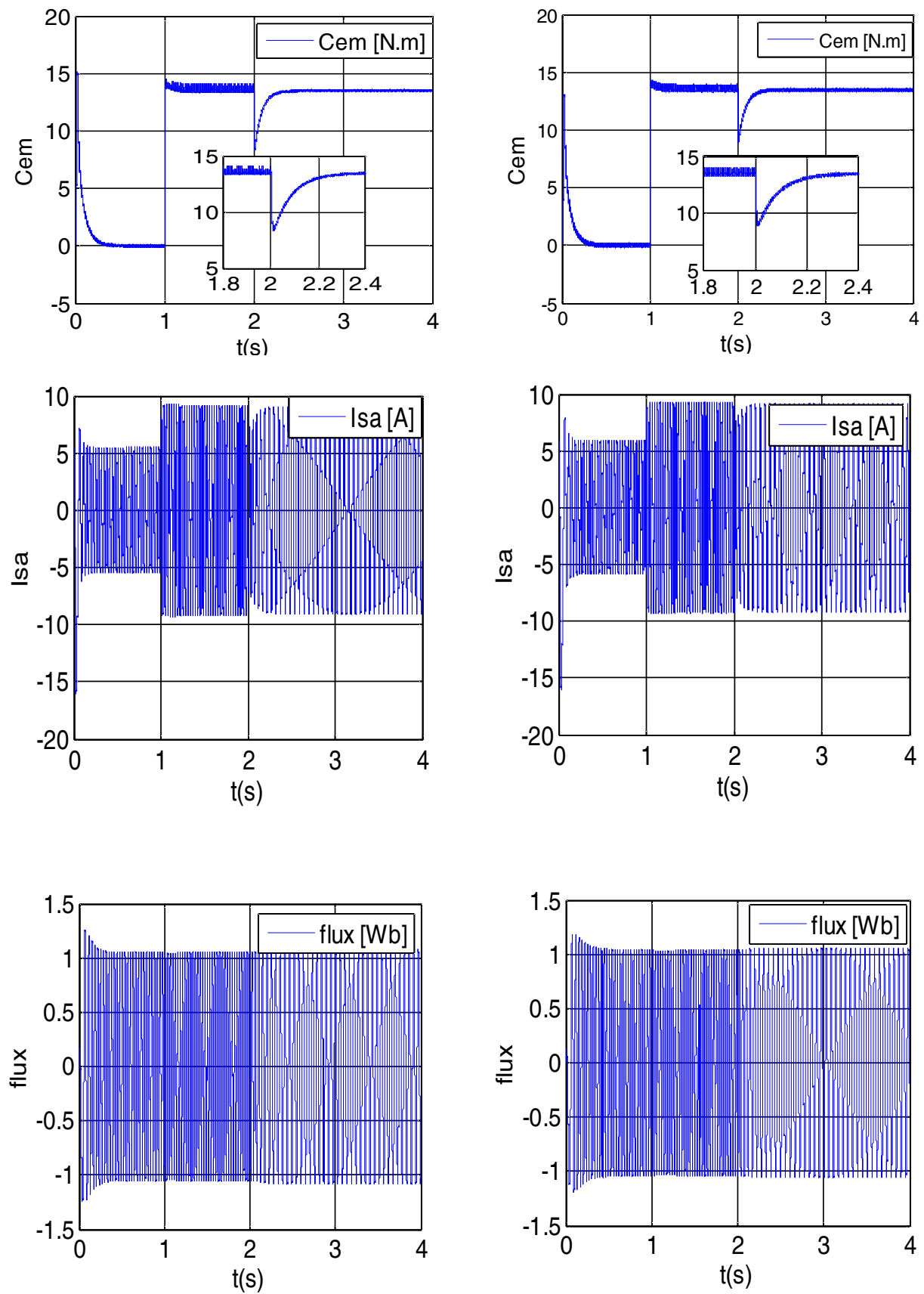


Figure III.12. Résultats de simulation d'une diminution de vitesse à 50rad/s à $t = 1s$, et introduction d'un couple $C_r = 13.48$ à $t = 2s$

- **Interprétation**

Dans ces essais, après un démarrage à vide avec une vitesse de référence 100 rad/s, on a diminué la vitesse de référence jusqu'à 50 rad/s à l'instant $t = 1.5s$, et à $t = 3s$ on appliqué une charge de 13.48N.m sur la machine.

Alors, on voit que la vitesse suit les changements qu'on a imposés avec une rapidité de réponse pour la machine (B), et chute de vitesse de 1.4% inférieure que (A).

Au sujet du couple, on remarque à l'instant $t = 1.5s$ une chute instantanée d'amplitude de 131 N.m pour (A), et de 135 N.m pour (B), et après elle rejoint la valeur du couple appliqué à l'instant $t = 3s$ dans les deux cas.

Par ailleurs, le courant représente une perturbation à l'instant $t = 1.5s$, s'agit d'un pic instantané de 66.6 A pour (A), et de 57.5 A pour (B), après il reprend sa forme sinusoïdale.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté :

La commande vectorielle directe de la machine asynchrone (commande de vitesse). Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

On remarque que la grandeur de vitesse suit bien sa référence.

Nous constatons que le réglage avec les régulateurs PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation.

Nous constatons aussi que dans le régime transitoire de la machine asynchrone (le démarrage ou démunie de vitesse de rotation), il y a apparition des pics de courant très gênants pour le bon fonctionnement de la machine. Donc il faut ajouter un régulateur d'état équipé d'un limiteur de courant.

Afin d'améliorer encore les performances de la machine asynchrone, la commande DTC, sera introduite au prochain chapitre comme une éventuelle solution à cet inconvénient.

IV.1. Introduction

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, introduite par I. TAKAHASHI et M. DEPENDROCK, comme concurrentielles des méthodes classiques.

La commande DTC (Direct Torque Control) est un type de commande vectorielle pour un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone. Son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures, [12].

IV.2. Principe du contrôle direct de couple

Le contrôle direct de couple (DTC) d'une machine à induction, est basé sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation.

Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes ; La valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis. La séquence de commande est choisie selon, [14]:

- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique ;
- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator ;
- Le signal informant sur la position du vecteur flux stator.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.

Ce type de commande se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude.

Le contrôle direct de couple est caractérisé par:

- Généralement d'excellentes réponses dynamiques ;
- La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés;
- L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore ;

- Nécessité à des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20KHz).

IV.3. Contrôle de flux et de couple électromagnétique

IV.3.1. Contrôle du flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique ; De l'équation (II.1), on déduit l'expression du flux statorique dans le référentiel (α, β) lié au stator de la machine asynchrone, et est donnée par l'équation suivante:

$$\overline{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt + \overline{\Phi}_{s0} \quad (IV.1)$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[0, T_e]$ durant lequel on applique un vecteur de tension non nul à la machine, en négligeant la chute de tension due à la résistance statorique ($R_s i_s \ll V_s$) par conséquent l'équation (II.10) devient:

$$\overline{\Phi}_s(t) = \overline{\Phi}_s(0) + \overline{V}_s T_e \quad (IV.2)$$

Posons:

$$\overline{V}_s T_e = \overline{\Phi}_s(0) - \overline{\Phi}_s(t) = \Delta \overline{\Phi}_s \quad (IV.3)$$

L'équation (IV.3) est illustrée à la Fig. IV.1, l'extrémité du vecteur flux statorique $\overline{\Phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué \overline{V}_s .

Un résultat immédiat du comportement du flux de point de vue réglage :

Pour augmentation de flux, on applique un vecteur tension \overline{V}_s parallèle à $\overline{\Phi}_s(t)$ et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer ; Tandis que l'application d'un vecteur tension en quadrature avec $\overline{\Phi}_s(t)$ fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

Le choix de la séquence adéquate des vecteurs \overline{V}_s durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de $\overline{\Phi}_s(t)$ autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi}_s(t)$ aura une trajectoire pseudo circulaire, à conditions que la période d'échantillonnage T_e soit très faible devant celle du flux statorique.

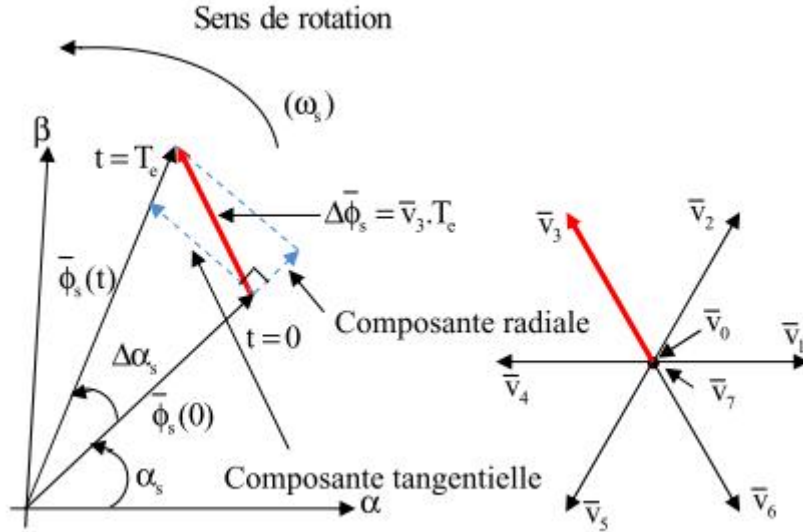


Figure IV.1 Evolution du vecteur flux stator

IV.3.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Pour représenter la machine asynchrone, on choisit le référentiel (α, β) lié au stator qui est généralement le plus adapté à l'implantation de la DTC. Le modèle de la machine dans ce référentiel (Chapitre II) est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \overline{V}_r = 0 = R_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} - j\omega \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \overline{i}_s + M \overline{i}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \overline{i}_r + M \overline{i}_s \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

De l'équation (III.5) on peut écrire l'expression du courant \overline{i}_r :

$$\overline{i}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \overline{\Phi}_s \right) \quad (\text{III.6})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion ;

De (III.6) et (III.4) on obtient :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \overline{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \cdot \frac{1}{\sigma T_r} \overline{\Phi}_s \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

Avec: $T_r = \frac{L_r}{T_r}$ est la constante de temps rotorique de la machine.

Cette dernière équation (IV.7) montre que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\overline{\Phi}_s$ à partir du vecteur \overline{V}_s à la chute de tension $R_s i_s$ près ;
 - Le flux $\overline{\Phi}_r$ suit les variations de $\overline{\Phi}_s$ avec une constante de temps σT_r qui détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique;
- Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$.

La relation du flux en régime permanent s'exprime par :

$$\overline{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \cdot \frac{\overline{\Phi}_s}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (\text{IV.8})$$

En posant $\theta_{sr} = (\overline{\Phi}_s \wedge \overline{\Phi}_r)$ l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$\theta_{sr} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \theta_{sr} \quad (\text{IV.9})$$

Les relations (la première équation de (IV.7)), (IV.8), (IV.9) montrent que :

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$, et de leur position relative ; Si l'on parvient à contrôler le vecteur de flux $\overline{\Phi}_s$ en module et en position, on peut donc contrôler $\overline{\Phi}_r$ en module et en position, et donc le couple.

Ceci est possible à condition que la période d'échantillonnage est telle que $T_e \ll \sigma T_r$.

IV.3.3 Le fonctionnement et le choix de la séquence de commande

Comme il a été déjà mentionné au (IV.3), le choix de \overline{V}_s dépend de la position du flux $\overline{\Phi}_s$, de la variation souhaitée de son module, de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

L'espace d'évolution de $\overline{\Phi}_s$ dans le référentiel (α, β) , lié au stator est divisé en six secteurs angulaires de $(3/\pi)$, ce partage permet de déterminer pour chaque secteur, la séquence de contrôle adéquate pour les états des grandeurs de contrôle.

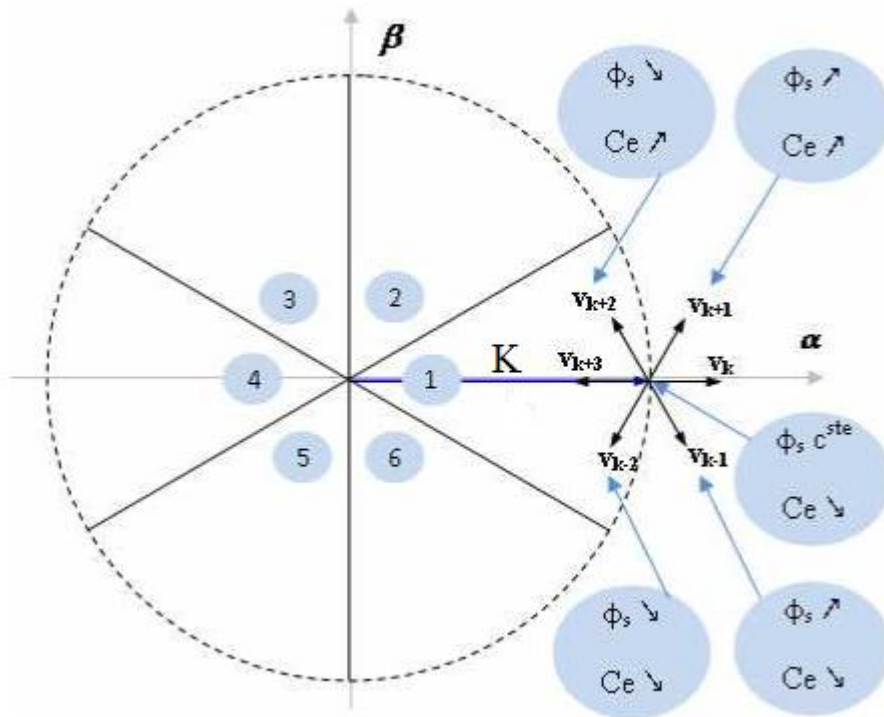


Figure. IV.2 Choix du vecteur tension

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone k (Fig. IV.2), les deux vecteurs \vec{V}_k et \vec{V}_{k+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale sur la Fig. IV. 1) et leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone considérée ; c'est la cause pour laquelle ils ne sont jamais appliqués.

Ainsi, Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des autres quatre vecteurs non nuls ou l'un des deux vecteurs nuls selon le secteur où se trouve le vecteur flux $\vec{\Phi}_s$.

L'effet du vecteur tension pouvant être sélectionné est mentionné sur la Fig. IV.2.

Explicitement, lorsque le flux $\vec{\Phi}_s$ se trouve dans le secteur k :

- Si \vec{V}_{k+1} est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ croît et C_e croît ;
- Si \vec{V}_{k-1} est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ croît et C_e décroît ;
- Si \vec{V}_{k+2} est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ décroît et C_e croît ;
- Si \vec{V}_{k-2} est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ décroît et C_e décroît.
- La sélection des vecteurs tension nuls, permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, une séquence nulle est systématiquement appliquée lorsque on emploie des régulateur à trois niveaux pour le couple;

- La sélection des vecteurs tension nuls, permet d'augmenter la valeur algébrique du couple et diminuer le module de flux, ou bien de diminuer la valeur algébrique du couple et diminuer le module de flux, selon le point de fonctionnement.

IV.4 Les estimateurs

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique.

IV.4.1 Estimation du flux statorique

L'expression du flux statorique s'écrit:

$$\overline{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s(t)) dt \quad (IV.10)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , soit :

$$\overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (IV.11)$$

Et le module de $\overline{\Phi}_s$ s'écrit :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (IV.12)$$

Les composantes $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique sont calculées à partir des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, et par la transformation de Concordia, soit :

$$\overline{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (IV.13)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (IV.14)$$

Les composantes $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ du vecteur tension statorique sont calculées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b + S_c) \end{cases} \quad (IV.15)$$

Le secteur dans lequel se trouve le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle θ_s détermine la position du vecteur $\bar{\Phi}_s$ et est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{IV.16})$$

IV.4.2 Estimation du couple électromagnétique

A partir des valeurs calculées de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ et les composantes estimées de $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$, on peut estimer le couple électromagnétique par la relation suivante :

$$C_e = p[\Phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \Phi_{s\beta}i_{s\alpha}] \quad (\text{IV.17})$$

IV.5. Elaboration de la table de commutation

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (Ccpl) et (Cflx) et le secteur que l'on note N, déterminant la position de flux $\bar{\Phi}_s$; Elle se présente donc sous la forme suivante:

Flux	Couple	1	2	3	4	5	6
Cflx = 1	Ccpl= 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Ccpl= 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	Ccpl= -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
Cflx = -1	Ccpl= 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	Ccpl= 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	Ccpl= -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau. IV.1 Table de commutation de la commande directe du couple

IV.6. Structure générale du contrôle direct de couple

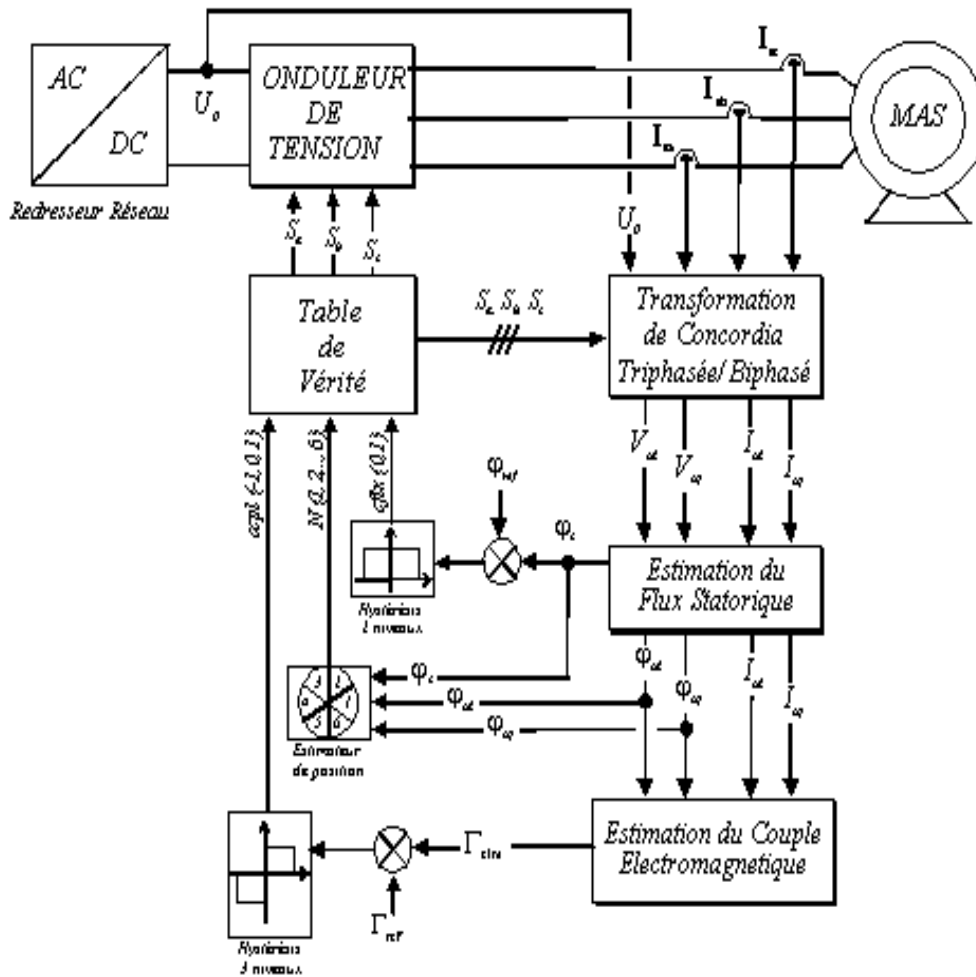


Figure IV.3 : Structure du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone

IV.7. Résultats de simulation

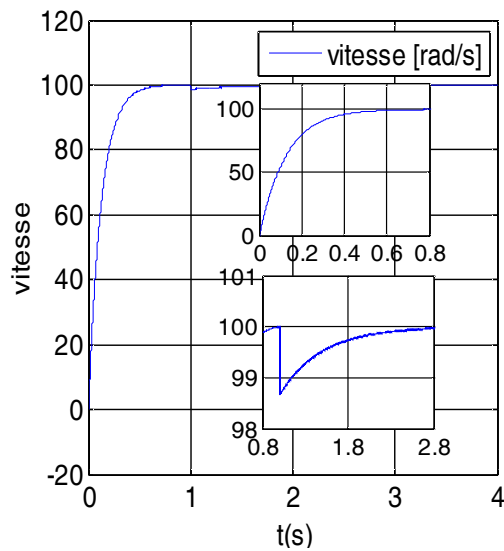
a) Essais en charge

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à deux machines de **2.2KW**, est simulé sous l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

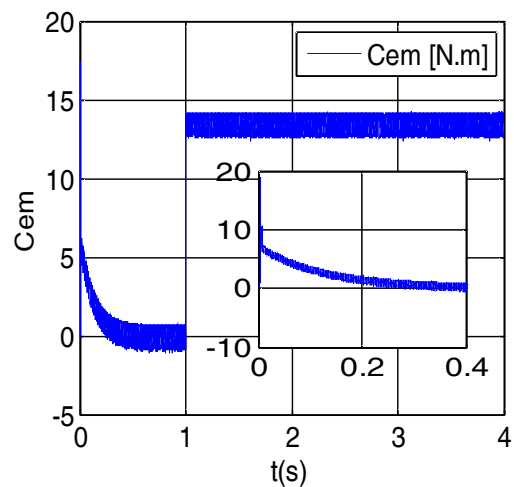
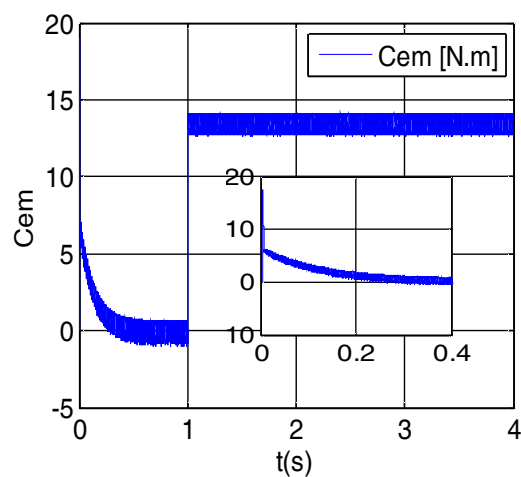
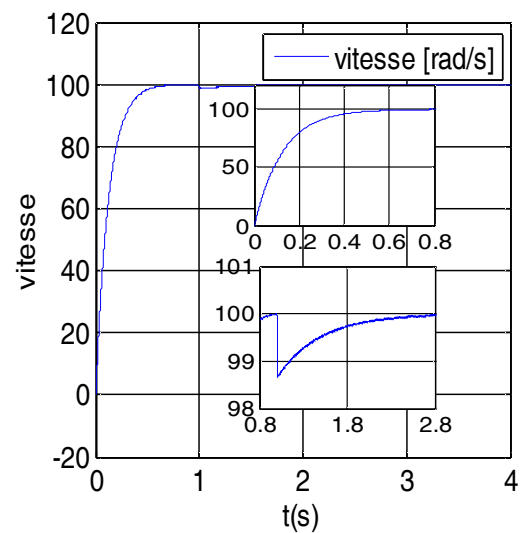
La bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à ± 0.25 N.m, et celle du comparateur de flux à ± 0.05 Wb.

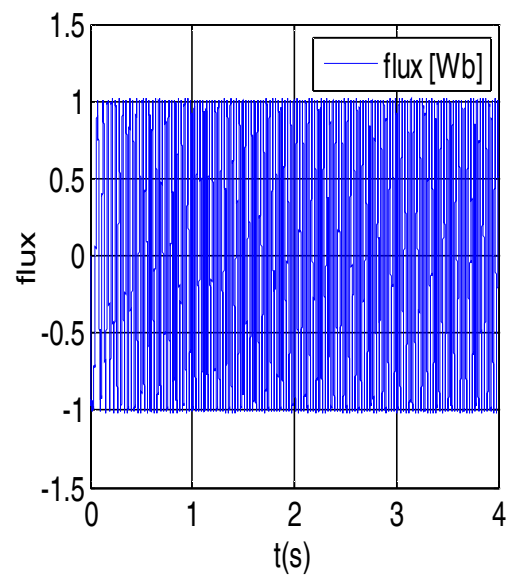
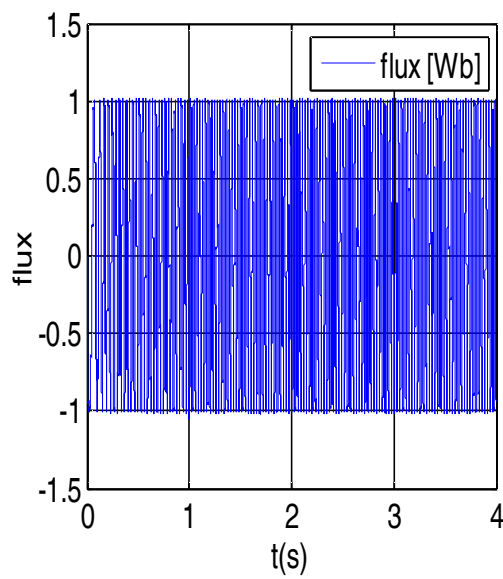
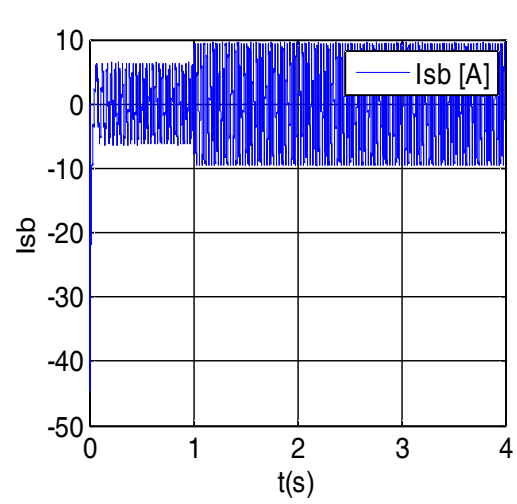
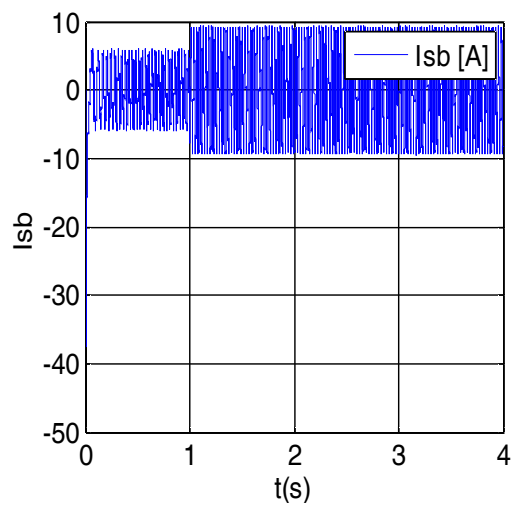
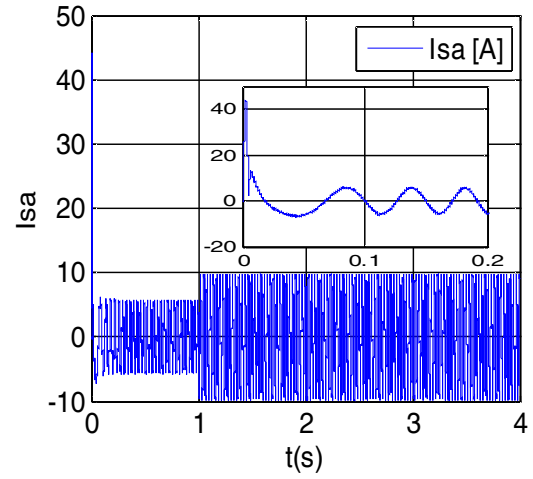
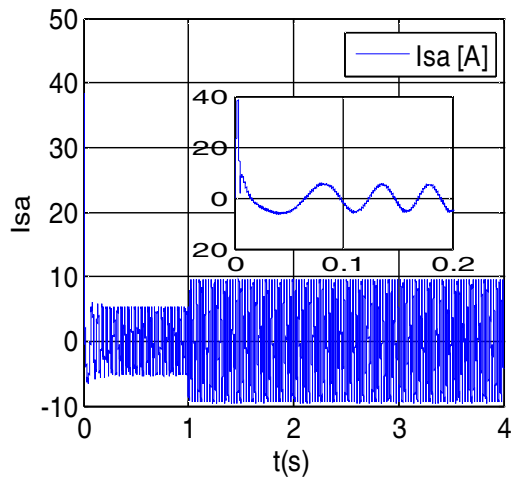
$(C_{elm})_{ref}$ est récupéré à la sortie d'un *PI*, $\varphi_{ref} = 1$ Wb.

A) Machine Asynchrone
Classique



B) Machine Asynchrone à Haut
Rendement





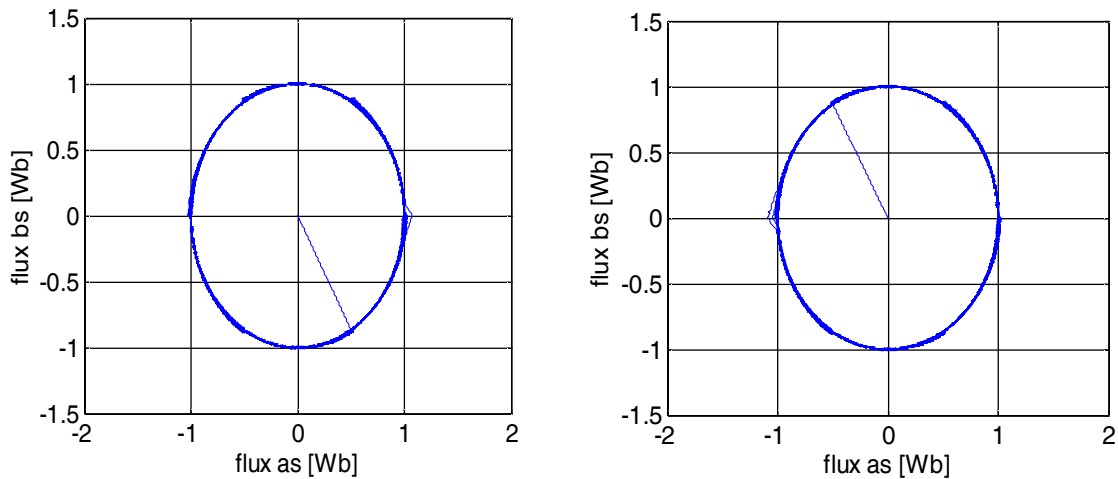


Figure IV.4 Résultats de simulation en charge des deux machines.

- **Interprétation**

La fig. IV.4 présente le résultat de simulation du couple électromagnétique pour un échelon de consigne **13.48N.m** à l'instant $t = 1s$. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à ± 0.25 . A travers cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis. On observe aussi, sur la même figure, la réponse de la vitesse à un échelon de **100rad/s** qui montre que la **DTC** présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la **DTC** est moins sensible au couple de charge, ce qui évident par le rejet rapide de perturbation.

Alors, la vitesse chute de 1.30% avant le rejet pour (B) qu'elle est inférieur de (A).

Au sujet du couple, il suit le couple résistant appliqué à l'instant $t = 2s$, dont le temps de réponse en (B) et plus rapide que (A).

Ce qui concerne le courant, il garde sa forme sinusoïdale, avec une amplitude de 9A pour (A), et 9.4A pour (B) après $t = 2s$.

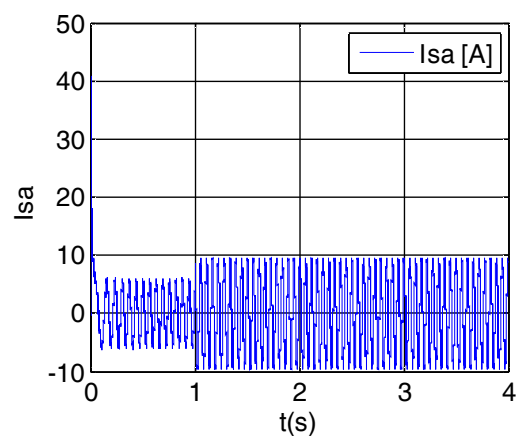
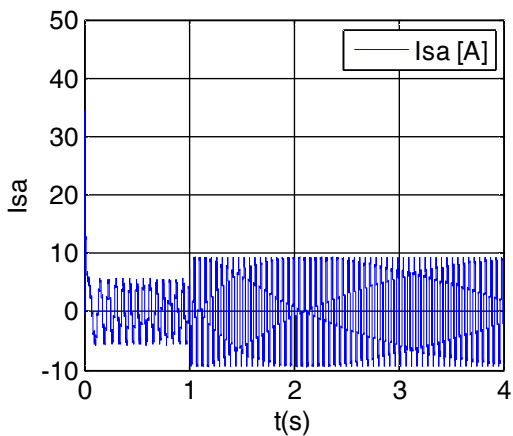
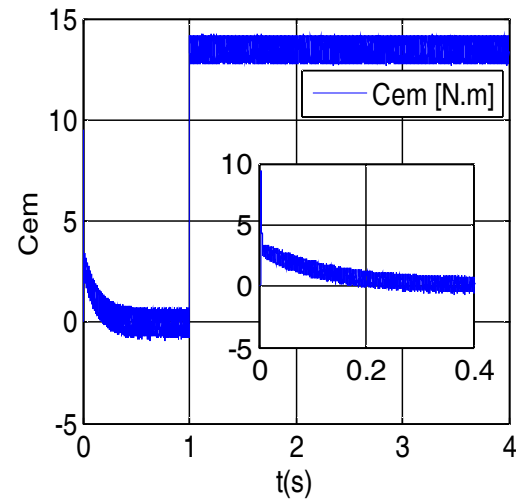
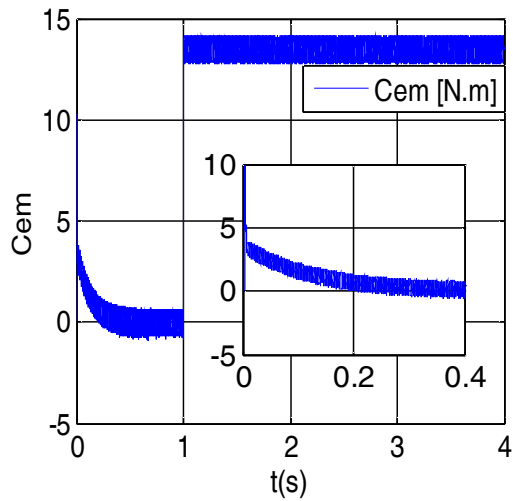
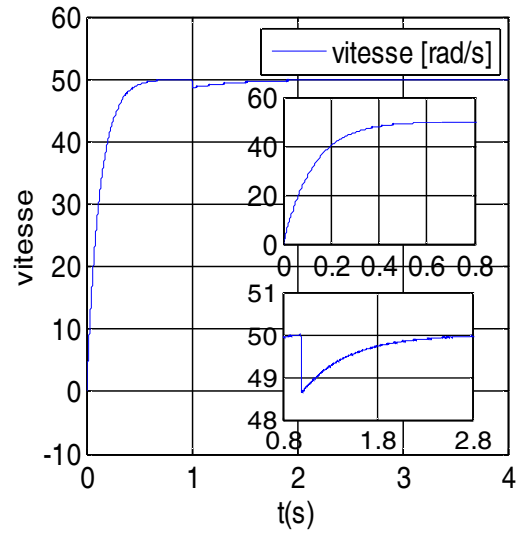
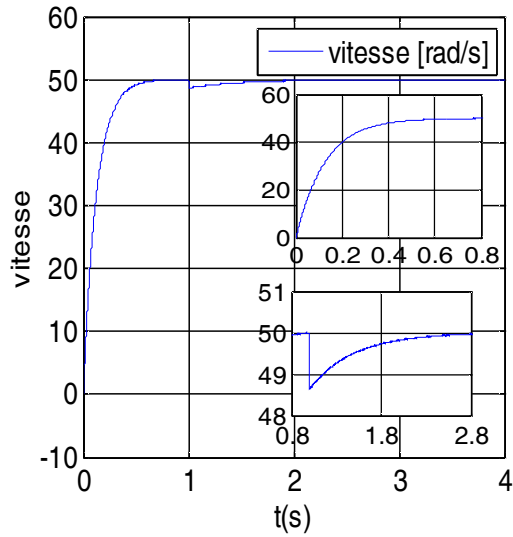
Pour la Fig IV -trajectoire du flux qui montre le dynamique de flux de la machine, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle, la tension V donc à une forme d'onde d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

b) Essais avec basse vitesse

Nous imposons une vitesse de référence de (50 rad/s), puis à $t = 1s$ on applique une charge de 13.48N.m.

A) Machine Asynchrone Classique:

B) Machine Asynchrone à Haut Rendement:



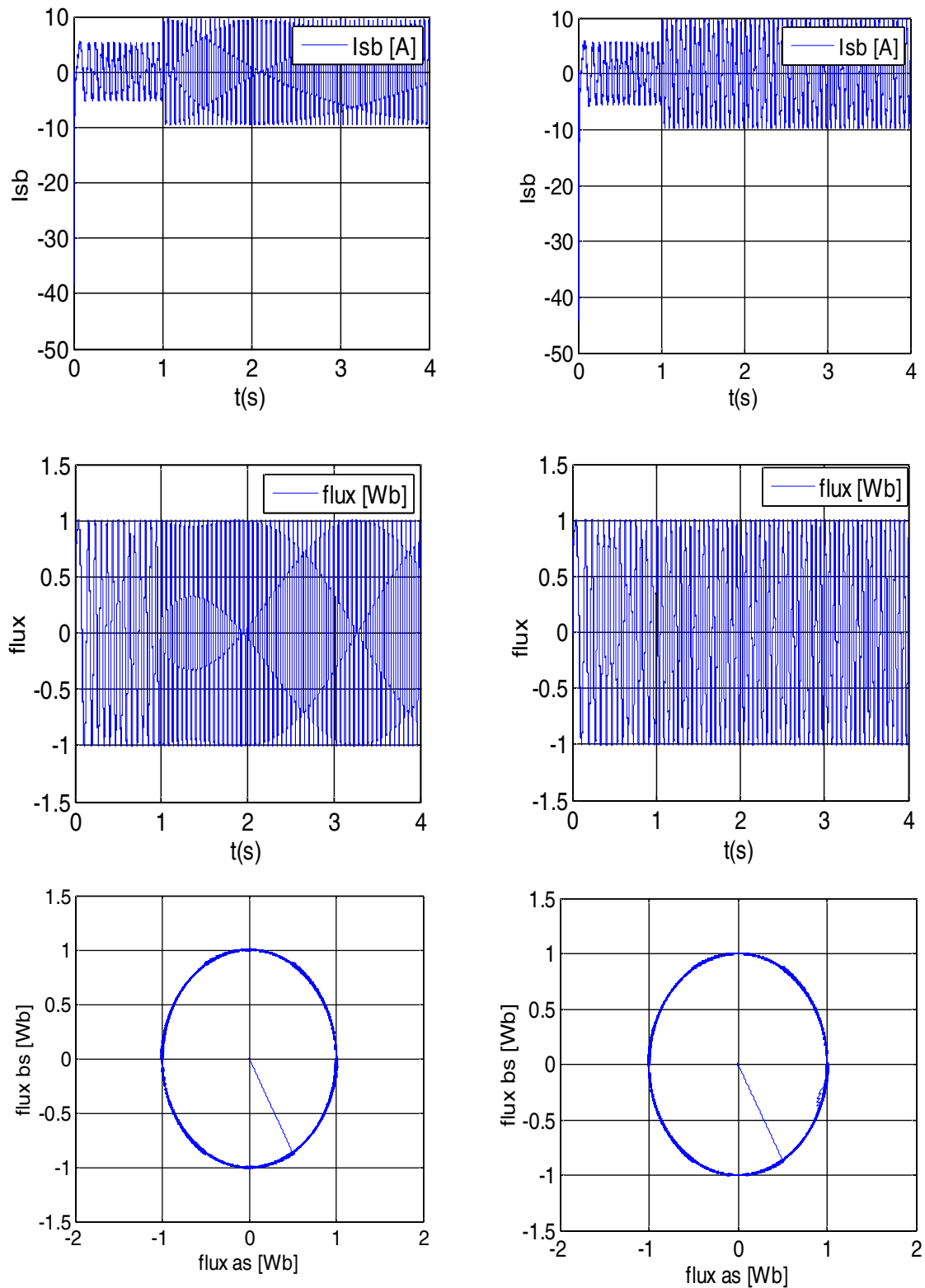


Figure IV.5 Réponse du système avec une diminution de vitesse de 50rad/s

- **Interprétation**

La Fig. IV.5 présente les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine avec une vitesse de 50 rad/s, à l'instant 1s on applique une charge de 13.48 N.m.

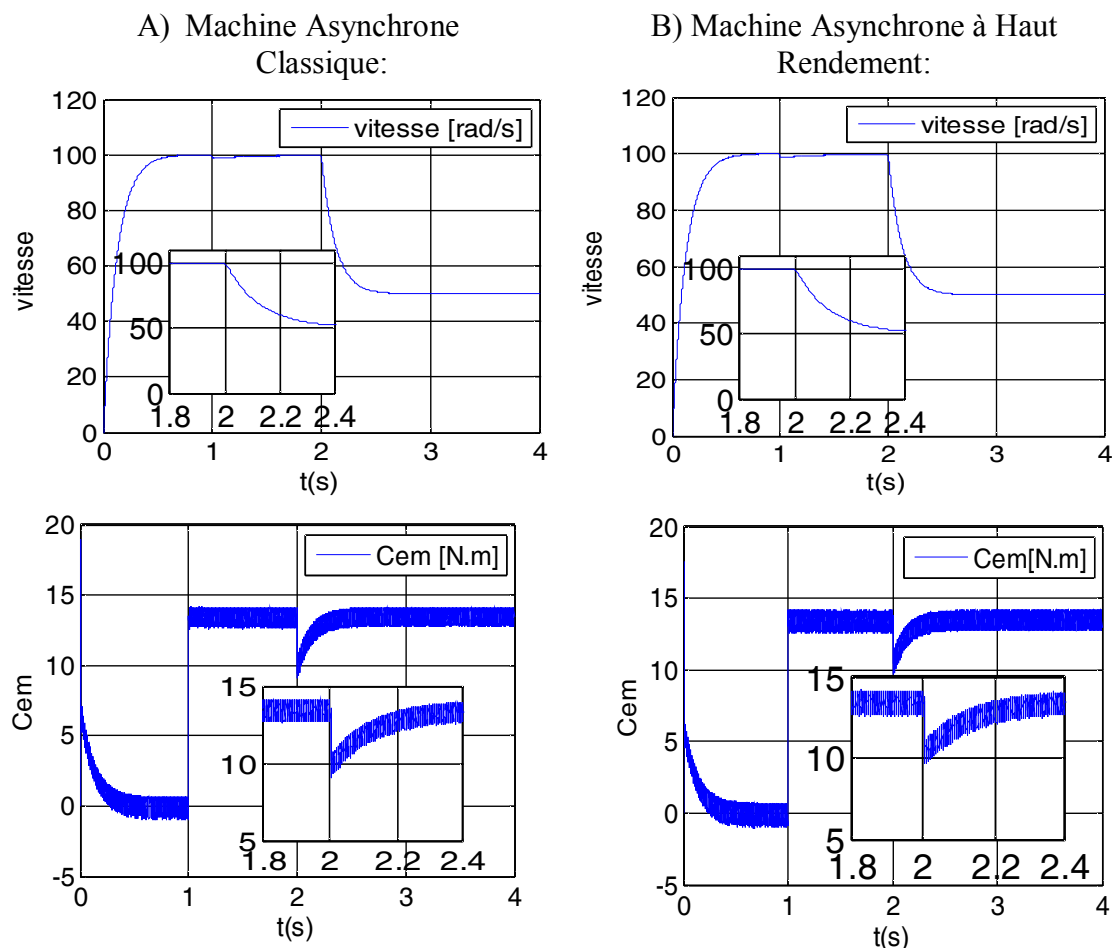
Sur (A) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique avec des paramètres d'une machine asynchrone classique, et sur (B) la réponse avec des paramètres d'une machine asynchrone à haut rendement.

On constate que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement et plus rapide avec une chute de vitesse avant le rejet de 1.35% au niveau de (B) qu'elle est un peu plus faible de (A); le courant et le flux suivent la variation de vitesse, et clairement influés en fréquences.

On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur le couple avec une amplitude de 10.3N.m pour (A) et 9.5 N.m pour (B).

c) Diminution de vitesse

Nous imposons une vitesse de référence de (100 rad/s), à $t = 1s$ on applique une charge de 13.48N.m, puis on diminue la vitesse à 50 rad/s à l'instant $t = 2s$.



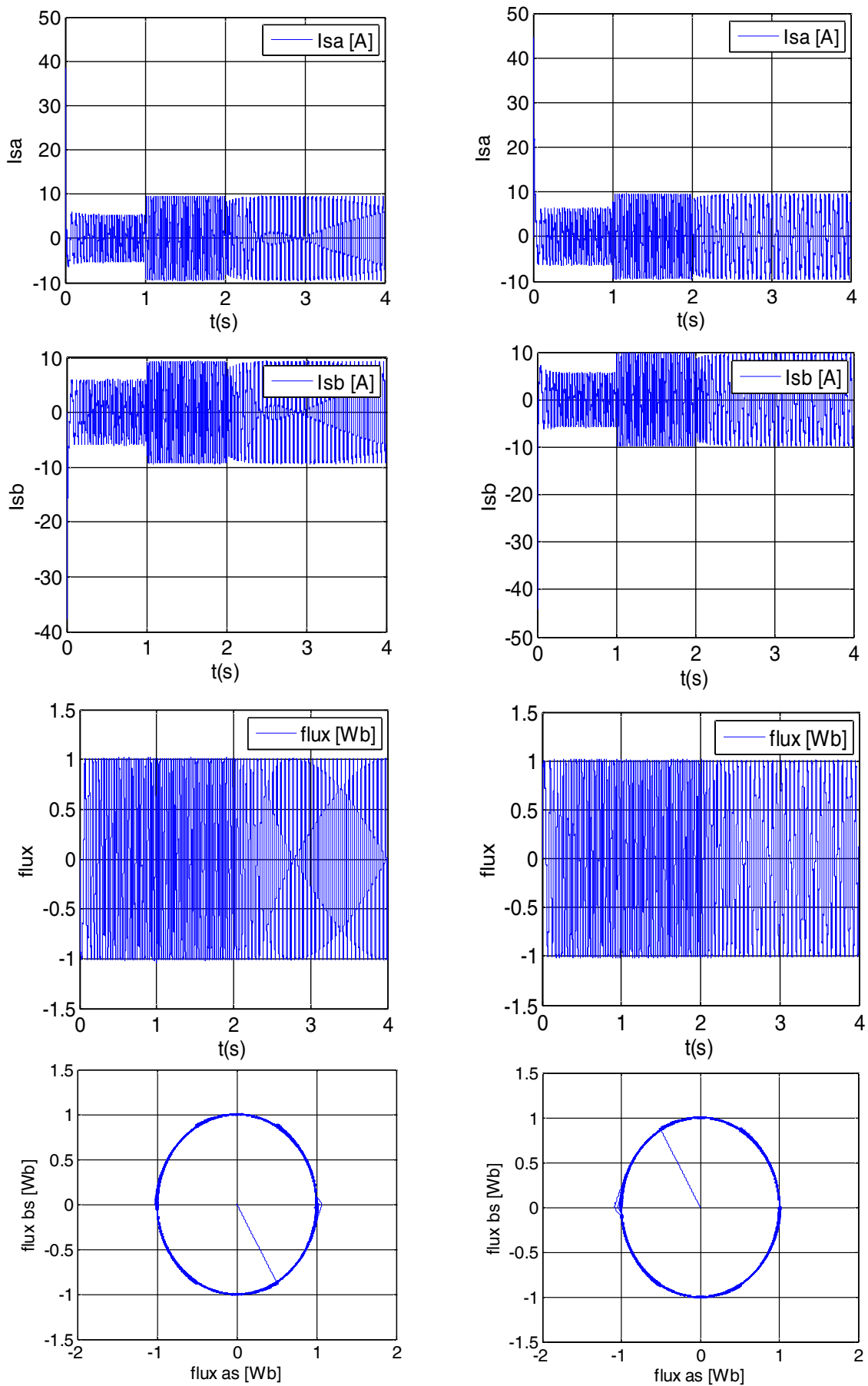


Figure IV.6 Réponse du système avec une diminution de vitesse de 100rad/s jusqu'à 50rad/s à l'instant $t=2$ s; $C_r=13.48$ N.m

- **Interprétation**

La Fig. IV.6 présente les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide avec une vitesse de référence de 100rad/s suivi d'une diminution en vitesse jusqu'à 50rad/s à l'instant $t=1.5s$, à l'instant $t = 3s$ on applique une charge de 13.48N.m.

On remarque que la vitesse suit le changement, et on remarque une influence sur le couple et le courant.

A l'instant $t = 1.5s$, le couple se diminue jusqu'à (- 4 N.m) pour (B) dont elle est inférieure de (A), et se stabilise après environ 0.2s à une valeur pratiquement nulle dans les deux machines, et prend à $t = 3s$ la valeur du couple appliqué; la vitesse diminue jusqu'à 50 rad/s à $t = 1.5s$ et fait un rejet à l'instant où on a introduit la charge; la perturbation au niveau du courant on la remarque sur le cycle d'onde où elle est un peu élargi après $t = 1.5s$ dans les deux machines.

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui est un moyen simple pour la commande d'une machine asynchrone, et qui présente une solution aux problèmes de la robustesse par rapport au contrôle vectoriel.

Le contrôle direct du couple (DTC) a été élaboré à partir des conditions de fonctionnements idéals dont l'effet de la variation de la résistance statorique est négligé, et la vitesse de rotation est considérée suffisamment élevée.

L'exactitude dans l'estimation du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique. De plus, des tables de sélection de vecteurs tension optimaux et des correcteurs à hystérésis. Ces correcteurs malgré leur simplicité sont des correcteurs bien adaptés pour cette commande. La résistance statorique est le seul paramètre de la machine qui utilisé dans le système de contrôle.

Dans le prochain chapitre on va faire une étude comparative entre les deux techniques de commande (PI et DTC).

V.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons procéder à une comparaison entre les performances des deux techniques de commande: la commande directe du couple et la commande vectorielle direct en régimes dynamiques et statiques.

En régime permanent, et pour des grandeurs de références, les ondulations du courant et du couple ont été évaluées et comparées pour différentes valeurs de la vitesse et de la charge. En régime transitoire, le but attendu c'est d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique (rapidité sans dépassement), [14].

V.2. Performance transitoire

La comparaison en régime transitoire concerne, dans notre cas, le temps d'établissement du couple dans le cas d'une transition de charge et ce pour différentes valeurs de vitesse pour les deux cas: commande vectorielle directe et la commande directe du couple.

L'implantation de la commande est réalisée en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Deux cas sont à réaliser: la commande directe du couple et la commande vectorielle directe. La validation est faite pour la commande avec boucle de vitesse et les paramètres d'une machine asynchrone à haut rendement. Le but est de choisir la meilleure réponse qui nous donne une meilleure qualité d'établissement du couple dans les deux cas de contrôles, [15].

	Commande PI	Commande DTC
100 rad/s	Chut avant le rejet de 4.35% Temps de réponse $t = 0.4s$	Chut avant le rejet de 1.45% Temps de réponse $t = 0.6s$
50 rad/s	Chute avant le rejet de 4.34% Temps de réponse $t = 0.4s$	Chute avant le rejet de 1.35% Temps de réponse $t = 0.6s$

Tableau V.1 Réponse de la vitesse

D'après les résultats obtenus, les figures III (10-11) et figures IV (4-5), on remarque que pour un temps ($t = 1s$ et $Cr = 13.48N.m$) et pour diverses valeurs de vitesse ($\omega = 100, 50$ rad/s), le temps d'établissement du couple, dans le cas de la commande directe du couple, sans dépassement par rapport à la commande vectorielle directe.

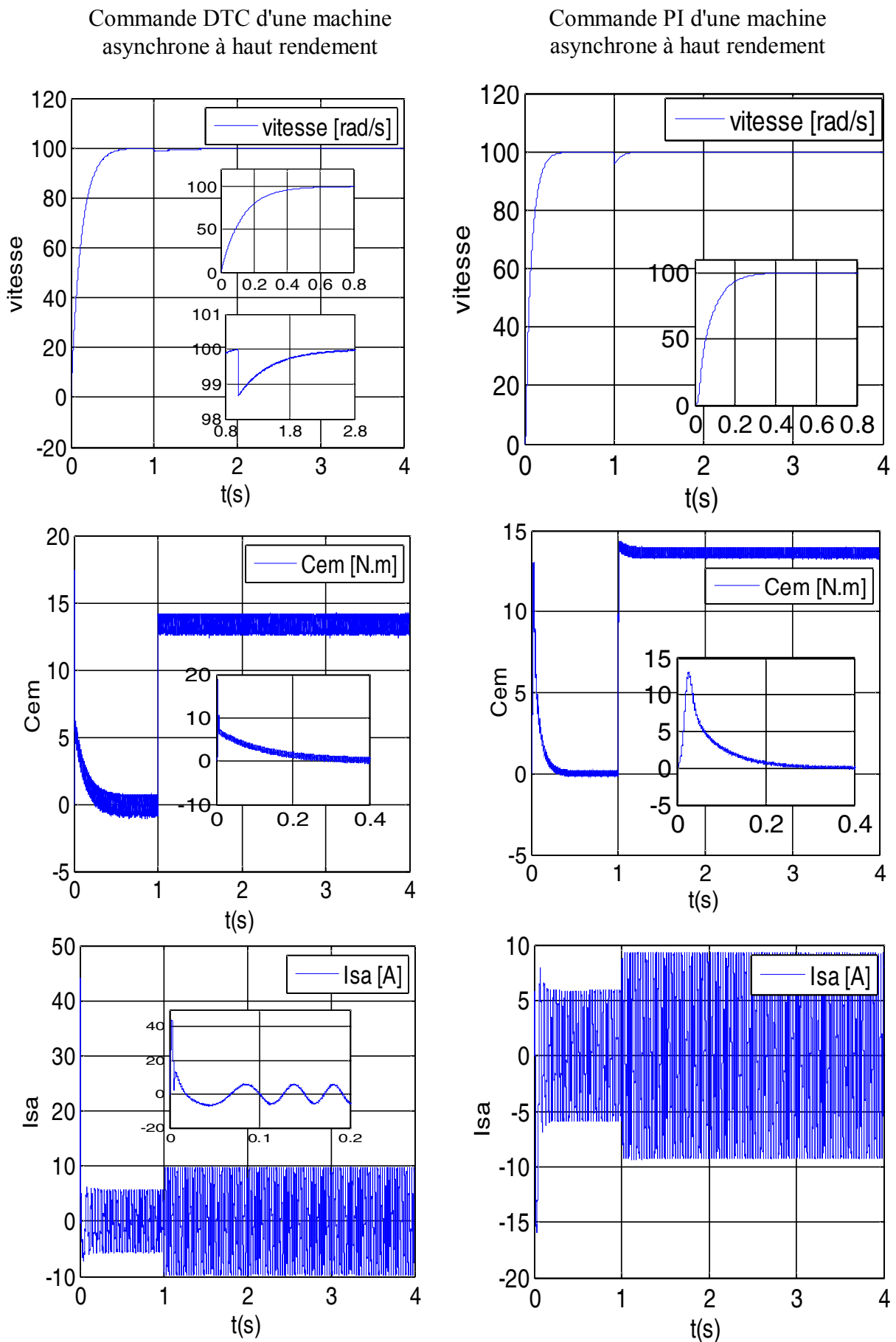


Figure V.1. Résultats de simulation d'une machine à haut rendement avec deux techniques de commande ($w=100\text{rad/s}$; $C_r=13.48\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$)

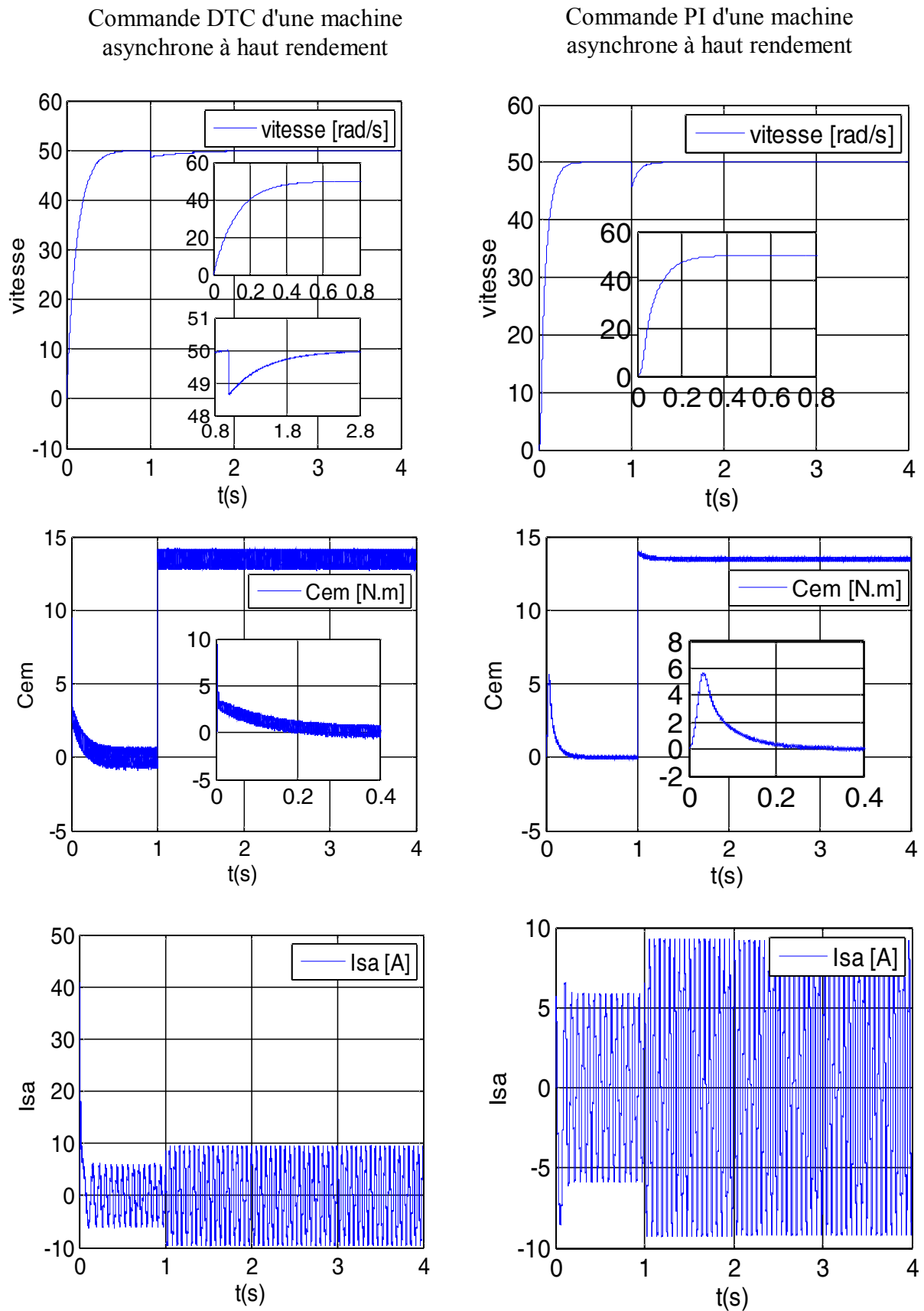


Figure V.2. Résultats de simulation d'une machine à haut rendement avec deux techniques de commande ($w=50\text{rad/s}$; $C_r=13.48\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$)

	Commande PI		Commande DTC	
	100 rad/s	50 rad/s	100 rad/s	50 rad/s
Cem (N.m)	13	9	17.5	9.7
Isa (A)	6	5.9	5.8	6

Tableau V.2 Résultats du couple et du courant $C_r=0\text{N.m}$, à vide

V.3. Performance en régime permanent

D'après les résultats obtenus, voir les figures mentionnées ci-dessus on remarque que le taux d'ondulation du couple pour la commande vectorielle directe, en l'occurrence le couple et le courant statorique, dans la commande directe du couple, diffère pour les différentes applications de la charge et de la vitesse, par exemple si on prend les figure (III.12 et VI.6) pour une vitesse de $\omega=100$ (rad/sec), et $C_r = 13.48$ (N.m), on peut dire que notre choix s'est porté sur la commande directe du couple étant donné qu'elle fournit une légère réduction sur le taux d'ondulation des deux grandeurs couple et courant statorique.

Pour les résultats obtenus, pour une vitesse de $\omega=100$ (rad/sec) et une charge $C_r = 13.48$ (N.m), on observe bien les performances de la commande directe du couple particulièrement au niveau du courant statorique et du couple électromagnétique, qui sont considérés comme un indicateur pour une meilleure précision à l'établissement des grandeurs.

Les résultats obtenus, en général, pour la commande vectorielle directe et la commande directe du couple sont nettement plus proches les uns aux autres. On notera pourtant que la convergence est sensiblement plus rapide dans le cas de la commande directe du couple. On remarque aussi que les oscillations en couple, obtenu dans le cas de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sont sensiblement plus grandes par rapport au cas du contrôle direct du couple, [15].

	Commande PI		Commande DTC	
	100 rad/s	50 rad/s	100 rad/s	50 rad/s
Cem (N.m)	13	9	17.5	9.7
Isa (A)	9.3	9.2	9.7	9.5

Tableau V.3 Résultats du couple et du courant $C_r=13.48\text{N.m}$

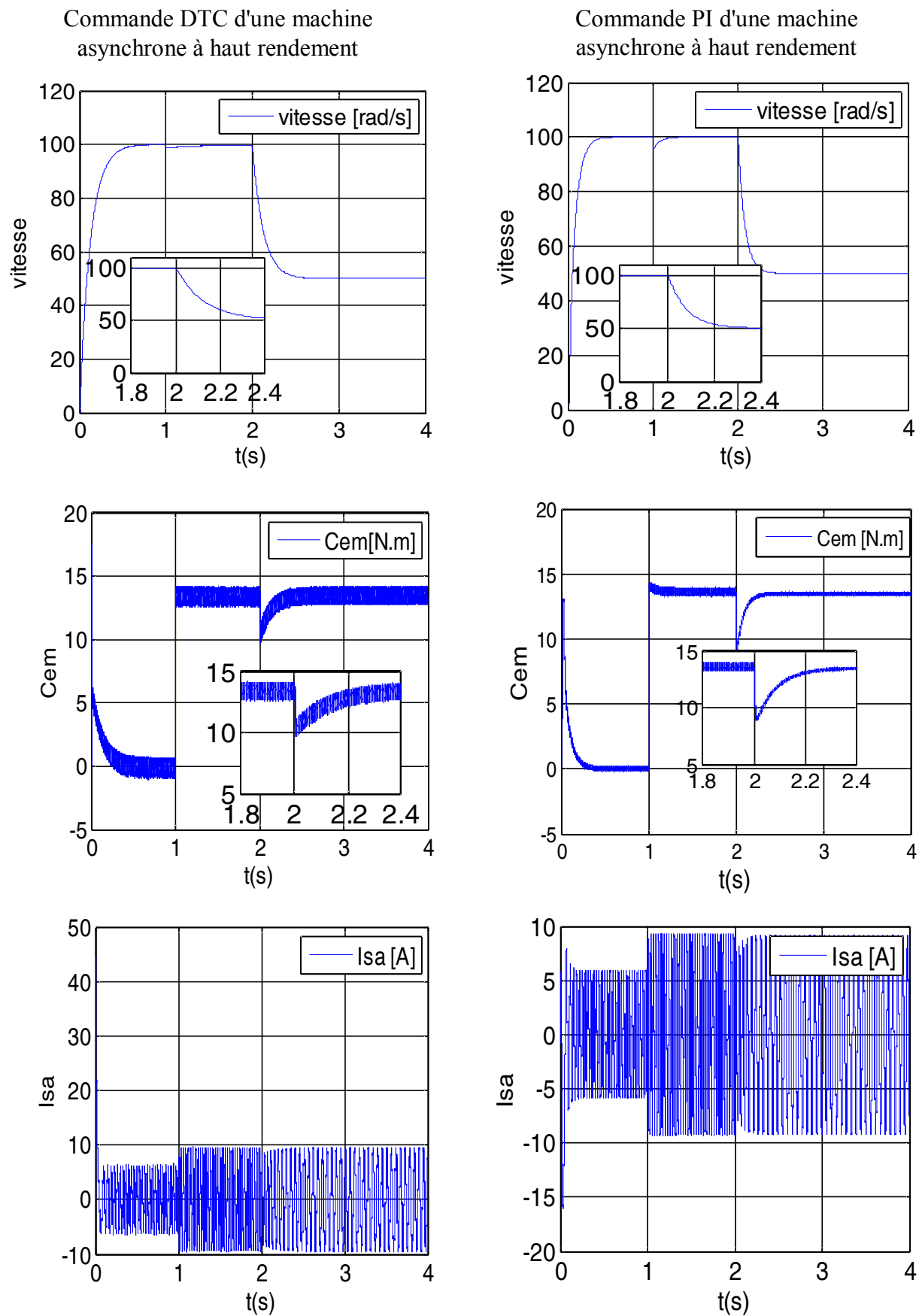


Figure V.3 Résultats de simulation d'une machine à haut rendement avec deux techniques de commande ($w=100\text{rad/s}$; $C_r=13.48\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$, et à $t=2\text{s}$ $w=50\text{rad/s}$)

	Commande PI	Commande DTC
Cem (N.m)	Chute avant le rejet jusqu'à 9 N.m	Chute avant le rejet jusqu'à 9.7 N.m

Tableau V.4 Résultats du couple, vitesse variable (100 et 50 rad/s)

Le tableau ci-dessous résume une étude comparative entre les schémas utilisés

	Commande vectorielle à flux Orienté	Commande directe du couple
Contrôle du flux	-Indirectement contrôle par le courant statorique -dynamique lente	-contrôle directement -Dynamique rapide
Complexité d'implémentation	-Complexité élevée	- Complexité moyenne
Référence	d-q tournant	d-q stationnaire

Tableau V.5 Etude comparative entre les schémas de la commande vectorielle à flux orienté et la
Commande directe du couple

V.4. Conclusion

La commande directe du couple et la commande vectorielle à flux orienté sont les deux commandes les plus connues dans les commandes de machines alternatives et la comparaison est un peu délicate. On peut noter les remarques suivantes : la comparaison entre les deux réponses montre que la commande directe du couple offre une meilleure dynamique et une meilleure précision à l'établissement des grandeurs, ainsi que la dynamique du couple de la commande vectorielle à flux orienté reste toujours tributaire du correcteur PI courant.

Conclusion Générale

1. Travail accompli

Dans ce sujet, on a voulu mettre en évidence l'intérêt d'utiliser de nouvelles techniques de commande des machines asynchrones permettant d'améliorer les performances de celles-ci. Par ailleurs, bien que les stratégies de la commande aient assuré, pour la machine, de trouver les meilleures solutions du point de vue mathématique, l'utilisateur est toujours sollicité pour faire la synthèse et l'interprétation des résultats obtenus.

La commande des machines électriques se situe dans la parfaite adéquation entre trois éléments :

- a) Modèles capables d'apporter des informations ou critères sur les machines électriques ;
- b) Une technique de commande ;
- c) Démarches de régulation.

2. Synthèse des résultats

Après l'exposition du concept de la maîtrise de l'énergie, rendement des moteurs à induction et de l'états de l'art des machines à haut rendement. Dans le deuxième chapitre, les différentes phases dans lesquelles on peut modéliser la machine asynchrone et le convertisseur ont été présentées. Suivant cette stratégie un schéma de bloc d'une machine asynchrone (A) de 2.2kW été développé. En suite les résultats trouvés sont analysés puis comparés avec ceux d'une autre machine asynchrone (B) mais de haut rendement, dont on constate que l'ensemble des résultats sont satisfaisants et que la machine (B) possède quelques avantages du point de vue de temps de réponse, couple max bonde d'hystérésis plus amorcé.

Deux techniques de commande d'une machine asynchrone triphasées ont été ensuite décrites. La commande directe du couple et la commande vectorielle à flux orienté sont les deux commandes les plus connues dans les commandes des machines alternatifs et la comparaison est un peu délicate. D'après la comparaison faite, on peut bien remarquer que chaque commande a ces propres performances que ce soit acceptables ou non, puisque chaque commande est différente de l'autre que ce soit au niveau de

l'orientation du flux, le type de modulation de largeur d'impulsion utilisé pour l'alimentation de l'onduleur de tension et la nature des correcteurs. Ces distinctions ont amenées à repérer les différences, dans le temps de réponse, le taux d'ondulation. Selon la comparaison faite, la période d'établissement de couple de la commande directe du couple est un peu supérieur comme période correspondante à la commande vectorielle à flux orienté, par exemple pour $\omega=100$ rad/s, mais on a une chute de vitesse avant le rejet pour la DTC (1.45%) plus petite à celle de la commande PI (4.34%).

Cette différence est provoquée par l'inertie des régulateurs de PI utilisés dans la stratégie à flux orienté directe qui causent un retard dans la réponse de couple. Pour ce qui concerne le régime permanent, l'ondulation du courant statorique dans le cas de la commande vectorielle directe est inférieure par rapport au contrôle directe du couple, dont on peut remarquer dans les Tableaux V.2 Par exemple, pour un couple de charge de 13.48 Nm, et une vitesse de 100 rad/s, le taux d'ondulation est 6 dans le cas de la commande vectorielle directe et 5,8 dans le cas du contrôle directe du couple.

3. Perspectives

Les perspectives de ce travail sont multiples, on peut les situer sur trois niveaux :

- a) L'introduction de la commande au problème des machines asynchrones à haut rendement reste très riche et les connaissances de base peuvent en plus mettre en oeuvre de nouvelles applications.
- b) Malgré ces résultats encourageants, beaucoup de travail reste à faire. Le principal objectif consiste à obtenir une convergence plus rapide vers des solutions de qualité. Malheureusement, plusieurs voies de recherches sont ouvertes dans cette direction.
- c) Gardons bien à l'esprit que, comme pour toute simulation, la validation par l'expérience reste indispensable.

Liste des figures

Figure I.1 Vues en coupe d'une MAS	06
Figure I.2 Sens et direction de rotation du champ magnétique d'une seule phase	07
Figure I.3 Sens et direction de rotation du champ magnétique de deux phases	07
Figure I.4 Sens et direction de rotation du champ magnétique du moteur triphasé	07
Figure I.5 Bilan de puissance de la machine asynchrone	09
Figure I.6 Classification du rendement des machines asynchrones selon CEMEP	10
Figure I.7 Couple du moteur en fonction de la vitesse de synchronisme	14
Figure I.8 Terme du rendement	15
Figure I.9 Plage du rendement maximal	19
Figure II.1 Représentation d'une machine asynchrone triphasée	22
Figure II.2 Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé	25
Figure II.3 Schéma de principe de l'association convertisseur –MAS	31
Figure II.4 Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux	32
Figure II.5 principe de la technique MLI	34
Figure II.6 Résultats de simulation d'un démarrage à vide des deux cas de la MAS (A,B)	36
Figure II.7 Résultats de simulation de la MAS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux cas	38
Figure II.8 Simulation de l'association convertisseur –machine avec application d'une charge de (13.48N.m)	40
Figure III.1 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS	43
Figure III.2 Orientation du flux rotorique	43
Figure III.3 Représentation du bloc d'estimateurs	46
Figure III.4 Commande vectorielle directe d'une machine alimentée en courant avec régulation du flux	46
Figure.III.5 Schéma en boucle ouverte	47
Figure.III.6 Schéma en boucle fermée	48
Figure.III.7 Schéma en boucle ouverte	48
Figure III.8 Schéma en boucle fermée	49
Figure.III.9 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse (PI)	50

Liste des figures

Figure III.10 Commande vectorielle directe avec onduleur $w=100\text{rad/s}$, $Cr=13.48$ à $t=1\text{s}$	52
Figure III.11 Commande vectorielle directe sans onduleur $w=50\text{rad/s}$, $Cr=13.48$ à $t=1\text{s}$.	54
Figure III.12 Résultats de simulation d'une diminution de vitesse à 50rad/s à $t = 1\text{s}$, et introduction d'un $Cr = 13.48$ à $t = 2\text{s}$	56
Figure IV.1 Evolution du vecteur flux stator	60
Figure. IV.2 Choix du vecteur tension	62
Figure IV.3 Structure du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone	65
Figure IV.4 Résultats de simulation en charge des deux machines	68
Figure IV.5 Réponse du système avec une diminution de vitesse de 50rad/s	70
Figure IV.6 Réponse du système avec une diminution de vitesse de 100rad/s jusqu'à 50rad/s à l'instant $t=2\text{s}$; $Cr=13.48\text{N.m}$	72
Figure V.1 Résultats de simulation d'une machine à haut rendement avec deux techniques de commande ($w=100\text{rad/s}$; $Cr=13.48\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$)	75
Figure V.2 Résultats de simulation d'une machine à haut rendement avec deux techniques de commande ($w=50\text{rad/s}$; $Cr=13.48\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$)	76
Figure V.3 Résultats de simulation d'une machine à haut rendement avec deux techniques de commande ($w=100\text{rad/s}$; $Cr=13.48\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$, et à $t=2\text{s}$ $w=50\text{rad/s}$)	78

Liste des tableaux

Tableau. I.1 Caractéristiques d'une machine asynchrone selon le model	15
Tableau. IV.1 : Table de commutation de la commande directe du couple	64
Tableau V.1. Réponse de la vitesse	74
Tableau V.2. Résultats du couple et du courant $C_r=0N.m$	77
Tableau V.3. Résultats du couple et du courant $C_r=13.48N.m$	77
Tableau V.4. Résultats du couple, vitesse variable (100 et 50 rad/s)	79
Tableau V.5. Etude comparative entre les schémas de la commande vectorielle à flux orienté et la Commande directe du couple	79

Annexe

Puissance Utile	Pu	kW	2.2
Courant Absorbé	I ₁	A	9 /5.3
Tension Nominale	V	V	220/380
Vitesse	N _r	trs/min	1431.8
Type de Protection	IP	-----	44
Poids	m	kg	22
Fréquence	f ₁	Hz	50

Paramètre	<u>Machine classique</u>	<u>Machine à haut rendement</u>
L _s (H)	0.1936	0.1798
L' _r (H)	0.1947	0.1788
l _{os} = l _{fs} (H)	0.0118	0.00423
l _{fr} (H)	0.0129	0.00814
M(H)	0.1818	0.1706
σ(%)	12.31	
R _s (Ω)	3.5	2.736
R' _r (Ω)	2.4769	1.7916
Cn (Nm)	13.48	13.48
J(kg.m²)	0.0089	0.0078
f	0.000019	0.000015

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **Académie de Caen**, «*Machine Asynchrone, Principe de Fonctionnement, Liaison au Réseau Electrique, Protection du Moteur et Variation de Vitesse*», Sciences de l'Ingénieur.
- [2] **ZEGHBA Ahmed**, «*Nouvelle Approche pour la Conception sous Contraintes des Machines à Haut Rendement –Analyse Electromagnétique en 2D-*», Mémoire de Fin d'Etudes pour l'Obtention du Diplôme Master en Génie Electrique, Proposé et Dirigé par: Dr. S. CHEKROUN, Mr. A. ZORIG, Université de M'sila, 2012/2013.
- [3] **Philippe LE BRUN**, **Lycée Louis ARMAND**, «*Machine Asynchrone, Technologie, Choix et Alimentation des Machines Asynchrone*». Polycopie, Strasbourg, 2008.
- [4] **ACHOURI Radouane**, **HIDOUCHE Mohamed**, «*Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone*», Mémoire de Fin d'Etudes pour l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, Proposé et Dirigé par: Pr. MO. MAHMOUDI, Juin 2007.
- [5] **CHIKHI Abdesselem**, «*Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue*», Mémoire de Fin d'Etudes pour l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat, Proposé et Dirigé par: Dr. SELLAMI Said, Dr. NACERI Farid, Université de Batna, 2008.
- [6] **Nadia ELKHATTABI**, «*Identification des Paramètres du Moteur à Induction pour la Mesure IN SITU du Rendement*», Mémoire de Fin d'Etudes pour l'Obtention du Diplôme de Maîtrise d'Energie, Dirigé par: Pr. Anatole SEVIGNY, Université du Québec, Février 2009.
- [7] **Gareth PUGSLEY**, «*Modélisation Paramétrique non Linéaire des Machines Asynchrone et Démarche d'Optimisation Associée*», Thèse pour Obtenir le Grade de Docteur de l'INPG, Directeur de Thèse: M. Jean-Paul YONNET, Co-encadrant: M. Christian CHILLET, Laboratoire Electrotechnique de Grenoble, 02 Avril 2004.
- [8] **L. BAGHLI**, «*Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*», Notes de Cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2005.

- [9] **Rabeh BELHADEF, Bilal BOUTAYA**, «*Commande Vectorielle et par Logique Floue sans Capteur*», Projet de Fin d'Etudes Pour l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, Proposé et Dirigé par: Mr. M.S. BOUCHRIT, Mr. D. KOUCHIH, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [10] **BENHAMIMID Radhwane, BRAHIMI Nadjib**, «*Commande Vectorielle d'un System Mono-Onduleur Bi-Machines Asynchrones*», Mémoire de Fin d'Etudes en Vue de l'Obtention du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Génie Electrotechnique, Proposé et Dirigé par: Dr. CHAOUCH Souad, Melle. BELAZOUI Fettouma, Université de M'Sila, 2006.
- [11] **ELBIA Youcef**, «*Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté*», Mémoire Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Magister en Electrotechnique, Dirigé par: Mr Lakhdar MOKRANI, Université de Batna, 15 / 06 /2009.
- [12] **Dramane TRAORE**, «*Commande non Linéaire sans Capteur de la Machine Asynchrone*», Thèse de Doctorat, Directeur de Thèse : Alain GLUMINEAU, Co-Directeur : Luc LORON, Ecole Centrale de Nantes, 2008.
- [13] **DISSA Abdennour**, «*Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur non Linéaire*», Mémoire de Magister en Vue de l'Obtention du Diplôme de Magister en Electrotechnique, Rapporteur Dr. Chikhi Khaled, Co-Rapporteur Dr. Nacéri Farid, Université de Batna, 2010.
- [14] **Mr. ZEKKOUR Abdelhamid**, «*Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associé à un Observateur Adaptatif*», Mémoire de Magister en Vue de l'Obtention du Diplôme de Magister en Electrotechnique, Rapporteur Dr. Farid NACERI, Université de Batna, 2010.
- [15] **Lamia YOUB, A. CRĂCIUNESCU** «*Etude Comparative entre la Commande Vectorielle à Flux Orienté et la Commande Direct du Couple de la Machine Asynchrone*», Polycopie Université POLITEHNICA de Bucharest, 2007.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : Messieurs : **Dr: S. CHEKROUN**
Dr: S. BELHAMDI

Présenté par - BELOUADAH Djamel Eddine Mohamed

Thème :

**Etude de la Commande des Machines Asynchrones
à Haut Rendement (HEM)**

Résumé :

Ce sujet est une étude de la commande des machines asynchrones à haut rendement, alors on a exposé l'état de l'art des moteurs à haut rendement, avec un rappel sur le concept de la maîtrise de l'énergie dans les principaux secteurs. L'apport des machines électriques vis-à-vis de la maîtrise de l'énergie électrique sera également traité. On insistera aussi sur le rendement des machines asynchrones, les méthodes et normes pour les évaluer, les facteurs influents et les avantages des MHR, en suite on fait la modélisation de la machine, à la fin, nous allons parlés sur la commande vectorielle PI et la commande directe de couple DTC.

Mots clés : Machine asynchrone, commande directe de couple DTC, commande vectorielle PI.