

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'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique

Proposé et dirigé par :

M. HAMMOUCHE Abdelaziz

Présenté par :

M. LEBSIR Elaid
M. GUIBECHE Lakhdar
M. BENLAOUDA Abdelkarim

Année universitaire : 2011-2012

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

Proposé et dirigé par : -M. Abdelaziz HAMMOUCHE

Présenté par : - LEBSIR Elaid

- GUIBECHE Lakhdar

- BENLAOUDA Abdelkarim

Thème :

Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique

Résumé :

De jour en jour la machine asynchrone continue de substituer la machine à courant continu dans divers applications industrielles, et ce grâce au développement de la commande des MAS. Ce projet de fin d'études concerne l'élaboration d'une commande performante de la machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle sans capteur de vitesse ; ce dernier sera remplacé par un observateur pour observer la vitesse de rotation et un deuxième observateur pour le flux rotorique. Après la modélisation de la machine asynchrone dans le repère (d,q) , nous avons utilisé la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, l'alimentation est assurée par une cascade redresseur-filtre-onduleur. La même structure de commande est utilisée en quatrième partie, mais en introduisant les deux observateurs de Luenberger,

Mots clés :

Machine asynchrone, modèle de park, commande vectorielle, observateur de Luenberger,

Remerciement

*Les travaux présentés dans ce projet de fin d'études ont été effectués au sein du département de génie électrique de l'université de M'sila, sous la direction de **M. HAMMOUCHE Abdelaziz**, que nous remercions à la confiance qu'ils nous ont accordés, leur encadrement, leur aide et leurs conseils.*

Nous tenons à exprimer nos gratitudeux aux membres du jury, qui ont accepté d'examiner notre travail.

Nous remercions aussi tous les enseignants du département génie électrique et le chef de département.

Nous tenons également à remercier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis le primaire.

Nous remercions tous les personnes ayant aidé de loin ou de près à l'élaboration de notre travail.

Notations et Symboles

\tilde{X} : Grandeur estimée.

A, B, C : Indices des trois phases statoriques

a, b, c : Indices des trois phases rotoriques.

s, r : Indices relatifs respectivement au stator et rotor.

d, q : Indices relatives au axes direct et en quadrature.

(P) : Matrice de Park.

(P^{-1}) : Matrice inverse de Park.

(V_s) : Vecteur des tensions statoriques.

(V_r) : Vecteur des tensions rotoriques.

(I_s) : Vecteur des courants statoriques.

(I_r) : Vecteur des courants rotoriques.

φ_s : Vecteur flux statorique.

φ_r : Vecteur flux rotorique.

V [V]: Tension.

I [A]: courant.

φ [Wb]: flux

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

M_s [H] : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r [H] : Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

$M_{1,2,3}$: Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

l [H] : Inductance propre..

J_t [kg.m²] : Moment d'inertie de la masse tournante.

k_f [N.m.sec/rad] : Coefficient de frottement visqueux.

P : Nombre de paire de pôles.

L_S [H] : Inductance cyclique propre du stator.

L_r [H] : Inductance cyclique propre du rotor.

M [H] : Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

T_S : Constante du temps statorique.

T_r : Constante du temps rotorique.

W : Vitesse de rotation mécanique.

ω_S : Pulsation statorique.

ω_r : Pulsation rotorique.

ω_c : Vitesse angulaire de repère (d,q).

ω_g : Vitesse de glissement.

θ : Angle rotorique.

Γ_e : Couple électromagnétique.

Γ_e : Couple résistant.

Sommaire

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

CHAPITRE I : Généralités sur les machines asynchrones.

1. Introduction	2
2. Constitution de la Machine Asynchrone	3
3. Principe de fonctionnement	5
4. Réglage de vitesse par méthodes classiques des moteurs asynchrones triphasés....	7
5. Autres systèmes de variation de vitesse	
5.1. Système statique électronique	8
5.2. Système électromécanique	9
6. Freinage des moteurs asynchrones triphasés	
6.1. Freinage par contre courant	9
6.2. Freinage par injection de courant continu	10
6.3. Freinage par fonctionnement en hyper-synchrone.....	10
6.4. Autres systèmes de freinage	11
7. Conclusion	11

CHAPITRE 2 : Modélisation de la MAS et de son Alimentation.

1. Introduction.....	12
2. Modèle de la Machine Asynchrone.....	13
1.1. Hypothèses simplificatrices	13
2.2. Modèle dynamique de la machine	13
2.2.1. Equations électriques	14
2.2.2. Equations magnétiques	14
2.3. Transformation du système triphasé	15
2.3.1. La transformation de Park	15
2.3.3. Les équations électriques dans le repère de Park (d, q)	16

2.3.4. Equations de tensions	17
2.4. Expression du couple électromagnétique	17
2.5. Equation mécanique	18
2.6. Choix du repère (d, q)	18
2.7. Représentation sous forme d'état de la MAS	19
2.7.1. La représentation d'état	19
2.7.2. Modèle d'état de la machine asynchrone	20
2.7.3. Représentation d'état dans le repère lié au stator	20
3. Modélisation de l'alimentation	21
3.1. Modélisation du redresseur	21
3.2. Modélisation du filtre	22
3.3. Modélisation de l'onduleur	23
3.3.1. Les tensions dans les phases de La MAS	24
3.3.2. Commande en courant de l'onduleur de tension	25
3.3.3. La technique de commande par hystérésis	25
4. Résultats de simulation	27
4.1. Simulation de la machine asynchrone	27
4.2. Interprétation des résultats	28
5. Conclusion	29

CHAPITRE 3 : Commande Vectorielle Directe de la MAS.

1. Introduction	30
2. Principe de la commande à flux rotorique orienté	31
3. La commande vectorielle directe	33
3.1. Principe de la commande vectorielle directe	33
3.2. Le modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique	33
3.3. Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté	34
3.4. Schéma général de la commande	35
4. Calcul des régulateurs	36
4.1. Régulateur de vitesse	36
4.2. Régulateur du flux	37
5. Résultats de simulations et interprétations	38
5.1. Démarrage à vide	38

5.2. Démarrage en charge	39
5.3. Démarrage à vide puis introduction du couple nominale	40
5.4. Inversion du sens de rotation	41
5.5. Résultats de simulation en basses vitesses	42
6. Conclusion	43

CHAPITRE 4 : Commande Vectorielle Sans Capteur Mécanique de La MAS.

1. Introduction	44
2. L'observateur d'état	45
2.1. Observateur en boucle ouverte	45
2.2. Observateur en boucle fermée	45
2.3. Types d'observateurs	46
2.4. Observateur pour les systèmes linéaires	46
2.5. Observateur de Luenberger	47
3. Observateur du flux de la machine asynchrone	48
3.1. Application de l'observateur de Luenberger à la machine asynchrone	48
3.2. Détermination de la matrice du gain K	48
3.3. Résultats de simulation.....	49
3.4. Commande vectorielle avec observateur du flux rotorique	50
3.5. Résultats de simulations avec l'introduction de la commande	51
4. Observateur de vitesse de la machine asynchrone	55
4.1. Observateur à ordre réduit	55
4.2. Linéarisation du modèle d'état	56
4.3. Application de la linéarisation au modèle de la machine	56
4.4. Application de l'observateur à ordre réduit au modèle linéarisé de la MAS	57
4.5. Les résultats de simulation de la commande avec observation de la vitesse	58
5. Conclusion	60
Conclusion Générale.....	61
Bibliographie.....	62
ANNEXE	
ANNEXE A : Paramètres de la machine.....	I
ANNEXE B : Calcul des régulateurs.....	II

Introduction Générale

Le moteur à courant continu, est utilisé depuis longtemps dans l'industrie, il fournit la force motrice et permet un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [01].

L'inconvénient majeur de ce type de moteur est la présence d'une paire de balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale en plus il présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement.

C'est la raison, qui a orienté les recherches vers des solutions de commande du moteur asynchrone à cage, qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique.

Le progrès de l'électronique de puissance, avec l'apparition des composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, ont permis l'utilisation des commandes plus évoluées. Telle que la commande vectorielle des machines asynchrones permettant ainsi des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'orientation de flux rotorique appliqué au moteur asynchrone. Pour ce faire nous subdivisons notre mémoire en quatre chapitres, selon l'ordre suivant :

Le premier chapitre est consacré à la description de la machine asynchrone, et de présenter le principe de son fonctionnement, ainsi que les techniques de variation de vitesse et de freinage. Dans le deuxième, la modélisation de la machine asynchrone a été établie dans le repère d, q en utilisant la transformation de Park.

La commande vectorielle directe de la machine par orientation du flux rotorique et l'utilisation d'un estimateur du flux rotorique, sera l'objet d'étude du troisième chapitre. L'élimination du capteur de vitesse et l'utilisation de deux observateurs linéaires de Luenberger le premier à ordre complet pour observer la vitesse et le second à ordre réduit pour observer le flux rotorique. Enfin ; une conclusion générale permet de faire ressortir l'intérêt de ce travail

Chapitre 1 : Généralités sur la Machine Asynchrone

1. Introduction

L'entraînement des machines est assuré en très grande majorité par des moteurs asynchrones, alimentés en courant alternatif triphasé et quelquefois en monophasé. Ce type de moteur s'impose en effet dans la plupart des applications et ce par son prix de revient avantageux, ces qualités de robustesse et sa simplicité d'entretien.

Dans ce chapitre il nous paraît indispensable de rappeler la description de ce type de moteurs et le principe de son fonctionnement, puis de décrire et comparer les principaux dispositifs de réglage de vitesse et de freinage qui leurs sont associés.

2. Constitution de la Machine Asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [02]:

- **Stator (partie fixe)** : constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- **Rotor (partie tournante)** : constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- **Organes mécaniques** : permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous ensembles.

La figure I.1. représente une vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage.

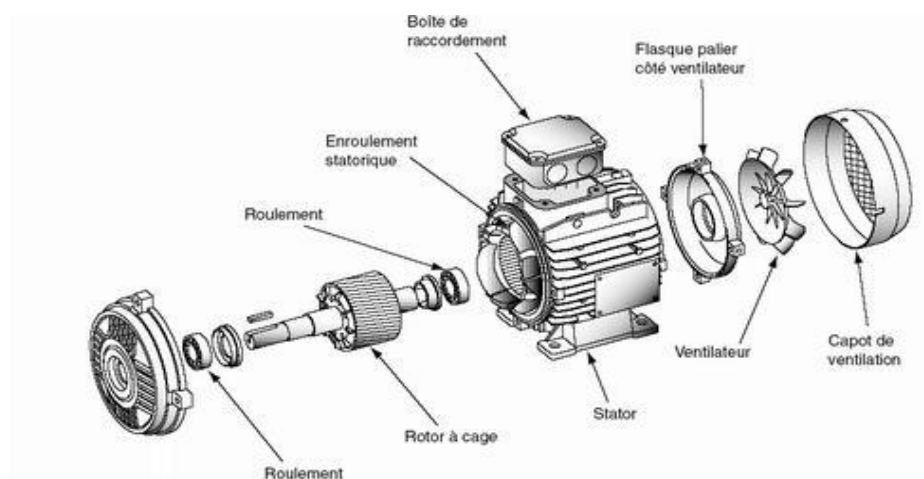


Fig .I.1. Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage.

2.1 Le stator

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles 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. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

La figure I.1. représente Le stator.



Fig.I.2. *Le stator.*

Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de 120° comme le montre le schéma ci-dessous.

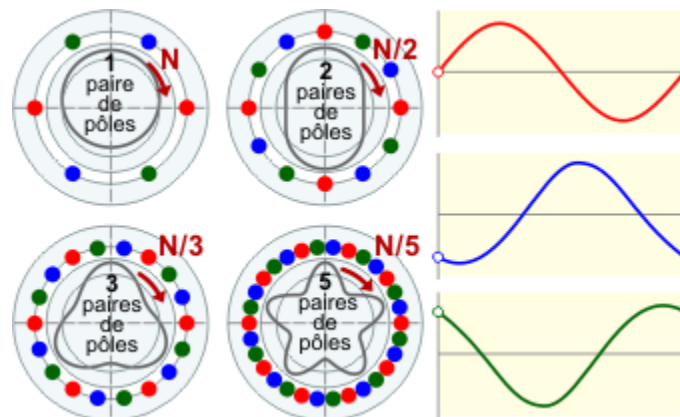


Fig.I.3 *Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant.*

Lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme. La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz) et du nombre de paires de pôles. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse de rotation du champ tournant du moteur ne peut varier qu'en fonction du nombre de paires de pôles.

Paires de pôles	1	2	3	4	6
Nombre de pôles	2	4	6	8	12
N [tr/min]	3000	1500	1000	750	500

2.2 Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même 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".

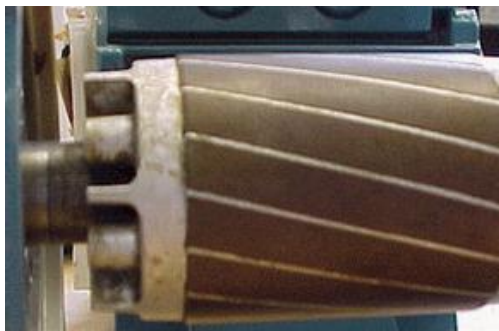


Fig. I.4. *Vue d'un rotor.*

2.3 Les organes mécaniques

La carcasse 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.

3. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose[02] :

- D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant. Le conducteur en question est un des barreaux de la cage d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux).

- D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite.

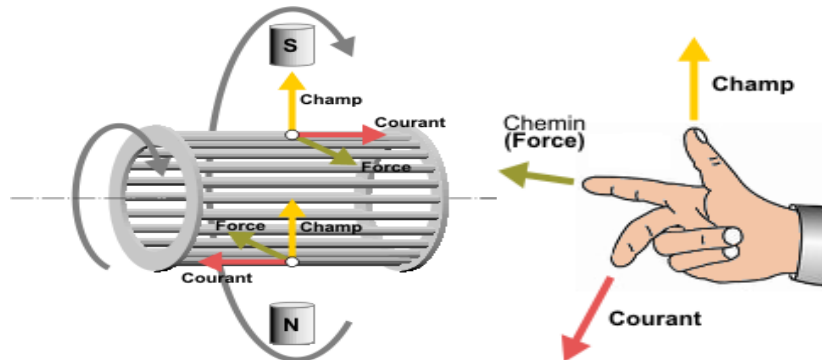


Fig.1.5. Principe du champ tournant.

Comme montré sur le schéma ci-dessus, le champ tournant, à un instant donné, est orienté vers le haut. En considérant deux conducteurs diamétralement opposés, on constate que les courants induits dans ces deux conducteurs sont en sens inverse et, associés au champ magnétique, créent des forces motrices en sens inverse. Le rotor étant libre de tourner sur l'axe X-Y, les deux forces s'associent pour imprimer aux deux conducteurs un couple permettant la rotation de la cage d'écureuil : le moteur électrique est inventé.

Pour entretenir la rotation du moteur, il est nécessaire de faire varier soit le courant dans les conducteurs de la cage, soit le champ magnétique. Dans un moteur asynchrone, c'est le champ magnétique qui varie sous forme de champ tournant créé dans le stator.

Au démarrage le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire de synchronisme. Le rotor mis en rotation tend à rattraper le champ tournant. Pour qu'il y ait un couple entretenu au niveau des conducteurs, la variation de flux doit être présente en permanence; ce qui signifie que si les conducteurs tournent à la vitesse de synchronisme comme le champ tournant, la variation de flux sur les conducteurs devient nulle et le couple moteur disparaît.

Un rotor de moteur asynchrone ne tourne donc jamais à la vitesse de synchronisme (50 Hz). Pour un moteur à une paire de pôles (à 50 Hz, la vitesse de rotation du champ tournant est de 3 000 [tr/min]) la vitesse de rotation du rotor peut être de 2 950 [tr/min] par exemple; intervient ici la notion de glissement.

4. Réglage de vitesse par méthodes classiques des moteurs asynchrones triphasés

4.1. vitesse des moteurs asynchrones

La vitesse à vide des moteur asynchrones n'est pas influencée par les variations de tension mais elle est proportionnelle à la fréquence du courant d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles constituant le stator [03].

$$N = \frac{60 f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Avec : N : vitesse de synchronisme en tr /mn.

f : fréquence en hz.

p : nombre de paires de pôles.

4.1.1. Cas de moteurs à cage

Comme nous l'avons vu précédemment, la vitesse d'un moteur à cage est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation et de nombre de paires de pôles. Il donc possible d'obtenir un moteur à deux ou plusieurs vitesse en créant dans le stator des combinaisons de bobinages qui correspondent à des moteur des pôles différents.

4.1.2. Cas de moteur à couplage de pôles

Ce genres de moteur ne permet que des rapports de vitesses de 1 à 2 (4 et 8 pôles, 6 et 12,... etc.) ; il comporte six bornes. En fonction de leurs caractéristiques, les moteurs peuvent êtres à puissance variables.

Pour l'une des vitesses, le réseau est connecté sur les trois bornes correspondante; pour la seconde, celle-ci sont reliées entres elles ; le réseau étant branché sur les trois autres bornes.

Le plus souvent le démarrage s'effectue directement aussi bien en grande qu'en petite vitesse. Dans certains cas, si les conditions d'exploitation l'exigent et si le moteur le permet, le dispositif de démarrage réalise automatiquement le passage temporaire en petite vitesse avant d'enclencher la grande vitesse ou avant de revenir à la vitesse nulle.

4.1.3. Cas de moteurs à enroulements statoriques séparés

Ce type de moteur ; comportant deux enroulements statoriques électriquement indépendants permet d'obtenir deux vitesses dans un rapport quelconque. Les enroulements « petite vitesse » devant supporter les contraintes mécaniques et électriques résultant du fonctionnement du moteur en « grande vitesse » leurs caractéristique électriques en sont souvent

affectées. Parfois, un tel moteur fonctionnant en « petite vitesse » absorbe un courant plus important qu'en « grande vitesse ».

Il est également possible de réaliser des moteurs à trois ou quatre vitesses, en procédant au couplage des pôles sur l'un des enroulements statoriques ou sur les deux. Cette solution exige des prises supplémentaires sur les bobinages.

4.1.4. Cas de moteurs à bagues (Réglage de vitesse par glissement).

Le raccordement d'une résistance permanente aux bornes du rotor d'un moteur à bagues abaisse sa vitesse, et cela d'autant plus que la résistance est de valeur élevée. C'est une solution simple pour faire varier la vitesse. Ces résistances « de glissement » peuvent être court-circuitées en plusieurs crans pour obtenir soit un réglage discontinu de la vitesse, soit l'accélération progressive et le démarrage complet du moteur. Elles doivent être prévues pour supporter la durée de fonctionnement en réglage de vitesse, de ce fait, leur volume est parfois important et leur coût élevé.

Ce procédé extrême simple et fréquemment employé. Il présente cependant deux inconvénients importants :

- ✓ pendant la marche à vitesse réduite, une grande partie de l'énergie prise au réseau et dissipée en pure perte dans les résistances.
- ✓ la vitesse obtenue n'est pas indépendante de la charge, c'est-à-dire la chute de vitesse par rapport à la vitesse de synchronisme (à vide) est proportionnel au couple.

Pour des machines à variation particulière du couple résistant en fonction de la vitesse, le réglage peut s'avérer également impossible.

5. Autres systèmes de variation de vitesse

5.1. Système statique électronique

Ces systèmes s'adressent seulement aux moteurs asynchrone déjà décrits, mais également à des moteurs à courant continu. Ils offrent des performances variées et permettent de réaliser si nécessaire des régulations à hautes caractéristiques dynamiques[03].

Ils occupent actuellement la première place parmi les dispositifs de variation de vitesse. Citons entre autres :

- **Le variateur de fréquence « ALTIVAR »** : La variation de vitesse est obtenue par modification de la tension et de la fréquence. Pour conserver un couple moteur constant, le flux

dans la machine ne doit pas varier et la tension doit être sensiblement proportionnelle à la fréquence.

Le glissement reste constant en valeur absolue et devient donc plus important aux valeurs relatives pour les faibles vitesses. Cependant, ce procédé permet d'obtenir des basses vitesses à caractéristique très stables.

- **Le variateur « STATOVAR »** : Pour moteur asynchrone. Il fait varier la tension d'alimentation de stator.
- **Le variateur « ROTOVAR »** : Pour moteur asynchrone à bagues. Il agit sur le courant débité par le rotor.

5.2. Système électromécanique

Les systèmes électromécaniques de réglage de vitesse, sont d'un emploi moins fréquent depuis la généralisation de variateurs de vitesse électroniques.

- **Moteurs alternatifs à collecteur (Schage)** : Il s'agit de moteurs spéciaux. La variation de vitesse est obtenue en faisant varier, par rapport à la ligne neutre, la position des balais sur le collecteur.
- **Moteurs couplés en cascade** : Deux moteurs sont montés sur le même arbre ; le second est alimenté par le rotor du premier. Le nombre de pôles de « moteur équivalent » est égal à la somme des pôles des deux moteurs couplés.
- **Groupe Ward Léonard** : Constitué d'un moteur d'entraînement et d'une génératrice à courant continu à excitation variable, il alimente des moteurs à collecteur ou à courant continu. L'excitation est réglée par un dispositif électromécanique.

6. Freinage des moteurs asynchrones triphasés

6.1. Freinage par contre courant

Le principe consiste après avoir isolé le moteur du réseau. Alors qu'il tourne encore, à le connecter sur le réseau, mais en sens inverse. C'est un mode de freinage très efficace qui doit être arrêté suffisamment tôt pour éviter que le moteur ne tourne en sens inverse[03].

Divers dispositifs automatique sont employés pour commander l'arrêt dès que la vitesse approche à zéro : détecteurs d'arrêt à friction ; détecteurs d'arrêt centrifuges, dispositifs chronométriques,...etc.

6.2. Freinage par injection de courant continu

Le procédé consiste à envoyer du courant continu dans le stator préalablement séparé du réseau. Ce courant continu crée un flux fixe dans l'espace. Pour que la valeur de ce dernier correspondante à un freinage convenable, le courant doit être d'environ 1.3 fois le courant nominal.

La valeur de ce courant étant fixée par la seule résistance des enroulements du stator, la tension de la source de courant continu est faible. Cette source est généralement constituée de redresseurs qui doivent supporter les surtensions transitoires produites par les enroulements qui viennent d'être déconnectés du réseau alternatif.

Le mouvement du rotor constitue un glissement par rapport à un champ qui est fixe dans l'espace. Les caractéristiques obtenues avec un système de freinage par injection de courant continu présentent, par rapport à celles résultant d'un système à contre-courant des différences importantes :

- l'énergie dissipée dans les résistances rotoriques, ou dans la cage, est beaucoup moins importante.
- si la charge est purement résistante, le moteur ne démarre pas en sens inverse ;
- si la charge est entraînant le système fournit un freinage permanent qui retient cette charge à faible vitesse. La caractéristique est beaucoup plus stable qu'en contre-courant.

Dans le cas d'un moteur à bagues, les caractéristiques couple-vitesse sont fonction du choix des résistances. Dans le cas d'un moteur à cage, ce système permet de régler facilement le couple de freinage, en agissant sur le courant continu d'excitation.

Afin d'éviter les échauffements inutiles, il est conseillé de prévoir un dispositif coupant le courant dans le stator une fois le freinage réalisé.

6.3. Freinage par fonctionnement en hyper-synchrone

C'est le cas où le moteur est entraîné par sa charge au-dessus de la vitesse de synchronisme. Il se comporte alors comme une génératrice asynchrone et développe un couple de freinage. Aux pertes près, l'énergie est récupérée par le réseau.

S'il s'agit d'un moteur à bagues, il est essentiel de court-circuiter toutes les résistances rotoriques ; dans le cas contraire, le moteur serait entraîné très au-delà de sa vitesse nominale, avec les risques mécaniques que cela comporte.

Ce fonctionnement possède les qualités d'un système de retenue de charge entrainante :

- La vitesse est stable, quasi indépendante du couple entrainant.
- L'énergie est récupérée et renvoyée au réseau.
- Le freinage hyper-synchrone utilisé aussi sur les moteurs à plusieurs vitesses, alors du passage de la grande à la petite vitesse.

6.4. Autres systèmes de freinage

La plupart des autres systèmes utilisés précédemment sont maintenant dépassés. On rencontre encore parfois *le freinage en monophasé* qui consiste à alimenter le moteur par deux phases de réseau. A vide, la vitesse est nulle ; ce fonctionnement s'accompagne de déséquilibre et de pertes importantes.

Citons également *le freinage par machine à courant de Foucault*, l'énergie mécanique est dissipée en chaleur et le réglage de freinage se fait facilement par un enroulement d'excitation, mais l'augmentation importante de l'inertie est un inconvénient.

Les systèmes statiques électroniques mentionnés à propos de réglage de la vitesse permettent également d'assurer le freinage soit lors de la descente d'une charge, soit lors de ralentissement d'un mobile en déplacement horizontal.

7. Conclusion

Les deux types des moteurs asynchrones (à cage et à bagues) sont les plus utilisés dans l'industrie, mais malgré leurs avantages (économiques, robustes, ...etc.), ils ont aussi des inconvénients qui sont : Pointe de courant plus importantes, qui ne permet un démarrage doux et progressif de la machine dont le réseau ne peut pas l'admettre dans le cas des *Moteurs à cage* ; et la nécessité de résistances pour les *Moteurs à bagues*.

L'avènement du domaine de la microélectronique, à permet le passage vers des commandes plus performante ; parmi on cite la commande vectorielle qui à permet de remédier a ces inconvénients; dans le prochain chapitre une modélisation de la machine asynchrone sera effectuer.

Chapitre 2 :

Modélisation de la Machine Asynchrone et de son Alimentation

1. Introduction

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement.

Dans ce chapitre, nous allons représenter le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant le modèle de Park qui aboutit à un modèle biphasé équivalent plus simple à utiliser et permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel.

Ensuite, une modélisation de l'alimentation constituée d'une cascade **redresseur, filtre passe bas et onduleur** commandé en courant par la technique de l'hystérésis est représentée.

La validation du modèle de la machine par des simulations du démarrage de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension commandé en courant s'avère nécessaire.

2. Modèle de la machine asynchrone (MAS)

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Ce modèle dynamique doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants.

Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine.

2.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très complexes quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices, pour faire la modélisation de la machine asynchrone :

- Une symétrie parfaite de la machine.
- Le bobinage statorique est reparti de manière à donner une $f.m.m$ sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court circuit.
- Le niveau de la saturation est faible et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

Ces hypothèses impliquent que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

2.2. Modèle dynamique de la machine

La machine asynchrone peut être représentée par la figure *fig.II.1*. Le stator est formé de trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, traversés par trois courants variables formant un système triphasé équilibré.

Le rotor peut être modélisé, comme le stator, par trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, mais ils sont en court-circuit.

Ces enroulements sont : trois enroulements statoriques (A, B, C) et les trois enroulements rotoriques (a, b, c) et l'angle θ que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.

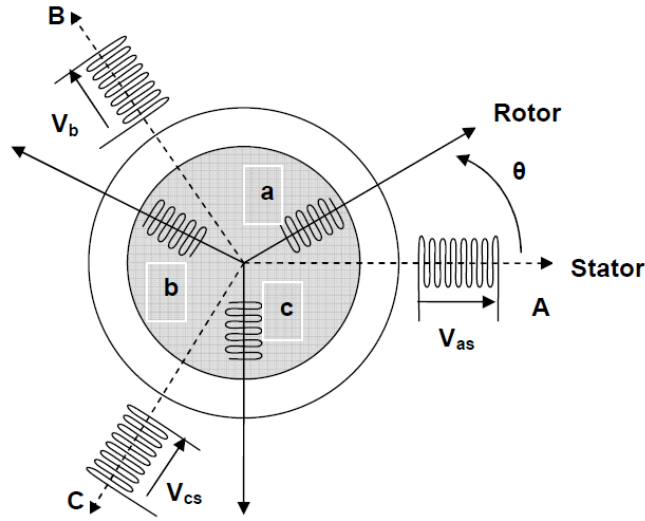


Fig. II.1 : Représentation d'une machine asynchrone triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques.

2.2.1. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotor, on trouve une écriture sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt}[\varphi_S] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les matrices de tensions, de courants et du flux sont données

$$[V_S] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}, [\varphi_S] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}, [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}, [I_S] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Les matrices de résistances statoriques et rotoriques sont :

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

2.2.2. Equations magnétiques

A partir des hypothèses précédentes, on trouve des équations des flux statoriques et rotoriques linéaires, elles sont données par :

$$\begin{cases} [\varphi_S] = [L_S][I_S] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_S] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Les matrices des inductances s'écrivent :

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

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

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

2.3. Transformation du système triphasé

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle. Avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement.

2.3.1. La transformation de Park

La transformation de Park est la plus utilisée dans la littérature, elle permet d'exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques dans un repère biphasé tournant (d, q), ce repère forme avec le repère fixe (α, β) un angle θ appelé angle de Park.

La matrice de transformation de Park est donnée par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

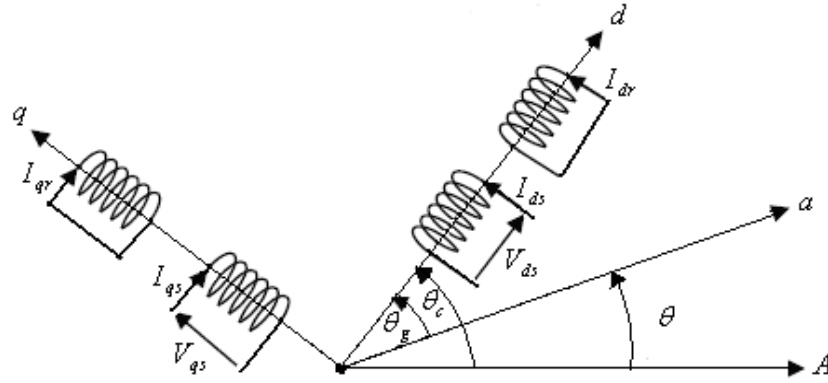


Fig.II.3 : Enroulements triphasés représentés dans le repère de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations (II.2), on obtient les équations magnétiques pour le stator et le rotor dans le repère (d, q) :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

2.3.4. Equations des tensions

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine :

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -L_s \omega_c & 0 & -M \omega_c \\ L_s \omega_c & R_s & M \omega_c & 0 \\ 0 & -M \omega_g & R_r & -L_r \omega_g \\ M \omega_g & 0 & L_r \omega_g & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

2.4. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique consommée par la machine est exprimée dans le repère (d, q) par :

$$P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (\text{II.8})$$

Cette dernière se décompose en trois termes :

1) puissance dissipée par pertes Joule :

$$\Delta P_j = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r (I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (\text{II.9})$$

2) puissance représentant les échange de l'énergie électromagnétique avec la source :

$$I_{ds} \left(\frac{d\varphi_{ds}}{dt} \right) + I_{qs} \left(\frac{d\varphi_{qs}}{dt} \right) + I_{dr} \left(\frac{d\varphi_{dr}}{dt} \right) + I_{qr} \left(\frac{d\varphi_{qr}}{dt} \right) \quad (\text{II.10})$$

3) puissance mécanique :

$$P_m = (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \omega_c + (\varphi_{dr} I_{qr} - \varphi_{qr} I_{dr}) \omega \quad (\text{II.11})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$\Gamma_e = \frac{P_m}{\Omega} = p \left(\frac{P_m}{\omega} \right) \quad (\text{II.12})$$

D'après le système d'équations (II.6) on peut avoir plusieurs expressions du couple :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Gamma_{e=PM}(I_{dr}I_{qs}-I_{qr}I_{ds}) \\ \Gamma_{e=P}(\varphi_{ds}I_{qs}-\varphi_{qs}I_{ds}) \\ \Gamma_{e=P}(\varphi_{qr}I_{dr}-\varphi_{dr}I_{qr}) \\ \Gamma_{e=P}^{M/L_r}(\varphi_{dr}I_{qs}-\varphi_{qr}I_{ds}) \end{array} \right. \quad (\text{II.13})$$

Le choix de l'expression à utiliser dépend de vecteur d'état choisi, dans notre travail on utilise la quatrième expression.

2.5. Equation mécanique

La loi de la mise en rotation du moteur est donnée par l'équation générale de la dynamique:

$$\sum \Gamma_{exe} = \Gamma_e - \Gamma_r - \Omega K_f = J_t \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.14})$$

Ou J_t est le moment d'inertie totale ramené à l'arbre du moteur.

2.6. choix du repère (d ,q)

Le choix de repère se fait selon l'objectif de l'application, on distingue trois choix plus importants:

- *Repère (d, q) lié au stator* : ce repère est fixe par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude de démarrage et de freinage de la machine. Il est caractérisé par $\omega_c=0$ et $\omega_g = -\omega$
- *Repère (d, q) lié au rotor* : ce repère est fixe par rapport au rotor, il est utilisé pour la simulation des régimes transitoires des machines. Il est caractérisé par $\omega_c=\omega$ et $\omega_g=0$.
- *Repère lié au synchronisme* : ce repère est fixe par rapport au champ tournant, il est utilisé pour la commande vectorielle de la machine, il est caractérisé par $\omega_c = \omega_s$, ce qui implique que les grandeurs de réglage sont continues.

2.7. Représentation sous forme d'état de la MAS

2.7.1. La représentation d'état

Nous représentons les équations de la machine asynchrone sous forme d'état, cette représentation a la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{(X)} = (A)(X) + (B)(U) \\ (Y) = (C)(X) + (D)(U) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

- (X) : vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système.
- (U) : vecteur d'entrée ou de commande.
- (Y) : vecteur de sortie.
- (A) : matrice d'état dite également matrice d'évolution.
- (B) : matrice d'entrée.
- (C) : matrice de sortie.
- (D) : matrice de transmission ou de transfert directe.

2.7.2. Modèle d'état de la machine asynchrone

Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif tracé, pour notre étude on choisit :

- Le vecteur de commande : $(U) = (V_{ds} \quad V_{qs})^t$
- Le vecteur d'état: $(X) = (I_{ds} \quad I_{qs} \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr} \quad \Omega)^t$
- Le vecteur de sortie: $(Y) = (I_{ds} \quad I_{qs})^t$

En manipulant les systèmes d'équations (II.6) et (II.7), on obtient une représentation du modèle de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{(X_1)} = (A)(X_1) + (B)(U) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J_t} (\Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Où les paramètres A , B et U sont donnés par :

$$(A) = \begin{pmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & \omega_c & \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma} & \frac{(1-\sigma)}{M\sigma} \omega \\ -\omega_c & \left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{M\sigma} \omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_g \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_g & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix},$$

$$(B) = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (U) = \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix}$$

X_1 est donné par :

$$(X_1) = (I_{ds} \ I_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr})^t$$

En plus de l'équation mécanique (II.14):

$$J_t \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r - K_f \Omega$$

Le couple électromagnétique Γ_e est donné par (II.13) :

$$\Gamma_e = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds})$$

Le vecteur qui donne le couple résistant C_r est considéré, on le note Z.

Donc, le système s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{(X)} = (A)(X) + (B)(U) + Z \\ \dot{(Y)} = (C)(X) + (D)(U) \end{cases} \quad (II.17)$$

2.7.3. Représentation d'état dans le repère lié au stator :

Dont le but de simuler le démarrage de la machine, on fait une représentation du modèle dans le repère lié au stator, c'est-à-dire le repère (α, β)

La représentation d'état dans ce repère est donnée par le système (I.20) suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\varphi}_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma} & \frac{(1-\sigma)}{M\sigma} \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & \frac{(1-\sigma)}{M\sigma} \omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix} \quad (II.18)$$

La matrice de transmission est nulle et la matrice de sortie est donnée par :

$$(C) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{Cette matrice donne le vecteur de sortie } Y.$$

3. Modélisation de l'alimentation

Les machines asynchrones sont généralement conçues pour fonctionner à fréquence fixe qui est celle du réseau électrique, pour les faire tourner à vitesses variables, elles doivent être alimentées en fréquence variable.

L'alimentation en fréquence variable se fait à l'aide des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est donné par *fig.II.4*. Le convertisseur est composé d'une cascade : **Redresseur, filtre passe bas et onduleur.**

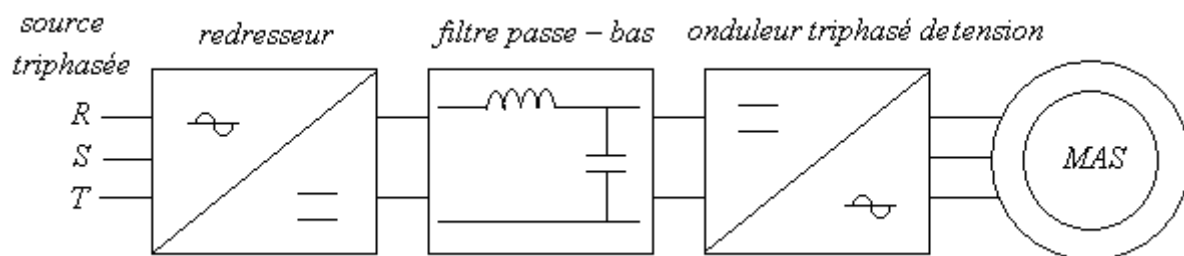


Fig.II.4 : Schéma de principe de l'association convertisseur-MAS

Les caractéristiques exigées de l'association convertisseur-machine dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble, pour assurer :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.

3.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées.

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composantes sont des diodes. Le schéma de principe est représenté en *fig.II.5*. L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

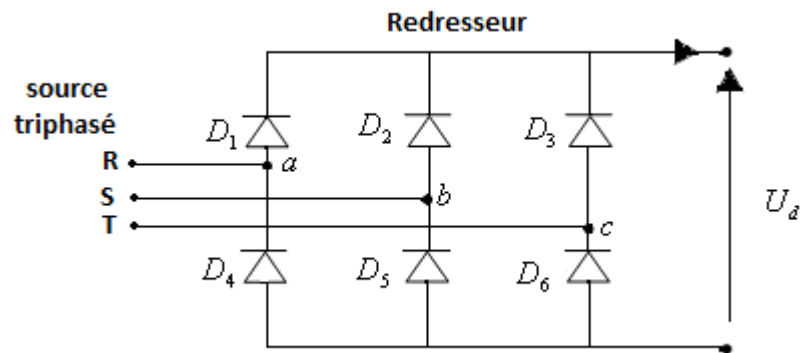


Fig.II.5 : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin \omega t \\ U_b = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ U_c = V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_d = \max[U_a, U_b, U_c] - \min[U_a, U_b, U_c] \quad (\text{II.20})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$(\bar{U}_d) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{II.21})$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2\bar{U}_d} = 7\% \quad (\text{II.22})$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

3.2. Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre passe-bas, il existe plusieurs choix, mais, le schéma le plus simple est donné en *fig.II.6*.

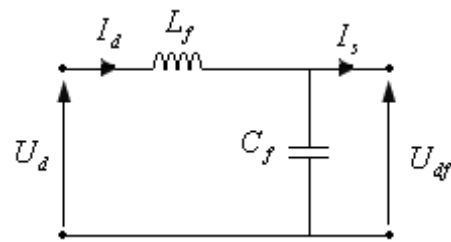


Fig.II.6 : Représentation du filtre passe-bas.

Ce filtre est modélisé par le système d'équations suivant [8] :

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{df} \\ \frac{dU_{df}}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

La fréquence de coupure de ce filtre est [9] :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.24})$$

3.3. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique permettant, à partir d'un signal continu, d'imposer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables [9]. Il joue un rôle très important dans la commande des machines, particulièrement la machine asynchrone. La figure (fig.II.7) illustre le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator d'une machine asynchrone.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et une diode de récupération montés en tête-bêche (fig.II.7). Les couples d'interrupteurs $(k_{11}, k_{12}), (k_{21}, k_{22}), (k_{31}, k_{32})$ sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source[9],[5].

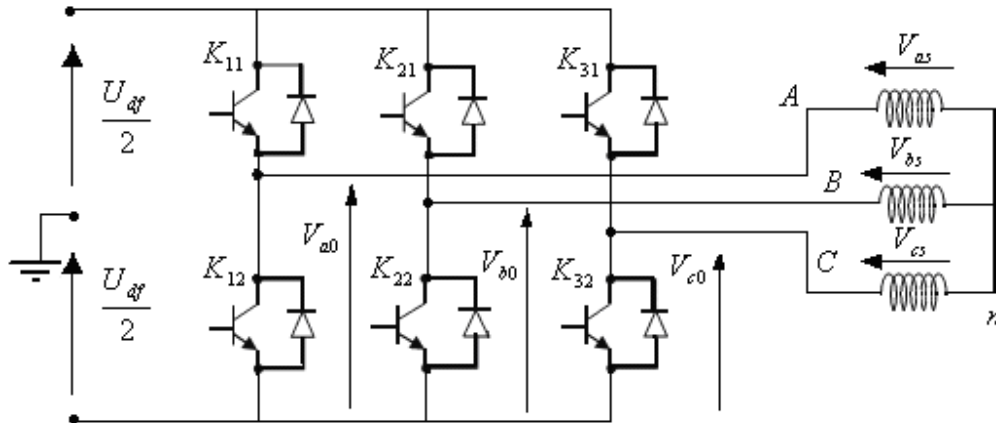


Fig.II.7 : Représentation de l'onduleur à deux niveaux alimentant une machine asynchrone.

3.3.1. Les tensions dans les phases de la MAS

Pour simplifier l'étude, on suppose que la commutation des interrupteurs est instantanée et on néglige les chutes de tension aux bornes des interrupteurs.

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{BC} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{CA} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (II.25)$$

V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence 'o'.

Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{a0} - V_{n0} \\ V_{bs} = V_{b0} - V_{n0} \\ V_{cs} = V_{c0} - V_{n0} \end{cases} \quad (II.26)$$

V_{n0} : est la tension de neutre de la charge par rapport au point 'o'

$$\text{On a : } V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$$

Donc on tire :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (II.27)$$

En remplaçant (II.26) dans (II.25) on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bs} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cs} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{2}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (II.28)$$

La forme matricielle :

$$(V)_s = (T) \cdot (V_0) \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$(T) = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix}, (V_s) = \begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} \text{ et } (V_0) = \begin{pmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{pmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

Où S_1 , S_2 et S_3 représentent respectivement les états logiques des interrupteurs $k11$, $k21$ et $k31$.

3.3.2. Commande en courant de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension ayant un contrôleur de courant, fournit une dynamique élevée pour la commande de la machine à courant alternatif. Parce que le courant se relie directement au développement du couple et du flux de la machine. Cependant, la structure de la commande comporte des boucles internes de courant et les performances du système d'entraînement dépendent en grande partie de la stratégie de contrôle du courant utilisée.

Le contrôleur de courant doit satisfaire des nécessités, en particulier, contrôle instantané de forme d'onde du courant et haute exactitude de poursuite. Parmi plusieurs stratégies de contrôle de courant, on choisit la commande par hystérésis.

3.3.3. La technique de commande par hystérésis

La commande par hystérésis ou en fourchette de courant est une technique très simple à implanter, elle s'intéresse directement au contrôle du courant. Le schéma représenté en *fig.II.8* donne le principe de cette commande en monophasé : si le courant mesuré i est inférieur à la référence i_{ref} augmenté d'une fourchette : δ . La tension de sortie est forcée à sa valeur maximale pour que le courant croisse le plus vite possible. S'il est supérieur à cette même référence diminuée de la fourchette, alors la tension de sortie est forcée à sa valeur minimale pour que le courant décroisse le plus vite possible [10],[5][11].

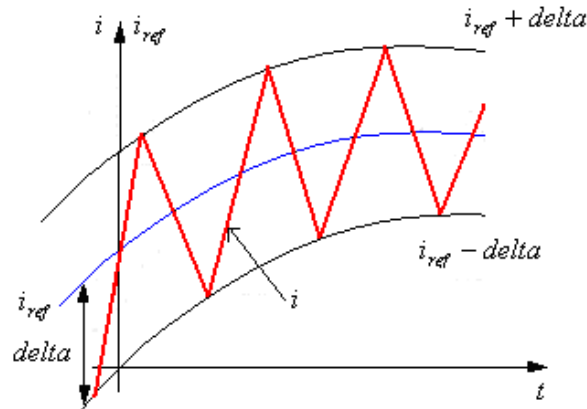


Fig.II.8 : Signaux dans une commande par hystérésis.

Traditionnellement le régulateur est réalisé en utilisant des techniques analogiques. Les valeurs des courants sont mesurées directement à partir de trois capteurs de courant (au minimum deux).

En triphasé, la même procédure qu'en monophasé est suivie. La figure *fig.II.9* donne le schéma fonctionnel de la commande par hystérésis en triphasé.

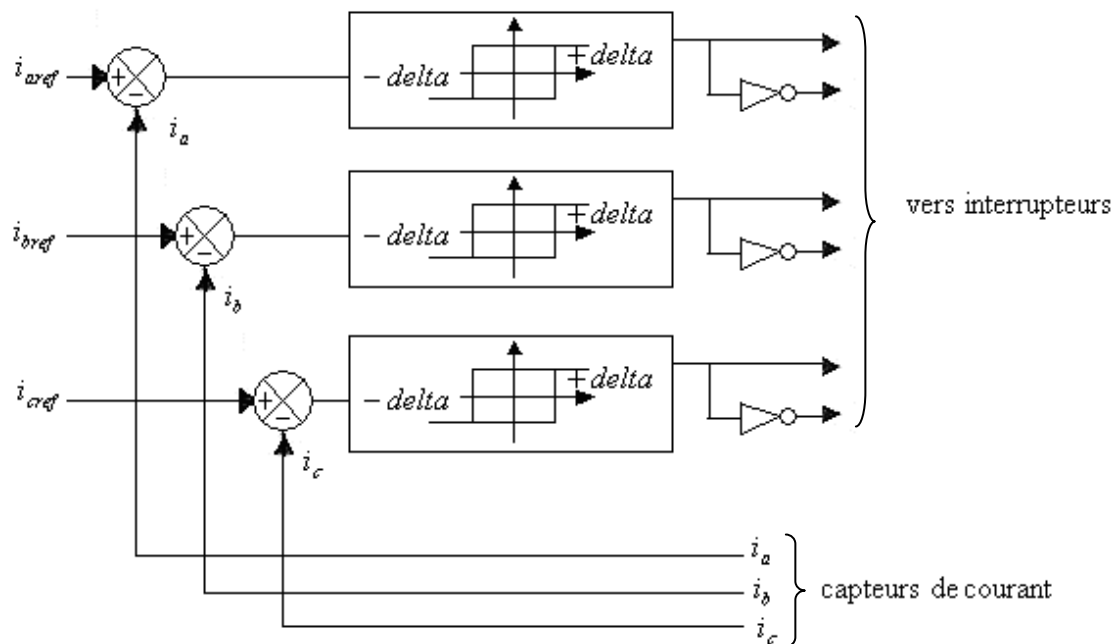


Fig.II.9 : Schéma fonctionnel de la commande par hystérésis triphasée.

Le contrôle de courant par hystérésis est la technique la plus utilisée dans les systèmes d'entraînement à haute vitesse, à cause de la simplicité de sa mise en oeuvre, sa robustesse, l'exactitude en poursuite du courant de référence et une dynamique extrêmement bonne. Cependant, ce contrôleur a les inconvénients suivants:

- La fréquence de commutation dépend en grande partie des paramètres de la machine. Elle n'est pas connue et par conséquent les harmoniques de la tension deviennent aléatoires.
- Dans un contrôleur de courant par hystérésis le courant instantané est maintenu dans une bande de tolérance, mais dans le système à neutre isolé comme le cas des entraînements réglés, la somme des courants de phase est nulle, ce qui signifie qu'à tout instant seul deux courants de phase peuvent être commandés indépendamment, et par conséquent un des trois régulateurs est redondant à un instant donné.

4. Résultats de simulation

4.1. Simulation de la machine asynchrone

D'après les résultats de simulation du démarrage de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré 220 / 380V de fréquence $f = 50\text{Hz}$, chaque phase est alimentée par 220V effectuer par [15]. Ensuite, par un onduleur à hystérésis. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A;

Les résultats de simulation sont donnés en *fig.II.10* et *fig.II.11*, la première donne le démarrage en alimentant la machine par le réseau triphasé et la deuxième par l'onduleur de tension alimenté en courant. Après une seconde de démarrage, on insert un couple résistant de valeur nominale 25 $N.m$.

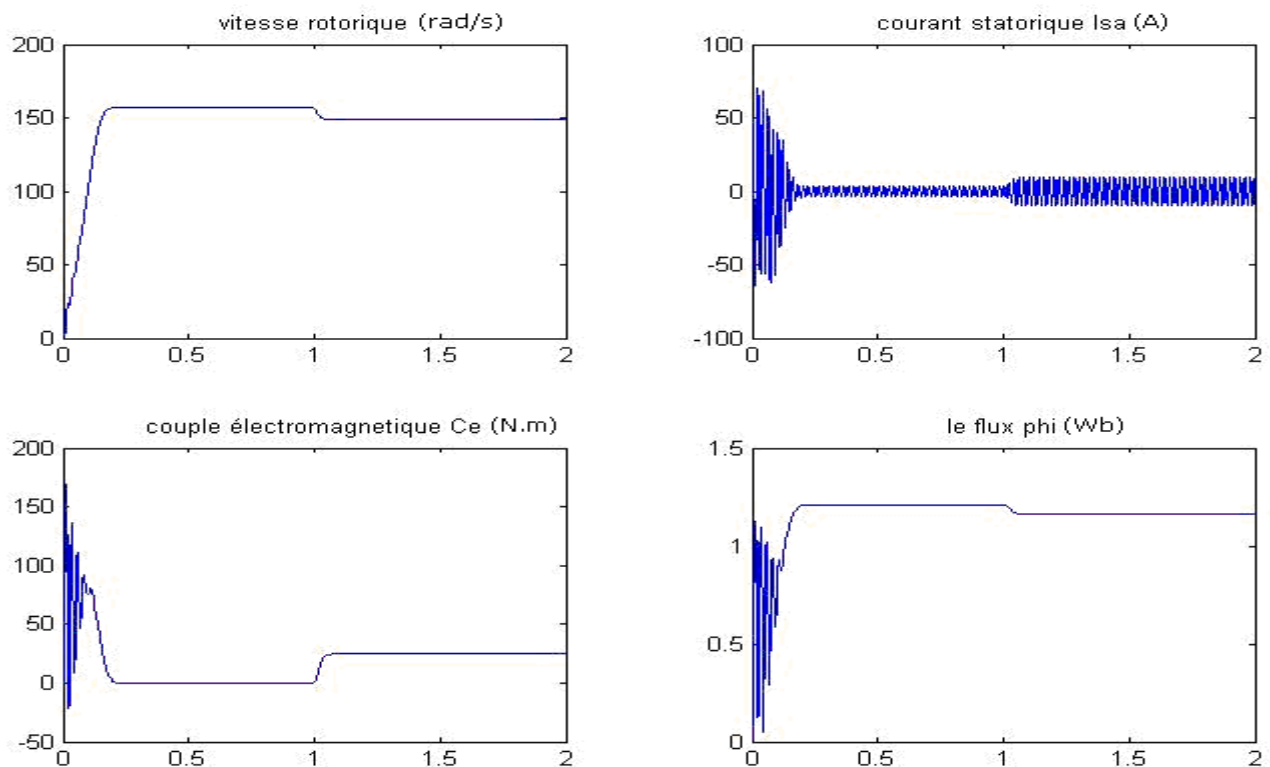


Fig.II.10 : Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir de la première seconde.

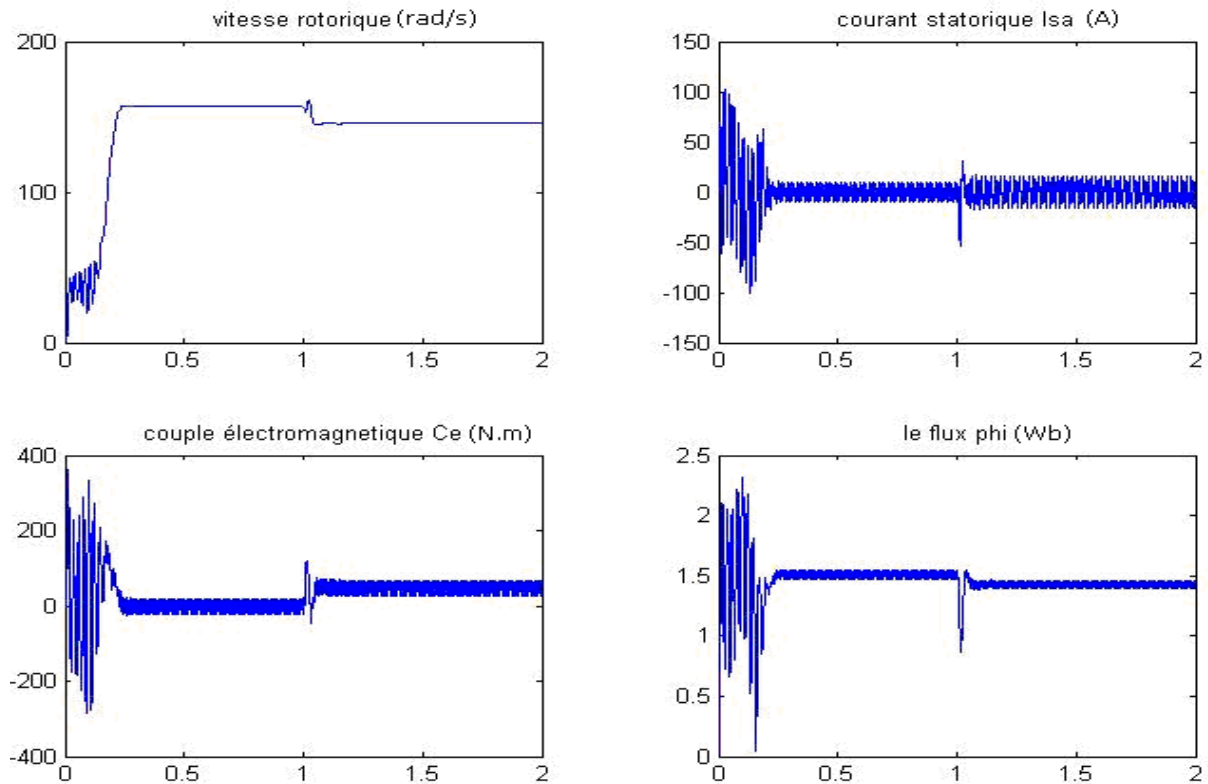


Fig.II.11 : Machine asynchrone alimentée par l'onduleur à hystérésis, démarrage à vide et insertion du couple nominal à partir de 1 second.

4.2. Interprétation des résultats

Les courbes de la *fig II.10* montrent que le régime transitoire de la machine est de 0.2 sec ; dans lequel l'alimentation par le réseau montre un fort appel de courant de 75A, qui représente cinq fois le courant nominal de la machine, un couple électromagnétique élevé au démarrage qui s'annule en régime permanent. La vitesse augmente rapidement pour se stabiliser à 1500 *tr/mn* en régime permanent.

En alimentation par onduleur, les résultats de la *fig II.11* sont similaires à ceux de *fig II.10*, le courant au démarrage est fort, il atteint presque sept fois le courant nominale, le couple électromagnétique aussi, c'est à cause de présence de l'onduleur à hystérésis.

Après le régime transitoire, la machine fonctionne à vide, le courant est de l'ordre de huit Ampères, c'est ce qu'on obtient aussi en alimentant la machine par l'onduleur. La vitesse est presque 1500 *tr/mn* et le couple électromagnétique est nul.

L'insertion du couple résistant nominal fait augmenter le courant à sa valeur nominale, la vitesse diminue à sa valeur nominale pour assurer le glissement nominal. Le couple électromagnétique augmente bien sûr à 25 *N.m*. on remarque aussi un petit régime transitoire qui suit l'insertion du couple résistant surtout dans la cas de l'alimentation par onduleur.

Le flux rotorique diminue aussi, c'est l'effet du couplage naturel de la machine asynchrone entre le couple et le flux.

On remarque une ondulation du couple électromagnétique et du flux autour de la valeur de fonctionnement, 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.

5. Conclusion

Après la modélisation de la machine asynchrone dans le repère (d, q) Par l'utilisation du modèle de Park, la modélisation de la MAS aboutit à un système plus simple ainsi que le modèle de son alimentation. L'alimentation se fait par une cascade redresseur-filtre-onduleur, l'onduleur est de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis.

Les simulations montrent la validité de ce modèle (machine + alimentation), en alimentant la machine, on retrouve les valeurs nominales du couple électromagnétique, du courant et du flux rotorique après un régime transitoire.

Dans cette partie, la machine fonctionne dans son régime nominal, pour pouvoir contrôler la machine dans son fonctionnement dynamique, nous allons l'appliquer une commande vectorielle, qui sera l'objet du troisième chapitre.

Chapitre 3 :

Commande vectorielle directe de la machine asynchrone

1. Introduction

Contrairement au modèle de la machine à courant continu, le modèle de la machine asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce qui va rendre la commande plus difficile [7].

Plusieurs méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées, on cite à titre d'exemple, la commande scalaire, qui consiste à garder le rapport entre la tension et la fréquence d'alimentation constant appelée aussi $V/f = \text{constant}$. L'inconvénient majeur de ce type de commande est posé pour les basses vitesses (impossible de maintenir le couple constant).

Il existe d'autres méthodes mais elles sont toutes limitées [7]. En 1972, Blaschke a proposé la théorie de commande par orientation du flux, ce qui permis de rendre le modèle de la machine semblable au modèle de la machine à courant continu. Cette technique a permis l'amélioration de la commande des machines asynchrones [4], [5].

Dans ce chapitre, la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis est présenté, en utilisant des régulateurs classiques de type PI et un estimateur de flux rotorique.

2. Principe de la commande à flux rotorique orienté

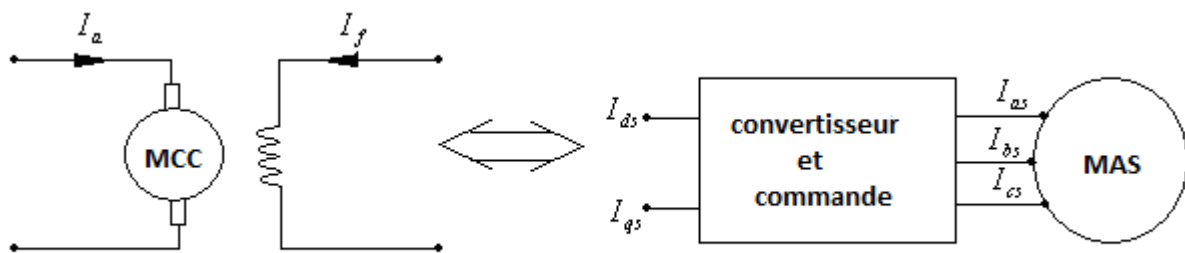
Les principales variables de commande de la machine asynchrone dans la méthode scalaire sont la tension et la fréquence. On trouve que le flux et le couple sont tous les deux fonctions de la fréquence et de l'amplitude de la tension. La réponse de la machine est lente à cause de l'effet de couplage entre le flux et le couple [5], [12].

Pour remédier les limitations de la commande scalaire, l'utilisation de la commande vectorielle s'avère nécessaire dans laquelle le moteur asynchrone est assimilé à un moteur à courant continu à excitation séparée (fig III.1).

Le couple de la machine à courant continu à excitation séparée est donné par un produit simple de courant de l'induit et de l'inducteur et un facteur \hat{K}_t , (fig.III.1) :

$$\Gamma_e = \hat{K}_t I_a I_f \tag{III.1}$$

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 .



$$\Gamma_e = k_t \phi_g I_{qs} = k_t \hat{I}_a I_f$$

$$\Gamma_e = k_t \phi_r I_{qs} = k_t \hat{I}_{ds} I_{qs}$$

Fig.III.1 : Analogie de la MAS dans la commande vectorielle avec la MCC.

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.15). 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.

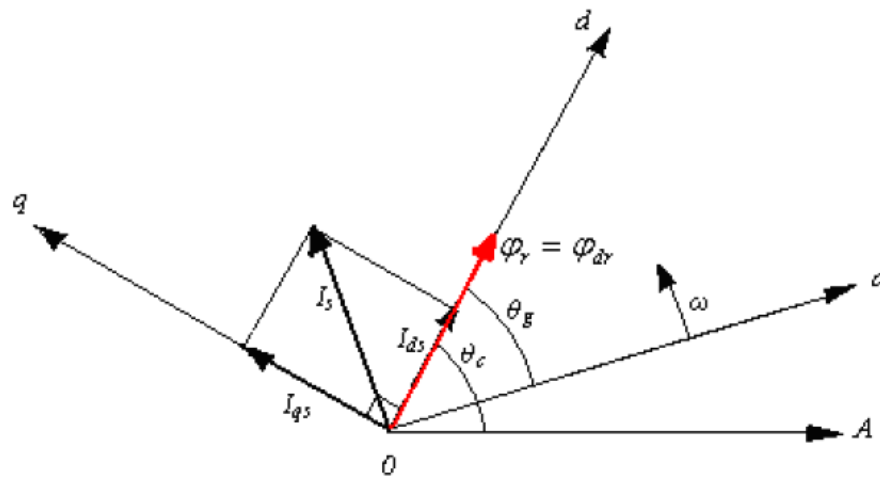


Fig.III.2 : principe de l'orientation du flux rotorique.

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 statorique et donne de meilleurs résultats [13].

Le flux rotorique est alors :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \tag{III. 2}$$

L'expression du couple se transforme :

$$\Gamma_e = P \frac{M}{L_r} \varphi_r I_{qs} \tag{III. 3}$$

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.18) nous donne :

$$\varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = M I_{ds} \tag{III. 4}$$

$$w_r = \frac{M I_{qs}}{T_r \varphi_r}$$

On remarque d'après les équations (III.3) et (III.4) que le couple électromagnétique est contrôlé par la composante I_{qs} du courant statorique en choisissant de maintenir le flux rotorique constant, alors que le flux rotorique est contrôlé par la composante I_{ds} du courant. Donc, on a bien découplé le courant statorique en deux composantes, la première correspond au flux et la deuxième au couple, ainsi le modèle semblera au modèle de la machine à courant continu.

3. La commande vectorielle directe

3.1. Principe de la 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 [7].

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 coût.

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 θ_s de transformation sont aussi estimés.

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 (à partir de II.19) :

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

Si on oriente le flux rotorique pour éliminer sa composante en quadrature, le système (III.5) devient :

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

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

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.

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

Comme nous l'avons déjà expliquée, on utilise trois estimateurs pour L'équation (III.4) permet d'estimer le flux $\hat{\varphi}_r$:

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

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 [6] :

$$\hat{\omega}_s = S\Omega + \frac{M}{T_r \hat{\varphi}_r + 0.001} I_{qs} \tag{III.8}$$

$$\hat{\theta}_s = \frac{1}{S} \hat{\omega}_s \tag{III.9}$$

Le symbole S est l'opérateur de Laplace.

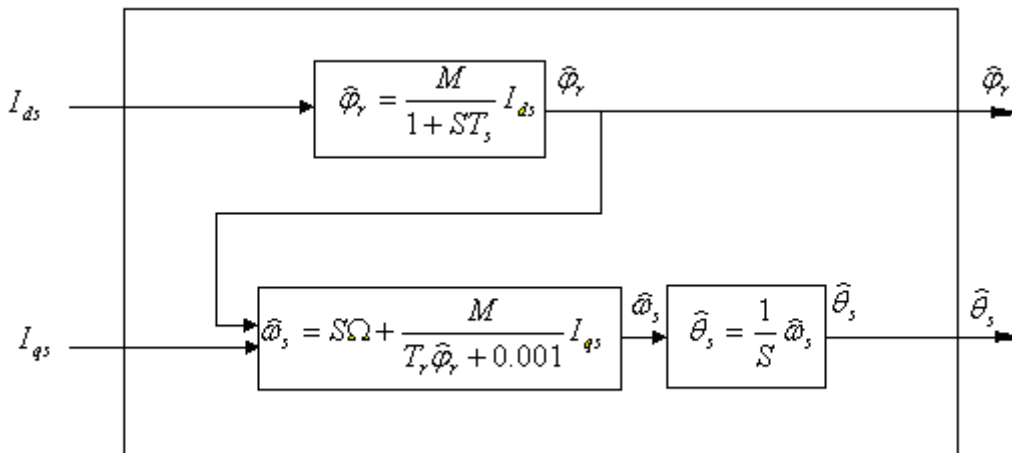


Fig.III.3 : Représentation du bloc d'estimateurs.

3.4. Schéma général de la commande

Les expressions (III.4) et (III.6) peuvent être exploitées directement pour réaliser la commande vectorielle directe de la machine, cette commande est représentée par le schéma général de fig.III.4 :

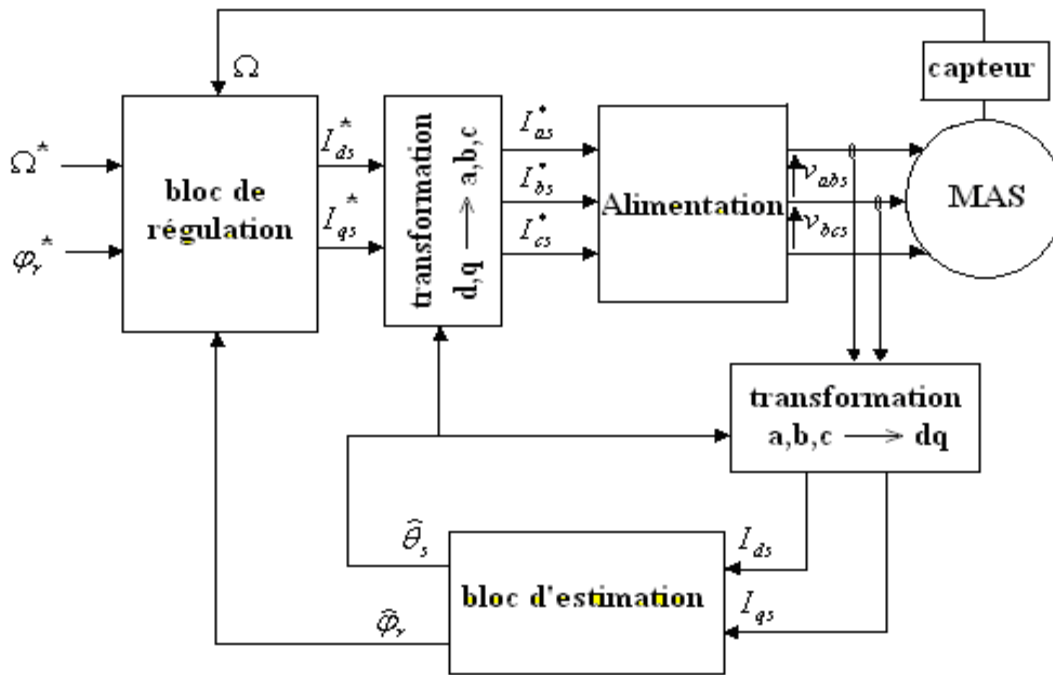


Fig.III.4 : Schéma général de la commande vectorielle directe à flux rotorique de la machine asynchrone.

Pour réaliser cette commande, on a besoin d'un bloc d'estimation dont les composantes sont définies précédemment (fig.III.3), d'un bloc de régulation, des capteurs de courant et un capteur de vitesse.

La troisième valeur de courant est donnée par une somme des courants nulle. La vitesse de rotation est mesurée directement par un capteur (tachymètre ou décodeur incrémental) monté sur l'arbre du moteur. Nous réglons la vitesse de rotation et le flux rotorique de la machine.

Le schéma définissant le bloc de régulation qui est utilisé est donné en fig.III.5.

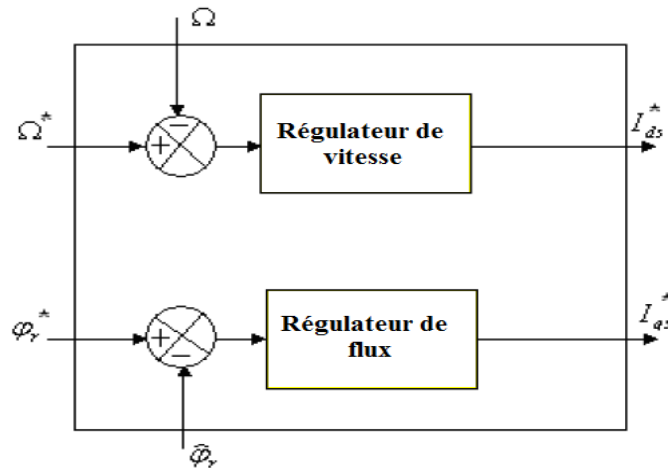


Fig.III.5 : Bloc de régulateurs

4. Calcul des régulateurs

4.1. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse se calcul à partir de l'équation mécanique de la machine fig.(II.16), il présente en entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence I_{ds}^* , qui est l'image du couple électromagnétique. La fonction de transfert de la vitesse est donnée par :

$$FT_{\Omega} = \frac{1}{K_f + J_t S} \tag{III.10}$$

Le régulateur utilisé est donc de type PI dont le schéma est donné en fig.III.6 :

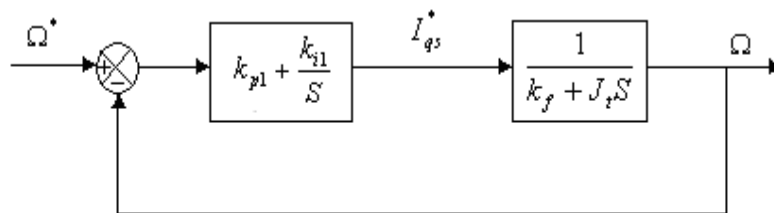


Fig.III.6 : Schéma de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S})(\frac{1}{K_f + J_t S})}{1 + (K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S})(\frac{1}{K_f + J_t S})} = \frac{1 + \frac{K_{p1} S}{K_{i1}}}{1 + (\frac{K_{p1}}{K_{i1}} + \frac{K_f}{K_{i1}})S + (\frac{J_t}{K_{i1}})S^2} \tag{III.11}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est une fonction du second ordre de dénominateur de la forme $(1 + \frac{2\xi}{\omega_0} S + \frac{1}{\omega_0^2} S^2)$, par identification on trouve :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J_t}{K_{i1}} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} + \frac{K_f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

4.2. Régulateur de flux

A partir de l'équation 3 du système (III.6) on trouve la fonction de transfert du flux rotorique:

$$FT_{\varphi_r} = \frac{M}{1 + T_r S} \quad (\text{III.13})$$

Donc on utilise un régulateur de type PI, qui a en entrée la différence entre le flux de référence et le flux estimé et en sortie la référence du courant I_{ds}^* . Le régulateur est schématisé en *fig.III.7* :

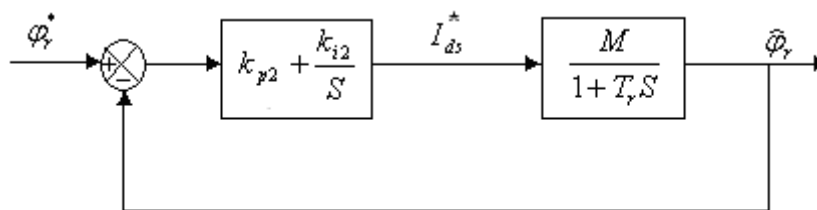


Fig.III.7 : Régulation du flux rotorique.

On compense le pôle $(1+T_r S)$ par $(K_{i2} + SK_{p2})$, donc :

$$S + \frac{1}{T_r} = S + \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \quad (\text{III.14})$$

qui donne:

$$T_r = \frac{K_{p2}}{K_{i2}} \quad (\text{III.15})$$

Qui donne une fonction de transfert du flux rotorique en boucle fermée :

$$FTBF_{\varphi_r} = \frac{\hat{\varphi}_r}{\varphi_r^*} = \frac{(K_{p2}/S)(M/T_r)}{1 + (K_{p2}/S)(M/T_r)} = \frac{1}{1 + \frac{T_r}{K_{p2}M} S} \quad (\text{III.16})$$

elle est de la forme $\left(\frac{1}{1+\tau s}\right)$, le calcul est donné en annexe B.

5. Résultats de simulations et interprétations

Les résultats de simulations sont faits en MATLAB. Cette machine est alimentée par un convertisseur se composant d'une cascade redresseur-filtre-onduleur, l'onduleur est de tension à deux niveaux commandé en courant par la technique d'hystérésis, en plus du bloc réalisant la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Le flux rotorique et l'angle de transformation θ_s sont estimés à partir des courants mesurés par des capteurs. La vitesse de rotation est mesurée par un capteur de vitesse.

5.1. Démarrage à vide

Les résultats de simulation de la machine dans un démarrage à vide sont donnés en *fig.III.8*. Les valeurs de référence sont : une vitesse de 157 rad/sec et un flux de 1.2 Wb . La courbe dessinée en rouge est le couple estimé et en bleu le couple développé par la machine [15].

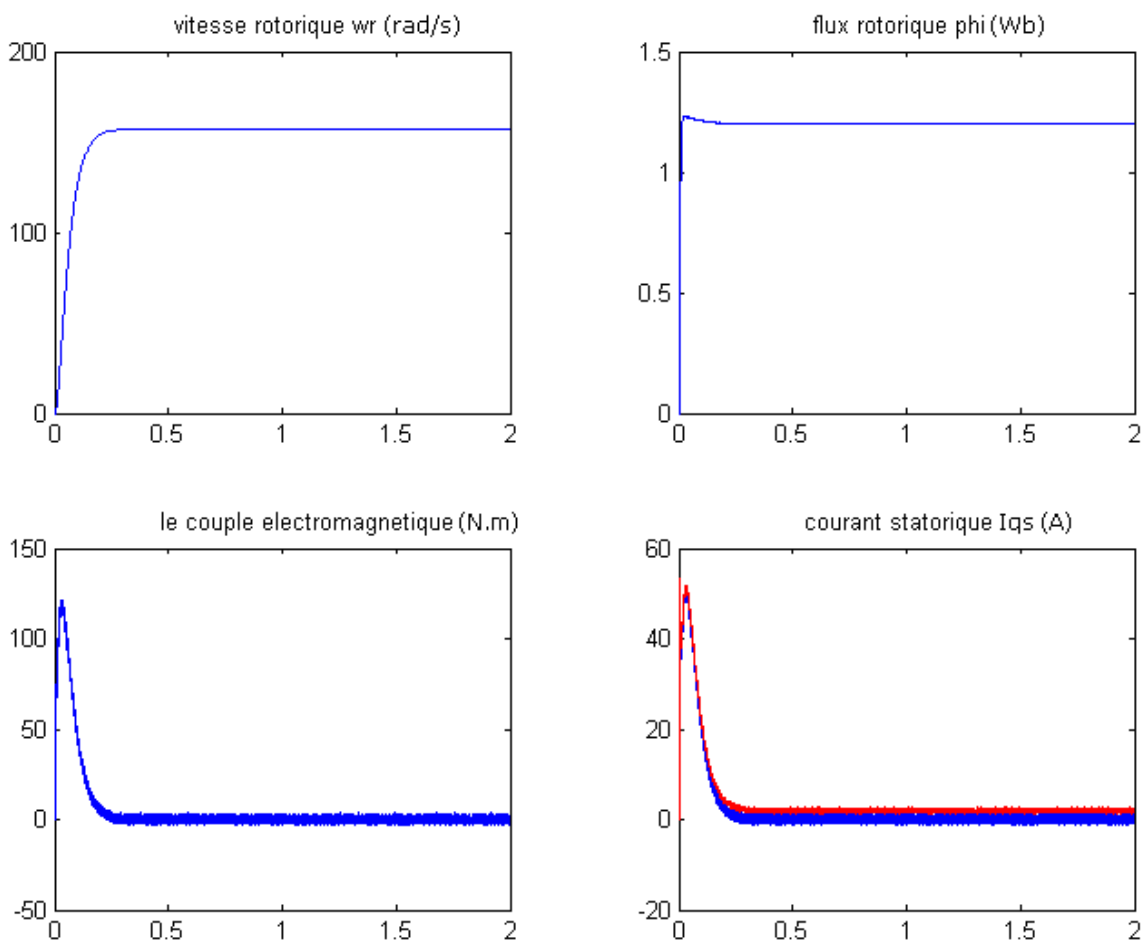


Fig.III.8 : Simulation du démarrage à vide de la machine.

Nous remarquons que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie (157 rad/mn) dans le temps qu'on a fixé par le régulateur de vitesse (0.2 s). Le flux rotorique s'établit à la valeur 1.2 Wb après un temps déterminé par le régulateur du flux qui est 10 ms , le dépassement n'affecte pas beaucoup le flux rotorique pendant le démarrage, ce dernier est léger. Le courant en quadrature est l'image du couple, ils ont la même forme de variation.

5.2. Démarrage en charge

La simulation du démarrage de la machine en charge, dont un couple de 25 N/m est introduit, aboutit aux résultats de la *fig.III.9* :

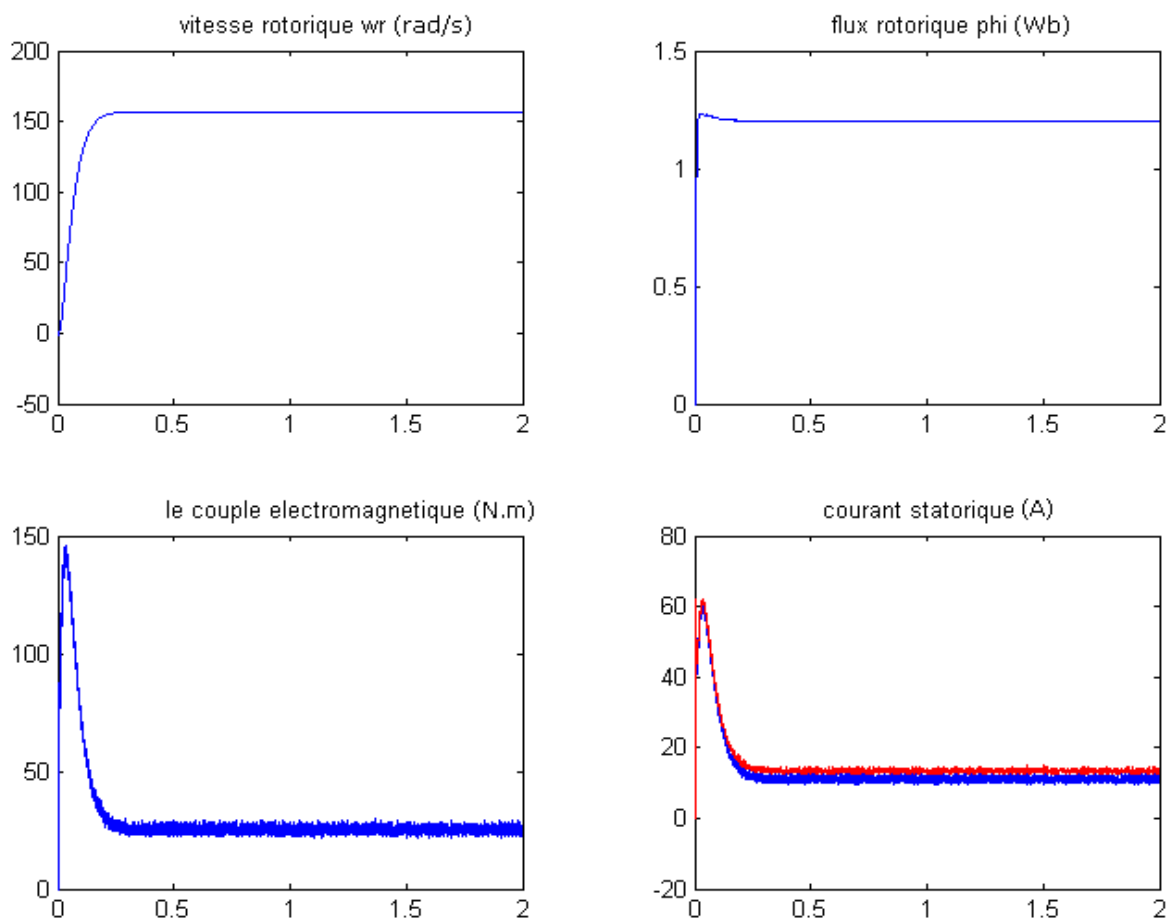


Fig.III.9 : Simulation du démarrage en charge de la machine.

Le démarrage en charge n'influe pas le flux, on trouve la même courbe qu'en démarrage à vide, la machine suit sa consigne de vitesse de 157 rad/sec dans le même temps déterminé par le régulateur (0.2 s). La différence est au niveau du courant qui va à sa valeur nominale, le courant représenté sur la figure est le courant I_{qs} , il va à sa valeur nominale (15 A) et bien sûr le couple électromagnétique qui est l'image du courant en quadrature.

5.3. Démarrage à vide puis introduction du couple nominale

Après 1 s du démarrage à vide, nous introduisons un couple de charge nominale de 25N/m . les résultats de simulation sont donnés en *fig.II.10* :

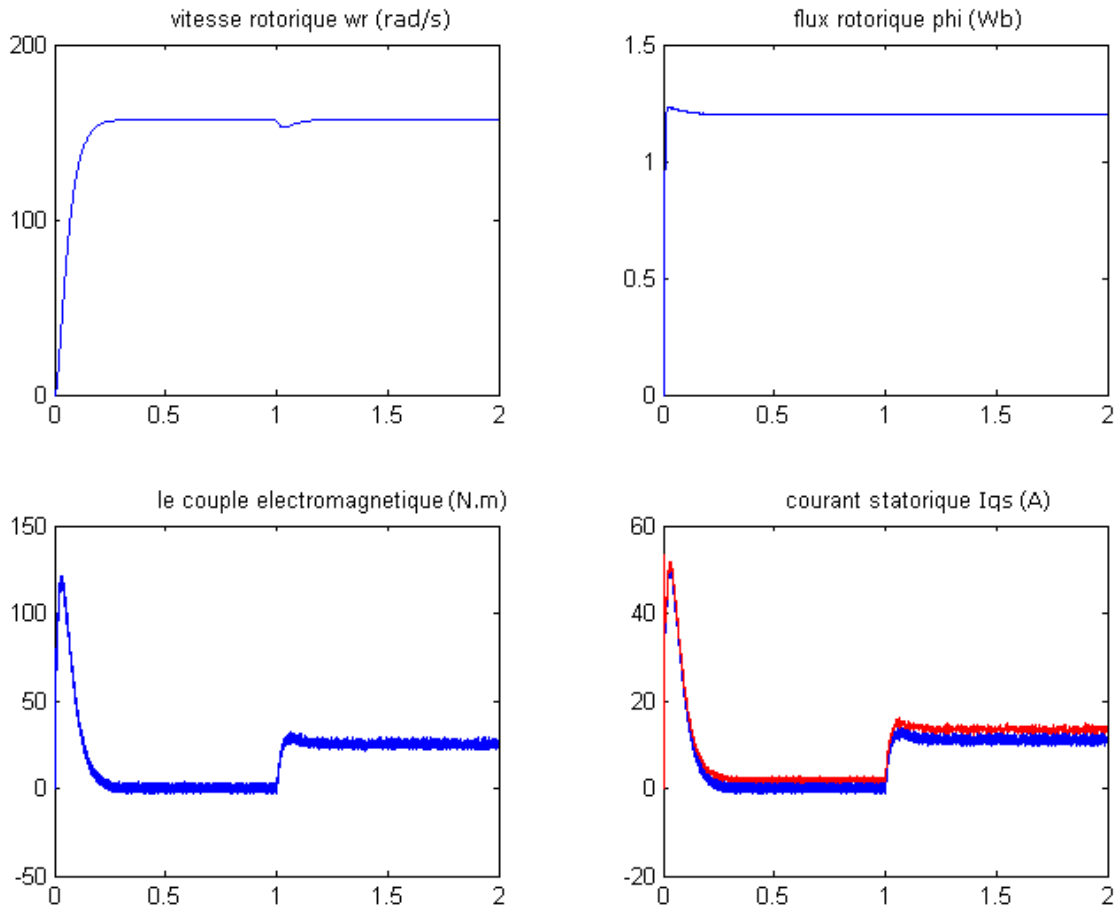


Fig.III.10 : Démarrage à vide puis introduction du couple nominal.

L'introduction du couple de 25 N/m après une seconde diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le couple électromagnétique augmente jusqu'à 25 N/m , le courant aussi augmente à sa valeur nominale. La différence est au niveau du flux qui n'est pas affecté par la variation du couple, c'est l'effet du découplage (orientation du flux rotorique), alors nous avons bien fait le découplage flux-couple.

5.4. Inversion du sens de rotation

La référence de la vitesse est de 157 rad/s , après une seconde de démarrage on inverse le sens de rotation de la machine et la consigne de vitesse devient -100 rad/sec . Les résultats sont donnés en *fig.III.11*. La machine tourne à vide.

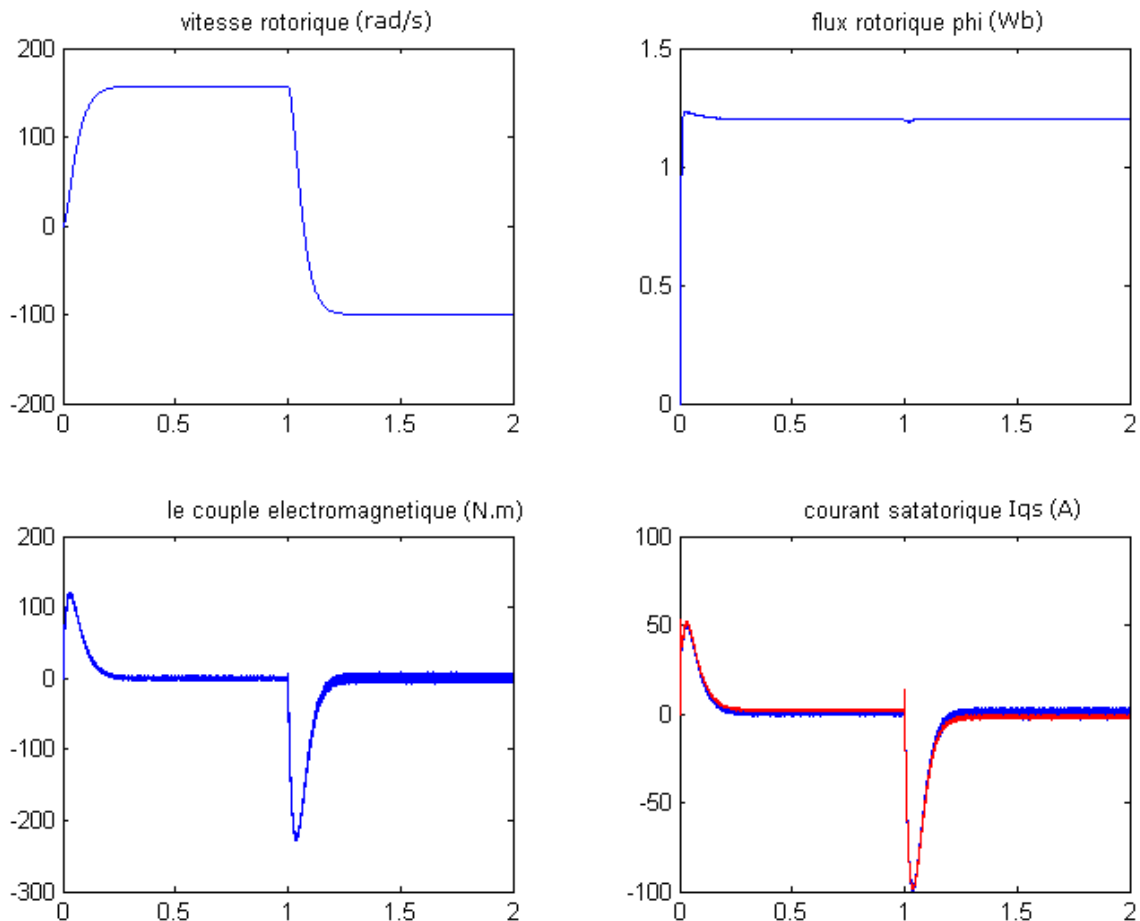


Fig.III.11 : Simulation de l'inversion du sens de rotation.

On remarque que l'inversion du sens de rotation influe sur le couple développé. Le choix du régulateur est justifié, le dépassement n'est pas assez grand et la réponse est rapide.

Le flux rotorique est légèrement affecté, une influence négligeable.

5.5. Résultats de simulation en basses vitesses

La consigne de vitesse est de 20 rad/s , après 0.5 s de démarrage, le sens de rotation est inversé :

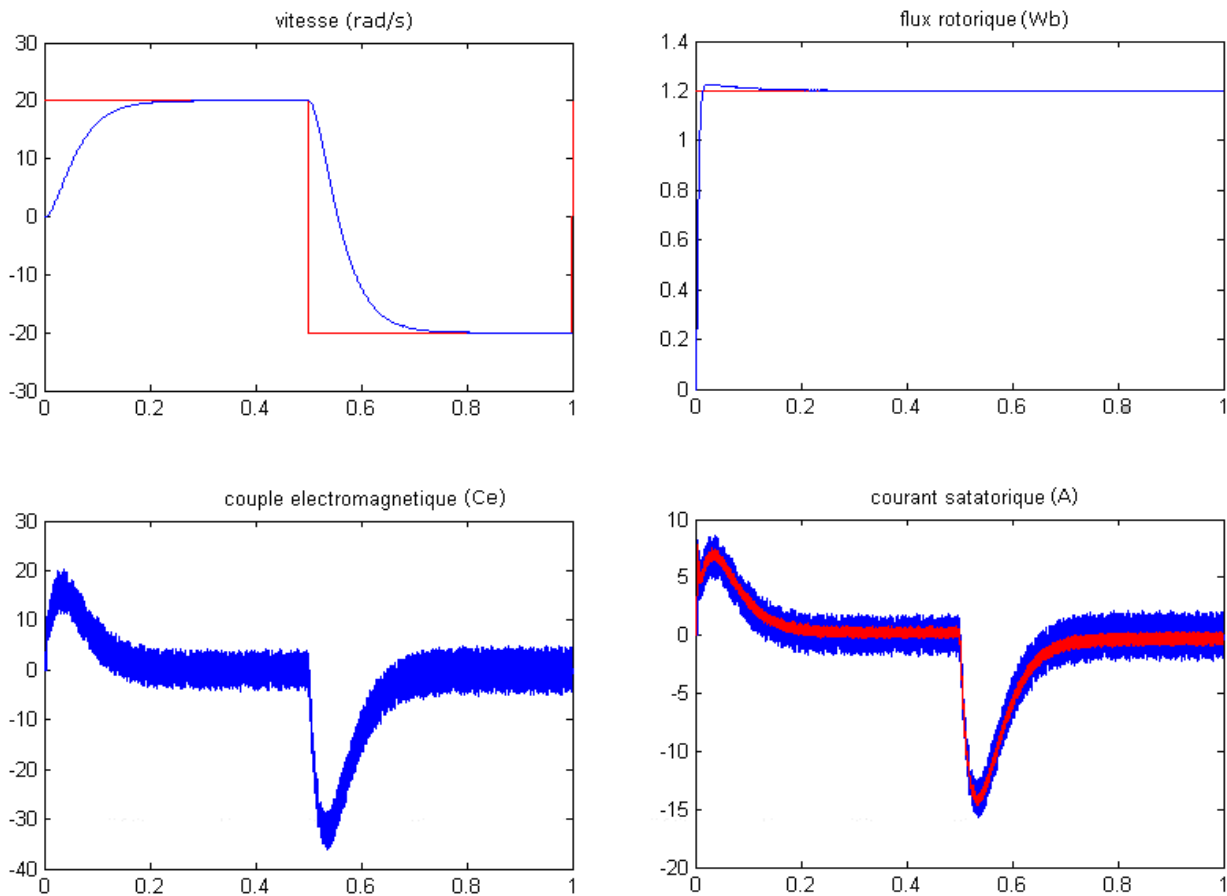


Fig.III.12 : Simulation de la commande à basses vitesses.

Dans la figure *fig.III.12*, pour la commande en basses vitesses ; le couple suit sa référence, la vitesse aussi, le dépassement du flux est acceptable. Le temps de réponse de régulation de la vitesse de rotation est toujours le même (0.2 s) ainsi que le temps de régulation du flux rotorique (10 ms).

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la commande de la machine asynchrone par le control vectoriel direct à flux rotorique orienté en utilisant un régulateur de vitesse et un régulateur de flux rotorique, la machine est toujours alimenté par la cascade redresseur-filtre- onduleur de tension commandé en courant par la technique d'hystérésis.

Les simulations montrent les performances de la commande ; le découplage entre le flux et le couple est complètement réalisé, le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

La vitesse est mesurée à partir d'un capteur de vitesse, qui n'est pas désiré a cause de ces inconvénients qui sont nombreux. Le prochain chapitre sera consacré pour l'introduction de l'observateur de vitesse dans la structure de commande pour remplacer le capteur de vitesse en plus d'un observateur du flux rotorique qui améliore la qualité de sa valeur estimée.

Chapitre 4 :

Commande vectorielle sans capteur mécanique de la MAS

1. Introduction

La commande de la machine asynchrone requière la connaissance de certaines grandeurs physiques, appelées variables d'état du système, qui se fait grâce à des capteurs. Généralement, certaines variables sont inaccessibles à la mesure; d'autres sont accessibles mais l'installation du capteur nécessite un soin particulier à cause de sa fragilité. D'où la nécessité de l'introduction d'un système dynamique capable de déterminer les variables d'état non mesurables à partir des mesures effectuées [13], [05].

La connaissance exacte de la position du flux rotorique est importante pour pouvoir l'orienter; or, l'estimation du flux est sensible aux variations des paramètres du système et aux perturbations. Afin de surmonter la sensibilité de la commande aux problèmes posés par les capteurs, des techniques modernes de commande sans capteur mécanique qui permettant des meilleures performances à faible coût ont commencé.

Dans ce chapitre, la commande sans capteur de la machine asynchrone est présentée et ce par l'introduction de deux observateurs de Luenberger qui déterminent la variable d'état du système à partir des entrées et sorties, dont un pour observer la vitesse et l'autre pour observer le flux rotorique.

2. Les observateurs d'état

L'objectif d'un observateur est l'estimation des variables d'état non accessibles ou à défaut l'utilisation d'un capteur n'est pas souhaitable. Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément la variable d'état estimée, notée \tilde{X} , et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, le vecteur d'entrée U et le vecteur de sortie Y [13], [14].

2.1. Observateur en boucle ouverte

La construction de ce type d'observateur est réalisée à l'aide des équations d'état du système à commander. On suppose que l'observateur doit représenter le modèle du système à commander et que les valeurs initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur sont identiques. La construction de cet observateur présente des inconvénients de précision à cause des contraintes suivantes:

- Les conditions initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur ne sont pas souvent identiques.
- Imprécision du modèle vu la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.
- Les actions de perturbation sur le système ne sont pas prises en compte sur le modèle, donc, on ne considère que le cas idéal.

2.2. Observateur en boucle fermée

Un observateur en boucle fermée consiste à pour objectif la reconstruction des grandeurs non mesurables du système à partir des entrées et des sorties mesurables. Ce type d'observateurs est constitué d'un estimateur en boucle ouverte qui porte également le nom de prédicteur, qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La sortie de l'estimateur est comparée à celle du modèle réel, ensuite, l'erreur résultante est traitée par un comparateur, qui force cette erreur à converger vers zéro. Le schéma de principe d'un observateur est donné en *fig.IV.1*:

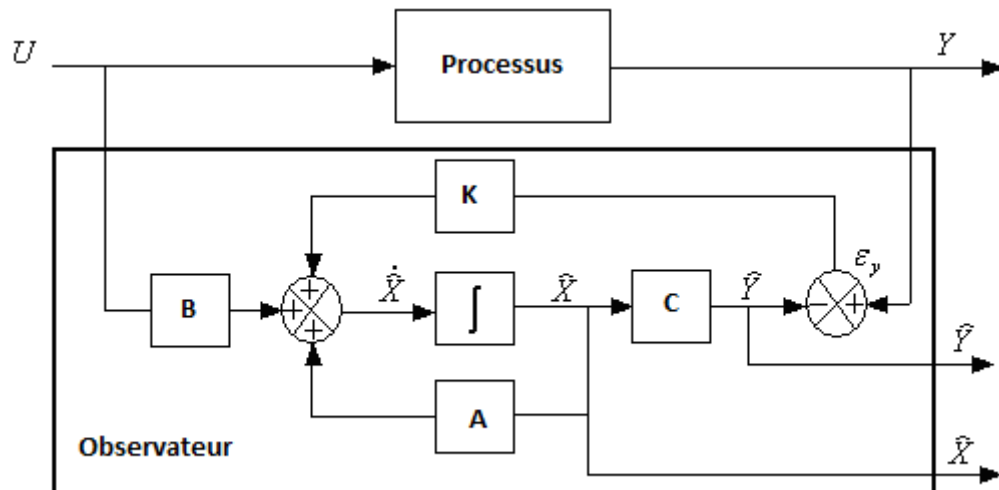


Fig.IV.1. Principe d'un observateur en boucle fermée

La matrice K est appelée : matrice du gain de l'observateur. Par un choix judicieux de cette matrice, on peut imposer la dynamique de l'observateur et par conséquent obliger la vitesse de l'erreur à converger vers zéro. C'est-à-dire que la matrice K , qu'on peut choisir nous-même, doit annuler l'erreur dans la plus courte durée que possible [5].

2.3. Types d'observateurs:

Les techniques d'observation sont classées en fonction de trois critères différents:

- La nature du système considéré : Selon ce critère on distingue deux types d'observateur, observateur pour des systèmes linéaires et observateurs pour des systèmes non linéaires.
- Le deuxième critère est en fonction de l'environnement, pour cela, on distingue les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques.
- Le troisième critère est basé sur la dimension du vecteur d'état ; pour ce dernier on distingue des observateurs d'ordre complet et des observateurs d'ordre réduit [5].

2.4. Observateur pour les systèmes linéaires

Un système linéaire est caractérisé par son modèle d'état dont l'observabilité ne dépend pas de l'entrée appliquée U , elle dépend aussi des matrices A et C . Ainsi, un système est observable pour n'importe quelle entrée s'il est seulement observable pour une entrée nulle.

$$\begin{cases} X = A\dot{X} + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (VI.1)$$

Les matrices A , B , C sont à coefficients constants.

Le critère de Kalman permet d'étudier l'observabilité de ce type de systèmes. Selon ce critère, un système est dit observable si le rang de la matrice d'observabilité, noté Q_0 , est égal à la dimension du vecteur d'état X . La matrice Q_0 se formule de la manière suivante :

$$Q_0 = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (VI.2)$$

2.5. Observateur de Luenberger

Cet observateur a pour objectif d'estimer l'état du système par une variable, que l'on note \tilde{X} , à partir de la mesure des entrées et des sorties, l'équation de l'observateur est exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + BU + K(Y - \tilde{Y}) \\ \tilde{Y} = C\tilde{X} \end{cases} \quad (VI.3)$$

L'erreur de cet observateur est donnée par :

$$\begin{cases} \tilde{X} = X - \tilde{X} \\ \dot{\tilde{X}} = A_0 \tilde{X} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Avec :

$$A_0 = (A - kC)$$

Pour que l'observation soit acceptable, il faut que cette erreur tende vers zéro. Lorsque cette propriété est satisfaite, l'observateur est dit asymptotique. En conséquence, il faudra choisir K telle que les valeurs propres de la matrice A_0 soient à parties réelles strictement négatives. Dans ce cas, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres.

En pratique, on choisit une dynamique de l'erreur plus rapide que celle du processus, cependant, on ne peut pas les prendre infiniment grandes pour deux raisons essentielles, on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstruteur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences.

3. Observateur du flux de la machine asynchrone

Dans une première approche on introduit un observateur du flux ; on suppose que la vitesse est mesurée à partir d'un capteur de vitesse.

Le modèle d'état de la machine est donné par l'équation (VI.5). Ce modèle est exprimé dans le repère lié au stator, ce choix est fait pour simplifier les calculs.

$$\begin{pmatrix} \dot{I}_{\alpha s} \\ \dot{I}_{\beta s} \\ \dot{\varphi}_{\alpha s} \\ \dot{\varphi}_{\beta s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega \\ 0 & a_1 & a_3\omega & a_1 \\ a_1 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_1 & \omega & a_5 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \varphi_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta s} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{pmatrix} \quad (IV.5)$$

Avec les paramètres :

$$a_1 = -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right), a_2 = \frac{(1-\sigma)}{T_r M\sigma}, a_3 = \frac{(1-\sigma)}{M\sigma}, a_4 = \frac{M}{T_r}, a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

Le vecteur d'état est composé des deux composantes du courant statorique et des deux composantes du flux rotorique. Les deux courants statoriques sont donnés comme étant sorties du système et les composantes du flux rotoriques sont à observer. Le modèle de la machine est linéaire variant dans le temps, alors l'observateur linéaire de Luenberger est applicable.

3.1. Application de l'observateur de Luenberger à la machine asynchrone

Pour faire l'observation du flux rotorique, on applique l'observateur de Luenberger. Le modèle de la machine est donné par (IV.1) : $\dot{X} = AX + BU$

Le modèle de l'observateur est donné par (IV.3) : $\dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + BU + K(Y - \tilde{Y})$

La matrice K est la matrice du gain de l'observateur, elle est donnée par :

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 & k_3 & k_4 \\ k'_1 & k'_2 & k'_3 & k'_4 \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

La sortie du système est donnée par (IV.1) : $Y = CX$

3.2. Détermination de la matrice de gain K

L'erreur du système est donnée par (VI.4) : $\dot{\tilde{X}} = A_0\tilde{X}$

$$\text{avec : } A_0 = A - KC = \begin{bmatrix} a_1 - k_1 & k'_1 & a_2 & a_3\omega \\ -k_2 & a_1 - k'_2 & a_3\omega & a_2 \\ a_4 - k_3 & -k'_3 & a_5 & -\omega \\ -k_4 & a_4 - k'_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Pour que l'erreur tende vers zéro, on impose un polynôme caractéristique de la matrice A_0 de telle sorte à avoir des valeurs propres à partie réelle négative. Le polynôme caractéristique est du quatrième degré donnant un système de quatre équations ayant huit variables ; pour simplifier, on impose quatre variables de la matrice du gain :

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 1 & a_4 + 1 & 1 \\ -k_2 & k_1 & -k_4 & k_3 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Donc la matrice A_0 devient :

$$A_0 = \begin{bmatrix} a_1 - k_1 & -k_2 & a_2 & a_3\omega \\ -1 & a_1 - k_1 & a_3\omega & a_2 \\ -1 & -k_4 & a_5 & -\omega \\ -k_4 & a_4 - k_3 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.9})$$

3.3. Résultats de simulation

Les figures qui suivent représentent les simulations effectuées sur le modèle de la machine asynchrone. La machine est alimentée par le réseau triphasé équilibré 220/380V, chaque phase est alimentée par 220V. On suppose que les courants et la vitesse sont mesurés par des capteurs. On introduit l'observateur du flux rotorique [15]:

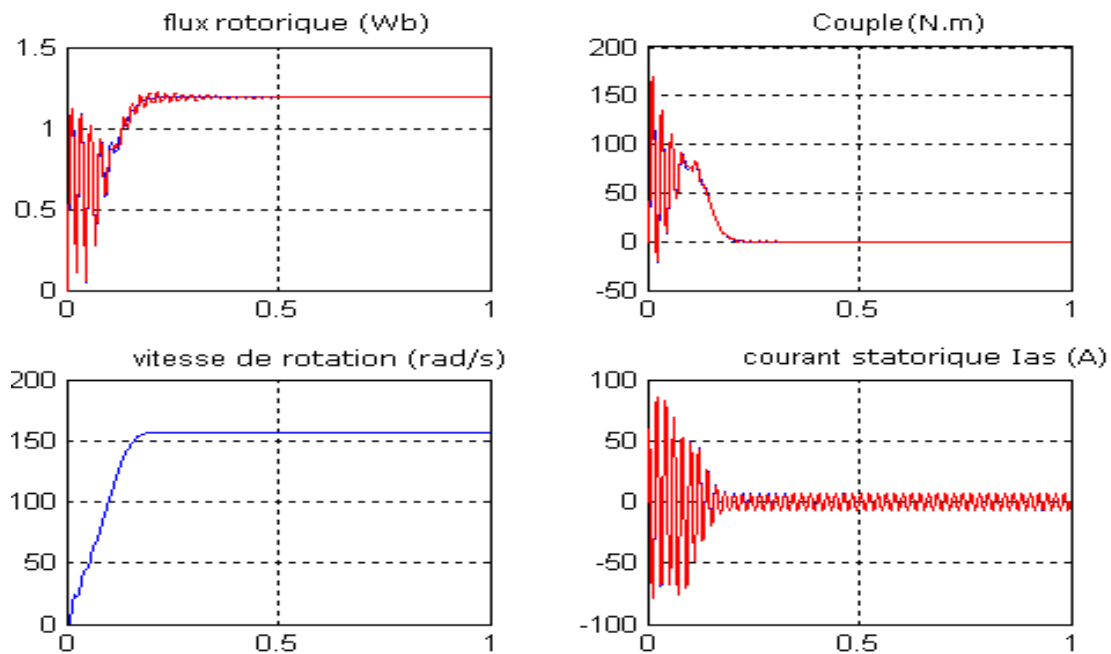


Fig.IV.2 : Simulation de démarrage de la machine asynchrone en introduisant un observateur de flux rotorique.

Les résultats du démarrage à vide de la machine asynchrone (*fig.IV.2*) montrent que le flux rotorique ainsi que le courant mesuré (courbe rouge) et le flux rotorique ainsi que le courant réels (courbe bleu) de la machine sont pratiquement identiques. Le couple électromagnétique calculé à partir du flux et le courant observés est identique au couple réel développé par la machine.

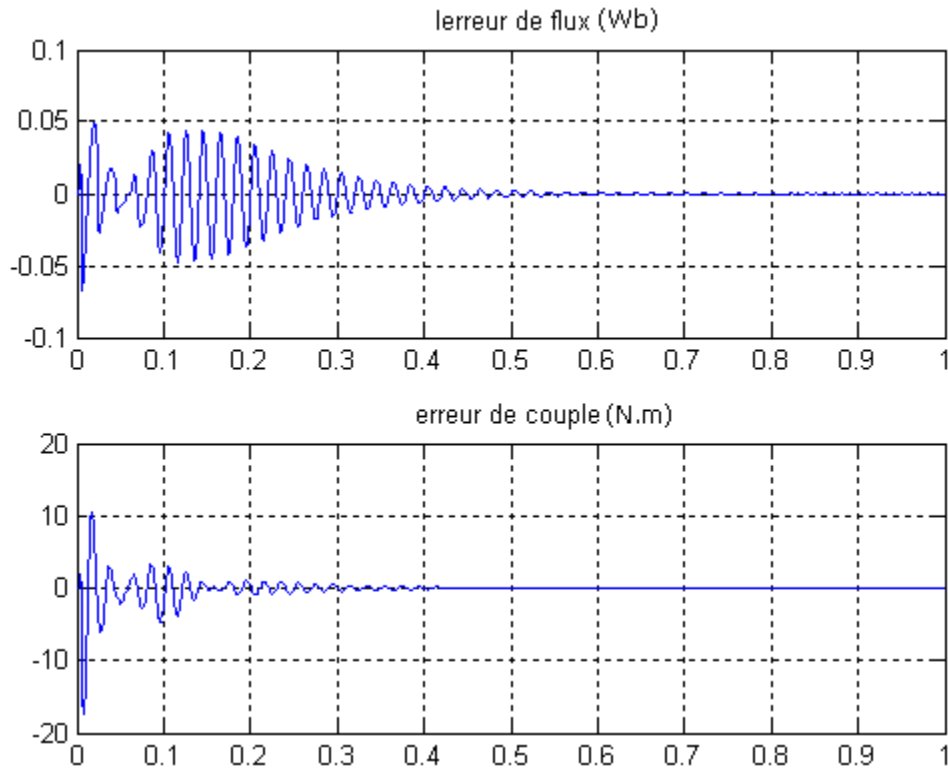


Fig.IV.3 : Erreur de l'observation sur le couple et le flux rotorique de la machine asynchrone alimenté par le réseau triphasé.

L'erreur de l'observation du flux et du couple (*fig.IV.3*), tend vers zéro après un temps court respectivement de (0.45 sec) et (0.3 sec), l'erreur dynamique du flux est de 1% du flux nominal, l'erreur statique est de $2 \cdot 10^{-4}$ Wb, valeur négligeable devant la valeur nominale. L'erreur statique du couple est de 0.5 N/m, une valeur négligeable aussi.

3.4. Commande vectorielle avec observateur du flux rotorique

Dans cette commande les estimateurs de flux sont remplacés par des observateurs au lieu de réguler le flux estimé de la machine, on régule le flux observé. Le schéma de la *fig.IV.4* donne le principe de cette commande, la vitesse est mesurée par un capteur de vitesse.

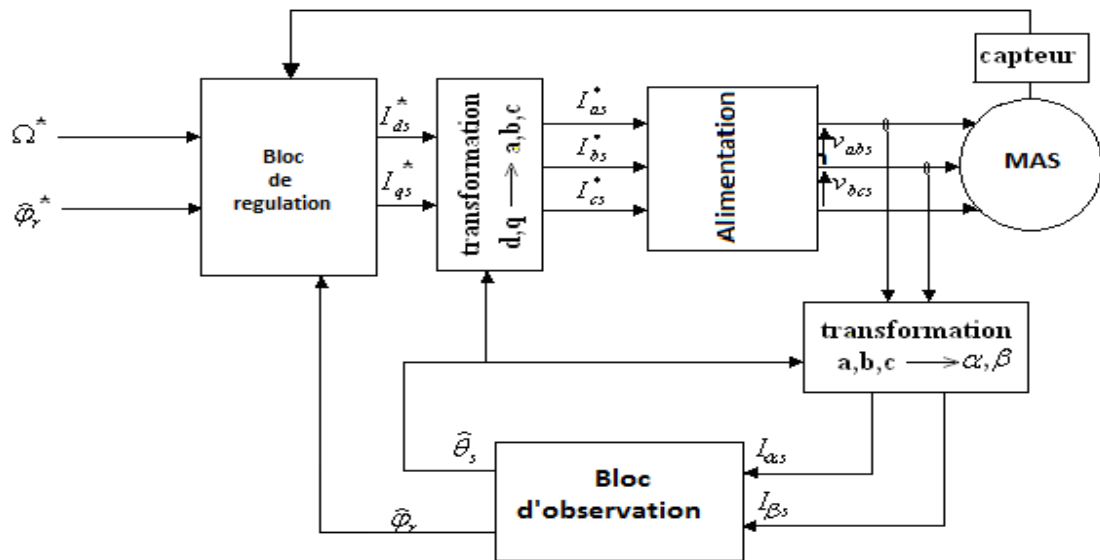


Fig.IV.4 : commande vectorielle directe de la machine asynchrone avec observateur du flux.

3.5. Résultats de simulations avec l'introduction de la commande

Les simulations ont été effectuées sur le système constitué de l'ensemble convertisseur-machine-commande, dans laquelle un observateur du flux remplace son estimation [15].

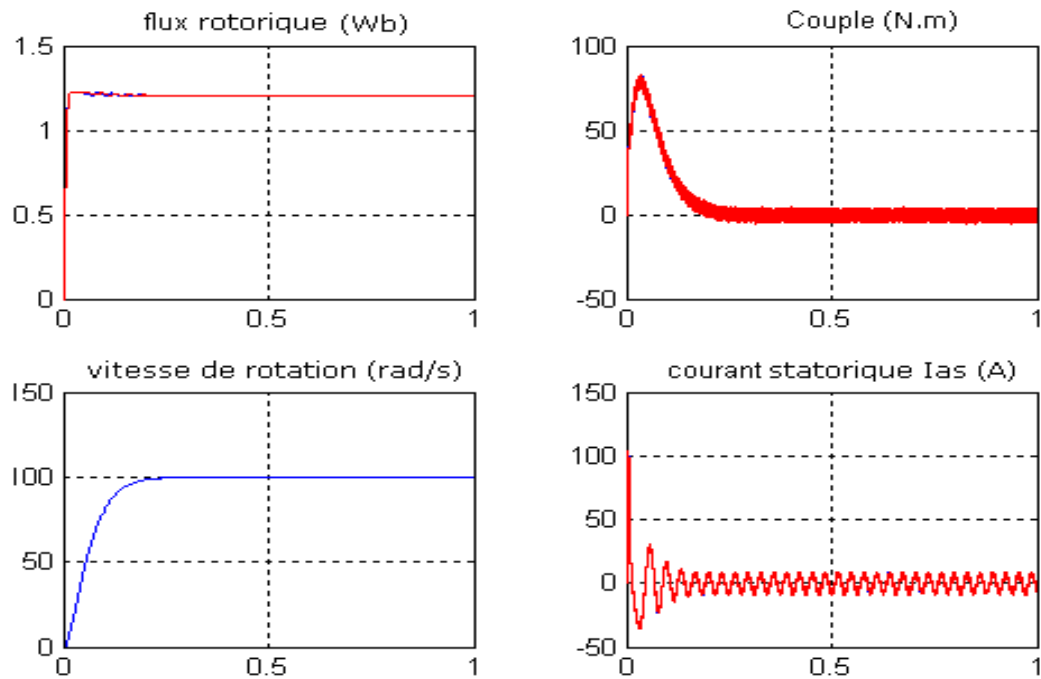


Fig.IV.5 : Commande vectorielle de la machine asynchrone avec observation du flux.

Les résultats de simulation de démarrage de la machine asynchrone sont donnés en *fig.IV.5*, montrent que le flux rotorique tend vers sa valeur de consigne dans un temps de 10ms avec un dépassement négligeable. La vitesse de rotation converge vers sa consigne dans un temps de réponse de 0.2 s.

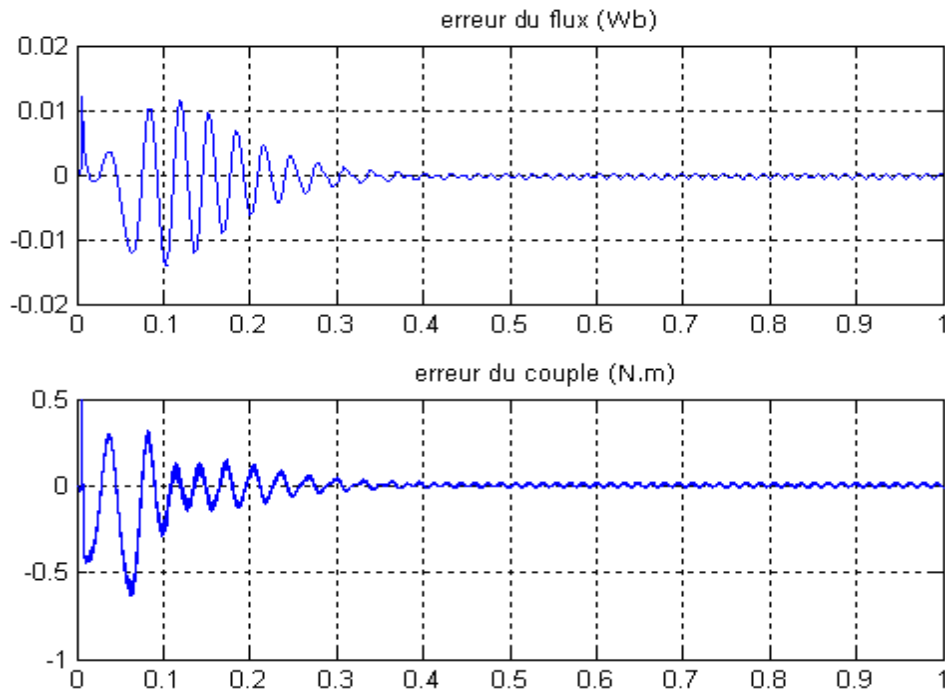


Fig.IV.6 : *Erreur de l'observation du couple et du flux sur la commande vectorielle de la machine asynchrone.*

L'erreur du flux converge vers une valeur statique de 6.10^{-4} Wb (*fig IV.6*), qui est une faible valeur devant la valeur nominale du flux. L'erreur statique du couple est de 0.02 N.m, qui est aussi une valeur négligeable. Ces erreurs augmentent par rapport à ceux de l'alimentation par le réseau triphasé, mais, elles restent toujours acceptables.

Les résultats de *fig.IV.7* montrent la commande de démarrage de la machine asynchrone commandé en basses vitesses (consigne de vitesse est de 30 rad/s), la réponse se fait rapidement après un temps de régulation. La réponse du flux est rapide mais le dépassement est supérieur, ce dépassement est dû à l'erreur sur l'observation du flux, il n'affecte pas beaucoup le système et la différence est petite [15].

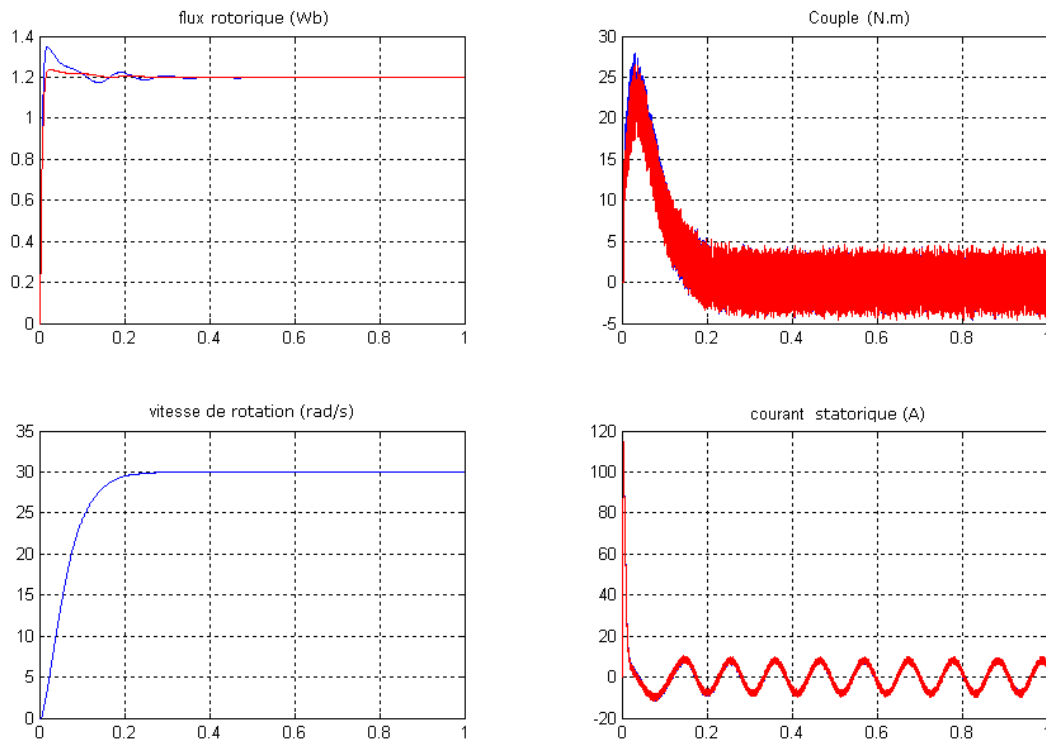


Fig.IV.7 : Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone avec observateur du flux en basse vitesse.

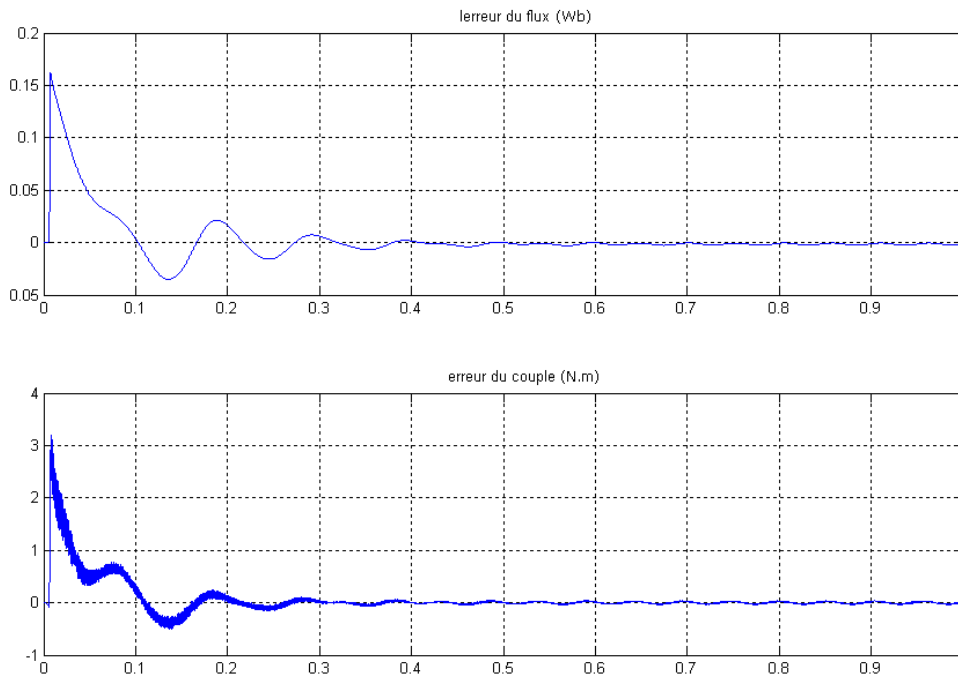


Fig.IV.8 : Erreur sur le flux et le couple dans la commande vectorielle à basse vitesse de la machine asynchrone avec observateur du flux.

Les résultats de la *fig.IV.8* montrent l'erreur dans l'observation du couple et du flux ; l'erreur dans l'observation du couple converge vers une faible valeur statique de l'ordre de 10^{-2} après un temps de 0.4 s, cette erreur est grande par rapport à l'erreur dans le cas où la consigne de la vitesse est de 100 *rad/s*, mais, elle est quand même acceptable [15].

Les mêmes remarques pour l'erreur sur l'observation du couple, qui est supérieure à celle de l'erreur trouvée pour la vitesse de 100 *rad/s*, l'erreur statique est de l'ordre de 10^{-1} *N.m*, elle est acceptable. La figure *fig.IV.9* montre les résultats de la commande de démarrage à vide avec insertion du couple résistant puis inversion du sens de rotation.

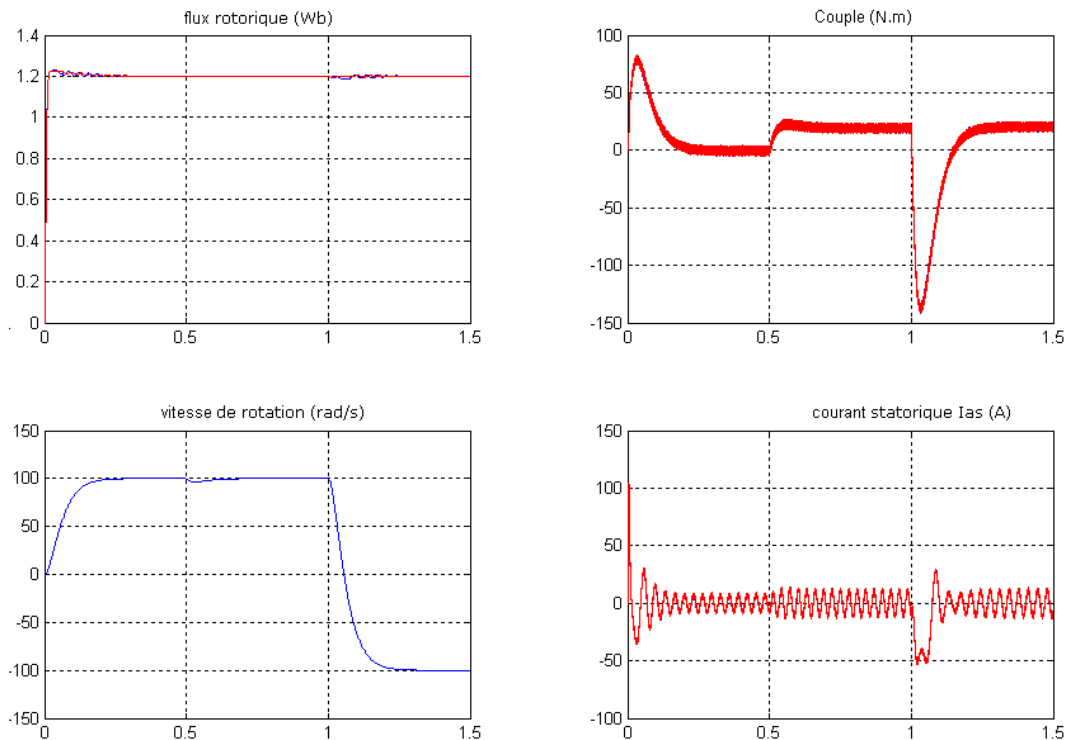


Fig.IV.9 : Insertion du couple résistant puis inversion du sens de rotation dans la commande vectorielle avec observateur du flux de la machine asynchrone.

On remarque que la vitesse suit bien sa consigne, la chute de vitesse à l'insertion du couple résistant à l'instant (0.5sec) est petite et rapidement compensée. Le flux n'est pas affecté par cette insertion, alors le découplage couple-flux est toujours respecté. Lors de l'inversion de sens de rotation, on remarque une légère perturbation du flux, qui est plus importante.

Les erreurs dans l'observation du flux et du couple en *fig.IV.10* tendent vers des valeurs négligeables, l'erreur statique du flux est de l'ordre de 10^{-3} *Wb* et l'erreur statique du couple est de 10^{-1} *N.m*, ces erreurs augmentent en régime dynamique mais le correcteur les force à converger dans des temps relativement petits (0.3 s).

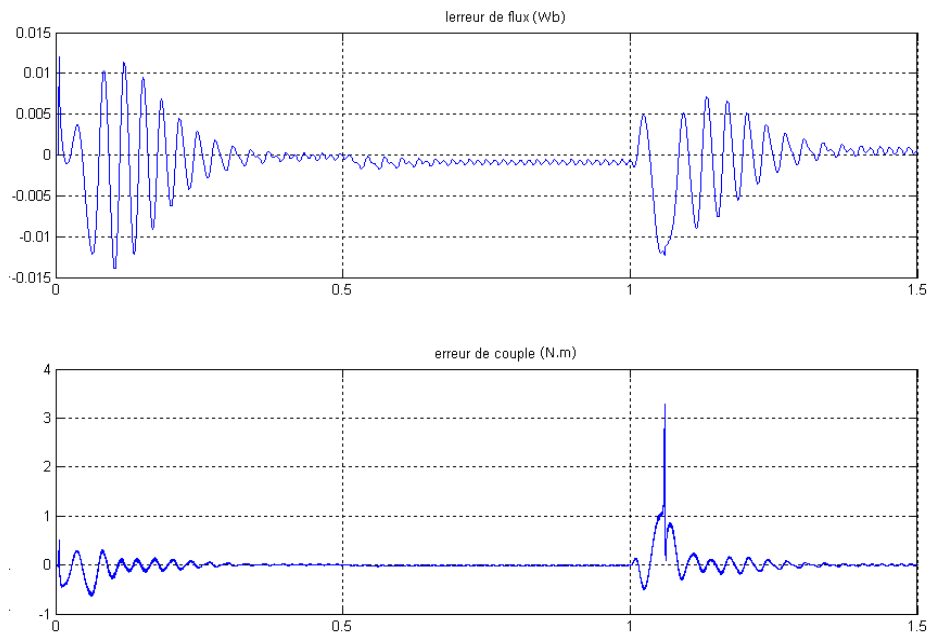


Fig.IV.10 : Erreur de l'observation du flux et du couple lors l'insertion du couple et de l'inversion du sens de rotation.

4. Observateur de vitesse de la machine asynchrone

Le système étudié précédemment présente une non linéarité dans la matrice A qui contient la vitesse de rotation. On dit que ce système est linéaire variant dans le temps, parce que, la vitesse est mesurable par le capteur. Pour l'élimination de ce dernier, la linéarisation du système puis l'application d'un observateur linéaire de Luenberger à ordre réduit) s'avère nécessaire [5] ,[14] .

4.1. Observateur à ordre réduit (observateur de Luenberger)

L'observateur de Luenberger à ordre réduit permet d'estimer la partie non accessible de l'état, en utilisant un retour de sortie linéaire, cela se fait par l'élimination des sorties redondantes [13]. Soit la représentation d'état d'un système linéaire.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (IV. 10)$$

Avec: X est le vecteur d'état du système à observer

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_{11}X_1 + A_{12}X_2 + B_1U \\ \dot{X}_2 = A_{12}X_1 + A_{22}X_2 + B_2U \\ Y = C_1X_1 \end{cases} \quad (IV. 11)$$

Soit X_2 le vecteur donné par les mesures, le vecteur X_1 est alors à observer.

L'observateur est alors donné par :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{X}}_1 = A_{11}X_1 + A_{12}X_2 + B_1U + LC(\tilde{X}_1 - X_1) \\ Y = C_1X_1 \end{cases} \quad (IV.12)$$

Avec : L : est la matrice de gain.

L'erreur d'observation de cet observateur est donnée par :

$$\xi = X_1 - \tilde{X}_1 = (A - LC)\xi \quad (IV.13)$$

La matrice $A_0 = (A - LC)$, définit la dynamique de l'observateur.

4.2. Linéarisation du modèle d'état

Il s'agit d'une linéarisation par morceaux autour des points de fonctionnement du modèle (non linéaire) de la machine asynchrone [13], [14]. Soit le modèle non linéaire de la machine

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, t) + g(U, t) \\ Y = CX \end{cases} \quad (IV.14)$$

Avec :

$$\begin{cases} X = [X_1 \ X_2 \ \dots \ X_n]^t \\ f = [f_1 \ f_2 \ \dots \ f_n]^t \end{cases} \quad (IV.15)$$

Le modèle linéarisé dans un point m sera donné par :

$$\begin{pmatrix} \Delta\dot{X}_1^m \\ \Delta\dot{X}_2^m \\ \vdots \\ \Delta\dot{X}_n^m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{df_1^m}{dX_1} & \frac{df_1^m}{dX_2} & \dots & \frac{df_1^m}{dX_n} \\ \frac{df_2^m}{dX_1} & \frac{df_2^m}{dX_2} & \dots & \frac{df_2^m}{dX_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{df_n^m}{dX_1} & \frac{df_n^m}{dX_2} & \dots & \frac{df_n^m}{dX_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X_1^m \\ \Delta X_2^m \\ \vdots \\ \Delta X_n^m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{dg_1^m}{du_1} & \frac{dg_1^m}{du_2} & \dots & \frac{dg_1^m}{du_n} \\ \frac{dg_2^m}{du_1} & \frac{dg_2^m}{du_2} & \dots & \frac{dg_2^m}{du_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{dg_n^m}{du_1} & \frac{dg_n^m}{du_2} & \dots & \frac{dg_n^m}{du_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta u_1^m \\ \Delta u_2^m \\ \vdots \\ \Delta u_n^m \end{pmatrix} \quad (IV.16)$$

4.3. Application de la linéarisation au modèle de la machine

Soit la représentation d'état de la machine asynchrone après l'application de la transformation de Park avec un repère lié au stator. Le modèle non linéaire de la machine est donnée par:

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, t) + g(U, t) \\ Y = CX \end{cases} \quad (IV.17)$$

Avec :

$$X = (I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \varphi_{r\alpha} \ \varphi_{r\beta} \ w_r)^t$$

$$f = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 I_{s\alpha} + a_2 \varphi_{r\alpha} + a_3 \omega_r \varphi_{r\beta} \\ a_1 I_{s\beta} + a_2 \varphi_{r\beta} + a_3 \omega_r \varphi_{r\alpha} \\ a_4 I_{s\beta} + a_5 \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ P^2 \frac{M}{J_t L_r} (\varphi_{\alpha r} I_{s\beta} \varphi_{\beta r} I_{s\alpha}) - K_f \omega_r \end{pmatrix}, g = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ g_4 \\ g_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J_t} \Gamma_r \end{pmatrix}$$

Le modèle linéarisé de la machine en un point de fonctionnement n est donné par :

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{I}_{s\alpha}^m \\ \Delta \dot{I}_{s\beta}^m \\ \Delta \dot{\varphi}_{r\alpha}^m \\ \Delta \dot{\varphi}_{r\beta}^m \\ \Delta \dot{\omega}_r^m \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega_m & a_3 \varphi_{s\beta} \\ 0 & a_1 & -a_3 \omega_m & a_2 & -a_3 \varphi_{s\alpha} \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega_m & -\varphi_{s\beta} \\ 0 & a_4 & \omega_m & a_5 & \varphi_{s\alpha} \\ -k_s \varphi_{s\beta}^m & k_s \varphi_{s\alpha}^m & k_s I_{s\beta}^m & -k_s I_{s\alpha}^m & -k_f / J_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta I_{s\alpha}^m \\ \Delta I_{s\beta}^m \\ \Delta \varphi_{r\alpha}^m \\ \Delta \varphi_{r\beta}^m \\ \Delta \omega_r^m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/\sigma L_s & 0 & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -P/J_t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta V_{s\alpha} \\ \Delta V_{s\beta} \\ \Delta \Gamma_r \end{pmatrix}$$

(IV.18)

4.4. Application de l'observateur à ordre réduit au modèle linéarisé de la MAS

Dans cette étape, nous avons fait une combinaison entre l'observateur du flux réalisé précédemment et un observateur d'ordre réduit pour observer la vitesse de rotation. Pour cela, on suppose que les flux rotoriques sont connus. Le nouveau vecteur d'état à réduit est donné par :

$$\begin{cases} \Delta \dot{X}_1 = A_{11} \Delta X_1 + A_{12} \Delta X_2 + B_1 \Delta U \\ Y = C_1 X_1 \end{cases} \quad (IV.19)$$

Avec :

$$X_1 = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \omega_r]^t, \quad X_2 = [\varphi_{s\alpha} \ \varphi_{s\beta}]^t$$

$$A_{11} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & a_3 \varphi_{r\beta} \\ 0 & a_1 & -a_3 \varphi_{r\alpha} \\ -k_s \varphi_{r\beta}^m & k_s \varphi_{r\alpha}^m & -k_f / J_t \end{pmatrix}, \quad A_{12} = \begin{pmatrix} a_2 & a_3 \omega_r^m \\ -a_3 \omega_r^m & a_2 \\ k_s I_{s\beta}^m & -k_s I_{s\alpha}^m \end{pmatrix}$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} 1/\sigma L_s & 0 \\ 0 & 1/\sigma L_s \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \text{et} \quad C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Le vecteur d'état observé sera donné par :

$$\begin{cases} d\tilde{X}_1 = A_{11}d\tilde{X}_1 + A_{12}dX_2 + B_1dU + LC(d\tilde{X}_1 - dX_1) \\ d\tilde{Y} = C_1d\tilde{X}_1 \end{cases} \quad (IV.20)$$

L : est la matrice du gain de l'observateur, de la forme :

$$L = \begin{pmatrix} l_{11} & l_{12} \\ l_{21} & l_{22} \\ l_{31} & l_{32} \end{pmatrix} \quad (IV.21)$$

$$A_0 = (A_1 - LC_1) = \begin{pmatrix} a_1 - l_{11} & l_{12} & a_3\varphi_{r\beta}^m \\ -l_{21} & a_1 - l_{22} & -a_3\varphi_{r\alpha}^m \\ -k_s\varphi_{r\beta}^m - l_{31} & k_s\varphi_{r\alpha}^m - l_{32} & -k_f/J_t \end{pmatrix} \quad (IV.22)$$

4.5. Les résultats de simulation de la commande avec observation de la vitesse

Les figures suivantes représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone, en introduisant un observateur d'ordre réduit appliqué au modèle linéarisé de la machine [15].

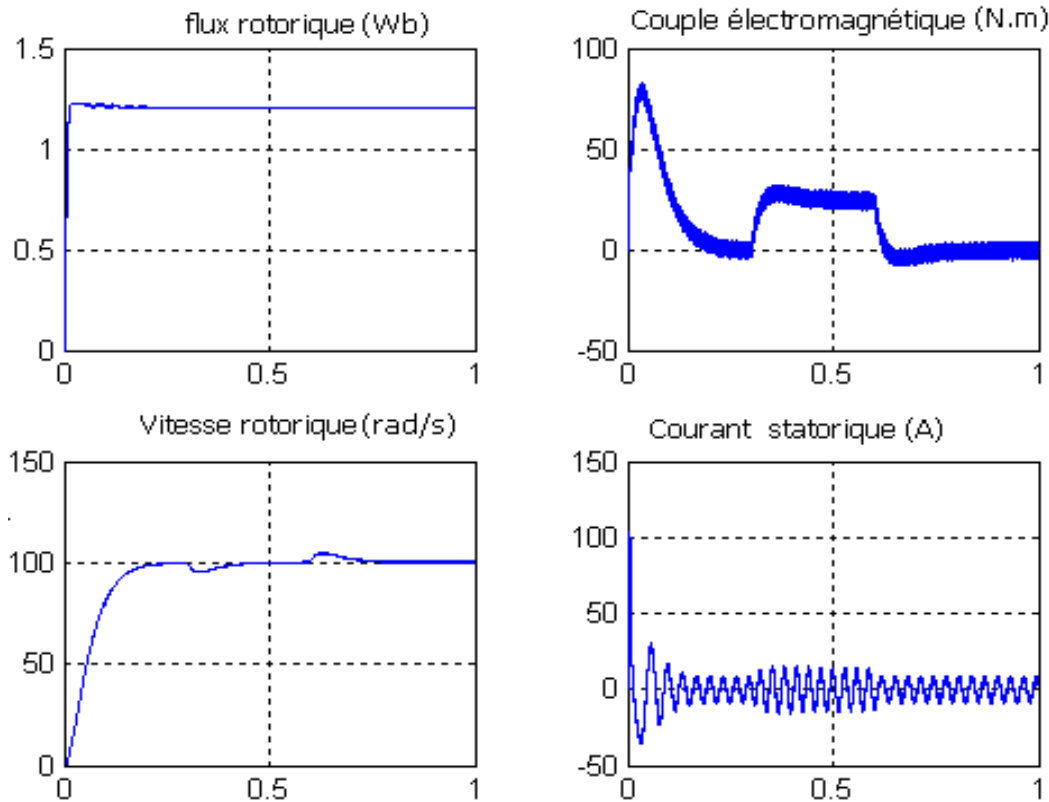


Fig IV.11 : Commande vectorielle de la machine asynchrone par observateur à ordre réduit.

La figure *fig.IV.11* montre les variations du flux rotorique, du couple électromagnétique, de la vitesse rotorique et le courant d'une phase statorique. Dans laquelle le découplage flux-couple est bien vérifié, la vitesse suit sa valeur de référence après un temps de réponse de 0.2 s, elle chute d'une valeur de 5% de sa valeur de référence lors de l'insertion d'un couple résistant de valeur nominale et elle revient à sa valeur de référence dans la même durée.

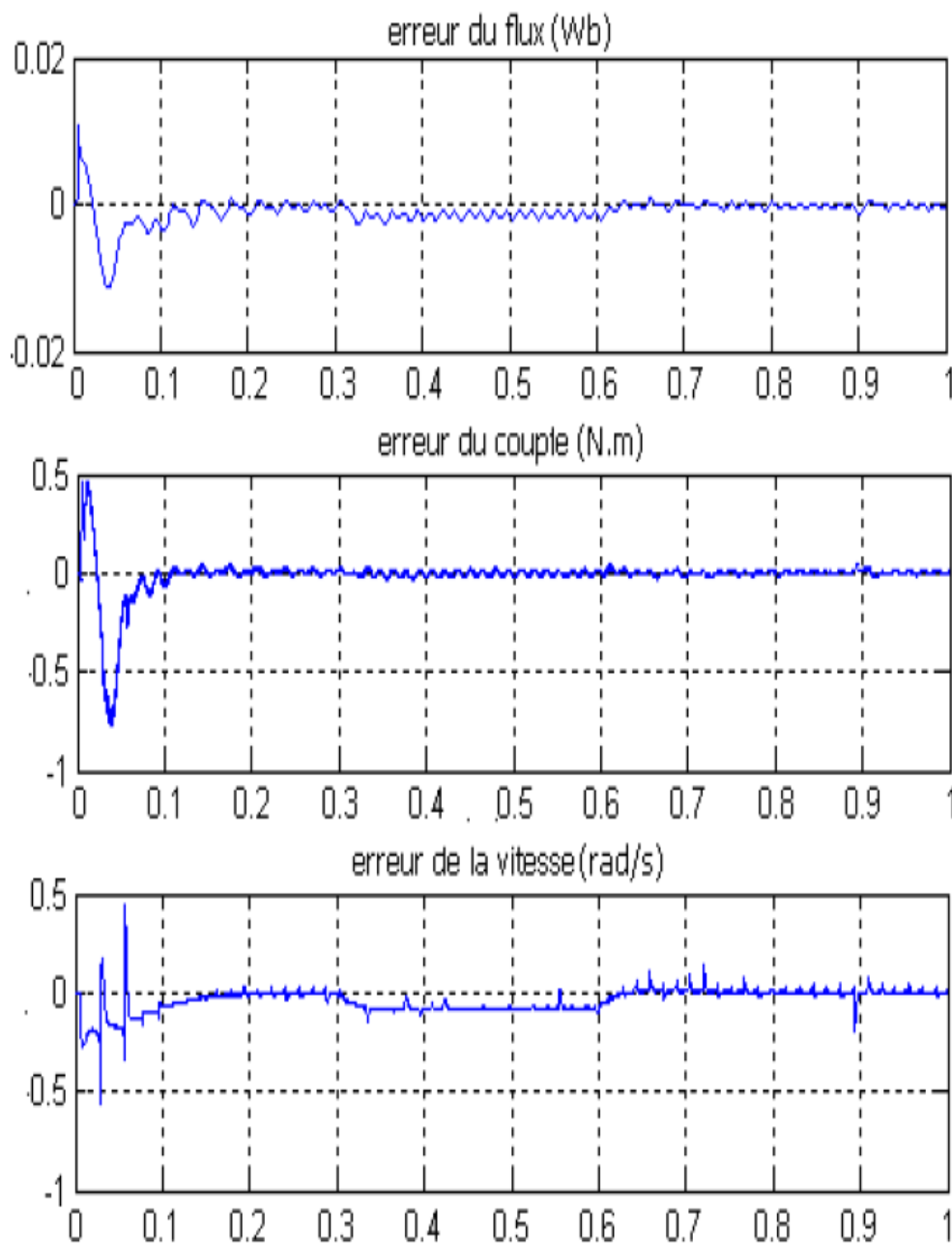


Fig.IV.12 : Erreur d'observation du flux, couple et de la vitesse pour l'observateur d'ordre réduit.

La figure *fig.IV.12* montre les erreurs d'observation, l'observateur du flux répond en un temps de 50 ms , avec une erreur statique de 5.10^{-4} Wb . L'influence de l'insertion d'un couple sur l'erreur d'observation du flux n'est pas importante et l'erreur statique d'observation du couple est de 0.05 Nm , qui est négligeable devant la valeur nominale du couple. L'observateur de la vitesse a une erreur statique de 0.05 rad/s , il répond dans un temps de 0.1 s qui est deux fois plus petit que le temps de réponse du régulateur. L'insertion d'un couple résistant augmente légèrement l'erreur d'observation de la vitesse à la valeur de 0.1 rad/s , mais cette erreur n'affecte pas la commande.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, l'étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine asynchrone est effectuée, et ce par l'introduction d'un observateur linéaire de Luenberger, le premier est à ordre complet pour l'observation de flux rotorique et le deuxième est à ordre réduit pour observer la vitesse de rotation. Les résultats montrent la validité des observateurs choisis. Ils forcent l'erreur à converger vers des valeurs statiques négligeables. La poursuite de la référence est acceptable.

Conclusion Générale

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, et les observateurs d'état sont des applications relatives à la commande des machines asynchrones; La commande vectorielle à flux orienté utilisant des régulateurs classiques est la plus utilisée, les performances qu'elle présente sont considérables malgré quelques problèmes qu'elle pose.

Le but du travail présenté dans ce mémoire est d'introduire la commande vectorielle et son application dans la commande des machines asynchrones. En plus, d'utiliser des algorithmes d'observation de la vitesse de rotation et du flux rotorique afin de pouvoir éliminer les capteurs qui posent des problèmes techniques en plus du coût élevé.

La commande de la MAS sans capteur mécanique par l'utilisation de deux observateurs de Luenberger, ainsi que les tests de robustesse effectués en simulation montrent les performances de la commande. La présence des observateurs force l'erreur d'observation à converger vers des valeurs statiques négligeables. La poursuite des références est toujours rapide et satisfaisante même en basses vitesses.

Bibliographie

- [01] **A.ROUBEH K, BATTACHE** « Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse » mémoire d'ingénieur, université de Jijel 2010.
- [02] **R.ACHOURI M,HIDOUCHE**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone » mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique 2007.
- [03] IDITION TELEMECANIQUE « schématique électrotechnique »,chapitre 3,page 78.
- [04] **M.MAHMOUDI**, « Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone » Document cours, Ecole Nationale Polytechnique, Alger.
- [05] **H.TAMRABET**, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [06] **G.BUSHE**, « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Réel Matlab/Simulink » Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.
- [07] **L.BAGHLI**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. » Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999
- [08] **G.SEGUIER**, « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative-Continue. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984
- [09] **G.SEGUIER**, « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V4 : la Conversion Continue-Alternative. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1989.
- [10] **M.MIRJANA**, « Hysteresis Current Control in Three-Phase Voltage Source Inverter. » Document cours.
- [11] **Y.DAILI, A.MAKOUF, Med-S NAIT.SAID**, « Une Simple Technique de Contrôle de Courant par Hystérésis d'un onduleur de tension à fréquence de commutation » .
- [12] **B.K.BOSE**, « Power Electronics and AC Drives. » Prentice-Hall, New Jersey, 1986.
- [13] **I.AL-ROUH**, « Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone» Thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy, 12 juillet 2004.
- [14] **C. CANADUS DE WIT** « Commande des Moteurs Asynchrones, V2 Optimisation Discrétisation et Observateurs. » HERMES Science Publications, 2000, Paris
- [15] **R .BELHADEF, B.BOUTAYA** « commande vectorielle et par logique floue de la machine asynchrone » mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique,2008

Annexe A

Paramètres de la machine

- Résistance statorique $R_s=1.2 \Omega$
- Résistance rotorique $R_r=1.8 \Omega$
- Inductance statorique $L_s=0.1554 H$
- Inductance rotorique $L_r=0.1568 H$
- Mutuelle inductance $L_m=0.15 H$
- Moment d'inertie $J=0.07 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
- Coefficient de frottement $f= 10^{-4} \text{ N.m.s/rad}$
- Vitesse nominale $w_n =1430 \text{ tr/mn}$
- Puissance nominale $P_n =4 \text{ kW}$
- Couple nominale $C_n =25 \text{ N.m}$
- Courant nominale $I_n=15 \text{ A}$

ANNEXE B

B. Calcul des régulateurs

B-1. Régulateur de vitesse

Pour un Temps de réponse de 0.2 s

$$\begin{cases} K_p = 01,83 \\ K_i = 27,44 \end{cases}$$

B-2. Régulateur de flux rotorique

Pour un Temps de réponse de 10ms.

$$\begin{cases} K_p = 392 \\ K_i = 4500 \end{cases}$$