

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ DE M'SILA

FACULTÉ DES SCIENCES ET SCIENCE DE L'INGÉNIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME

D'INGÉNIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : commande électrique



Thème

*Commande Vectorielle à Flux Orienté de la
Machine à Induction
Sans Capteur de Vitesse*

Proposé et dirigé par :

✎ Melle : H. BENDERRADJI.

Présenté par :

✎ BILAL GUESMIA.

✎ BRAHIM MECHERI.

Année Universitaire : 2008/2009

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS



A l'issue de cette fin de travail, nous adressons
Nos remerciements premièrement à Dieu tout
Puissant pour la volonté, la santé et la patience
Qu'il nous a donné durant toutes ces longues
Années études

Nous tenons à remercier notre Promotrice: Melle : H.BENDERRADJI
Pour les efforts qu'elle a déployé pour nous aider,
Conseiller, encourager et corriger. Ainsi que tout le personnel du
Department de l'électrotechnique de l'université
De M'sila, sous la direction de Mr B.BENJAIMA.

Nous remercions également tous les membres du jury qui ont bien voulu, le crayon
à la main, juger notre travail, corriger ses erreurs et dont les remarques détaillées
nous permettrons sans doute, de l'améliorer.

En fin, nous adressons nos vifs remerciements à Tous les enseignants
qui ont participé le long de ces années à notre formation.
Ainsi qu'à notre promotion 2009

Et à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Brahim+Bilal



DEDICACE

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Dieu, tout puissant pour m'avoir donné le courage et la volonté de mener à bon voie.

Je dédie ce modeste travail:

- A ma très chère mère, la femme qui m'a mis au monde, celle recouverte d'affection et de tendresse, malgré les énormes obstacles.

- A mon cher père: qui a toujours cru en moi et m'a accompagné moralement tout au long de ce parcours.

Dieu les protège et les garde pour nous

*- A mes deux frères: **ZAKI** et **YOUSEF** et ma soeur: **ASMA**.*

*- A mes chers grandes mères : **KELTHOM** et **KAMIR**.*

*- Et n'oubliez pas mes frères : **Billa, Hamza, Khothir, Sassi, Ali, Djamel, Farid, Abd elkader, Alawa, Redwanne, Fateh, Imed, Yacine, Abd allah, Abd elhalim**.*

*- A tous mes oncles sur tout **ALIDJA** et **RBIHA**, tantes sur tout **HOSINNE** et **MOKHTAR**, cousins et cousines et a tous les membres de ma grande famille : (**MECHEIR, BELFEGAS**).*

*- A la mémoire de nos : **SAMRA** et **YEMOUN** et **KHMISSI** et **LAKHDER** que Dieu tout puissant l'accueille dans son vaste paradis.*

*- A tous mes amis et mes copains de proches et de loin de **BORDJ GHEDIR (BBA)**.*

*- A tous mes amis et collègues de ma promotion **2009D'électrotechnique**.*

- À tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux je ne sais pas qui choisir.

- À tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux je ne sais pas qui choisir.

*- A mon binôme **BILAL** avec le quelle j'ai connu des moments agréables malgré les difficultés rencontrés et surmontés ensemble.*

*- Et je souhaite un bonne chance à l'équipe nationale (**allez les verres...**)*



....MECHERI BRAHIM....

DEDICACE

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Dieu, tout puissant pour m'avoir donné le courage et la volonté de mener à bon voie.

Je dédie ce modeste travail:

*- Aux deux personnes les plus chères à mon cœur, qui ont sacrifié leur noble existence pour me donner le courage et me guider vers la voie de la réussite: **Ma mère et mon père.***

****Dieu les protège et les garde pour nous****

*- A mes chers frères et soeurs: **Hicham, Hamza, Youssef et Horya , Aycha , Abla** et tous les enfants des mes soeurs.*

*- A tous qui porte le nom: **Guesmia**, sans oublier la famille **Chlalli**.*

*- A mes amies : **Mouhamed, Mustafa, Sief , Baset ,Hafid , Ossama, Nssim , Abd errahman , Ftih***

*- A la mémoire de nos : **mes grandes pères et mères** et mon amie **Aimed***

*- A mon binôme et chère amie **Brahim** et sa famille.*

*A tous mes amis et mes copains de proches et de loin de **milouza***

À tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux je ne sais pas qui choisir.

*- A tous mes amis et collègues de ma promotion **2009D'électrotechnique.***

...Bilal Guesmia.....



Liste des figures

Liste des Figures

Fig. (I-1) : représentation de la machine asynchrone avec le stator et le rotor	04
Fig. (I-2): Modèle d'une machine asynchrone triphasée	05
Fig. (I-3): Référentiel tournant d'axes (d – q)	08
Fig. (I.4): Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel ($\alpha \beta$)	12
Fig. (I-5): Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q)	13
Fig. (I-6): Représentation des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (x y)	14
Fig. (I-7) : Onduleur à trois niveaux	17
Fig. (I-8) : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale	19
Fig. (I-9): Simulation de l'onduleur de tension à MLI	20
Fig. (I-10): Schéma bloc du modèle de MAS	21
Fig. (I-11): Schéma de simulation de la MAS	21
Fig. (I-12): Résultat de simulation	22
Fig. (I-13): Résultat de simulation de l'association onduleur-machine	23
Fig. (II-1): Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)	27
Fig. (II-2): Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle MAS	28
Fig. (II-3): Référentiel lié au flux rotorique	29
Fig. (II-4): Région de fonctionnement à toutes vitesses	30
Fig. (II-5): Structure de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique	31
Fig. (II-6): Schéma de principe de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique indirect	33
Fig. (II-7): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	34
Fig. (II-8): Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq}	35
Fig. (II-9): Commande découplée - Expressions de Φ_R et C_{em}	35
Fig. (II-10): Principe de commande par contrôle vectoriel direct de la M.AS en tension.....	36
Fig. (II-11): Régulation du courant	38
Fig. (II-12): Régulation du flux	39

Liste des figures

Fig. (II-13-a): Régulation du vitesse	40
Fig. (II-13-b): Régulation du vitesse	40
Fig. (II-14): Schéma fonctionnel de la commande vectorielle	42
Fig. (II-15): Résultat de simulation de la F.O.C avec application de la charge nominale $C_r=25$ Nm à $t= 1$ sec	43
Fig. (II-16): Résultat de simulation de la F.O.C avec application de la charge nominale $C_r=25$ Nm à $t= 1$ sec (avec onduleur)	44
Fig. (II-17): Essai avec variation de la charge	45
Fig. (II-18): Essai avec variation de la vitesse	46
Fig. (II-19): Essai avec inversion du sens de rotation	47
Fig. (II-20): Essai avec variation de la résistance rotorique	49
Fig. (III-1): Schéma de principe d'un estimateur	
Fig. (III-2): Schéma de principe d'un observateur	
Fig. (III-3): Combinaison du modèle en courant avec le modèle en tension	
Fig. (III-4): Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en tension	
Fig. (III-5): Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en courant	
Fig. (III-6): Schéma-bloc du principe du mécanisme adaptatif	
Fig. (III-7): Schéma bloc d'observateur de Luenberger	
Fig. (III-8): Observateur Z	
Fig. (III-9): Estimateur de flux rotorique	
Fig. (III-10): F.O.C avec estimateur de vitesse	
Fig. (III-11): résultats avec variation de la charge	
Fig. (III-12): résultats avec variation de la vitesse.....	
.....	
.....	

Sommaire

Remerciements

Dédicace

Listes des figures

Sommaire

Introduction générale	01
Chapitre I: Modélisation de la machine Asynchrone	
<i>I.1. Introduction</i>	<i>03</i>
<i>I.2. description de la machine asynchrone</i>	<i>03</i>
<i>I.3. Modèle de la M.AS triphasée</i>	<i>04</i>
<i>I.4. Hypothèses simplificatrices</i>	<i>05</i>
<i>I.5. Equations générales de la M.AS triphasée</i>	<i>06</i>
<i>I.5.1. Equations électriques</i>	<i>06</i>
<i>I.5.2. Equations magnétiques</i>	<i>07</i>
<i>I.5.3. Equations mécaniques</i>	<i>07</i>
<i>I.6. Transformation de Park</i>	<i>08</i>
<i>I.7. Modèle de Park de la machine asynchrone triphasé</i>	<i>10</i>
<i>I.7.1. Equations électriques</i>	<i>10</i>
<i>I.7.2. Equations magnétiques</i>	<i>11</i>
<i>I.7.3. Equations mécaniques</i>	<i>11</i>
<i>I.8. Choix du référentiel biphasé</i>	<i>11</i>
<i>I.8.1. Référentiel lié au stator (α, β)</i>	<i>12</i>
<i>I.8.2. Référentiel lié au champ tournant (d, q)</i>	<i>12</i>
<i>I.8.3. Référentiel lié au rotor (x, y)</i>	<i>14</i>
<i>I.9. Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone</i>	<i>15</i>
<i>I.10. Modulation de l'onduleur MLI</i>	<i>16</i>
<i>I.11. Principe de base</i>	<i>18</i>
<i>I.12. Montage de simulation</i>	<i>20</i>
<i>I.13. Résultat de Simulation de l'association Onduleur-Machine</i>	<i>23</i>
<i>I.14. Conclusion</i>	<i>24</i>

Sommaire

Chapitre II: Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

<i>II.1. Introduction</i>	<i>25</i>
<i>II.2. Pourquoi la commande vectorielle?</i>	<i>26</i>
<i>II.3. Introduction à la commande vectorielle</i>	<i>26</i>
<i>II.3.1. Description</i>	<i>27</i>
<i>II.3.2. Principe de base de la commande vectorielle</i>	<i>28</i>
<i>II.4. Choix de type d'orientation de flux</i>	<i>30</i>
<i>II.4.1. Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique</i>	<i>30</i>
<i>II.4.1.1. Contrôle directe de Flux</i>	<i>31</i>
<i>II.4.1.2. Contrôle indirecte de Flux</i>	<i>32</i>
<i>II.5. Structure de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension</i>	<i>33</i>
<i>II.6. Organisation fonctionnelle de la commande</i>	
<i>II.7. Estimation du flux rotorique</i>	<i>36</i>
<i>II.8. Régulation</i>	<i>37</i>
<i>II.8.1. Caractéristique des régulateurs</i>	<i>37</i>
<i>II.8.2. Calcul des Régulateurs</i>	<i>37</i>
<i>II.8.2.1. Régulateurs des Courants</i>	<i>38</i>
<i>II.8.2.2. Régulateur de flux</i>	<i>39</i>
<i>II.8.2.3 Régulateur de vitesse</i>	<i>39</i>
<i>II.9. Simulation de l'ensemble Commande-Machine</i>	<i>42</i>
<i>II.9.1. Essai en charge nominale après un démarrage à vide</i>	<i>42</i>
<i>II.9.1.1. Simulation sans onduleur</i>	<i>43</i>
<i>II.9.1.2. Simulation avec onduleur</i>	<i>44</i>
<i>II.9.2. Tests de performance et de robustesse</i>	<i>45</i>
<i>II.9.2.1. Test avec variation de la charge</i>	<i>45</i>
<i>II.9.2.2. Test avec variation de la vitesse</i>	<i>46</i>
<i>II.9.2.3. Test avec inversion du sens de rotation</i>	<i>47</i>
<i>II.9.2.4. Test avec variation de la résistance rotorique</i>	<i>48</i>
<i>II.10. Conclusion</i>	<i>50</i>

Sommaire

Chapitre III: Étude théorique des estimateurs

<i>III.1. Introduction</i>
<i>III.2. Concepts d'estimateur et d'observateur</i>
<i>III.2.1. Estimateur</i>
<i>III.2.1.1. Différentes méthodes d'estimation de flux et de vitesse de la MAS</i>
<i>III.2.1.1.1. Estimateur basé sur un modèle en courant</i>
<i>III.2.1.1.2. Estimateur basé sur une méthode d'élimination</i>
<i>III.2.1.1.3. Estimateur basé sur un modèle en tension</i>
<i>III.2.1.1.4. Estimateur d'ordre complet</i>
<i>III.2.2. Observateur</i>
<i>III.2.2.1. Différentes méthodes d'observation de flux en boucle fermée</i>
<i>III.3. Suppression du capteur de vitesse</i>
<i>III.4. Quelques techniques d'estimation</i>
<i>III.5. Méthode d'estimation de la vitesse par technique MRAS</i>
<i>III.6. Observateur de Luenberger</i>
<i>III.7. Observateur de vitesse proposé</i>
<i>III.7.1. Structure de l'observateur de vitesse proposée</i>
<i>III.7.2. Résultat de simulation et interprétation</i>
<i>III.7.2.1. Démarrage à vide avec introduction du couple de charge</i>
<i>III.7.2.2. Résultat de simulation avec variation de la charge</i>
<i>III.7.2.3. Avec variation de la vitesse</i>
<i>III.7.2.4. Résultat de simulation avec variation de la vitesse</i>
<i>III.8. Conclusion</i>
Conclusion générale
Références bibliographiques
Annexes



Notations et Acronymes

NOTATIONS

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phase's statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phase's rotoriques.
I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}	Courants statoriques.
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Courants rotoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Flux statoriques.
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Flux rotoriques.
[Ls]	Matrices d'inductances statoriques.
[Lr]	Matrices d'inductances rotoriques.
[M]	Matrices des inductances mutuelles du couplage entre stator—rotor.
R_s, L_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, L_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
m_s	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
m_r	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M	Inductance mutuelle entre une phase de stator e une phase de rotor.
*	: Indice de référence.
$(d - q)$: Indice du repère synchrone (lie au champ tournant).
$(\alpha - \beta)$: Indice du repère fixe du stator.
ω	: Pulsation électrique.
Ω	: Vitesse mécanique.
g	: Glissement ou la variation relative des vitesse statorique et rotorique
p	: Nombre de paire de pôle.
V	: Tension.
R	: Résistance.
i	: Courant .
Φ	: Flux.
f	: Fréquence.
θ	: Angle entre axe du stator et un axe du rotor.
σ	: Coefficient de dispersion Totale.



T_R : Constante de temps rotorique.

J : Moment d'inertiel des masses tournantes.

C_{em} : Couple électromagnétique.

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

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

S : Opérateur dérivé de LAPLCE.

w : Grandeur de consigne.

k_w : Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.

k_R : Matrice de la contre-réaction du régulateur intégrateur.

* : Signe pour l'état du système en mode de glissement

T : Matrice de transformation

α_i : Coefficient du polynôme caractéristique.

P : Grandeur de perturbation.

ρ : Partie réelle.

ω : Partie imaginaire.

ACRONYMES

PI Régulateur proportionnel-intégral.

IP Régulateur intégral-proportionnel.

MAS Machine Asynchrone

FOC. : Commande vectorielle par orientation du Flux .

De l'anglais " Field Oriented Control".

- ❖ D'autres notations et symboles spécifiques peuvent être définis dans les chapitres, s'il y a lieu.



INTRODUCTION GÉNÉRALE



O.1. Généralités:

L'utilisation de l'actionneur asynchrone comme variateur de vitesse est de plus en plus appréciée, d'une part, pour la robustesse mécanique de la machine à induction, et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance et de la microinformatique qui permettent la mise en oeuvre des stratégies de commande capables d'atteindre des performances dynamiques comparables à celles obtenues avec les actionneurs à courant continu. Aujourd'hui, les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machines à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable dans de nombreux secteurs industriels, il faut donc s'attendre à la disparition progressive des entraînements utilisant la machine à courant continu dont le collecteur constituait tout de même un magnifique "talon d'Achille". En effet, l'absence de collecteur dans la machine à induction diminue le coût de l'entretien, permet de travailler à hautes vitesses. En plus, la machine à induction offre la possibilité de supporter des surcharges instantanées qui peuvent aller jusqu'à cinq fois la charge nominale sans danger de destruction.

L'obtention de hautes performances avec une machine asynchrone demande des commandes complexes nécessitant notamment une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions flux, couple électromagnétique), ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles et fragilisant en même temps les systèmes d'entraînement électriques. Dans certains cas, les capteurs mécaniques sont admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones, leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût.

Dans les années 70, la commande vectorielle a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté (Field Oriented Control: FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc, elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes du système, qu'ils soient mesurés comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator.



L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de capteurs de flux souvent très onéreux, leur montage, dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. Afin d'éliminer cet handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux. Ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur.

O.2. Objectif du mémoire

L'objectif principal de ce travail est l'évaluation par simulation Matlab des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone associée à un observateur de vitesse.

O.3. Structure du mémoire

Ce mémoire est organisé de la manière suivante:

- Le premier chapitre est consacré à un rappel théorique concernant la machine asynchrone et son fonctionnement, puis nous modélisons le moteur asynchrone en vu de sa commande, en utilisant la transformation de Park (passage triphasé-biphasé). Finalement, une simulation de ce modèle dans le repère lié au stator sera présentée.
- Dans le deuxième chapitre, nous présenterons l'application du principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC: Field Oriented Control) à la machine asynchrone, cette technique de commande permet la linéarisation du modèle de la machine asynchrone, avec un découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation avec des régulateurs classiques de structure PI et IP seront présentés.
- Le troisième chapitre présente l'étude théorique de quelques techniques d'estimation et observation (MRAS, LUENBERGER, ...), de flux et de vitesse et l'application d'un observateur de vitesse basé sur le modèle de Gopiniath.

On terminera par conclusion générale ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

CHAPITRE I



MODELISATION DE LA

MACHINE ASYNCHRONE

1.1. Introduction

En général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres. Trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, On doit développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. Les progrès de l'informatique et de génie logiciels permettent de réaliser les modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques, d'une part, et d'autre part, de prévoir le contrôle nécessaire s'il y'a lieu pour palier les différents effets qui peuvent accompagner, généralement les variations de vitesse, les variations de charge. . . .etc. [1].

Pour obtenir le modèle d'un tel système, trois taches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation linéarisée de Park d'une machine asynchrone. En suite, il sera procédé à la validation par simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie, dont les paramètres sont donnés en annexe.

1.2. Description de la machine asynchrone

Les machines asynchrone, appelées également machine à induction, sont des convertisseurs électromagnétiques tournants transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur.

La machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées par trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé, ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [1].

Les photographies suivantes "Fig. I-1" présentent la machine asynchrone et ses principales composantes que sont le stator et le rotor.



Machine asynchrone



Rotor

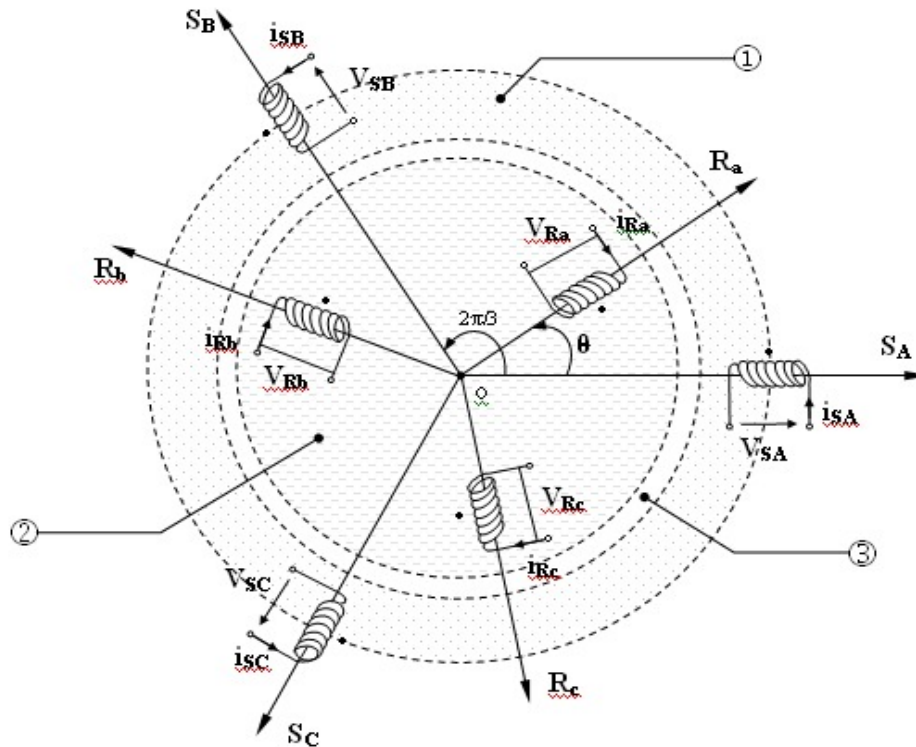


Stator

Fig. (I-1) : représentation de la machine asynchrone avec le stator et le rotor

I.3. Modèle de la M.AS triphasée

Le modèle de la machine à induction triphasée est illustré par le schéma de la figure (I-2) avec les armatures statoriques et rotoriques qui sont munies chacune d'un enroulement triphasé. On a trois enroulements du stator : SA, SB et SC, et trois enroulements rotoriques: Ra, Rb et Rc, et θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique [2].



① Partie fixe : Stator. ② Partie mobile : Rotor. ③ Entrefer constant

Fig. (I-2): Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

I.4. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses [3]:

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et le courant de FOUCAULT sont négligeables).
- La répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer supposé constant des champs magnétiques de chaque bobinage.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température du fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- La cage est assimilée à un bobinage triphasé en court-circuit de même nombre.
- La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires.

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

- L'additivité de flux.
- La constance des inductances propres.

➤ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

1.5. Équations générales de la M.AS triphasée

Dans les conditions précédentes, les équations des circuits électriques statoriques et rotoriques se présentent sous forme matricielle donnée ci-après, voir la figure (I-2).

1.5.1. Équations électriques:

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

$$\text{➤ Pour le stator} \quad [V_{S \ A \ B \ C}] = R_S [i_{S \ A \ B \ C}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{S \ A \ B \ C}] \quad (I-1)$$

$$\text{➤ Pour le rotor} \quad [V_{R \ a \ b \ c}] = R_R [i_{R \ a \ b \ c}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{R \ a \ b \ c}] \quad (I-2)$$

Avec:

R_S, R_R ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Et:

$$\begin{aligned} [V_{S \ A \ B \ C}] &= [V_{SA} \quad V_{SB} \quad V_{SC}]^T && : \text{Vecteur de tension statorique.} \\ [V_{R \ a \ b \ c}] &= [V_{Ra} \quad V_{Rb} \quad V_{Rc}]^T && : \text{Vecteur de tension rotorique.} \\ [i_{S \ A \ B \ C}] &= [i_{SA} \quad i_{SB} \quad i_{SC}]^T && : \text{Vecteur de courant statorique.} \\ [i_{R \ a \ b \ c}] &= [i_{Ra} \quad i_{Rb} \quad i_{Rc}]^T && : \text{Vecteur de courant rotorique.} \end{aligned}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux:

$$\begin{aligned} [\Phi_{S \ A \ B \ C}] &= [\Phi_{SA} \quad \Phi_{SB} \quad \Phi_{SC}]^T && : \text{Vecteur de flux statorique.} \\ [\Phi_{R \ a \ b \ c}] &= [\Phi_{Ra} \quad \Phi_{Rb} \quad \Phi_{Rc}]^T && : \text{Vecteur de flux rotorique.} \end{aligned}$$

1.5.2. Équations magnétiques

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

➤ Pour le stator :
$$[\Phi_{S \ A \ B \ C}] = [L_S][i_{S \ A \ B \ C}] + [M_{SR}][i_{R \ a \ b \ c}] \quad (I-3)$$

➤ Pour le rotor :
$$[\Phi_{R \ a \ b \ c}] = [L_R][i_{R \ a \ b \ c}] + [M_{SR}]^T [i_{S \ A \ B \ C}] \quad (I-4)$$

Où:

[LS] : Matrice d'inductances statoriques.

[LR] : Matrice d'inductances rotoriques.

[MSR] : Matrice des inductance mutuelles du couplage entre le stator et le rotor.

Alors:

$$[L_S] = \begin{bmatrix} \ell_S & M_S & M_S \\ M_S & \ell_S & M_S \\ M_S & M_S & \ell_S \end{bmatrix} \quad [L_R] = \begin{bmatrix} \ell_R & M_R & M_R \\ M_R & \ell_R & M_R \\ M_R & M_R & \ell_R \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

Ainsi:

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

Où:

ℓ_S : Inductance propre d'une phase statorique

ℓ_R : Inductance propre d'une phase rotorique.

MS : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

MR : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

1.5.3. Équations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse):

$$C_{em} = p [i_{S \ A \ B \ C}]^T \frac{d}{dt} [M_{SR}] [i_{R \ a \ b \ c}] \quad (I-7)$$

L'équation du mouvement de la machine est:

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \tag{I-8}$$

Avec:

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

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

Ω : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

$(f_r \Omega)$: Terme de couple de frottement visqueux.

1.6. Transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés suivant deux axes mutuellement découplés. Cette transformation est considérée comme une substitution aux enroulements fictifs (d_s, q_s, d_r, q_r) dont les axes magnétiques sont liés au référentiel ($o d q$) comme l'indique la figure (I.3). Donc on peut avoir un système à coefficients constants[1].

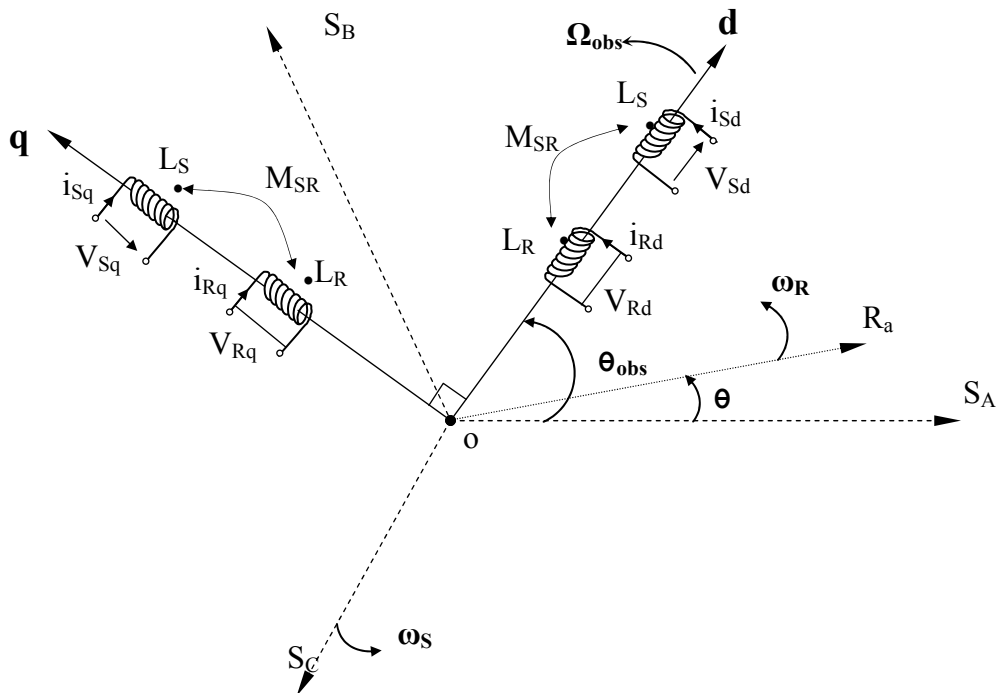


Fig. (I-3): Référentiel tournant d'axes ($d - q$).

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la MAS correspond à une transformation des trois bobines (statoriques et rotoriques) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en terme, de flux, de couple et de courant, ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle [4].

La dynamique de la MAS est complexe à cause du couplage entre le stator et le rotor surtout lorsque les coefficients de couplage varient avec la position du rotor. Pour supprimer la non linéarité du système d'équation différentielle, on fait des changements de variable qui réduisent la complexité de ce système. Dans les machines électriques triphasées, ce changement consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q) tournant à une vitesse ω_r .

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par [5]:

$$[P(\theta_{\text{obs}})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{Cos}(\theta_{\text{obs}}) & \text{Cos}(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & \text{Cos}(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) \\ -\text{Sin}(\theta_{\text{obs}}) & -\text{Sin}(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & -\text{Sin}(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

Le changement de variables relatif aux courants, tensions et flux est défini par la transformation:

$$\begin{bmatrix} xd \\ xq \\ x0 \end{bmatrix} = p(\theta) \cdot \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ x0 \end{bmatrix}$$

Avec: « x » : tension, courant ou flux.

Et les indices suivants représentent:

« o » : indice de l'axe homopolaire,

« u » : indice de l'axe direct ;

« v » : indice de l'axe quadrature ,

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression:

$$[P(\theta_{\text{obs}})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{Cos}(\theta_{\text{obs}}) & -\text{Sin}(\theta_{\text{obs}}) & 1/\sqrt{2} \\ \text{Cos}(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & -\text{Sin}(\theta_{\text{obs}} - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \text{Cos}(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) & -\text{Sin}(\theta_{\text{obs}} + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (d , q) par transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} = [p(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} xd \\ xq \\ x0 \end{bmatrix}$$

L'angle θ dans la matrice $p(\theta)$ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur $(\theta_s - \theta_r)$ pour les grandeurs rotoriques.

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle θ_{obs} la transformation de Park est dite transformation de Clark et la matrice de passage est écrite comme suit:

$$[C] = 2/3 \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & 1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \tag{I-11}$$

Le coefficient 2/3 est lié au changement de base et les amplitudes sont conservées lors de cette transformation [1].

1.7. Modèle de Park de la machine asynchrone triphasée

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de Park tournant à une vitesse quelconque par rapport au stator est le suivant [3-5]:

1.7.1. Équations électriques:

$$[V_{sd}] = R_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Phi_{su} - \omega_{osb} \Phi_{sv} \tag{I-12}$$

$$[V_{sd}] = R_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Phi_{sv} + \omega_{obs} \Phi_{su} \tag{I-13}$$

$$0 = R_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Phi_{ru} - (\omega_{osb} - \omega) \Phi_{rv} \tag{I-14}$$

$$0 = R_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Phi_{rv} + (\omega_{obs} - \omega) \Phi_{ru} \tag{I-15}$$

Avec:

$$\omega = d/dt (\theta) = p\Omega \quad \text{et} \quad \omega_{obs} = d/dt (\theta_{obs})$$

1.7.2. Equations magnétiques

$$\Phi_{Sd} = L_S i_{Sd} + M i_{Rd} \tag{I-16}$$

$$\Phi_{Sq} = L_S i_{Sq} + M i_{Rq} \tag{I-17}$$

$$\Phi_{Rd} = L_R i_{Rd} + M i_{Sd} \tag{I-18}$$

$$\Phi_{Rq} = L_R i_{Rq} + M i_{Sq} \tag{I-19}$$

Avec:

$L_S = \ell_S - M$: Inductance cyclique propre du stator

$L_R = \ell_R - M$: Inductance cyclique propre du rotor.

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

1.7.3. Équations mécaniques

$$C_{em} = p \frac{2M}{3L_R} (\Phi_{Ru} \cdot i_{Sv} - \Phi_{Rv} \cdot i_{Su}) \tag{I-20}$$

$$C_{em} - Cr = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \tag{I-21}$$

1.8. Choix du référentiel biphasé

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (U, V) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour choisir un système d'axe de référence, et cela dépend généralement des objectifs de l'application. Le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles:

- Repère d'axes (α, β): le système biphasé lié au stator $\theta_{obs} = 0$.
- Repère d'axes (d, q): le système biphasé lié au champ tournant $\theta_{obs} = \theta_s$.
- Repère d'axes (x, y): le système biphasé lié au rotor $\theta_{obs} = \theta$.

Avec:

θ_s = Angle électrique de rotation du champ tournant.

I.8.1. Référentiel lié au stator (α, β)

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (I-22)$$

En remplaçant l'indice « u » par « α » et « v » par « β », on obtient:

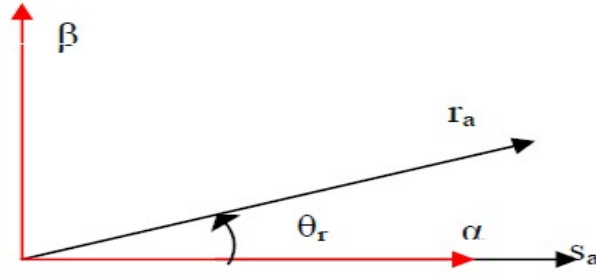


Fig. (I-4): Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (α, β)

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\begin{aligned} [V_{s\alpha}] &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ [V_{s\beta}] &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (1.23)$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.8.2. Référentiel lié au champ tournant (d, q)

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_c \quad (1.24)$$

En remplaçant l'indice « u » par « d » et « v » par « q », on obtient:

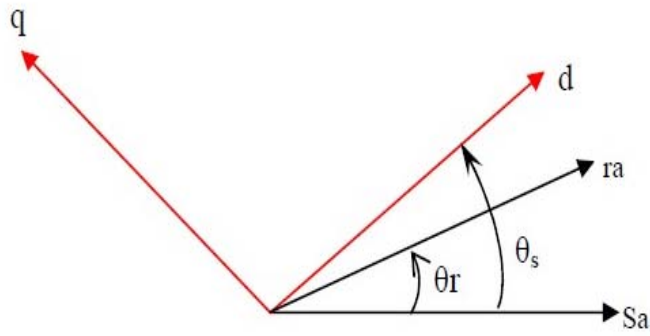


Fig. (I-5): Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q)

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant prennent la forme suivante:

$$[V_{sd}] = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \tag{1.25}$$

$$[V_{sq}] = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd}$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq}$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd}$$

$$\Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \tag{1.26}$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq}$$

$$\Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd}$$

$$\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq}$$

En reportant de l'équation (I.23) les grandeurs: $i_{rq} \cdot \Phi_{rq} \cdot \Phi_{rd} \cdot i_{rd}$ Dans le système (I-12), le modèle de la machine asynchrone devient:

$$[V_{sd}] = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq}$$

$$[V_{sq}] = \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{1}{T_R} \Phi_{Rd} - \frac{M}{T_R} i_{Sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rd} - \omega_R \Phi_{Rq} \\
 0 &= \frac{1}{T_R} \Phi_{Rq} - \frac{M}{T_R} i_{Sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rq} - \omega_R \Phi_{Rd}
 \end{aligned}
 \tag{1.27}$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs continues en régime permanent et il sera alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs. Φ_{Sd}

1.8.3. Référentiel lié au rotor (x, y)

Il se traduit par la condition:

$$\omega_r = \frac{d \theta_r}{dt} = \omega_c
 \tag{1.28}$$

En remplaçant l'indice «u» par «x» et «v» par «y», on obtient:

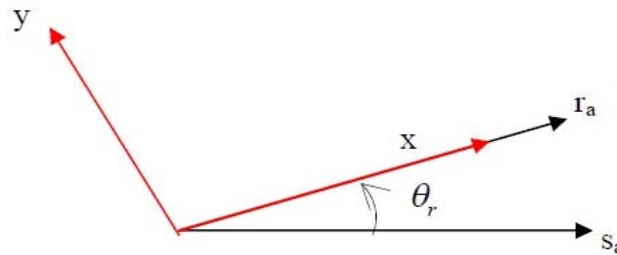


Fig. (I-6): Représentation des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (x y)

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (x, y) lié au rotor prennent la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 [V_{Sx}] &= R_s i_{Sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sx} - \omega_r \Phi_{Sy} \\
 [V_{Sy}] &= R_s i_{Sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{Sy} + \omega_r \Phi_{Sx} \\
 [V_{Sx}] &= 0 = R_r i_{Rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{Rx} \\
 [V_{Ry}] &= 0 = R_r i_{Ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{Ry}
 \end{aligned}
 \tag{1.29}$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I.9. Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone

Plusieurs façons existent pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état. Cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Pour cette étude, on considère une machine commandée en tension, le modèle de la machine doit présenter comme entrées les composantes de la tension statorique sur les axes ($\alpha \beta$).

On choisira les courants statoriques et le flux rotorique comme variables d'états puisque les courants statoriques sont des grandeurs facilement mesurables permettant l'observation du flux rotorique. La vitesse mécanique et le flux rotorique sont des grandeurs à commander.

Tenant compte de ce choix, le système (I-14) après arrangement prend la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{R\alpha} + \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \Phi_{R\beta} + V_{S\alpha} + \frac{1}{\sigma T_R M} I_{S\alpha} \left(\frac{1}{\sigma T_s} \right) &= - \left(\frac{1}{\sigma T_R} + I_{S\alpha} \frac{d}{dt} \right. \\
 \frac{d}{dt} I_{S\beta} &= - \left(\frac{1}{\sigma T_R} + \frac{1}{\sigma T_s} \right) I_{S\beta} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R M} \Phi_{R\beta} - \frac{1-\sigma}{M\sigma} \omega \Phi_{R\alpha} + V_{S\beta} \frac{1}{\sigma L_s} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{R\alpha} &= I_{S\alpha} \frac{M}{T_R} - \frac{1}{T_R} \Phi_{R\alpha} - \omega \Phi_{R\beta} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{R\beta} &= I_{S\beta} \frac{M}{T_R} - \frac{1}{T_R} \Phi_{R\beta} - \omega \Phi_{R\alpha}
 \end{aligned} \tag{1.30}$$

Avec:

$$T_R = L_R / R_R$$

$$T_s = L_s / R_s$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_R L_s}$$

Avec :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

$$\begin{cases} [X] = [i_{S\alpha} \ i_{S\beta} \ \Phi_{R\alpha} \ \Phi_{R\beta}]^T \\ [U] = [V_{S\alpha} \ V_{S\beta}]^T \end{cases}$$

Vecteur d'état et vecteur de commande

[A] : Matrice d'état de système

[B] : Matrice de système de commande

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_R} + \frac{1}{T_S \sigma}\right) & 0 & \left(\frac{1-\sigma}{M \sigma T_R}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{M \sigma}\right)\omega \\ 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_R} + \frac{1}{T_S \sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right)\omega & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_R M}\right) \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_R} & \omega & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce modèle décrit bien le comportement de la machine. Cependant il met en évidence des non linéarités et un fort taux de couplage entre les variables d'état D'où la complexité de la commande pour obtenir de grandes performances de la machine.

1.10. Modulation de l'onduleur MLI

L'onduleur à trois niveaux est représenté sur la figure (I-7). Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C1 et C2), formant un point milieu noté (o) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut E; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une

tension $\frac{E}{2}$ à leurs bornes: c'est l'hypothèse que l'on retiendra par la suite.

Chacun des trois bras (A, B et C) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (KA1, KA2, KA3 et KA4 pour le bras A) et deux diodes de clamp (Dc1A1 et Dc1A2) connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant: il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle [6-7].

En fonction de la configuration des interrupteurs commandés, chaque tension simple (VAO, VBO et VCO) entre une phase (A, B ou C) et le point milieu (O) du bus continu peut

prendre les valeurs $\frac{E}{2}$, 0 ou $-\frac{E}{2}$. Ainsi pour le bras A, les configurations utiles sont les suivantes:

☆ KA1 et KA2 commandés: la phase A se retrouve au potentiel de V+ et la tension VAO vaut $\frac{E}{2}$. Les composants conduisant réellement le courant dépendent du signe de celui-ci.

➤ si $i_A > 0$, le courant circule par les transistors de KA 1 et KA2;

➤ si $i_A < 0$, le courant passe dans les diodes antiparallèles de KA 1 et KA2.

☆ KA2 et KA3 commandés : A se retrouve au potentiel du point O et la tension VAO est nulle.

➤ si $i_A > 0$, le courant circule par la diode DclA 1 et le transistor le KA 2;

➤ si $i_A < 0$, le courant passe dans le transistor de KA3 et la diode DclA2.

☆ KA3 et KA4 commandés : A se retrouve au potentiel de V- et la tension VAO vaut $-\frac{E}{2}$.

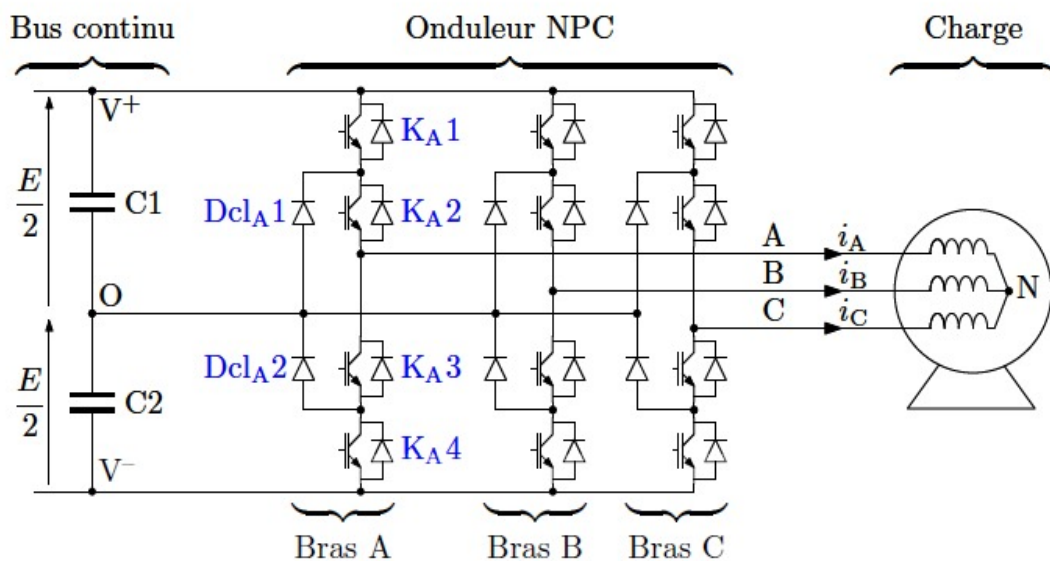


Fig. (I-7) : Onduleur à trois niveaux.

➤ si $i_A > 0$, le courant circule par les diodes antiparallèles de NA3 et NA1.

➤ Si $i_A < 0$, le courant passe dans les transistors de NA3 et NA4.

Par la suite, on symbolisera ces différents états par la notation 1, 0 ou -1 correspondant

respectivement aux niveaux de tension $\frac{E}{2}$, 0 et $-\frac{E}{2}$.

Ainsi, les transitions de ce bras entre l'état 1 et l'état 0 s'effectuent par commutation entre les interrupteurs KA 1 et KA3, avec NA2 toujours fermé et KA 4 toujours ouvert. De la même manière, les transitions entre l'état 0 et l'état -1 s'effectuent par commutation entre les interrupteurs KA2 et NA4, avec KA 1 ouvert et KA3 fermé.

Chacun des trois bras de l'onduleur pouvant prendre indépendamment les trois états 1, 0 ou -1, l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à 3^3 , soit 27 états

Donc :

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E, on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ U_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \\ U_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle.

$$\begin{cases} V_{AN} = 1/3[U_{AB} - U_{CA}] \\ V_{BN} = 1/3[U_{BC} - U_{AB}] \\ V_{CN} = 1/3[U_{CA} - U_{BC}] \end{cases}$$

1.11. Principe de base

La modulation de largeur d'impulsions (MLI) consiste à générer par alternance de la tension alternative, une tension composée de plusieurs créneaux de largeur variables. Elle permet ainsi d'obtenir une fondamentale de tension variable en amplitude et en fréquence, par conséquent, d'envisager la commande des machines à courant alternatifs par les grandeurs statoriques (V_s, f_s).

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe, et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux (r_1, r_2, r_3), d'amplitude variable et de fréquence f , appelée référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs "Fig. I-8":

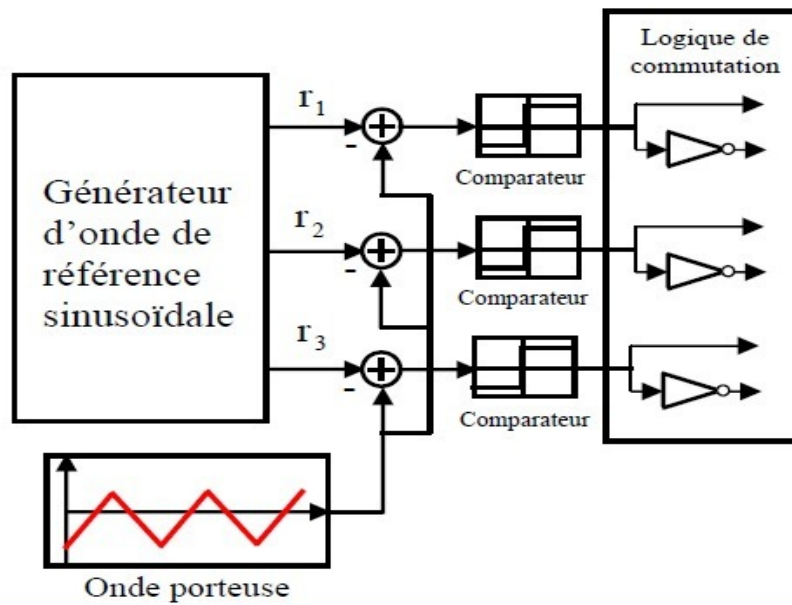


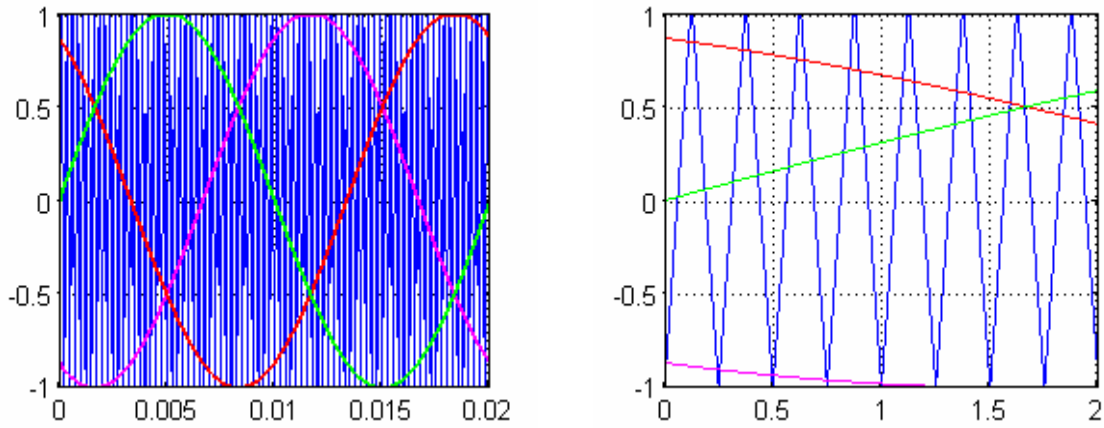
Fig. (I-8) : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

Cette technique se caractérise par deux paramètres:

- L'indice de modulation m , est défini comme étant le rapport de fréquence de la porteuse (f_p) à celle de la référence (f).
- Le coefficient de réglage en tension (r) est défini comme étant le rapport de l'amplitude de la référence (V_{rmax}) à celle de la porteuse (V_{pmax}).

La modulation est dite synchrone si l'indice m est entier, c à d lorsque la fréquence de la porteuse (f_p) est un entier multiple de la fréquence [l'onde de référence (f)]. En modulation synchrone, si l'indice de modulation m est impair le développement en série de fourrier de la tension de sortie ne comporte alors que des harmoniques impairs. Si l'indice m est pair, on trouve la composante continue ainsi que les harmoniques pairs et impairs.

La modulation est dite asynchrone si l'indice m n'est pas entier. Elle est utilisée pour des valeurs suffisamment élevées. En modulation synchrone, si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période [6-7]



Tension de sortie de l'onduleur

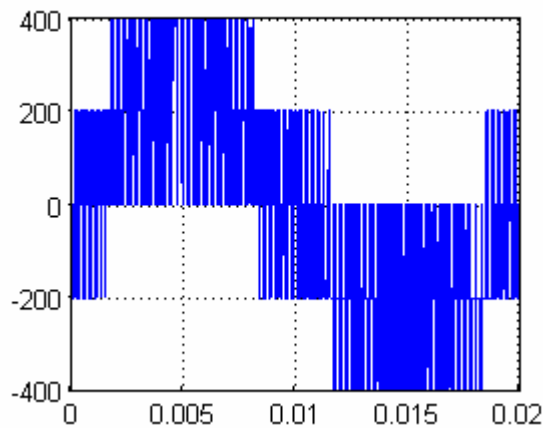


Fig. (I-9): Simulation de l'onduleur de tension à MLI

I.12. Montage de simulation

En première étape on va simuler sous Matlab le modèle de la machine asynchrone à vide alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ, puis à $t=1s$ on applique à l'arbre de la machine un couple résistant $C_r = 25 \text{ N.m}$.

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (I-12).

Modèle de la machine à induction

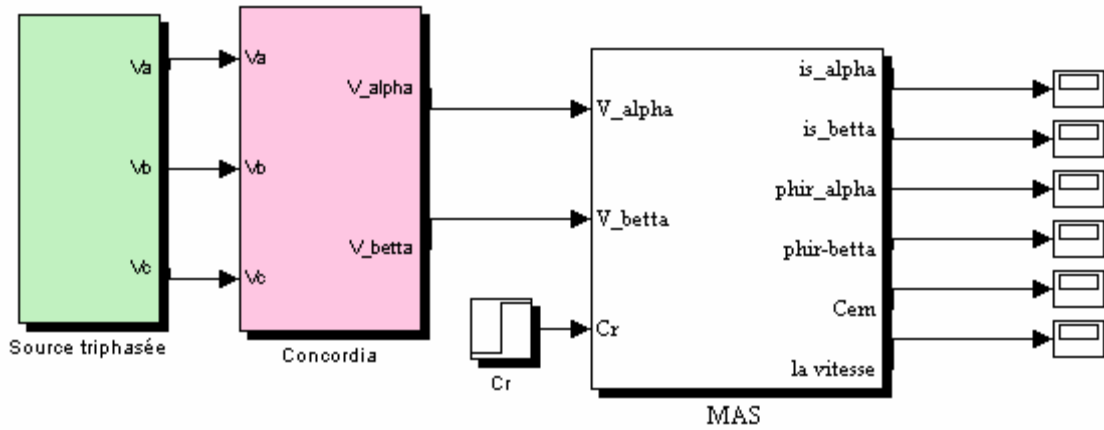


Fig. (I-10): Schéma bloc du modèle de MAS

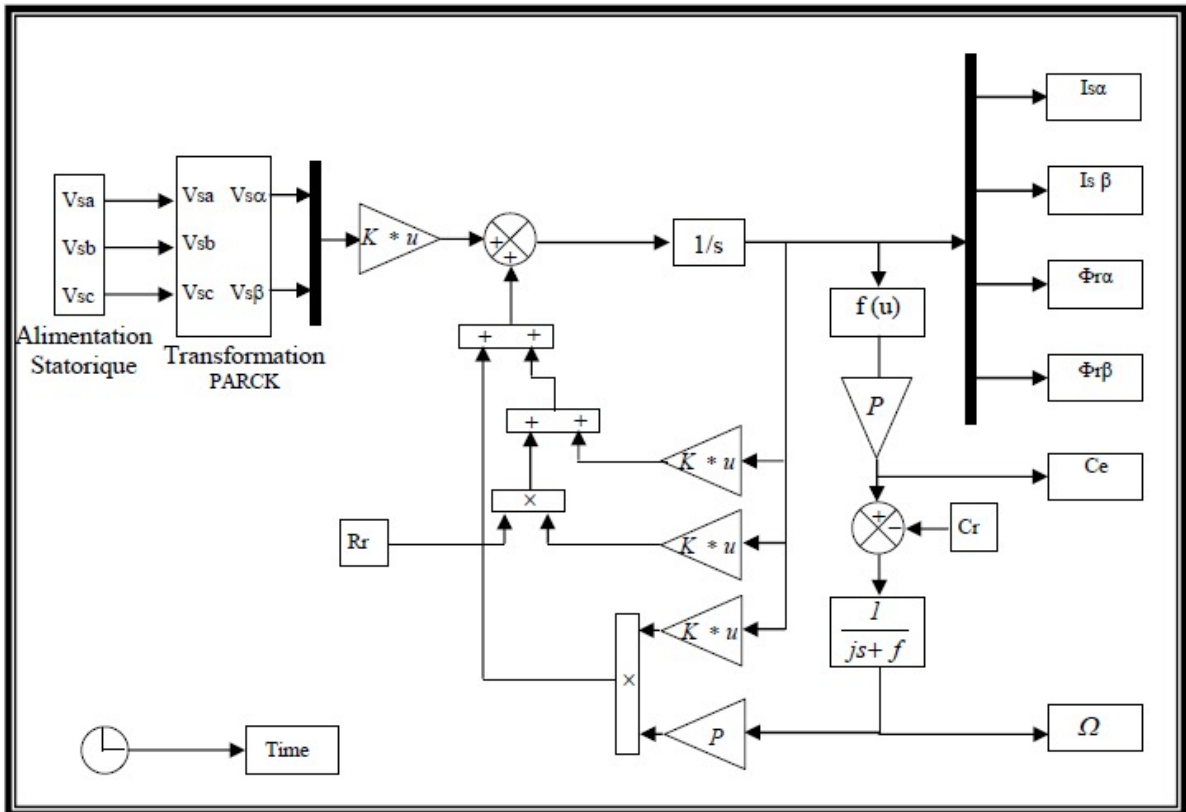


Fig. (I-11): Schéma de simulation de la MAS

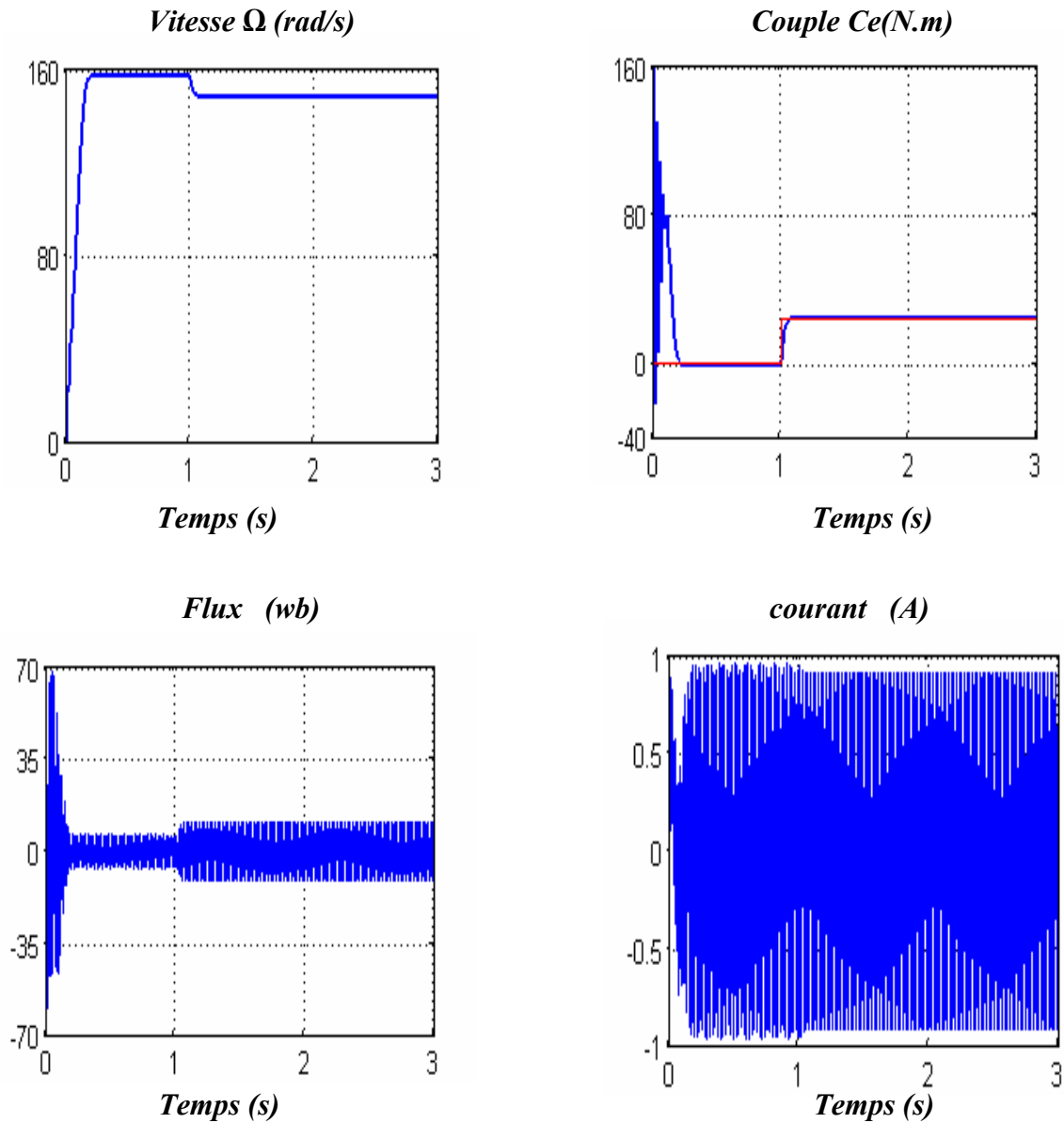


Fig. (I-12): Résultat de simulation

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de jusqu'à 0.20s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée, et il ne reste qu'un courant correspondant au comportement inductif de la machine.

A l'instant $t=1s$ nous avons appliqué un couple résistant ($C_r = 25N.m$), nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur.

Au premier instant, le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante (1wb).

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante; après 0.20s le couple tend vers zéro.

A l'instant $t=1s$ le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($C_r = 25 \text{ N.m}$) appliqué.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.2s la vitesse rotorique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. Suite à l'application d'un couple résistant on constate la diminution de la valeur de la vitesse, chute qui revient au glissement supplémentaire apporté par le C_r .

I.13. Résultat de Simulation de l'association Onduleur-Machine

Les résultats de simulation de l'association onduleur-machine sont représentés par la figure (I-13)

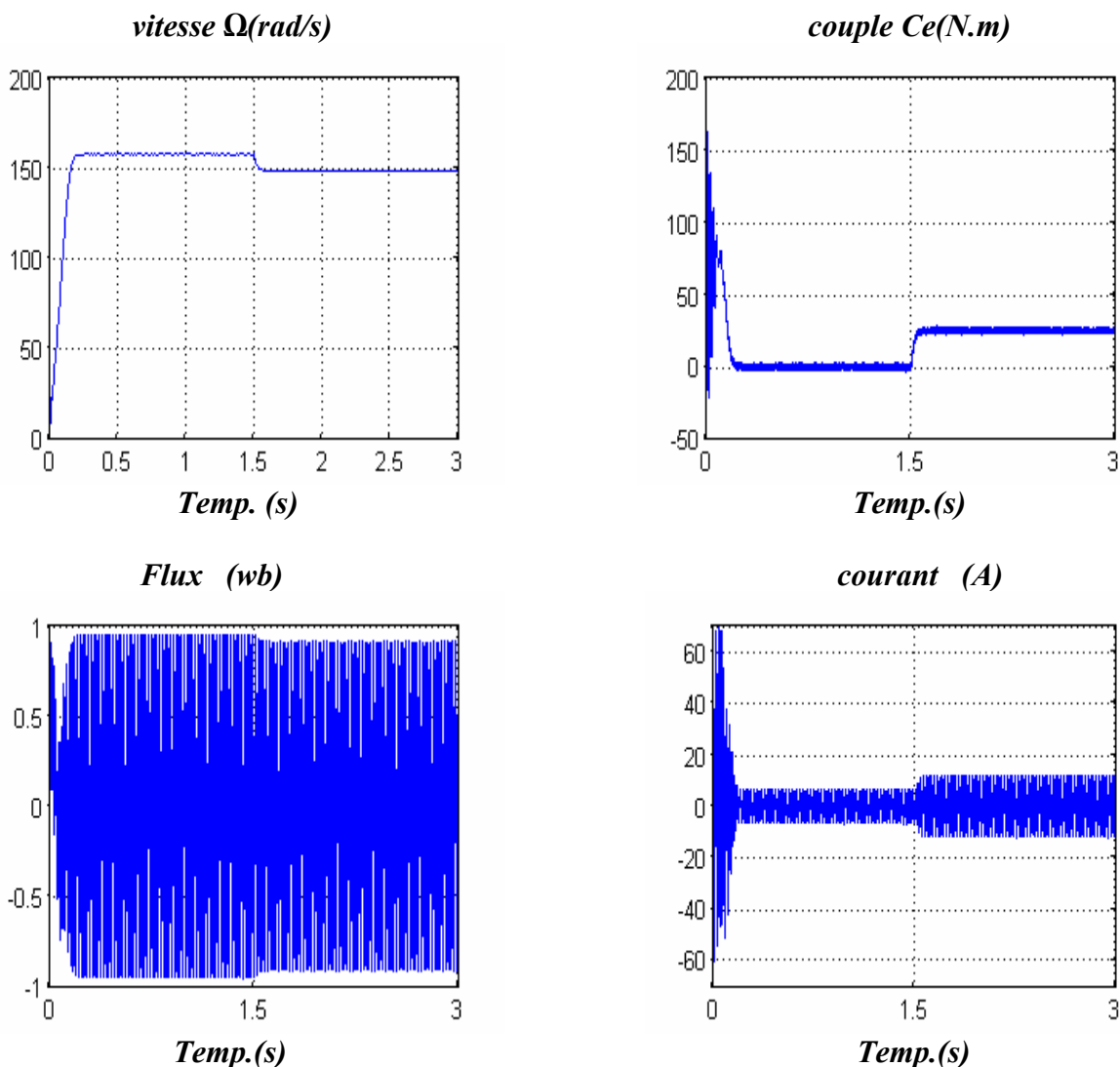


Fig. (I-13): Résultat de simulation de l'association onduleur-machine

La figure présente le démarrage de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension lorsque le démarrage permanent est atteint, on applique une perturbation de charge ($C_r = 25\text{Nm}$)

La comparaison des ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre que l'alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations liées aux harmoniques de courant injectées par l'onduleur.

1.14. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Cette modélisation est basée sur le modèle de Park l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le modèle triphasé.

Nous remarquons que ce modèle présente entre les grandeurs statoriques et rotoriques de la machine un fort couplage, ce qui augmente la complexité des lois de contrôle de cette machine. Afin d'avoir des bonnes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle à flux orienté. Un exposé sur la théorie de cette méthode et une simulation sous Matlab sera l'objet du deuxième chapitre.

CHAPITRE II

COMMANDE

VECTORIELLE DE LA

MACHINE ASYNCHRONE

II.1. Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie, et les variables internes de la machine, comme le flux, le couple, et la vitesse ou la position. Parmi les commandes proposées pour la commande de la machine, on cite la commande scalaire ($v/f = \text{constante}$) qui consiste à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut pas donner des performances dynamiques appréciables à basse vitesse.

En 1972, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu.

Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des variateurs à machine asynchrone [1].

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

II.2. Pourquoi la commande vectorielle?

Les machines asynchrones utilisées en asservissement de vitesse dans les applications industrielles subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu, qui sont moins performants en terme dit couple, et notamment beaucoup plus onéreux du point de vue construction et entretien [3].

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principale avantage le fait d'être facilement commandable, Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment.

- Le courant inducteur est producteur de flux.
- Le courant induit est producteur du couple.

Cependant, la présence du correcteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet, ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et son entretien devient plus exigeant.

Face à ces limitations, la simplicité de construction, le coût, l'environnement de fonctionnement, et la robustesse des machines asynchrones ont toujours attiré les chercheurs. En effet, dans ces machines, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus, ce qui rend la machine difficile à commander, cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse) en passant par les variables internes de la machine (courant rotorique, flux).

Ainsi, grâce à l'autopilotage, la commande d'un moteur asynchrone devient similaire à celle d'un moteur à courant continu et l'absence du collecteur mécanique assure sa robustesse.

Pour aboutir à un contrôle de même type que celui de la machine à courant continu BLASCHKE avait donné naissance en 1972 une nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif, dite commande par flux orienté ou commande vectorielle. Cette dernière est utilisée afin de piloter la machine suivant deux axes orthogonaux: un axe de flux et un axe couple, ceci est réalisable évidemment à l'extérieur de la machine et au niveau de la commande [1-2].

II.3. Introduction à la commande vectorielle

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone expression (I.18) montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques, qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que

l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique, ou d'entrefer. Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

$$\bullet \text{ Flux rotorique : } \begin{cases} \Phi_{Rd} = \Phi_R \\ \Phi_{Rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

$$\bullet \text{ Flux statorique : } \begin{cases} \Phi_{Sd} = \Phi_S \\ \Phi_{Sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

La figure (II-1) représente l'orientation du flux rotorique Φ_R , le flux statorique Φ_S .

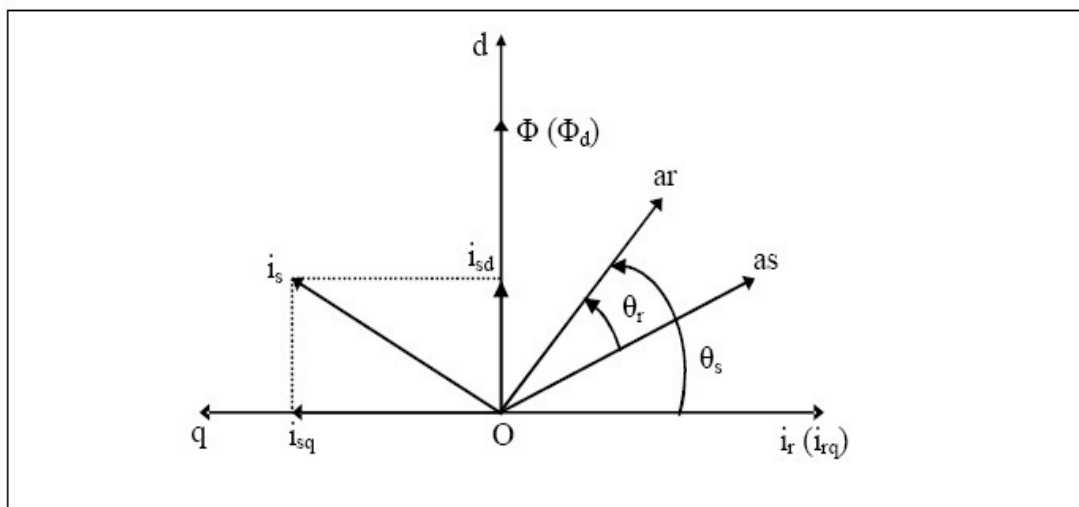


Fig. (II-1): Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

II.3.1. Description

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes de repère (U, V), de flux rotorique, et le courant statorique (équation I-9). Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine, et fait apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux machines à courant continu. Cependant, on remarque la complexité d'un contrôle du couple [3].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant statorique, et le couple par l'autre composante de ce même courant [2].

II.3.2. Principe de base de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant, et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d - q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'expression du couple de la machine asynchrone est donnée par:

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{sq} - \Phi_{Rq} i_{sd}) \tag{II-1}$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'un repère lié au champ tournant. "Fig. II-2":

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = \Phi_R \\ \Phi_{Rq} = 0 \end{cases} \tag{II-2}$$

Le couple devient:

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} i_{sq}) \tag{II-3}$$

Où encore moyennant une constante K. Le couple C_{em} devient:

$$\begin{aligned} C_{em} &= K'_t \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{sq} \\ K'_t &= P \frac{M}{L_R} \end{aligned} \tag{II-4}$$

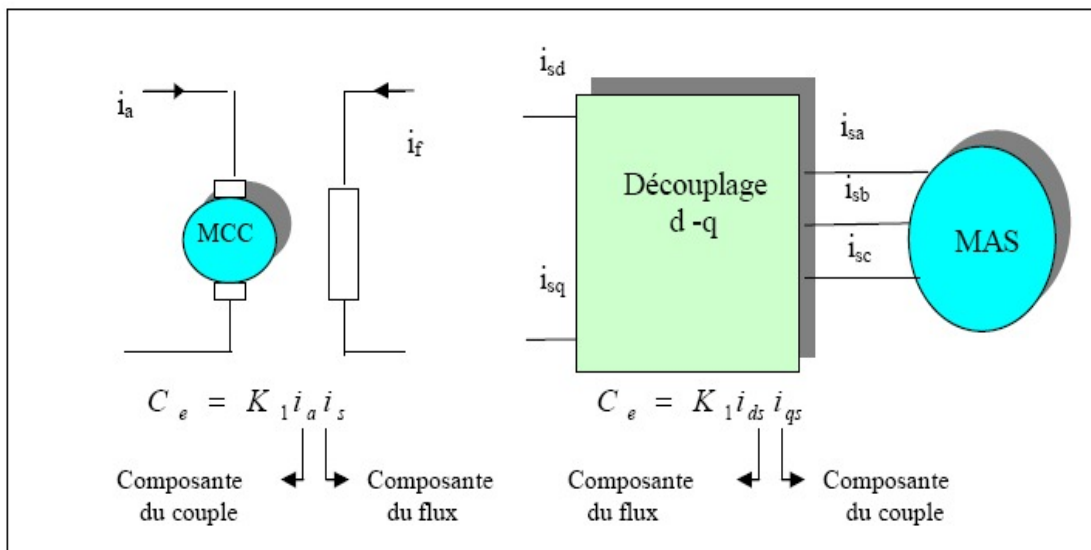


Fig. (II-2): Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle MAS

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

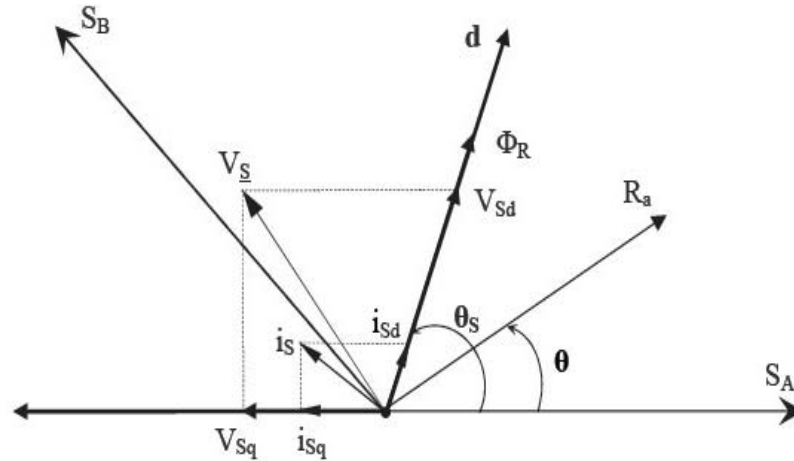


Fig. (II-3): Référentiel lié au flux rotorique.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée, La figure (II-3) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.

I_a, I_{sq} : Composantes de couple.

I_f, I_{sd} : Composantes de flux.

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

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

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition (II-02). Dans ce sens, et pour avoir un fonctionnement à flux rotorique constant, on a recours à un bloc non linéaire, dit bloc de défluxage "Fig. II-4", ce dernier est défini par la fonction non linéaire suivante:

$$\begin{cases} \Phi_R^* = \Phi_{R \text{ nom}} & \text{Pour : } |\Omega| \leq \Omega_{\text{nom}} \\ \Phi_R = \frac{\Phi_{R \text{ nom}} \cdot \Omega_{\text{nom}}}{\Omega} & \text{Pour : } |\Omega| > \Omega_{\text{nom}} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Avec:

Φ_R^* : Flux rotorique de référence ;

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

Ω_{nom} : Vitesse nominale de rotation.

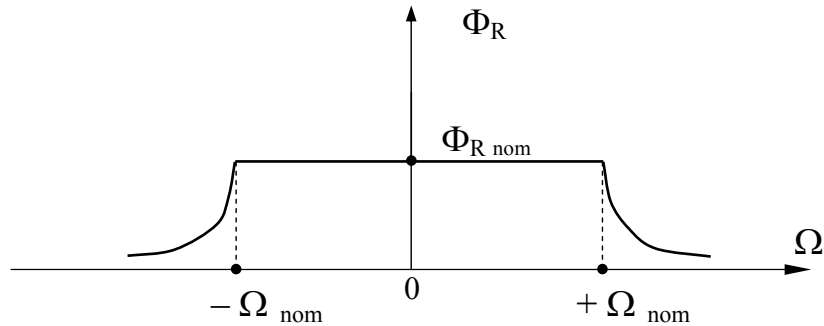


Fig. (II-4): Région de fonctionnement à toutes vitesses.

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale, d'une part, et d'autre part, ce bloc permet, en outre, d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excédée de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper synchrones [4].

II.4. Choix de type d'orientation de flux

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

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [3].

II.4.1. Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique

Tous les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes: La première méthode, dite "méthode directe" a été initiée par F. BLASCHKE, la seconde est connue sous le nom "méthode indirecte", elle a été introduite par K. HASS.

II.4.1.1. Contrôle directe de Flux

Pour la commande directe par orientation du flux rotorique, celui-ci est régulé par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à des séries de mesure aux bornes du système.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine

Toutefois, il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication, et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

1- La non fiabilité de la mesure du flux:

- Problème de filtrage du signal mesuré ;
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation ;

2- Le coût de production élevé (capteurs + filtre):

Le montage qu'on a illustré par la figure "Fig. II-5" explique le principe de la commande vectorielle directe d'une machine alimentée en tension.

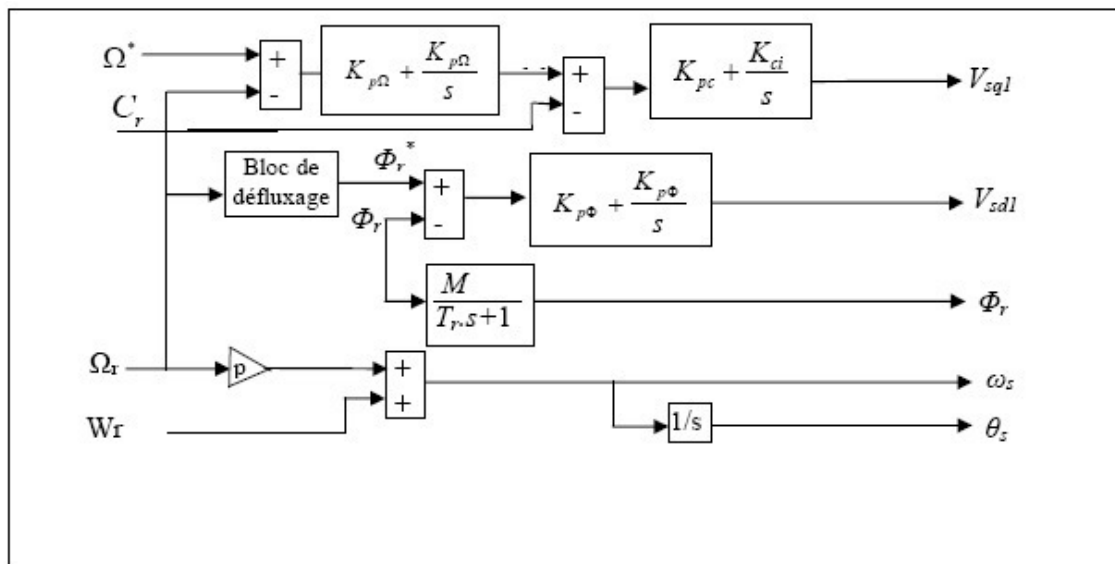


Fig. (II-5): Structure de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique

II.4.1.2. Contrôle indirecte de Flux

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor, mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique, mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Ce dernier peut être développé par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout la constante de temps rotorique T . En plus, elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension [4-5].

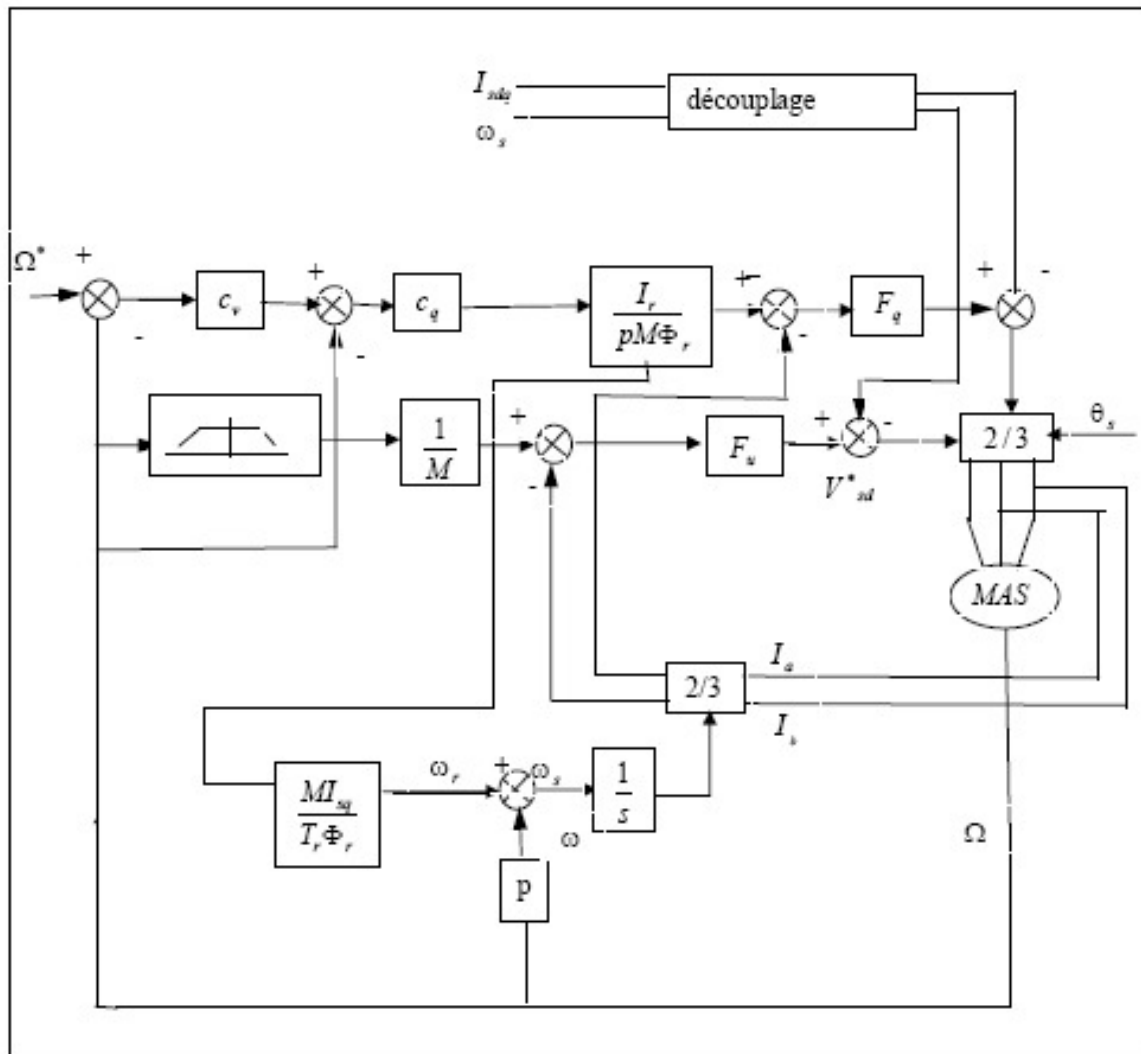


Fig. (II-6): Schéma de principe de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique indirecte

II.5. Structure de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe du repère lié au champ tournant ($\Phi_{Rd} = \Phi_R$ et $\Phi_{Rq} = 0$), comme illustré dans la figure "Fig. II-3", on a alors:

- L'évolution du flux est donnée par:

$$\Phi_R + T_R \frac{d\Phi_R}{dt} = M i_{Sd} \quad (II-8)$$

- La pulsation ω_g est estimée par:

$$\omega_g = \frac{MR_R i_{Sq}}{L_R \Phi_R^*} \quad (II-9)$$

- Pour une machine asynchrone alimentée en tension, V_{sd} et V_{sq} représentent les variables de commande. L'orientation du flux rotorique appliquée au système (I.26) permet d'écrire:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(\sigma L_S \frac{d}{dt} + R_t \right) i_{sd} - \left(\omega_s \sigma L_S i_{sq} + \frac{M}{L_R^2} R_R \Phi_R \right) \\ V_{sq} = \left(\sigma L_S \frac{d}{dt} + R_t \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_S i_{sd} + \frac{M}{L_R} \omega_s \Phi_R - \frac{M^2}{L_R T_R} i_{sq} \end{cases} \quad (II-10)$$

Dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de système mono-variable évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent telles que le découplage par recteur d'état, ou le découplage par compensation, nous utilisons donc une loi de découplage par compensation "Fig. II-8", en introduisant de nouvelles variables de commande U_{sd} et U_{sq} , le système (II.10) devient [1-3]:

$$\begin{cases} V_{sd} = U_{sd} - f.e.m_d \\ V_{sq} = U_{sq} - f.e.m_q \end{cases} \quad (II-11)$$

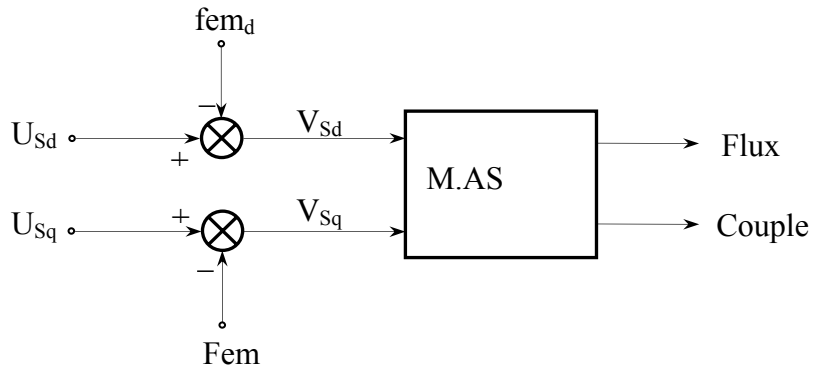


Fig. (II-7): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

A partir du système d'équations (II-11), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés comme des perturbations.

$$\begin{cases} f.e.m_d = \omega_s \sigma L_S i_{sq} + \frac{M}{L_R^2} R_R \Phi_R \\ f.e.m_q = -\omega_s \sigma L_S i_{sd} - \frac{M}{L_R} \omega_s \Phi_R + \frac{M^2}{L_R T_R} i_{sq} \end{cases} \quad (II-12)$$

Si la compensation est bien réalisée en temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système "Fig. II-9", pour lequel:

$$\begin{cases} U_{sd} = \sigma.L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sd} \\ U_{sq} = \sigma.L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{sq} \end{cases} \quad (II-13)$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées.

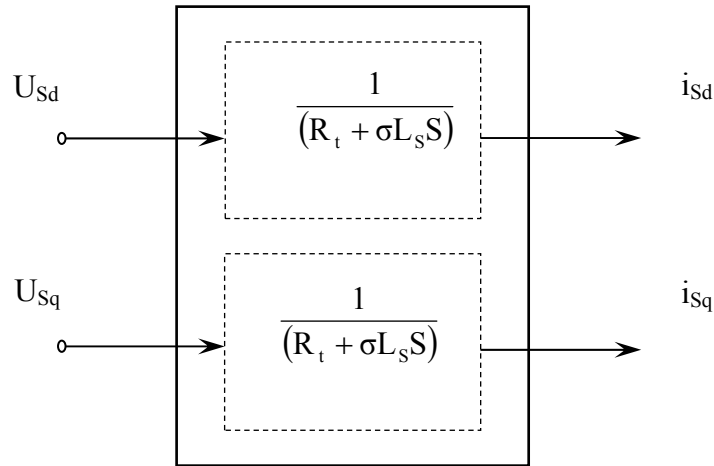


Fig. (II-8): Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq} .

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons

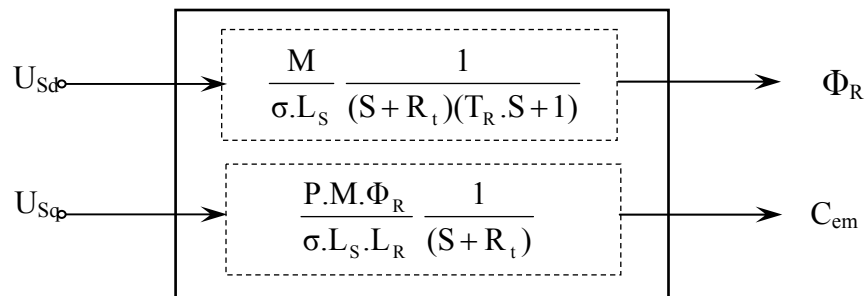


Fig. (II-9): Commande découplée - Expressions de Φ_R et C_{em} .

II.6. Organisation fonctionnelle de la commande

L'organisation fonctionnelle de la commande issue des principes précédemment évoqués est donnée par la figure "Fig. II-10", dans ce schéma de commande, le flux rotorique est régulé donc il faut alors l'estimer ou plus rarement le mesurer.

Le modèle du flux est donné par:

$$\|\Phi_R\| = \sqrt{\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2} \quad (\text{II-15})$$

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}}\right) \quad (\text{II-16})$$

II.8. Régulation

II.8.1. Caractéristique des régulateurs

a- Stabilité

Un système bouclé doit être stable si et seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [1], une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [4].

b- précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

e- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations, Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [4].

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle «PI» qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour le flux et le couple et une boucle externe pour la vitesse de la machine.

II.8.2. Calcul des Régulateurs

On choisit d'utiliser des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI) étant donné qu'ils sont simples à mettre en oeuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tan disque la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle.

En appliquant dans la synthèse des régulateurs la technique de compensation du pôle de la fonction de transfert associée en boucle ouverte (BO), Les relations résultantes du système en boucle fermé (BF) sont du premier ordre.

II.8.2.1. Régulateurs des Courants

L'expression associée aux régulateurs est :

$$Ri(S) = Kii \frac{1 + (Kpi/Kii)S}{S} \tag{II-17}$$

$$Gi(S) = \frac{(1/Kii)}{1 + (\sigma Ls/Rst)S} \tag{II-18}$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de courant est donné par la figure suivante:

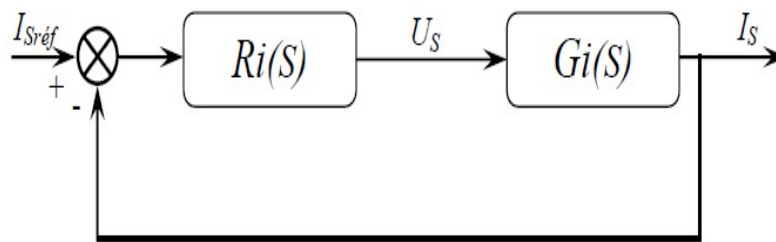


Fig. (II-11): Régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$Fi(S)BO = Ri(S) * Gi(S) = \frac{(Kii/Rst)(1 + (Kpi/Kii)S)}{S(1 + (\sigma Ls/Rts)S)} \tag{II-19}$$

$$\tau_{i_BO} = \frac{\sigma Ls}{Rst} \text{ Constante de temps des courants en boucle ouverte.}$$

Par compensation du pôle on aura:

$$Fi(S)BO = \frac{(Kii/Rst)}{S}$$

Avec:

$$\tau_{i_BO} = \frac{\sigma Ls}{Rst} = \frac{Kpi}{Rii} \tag{II-20}$$

$$Fi(S)Bf = \frac{1}{1 + (Rst/Kii)} \tag{II-21}$$

Avec :

$$\tau_{i_Bf} = \frac{Rst}{Kii} \text{ : Constante de temps des courants en boucle fermée.}$$

Pour un temps de réponse (t_i) imposé, nous obtenons la condition suivante:

$$t_i = 3 \tau_{i_BF}$$

II.8.2.2. Régulateur de flux

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par la figure suivante:

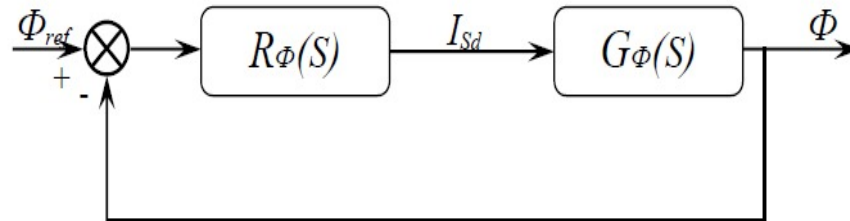


Fig. (II-12): Régulation du flux

$$R_{\phi}(S) = K_{i\phi} \frac{1 + (K_{p\phi} / K_{i\phi})S}{S} \quad G_{\phi}(S) = \frac{M}{1 + Tr S} \quad (II-22)$$

$$F_{\phi}(S)_{BO} = \frac{K_{i\phi} M}{S} \quad \tau_{\phi_BO} = \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = Tr \quad (II-23)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est:

$$F_{\phi}(S)_{Bf} = \frac{1}{1 + (1 / K_{i\phi} M) S} \quad \tau_{\phi_BF} = \frac{1}{K_{i\phi} M} \quad (II-24)$$

Pour un temps de réponse (t_{Φ}), nous obtenons la condition suivante:

$$t_{\Phi} = 3 \tau_{\phi_BF}$$

II.8.2.3. Régulateur de vitesse

Nous avons pris une structure IP du régulateur. Le schéma de cette boucle de régulation est illustré sur la figure suivante:

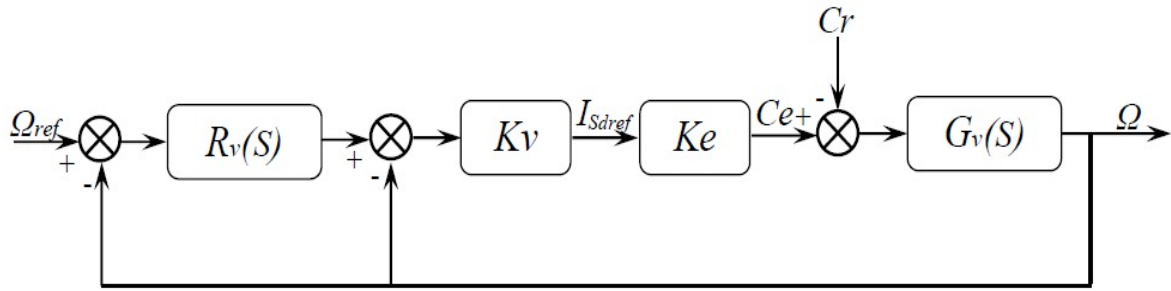


Fig. (II-13-a): Régulation du vitesse

Le schéma de régulation en cascade retenti nécessite pour un bon fonctionnement que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe.

Il est clair que le réglage de couple se fera par action sur le courant isq plutôt qu'une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant isq).

$$Rv = Kiv \frac{(1 + (Kpi/Kii)S)}{S} \qquad Gv(S) = \frac{1}{JS} \qquad (II-25)$$

$ke = \frac{3PM}{2Lr} \phi_{rd}$: Constante de couple électromagnétique.

Les fonctions de transfert (FTBO et FTBF) de la boucle interne avec (Cr=0) sont:

$$Fiv(S)BO = \frac{KvKe}{JS} \qquad (II-26)$$

$$Fiv(S)Bf = \frac{1}{1 + (J/KvKe)S} \qquad (II-27)$$

$\tau_{1v_BF} = \frac{J}{KvKe}$: Constante de temps en boucle fermée de la boucle interne.

En impose (t1v) avec la condition:

$$\tau_{1v_BF} = t_{1v}$$

Les fonctions de transfert (FTBO et FTBF) de la boucle externe:

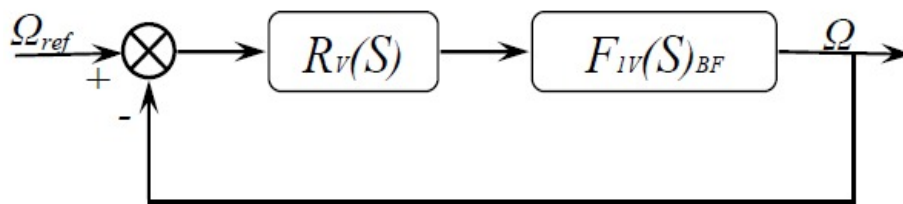


Fig. (II-13-b): Régulation du vitesse

$$F_{2v}(S)B_o = \frac{K_{iv}}{S} \frac{(1 + (K_{pv}/K_{iv})S)}{1 + (J/K_v K_e)S} \quad (\text{II-28})$$

Par compensation des pôles, la fonction devient:

$$F_{2v}(S)B_o = \frac{K_{iv}}{S}$$

Avec:

$$K_{pv}/K_{iv} = J/K_v K_e \quad (\text{II-29})$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$F_{2v}(S)B_o = \frac{1}{1 + (1/K_{iv})S} \quad (\text{II-30})$$

$$\tau_{2v_BF} = 1/K_{vi} \quad : \text{ Constante de temps en boucle fermée de la boucle externe.}$$

Pour un temps de réponse (t_{2v})

$$t_{2v} = 3\tau_{2v_BF}$$

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique. Les expressions des différents gains s'écrivent:

➤ Régulateurs des courants:

$$t_{i= \text{impose}} : K_{ii} = 3R_{st}/t_i \quad K_{pi} = K_{ii}(\sigma L_s/R_{st}) \quad (\text{II-31})$$

➤ Régulateur de flux:

$$t_\phi = N_1 * t_i \Rightarrow : k_{i\phi} = 3/M t_\phi \quad K_{p\phi} = K_{i\phi} T_r \quad (\text{II-32})$$

➤ Régulateur de la vitesse:

$$t_{1v} = N_2 * t_i \Rightarrow K_v = 3/K_e k_{1v} \quad (\text{II-33})$$

$$t_{2v} = N_3 * t_i \Rightarrow K_{iv} = 3/t_{2v} \quad K_{pv} = K_{iv} J / K_v K_e \quad (\text{II-34})$$

Avec:

$N_{1,2,3}$: Des nombres réelles.

II.9. Simulation de l'ensemble Commande-Machine

Les résultats de simulation de l'ensemble Commande-Machine sont définis par l'imposition des variables de référence suivantes: $\Phi_{ref}=1\text{Wb}$, $\Omega_{ref}=157(\text{rad/s})$.

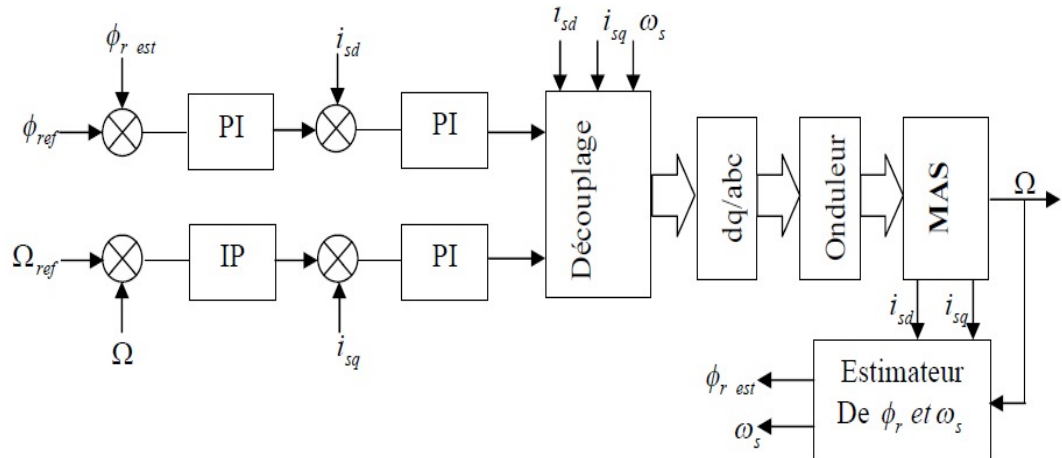


Fig. (II-14): Schéma fonctionnel de la commande vectorielle.

II.9.1. Essai en charge nominale après un démarrage à vide

La figure (II-14) montre l'évolution de la vitesse de rotation Ω (rad/s), du couple électromagnétique C_e , des flux Φ_{rd} Φ_{rq} , et de courants i_{sa} . Lors d'un fonctionnement à vide de la machine, suivi d'une perturbation de charge à $t = 1\text{s}$.

II.9.1.1. Simulation sans onduleur

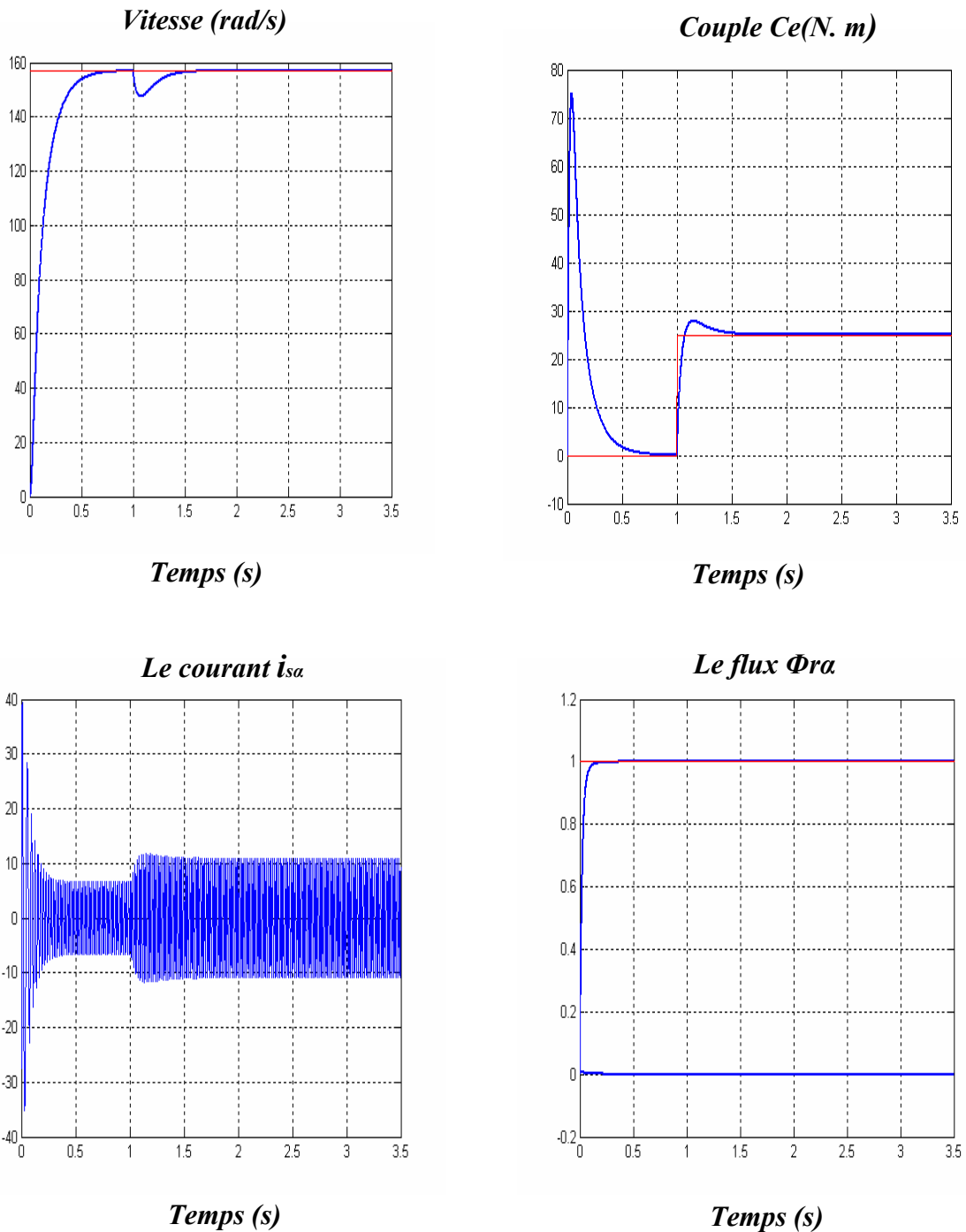


Fig. (II-15): Résultats de simulation de la F.O.C avec application de la charge Nominale $C_r=25$ N.m à $t=1$ s.

On remarque que le courant i_{sa} présente des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Les flux rotoriques Φ_r suivent sa référence. Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro.

Après l'application de la charge à $t = 1\text{ s}$ on remarque:

- L'allure de la vitesse présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence.
- Le transitoire du courant est maîtrisé avec une forme sinusoïdale en régime permanent.
- le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué (25 N.m).

II.9.1.2. Simulation avec onduleur:

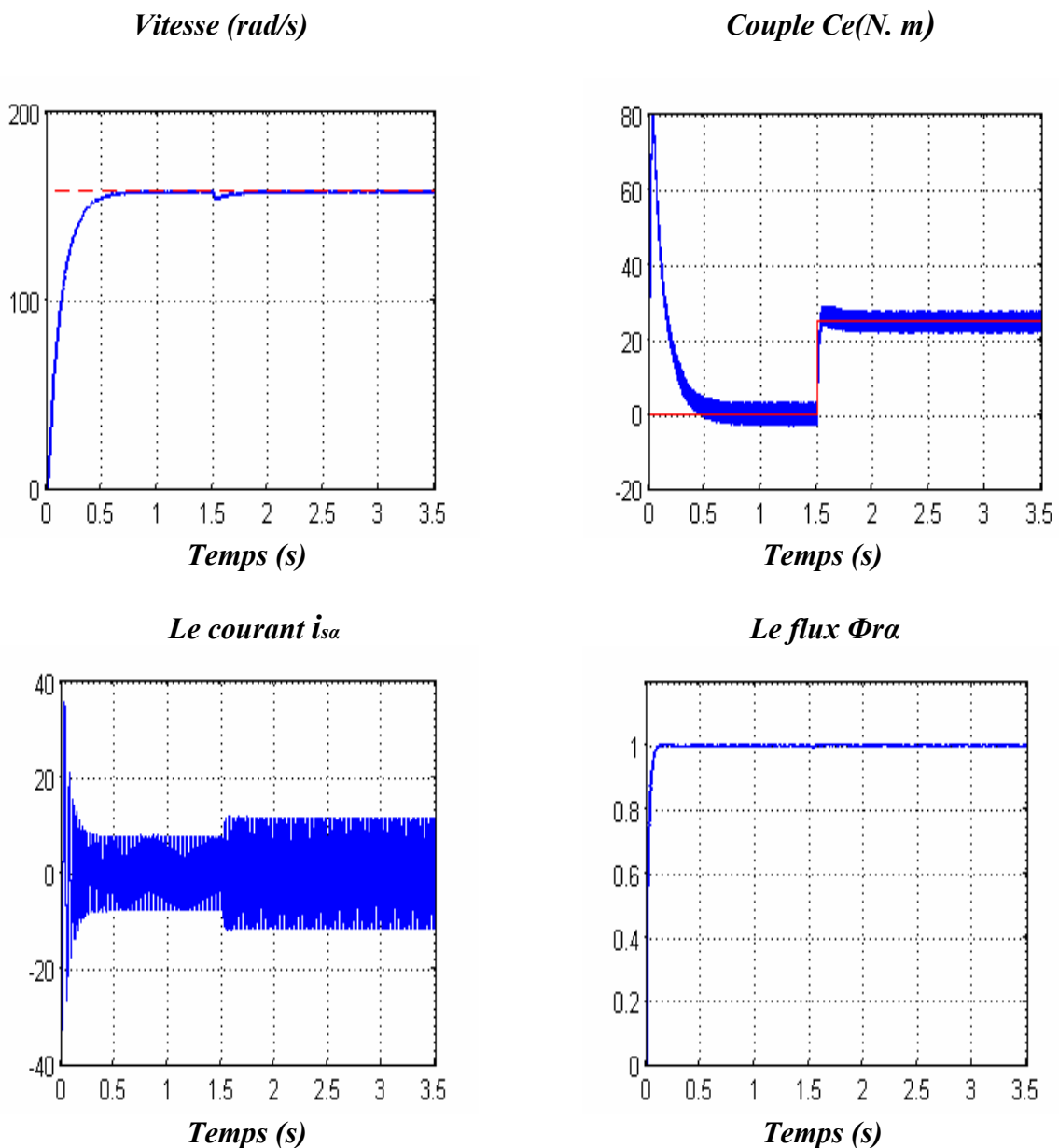


Fig. (II-16): Résultats de simulation de la F.O.C avec application de la charge Nominale $C_r=25\text{ N.m}$ à $t=1\text{s}$. (avec onduleur)

On remarque la présence des ondulations sur la réponse du couple électromagnétique elles sont liées aux harmoniques de courant.

II.9.2. Tests de performance et de robustesse:

Les tests de robustesse de la commande sont également effectués en charge.

II.9.2.1. Test avec variation de la charge:

On présente les résultats de simulation de l'influence de la variation de la charge. En faisant une diminution du couple résistant de 10 N.m à $t = 1.5s$ puis une augmentation de même valeur à $t = 2.5s$.

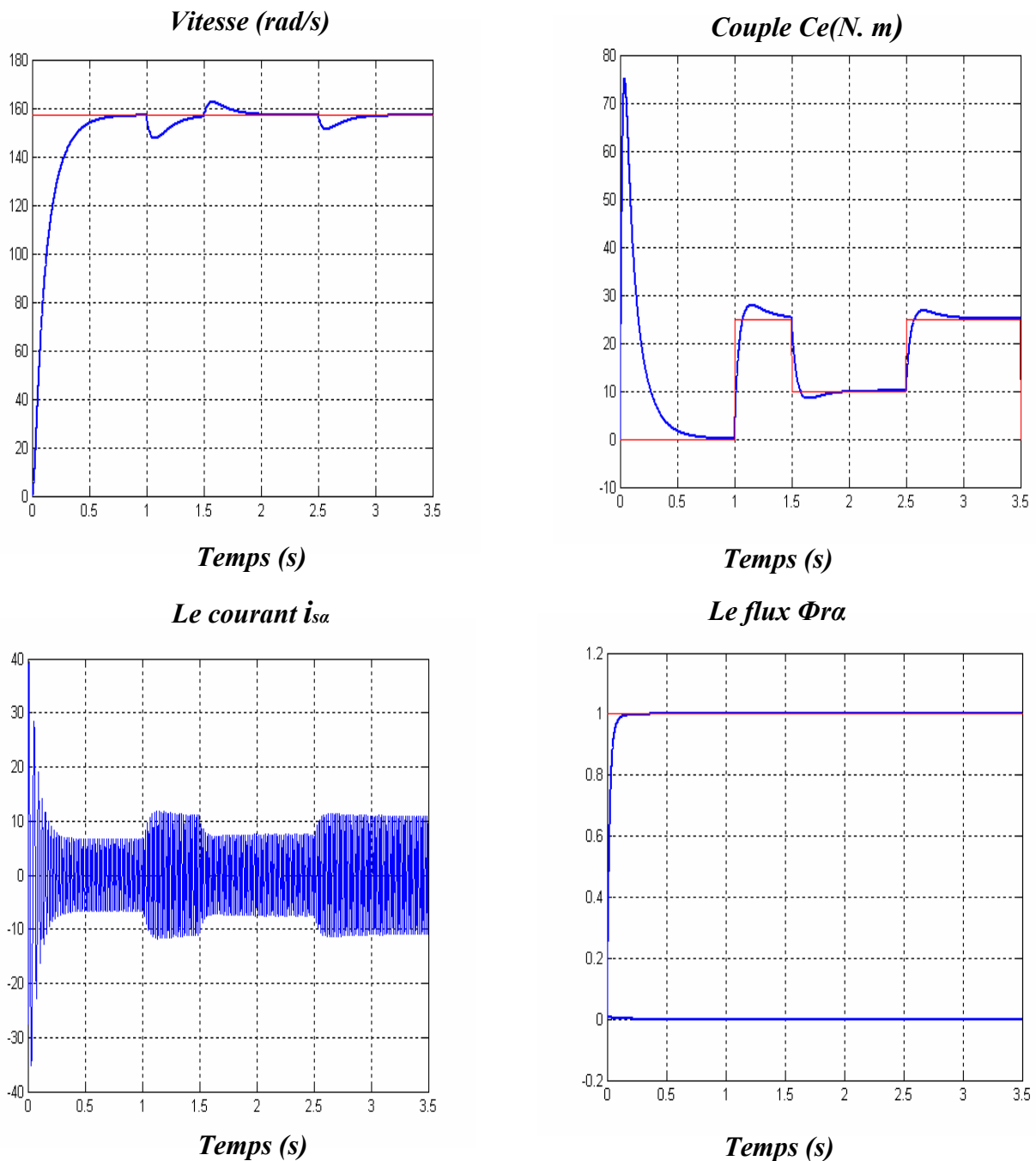


Fig. (II-17): Essai avec variation de la charge

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge de la figure (II-17) montrent que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, et les courants sont influés légèrement puis suivent leurs références.

On remarque la convergence du Φ_{rd} vers le flux de référence ainsi que Φ_{rq} tend vers zéro, ce que montre le découplage entre le couple et le flux.

II.9.2.2. Test avec variation de la vitesse

En faisant une diminution de la vitesse de 36% à un instant choisi de $t = 1.5 s$, puis une augmentation par rapport à cette dernière de même pourcentage à un instant choisi de $t = 2.5 s$. La figure qui suit montre les résultats de cet essai.

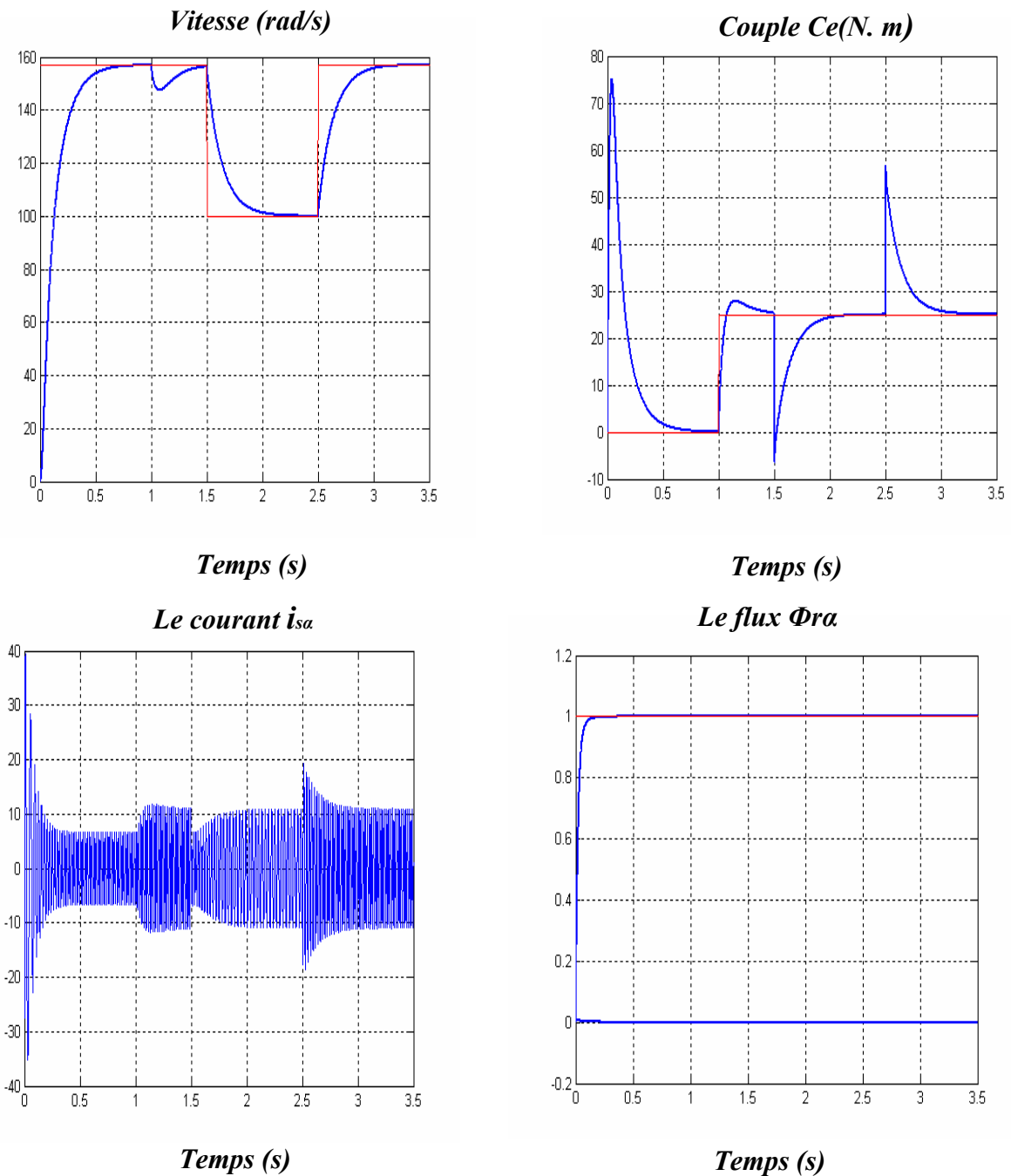


Fig. (II-18): Essai avec variation de la vitesse

La figure (II-18) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, ce qu'indique que la régulation est robuste, Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la cosigne sans erreur statique.

II.9.2.3. Test avec inversion du sens de rotation :

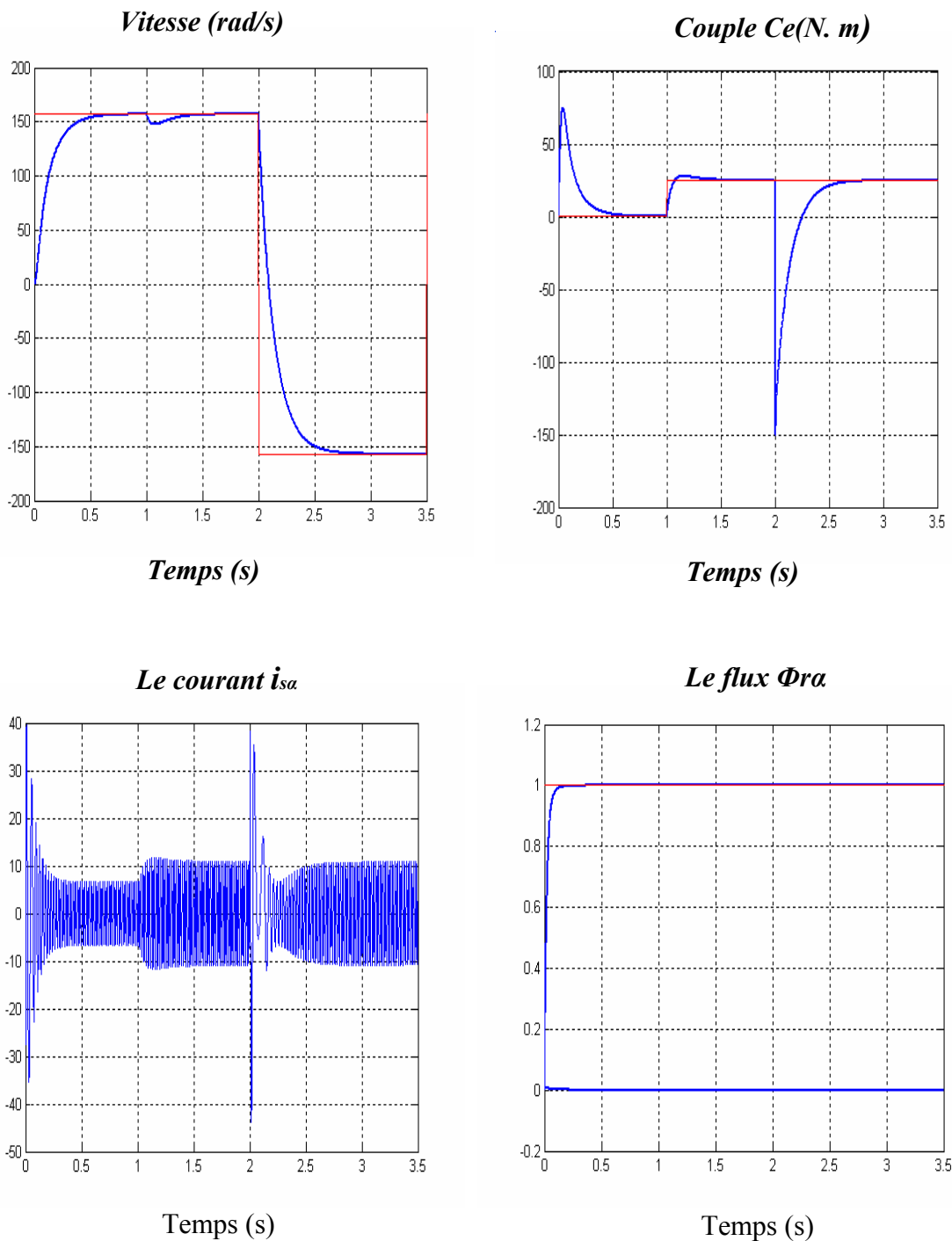


Fig. (II-19): Essai avec inversion du sens de rotation

La figure (II-19) montre que le transitoire lors de ce test est relativement important en particulier au niveau du courant. Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis tient sa valeur sans erreur. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse.

II.9.2.4. Test avec variation de la résistance rotorique

Une mauvaise identification des paramètres, ainsi que l'effet dû à l'échauffement pendant le fonctionnement d'une machine produisent des perturbations électriques internes.

La variation de la résistance rotorique est vraiment gênante puisque la valeur de la résistance intervient directement dans les algorithmes du contrôle. Comme R_r du moteur devient plus grande, la résistance résultante R_{st} devient plus importante, alors que la constante de temps T_r diminue.

En simulation, une approche de ces perturbations a été introduite de la façon suivante: La valeur nominale de la résistance rotorique du moteur est appliquée pendant une durée de 1.5s. Ensuite, elle est augmentée de 50% par rapport à sa valeur nominale pendant 1s. Puis cette résistance est augmentée dans le même rapport et pendant la même durée de temps.

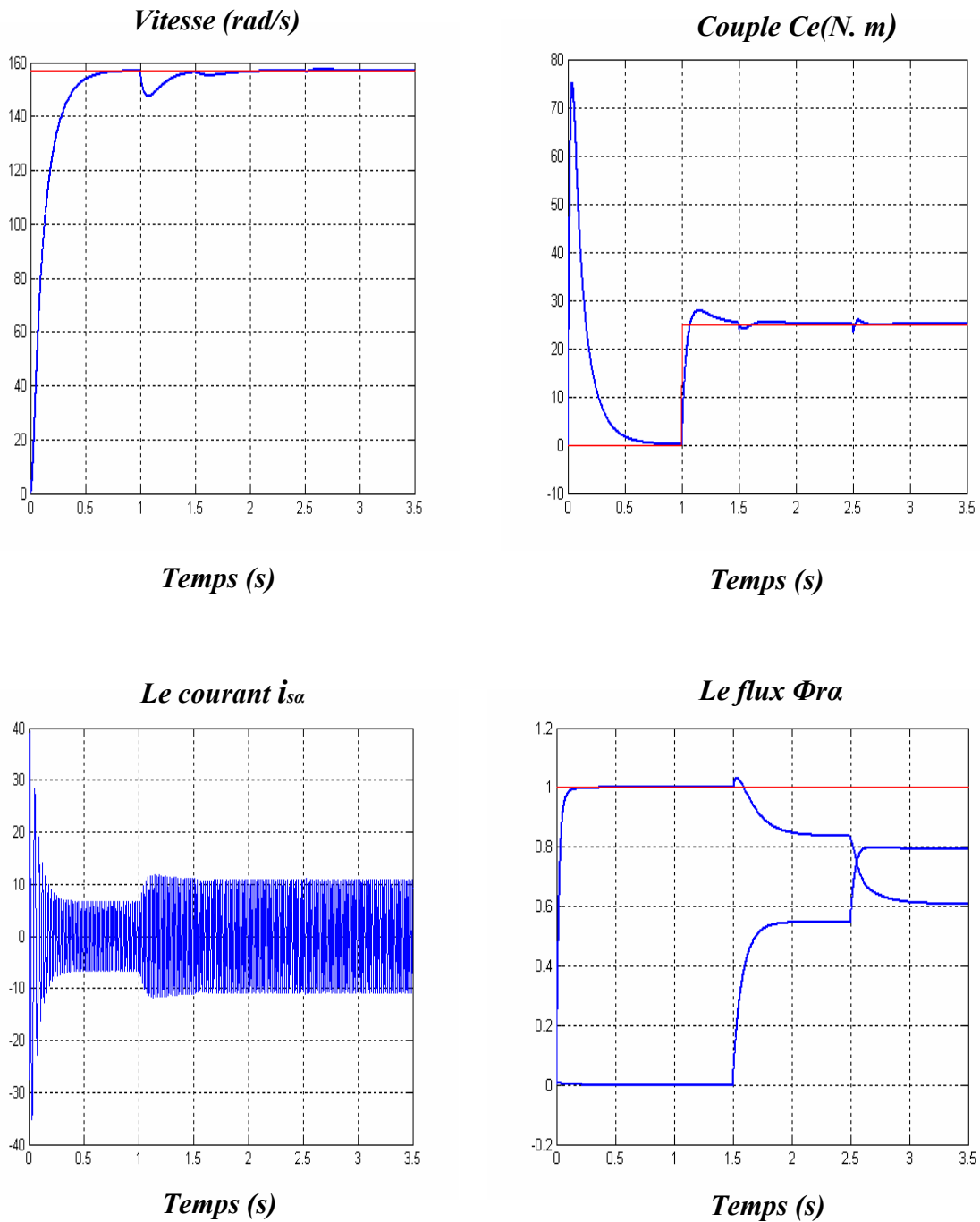


Fig. (II-20): Essai avec variation de la résistance rotorique

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 1.5s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($R_r = 1.8 \Omega$) aucune variation sur les courbes de vitesse, de couple, de courants et de flux n'est remarquée, à $t = 1.5s$, la résistance devient $1.5R_r$.

On constate d'après ce test que la variation de la résistance rotorique influe sur le découplage ($\Phi_{rq} \neq 0$) et ceci due aux régulateurs classiques qui sont dimensionnés avec la résistance initiale ($R_r = 1.8 \Omega$).

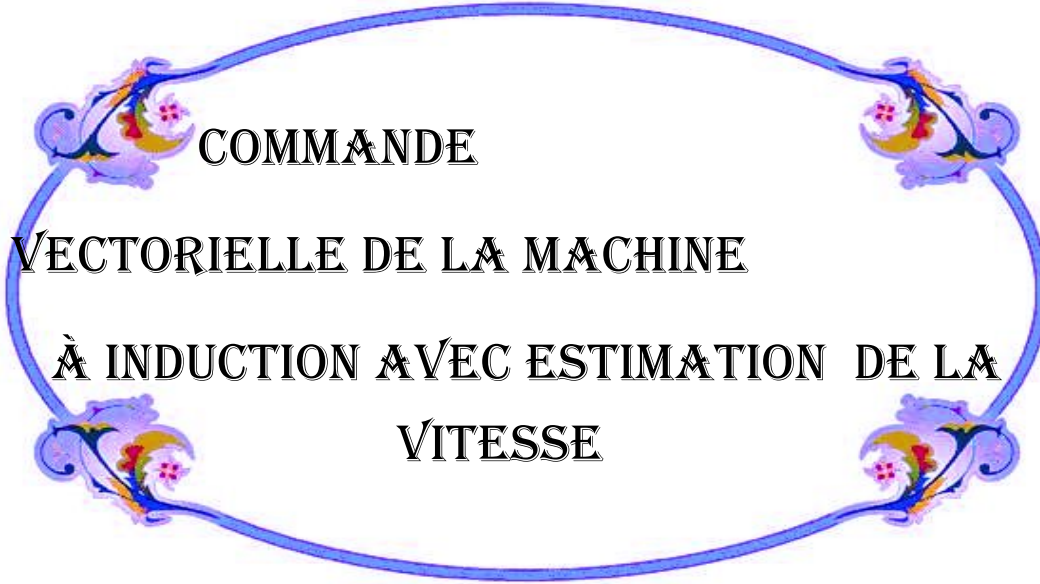
II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette structure de commande, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande, par orientation du flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator. Ce qui a pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine. Nous pouvons également conclure que les performances offertes par le moteur commandé vectoriellement ne seront d'autant plus meilleures que lors d'un réglage précis des différents régulateurs, ceci peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine. Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués, où les résultats indiquent le degré de robustesse offert par ce type de commande.

Nous avons vu qu'une estimation parfaite de la pulsation statorique permet d'obtenir une commande plus réponde à nos besoins, donc les observateurs font une solution parfaite pour ce problème. Aussi, on peut signaler que la connaissance du module et de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Mais pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les capteurs de mesure seront remplacés par des estimateurs ou des observateurs.

CHAPITRE III



COMMANDE
VECTORIELLE DE LA MACHINE
À INDUCTION AVEC ESTIMATION DE LA
VITESSE

III.1. Introduction

Les performances du système de commande de la machine asynchrone dépendent des informations recueillies à tout instant par des capteurs (vitesse, position, Flux, etc..). Généralement la reconstruction de la vitesse de la machine à l'aide d'estimateur ou d'observateur à partir des grandeurs mesurables permet une augmentation de la robustesse de la structure de commande. Une amélioration de cette qualité est obtenue par l'estimation du flux généralement non mesurable.

Les méthodes de reconstruction indirectes du flux, utilisant uniquement les grandeurs accessibles (courants statoriques) et le modèle de la machine sont préférées aux méthodes de mesure directe (capteur à effet Hall par exemple) pour leur fiabilité, leur faible coût d'entretien et leur faible sensibilité aux bruits de mesure. Par conséquent, la reconstruction des grandeurs non observables (vitesse, flux du stator, rotor ou d'entrefer) représente actuellement la difficulté majeure dans le développement des commandes des machines [8-10].

Dans ce présent chapitre, il sera présenté quelques techniques d'estimation et d'observation de flux et de vitesse.

III.2. Concepts d'estimateur et d'observateur

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable à motorisation asynchrone, les performances des lois de commande utilisées dépendent du degré de précision dans la connaissance du modèle du flux et de sa position. Ces grandeurs sont difficilement accessibles par des mesures. En effet, les capteurs de flux sont relativement délicat (bruits de mesure) et réduisent la robustesse de l'ensemble. Ainsi, la reconstruction du flux ou de sa position par des estimateurs ou des observateur devient un objectif principal.

III.2.1. Estimateur :

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement [11]. En effet, il n'y a aucun bouclage avec de grandeurs réelles permettant de

prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté dans la figure (III-1):

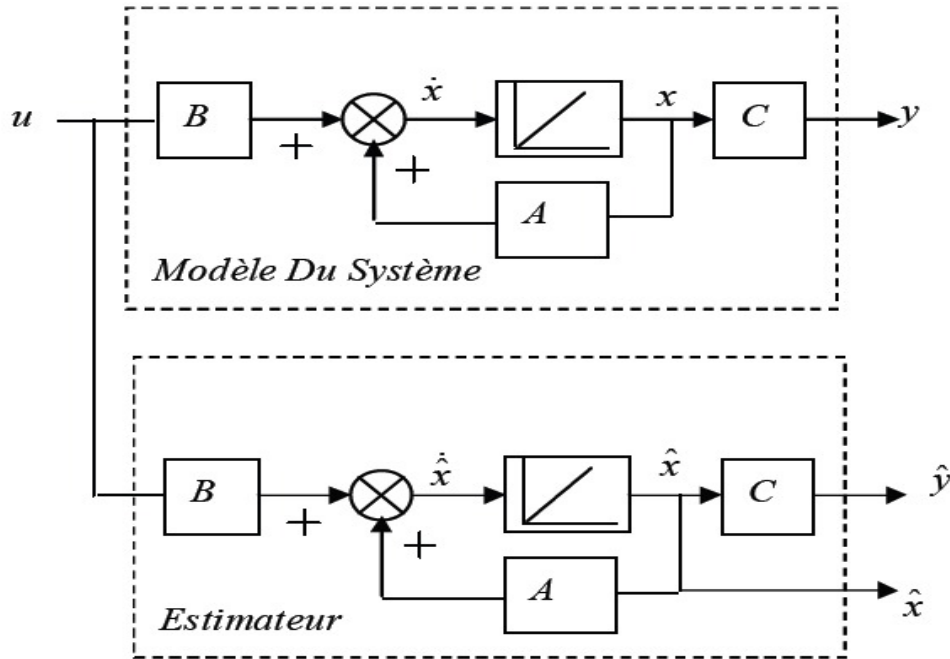


Fig. (III-1): Schéma de principe d'un estimateur.

Le modèle mathématique du moteur asynchrone, pris comme un système linéaire variant dans le temps, est donnée par:

$$\dot{x} = A(w)x + Bu \tag{III-1}$$

$$y = Cx \tag{III-2}$$

B est la matrice d'entrée du système, C est la matrice de sortie, et A (ω) est la matrice de transition non stationnaire dans le cas de la machine à induction, puisqu'elle dépend de la vitesse rotation du moteur. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire vu la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques. En intégrant (III-1), on peut reconstruire les états à estimer:

$$\hat{x} = \int (\hat{A}(w) \hat{x} + \hat{B} u) dt \tag{III-3}$$

Pour évaluer la précision de l'estimation, on considère l'écart entre les états réels et estimés, donné par:

$$\varepsilon = x - \hat{x} \tag{III-4}$$

Alors, la dynamique de l'erreur est déduite de la soustraction de (III-1) et (III-3).

$$\dot{\varepsilon} = A(w)\varepsilon + \Delta A \hat{x} + \Delta Bu \tag{III-5}$$

La vitesse de convergence de l'erreur d'estimation dépend des constantes de temps de système. Elle est vérifiée dans le cas où les valeurs propres de la matrice A (ω) sont définies négatives (en

considérant $\Delta A = 0$ et $\Delta B = 0$). Lorsque des erreurs de modélisation existent, les termes $\Delta A \hat{x}$ et $\Delta B u$ se comportent comme des entrées dans l'équation différentielle (III-5) et par conséquent les estimées \hat{x} seront biaisées. Dans le cas de la machine à induction, on ne maîtrise pas le temps de convergence de l'erreur d'estimation et les estimés auront forcément une erreur statique due aux erreurs de modélisation. Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction K , c'est ce qu'on entend par observateur.

III.2.1.1. Différentes méthodes d'estimation de flux et de vitesse de la MAS

Il y a plusieurs types d'estimateurs de flux et de vitesse de la machine asynchrone. De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes:

III.2.1.1.1. Estimateur basé sur un modèle en courant

Un des principaux problèmes de l'estimation du flux basée sur un modèle en courant est sa dépendance de la vitesse du rotor. Pour estimer le flux, Il faut donc un capteur de vitesse.

III.2.1.1.2. Estimateur basé sur une méthode d'élimination

Cette méthode dépend des tensions et courants statoriques ainsi que de la vitesse de la machine pour estimer le flux rotorique. Nous obtenons cet estimateur en utilisant les quatre équations rotoriques et statoriques. Cette méthode a deux inconvénients. Premièrement, Elle requiert la connaissance de la vitesse de la machine asynchrone (même problème que pour le modèle en courant). Deuxièmement, les courants statoriques sont drives, ce qui rend cette méthode sensible aux bruits sur les courants statoriques mesurés, en particulier à ceux dus aux commutations de la MLI [9].

III.2.1.1.3. Estimateur basé sur un modèle en tension

Comme le modèle en tension est un intégrateur sans retour d'état, il est sensible aux décalages (offsets) sur les mesures surtout dans le domaine des basses fréquences. C'est pourquoi, en pratique, nous remplaçons l'intégrateur pur par un filtre passe-bas afin de garantir

la stabilité. Malheureusement, le filtre passe-bas produit une erreur d'estimation dans le domaine des basses fréquences et limite ainsi l'estimation à un domaine où les fréquences sont supérieures à sa fréquence de coupure. On peut également recourir à des méthodes de correction automatique d'offset [9].

III.2.1.1.4. Estimateur d'ordre complet

Les entrées de cet estimateur sont les tensions statoriques mesurées et la vitesse du rotor. Les courants statoriques sont introduits dans l'estimateur comme grandeurs d'état estimées. Donc l'estimateur de flux rotorique d'ordre complet n'est qu'un estimateur des courants statoriques couplé à un estimateur basé sur le modèle en courant. Par conséquent, cet estimateur n'apporte pas plus d'améliorations en comparaison avec celui basé sur le modèle en courant.

Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone [9].

III.2.2. Observateur

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donnée, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur "Fig. III-2":

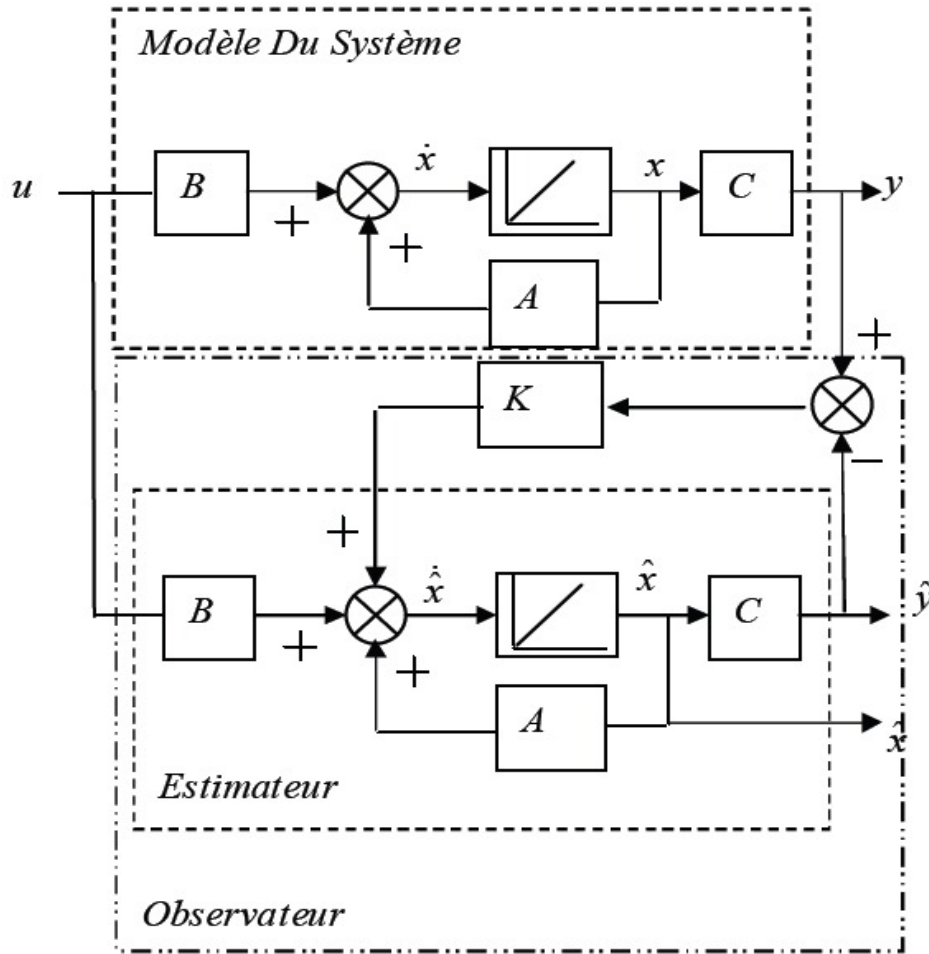


Fig. (III-2): Schéma de principe d'un observateur

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (III-3) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Cela conduit à l'observateur suivant:

$$\dot{\hat{x}} = \hat{A}(w)\hat{x} + \hat{B}u + K(Cx - \hat{C}\hat{x}) \tag{III-6}$$

Ou: K est la matrice gain de l'observateur.

On définit comme erreur de mesure l'écart entre les grandeurs mesurées et leurs estimées. De la même façon que pour l'estimateur, l'équation décrivant le comportement de l'erreur d'estimation est obtenu en soustrayant (III-6) et (III-1). Alors, l'équation de l'erreur d'estimation devient:

$$\dot{\varepsilon} = [A(w) - KC] \varepsilon + [\Delta A - K \Delta C] \hat{x} + \Delta Bu \tag{III-7}$$

Le principal avantage de l'observateur devant l'estimateur peut être facilement montré par la dernière équation. En effet, la dynamique de convergence de l'erreur vers zéro est

contrôlée par le terme $[A(\omega) - KC]$ comportant la matrice de gain de correction K . On peut alors imposer la dynamique désirée par le choix de la matrice de gain de correction (dynamique indépendante), et compenser partiellement les erreurs de modélisation. Cependant, trouver le compromis entre vitesse de convergence et compensation d'une erreur de modélisation n'est pas toujours aisée [8]. On fait alors appel aux techniques d'adaptation ou d'identification paramétrique.

III.2.2.1. Différentes méthodes d'observation de flux en boucle fermée

Il y a plusieurs types des estimateurs de flux rotorique en boucle fermée basés sur la combinaison de deux estimateurs de flux rotorique en boucle ouverte. Le flux estimé par le premier estimateur est comparé avec celui estimé par le deuxième estimateur. Ensuite l'erreur résultante est traitée par un correcteur linéaire ou non linéaire [11], qui force le flux estimé à converger vers la référence. Dans la littérature, on différencie trois types de combinaisons:

- Combinaison du modèle en courant et du modèle en tension.

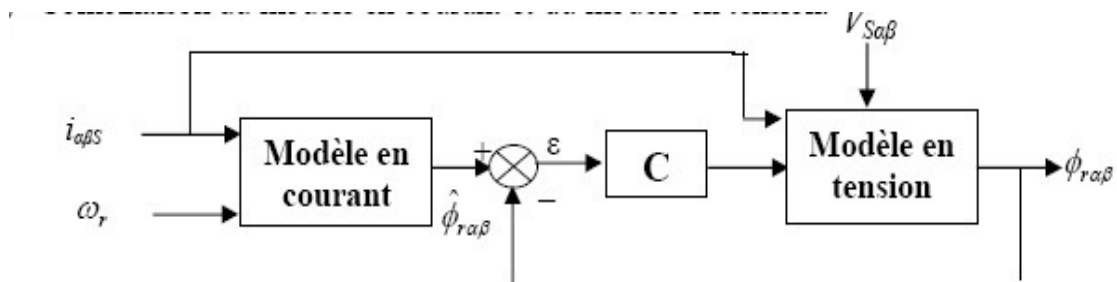


Fig. (III-3): Combinaison du modèle en courant avec le modèle en tension.

- Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en tension.

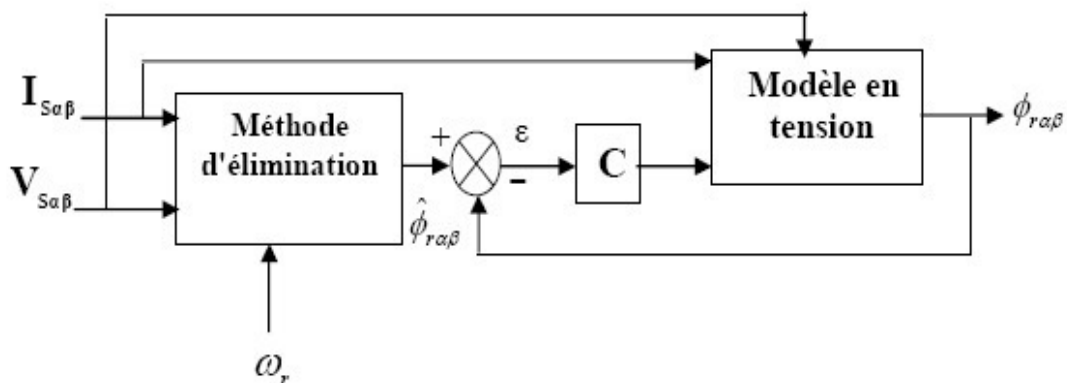


Fig. (III-4): Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en tension.

- Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en courant.

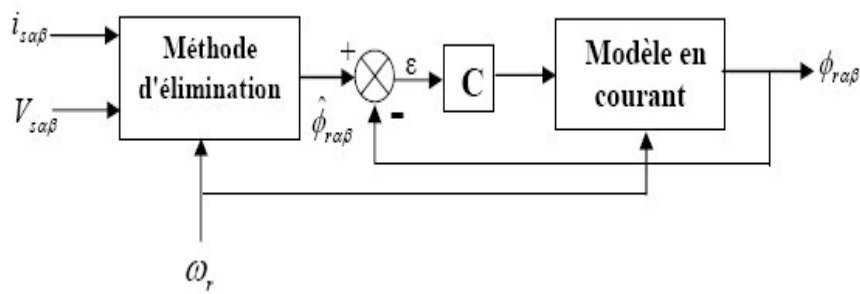


Fig. (III-5): Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en courant

Ces combinaisons peuvent améliorer la performance des estimateurs en boucle ouverte en résolvant quelques-uns des problèmes qu'ils posent, comme par exemple, le problème de la divergence due aux intégrateurs purs du flux estimé en boucle ouverte [11]. Il faut par contre noter que l'utilisation d'un contrôleur rend le temps de réponse du système dépendant de la vitesse.

III.3. Suppression du capteur de vitesse

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des actionneurs électriques.

De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs asynchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essayent de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine. Les méthodes d'estimation de la vitesse ainsi développées sont divisées en deux groupes, le premier utilise les composantes fondamentales des tensions et des courants statoriques, le second se base sur l'injection des composantes à hautes fréquences par l'alimentation et sur l'utilisation des harmoniques d'encoches de la machine [12-14].

III.4. Quelques techniques d'estimation de vitesse

Les méthodes d'estimation proposées dans la littérature peuvent être décomposées en deux familles, les méthodes d'identification et les méthodes de correction.

Les méthodes d'identification sont basées sur l'identification analytique, l'injection de signaux, et celles sont basées sur les algorithmes d'identification comme le filtre de Kalman, la logique floue ou les réseaux de neurones. La principale difficulté dans ce cas vient du fait que la forme des signaux d'entrée/sortie (régime transitoire et permanent) n'est plus maîtrisée. Il sont généralement imposés par la commande elle-même.

Les méthodes de correction sont basées sur la recherche d'une fonction erreur dont l'évolution est liée à la différence entre une grandeur physique et la même grandeur estimée. Cette erreur représente la différence entre la valeur d'une grandeur obtenue à partir des informations fournies par la commande et celle déterminée à partir des mesures. Cette grandeur peut être la f.e.m induite au stator, le flux rotorique, ou la puissance réactive.

III.5. Méthode d'estimation de la vitesse par technique MRAS

Le principe d'estimation par cette méthode repose sur la comparaison des grandeurs obtenues de deux façons différentes, d'un côté par un calcul ne dépendant pas explicitement de la vitesse (modèle de référence), et d'autre côté par un calcul dépendant explicitement de la vitesse (modèle adaptatif). Cette méthode développée par Schauder est connue sous le nom d'origine anglo-saxonne: Mode Référence Adaptive System (MRAS) [8].

Pour l'estimation de la vitesse, il propose la comparaison de l'estimation du flux commun obtenu avec les équations statoriques (indépendantes explicitement de la vitesse) et d'autre part avec les équations rotoriques (dépendantes explicitement de la vitesse). L'objectif est de trouver le paramètre vitesse du modèle adaptatif afin d'assurer les résultats des deux estimations de flux rotorique identiques. Ainsi la valeur de la vitesse estimée devient celle de la vitesse réelle. Le fonctionnement adéquat de l'estimation est assuré par un choix judicieux de la fonction $f(Y, Y_0)$ pour faire converger le modèle adaptatif vers le modèle de référence à partir du critère de Popov [15]. Le schéma de cette méthode est résumé dans la Figure (III-6).

Cette méthode a un inconvénient, elle utilise que des grandeurs observées de flux pour reconstruire la valeur de la vitesse. C'est pour cela qu'on préfère appliquer une autre approche proposée par Yang qui considère les mesures des courants et les flux estimés comme grandeurs de sortie du modèle de référence (machine asynchrone réelle). Ce choix permet une meilleure précision étant donnée que le modèle doit converger vers les grandeurs de sortie de la machine réelle [15].

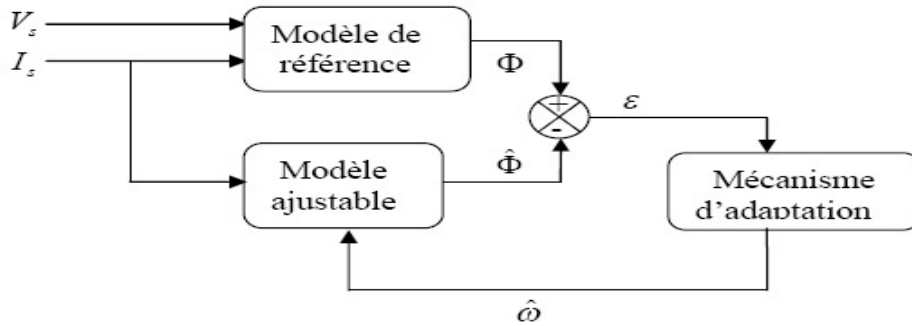


Fig. (III-6) Schéma-bloc du principe du mécanisme adaptatif.

Dans cette méthode, on considère les erreurs d'observation des courants de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique ou fréquence de la matrice d'état du système. Ainsi, la simple comparaison entre les courants observés et les courants mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, un régulateur est appliqué afin de minimiser l'erreur trouvée. Ce régulateur sert comme un mécanisme d'adaptation. L'entrée de ce mécanisme est activée par le signal.

III.6. Observateur de Luenberger

La structure d'observateur de Luenberger est illustrée par la Figure (III-7):

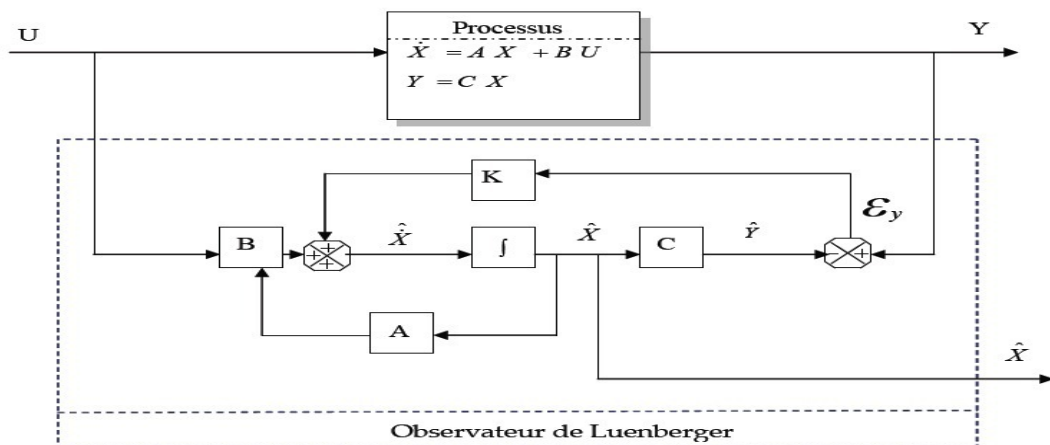


Fig. (III-7) Schéma bloc d'observateur de Luenberger.

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties, le flux est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [14].

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par:

$$\begin{aligned}\hat{\dot{x}} &= A \hat{x} + Bu + k \mathcal{E}_y \\ \hat{y} &= c \hat{x}\end{aligned}\tag{III-8}$$

Tel que:

$$\mathcal{E}_y = y - \hat{y}\tag{III-9}$$

III.7. Observateur de vitesse proposé

Le modèle du moteur à induction dans le référentiel lié au stator (α, β) est donné par l'équation suivante [16]:

$$\frac{d\psi_r}{dt} = A_{11}\psi_r + A_{12}i_s\tag{III-10}$$

$$\frac{di_s}{dt} = A_{21}\psi_r + A_{22}i_s + A_{23}v_s\tag{III-11}$$

Où $A_{11} = -(R_r/L_r)I + \omega J$ et $A_{12} = (M R_r/L_r)I$

$$A_{21} = \frac{L_m}{L_s L_r \sigma} \{ (R_r/L_r)I - \omega J \} \quad A_{22} = -\{ R_s/(L_s \sigma) + R_r L_m^2 / (\sigma L_s L_r^2) \} I$$

$$A_{23} = 1 / (\sigma L_s) I$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

En introduisant une nouvelle quantité dans le modèle du moteur donné par l'équation (III-10) et (III-11). Le modèle sera indépendant du flux de rotor et la vitesse.

La nouvelle quantité est définie comme suite:

$$Z = -A_{11}\psi_r\tag{III-12}$$

La nouveau modèle de moteur, après l'introduction de la nouvelle quantité Z indiquée ci-dessus sera:

$$\frac{d\psi_r}{dt} = A_{12} i_s + A_{14} Z \quad (\text{III-13})$$

$$\frac{di_s}{dt} = A_{22} i_s + A_{23} v_s + A_{24} Z \quad (\text{III-14})$$

$$\frac{dZ}{dt} = A_{32} i_s + A_{34} Z \quad (\text{III-15})$$

Où $A_{14} = -I$ $A_{24} = \{M / (\sigma L_s L_r)\} I$

$$A_{32} = (M R_r^2 / L_r^2) I - \omega (M R_r / L_r) J$$

$$A_{34} = A_{11}$$

$$\frac{M R_r^2}{L_r} = \mu, \quad \frac{M R_r}{L_r} = \gamma, \quad A_{32} = \mu I - \omega \gamma J$$

$$A_{34} = -\frac{1}{Tr} I - \omega J$$

$$A_{34} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Tr} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Tr} & -\frac{\omega}{Tr} \\ \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix}$$

$$\frac{dZ}{dt} = \frac{dZ_\alpha}{dt} + j \frac{dZ_\beta}{dt}$$

$$\frac{dZ_\alpha}{dt} = \mu i_{s\alpha} + \omega \gamma i_{s\beta} - \frac{1}{Tr} Z_\alpha - \omega Z_\beta$$

$$\frac{dZ_\beta}{dt} = \mu i_{s\beta} - \omega \gamma i_{s\alpha} - \frac{1}{Tr} Z_\beta + \omega Z_\alpha$$

III.7.1. Structure de l'observation de vitesse proposé:

L'estimateur de vitesse proposé est basé sur l'observation de la nouvelle quantité qui est en fonction du flux du rotor et la vitesse. Les équations (III-14) et (III-15) sont utilisées pour la construction de l'observateur de type « Gopinath modèle », l'observateur est donné par:

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{Z}}{dt} &= \frac{d\hat{Z}_\alpha}{dt} + j \frac{d\hat{Z}_\beta}{dt} + (g_1 + j g_2) \left[\left(\frac{d i_{s\alpha}}{dt} + j \frac{d i_{s\beta}}{dt} \right) - \left(\frac{d \hat{i}_{s\alpha}}{dt} + \frac{d \hat{i}_{s\beta}}{dt} \right) \right] \\ \frac{d\hat{Z}}{dt} &= A_{32} i_s + A_{34} \hat{Z} + G \left[\frac{d i_s}{dt} - \frac{d \hat{i}_s}{dt} \right] \\ \frac{d\hat{Z}}{dt} &= A_{32} i_s + A_{34} \hat{Z} + G \left(\frac{d i_s}{dt} - \frac{d \hat{i}_s}{dt} \right) \end{aligned} \tag{III-16}$$

Où:

$$G = \begin{pmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \end{pmatrix} \text{ est le gain d'observateur.}$$

En utilisant l'équation (III-14) l'équation de l'observation devient:

$$\frac{d\hat{Z}}{dt} = A_{32} i_s + A_{34} \hat{Z} + G \left(\frac{d i_s}{dt} - A_{22} i_s - A_{23} v_s - A_{24} \hat{Z} \right) \tag{III-17}$$

Les pôles de l'observateur peuvent être placé dans la région de la stalle plane complexe en choisissant correctement les valeurs des éléments de la matrice de gain G. Pour cela en introduisant une autre nouvelle quantité [16] :

$$D = \hat{Z} - G i_s \tag{III-18}$$

Enfin, l'observateur est de la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} F = (A_{32} + A_{34} G - G A_{22} - G A_{24} G) i_s - G A_{23} v_s + (A_{34} - G A_{24}) D \tag{III-19}$$

$$\hat{Z} = D + G i_s \tag{III-20}$$

Le bloc diagramme de l'observateur Z est montré dans la Figure (III-8):

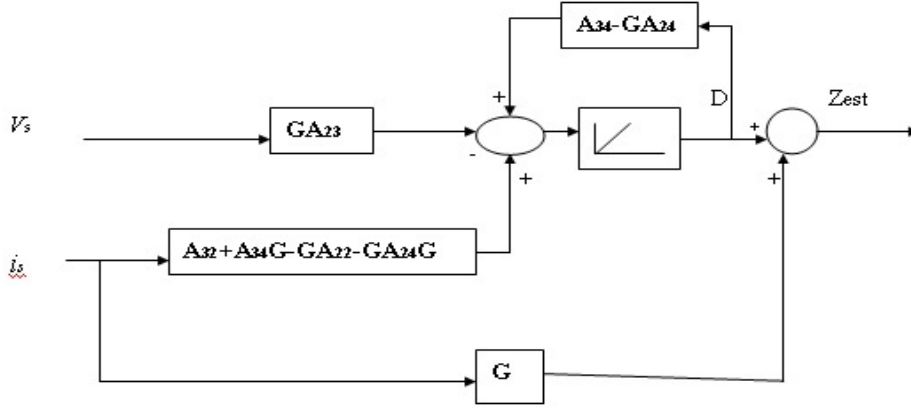


Fig. (III-8): Observateur Z.

On suppose qu'il n'y a pas de variation de paramètre, et l'erreur de l'équation de vitesse est nulle, l'erreur dynamique sur la quantité Z est donnée par:

$$\frac{d\tilde{Z}}{dt} = \frac{d}{dt}(Z - \hat{Z}) = +(A_{34} - A_{24}G)\tilde{Z} \quad (III-21)$$

Les valeurs propres $(A_{34} - A_{24}G)$ sont les pôles d'observation qui sont indiquées ci-dessous:

$$P_{obs1;2} = -\left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{M}{L_s \sigma L_r} g_1\right) \pm j\left(\omega - \frac{M}{L_s \sigma L_r} g_2\right) \quad (III-22)$$

La réponse dynamique désirée de l'observateur est imposée par la sélection des éléments de la matrice de gain G.

Il est clair que la quantité observée Z est une fonction de flux et de la vitesse du rotor, l'expression de la vitesse est obtenue par la multiplication de l'équation (III-12) par la matrice

$$(\psi_r^T J):$$

$$Z_\alpha \psi_{r\beta} - Z_\beta \psi_{r\alpha} = (\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2) \omega \quad (III-23)$$

L'équation (III-23) est une simple équation qui ne comporte pas des dérivés ou d'intégration, on peut l'utiliser directement pour le calcul de la vitesse [16]:

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{Z}_\alpha \hat{\psi}_{r\beta} - \hat{Z}_\beta \hat{\psi}_{r\alpha}}{\hat{\psi}_{r\alpha}^2 + \hat{\psi}_{r\beta}^2} \quad (III-24)$$

Le flux rotorique peut être obtenu directement on utilisant l'équation (III-13) :

$$\psi_r = \frac{L_r}{M} \left\{ \int (v_s - R_s i_s) dt - \sigma L_s i_s \right\} \quad (III-25)$$

Le flux rotorique estimé donné par l'équation (III-13) pose un problème d'offset à cause de la présence de l'intégration. Pour surmonter ce problème on a utilisé un filtre passe bas pour remplacer l'intégration, mais cela pose une erreur de phase. L'erreur de phase est compensée par l'addition du flux de référence filtré par un filtre passe bas avec la même constante de temps.

L'expression du l'estimateur du flux proposé est donnée comme suit :

$$\hat{\psi}_r = \frac{L_r}{M} \left\{ (v_s - R_s i_s) \frac{\tau}{1 + \tau s} - \sigma L_s i_s \frac{\tau s}{1 + \tau s} \right\} + \psi_r \frac{1}{1 + \tau s} \quad (III-26)$$

Telle que τ est la constant des temps de LPF.

Le flux ψ_r est donner par :

$$\psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_r \cos \theta \\ \psi_r \sin \theta \end{bmatrix} \quad (III-27)$$

$$\theta = \int \omega_s dt \quad (III-28)$$

ω_s est la vitesse de synchronisme donnée par :

$$\hat{\omega}_s = \omega_r + \hat{\omega} \quad (III-29)$$

ω_r est la vitesse de glissement telle que :

$$\omega_r = \frac{M i_{sq}}{T_r \hat{\psi}_r} \quad (III-30)$$

Le schéma bloc du flux rotorique estimé est donné par la figure suivante :

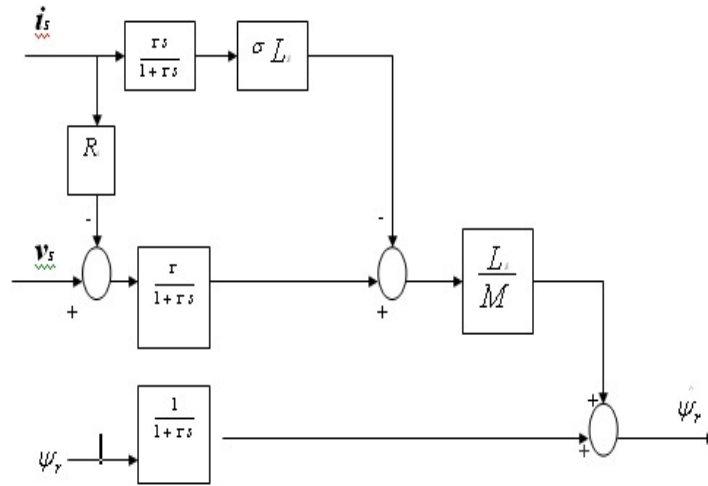


Fig. (III-9) Estimateur de flux rotorique.

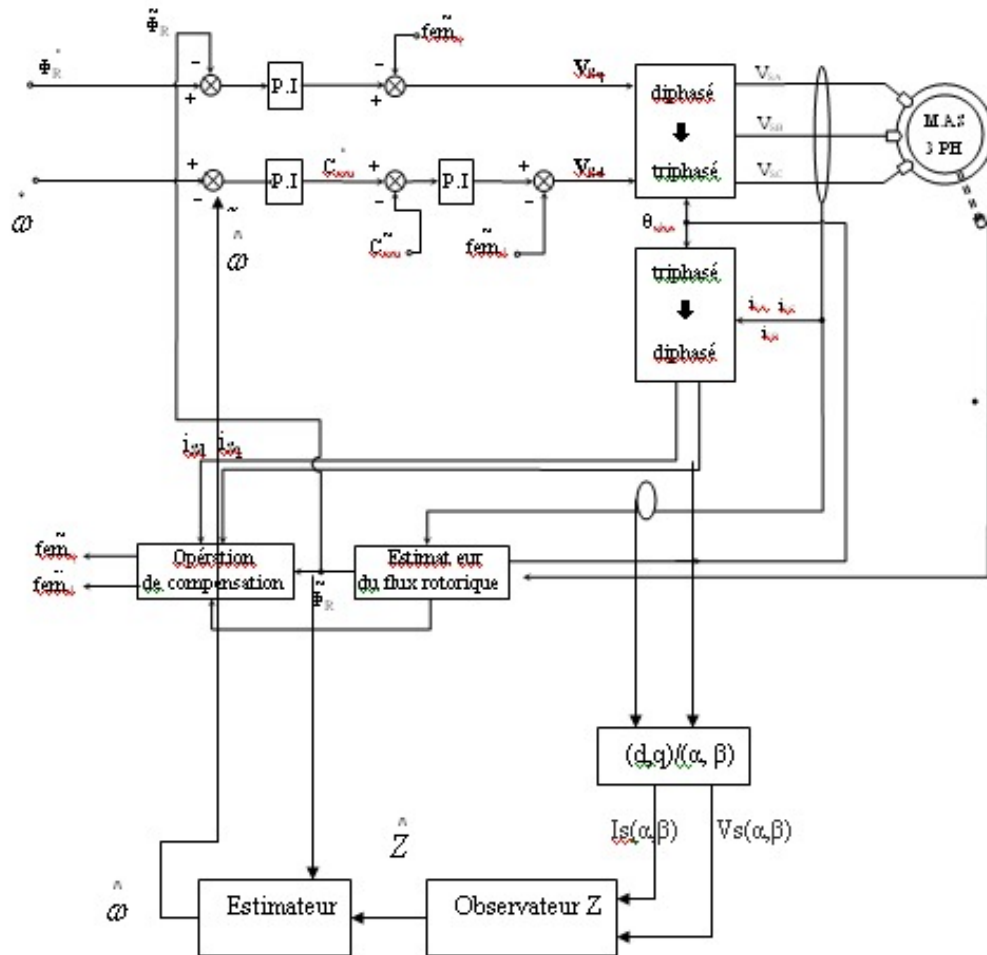


Fig. (III-10): F.O.C avec estimateur de vitesse.

III.7.2. Résultats de simulations et interprétation

La simulation est réalisée après un choix des éléments de la matrice de gain $g1 = -0.002$ et $g2 = 0.001$

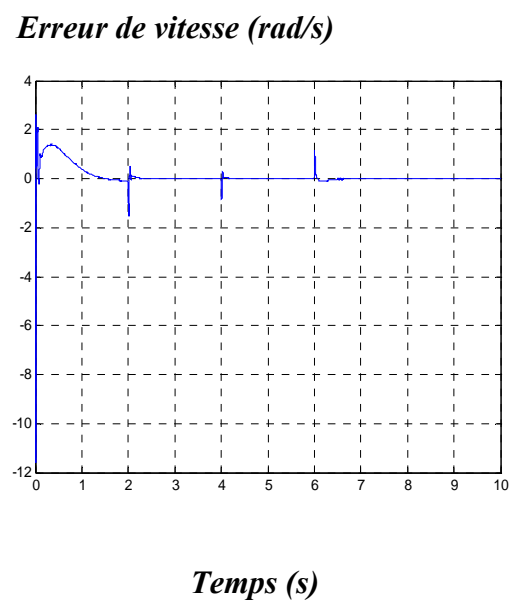
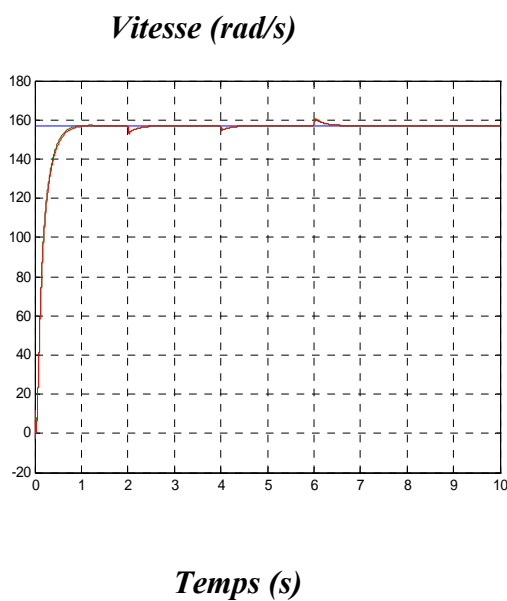
Les simulations représentées dans cette partie sont réalisées afin de tester la robustesse la commande vectorielle sans capteur mécanique, dans les régimes de fonctionnements suivants :

- Test avec variation du couple de charge
- Test avec variation de la vitesse.

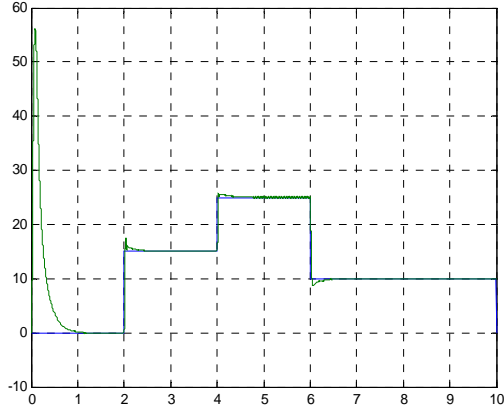
III.7.2.1 Démarrage a vide avec variation du couple de charge

La Fig (III-11) illustre les résultats de simulation de la commande vectorielle avec un observateur de vitesse lors d'un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 157 rad/s et d'une variation du couple de charge de $Cr=15Nm$ à l'instant $t=2$ s jusqu'à $Cr=25Nm$ à l'instant $t=4s$ puis une diminution à $Cr=10 Nm$ à l'instant $t=6s$.

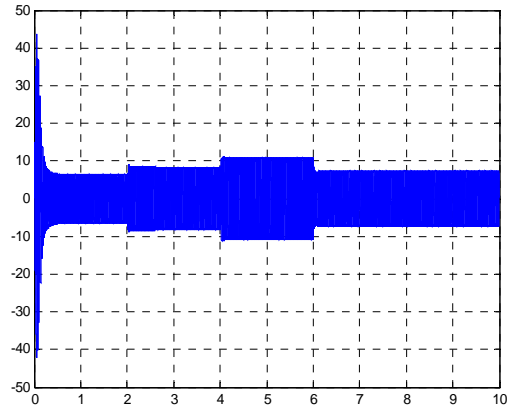
On observe de la première vue la validité de l'observateur de vitesse proposé, on voit que le flux et la vitesse suivent les référence appliquées. Le découplage entre le flux et le couple est maintenu, le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire la valeur qui compense le couple résistant. La trajectoire du courant statorique est maîtrisée, avec une forme sinusoïdale



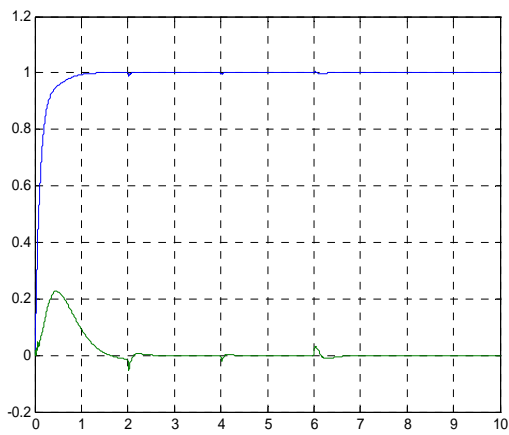
Couple C_e (N. m)



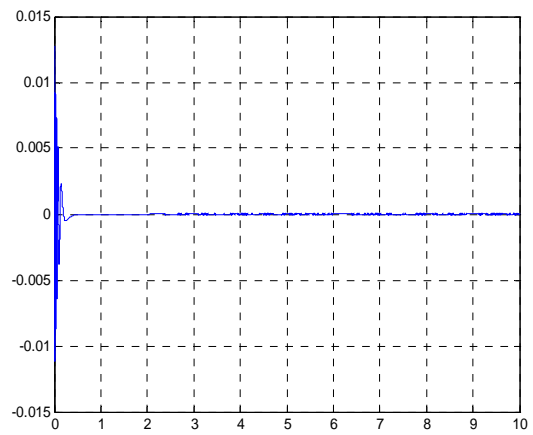
Le courant i_{sa}



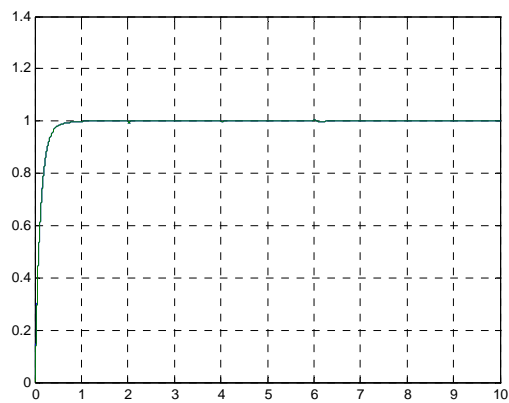
*Temps (s)
Le flux d-q*



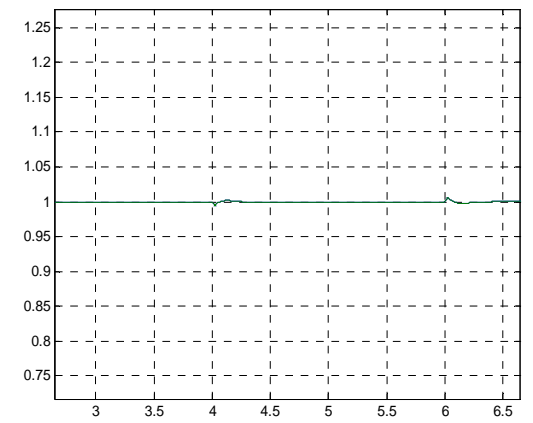
*Temps (s)
Le flux Φ_{ra}*



*Temps (s)
Le flux mesurer*



*Temps (s)
Zoom de flux*



Temps (s)

Temps (s)

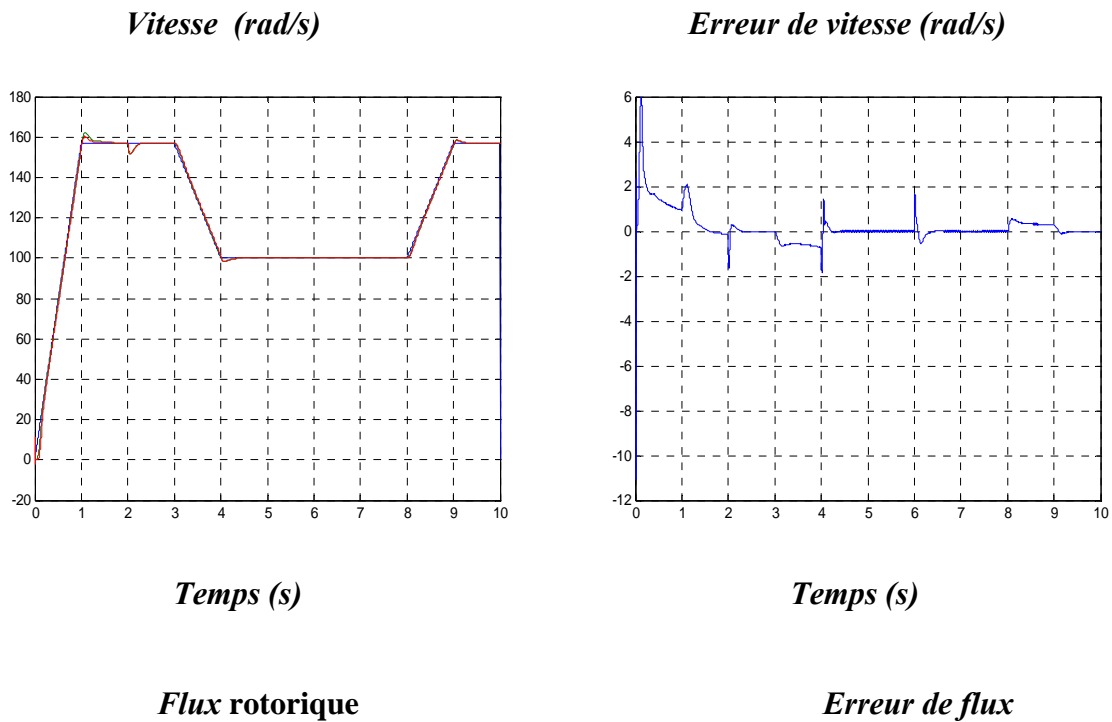
Fig. (III-11) Résultats avec variation de la charge.

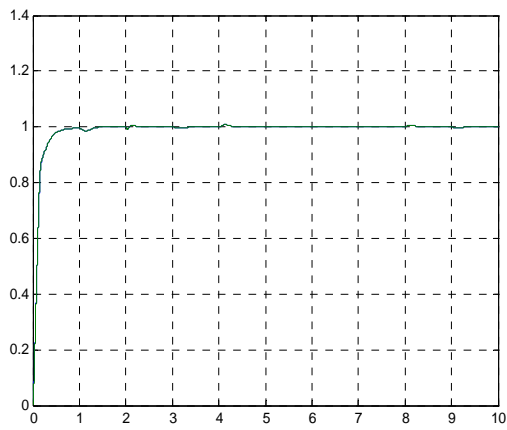
III.7.2.3. Test avec variation de la vitesse

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle sans capteur mécanique vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant une vitesse 157 rad/s à l'instant $t = 1$ s et une diminution de vitesse à 100 rad/s à $t = 4$ s puis le retour à la vitesse 157 rad/s à l'instant $t = 8$ sec.

Les résultats de simulation sont illustrés par la Fig (III-12).

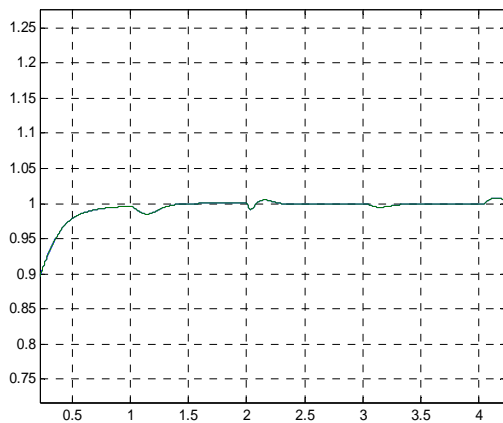
On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence ce qui montre que la commande est robuste avec l'observateur proposé.



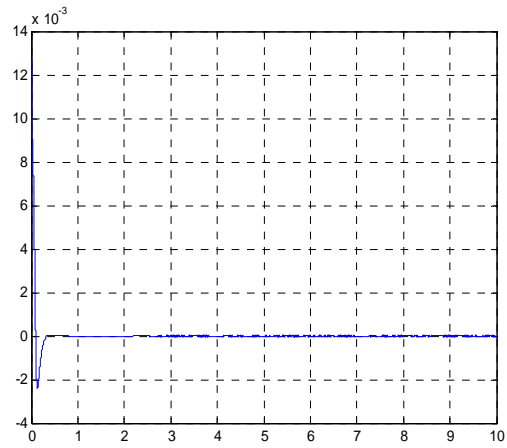


Temps (s)

Zoom de flux

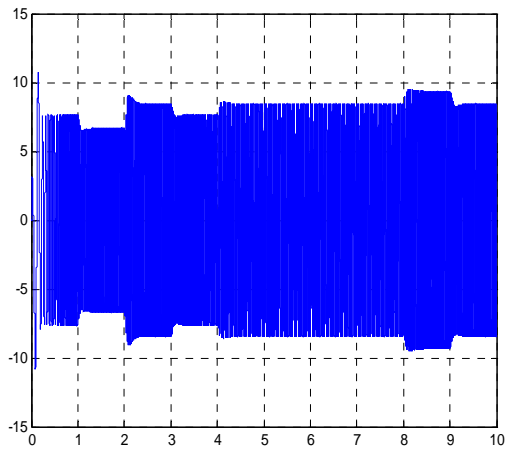


Temps (s)



Temps (s)

Le courant i_{sa}



Temps (s)

Fig. (III-12) Résultats avec variation de la vitesse.

III.7.5. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté en premier lieu une étude théorique sur les estimateurs et les observateurs en montrant quelques techniques d'estimation utilisées puis on a présenté l'observateur de vitesse proposé "Gopiniath modèle"

Les résultats de simulation montrent bien que l'utilisation de l'estimateur est importante dans la commande de la MAS, et présentent de bonnes performances et une robustesse en régime transitoire et permanent.



CONCLUSION GÉNÉRALE



Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur et basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique.

Le but de ce travail est de réaliser une commande vectorielle plus performante et moins sensible aux perturbations en utilisant un observateur de vitesse.

❖ Dans le premier chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone pour montrer que ce modèle est compliqué, comprend des non linéarités et un fort taux de couplage. Afin de réduire cette complexité, on a utilisé la transformation de PARK.

❖ Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle à flux orienté, méthode répandue dans les publications internationales qui a l'avantage de découpler le couple et le flux, et permet de ramener la structure de la machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Nous avons présenté cette méthode avec un simple estimateur de flux, la méthode montre sa sensibilité envers les variations paramétrique.

❖ Dans le troisième chapitre, nous présentons théoriquement différentes techniques d'observation de flux et de vitesse puis on passe à l'application d'une estimateur de vitesse de type "Gopiniath modèle"

L'estimateur de vitesse proposé présente de bonnes performances vis-à-vis des variations de charge et de vitesse.

Cependant, on suggère d'apporter des améliorations à notre travail en utilisant une commande sans capteur de vitesse, avec un bon estimateur de flux qui améliore la commande vis-à-vis la variation paramétriques.



Bibliographie

[1] J-Pierre, J-Paul Hautier, J-Faucher, (Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone), Electrotechnique, France, Octobre 1995.

[2] Carlos Canudas de wit, (Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC), Paris, Hermès Science publications, 2000.

[3] Carlos Canudas de wit, (Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC). Paris, Hermès Science publications, 2000.

[4] Nadji. F, Yousfi. Y, (Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de Flux), Mémoire d'ingénieur. Option : électromécanique. Univ.M'sila ,2005.

[5] Dchoucha. A, Djedidi. T, (Commande par Mode de Glissement par Imposition des pôles D'une Machine à Induction linéarisée par Orientation du Flux) Mémoire d'ingénieur Option : électromécanique , Univ.M'sila ,2005.

[6] Bouakaz. O, (Contribution a l'analyse des onduleurs multi niveaux), Thèse de magister en électrotechnique, Option : électronique de puissance ingénieur d'état en électrotechnique. Univ. Batna, 2005.

[7] Videt A, (Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multi niveaux et nouvelles stratégies de modulation) Thèse de doctorat en génie électrique, doctorat délivré par l'école centrale de Lille 2008.

[8] Benferdia. Y, Tahari. M, (Commande vectorielle à base MRAS de la machine à induction) Option : électromécanique. (Univ.M'sila) ,2006.



[9] Chaouch. S, (Commande Vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse) Thèse de doctorat en science en électrotechnique, Université de Batna, 2005.

[10] Imad. A. R, (Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone), Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I, 2004

[11] Morand. F, (Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrone), Thèse de doctorat, Université de Lyon, 2005

[12] Azzouz. K, Chemouri. S (Contribution a l'étude du comportement de la machine asynchrone double alimentation « MADA » commande par un onduleur de tension MLI) Option : électromécanique. Univ.M'sila , 2005

[13] Tamrabet H (Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone) Thèse de magister en électrotechnique, Option électronique de puissance ingénieur d'état en électrotechnique. Université de Annaba, 2006.

[14] Mati. A, Benyahia. B (Commande sans capteur de vitesse d'une machine a induction) Option : Commande électrique. Univ.M'sila , 2007.

[15] Pena Eguiluz Rosendo (Commande algorithmique d'un système mono onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire), Thèse de doctorat en génie électrique, Institut national polytechnique, Toulouse, 2002.

[16] Jogendra. S. T, (High performance sensorless induction moteur drive), Thèse de doctorat, Université de Quebec Chicoutimi, 2006.



Annexe

Paramètres et caractéristiques de la M.AS utilisée en simulation :

A.1 Caractéristiques :

$$P = 4 \text{ KW}$$

$$220/380$$

$$i_{Sn} = 15/8.6A$$

$$f_s = 50\text{Hz}$$

$$\Omega = 1440 \text{ tr/mn}$$

$$C_m = 25 \text{ N.m}$$

A.2 Paramètres:

$$R_S = 1.2 \Omega$$

$$R_R = 1.8 \Omega$$

$$L_S = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_R = 0.1568 \text{ H}$$

$$M = 0.15 \text{ H}$$

$$J = 0.07 \text{ Kg.m}^2$$

$$p = 2$$





رَبِّ أَوْزَعْنِي أَنْ أَشْكُرَ نِعْمَتَكَ
الَّتِي أَنْعَمْتَ عَلَيَّ وَعَلَىٰ وَالِدِي
وَأَنْ أَعْمَلَ صَالِحًا تَرْضَاهُ
وَأَدْخِلْنِي بِرَحْمَتِكَ فِي عِبَادِكَ
الصَّالِحِينَ

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 : Mlle H.Benderradji

Présenté par : Mecheri Brahim & Guesmia Bilal

Thème :

COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ORIENTE DE LA MACHINE A
INDUCTION SANS CAPTEUR DE VITESSE

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à l'étude de la commande vectorielle sans capteur mécanique d'une machine à induction.

Un bon fonctionnement de la commande de la machine nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cella ci peut parvenir par des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles.

Dans ce contextes, notre travail s'appuis sur les deux volets suivants :

- ❖ Elaboration d'une commande vectorielle directes avec un estimateur de flux.
- ❖ Elaboration d'une commande vectorielle avec un observateur de vitesse
« Gopiniath ».

Les performances statique et dynamique de la commande étudiée sont illustrées par des résultats de simulation qui sont satisfaisants.

Mots clés :

Machine asynchrone, commande vectorielle, MRAS, estimateur, observateur de Luenberger, observateur de Gopiniath.