

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE FERHAT ABBAS - SETIF

Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'Electrotechnique

Mémoire de Magister

En Electrotechnique
Option : Machines électriques et leurs commandes

Présenté par
Bakhouche Lemnouer
Ingénieur d'état en électrotechnique

Thème

**Commande par linéarisation entrées-sorties
du couple et du flux de la machine asynchrone**

Soutenu publiquement le 28/04/2009

Devant le jury composé de :

Dr. Rahmani Lazhar	M.C. Université de Sétif	Président
Dr. Hemsas Kamel eddine	M.C. Université de Sétif	Rapporteur
Dr. Khaber Farid	M.C. Université de Sétif	Examineur
Dr. Abedelaziz Mourad	M.C. Université de Sétif	Examineur
Dr. Radjeai Hammoud	M.C. Université de Sétif	Examineur

Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance et mes remerciements à mon promoteur le Dr. **HEMSAS Kamel Eddine**, Maître de Conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Sétif, pour sa disponibilité. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien ce mémoire et toujours d'aller de l'avant. Je lui suis donc redevable d'avoir pu faire un mémoire dans des conditions exceptionnelles.

Je tiens particulièrement exprimer toute ma reconnaissance envers le Dr. **Rahmani Lazhar** Maître de Conférences au département de l'électrotechnique de l'Université de Sétif, pour avoir accepté de présider le jury de ce mémoire, ma reconnaissance à lui aussi en tant que mon ex enseignant.

Mes remerciements vont aussi aux Dr. **Khaber Farid**, Dr. **Abdelaziz Mourad**, Dr. **Radjei Hammoud** Maîtres de Conférences à l'Université de Sétif, qui m'ont fait l'honneur d'être des examinateurs de mon mémoire, pour avoir consacré du temps pour lire, évaluer et examiner ce présent travail. Pour tout cela je leurs exprime ma vive reconnaissance et mon estime.

Je ne peux oublier tous ceux qui ont contribué à ma formation depuis le primaire jusqu'à ce jour.

Dédicaces

A ceux qui m'ont toujours bercé de l'amour et sans leurs soutiens et leurs affections, ce mémoire n'aurait jamais vu le jour, je vous dois beaucoup mes très chers parents.

A mes très chers frères et sœurs qui ont toujours été derrière moi comme un soutien permanent.

A mes beaux frères et leurs familles qui m'ont toujours soutenu

Et à toute ma grande famille, Bakhouche.

A tous mes amis.

Table des matières

Remerciements	ii
Dédicaces	iii
Table des matières	iv
Table des figures	ix
Liste des Symboles	x
INTRODUCTION GENERALE	1
Introduction générale	2
CHAPITRE I	
MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE-ONDULEUR-COMMANDE VECTORIELLE	
1. Introduction	6
2. Classification des machines asynchrones	7
2.1. Machine asynchrone à rotor bobiné	7
2.2. Machine asynchrone à rotor à cage simple	7
2.3. Rotor à double cage	8
2.4. Rotor à encoches profondes	8
3. Modélisation de la machine asynchrone	9
3.1. Hypothèses simplificatrices	9
3.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	9
3.2.1. Au stator	10
A. Equation électrique :	10
B. Equation magnétique	11
3.2.2. Au rotor	11
A. Equation électrique	11
B. Equation magnétique	11
3.2.1. Transformation triphasé biphasé (ou de Concordia)	12
3.2.2. Transformation de Park	13
3.2.3. Equation mécanique	15
3.2.4. Choix du repère	16
3.2.5. Définition des référentiels	16
A. Référentiel fixe par rapport au stator	17
B. Référentiel fixe par rapport au rotor	17
C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant	18
4. Mode d'alimentation	18
4.1. Description de l'onduleur de tension	19
4.2. Commande par modulation de la largeur d'impulsion	20
4.3. Stratégies des MLI. (stratégies triangulo-sinusoïdale)	21
5. Commande vectorielle	22

5.1. Description de la commande -----	22
5.2. Principe de découplage -----	22
5.3. Choix d'un référentiel -----	24
5.3.1. Référentiel lié au flux statorique -----	24
5.3.2. Référentiel lié au flux entrefer -----	24
5.3.3. Référentiel lié au flux rotorique -----	25
5.4. Contrôle vectoriels direct et indirect -----	26
5.5. Contrôle vectoriel direct à flux rotorique orienté alimentation en tension -----	26
5.5.1. Découplage par compensation -----	26
5.5.2. Schéma de principe d'une commande vectorielle -----	28
6. Schéma de simulation Commande-Onduleur-MAS -----	29
6.1. Résultats de simulation -----	30
6.2. Démarrage à vide avec insertion de la charge : -----	30
6.3. Inversion de sens de rotation : -----	31
7. Conclusions -----	33

CHAPITRE II

THEORIES DE LA COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREES-SORTIES

1. Introduction -----	35
2.1. Généralités sur les systèmes linéaires non linéaires -----	36
2.1.1. Systèmes linéaires -----	36
2.1.1. Systèmes non linéaires -----	37
2.2.1. Systèmes asservis -----	37
A. Commande en boucle ouverte (BO) -----	37
B. Commande en boucle fermée (BF) -----	37
a. Chaînes directes -----	38
b. Chaînes de retour -----	38
2.2.2. Performances d'un système asservi -----	38
2.3.1. Commandabilité d'un système -----	39
A. Commandabilité vers 0 -----	39
B. Accessibilité -----	40
2.3.2. Observabilité d'un système -----	40
2.4. Théorie de linéarisation -----	40
2.4.1. Outils mathématiques -----	41
A. Gradient -----	41
B. Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie) -----	41
a. Dérivées de Lie -----	41
b. Crochets de Lie -----	42
C. Difféomorphisme -----	43
4. Degré relatif -----	44
2.4.3. Linéarisation entrée/sortie -----	47

2.4.4. Problème de linéarisation entrée-sortie	49
A. Cas mono-sorti	49
B. Cas Multi sortie	50
2.4.5. Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties	50
A. Mise sous forme canonique :	53
B. Conception du nouveau vecteur de commande	55
2.4.6. Dynamique d'ordre zéro	56
3. Conclusions	57

CHAPITRE III

APPLICATION DE LA COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREE-SORTIE DU COUPLE ET DU FLUX A LA MACHINE ASYNCHRONE

1. Introduction	59
2. Commande par linéarisation entrée sortie	60
2.1. Modèle d'état de moteur asynchrone	60
2.2. Sorties régulées et critères de commande	61
2.3. Degré relatif	61
2.3.1. Degré relatif de couple C_e	62
2.3.2. Degré relatif du flux ϕ_r^2	62
2.4. Forme normale et dynamiques-zéro	63
2.5. Reconstruction de flux rotorique dans le repère (α, β)	66
2.6. Essais de simulation	67
2.6.1. Schéma bloc de la commande par linéarisation entrées-sorties	69
2.6.2. Résultats de simulation	70
A. Démarrage à vide avec introduction de la charge	70
B. Test d'inversion de sens de rotation	71
C. Test de poursuite d'une trajectoire à flux constant	72
3. Etude comparative	74
4. Conclusions	76

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREES-SORTIES SANS CAPTEUR MECANIQUE

1. Introduction	78
2. Principe d'un observateur	79
2.1. Estimateur	79
2.2. Les observateurs	79
3. Observateur adaptatif	81
3.1. Observateur de Luenberger	82
3.2. Détermination de l'observateur de Luenberger	83
3.3. Schéma de l'observateur adaptatif	86
3.4. Simulation	86

3.4.1. Bloc de simulation -----	86
3.4.2. Résultats de simulation : -----	87
A. Démarrage à vide à avec insertion de couple de charge -----	87
B. Test d'inversion de sens de rotation -----	88
C. Test de variation de la vitesse et de charge à flux variable -----	89
4. Conclusions -----	91
CONCLUSIONS GENERALES & PRESPECTIVES -----	92
ANNEXES -----	I
Annexe 1 -----	III
Regulation -----	III
1. Régulateur de vitesse -----	III
2. Régulateur de couple -----	III
3. Régulateur de flux -----	IVV
Annexe 2 -----	VII
Plaque signalétique de la machine asynchrone emploie -----	VII
BIBLIOGRAPHIE -----	VII

Table de figures

- Figure (1.1) : Modèle des enroulements statorique et rotorique de MAS
- Figure (1.2) : Représentation de la machine asynchrone dans un repère biphasé
- Figure (1.3) : transformation de Park
- Figure (1.4) : Schéma de l'alimentation
- Figure (1.5) : Structure équivalente de l'onduleur de tension triphasé
- Figure (1.6) : La modulation sinus-triangulaire pour une phase
- Figure (1.7) : Illustration de l'orientation de flux
- Figure (1.8) : Découplage par compensation
- Figure (1.9) : Schéma d'une commande découplée de i_{sd} et i_{sq}
- Figure (1.10) Schéma d'une commande découplée de φ_r et C_e
- Figure (1.11) : Schéma de principe d'une commande vectorielle
- Figure (1.12) : Schéma de simulation Commande-Onduleur-MAS
- Figure (1.13) : Résultats de simulation de la commande par orientation du flux rotorique avec insertion de la charge
- Figure (1.14) : Résultats de simulation de la commande par orientation du flux rotorique avec inversion de sens de rotation.
- Figure (2.1) : Structure de commande en boucle fermée
- Figure (2.2) : Représentation d'état
- Figure (2.3) : Schéma bloc système linéarisé
- Figure (2.4) : Dynamique du système linéarisé.
- Figure (2.5) : Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.
- Figure (3.1) : Commande par linéarisation entrée-sortie
- Figure (3.2) : Régulation de couple de référence
- Figure (3.3) : Schéma bloc de la commande par linéarisation
- Figure (3.4) : Test de démarrage à vide avec introduction de la charge.
- Figure (3.5) : Test d'inversion de sens de rotation
- Figure (3.6) : Test de poursuite d'une trajectoire
- Figure (3.8) : Comparaison entre la commande par linéarisation entrée-sortie et commande vectorielle.
- Figure (4.1) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état
- Figure (4.2) : Schéma de principe de l'observateur adaptatif.

Figure (4. 3) : Représentation de l'observateur adaptatif.

Figure (4, 4) : Schéma de commande sans capteur mécanique

Figure (4. 5) : Test de démarrage à vide insertion de charge

Figure (4.6) : Test d'inversion de sens de rotation.

Figure (4. 7) : Test de variation de la vitesse et du flux en charge

Liste des Symboles

- x : Vecteur d'état.
- s, r : Indices indiquant le stator et le rotor respectivement.
- a, b, c : Indices indiquant les trois phases du moteur asynchrone.
- α, β : Indices indiquant le repère fixe lie au stator de la machine asynchrone.
- d, q : Indices indiquant le repère $d - q$ tournant avec le flux du rotor.
- x, y : Indices indiquant le repère $x - y$ tournant avec le champ tournant.
- Φ_{sabc}, Φ_{rabc} : Flux crée par les trois phases statorique et rotorique.
- i_{sabc}, i_{rabc} : Courants des trois phases statorique et rotorique.
- u_{sabc}, u_{rabc} : Tensions des trois phases statorique et rotorique.
- $\Phi_{s\alpha\beta}, \Phi_{r\alpha\beta}$: Flux crée par le statorique et le rotorique dans le repère $\alpha - \beta$.
- $i_{s\alpha\beta}, i_{r\alpha\beta}$: Courants statorique et rotorique dans le repère $\alpha - \beta$.
- $u_{s\alpha\beta}, u_{r\alpha\beta}$: Tensions statorique et rotorique dans le repère $\alpha - \beta$.
- $\hat{\Phi}_{s\alpha\beta}, \hat{\Phi}_{r\alpha\beta}$: Flux statorique et rotorique estimés dans le repère $\alpha - \beta$.
- ϕ_r^2 : Nome du flux.
- i_{sxy}, i_{rxy} : Courant statorique et rotorique équivalents dans le repère $x - y$.
- u_{sxy}, u_{rxy} : Tension statorique et rotorique équivalents dans le repère $x - y$.
- Φ_{sxy}, Φ_{rxy} : Flux statorique et rotorique équivalents dans le repère $x - y$.
- R_s, R_r : Résistance statorique et rotorique.
- L_s : Inductance propre de la phase du stator.
- L_r : Inductance propre de la phase du rotor.
- M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase de stator et de rotor.
- M : Inductance mutuelle équivalente.
- Ω : Vitesse mécanique de la machine en (rad/s).
- Ω_s, Ω_r : Vitesse statorique et rotorique.
- θ : Position angulaire du rotor par rapport au stator.
- θ_s : Position angulaire du repère (d, q) par rapport au stator.
- θ_r : Position angulaire du repère (d, q) par rapport au rotor.

P	: Nombre de pair de pôles.
C_e	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
C_d	: Couple de démarrage.
g	: Glissement.
f	: Coefficient de frottement visqueux.
J	: Moment d'inertie du rotor.
δ	: Coefficient de dispersion.
s	: Opérateur dérivé de Laplace.
T_r	: Constante de temps du rotor.
T_s	: Constante de temps du stator.
w_e	: Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.
$L_f h$: Opérateur de Lie de la fonction h dans la direction f .
∇	: Gradient.
r_i	: Degré relatif.
N	: Ordre de système.
$D(x)$: Matrice de découplage.
$[L]$: Matrice de gain.
e	: Erreur d'estimation d'état.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Historiquement, Le moteur à courant continu est introduit dans la plupart d'équipements industriels, car leur structure linéaire en facilitait la commande. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont orienté les chercheurs vers l'entraînement équipé des machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone) [28].

L'immense utilisation de la machine asynchrone dans de nombreuses applications industrielles ou grand public est justifiée par sa robustesse, son faible coût, ses performances et la facilité d'entretien. Cependant sa commande reste un défi relevé aux communautés scientifiques, afin d'optimiser et de maîtriser la machine dans les entraînements à vitesse variable. La difficulté réside dans sa grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Le modèle mathématique du moteur est non linéaire, ses variables d'états ne sont pas toutes mesurables et les paramètres peuvent varier durant le fonctionnement.

Le domaine de la commande a connu un essor rapide dans les années 70s, pour quelle sera saturée à la fin de cette décennie, mais le développement récent de l'électronique de puissance d'une part et des techniques numériques avec le lancement des nouveaux DSP (Digital Signal Processor) qui permettent l'implantation des algorithmes numérique très sophistiqué.

Les progrès de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans les applications à faibles puissances. Conjointement à ces avancées technologiques, la communauté scientifique a développé diverses approches de commande pour maîtriser en temps réel le flux et le couple des machines électriques. A titre d'exemple, nous citons la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple connu sous le nom DTC (Direct torque control) et la commande par linéarisation qui nous intéresse dans le présent travail. Cette dernière, a été développée vers la fin des années 70s par Hirschorn, elle n'a été appliquée aux moteurs électriques que vers la fin des années 80s [46] [28].

La commande scalaire consiste à imposer à la machine le module de la tension ou du courant statorique ainsi que la fréquence statorique [15] [27]. Le contrôle vectoriel est plus

complexe à réaliser mais qui présente des performances plus élevées que le contrôle scalaire [9] qui perd le découplage à la basse vitesse.

La commande vectorielle dite par orientation du flux rotorique introduite par Blaschke dans les années 70s, consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor. Par cette transformation non-linéaire et en maintenant le flux du rotor constant on arrive à assurer le découplage entre la vitesse et le flux de la machine. Elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui de la machine à courant continu. Trois méthodes de découplage existent : régulation du flux statorique, flux rotorique et flux d'entrefer du moteur asynchrone. L'inconvénient de cette commande est le fonctionnement en mode survitesse où le découplage sera perdu [9].

La commande directe de couple dite DTC proposée par Takahashi et Noguchi en 1986, est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension, qui permet de sélectionner le vecteur spatial de la tension statorique [9]. Cependant, cette commande conduit à des oscillations de couple [1].

La commande non-linéaire par linéarisation est une autre alternative pour découpler la commande de la machine asynchrone tout en assurant une linéarisation parfaite quelque soit les profils des trajectoires imposés au système. Les techniques de la commande non-linéaire sont basées sur la théorie de la géométrie différentielle [37], Parmi ces techniques, la technique de linéarisation aux sens des entrées-états et entrées-sorties sont les plus importantes [8], [14], [19], [20], [21], [23], [30], [31], [50].

Plusieurs travaux [1], [3], [4], [10], [11], [12], [24], [25], [34], [43], [46], [55] ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux au temps de réponse en couple, et à la robustesse paramétrique. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire.

Le but de ce mémoire est de rappeler le principe de la commande par linéarisation entrées-sorties en premier lieu, application au moteur asynchrone et montre les avantages de cette commande élaborée par rapport à celle de la commande vectorielle conventionnelle. Cette technique généralise les commandes de type vectoriel tout en assurant le découplage et la linéarisation des relations entrées-sorties.

La commande non-linéaire suppose que la totalité du vecteur d'état est mesurable. Cependant, seuls les courants et les tensions statoriques qui sont mesurables. Les états non

mesurables seront reconstruits par un observateur reposé sur un modèle de comportement de la machine. Ce dernier s'appuie notamment sur des techniques d'estimation basées sur le système adaptatif à modèle de référence (MRAS), Notre observateur ainsi élaboré utilise les tensions et les courants pour reconstruire les états non accessibles.

Afin d'atteindre les objectifs fixés par le cahier des charges, notre travail est architecturé comme suit:

Dans le premier chapitre, après une brève description de la constitution de la machine asynchrone, nous présentons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans les différents repères. Le modèle de la machine dans le repère lié au flux rotorique sera exploité pour déterminer la commande dite commande par orientation du flux rotorique alimentée par un onduleur de tension, dite aussi vectorielle. Le système obtenu dans ce chapitre onduleur–commande-machine sera simulé afin de tester ses performances.

Le deuxième chapitre sera consacré aux notions mathématiques qui servent à la compréhension de la technique de linéarisation entrée-sortie. Les étapes à suivre afin de transformer la dynamique du système non linéaire d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation des coordonnées sans perdre sa dynamique originale seront étalés par la suite.

Le troisième est une application de la technique présentée au deuxième chapitre, tel que, nous allons concevoir un contrôleur non linéaire basé sur la technique de linéarisation aux sens des entrées-sorties afin de réguler le flux et le couple électromagnétique (obtenu par vitesse), nous simulerons le système pour tester l'efficacité de la commande développée au découplage flux/couple. Enfin une étude comparative entre les deux commandes présentées précédemment.

Le dernier chapitre, le quatrième, reprend la commande non linéaire développée dans le chapitre trois, mais cette fois, par l'introduction d'un observateur dit "de Luenberger basé sur un schéma d'adaptation de vitesse", et des résultats de simulations seront présentés pour tester l'efficacité de cet observateur.

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE-ONDULEUR- COMMANDE VECTORIELLE

1. Introduction

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola tesla en 1890, quand il découvrit les champs magnétique tournants engendrés par un système de courants polyphasés.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

La modélisation est une étape très importante et nécessaire, que soit pour étudier les comportements ou/et élaborer des commandes des différentes types des machines (à courant continu DC ou alternatif AC).

Dans ce chapitre, nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Clarke et de Park, en se basant sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques) qui gèrent la machine dans chaque repère. En suite nous décrivons l'alimentation qui sera par l'onduleur de tension, contrôle par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion, PWM Pulse Width Modulation en anglais). Enfin nous présentons une technique de commande qui consiste à réécrire les équations du modèle obtenu dans un référentiel lié au flux rotorique (qui est nommée commande vectorielle direct à flux rotorique orienté alimenté en tension), puis nous effectuons la simulation pour valider le système onduleur-commande-machine, et étudier le comportement du système dans les deux modes de fonctionnement (vide et en charge).

2. Classification des machines asynchrones

La classification des machines asynchrones peut être effectuée en examinant la morphologie du rotor, on peut citer :

2.1. Machine asynchrone à rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué des disques empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles, sont théoriquement parallèles à l'axe du moteur, mais, en fait, légèrement inclinées par rapport à cet axe de façon à réduire certaines pertes dues aux harmoniques.

Les extrémités de l'enroulement rotorique sont reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires qui permettent des réglages de couple ou de vitesse par exemple.

2.2. Machine asynchrone à rotor à cage simple

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium.

On démontre que, si le nombre de barres N_b est suffisamment grand (soit, en pratique, $(N_b \geq 8p)$), la cage se transforme automatiquement en un circuit polyphasé de polarité adéquate.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est d'un prix de revient inférieur et à une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue, et de loin, la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones en service.

Son inconvénient majeur est qu'il ne permet pas d'insérer un rhéostat et qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et couple faible). Pour remédier à cette situation ont été développés deux autres types de rotor (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

2.3. Rotor à double cage

Le rotor comporte deux cages coaxiales :

- l'une (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze), externe, à résistance relativement élevée, est placée près de l'entrefer ;
- l'autre (en cuivre), interne, de plus faible résistance, est noyée dans le fer, ayant ainsi une inductance de fuites supérieure à la première.

Au démarrage, le courant rotorique, de fréquence égale à la fréquence f du réseau d'alimentation, se répartit de façon inversement proportionnelle aux réactances des cages, qui sont alors grandes devant les résistances. Dans ces conditions, c'est la cage externe qui est parcourue par le maximum de courant ; sa relativement forte résistance réduit l'appel de courant et accroît le couple.

Au contraire, lorsque le moteur atteint son régime nominal de fonctionnement, normalement caractérisé par un faible glissement g et une fréquence basse f_g , ce sont les résistances qui contrôlent la répartition du courant, ce qui favorise la cage interne de faible résistance.

On peut, ainsi, obtenir des couples de démarrage C_d de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage.

2.4. Rotor à encoches profondes

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé.

On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique.

- lors du démarrage, la réactance, qui croît avec la profondeur, tend à imposer aux lignes de courant de se concentrer près de la périphérie et à leur assigner ainsi une section de conducteur réduite et une résistance accrue ;
- en revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance.

Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension et à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et, bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important.

Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche).

3. Modélisation de la machine asynchrone

3.1 Hypothèses simplificatrices

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses :

Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé.

Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié à la terre (isolé).

Ces choix signifient entre autres que :

Les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes, il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

3.2. Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

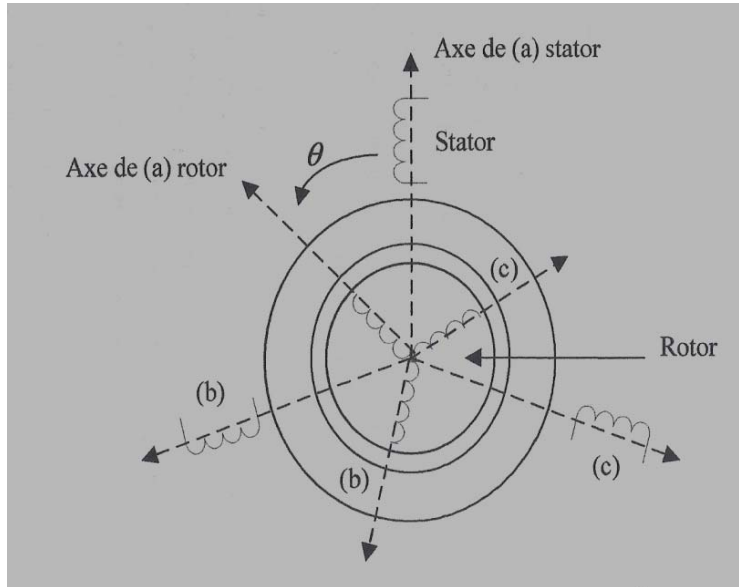


Figure (1.1) : Modèle des enroulements statoriques et rotoriques d'une MAS [1]

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure (1. 1). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire :

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

3.2.1. Au stator

L'écriture matricielle condensée pour les trois phases statorique est résumé par ces écritures:

A. Equation électrique

$$[u_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (1. 2)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases: $R_{as} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$

B. Equation magnétique

$$[\varphi_{sabc}] = [l_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (1.4)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

3.2.2. Au rotor

A. Equation électrique

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (1.6)$$

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

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

De même :

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

B. Equation magnétique

$$[\varphi_{rabc}] = [l_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (1.8)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Sachant que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

La résolution analytique du système d'équations (1.3) et (1.7) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice varient en fonction du temps. Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

3.2.1. Transformation triphasé biphasé (ou de Concordia)

Comme le montre la figure (1.2), cette transformation permet de reproduire l'état magnétique créé par le système triphasé au moyen d'un système biphasé équivalent.

En effet, les grandeurs statoriques triphasées liées au repère (a_s, b_s, c_s) , décalées de 120° , sont amenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (α_s, β_s) en quadrature de phase. De même, les grandeurs rotorique triphasées liées à (a_r, b_r, c_r) , décalées de 120° sont ramenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (α_r, β_r) en quadrature de phase. Le système (α_s, β_s) est décalé d'un angle θ par rapport à (α_r, β_r) .

Mathématiquement, la transformation des courants statorique, par exemple, est décrite par la relation matricielle suivante :

$$i_{\alpha\beta s} = [T_{\alpha\beta}] i_{sabc}$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{o s} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$$

La composante homopolaire est nulle pour un neutre non lié.

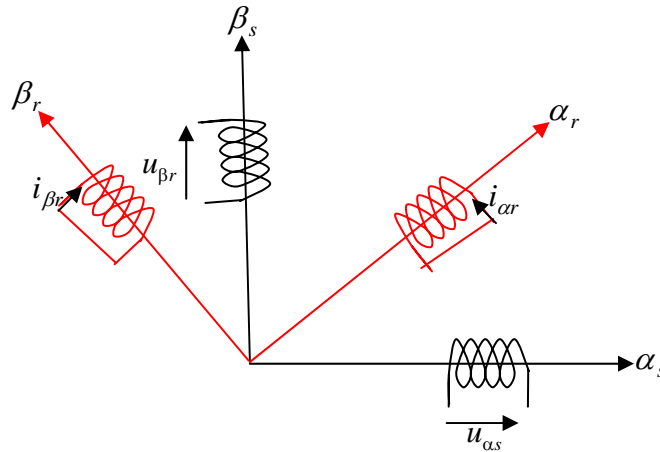


Figure (1. 2) : Représentation de la machine asynchrone dans un repère biphasé

La transformation triphasé-biphasé, dite aussi transformation de Concordia, est orthonormée, c'est-à-dire que son inverse est simplement égal à sa transposée :

$$[T_{\alpha\beta}]^{-1} = [T_{\alpha\beta}]^T \quad (1. 11)$$

Cette transformation assure la conservation de la puissance instantanée, ce qui donne :

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (1. 12)$$

La transformation, dite de Clark, si :

$$K = \frac{2}{3} \quad (1. 13)$$

La transformation de Clark est applicable aussi bien au stator qu'au rotor.

3.2.2. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère dq est toujours fixe par rapport au repère abc figure (1. 3), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

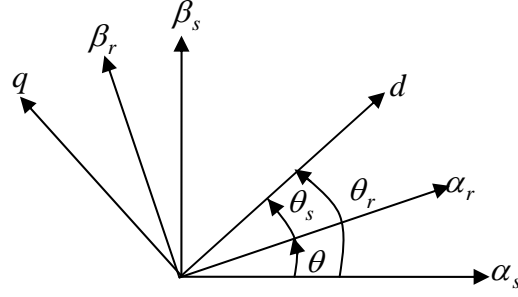


Figure (1. 3) : Transformation de Park

Revenons au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques), il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations figure (1. 3). Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Les grandeurs de stator sont transformées :

$$[x_{s\alpha\beta}] = P(\theta_s)[x_{sdq}] \quad (1. 14)$$

et les grandeurs de rotor également :

$$[x_{r\alpha\beta}] = P(\theta_r)[x_{rdq}] \quad (1. 15)$$

Les équations aux tensions deviennent

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{coor} \\ \omega_{coor} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1. 16)$$

$$\begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{coor} - \omega_r) \\ (\omega_{coor} - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1. 17)$$

L'écriture des flux devient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1. 18)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (1. 19)$$

Ou :

$$L_s = l_s - M ; L_r = l_r - M ; M = \frac{3}{2}m ; \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ; \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} ; \omega_{coord} = \frac{d\theta}{dt}.$$

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

3.2.3. Equation mécanique

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

$$C_e - Cr = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (1. 20)$$

Expressions du couple électromagnétique et de puissance

Nous avons exprimé les équations de la machine mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales.

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par le dérivé de l'expression de la co-énergie. Elle s'écrit :

$$C_e = \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{geo}} = p \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (1. 21)$$

Avec w_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

$$\theta_{gio} = \frac{\theta_{ele}}{p}$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$p(t) = p[u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq}] \quad (1. 22)$$

Le système étant équilibre, il vient :

$$p(t) = p[u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq}] \quad (1. 24)$$

En remplaçant v_{sd} et v_{sq} par leurs expressions, il vient :

$$P(t) = pR_s[i_{sd}^2 + i_{sq}^2] + p\left[i_{sd} \frac{d}{dt}\varphi_{sq} + i_{sq} \frac{d}{dt}\varphi_{sd}\right] + p\omega_s[\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}] \quad (1. 25)$$

Maintenant, remplaçant cette dernière expression est composée de trois parties :

Le terme $pR_s[i_{sd}^2 + i_{sq}^2]$ représente les pertes joules rotorique, le terme $p\left[i_{sd}\frac{d}{dt}\Phi_{sq} + i_{sq}\frac{d}{dt}\Phi_{sd}\right]$ représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée, et le terme $p\omega_s[\Phi_{sd}i_{sq} - \Phi_{sq}i_{sd}]$ représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \omega_s \quad (1.26)$$

On obtient :

$$C_e = p[\Phi_{sd}i_{sq} - \Phi_{sq}i_{sd}] \quad (1.27)$$

Et avec les grandeurs rotorique on obtient :

$$C_e = p[\Phi_{rq}i_{rd} - \Phi_{rd}i_{rq}] \quad (1.28)$$

Ou avec les courants :

$$C_e = pM[i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}] \quad (1.29)$$

Ou :

$$C_e = p\frac{M}{L_r}[\Phi_{rd}i_{sq} - \Phi_{rq}i_{sd}] \quad (1.30)$$

3.2.4. Choix du repère

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (dq) qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est à dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère (dq) au stator au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère (dq) est le repère mobile c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θ_s et θ_r afin d'effectuer les rotations.

3.2.5. Définition des référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe dq qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux.

- Référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta = 0)$
- Référentiel tournant des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta = \theta_s)$
- Référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta = \theta_r)$

Avec l'angle θ : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.

A. Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

Dans ce cas :

$$\theta = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow \alpha \\ q \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\omega_{coord} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

$$\begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

Dont ce modèle les tensions, des grandeurs sinusoïdales et les courants des grandeurs réels.

Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.

B. Référentiel fixe par rapport au rotor

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

Dans ce cas :

$$\theta = \theta_r \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow x \\ q \rightarrow y \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_{coord} = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

$$\begin{bmatrix} u_{rx} \\ u_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

C. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\theta = \theta_s \Leftrightarrow \begin{cases} d \rightarrow d \\ q \rightarrow q \end{cases}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_{\text{coor}} = \omega_s, \omega = \omega_{\text{coor}} - \omega_r = \omega_s - \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$\begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

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

Suite à l'application de la transformation de Park, les grandeurs physiques : flux, courant, tension, ne sont plus alternatives, mais elles deviennent continues. La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel (d, q) nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards: machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage, machine synchrone à pôles lisses ou à pôles saillants, machines à aimant permanent et machine à réluctance.

4. Mode d'alimentation

Dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés (Injectés) dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique, comme il est représenté dans la figure (1. 4).

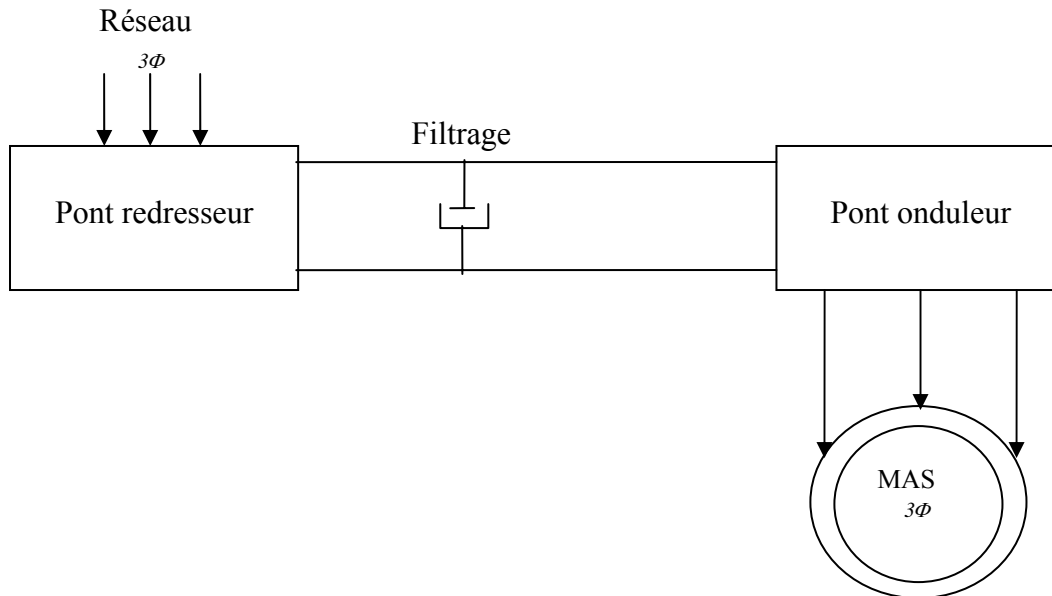


Figure (1. 4) : Schéma de l'alimentation

4.1. Description de l'onduleur de tension

Un onduleur comporte six éléments commandables à l'allumage et à l'extinction, placés en antiparallèle avec une diode figure (1. 5).

L'onduleur est alimenté par une source de tension qui est un redresseur avec un circuit de filtrage, que nous symbolisons par deux points portés aux potentiels $E/2$ et $-E/2$ par rapport au point « O ». Le rotor de la machine est en court-circuit, et le stator est couplé en étoile sans neutre.

Chaque demi-bras de l'onduleur se compose de deux interrupteurs en série avec leur point commun relié par une diode au milieu de la source continue. Le sens de la diode dépend de la polarité du demi-bras.

Une diode en inverse sur chaque interrupteur pour assurer la circulation du courant pendant la phase de roue libre. L'amplitude de la tension aux bornes de chaque semi-conducteur est limitée $\frac{1}{2}E$ de la source majorée de la surtension due à la commutation des interrupteurs. Les potentiels des bornes 1, 2, 3 peuvent prendre les trois valeurs $+E, 0, -E$ d'où l'appellation onduleur triphasé trois états [7].

La figure (1. 5) présente une structure équivalente l'onduleur triphasé trois états dans laquelle les fonctions des semi-conducteurs sont symbolisées par des interrupteurs, dans ce cas, le schéma équivalent est constitué de six interrupteurs bidirectionnels.

Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant.

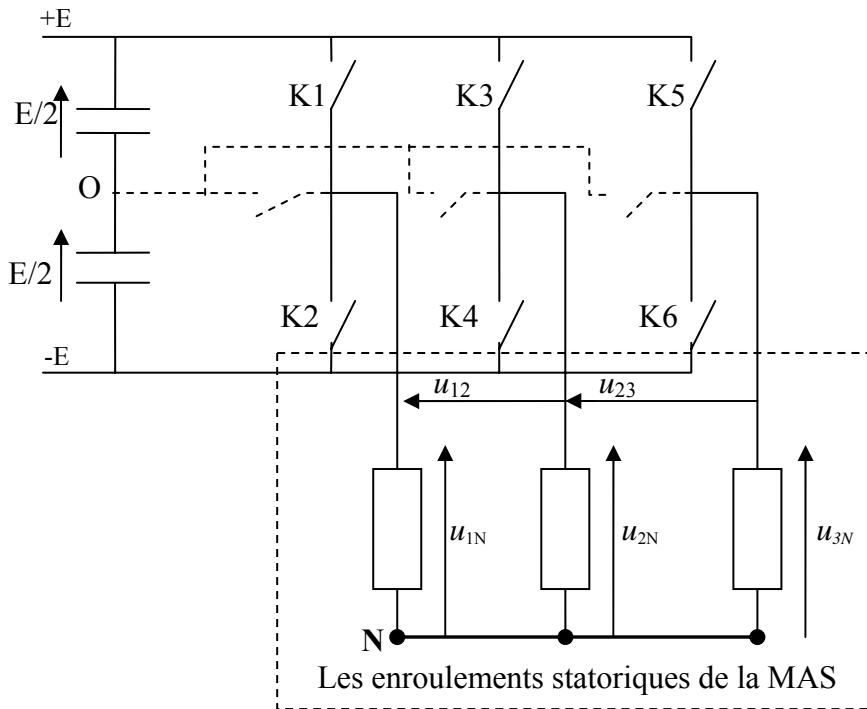


Figure (1. 5) : Structure équivalente de l'onduleur de tension triphasé

4.2. Commande par modulation de la largeur d'impulsion

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou les courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I.) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe ; en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de la fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

La méthode de contrôle par M. L. I. à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdal.

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à M. L. I. présente deux avantages importants à savoir [49].

- Repousser vers des fréquences les plus élevées les harmoniques de la tension, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la sortie.

L'essor de la M. L. I. est lié au progrès des semi-conducteurs de puissance, l'augmentation du nombre de commutation entraînerait des pertes excessives si on n'avait pas réussi à réduire les pertes à chacune des commutations.

4.3. Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoidale)

Fondamentalement, les méthodes de modulation de largeur d'impulsion ont comme principe d'échantillonnage du signal qui contient l'information devant être transmise, et qui se nomme « signal modulant ». Cette information est ensuite convertie en une série d'impulsions dont la largeur est définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage.

Quatre catégories de M. L. I. ont été développées [13].

- Les modulations sinus-triangulaire effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire. Comme la montre la figure (1. 6) et qui sera utilisée pour la simulation pour la suite de travail.
- Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes de spectre fréquentiel.
- Les modulations postcalculées encore appelées M. L. I. régulières symétriques ou M. L. I. vectorielle dans lesquelles les angles de commutations sont calculés en lignes.

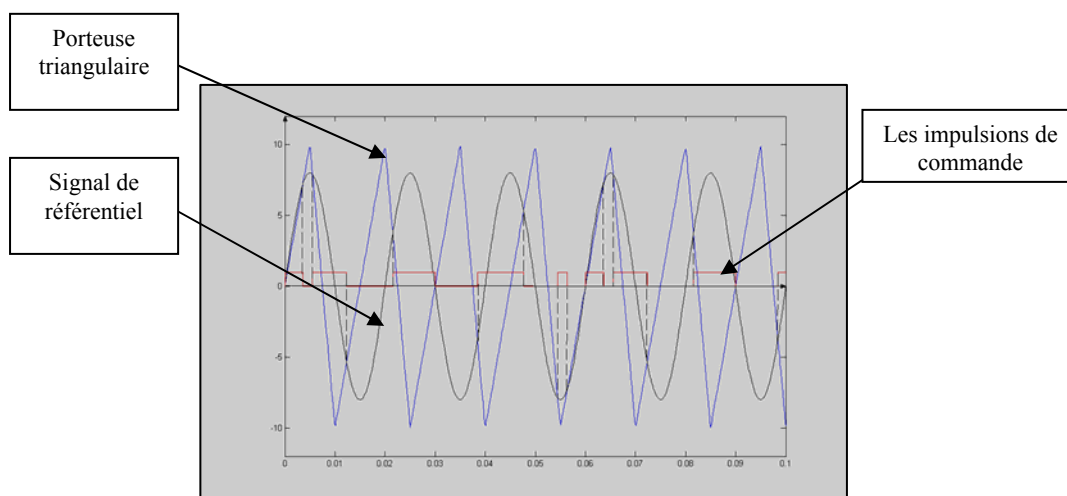


Figure (1. 6) : La modulation sinus-triangulaire pour une phase

5. Commande vectorielle

5.1. Description de la commande

La commande vectorielle introduite par Blaschke (1972) fût la première technique capable de doter la machine asynchrone de nouvelles performances au moins comparables à celle de la machine courant continue [1]. Cette technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor. Par cette transformation non-linéaire, il suffit de maintenir le flux du rotor constant pour assurer le découplage entre la vitesse et le flux de la machine. Dans [9] trois méthodes proposées pour découpler la commande dans le cas de la régulation du flux du stator, flux du rotor et flux d'entrefer du moteur asynchrone.

5.2. Principe de découplage

Le principe de la commande vectorielle ou commande par flux orienté consiste à réaliser un découplage ‘‘efficace’’ entre les deux variables principales de la machine asynchrone soient le couple et le flux dont l’interdépendance est montrée dans l’équation du couple (1. 30) [1]. La commande par orientation du flux est basée sur une orientation du repère tournant (T) d’axes (d, q) tels que l’axe d soit confondu avec la direction du flux comme le montre la figure (1. 7)

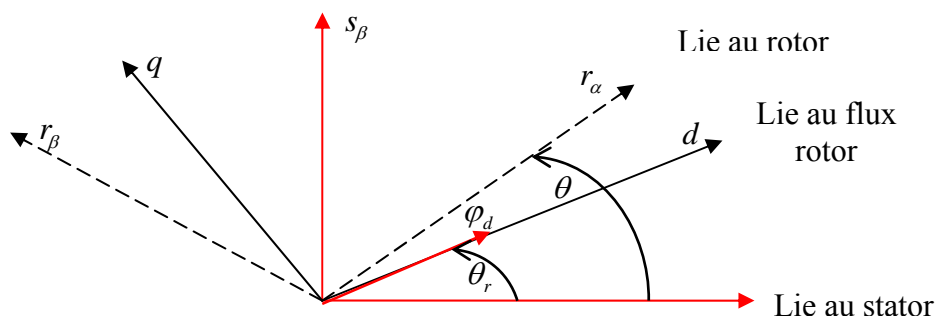


Figure (1. 7) : Illustration de l’orientation de flux

Cette technique repose sur le choix d’un repère de référence [26], [35], lie au flux rotorique. Son objectif d’avoir le couple électromagnétique est proportionnel au courant statorique de la machine.

Ce découplage est réalisé par décomposition i_{sd} suivant le flux rotorique et i_{sq} en quadrature avec le flux [9]. Donc ce réglage de couple est similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparé. Dans le but de contrôler le couple électromagnétique et par conséquent la vitesse mécanique de la machine. Dans cet optique et tel que rapporté dans [11], [46], on doit tout d'abord effectuer la transformation non-Linéaire des variables d'états suivante (de Concordia vers Park):

$$\Theta = a \tan \left(\frac{\Phi_{ra}}{\Phi_{r\beta}} \right) \quad (1.37)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Theta & \sin \Theta \\ -\sin \Theta & \cos \Theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

Donc, nous obtenons :

$$\begin{cases} i_{rd} = i_{sa} \cos \Theta + i_{s\beta} \sin \Theta \\ i_{rq} = i_{s\beta} \cos \Theta - i_{sa} \sin \Theta \end{cases} \quad (1.39)$$

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_{sa} \cos \Theta + \Phi_{s\beta} \sin \Theta \\ \Phi_{rq} = \Phi_{s\beta} \cos \Theta - \Phi_{sa} \sin \Theta \end{cases} \quad (1.40)$$

$$\begin{cases} u_{rd} = u_{sa} \cos \Theta + u_{s\beta} \sin \Theta \\ u_{rq} = u_{s\beta} \cos \Theta - u_{sa} \sin \Theta \end{cases}$$

Modèle de la machine dans le référentiel lie au champ tournant est donné par :

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{K}{T_r} & p\Omega K \\ -\omega_s & -\gamma & -p\Omega K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - p\Omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}; u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}.$$

Ainsi, l'expression de couple électromagnétique dans le repère (d, q) d'après (1.30), il devient :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{rd})$$

Les grandeurs à contrôler sont le couple électromagnétique et le module du flux rotorique qui s'expriment respectivement par :

$$\begin{cases} Ce = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{rd}) \\ \varphi_r = \sqrt{\varphi_{rq}^2 + \varphi_{rd}^2} \end{cases}$$

Pour une approche linéaire classique, la difficulté réside dans la non-linéarité en la sortie. La commande vectorielle contourne cette difficulté par des hypothèses d'orientation du flux, c'est-à-dire le choix d'un référentiel.

5.3. Choix d'un référentiel

Le choix s'effectue selon l'un des flux de la machine, qui vérifie le degré de découplage entre le flux et le couple.

5.3.1. Référentiel lié au flux statorique

ω_s est la vitesse de rotation du flux statorique, et celles des axes de référence, le flux statorique φ_s est orienté sur l'axe d , donc :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{sq} = 0$$

Le couple et le flux ont pour expressions :

$$Ce = p \varphi_{sd} i_{sq} \quad (1.41)$$

$$\frac{1}{L_s} \left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) \varphi_{sd} = \left(1 + \delta T_r \frac{d}{dt} \right) I_{sd} - (\omega_s - \omega) \delta T_r i_{sq} \quad (1.42)$$

Ce référentiel ne permet pas un découplage entre les deux axes dq ($\varphi_s = \varphi_{sd}$ dépend des deux composantes de courant statorique i_{sd} et i_{sq}).

5.3.2. Référentiel lié au flux entrefer

ω_e est la vitesse du flux commun dans l'entrefer de composantes :

$$\varphi_{sde} = M (i_{sd} + i_{rd})$$

$$\varphi_{sqe} = M (i_{sq} + i_{rq})$$

Le repère est choisi de manière à ce que l'axe d soit confondu avec le flux de l'entrefer et par suite :

$$\varphi_{sde} = \varphi_e \text{ et } \varphi_{sqe} = 0 \text{ d'où } i_{sq} = -i_{sd}$$

Le couple et le flux sont exprimés respectivement par les relations suivantes :

$$Ce = p \varphi_{sde} i_{sq} \quad (1.43)$$

$$\frac{1}{M} \left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) \varphi_{sde} = \left(1 + \delta T_r \frac{d}{dt} \right) I_{sd} - (\omega_{se} - \omega) \delta T_r i_{sq} \quad (1.44)$$

Ce référentiel ne permet pas un découplage nature entre les deux axes dq ($\varphi_{se} = \varphi_{sde}$ dépend des deux composantes de courant statorique i_{sd} et i_{sq}).

5.3.3. Référentiel lié au flux rotorique

ω_r est la vitesse de rotation de flux rotorique et du système de référence dq , l'axe d étant selon le flux rotorique.

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{rq} = 0$$

A- Expressions de couple est donné par :

$$Ce = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (1.45)$$

B- Le flux rotorique s'écrit :

$$\left(1 + T_r \frac{d}{dt} \right) \varphi_{rd} = M I_{sd} \quad (1.46)$$

$$\omega_r = \omega + \frac{M}{i_{sq}} T_r \varphi_{rd} \quad (1.47)$$

Ce référentiel permet un découplage nature entre les deux axes dq .

Si φ_{rd} est maintenu constant, dans ce repère lié au flux rotorique, on remarque que:

- L'expression de couple produit par la machine à induction est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu a excitation séparée (relation linéaire entre le couple électromagnétique et le courant i_{sq}).
- Il y a un grand couplage entre la composante du courant statorique i_{sq} et la tension u_{sd} et la composante i_{sd} et la tension u_{sq} .
- La liaison du repère (d, q) avec le champ tournant est assurée par l'autopilotage de la machine.

Les équations d'états s'écrivent donc dans ce nouveau référentiel comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\gamma i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{K}{T_r} \Phi_r + \frac{1}{\delta L_s} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - pK \omega_s \Phi_r + \frac{1}{\delta L_s} u_{sq} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ 0 = \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega) \Phi_r \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \end{array} \right. \quad (1.48)$$

5.4. Contrôle vectoriels direct et indirect

Il existe des grande familles de commande vectorielle [39] :

- Dans le contrôle vectorielle directe, l'angle de Park θ est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituées à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r .
- En ce qui concerne le contrôle vectorielle indirecte, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

5.5. Contrôle vectoriel direct à flux rotorique orienté alimentation en tension

L'alimentation est imposée par deux tensions de référence complètement découplées à l'entrée de la commande de l'onduleur, en analysant la relation (1.48) du modèle d'état de la MAS écrit dans le référentiel rotorique, on constate un fort couplage entre les deux axes dq . Il devient nécessaire de réaliser un découplage entre ses deux axes, plusieurs techniques peuvent être utilisées afin d'assure le découplage[9], [18], [46]. Dans le présent travail nous utilisons de découplage par compensation.

5.5.1. Découplage par compensation

Pour compenser ces non-linéarités, on élimine les termes causant le couplage en définissant deux nouvelles variables de commande u_{sd} et u_{sq} telles que:

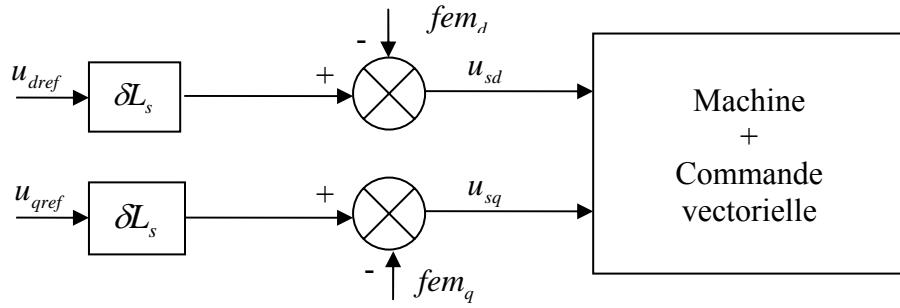


Figure (1. 8) : Découplage par compensation

$$\begin{cases} u_{dref} = fem_d + u_{sd} \\ u_{qref} = fem_q + u_{sq} \end{cases} \quad (1.49)$$

Avec $fem_d = \omega_s \sigma L_s I_{sq} + \frac{M}{L_r^2} R_r \Phi_r$.

Et $fem_q = -\omega_s \sigma L_s I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} I_{sq}$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées [46] :

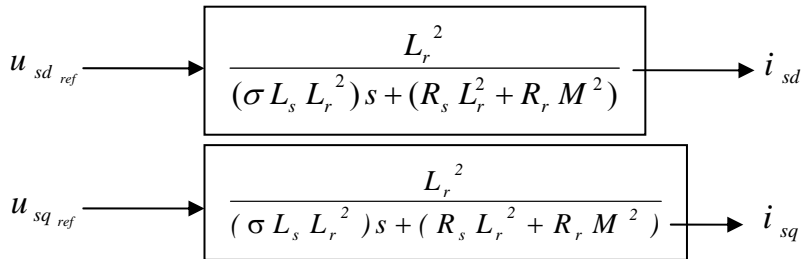


Figure (1. 9) : Schéma d'une commande découplée de i_{sd} et i_{sq}

Le couple et le flux sont découplés par les expressions de la figure suivante :

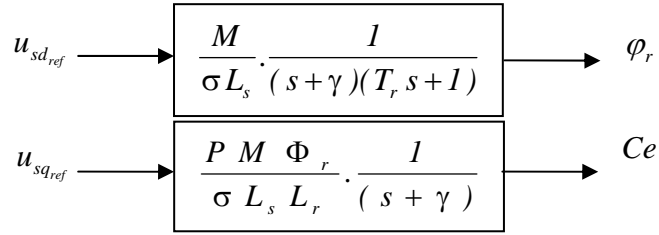


Figure (1.10) Schéma d'une commande découplées de φ_r et C_e

5.5.2. Schéma de principe d'une commande vectorielle

A partir de modèle du moteur (1. 48) et les équations de découplage données ci-dessus, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux orienté sur l'axe d [18].

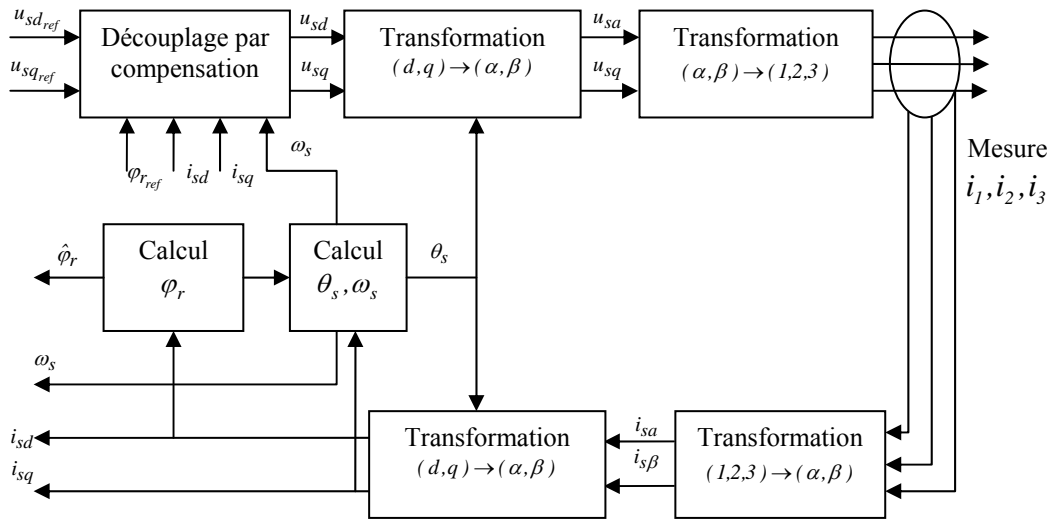


Figure (1. 11) : Schéma de principe d'une commande vectorielle

6. Schéma de simulation Commande-Onduleur-MAS

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique alimenté par un onduleur de tension est représenté par la figure (1. 12).

Des régulateurs de type PI sont employés pour contrôler le flux, la vitesse et le couple. Les paramètres de la machine nous permettent de calculer les valeurs des différents coefficients des régulateurs employés (voir Annexe 1).

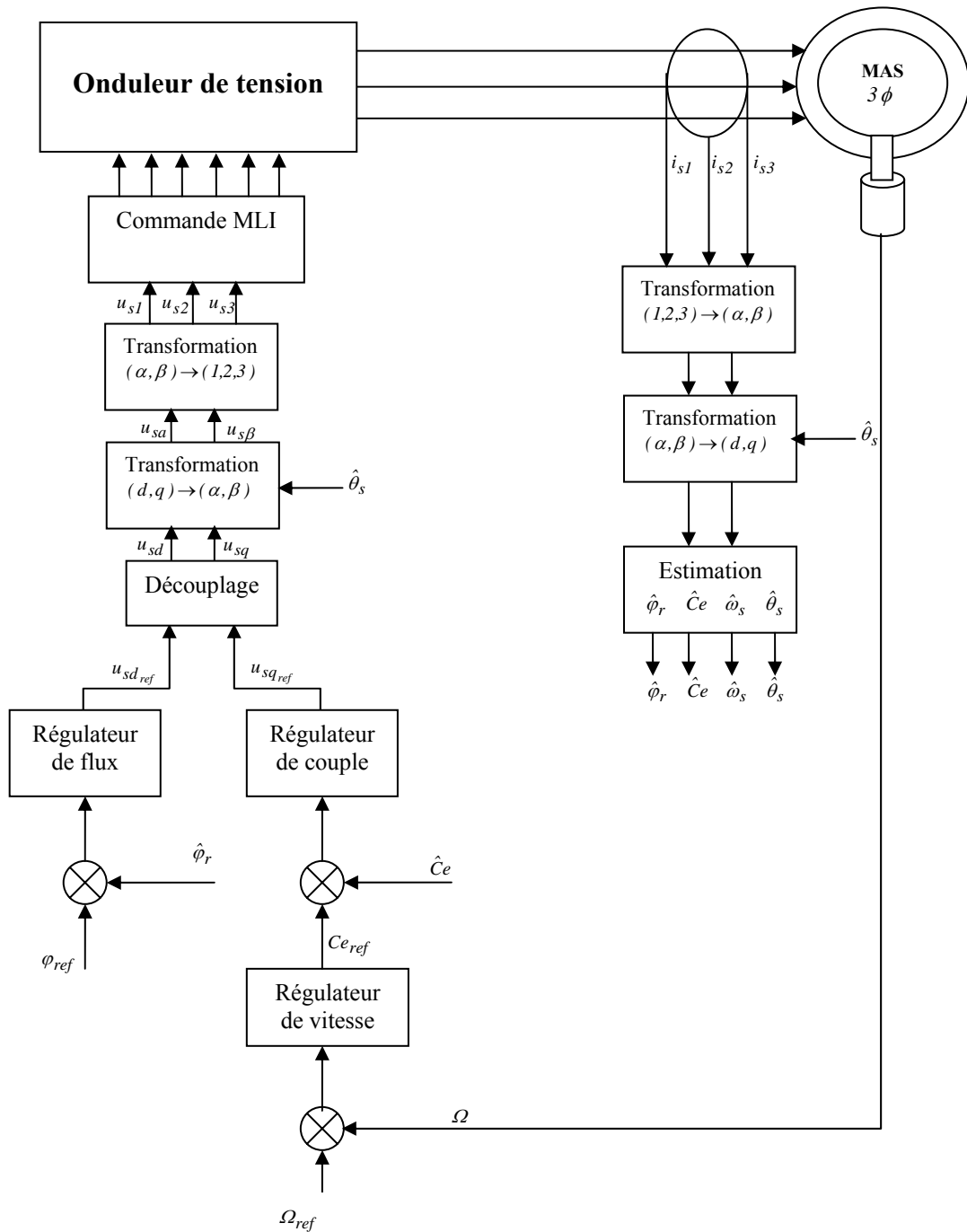


Figure (1. 12) : Schéma de simulation Commande-Onduleur-MAS

6.1. Résultats de simulation

6.2. Démarrage à vide avec insertion de la charge

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté en tension. Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 157 rad/s, et à $t=1s$ on introduit un couple de charge égale à 10 Nm.

Les résultats obtenus sont présentés sur la figure (1, 13)

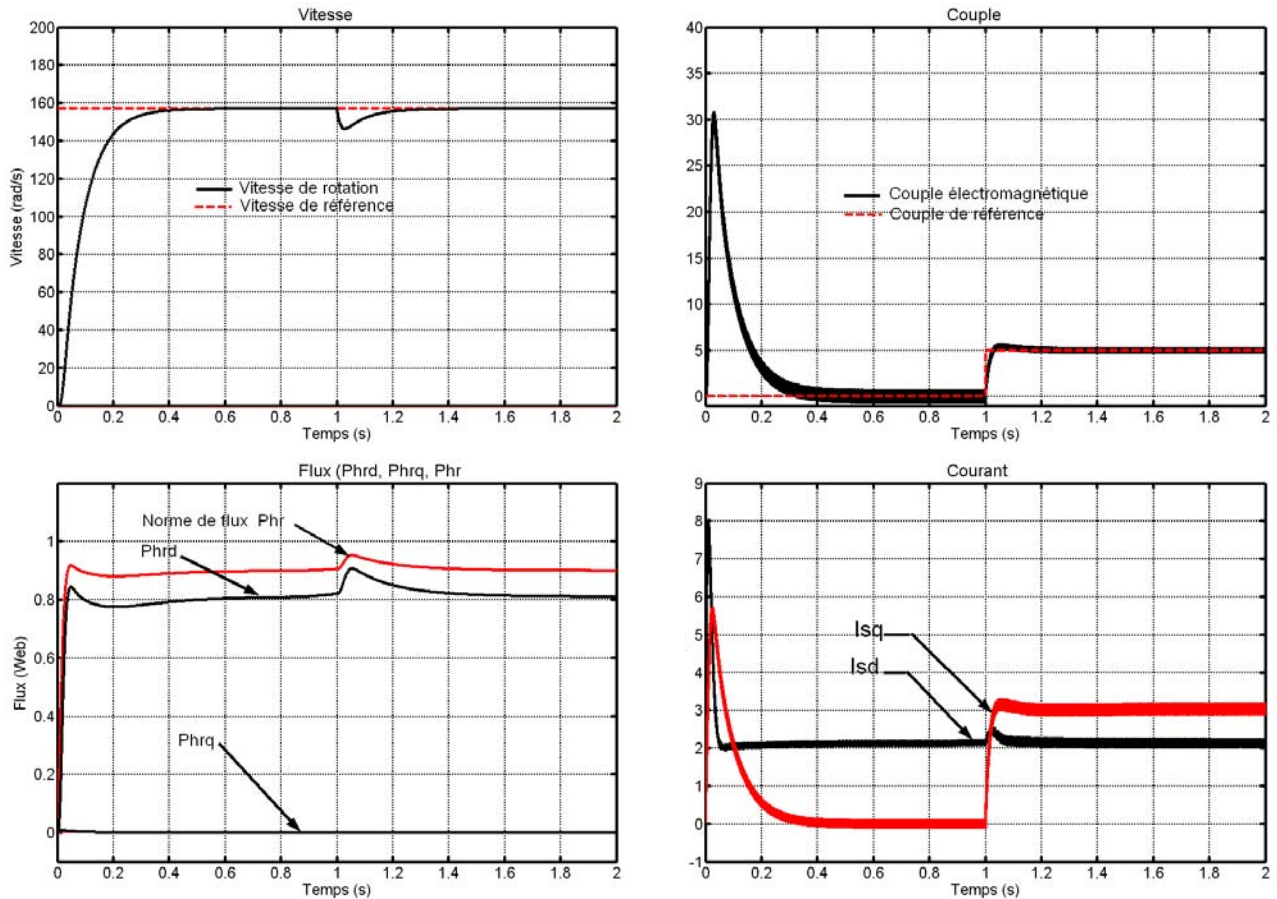


Figure (1. 13) : Résultats de simulation de la commande par orientation du flux rotorique avec insertion de la charge

Après un régime transitoire, la vitesse du moteur atteint la vitesse de référence puis stabilisée à 157rad/s avec une bonne dynamique sans erreur statique. Ainsi on peut constater que le vecteur flux est vraiment selon l'axe d , la variation de couple engendre la variation de la composante de courant sur l'axe q . Le flux et le courant sur l'axe d sont légèrement perturbé (négligeable) lors des grandes variations de couple.

6.3. Inversion de sens de rotation :

Maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation a partir de $t=1s$ tel que on passe d'une vitesse de $+157\text{rad/s}$ à une vitesse de -157 , les résultats obtenus sont donnés par la figure (1, 14)

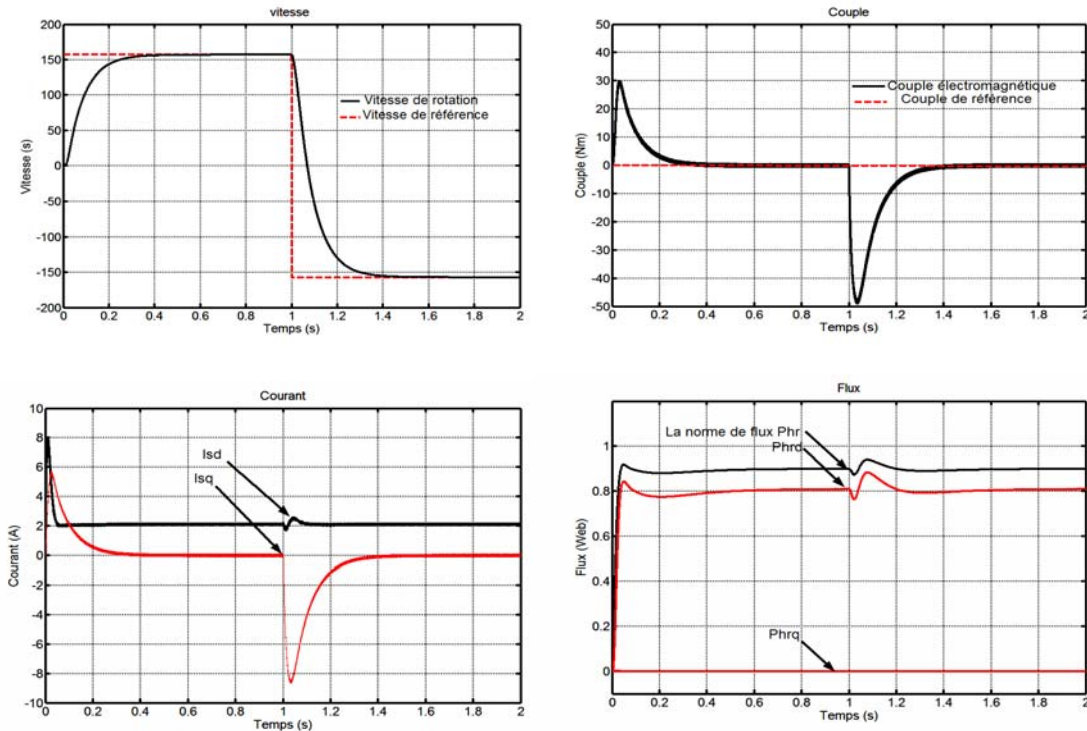


Figure (1. 14) : Résultats de simulation de la commande par orientation du flux rotorique avec inversion de sens de rotation.

On constate d'après les résultats obtenus que la machine répond avec succès (suit la trajectoire) à l'inversion de son sens de rotation, est sans dépassement. Le couple et le courant sur l'axe q représentent des pics à l'instant de changement de sens de rotation.

En conclusion. La commande vectorielle en tension, figure (I.12), à flux rotorique orienté permet de découpler le flux rotorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires.

La composante i_{sd} est une image du flux et la composante i_{sq} une image du couple.

Limites de la commande par le flux orienté

De toute ce que précédé, la commande vectorielle par flux orienté permet un découplage entre le contrôle du couple et du flux, ce que montre la simulation, mais elle présente des limites dont certaines remettent en causes ce découplage. Par une analyse des différentes équations

qui gèrent cette commande et des simulations effectuées dans [1], [46], [47], [9], on peut constater que :

- Le calcul de la pulsation angulaire $\omega_s = \omega + \omega_r$ donné par (1. 47) est très sensible au biais de la mesure de Ω ($\omega = p\Omega$) constituant en grandeur absolue la composante principale de ω_s .
- La détermination de ω_r est elle-même très sensible à l'erreur d'identification sur T_r donc sur la résistance rotorique R_r .
- L'implantation de la commande s'effectue nécessairement en temps discret, ce qui soulève une difficulté dans le cas d'une modélisation en (d, q) .

7. Conclusions

Dans ce chapitre nous avons donné le modèle mathématique de la machine asynchrone dans les différents repères. Les modèles sont obtenus par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé puis on applique la transformation soit de Park où celle de Concordia selon le repère désiré. L'alimentation est assurée par un onduleur de tension à commande MLI, cette machine est pilotée par la commande vectorielle par orientation de flux rotorique alimentée en tension. Ce modèle de système convertisseur-commande-machine, nous a permis de simuler le système et a étudié son comportement.

La commande vectorielle par orientation de flux rotorique assure un découplage entre la composante de flux et le couple malgré les perturbations. Cependant, le point faible de cette commande est sa faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques qui s'introduisent dans les différents calculs des grandeurs employées par la commande vectorielle (régulateur de flux, de vitesse de couple, et l'estimateur).

Cette commande sera comparée dans le troisième chapitre avec celle de la commande par linéarisation entrées-sorties.

CHAPITRE II

THEORIES DE LA COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREES-SORTIES

1. Introduction

Le caractère linéaire est généralement une idéalisation car la plupart des systèmes physiques où autres sont en réalité non linéaires. Pour des raisons de simplicité le modèle ayant servi pour la conception de la loi de commande ne tient pas toujours compte de certains phénomènes tels que les perturbations, les frottements, les dynamiques rapides [54] etc.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : après avoir décrit les deux familles des modèles, à savoir linéaires et non linéaires, avec quelques caractéristiques des systèmes. Nous présentons quelques éléments complémentaires qui favorisent la bonne compréhension, c'est à dire les notions de stabilité, de Commandabilité, de performance etc. Puis nous traitons quelques notions mathématiques qui seront utiles pour la linéarisation.

Enfin, nous décrivons en détails les étapes principales pour la conception de la commande par linéarisation au sens entrée/sortie des systèmes non linéaires.

2.1. Généralités sur les systèmes linéaires et non linéaires

2.1.1. Systèmes linéaires

Considérons ici un système linéaire de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A.x(t) + B.u(t) \\ y &= C.x(t) \end{aligned} \tag{2. 1}$$

où : vecteur d'état $x(t) \in \mathfrak{R}^n$, l'entrée $u(t) \in \mathfrak{R}^m$ et la sortie $y(t) \in \mathfrak{R}^p$

Définition : Un système linéaire obéit au principe de superposition défini par les propriétés d'additivité et d'homogénéité.

• **Additivité** : Si les entrées $u_1(t)$, $u_2(t)$, ..., $u_n(t)$ entraînent respectivement les réponses $x_1(t)$, $x_2(t)$, ..., $x_n(t)$ alors l'entrée $u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_n(t)$ entraîne la réponse $x_1(t) + x_2(t) + \dots + x_n(t)$.

• **Homogénéité** : Si l'entrée $u(t)$ est multipliée par un facteur k constant, alors la sortie $x(t)$ est multipliée par ce même facteur. On dit qu'il y a proportionnalité de l'effet à la cause.

Cette définition peut être étendue à des termes intégraux ou dérivés, donc aux systèmes dynamiques :

Un système dynamique linéaire est un système qui peut être décrit par une équation différentielle à coefficients constants.

La forme générale de système linéaire est donnée par :

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{d^i x(t)}{dt^i} = \sum_{i=0}^n b_i \frac{d^i u(t)}{dt^i} \tag{2. 2}$$

Où $x(t)$ et $u(t)$ sont respectivement les grandeurs de sortie et d'entrée.

2.1.1. Systèmes non linéaires

Un tel système est non linéaire s'il n'est pas équivalent à un système linéaire dans un sens à préciser. Plusieurs relations d'équivalence peuvent être introduites, donnant des classifications très différentes si le système est commandé ou non.

Un système non linéaire commandé est un ensemble d'équations (différentielles par exemple) non linéaires, décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs.

On connaît de nombreux exemples parmi les systèmes mécaniques, électriques ou chimiques : satellites, avions, hélicoptères, automobiles, robots industriels, appareils biomédicaux, etc....

2.2.1. Systèmes asservis

L'étude des systèmes est destinée à commander au mieux les différents processus rencontrés. Il existe deux solutions pour commander un système :

A. Commande en boucle ouverte (BO)

On dit que le système est commandé en boucle ouverte si le signal de commande est indépendant du signal de sortie. Les avantages de cette structure de commande sont la simplicité et peu coûteuses, mais malheureusement ses applications sont limitées à cause des imprécisions particulièrement là où la grande précision est demandée et où les paramètres du système à commander sont variantes.

B. Commande en boucle fermée (BF)

Pour améliorer les performances d'une commande, il est indispensable d'observer les sorties du système pour les comparer à ce que l'on désire obtenir. Dans ce deuxième type de commande, les sorties du système se sont contrôlées. C'est à ce niveau que l'on rencontre la notion de système asservi.

Un système asservi est un système dont le rôle consiste essentiellement à établir une correspondance définie entre une ou plusieurs grandeurs d'entrée, de faibles niveaux énergétiques, et une ou plusieurs grandeurs de sortie de niveaux énergétiques plus élevés.

Un système asservi est caractérisé par la présence de:

a- **Chaînes directes**

Elles comprennent des éléments d'amplifications et éventuellement, des convertisseurs de puissance, en liaison avec les sources d'énergie.

b- **Chaînes de retour**

Elles se sont constituées d'éléments de précision généralement passifs. Ce ne sont pas des chaînes de puissance ; elles transmettent à l'entrée des informations sur les grandeurs de sortie. Ces informations sont comparées aux signaux d'entrée au moyen des comparateurs. Ces derniers élaborent les différences ou écarts entre les signaux d'entrée et les informations images des signaux de sortie. La forme générale est donnée par la figure suivante

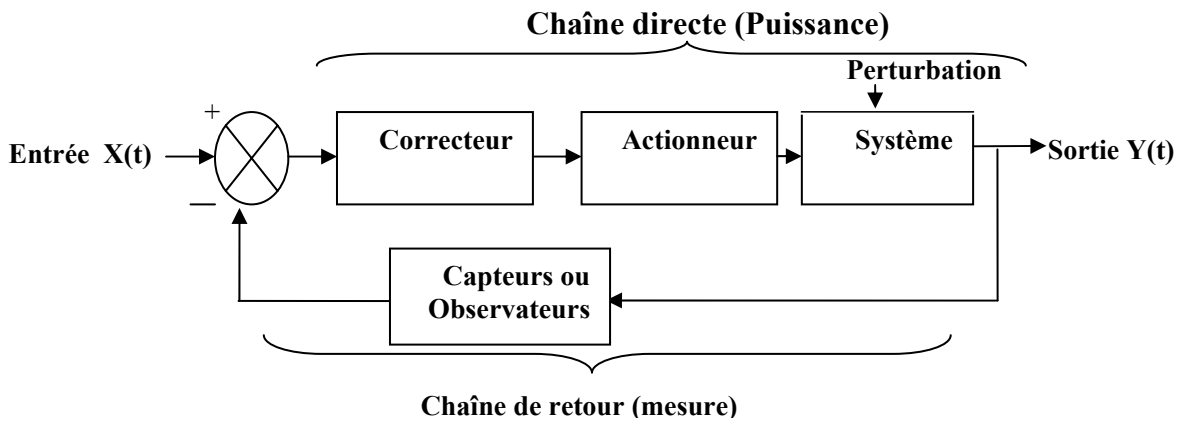


Figure (2. 1) : Structure de commande en boucle fermée

2.2.2. **Performances d'un système asservi**

On peut résumer les performances d'un système asservi en trois qualités fondamentales, la précision, la stabilité et la rapidité.

• **Précision**

La précision d'un système est définie à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie, on distingue la précision statique qui caractérise la limite de l'erreur au bout d'un temps infini pour une entrée donnée, c'est à dire le régime permanent et la précision dynamique qui tient compte des caractéristiques d'évolution du système en régime transitoire.

• **Stabilité**

Un système est stable si pour une entrée X de référence constante, la sortie Y tend vers cette constante. On peut citer plusieurs critères pour vérifier la stabilité d'un système : Critère algébrique de Routh-Hurwitz, Critère de Nyquist (Critère du revers dans le plan de Black et Critère simplifié du revers)...

Définition : (Stabilité asymptotique) Le problème de la stabilité asymptotique consiste à chercher une loi de commande u telle que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) \rightarrow 0, \quad \forall x(0) \in \Gamma$$

- Lorsque la loi de commande s'exprime directement en fonction de la mesure on parle de loi de commande statique.
- Lorsque la loi de commande s'exprime comme une équation différentielle entre la commande u et la mesure y , on parle de loi de commande dynamique.

• **Rapidité**

En règle générale, un système a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant.

2.3.1. Commandabilité d'un système

La problématique générale consiste à commander un système de manière à ce qu'il évolue, depuis un état initial constant, vers un état final déterminé en un temps fini. En représentation d'état, il s'agira de déterminer le signal de commande $u(t)$ entre deux instants donnés, t_1 et t_2 , pour amener le système de l'état $x(t_1)$ vers un état $x(t_2)$ désiré toujours en un temps fini.

Définitions

A. Commandabilité vers 0

Un système est dit commandable à l'instant t_1 s'il est possible de déterminer un signal d'entrée $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$ de manière à amener le système de l'état $x(t_1) = x_I$ vers l'état $x(t_2) = 0$. Si un système est commandable quel que soit t_1 , il est dit complètement commandable.

B. Accessibilité

Un système est dit accessible à l'état x_2 s'il est possible de déterminer un signal d'entrée $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$ de manière à amener le système d'un état $x(t_1) = x_1$ vers l'état $x(t_2) = x_2$.

Un système est complètement commandable s'il est possible, quel que soit l'intervalle $[t_1, t_2]$ et quel que soit l'état x_2 , de déterminer le signal de commande $u(t)$ sur l'intervalle $[t_1, t_2]$ qui amène le système de n'importe quel état $x(t_1) = x_1$ vers l'état voulu $x(t_2) = x_2$.

2.3.2. Observabilité d'un système

Il est important pour la commande des systèmes en boucle fermée, d'être capable de mesurer un signal de sortie. En représentation d'état, il nous importe d'être capable de connaître à chaque instant, l'état du système, autrement dit, pouvoir déterminer le vecteur d'état $x(t)$. Certaines variables d'état sont très faciles à mesurer. Soit par placement d'un capteur à l'intérieur de système, peut nous donner accès à l'information recherchée, donc la variable d'état est mesurable. Par contre dans autre cas, cette investigation directe n'est pas possible.

En revanche, elle peut, tout en étant non mesurable, influencer la sortie $x(t)$ du système. Il est alors possible, à partir de la mesure de la sortie, de déduire la grandeur considérée. On dit que celle-ci est observable.

Donc, La propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que, l'état $x(t)$ peut être déterminé sur tout intervalle $[t_0, t_1]$ à partir de la connaissance de $u(t)$ et $y(t)$.

Définition

Le système (3.1) est observable si étant donné l'instant t_0 , il existe un instant t_1 fini tel que la connaissance de $y(t_0, t_1)$ et $u(t_0, t_1)$ permette de déterminer de manière unique l'état $x(t_0) = x_0$ et ceci quelque soit l'entrée du système [29], [52].

2.4. Théorie de linéarisation

La linéarisation par retour entrée-sortie est une approche d'un modèle du contrôle non linéaire qui a attiré ces dernières années beaucoup de recherches [14], [19], [25], [37] ...

L'idée principale est de transformer d'une manière algébrique la dynamique des systèmes non linéaires (complètement ou en parties) en linéaires, afin que les techniques du contrôle linéaire puissent être appliquées. Dans ce cas, la dynamique des systèmes non linéaires ne perd rien de

ses propriétés du fait que la linéarisation ne fait que transformer cette dynamique d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées [2].

Cela diffère tout à fait de la linéarisation conventionnelle (Jacobin), parce que la linéarisation de la réaction est accomplie par transformation de la réaction de l'état exacte, plutôt que par approximations linéaires de la dynamique.

Avant de décrire les étapes à suivre pour linéariser un système, on aborde quelles notions mathématiques qui seront nécessaires à la bonne compréhension de la technique.

2.4.1. Outils mathématiques

Soit le système non linéaire :

$$\Sigma = \begin{cases} \dot{y} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.3)$$

Où l'état $x \in \mathbb{R}^n$, l'entrée $u \in \mathbb{R}^m$, la sortie $y \in \mathbb{R}^p$, et les entiers de f , g et h sont des fonctions

A. Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire $h(x)$ par rapport au vecteur x , par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par :

$$(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i} \quad (2.4)$$

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobin de f (matrice de $(n \times n)$) comme suit:

$$(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad (2.4)$$

B. Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie)

a- Dérivées de Lie

Définition : Soit h une fonction de classe C^1 de \mathbb{R}^n dans \mathbb{R} . On appelle dérivée de Lie de h dans la direction f , notée $L_f h$, la dérivée de h le long de la courbe intégrale de f en $x=0$, donc on note [37] :

$$L_f h(x) = \frac{d}{dt} h(X_t(x)) \Big|_{t=0} = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial h}{\partial x_i}(x) \quad (2.6)$$

Par cette formule, un champ de vecteurs f quelconque est identifié à l'opérateur différentiel linéaire du premier ordre comme suit :

$$L_f = \sum_{i=1}^n f_i(x) \frac{\partial}{\partial x_i} \quad (2.7)$$

Exemple 1. : Dans un intervalle ouvert U de \mathfrak{R}^2 de coordonnées (x, t) , considérons le champ $f(t, x) = \begin{pmatrix} v \\ 1 \end{pmatrix}$ où v est une constante arbitraire, et la fonction $h(t, x) = x - vt$ de U dans \mathfrak{R} . La

dérivée de Lie de la fonction h le long du champ f est donnée par :

$$L_f h(x, t) = \sum_{i=1}^n f_i \frac{\partial h}{\partial x_i} = \frac{dh}{dt} = \frac{\partial h}{\partial x} v + \frac{\partial h}{\partial t} \cdot 1 = v - v = 0$$

La définition précédente, peut être réécrite comme suit :

Soient $f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ champs de vecteurs et $h : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que :

$$L_f h = \nabla h f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ f_n \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

L'opérateur L_f a les propriétés suivantes :

$$L_f^i h = L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i = 1, 2, \dots \quad (2.9)$$

et :

$$L_f^0 h = 0 \quad (2.10)$$

De plus, si $g(x)$ est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donné par :

$$L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h) g \quad (2.11)$$

b- Crochets de Lie :

Soient : f et g deux champs de vecteurs dans \mathfrak{R}^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par :

$$[f, g](x) = \nabla g f - \nabla f g \quad (2.12)$$

On utilise la notation $[f, g] = ad_f g$ où :

$$[f, g](x) = ad_f g(x) = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x) \quad (2.13)$$

Où : $\frac{\partial g}{\partial x}$, $\frac{\partial f}{\partial x}$ sont des matrices Jacobiennes. L'application des crochets de Lie successives donne :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g(x) &= g(x) \\ ad_f^1 g(x) &= [f, g](x) \\ &\dots\dots\dots \\ ad_f^k g(x) &= [f, ad_f^{k-1} g](x) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Les crochets de Lie ont des propriétés que nous pouvons écrire en adoptant la notation précédente [46] :

b- $[a_1 f_1 + a_2 f_2, g] = a_1 [f_1, g] + a_2 [f_2, g]$

c- Antisymétrie $[f, g] = -[g, f]$

d- Identité de Jacobi :

$$[f, [g, p]] + [g, [p, f]] + [p, [f, g]] = 0$$

$$\nabla h ad_f g = L_f L_g h - L_g L_f h$$

C. Difféomorphisme

La fonction différentielle $\Phi : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ définie dans une région $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$ est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes:

- Φ : est inversible, c'est-à-dire, il existe une fonction Φ^{-1} telle que:

$$\Phi^{-1}(\Phi(x)) = x$$

Pour tout $x \in \Omega \subset \mathfrak{R}^n$ et

- Φ^{-1} et Φ sont des fonctions lisses.

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non linéaire en un autre système linéaire en effectuant un changement de variables de la forme:

$$z = \Phi(x) \quad (2.15)$$

Où $\Phi(x)$ représente n variables:

$$\Phi(x) = \begin{bmatrix} \Phi_1(x) \\ \Phi_2(x) \\ \dots \\ \Phi_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

À noter que si $\Phi(z)^{-1}$ (transformation inverse) existe pour tout $z \in \mathfrak{R}^n$, le difféomorphisme est dit global. Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région $\Omega \subset \mathfrak{R}^n$.

Lorsque cette transformation existe, elle permet en particulier de stabiliser le système exactement comme s'il s'agissait d'un système linéaire, en utilisant les méthodes classiques des systèmes linéaires.

Exemple 2.

Les coordonnées curvilignes fournissent une interprétation géométrique remarquable des difféomorphismes. En particulier, il est possible de trouver (localement) des coordonnées curvilignes adaptées dans lesquelles la variété X donnée par $X = \{x \in V | \Phi(x) = 0\}$ s'exprime comme un sous-espace vectoriel de \mathfrak{R}^p . Il suffit en effet d'introduire les coordonnées curvilignes :

$$y_1 = \Phi_1(x), \quad \dots, \quad y_{n-p} = \Phi_{n-p}(x), \quad y_{n-p+1} = \Psi_1(x), \quad \dots, \quad y_n = \Psi_p(x).$$

Les fonctions indépendantes Ψ_1, \dots, Ψ_p étant choisies de sorte que l'application

$$x \mapsto (\Phi_1(x), \dots, \Phi_{n-p}(x), \Psi_1(x), \dots, \Psi_p(x))$$

Soit un difféomorphisme local. On dit alors qu'on a "redressé" les coordonnées de X puisque $X = \{y / y_1 = \dots = y_{n-p} = 0\}$

D. Degré relatif

D'après [42], [43], [53], le degré relatif (r) de la sortie y , est le nombre de fois qu'il faut dérive y par rapport au temps pour faire apparaître explicitement l'entrée u dans les dérivées de y . D'après cette définition littéraire on peut dire que :

Le système de la forme (2.3) est dit de degré relatif (r) dans une région Ω au voisinage d'un point x_0 si [23] :

$$\checkmark \quad L_g L_f^i h(x) = 0 \quad \text{tel que : } 0 \leq i \leq r-2$$

$$\checkmark \quad L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0.$$

En effet, si on applique cette définition au système (2. 3), nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{y} &= \frac{dy}{dt} = \frac{dy}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{dh}{dx} \frac{dx}{dt} \\ \dot{y} &= \frac{dh(x)}{dt} (f(x) + g(x)u) \\ \dot{y} &= L_f h(x) + L_g h(x)u \end{aligned} \tag{2. 17}$$

Si $L_g h(x) = 0$, nous continuons la dérivation de la sortie y pour la deuxième fois, pour tout x au voisinage de x_0 , donc

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \tag{2. 18}$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h + L_g(L_f h)u = L_f^2 h \text{ si } L_g(L_f h) = 0 \text{ pour un degré relatif } r > 2.$$

Nous continuons la dérivation de la sortie y jusqu'à l'apparition de u pour la première fois, pour un degré relatif égale à r , nous obtenons :

$$\begin{aligned} y &= h(x) = L_f h \\ \dot{y} &= L_f^1 h + L_g(L_f h) = L_f^1 h \quad \text{avec } L_g(L_f h) = 0 \\ \dot{y} &= L_f^2 h + L_g(L_f^1 h) = L_f^2 h \quad \text{avec } L_g(L_f^1 h) = 0 \\ &\dots\dots\dots \\ y^{(r)} &= L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u \quad \text{avec } L_g(L_f^{(r-1)} h) \neq 0 \end{aligned} \tag{2. 19}$$

Donc, r est le plus petit nombre entier pour lequel le coefficient de u n'est pas zéro sur l'espace où nous voulons contrôler le système [19].

Soient :

$$\begin{aligned} \alpha(x) &= L_f^r(h) \\ \beta(x) &= L_g(L_f^{(r-1)}(h)) \end{aligned}$$

Donc :

$$y^{(r)} = L_f^r h + L_g(L_f^{(r-1)} h)u = \alpha(x) + \beta(x)u = v(x) \text{ où } \beta(x) \neq 0 \tag{2. 20}$$

Où $v(x)$ est appelée l'entrée synthétique ou contrôle synthétique.

Donc pour $y^{(r)} = v(x)$, nous le représentons par :

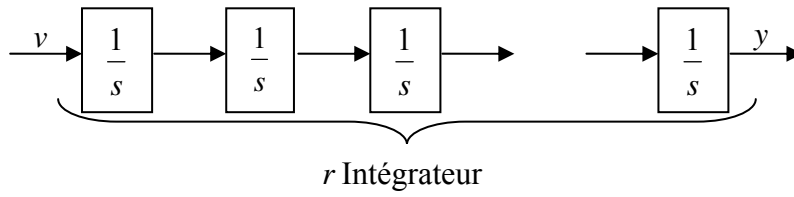


Fig. (2. 2) : Représentation d'état

Nous avons r intégrateurs, on obtient un système linéaire de la forme:

$$\frac{Y(s)}{V(s)} = \frac{1}{s^r} \quad (2. 21)$$

Donc, nous pouvons concevoir maintenant un contrôleur pour ce système, en utilisant n'importe quelle méthode de conception des contrôleurs linéaires. Nous avons $v = \alpha + \beta u$. Le contrôleur qui est implémenté est obtenu par:

$$u = \frac{1}{\beta(x)} [-\alpha(x) + v] \quad (2. 22)$$

Par exemple, la loi de commande est définie par:

$$v = -\sum_{i=0}^{r-1} K_i L_f^i(h) = -K_0 y - K_1 \dot{y} - K_2 \ddot{y} - \dots - K_r y^{(r)} \quad (2. 23)$$

Le choix des K_i est basé sur la stabilité du polynôme caractéristique donné par $s^{(r)} + K_{(r-1)}s^{(r-1)} + \dots + K_0$ (polynôme stable), en utilisant la définition de Hurwitz, c'est à dire, que toutes ses racines soient situées strictement dans la partie gauche du plan.

En utilisant (2. 22), la forme finale de la loi de commande, par linéarisation entrée-sortie, devient :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{(r-1)} h(x)} \left[-L_f^{(r)} h(x) - K_{(r-1)} y^{(r-1)} - \dots - K_1 \dot{y} - K_0 y \right] \quad (2. 24)$$

Par ailleurs, le point zéro ne présente pas toujours le seul point d'équilibre pour un système non linéaire. Généralement, les systèmes possèdent des trajectoires de référence à poursuivre, et c'est à la commande de forcer le système à suivre la trajectoire désirée.

Si on considère y_d comme une sortie désirée (référence), l'erreur de poursuite e_p est donnée par :

$$e_p = y - y_d \quad (2. 25)$$

Donc la loi de commande est donnée par :

$$v = y_d^{(r)} - K_{n-1}e_p^{(r-1)} - \dots - K_2 \dot{e}_p - K_1 e_p \quad (2. 26)$$

Remarques:

1. Pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de la sortie y pour faire apparaître explicitement l'entrée u , ne peut pas dépasser l'ordre n du système, c'est à dire que $r \leq n$. Si l'entrée u n'apparaît pas après n dérivation, le système est non contrôlable.
2. Pour montrer l'analogie avec les systèmes linéaires, calculons le degré relatif d'un système non linéaire donné par équations d'état (2. 1) :

$$\dot{x}(t) = A.x(t) + B.u(t)$$

$$y = C.x(t)$$

Par analogie au (1), celle de système non linéaire, on a :

$$f(x) = Ax, \quad g(x) = B \text{ et } h(x) = Cx$$

Donc, par application la dérivée de Lie prédéfinie précédemment, on trouve :

$$L_f^k h(x) = CA^k x$$

Et donc :

$$L_g L_f^k h(x) = CA^k Bx$$

Ainsi l'entier r qui satisfait les conditions :

$$CA^k B = 0 \quad \text{Pour tous } k < r - 1 .$$

$$CA^{r-1} B = 0$$

Est alors égal à la différence entre le degré du dénominateur et celui du numérateur de la fonction de transfert du système donnée par [23] :

$$G(s) = C(SI - A)^{-1} B$$

2.4.2. Linéarisation entrées/sorties

La technique du contrôle par linéarisation est où la sortie y du système dynamique est différencié jusqu'à l'apparition de l'entrée physique u dans r dérivées de y . Alors u est introduit dans la fonction de transfert de l' "entrée synthétique", v , à la sortie y qui est:

$$\frac{y(s)}{v(s)} = \frac{1}{s^r}$$

Le degré relatif total du système s'exprime par :

$$r = r_1 + r_2 + \dots + r_m \quad (2. 27)$$

Si r est le degré relatif et inférieur de n l'ordre du système, alors il y aura une dynamique interne. Si $r = n$, alors la linéarisation I/O (Entrée/Sortie) et I/S (Entrée/Etat) sont les mêmes. On envisage alors deux cas :

1^{er} Cas : $r = n$

Quand $r = n$, le système non linéaire (2. 3) est complètement linéarisé par retour d'état en utilisant les expressions $h, L_f h, \dots, L_f^{r-1} h$.

Soient les m sorties y_i et leurs dérivées d'ordre r_j telles que :

$$\begin{cases} z_1^1 = h_1(x) & z_2^1 = L_f h_2(x) & \dots & z_{r_1}^1 = L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_1^m = h_m(x) & z_2^m = L_f h_m(x) & \dots & z_m^m = L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{cases} \quad (2. 28)$$

Les z_i^j ($j = 1, \dots, m; i = 1, \dots, r_j$) sont indépendants et peuvent être considérées comme des nouvelles variables d'état du nouveau vecteur d'état. Ainsi, ces nouvelles variables d'état deviennent :

$$\begin{cases} z_i^j = z_2^j \\ \vdots \\ z_{r_j}^j = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j(x) \end{cases} \quad (2. 29)$$

Où $1 \leq j \leq m$

Avec cette loi de commande, on obtient une linéarisation entrée/sortie qui est équivalente à la linéarisation entrée/état (I/O ou I/S) du système non linéaire c'est-à-dire que le système non linéaire sera constitué de m sous systèmes linéaires et découplés.

2^{eme} Cas : $r < n$

Dans ce cas, on obtient seulement une linéarisation partielle pour le système étudié, les états z_i^j ($j = 1, \dots, m; i = 1, \dots, r_j$) représentent seulement la dynamique externe du système de dimension r , pour compléter l'ordre, un autre aspect est introduit, c'est la dynamique interne [19], cette dynamique représente la partie à ajouter pour compléter le système, donc on ajoute les $(n - r)$ fonctions.

Cette partie de la dynamique interne représente la partie non observable, à travers la relation entrée-sortie, du système et qui joue un rôle décisif dans la stabilité du système résultant de la linéarisation.

2.4.3. Problème de linéarisation entrée-sortie

Dans les problèmes du contrôle pratique, les rapports non linéaires entre variables ne sont pas en général faciles de manier dans un chemin direct. Pour cette raison, une stratégie du contrôle [9] de base consiste, tout d'abord donc à substituer des relations non linéaires par les linéaires. Dans cet esprit, nous commençons en considérant le problème de compensation d'un système non linéaire donné, pour obtenir un nouveau système qui définit une relation linéaire entre les variables d'entrée et les variables de sortie.

Ce problème est appelé le problème de la linéarisation entrées/sorties et, si nous restreignons notre attention aux retours de l'état statique régulier, il est décrit comme suit.

Soit le système non linéaire défini précédemment (2. 3), on cherche à trouver, si possible, le retour d'état statique régulier $u = \alpha(z) + \beta(z)u$ et la transformation d'état tel que $z = \Phi(x)$, dans les nouvelles variables, le système compense est donné par :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = A_1 z_1 + B_1 u \\ \dot{z}_2 = f_2(z_1, z_2) + g_2(z_1, z_2) u \\ y = C_1 z_1 \end{cases} \quad (2. 30)$$

Avec la paire (A_1, B_1) contrôlable et la paire (C, A) observable.

La solution du problème précité est calculée en premier, dans le cas mono sortie, est plus simple que le cas multi sortie.

A. Le cas mono-sortie

Le problème de la linéarisation entrée/sortie dans le cas mono-sortie concerne plus la base et élémentaire dans théorie du contrôle non linéaire, et sa solution est instrumentalisée dans le design des contrôleurs non linéaire classique.

L'idée de la solution consiste à résoudre, par retour d'état, les termes non linéaires qui paraissent dans les r dérivées dans le temps de la sortie $y(t)$ ($y^{(r)}(t)$), r qui est le degré relatif de $y(t)$ défini précédemment.

Dans l'automatisme, cette stratégie du contrôle est appliquée pour une grande part, par exemple, dans le calcul théorique de contrôle du couple [51].

La solution du problème est donc par application de théorème suivant :

Théorème 1

Pour $p = 1$; alors le problème de linéarisation de retour de l'état statique entrée-sortie pour Σ est résoluble si et seulement si son degré relatif r est fini.

B. Cas Multi sorties

La solution élémentaire précitée peut être généralisée facilement aux systèmes du multi sorties. La condition résultante devient une condition suffisante [29].

Théorème 2.

Le problème de la linéarisation entrée-sortie pour Σ est résoluble si :

$$\text{rang} \left[\frac{\partial y_1^{(r_1)}, \partial y_2^{(r_2)}, \dots, y_p^{(r_p)}}{\partial u} \right] = p$$

Où : r_i est le degré relatif de la fonction de sortie h_i , pour $i = 1, 2, \dots, p$

2.4.4. Principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu.

Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles [14], [25], [37], [46].

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisante. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes Linéaires classiques. Avant tout, on considère que le système non-linéaire à p entrées et p sorties a pour forme [28]:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x).u_i \tag{2.33}$$

$$y_i = h_i(x) \quad i = 1, 2, \dots, q$$

Où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T \in \mathfrak{R}^p$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T \in \mathfrak{R}^q$ représente le vecteur des sorties. f, g ; sont des champs de vecteurs lisses et $h_i, i = 1, 2, \dots, q$ est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression:

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{r_j} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{(r_j-1)} h_j(x)) u_i \quad j = 1, 2, \dots, p \quad (2.34)$$

Où $L_f^i h_j$ et $L_{g_i}^i h_j$ sont les $i^{ème}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g .

r_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (3.34) et est connue sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à

l'aide de (3.34) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$.

On dit que le système (3.34) a pour degré relatif(r) s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_{j-1}, \quad 1 \leq j \leq p, \quad 1 \leq i \leq p$$

Et :

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états. Si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties.

Pour trouver l'expression de la loi linéarisante u qui permet de rendre la relation linéaire entre l'entrée et la sortie, on réécrit l'expression (2.34) sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & y_2^{r_2} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix} = \alpha(x) + \beta(x)u \quad (2.35)$$

$$\text{Où: } \alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

36)

Et

$$\beta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Où $\beta(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que $\beta(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante a pour forme:

$$u = \beta^{-1}(x)(-\alpha(x) + v) \quad (2.38)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $\beta(x)$ est inversible. Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure (2.3).

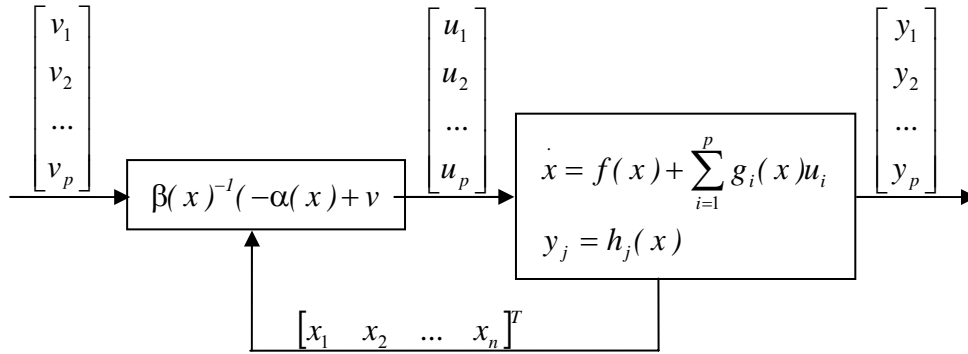


Figure (3.3) : Schéma bloc système linéarisé

En remplaçant (2.38) dans (2.33), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme:

$$y_i^{(r_j)} = v_i \quad (2.39)$$

Ou plus explicitement par :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} & y_2^{r_2} & \dots & y_p^{r_p} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_1 & v_2 & \dots & v_p \end{bmatrix}^T \quad (2.40)$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_p]^T$.

Remarquons que l'expression (2.39) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (figure (2.4)).

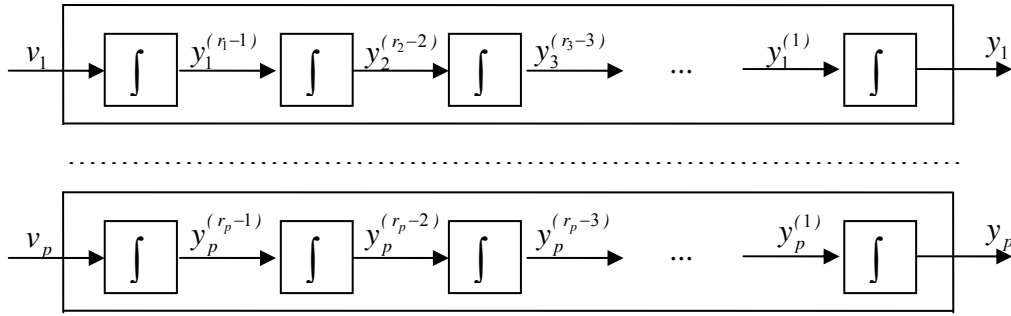


Figure (3. 4) : Dynamique du système linéarisé.

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété citée ci dessus.

A. Mise sous forme canonique

Supposons que le système (3. 33) à des degrés relatifs $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ et que $r = \sum_{i=1}^p r_i \leq n$ où

n est l'ordre du système. On définit r fonctions $(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_r)$ qui permettent d'écrire :

$$z = (\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{r_1}, \Phi_{r_1+1}, \dots, \Phi_r)$$

$$z = (h_1, L_f h_1, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, L_f^{r_2-1} h_2, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p)$$
(2. 41)

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$. On peut distinguer deux cas possibles :

- **Cas 1 :** $(r = \sum_{i=1}^p r_i = r_1 + r_2 + \dots + r_p = n)$. Dans ce cas, l'ensemble des fonctions

$\Phi^k = L_f^{k-1} h_i$ avec $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq p$ définissent un difféomorphisme, tel que :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \dots \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_1]^T \\ \dots \\ [h_p, L_f h_p, \dots, L_f^{(r_p-1)} h_p]^T \end{bmatrix}$$
(2. 42)

- **Cas 2 :** $(r = \sum_{i=1}^p r_i = r_1 + r_2 + \dots + r_p < n)$. Dans ce cas, il est possible de trouver $(n - r)$ autres

fonctions Φ^k , $(r+1 \leq k \leq n)$ pour que Φ^k , $(1 \leq k \leq n)$ soit de rang n . On introduit un vecteur de variables complémentaires η de sorte que :

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r+1} \\ \Phi_{r+2} \\ \dots \\ \Phi_n \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (2.41) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= L_f^r h_1 + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r-1} h_1 u_j \\ &\dots \\ \dot{z}_{r+1} &= z_{r+2} \\ &\dots \\ \dot{z}_r &= L_f^r h_p + \sum_{j=1}^p L_{g_j}^{r-1} h_p u_j \end{aligned} \quad (2.44)$$

Pour les $(n-r)$ autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par $\dot{\eta} = \psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u$.

En ce qui concerne la sortie, le vecteur $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_p]^T$ peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par :

$$\begin{aligned} y_1 &= z_1 \\ y_1 &= z_{r+1} \\ &\dots \\ y_p &= z_{r_1+\dots+r_{p-1}+1} \end{aligned} \quad (2.45)$$

En appliquant la loi linéarisante (3.38) au système (3.44) nous obtenons:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \quad (2.46)$$

$$\dot{\eta} = \Psi(z, \eta) + \Theta(z, \eta)u \quad (2.47)$$

Avec:

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i \times r_i}, \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i}, \quad C_{r_i} = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

ET pour la sortie

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix}$$

B. Conception du nouveau vecteur de commande

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{d_j}^{(r_j)} + K_{r_j}(y_{d_j}^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + K_1(y_{d_j} - y_j) \quad 1 \leq j \leq p \quad (2.48)$$

Où les vecteurs $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_j-1)}, y_{d_j}^{(r_j)}\}$ définissent les trajectoires de références imposées pour les différentes sorties. Si les K_i sont choisis de façon à ce que le polynôme $s^{r_j} + K_{r_j-1}s^{r_j-1} + \dots + K_2s + K_1 = 0$ soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives). Alors on peut montrer que l'erreur $e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t)$ satisfait

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0 \quad (2.49)$$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure suivante :

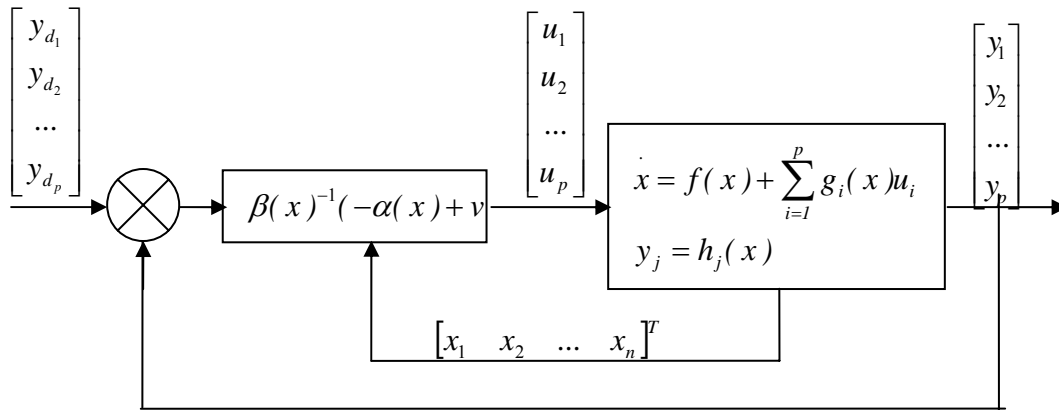


Figure (3. 5) Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.

2.4.5. Dynamique d'ordre zéro

La dynamique zéro est définie comme étant la dynamique interne du système pour laquelle sa sortie est maintenue à zéro par l'entrée. Constatant que la spécification de maintenir la sortie du système nulle uniquement définit l'entrée désirée (exigée) et par conséquent la dynamique zéro assure la stabilité asymptotique dans le sens de Lyapunov.

3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté quelques généralités sur les systèmes linéaires et les systèmes non linéaires, ainsi les outils mathématiques qui sont utilisés pour la linéarisation (notion de dérivée de Lie, degré relatif,...).

La technique de la linéarisation non-linéaire au sens entrées-sorties est basée sur l'idée de transformer un système non-linéaire en un système linéaire puis lui appliquer le retour d'état, la conception est basée sur :

Un choix d'un changement de coordonnées convenable, mais un choix mène vers des lois de commande plus simples.

L'application des dérivées de Lie sur ce changement de coordonnées.

L'utilisation de retour non linéaire d'état à travers d'un état de commande pour compenser la non linéarité.

Application de la théorie de commande linéaire par un choix de la loi commande convenable (où une loi qui force la sortie y à poursuivre la trajectoire de référence (une sortie désirée)).

Ainsi la linéarisation dépend du degré relatif tel que :

Si le degré relatif associé à la linéarisation est égal à l'ordre du système, le système non-linéaire est totalement linéarisable.

Si le degré relatif est inférieur à l'ordre du système, donc le système est partiellement linéarisable. Ce qui nécessite l'étude de la stabilité de la dynamique interne.

Cette technique est bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoires et aux problèmes de stabilisation, comme le cas de la machine asynchrone et qui fera l'objet de notre étude dans le chapitre suivant.

CHAPITRE III

APPLICATION DE LA COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREE-SORTIE DU COUPLE ET DU FLUX A LA MACHINE ASYNCHRONE

1. Introduction

Après avoir présenté théoriquement au deuxième chapitre le principe de la commande par linéarisation entrée-sortie, nous passerons dans ce chapitre à l'application de cette approche sur le modèle non linéaire de la machine asynchrone présenté au premier chapitre dans le repère fixe lié au stator.

Nous choisissons le couple électromagnétique et la norme au carré du flux comme des sorties à découpler et les tensions statoriques comme des entrées de commande.

L'application du principe de la commande par linéarisation nous permettons d'élaborer une commande par retour d'état qui permet le découplage entre les composantes de sorties prisées, et que nous simulons pour des testes de différents modes de fonctionnement possibles afin de valider et examiner la robustesse dynamique et statique de la commande élaborée par cette approche.

Une étude comparative sera faite entre la commande vectorielle à flux rotorique orienté alimentée en tension et la commande élaborée dans ce chapitre pour présenter les avantages et les inconvénients deux des méthodes.

2. Commande par linéarisation entrée sortie

Cette méthode généralise les commandes de type vectoriel en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Supposant que la totalité du vecteur d'état est mesurable, il est ainsi possible de concevoir un retour d'état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux [8], [14], [19], [20], [21], [23], [30], [31], [50] ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux où vitesse/flux, au temps de réponse en couple, et à la robustesse paramétriques.

2.1. Modèle d'état du moteur asynchrone

Le modèle utilisé dans ce chapitre est un modèle de Park classique pour lequel nous exprimons les grandeurs électriques dans un repère dit « repère fixe lié au stator (α, β) » ; Le modèle d'état de la machine asynchrone, dans ce référentiel est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{x} = F(x) + gu(t) \quad (3.1)$$

Où

$$x = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \Omega]$$

Le vecteur d'état x appartient à l'ensemble.

$$\Omega = \{x \in \mathfrak{R}^5 : \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0\}$$

$$F(x) = \begin{bmatrix} -\dot{\gamma}_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + pK\omega\phi_{r\beta} \\ -\dot{\gamma}_{s\beta} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} - pK\omega\phi_{r\alpha} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\omega\phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + p\omega\phi_{r\alpha} \\ \frac{pM}{jL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{1}{j} (f_r \omega + T_L) \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'état x est représenté par quatre grandeurs électriques (deux composantes du flux rotorique $\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$ et deux composantes du courant statorique $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ et une équation mécanique qui gouverne la vitesse de rotation.

2.2. Les sorties régulées et les critères de commande

Le critère de choix des commandes est de pouvoir imposer des dynamiques arbitraires sur chaque sortie y_1 et y_2 . En vue de trouver une relation différentielle linéaire entre les sorties y_1 et y_2 et des entrées de commande v_1 et v_2 choisies, il faut trouver un retour d'état $u = \alpha(x) + \beta(x)v$, de telle manière que le système en boucle fermée soit découplé. Pour ce faire, on va suivre les étapes de linéarisation décrites dans le chapitre II, tel que :

Il faut dériver les fonctions de sortie $h_1(x)$ et $h_2(x)$ r_1 et r_2 fois jusqu'à faire apparaître des équations différentielles où interviennent les commandes. Par dérivation successive nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} \frac{d^{r_1} y_1}{dt} = L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x) u \\ \frac{d^{r_2} y_2}{dt} = L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x) u \end{cases} \quad (3.2)$$

Le moteur est commandé par les deux composantes de tension statorique $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$. Le système à contrôler, doit être de type carré. Les variables à contrôler dans ce travail, par une loi de commande par linéarisation, sont le couple et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

Donc :

$$Y(x) = \begin{bmatrix} Y_1(x) \\ Y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ce \\ \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 = \phi \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée/sortie est l'ordre de degré relatif de système.

2.3. Degré relatif

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entre U.

La dérive de Lie des sorties Y_i du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante [1] :

$$\dot{y}_i = L_f h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} h_j) \quad (3.4)$$

p : nombre de sorties

En appliquant la procédure dans le cas de moteur asynchrone, on obtient les résultats suivants :

2.3.1. Degré relatif de couple Ce

La dérivée de Lie pour le couple électromagnétique est donnée par :

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) u_\alpha + L_{g_2} h_1(x) u_\beta \quad (3.5)$$

A partir de l'équation mécanique

$$Ce = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega - Cr \quad (3.6)$$

On a

$$\dot{C}e = j \frac{d^2\Omega}{dt^2} + f \frac{d\Omega}{dt} \quad (3.7)$$

$$h_1 = \dot{C}e = \frac{pM}{jL_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.8)$$

$$L_f h_1 = \frac{pM}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - p\omega (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - pK\omega (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \right] \quad (3.9)$$

$$L_{g_1} h_1 = -\frac{pM}{\delta L_s L_r} \phi_{r\beta} ; L_{g_2} h_1 = -\frac{pM}{\delta L_s L_r} \phi_{r\alpha}$$

Par dérivation successive de la première sortie (le couple électromagnétique). Nous obtiendrons un degré relatif égale $r_1 = 1$

2.3.2. Degré relatif du flux

La dérivée de Lie pour la norme de flux au carré est donnée par :

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) u_\alpha + L_{g_2} h_2(x) u_\beta \quad (3.10)$$

$$\ddot{h}_2(x) = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) u_\alpha + L_{g_2} L_f h_2(x) u_\beta \quad (3.11)$$

$$h_2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \quad (3.12)$$

$$L_f h_2 = -\frac{2M}{T_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2}{T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \right] \quad (3.14)$$

$$L_f^2 h_2 = \frac{2M}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \omega (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{4 + 2MK}{T_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2) \right] \quad (3.15)$$

$$L_{g_1} L_f h_1 = \frac{2M}{\delta L_s L_r} \phi_{r\alpha} , L_{g_2} L_f h_1 = \frac{2M}{\delta L_s L_r} \phi_{r\beta}$$

Par dérivation successive de la deuxième sortie (la norme du flux). Nous obtiendrons un degré relatif égale $r_2 = 2$

Après avoir dériver les deux sorties choisies, nous disposons d'un système d'équations différentielles où interviennent les commandes. Dans ces conditions le modèle dynamique de la machine est constitué des deux équations différentielles (3. 9) et (3. 15) que nous écrivons:

$$\begin{cases} L_f h_1 = \frac{pM}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{1}{T_r} \right) (\phi_{r\beta} i_{s\alpha} - \phi_{r\alpha} i_{s\beta}) - p\omega (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - pK\omega (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \right] \\ L_f^2 h_2 = \frac{2M}{L_r} \left[\left(\gamma + \frac{3}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{2pM}{T_r} \omega (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right. \\ \left. - \frac{4 + 2MK}{T_r^2} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2) \right] \end{cases} \quad (3. 16)$$

2.4. Forme normale et dynamiques-zéro

Le système entrée-sortie linéaire donné par l'équation (3. 16) est visiblement du troisième ordre $r = r_1 + r_2 = 1 + 2 = 3$ alors que le système non-linéaire de départ est du cinquième ordre ($n = 5$).

Il y a donc une dynamique interne de dimension $(n - r) = 2$ dont la stabilité asymptotique doit être vérifiée. En utilisant les propriétés données au chapitre II, il est facile de trouver les $n-r$ fonctions Φ telles que:

$$L_{g_i} \Phi(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq 2 \quad (3. 17)$$

et de telle manière que la transformation globale soit non singulière.

La dynamique du système est donc séparée en deux parties:

i) La dynamique externe qui est donnée par la relation linéaire entre h et u .

ii) La dynamique interne non observable donnée par $\dot{\Phi}_i$.

Par utilisation de la propriété du système dynamique-zéro qui est donnée par la dynamique interne quand l'entrée de commande maintient la sortie à zéro. Il apparaît évident si la fonction Φ est indépendante de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, elle serait une solution triviale au système d'équation (3. 17).

Les choix possibles sont l'angle du flux et la vitesse de rotation :

$$\Phi_1 = \arctg\left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha}\right) = z_4 \quad (3.18)$$

Et

$$\Phi_2 = \Omega = z_5 \quad (3.19)$$

Les nouvelles coordonnées du système (3. 3) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = h_1(x) \\ y_2 = h_2(x) \\ y_3 = L_f h_2(x) \\ y_4 = \arctan\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \\ y_5 = \Omega \end{array} \right. \quad (3.20)$$

Les dynamiques des Φ_i sont données par les équations :

$$\dot{\Phi}_1 = p\Omega + \frac{M}{T_r}(\varphi_{r\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{r\beta}i_{s\alpha}) = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \quad (3.21)$$

$$\dot{\Phi}_2 = -\frac{1}{j}(y_3 - Cr - f \cdot y_5) \quad (3.22)$$

Finalement sous la forme canonique le système est décrit par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{y}_1 = v_1 \\ \dot{y}_2 = y_3 \\ \dot{y}_3 = v_2 \\ \dot{y}_4 = p\Omega + \frac{R_r y_1}{p y_2} \\ \dot{y}_5 = -\frac{1}{j}(y_3 - Cr - f \cdot y_5) \end{array} \right. \quad (3.23)$$

La matrice définissant la relation entre les entrées physiques (u) et les dérivées des sorties

($y(x)$) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^1 h_1 \\ L_f^2 h_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1 & L_{g_2} h_1 \\ L_{g_2} L_f h_2 & L_g L_f h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Elle est sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = A(x) + D(x) \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

D'après cette formule, on donne la matrice de découplage par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g1} h_1 & L_{g2} h_1 \\ L_{g2} L_f h_2 & L_g L_f h_2 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{pM}{\delta L_s L_r} \phi_{r\beta} & \frac{pM}{\delta L_s L_r} \phi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\delta L_s L_r} \phi_{r\alpha} & \frac{2M}{\delta L_s L_r} \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3. 26)$$

Si on considère le système d'équations précédentes, les commandes u_α et u_β peuvent être déterminées si la matrice de découplage n'est pas singulière, veut dire que :

$$\det[D(x)] = -\frac{2pM^2}{j\delta^2 L_s^2 L_r T_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)$$

Pour $\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \neq 0$, la matrice $D(x)$ est inversible sauf quand le moteur est à l'arrêt, il faudra par conséquent prévoir une procédure spéciale pour le démarrage (ce qui peut être évité en choisissant des conditions initiales non nulles dans l'observation du flux). Donc par extension du cas mono variable, de linéariser la dynamique entrée-sortie et de la rendre équivalente à un double intégrateur entre h_1 et v_1 , et un simple intégrateur entre h_2 et v_1 . On définit la commande non-linéaire :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 - L_f^1 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \quad (3. 27)$$

Cette transformation non –linéaire appliquée au système bouclé permet aux sorties h_1 et h_2 d'être linéaires et découplées et vu des nouvelles commandes v_1 et v_2 .

Le vecteur $\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$ représente une consigne externe du système linéarisé.

Pour calculer effectivement la commande, on identifie les équations (3. 10) et (3. 11) avec des équations différentielles désirées (références) réalisables que nous écrivons comme :

$$\begin{cases} v_1 = a(Ce_{ref} - Ce) + \dot{C}e_{ref} \\ v_2 = \ddot{\phi}_{ref} + b(\dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r) + c(\phi_{ref} - \phi) \end{cases} \quad (3. 28)$$

Dans ces conditions on cherche à asservir Ce au couple électromagnétique de référence Ce_{ref} ainsi la norme de flux ϕ au flux de référence ϕ_{ref} .

Définissons les variables d'erreurs :

$$\begin{cases} e_1 = Ce_{ref} - Ce \\ e_2 = \phi_{ref} - \phi \end{cases} \quad (3. 29)$$

Les entrées internes $(v_1 \ v_2)$ sont calculées en imposant un régime statique $(Ce_{ref} = Ce \text{ et } \phi_{ref} = \phi)$ et une dynamique sur l'erreur,

$$\begin{cases} 0 = ae_{1ref} + \dot{e}_1 \\ 0 = \ddot{e}_2 + b\dot{e}_2 + ce_{2ref} \end{cases} \quad (3. 30)$$

La dynamique ci-dessus sera stable si les polynômes en e_1 et e_2 ont leurs racines sur le côté gauche de plan complexe, la détermination des paramètres a , b et c peut se faire de différentes manières, Nous citons par exemple la méthode par placement des pôles. Tel que on choisit les pôles et on détermine par suite les paramètres, ou bien en fixant les performances désirées (déplacement, temps de réponse,.....) dans un cahier de charges.

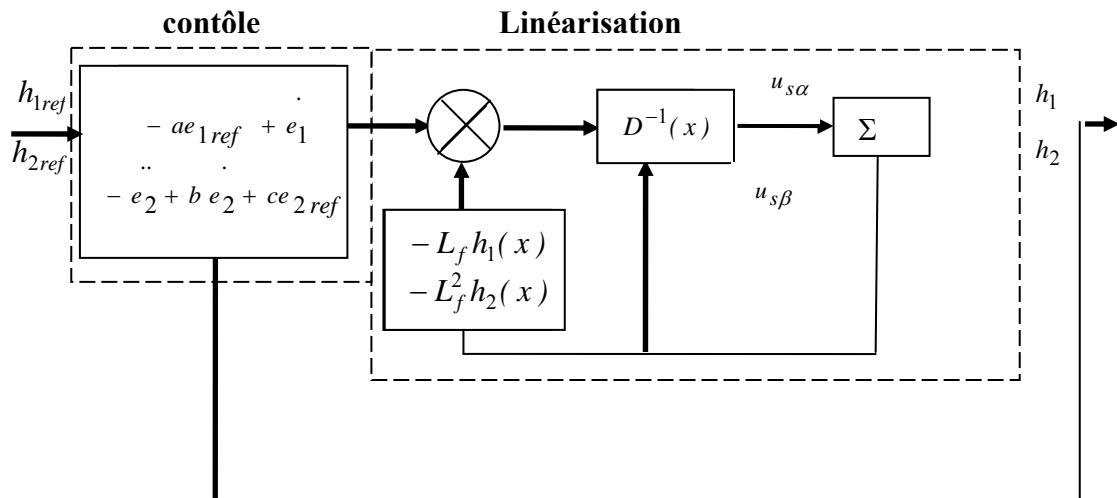


Figure (3. 1) : Commande par linéarisation entrée-sortie

2.5. Reconstruction de flux rotorique dans le repère (α, β)

Dans cette partie, nous reconstruisons le flux à partir des équations rotoriques (tension et flux) de notre modèle, par mesure directe des courants statoriques; qui sont des grandeurs accessibles, ainsi que la vitesse mesurée par l'utilisation d'un tachymètre (capteur mécanique) [45].

D'après les équations rotoriques données au chapitre I.

Les équations de tension rotorique :

$$\begin{cases} v_{\alpha r} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ v_{\beta r} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.31)$$

Ainsi celles des flux rotorique :

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.32)$$

En tirant les courants rotorique cette dernier expression on aura :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \frac{\varphi_{r\alpha}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \\ i_{r\beta} = \frac{\varphi_{r\beta}}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.33)$$

On les injecte dans les équations des tensions rotorique on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{\varphi}_{r\alpha} = -R_r \frac{\hat{\varphi}_{r\alpha}}{L_r} + R_r \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \hat{\varphi}_{r\beta} = -R_r \frac{\hat{\varphi}_{r\beta}}{L_r} + R_r \frac{M}{L_r} i_{s\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3.34)$$

Cet estimateur reconstruit le flux à partir de la mesure des courants statoriques qui sont accessible et de la vitesse de rotation par l'utilisation d'un capteur mécanique.

L'estimateur sera exploité dans la simulation.

2.6. Essais de simulation

Avant de présenter les essais de simulation effectuées, et d'après Von Raumer la commande du couple est étendue vers la commande de vitesse, par l'utilisation d'un régulateur PI, dont la représentation est donnée par le schéma synoptique suivant [5]:

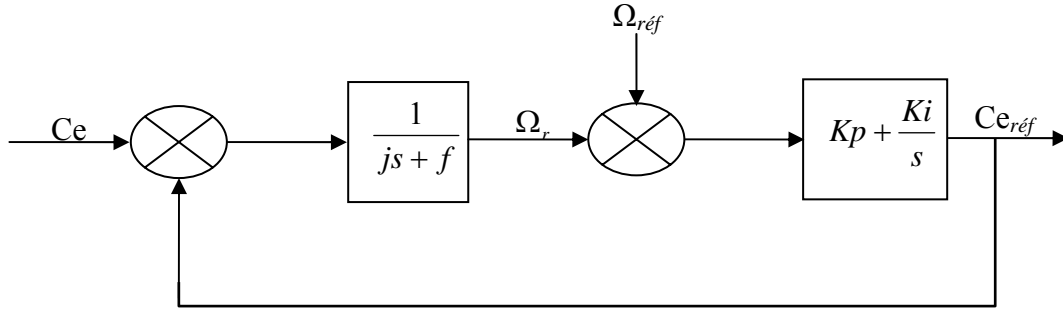


Figure (3. 2) : Régulation de couple de référence

La figure (3. 2) montre que la trajectoire de couple de référence est liée à la trajectoire de vitesse de référence. Nous calculons maintenant les valeurs de ce régulateur.

En ouverte de la boucle:

$$Ce_{réf} = \frac{1}{js + f} (K_p + \frac{K_i}{s}) Ce \quad (3. 35)$$

Par contre, En boucle fermée, la fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{Ce}{Ce_{réf}} = \frac{\frac{1}{js + f} (K_p + \frac{K_i}{s})}{1 + \frac{1}{js + f} (K_p + \frac{K_i}{s})} \quad (3. 36)$$

L'équation caractéristique pour la fonction de transfert est donnée par :

Par simplification de l'expression, on a :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 s = \frac{K_i}{j} + \frac{f + K_p}{j} s + s^2 \quad (3. 37)$$

Donc par identification à l'équation caractéristique :

$$K_i = j\omega_n^2 \text{ et } K_p = 2\zeta\omega_n j - f \quad (3. 38)$$

Les coefficients de régulateur sont déterminés par la méthode de placement des pôles afin d'obtenir un comportement convenable d'un système du seconde ordre en boucle fermée ; pour un amortissement optimal $\zeta = 0.7$, un temps de réponse en boucle fermée de l'ordre de $t_r = 3\tau \approx 0.03s$, et une stabilité garantie pour le système.

2.6.1. Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée-sortie

Le schéma bloc de la commande est présenté dans la figure (3. 3).

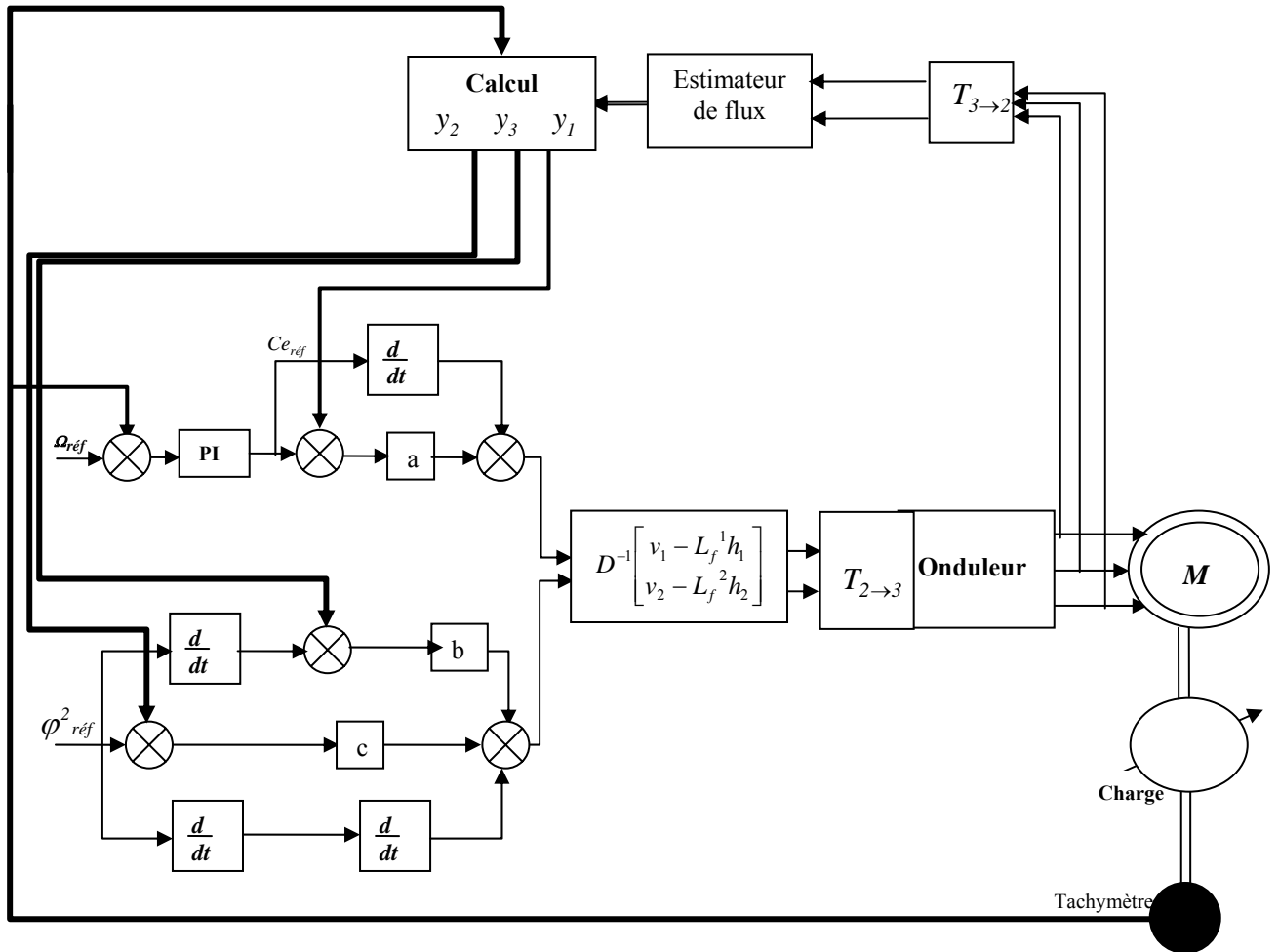


Figure (3. 3) : Schéma bloc de la commande par linéarisation

2.6.2. Résultats de simulation

Nous effectuons une série de tests suivants afin de tester la robustesse de la commande développée.

Les performances statique et dynamique de la commande par linéarisation entrée-sortie sont analysées a partir des testes de simulation des trois modes de fonctionnement suivants :

- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge.
- Test d'inversion de sens de rotation.
- Test de poursuite d'une trajectoire.

A. Démarrage à vide avec introduction de la charge

La simulation effectuée pour un démarrage a vide suive d'une insertion d'une charge de 10Nm a $t=1s$, les résultats de simulation sont représentés dans la figure (3. 4).

La vitesse atteint la référence après un régime transitoire, pour quelle stabiliser a 157rad/s, malgré une chute de 10% due à l'introduction de la charge, la vitesse revient pour suit la trajectoire impose.

Après un régime transitoire, le flux reste constant d'amplitude égale 0.9web (la valeur de référence). Le couple électromagnétique s'annule après un régime transitoire, où son amplitude maximale est égale presque 5 fois ça valeur nominale (couple de démarrage), à $t=1s$ moment d'introduction de la charge, le couple tend vers la valeur du couple de charge 10Nm pour le compense. Les courants ont les mêmes comportements que le couple, après un régime transitoire, les courants prennent la forme sinusoïdale d'amplitude variable en fonction de la charge.

L'estimateur utilisé reconstruit avec succès les deux états de flux $(\varphi_{ra}, \varphi_{r\beta})$ avec une erreur acceptable.

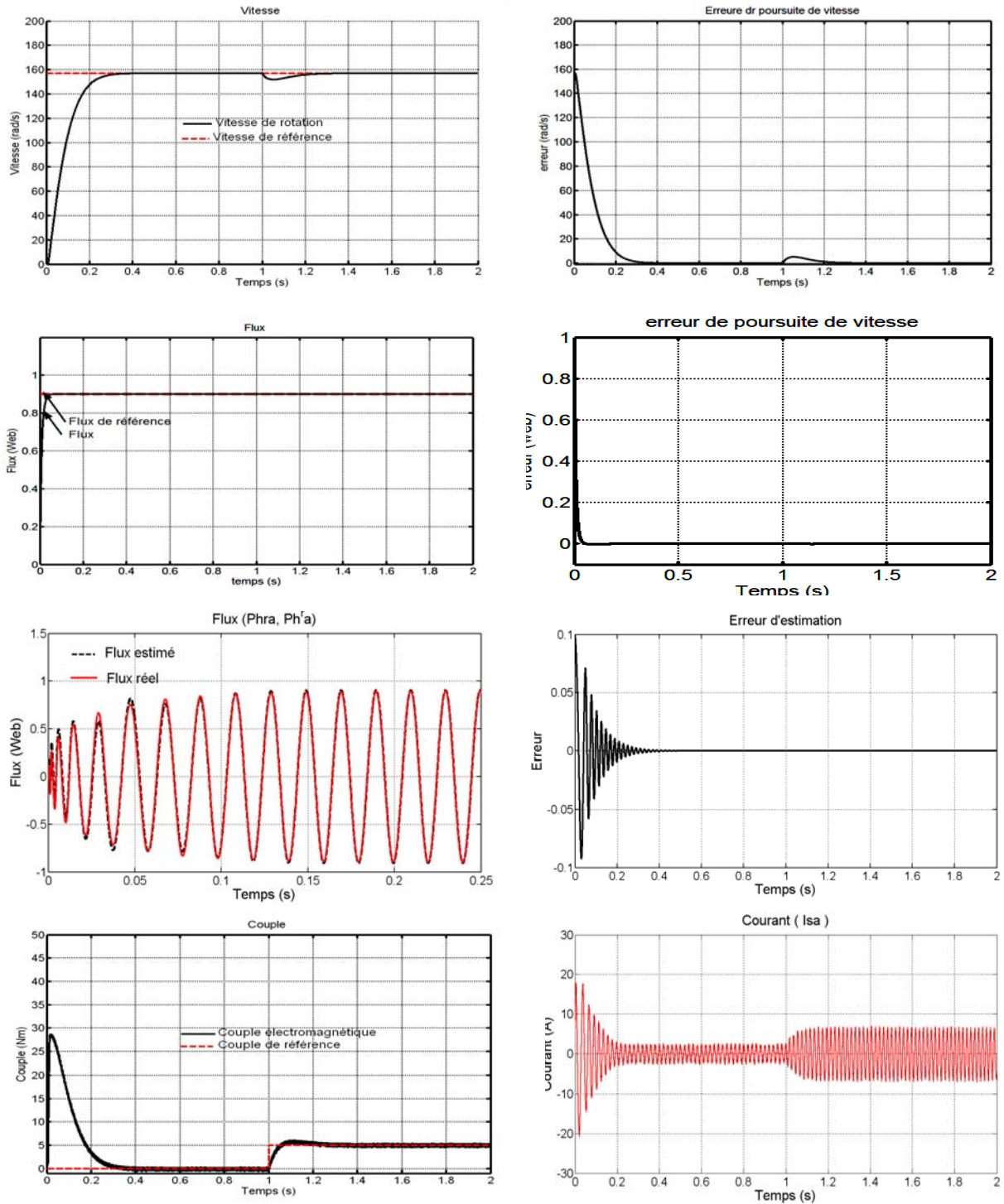


Figure (3. 4) : Test de démarrage à vide avec introduction de la charge.

B. Test d'inversion de sens de rotation

Comme la machine peut fonctionner dans un sens, elle peut changer son sens selon le besoin pour cela nous testons la robustesse de la commande à l'inversion du sens de rotation, tel que, nous passons d'une vitesse de 175 rad/s à une vitesse de -157rad/s.

Et nous obtiendrons les résultats présentés dans la figure (3. 5).

Les résultats obtenus montrent que la vitesse est inversée, sans infecte sur la réponse de flux qui reste presque constant, après son régime transitoire, la petite variation due a l'estimateur qui fait introduire la vitesse dans la reconstruction des deux composantes (φ_{ra} , φ_{rb}). Des pics représentés au niveau du couple et des courants au moment du passage d'un sens à l'autre sens.

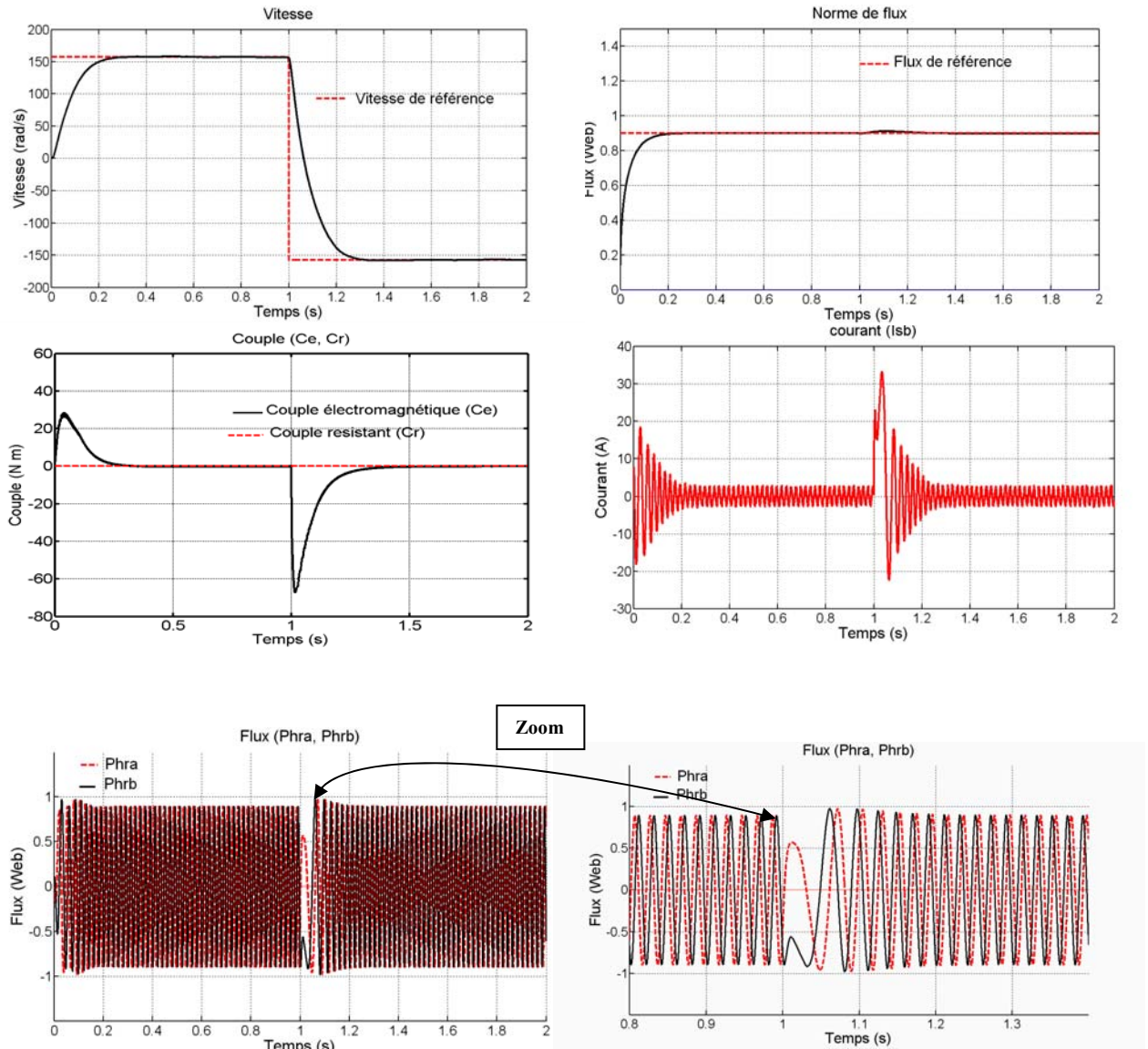


Figure (3. 5) : Test d'inversion du sens de rotation

C. Test de poursuite d'une trajectoire à flux constant

Afin de tester sa robustesse vis-à-vis la poursuite d'une trajectoire, la machine est simulée pour un mode de fonctionnement accélération et décélération à flux constant égale à 0.9web et sans charger la machine. Les résultats obtenus sont représentés dans la figure (3. 6).

Les résultats obtenus montrent que la machine suit la trajectoire, on maintenant le découplage sans influencer sur la norme de flux.

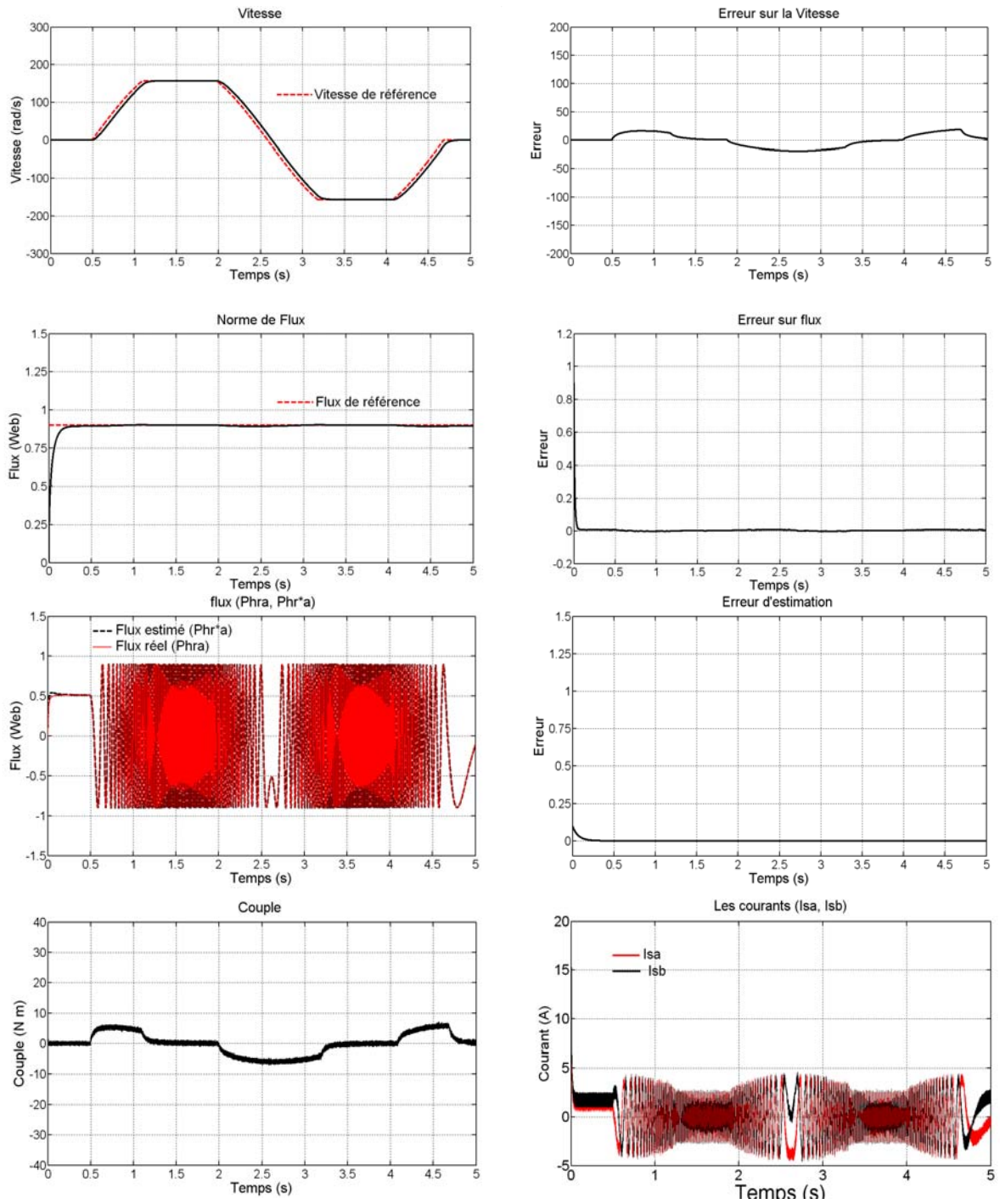


Figure (3. 6) : Test du poursuite d'une trajectoire

Les résultats obtenus valident les lois de commande par linéarisation entrées-sorties développées pour le modèle de la machine asynchrone.

3. Etude comparative

Les deux méthodes de commande décrites précédemment (commande vectorielle, et commande par linéarisation) présentent des performances très intéressantes malgré leurs inconvénients.

Pour montrer la différence nous simulons les deux commandes sans onduleur pour le mode de fonctionnement suivant :

- Démarrage en charge jusqu'à $t=0.5s$, à flux constant égale $0.9Web$.
- Vitesse et flux constants, de $t= [0.5s, 1s]$, la vitesse égale à $100rad/s$ correspond au fonctionnement à faible vitesse.
- Vitesse en mode accélération de $100rad/s$ jusqu'à sa vitesse nominale $157rad/s$ dans $t= [1s, 2.25s]$, puis elle reste constante sans couple de charge et à flux constant de $t= [2.25, 2.5s]$.
- Vitesse en mode accélération de $157rad/s$ jusqu'elle stabilise à $210 rad/s$ (fonctionnement en mode survitesse), à flux variable de $0.9web$ diminue jusqu'à $0.7web$ (défluxage), sans couple de charge.
- De $t=3.5s$ introduction d'un couple de charge de $7.5Nm$, et à $t=3.75$ la vitesse diminue en mode décélération jusqu'à la vitesse nominale, au moment ou le flux reprend sa valeur initiale $0.9Web$, la résistance rotorique augmente à $t=4s$ de $6.3Ohm$ à $9.45 Ohm$ ($1.5 * Rr$) la variation de la résistance est donnée par la figure (3. 7).

Les profils des trajectoires imposées et les résultats de simulations sont présentés dans la figure (3. 7).

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la vitesse et de flux sont satisfaisantes pour les deux types de commande, mais celles de la commande par linéarisation entrées-sorties obtenus sont meilleures, comme il est apporté sur le tableau (3. 1). Des grandes performances souhaitées sont obtenues en basse vitesse et en survitesse pour la commande par linéarisation.

Type de commande	Contrôle en régime transitoire	Contrôle en régime permanent	Sensibilité aux variations des paramètres	Comportement à basse vitesse	Adaptation aux vitesses élevées
Commande vectorielle	Oui	Oui	Très sensible	Bon	Médiocre
Commande par linéarisation	Oui	Oui	Sensible	Bon	Bon

Tableau (3. 1) : Critère de comparaison entre la commande par linéarisation E/S et commande vectorielle.

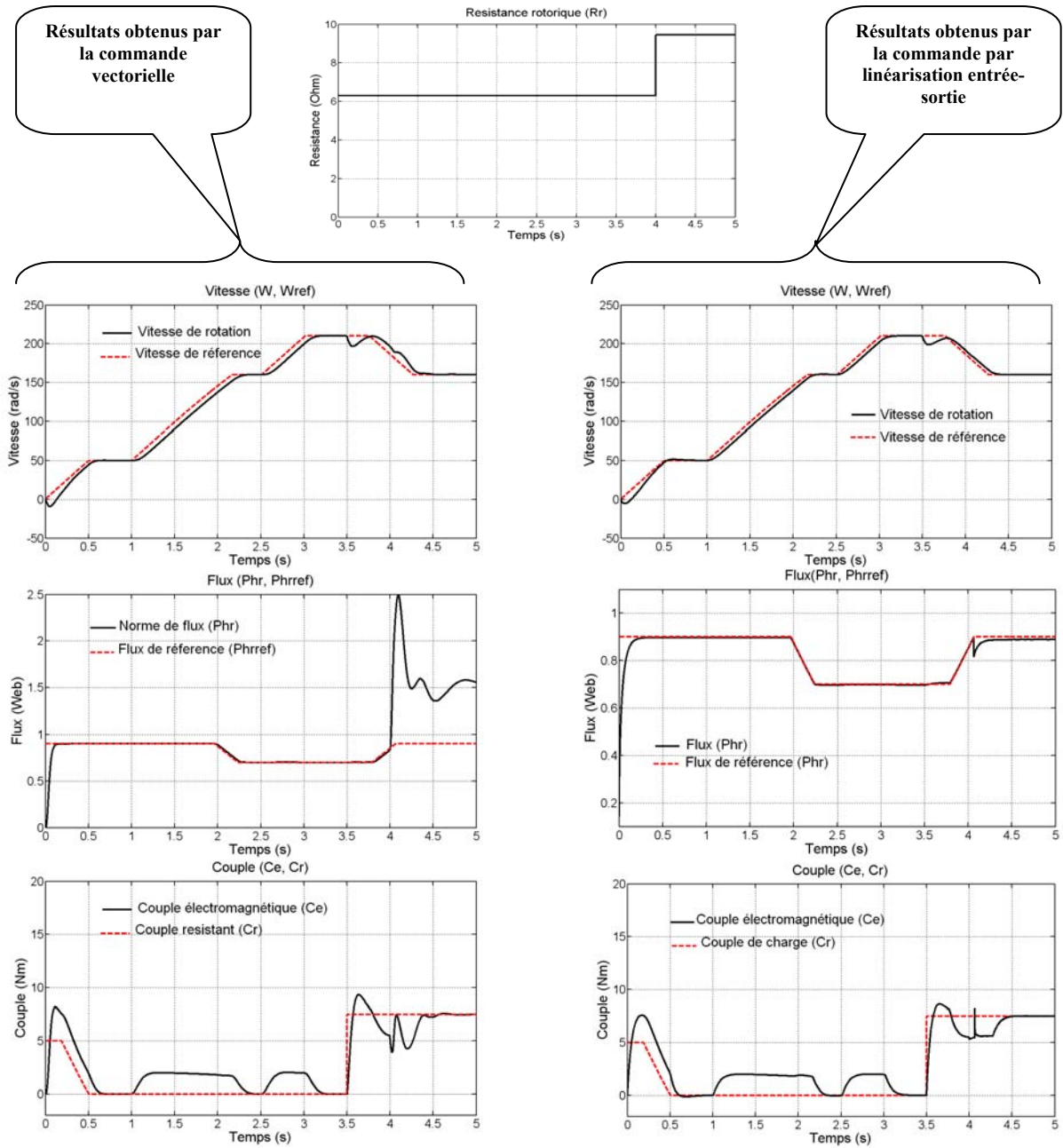


Figure (3. 8) : Comparaison entre la commande par linéarisation entrée-sortie et la commande vectorielle.

4. Conclusions

L'application de la technique de commande par linéarisation entrée-sortie au modèle non linéaire de la machine asynchrone dans le repère fixe lié au stator, a montré des performances très intéressantes au profile de découplage flux/couple (le couple de référence est obtenu à partir de la régulation de la vitesse de référence effectuée IP).

L'application de la technique de linéarisation nous permettre d'élaborer un modèle linéaire et une commande par retour d'état, qui permettre de commande les deux sorties séparément.

Les testes effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par linéarisation entrées-sorties garde la propriété de découples parfait entre le flux et le couple, donc la commande d'une seule sortie à partir une seule entrée. Ainsi que la supériorité de cette commande par rapport à la commande vectorielle.

L'estimateur employe dans ce chapitre, reconstruit parfaitement les états de flux malgré une erreur acceptable.

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR LINEARISATION ENTREES-SORTIES SANS CAPTEUR MECANIQUE

1. Introduction

De nombreuses méthodes de commande des processus utilisent le principe du retour d'état (commande optimale, découplage, placement des pôles, . . .). Les variables d'entrée et de sortie sont les seules grandeurs accessibles du système, dans la plupart des cas, il est nécessaire, à partir de ces informations, de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande. Depuis plusieurs années, la commande sans capteur de vitesse est un besoin industriel et un thème industriel et des recherches très actives nous citons au titre d'exemple [2], [5], [40], [48], [45]. Les techniques utilisées à l'heure actuelle permettent un contrôle de la vitesse et/ou de la position en régime dynamique, mais elles restent sensibles aux variations des paramètres (température, niveau de saturation magnétique, ...). Pour compenser ces variations paramétriques, les algorithmes d'estimation de la vitesse sont souvent associés à des estimateurs de paramètres (résistance statorique et rotorique) pour accroître la plage de fonctionnement en vitesse et réduire les risques d'instabilité en boucle fermée [32], [48].

Ce chapitre fera l'objet d'une étude d'une commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux d'une MAS sans capteur mécanique.

On fait l'introduction d'un observateur corrigeant en boucle fermée les variables estimées pour le retour d'état sans utilisation des capteurs. L'alimentation est assurée par un onduleur de tension commande par une MLI présentée au chapitre I.

En premier lieu, nous évoquons quelques notions de base sur le principe de fonctionnement des observateurs, et nous définissons par suite l'observateur de Luenberger, basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse.

Enfin, nous effectuons des simulations pour différents modes de fonctionnement afin de montrer la robustesse et la stabilité du système (onduleur-Observateur-commande non linéaire-machine asynchrone).

2. Principe d'un observateur

Un reconstruteur d'état ou estimateur est un système (figure (1. 1)) ayant comme entrées les entrées et les sorties du processus réel et dont la sortie est une estimation de l'état de ce processus.

2.1. Estimateur

Nous conviendrons d'appeler un estimateur un observateur en boucle ouverte c'est-à-dire un observateur sans correction de vecteur d'état. La matrice de gain est donc nulle.

Des estimateurs représentent les circuits ou les algorithmes basés sur la résolution complète ou partielle des équations de la machine. Ainsi, on peut parler des estimateurs d'ordre complet ou d'ordre réduit. Leur caractéristique principale est qu'ils fonctionnent en boucle ouverte. On peut concevoir de très nombreuses variables selon le mode d'alimentation de la machine, les hypothèses considérées ou le système d'axes de références choisis.

2.2. Les observateurs

Donc sous l'hypothèse de linéarité du modèle du processus, la structure de base de l'estimateur est toujours la même, mais sa réalisation dépendra du contexte choisi : continu ou discret, déterministe ou stochastique.

Dans le cas où ce modèle est un modèle déterministe, le reconstruteur d'état sera appelé observateur [17].

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du système à partir des états accessibles et mesurables du système [16]. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer (par des capteurs ou autres dispositifs) l'état par une méthode directe.

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la figure (4. 1). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système, qui porte le nom de prédicateur. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur.

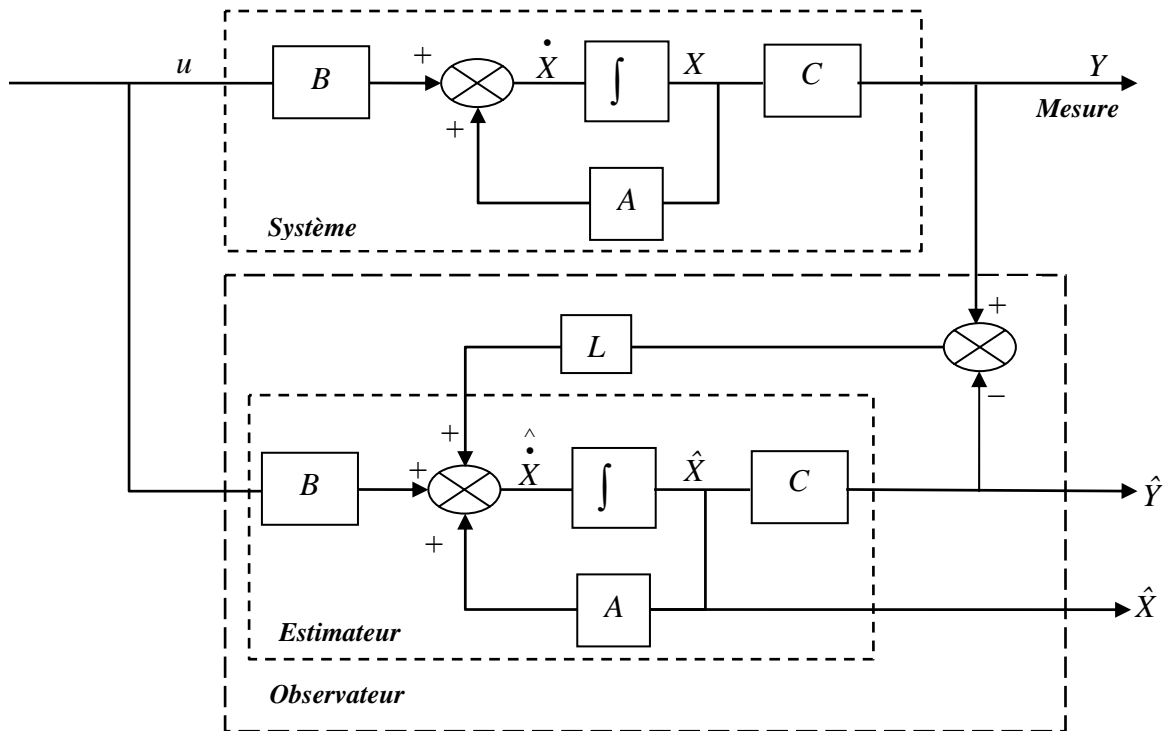


Figure (4. 1) : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement : un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie Y dont les composantes sont mesurables (courants, tensions).

Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent \hat{Y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence est multipliée par une matrice de gain L et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{X} . Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain L , tel que les valeurs propres de $A - LC$ soient à parties réelles strictement négatives [40], on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéros.

La différence de la mise en œuvre des observateurs, se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain L . Celle-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [13].

Donc, l'observation se fait en deux étapes :

- L'estimation se fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système.

- La correction se fait en boucle fermée.

3. L'observateur adaptatif

Cette méthode décrite dans [32], [33], [22], [39], [48] se décompose en deux parties. La première étape consiste à concevoir un observateur (déterministe ou stochastique) d'ordre complet stable pour l'estimation des composantes du flux rotorique et du courant statorique. On suppose lors de la conception et de la validation de l'observateur que la vitesse de rotation mécanique est mesurée. En pratique, on utilise la sortie de l'estimateur de vitesse comme entrée dans l'observateur. La seconde étape est le réglage de l'estimateur de vitesse (simple PI). Le principe de cette méthode est décrit à la figure (4.2). Le mécanisme d'adaptation estime la vitesse à partir des mesures sur le système et des grandeurs issues de l'observateur. Deux méthodes de construction de l'observateur adaptatif sont possibles:

- construction à l'aide d'une fonction de Lyapunov [36], comme il est présenté ci-dessous,
- construction basée sur la théorie d'hyperstabilité de Popov [48].

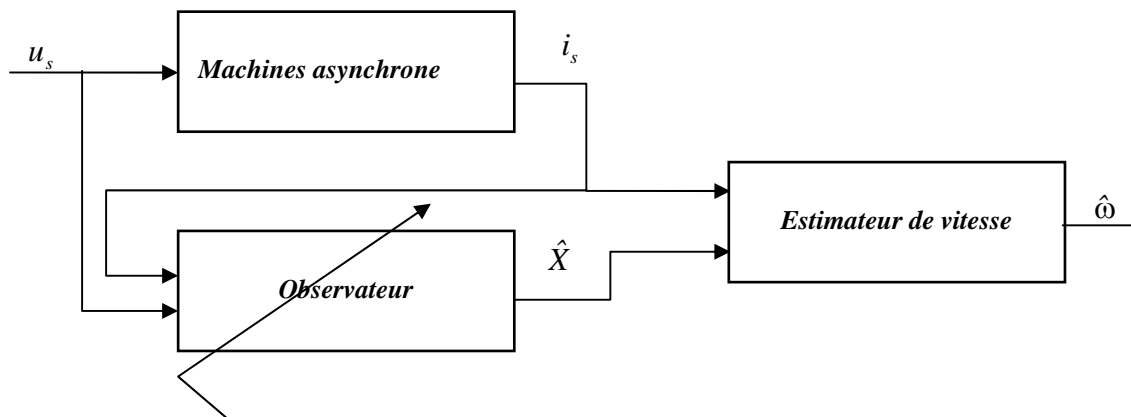


Figure (4. 2) : Schéma de principe de l'observateur adaptatif.

La théorie d'hyperstabilité de Popov conduit à un estimateur de vitesse plus complet, mais dont certaines parties sont supposées négligeables par rapport aux autres [48]. Ainsi la suppression des termes négligeables permet de réduire la complexité algorithmique de l'estimateur. En pratique, les deux théories conduisent au même estimateur de vitesse.

On utilise dans notre cas l'observateur de Luenberger basé sur un schéma d'adaptation, afin d'estimer la vitesse rotorique.

Donc, pour réaliser notre observateur nous devons choisir les grandeurs à observer.

Dans notre application de Commande non linéaire de la MAS, nous pouvons poser les considérations suivantes :

- Paramètres du modèle : connus et invariants,
- Courants statorique : mesurés,
- Pulsation et tensions statoriques : fournies par la commande,
- Flux rotoriques : à observer,
- Vitesse rotorique : à observer.

3.1. Observateur de Luenberger

Comme cela a été mentionné aux paragraphes précédents, le choix d'observateur est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états, l'utilisation de modèle de la machine est nécessaire pour concevoir l'observateur, nous allons procéder à la mise en équation d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes lié au stator [16]. Donc, le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante (donnée au chapitre I) :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\omega)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (4.1)$$

Tel que

$$x = [i_{sa} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{ra} \quad \phi_{r\beta}]^T, \quad y = i_s = [i_{sa} \quad i_{s\beta}]^T, \quad u_s = [u_{sa} \quad u_{s\beta}]^T$$

Avec :

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus :

$$a_1 = -\gamma = -\frac{1}{\delta L_s} (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r}), \quad a_2 = \frac{K}{T_r} = \frac{MR_r}{\delta L_s L_r^2}, \quad a_3 = K = \frac{M}{\delta L_s L_r}, \quad a_4 = \frac{M}{T_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{T_r},$$

$$\omega = p\Omega.$$

3.2. Détermination de l'observateur de Luenberger

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il 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 [13]. L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + Le_y \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (4.2)$$

Tel que

$$e_y = y - \hat{y} \quad (4.3)$$

Donc

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (4.4)$$

On remplace la valeur de $\hat{y} = C\hat{x}$ dans $\dot{\hat{x}}$, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (4.5)$$

Par arrangement des termes, on trouve :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_0\hat{x} + Bu + Ly \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (4.6)$$

Avec : $A_0 = A - LC$

L'erreur est dénotée $e = x - \hat{x}$ qui satisfait l'équation différentielle :

$$\dot{e} = (A - LC)e \quad (4.7)$$

La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_0 qui détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice de gain L [6] :

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 & L_3 & L_4 \\ -L_2 & L_1 & -L_4 & L_3 \end{bmatrix}^T \quad (4.8)$$

Si la paire (A, C) est observable, alors la matrice de gain L de l'observateur peut être choisie (par exemple en utilisant la méthode de placement de pôles) de telle manière que les

valeurs propres de $(A - LC)$ soient strictement négatives. En conséquence, l'erreur converge à zéro quand $t \rightarrow \infty$ avec un taux exponentiel désirable.

Les éléments de la matrice de gain L sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 = (1-l) \left(\frac{1}{\delta T_s} + \frac{1-\delta}{\delta T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ L_2 = (l-1)\Omega \\ L_3 = \frac{(1-l^2)}{a_3} \left(\frac{1}{\delta T_s} + \frac{1-\delta}{\delta T_r} + \frac{a_3}{T_r} \right) + \frac{(l-1)}{a_3} \left(\frac{1}{\delta T_s} + \frac{1-\delta}{\delta T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ L_4 = -\frac{(l-1)}{a_3} \Omega \end{array} \right. \quad (4.9)$$

Le choix de la valeur de l , permet de d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle de système.

L'observateur de Luenberger s'écrit :

Forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{sa} \\ \dot{\hat{i}}_{sb} \\ \dot{\hat{\phi}}_{sa} \\ \dot{\hat{\phi}}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \\ a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \\ a_5 & -\omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ \phi_{sa} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ L_2 & L_1 \\ L_3 & -L_4 \\ L_4 & L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} - \hat{i}_{sa} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Système d'équations:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{i}}_{sa} = a_1 \hat{i}_{sa} + a_2 \hat{\phi}_{ra} + a_3 p \Omega \hat{\phi}_{r\beta} + \left(\frac{1}{\delta L_s} \right) u_{sa} + L_1 (i_{sa} - \hat{i}_{sa}) - L_2 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{i}}_{s\beta} = a_1 \hat{i}_{s\beta} + a_2 \hat{\phi}_{r\beta} + a_3 p \Omega \hat{\phi}_{ra} + \left(\frac{1}{\delta L_s} \right) u_{s\beta} + L_2 (i_{sa} - \hat{i}_{sa}) - L_1 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{ra} = a_4 \hat{i}_{sa} + a_5 \hat{\phi}_{ra} - p \Omega \hat{\phi}_{r\beta} + L_3 (i_{sa} - \hat{i}_{sa}) - L_4 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} = a_4 \hat{i}_{s\beta} + a_5 \hat{\phi}_{r\beta} + p \Omega \hat{\phi}_{ra} + L_4 (i_{sa} - \hat{i}_{sa}) - L_3 (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \end{array} \right. \quad (4.11)$$

Dans ce cas la vitesse est considérée comme un état connu, on passe à l'estimation de la vitesse.

La forme de l'équation dynamique de l'observateur de Luenberger s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{x}} = A(\hat{\Omega})\hat{x} + Bu + Le_y \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{array} \right. \quad (4.12)$$

On peut se fixer une fonction de Lyapunov candidate [45] :

$$V = e^T e + \frac{(\Omega - \hat{\Omega})}{\lambda} \quad (4.13)$$

13)

Avec $\lambda > 0$ et $e^T = [i_{sa} - \hat{i}_{sa}, i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}, 0, 0]$ on suppose que $(\varphi_{sa} = \hat{\varphi}_{sa}, \varphi_{s\beta} = \hat{\varphi}_{s\beta})$

On dérive la fonction de Lyapunov candidate (4. 13), on obtient [] :

$$\frac{dV}{dt} = e^T \left\{ (A - LC)^T + (A - LC) \right\} e - 2(\Omega - \hat{\Omega}) \left(K(e_{i_{sa}} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\varphi}_{ra}) - \frac{d\hat{\Omega}}{dt} \frac{1}{\lambda} \right) \quad (4.14)$$

La stabilité de l'observateur adaptatif est prouvée si on respecte les deux conditions suivantes:

- Les pôles de l'observateur sont à parties réelles négatives: $A - LC$ doit être une matrice stable.

- Le terme en facteur de $\Omega - \hat{\Omega}$ dans l'équation (4. 14) doit être nulle. L'expression de la dérivée de la vitesse estimée est donc :

$$K(e_{i_{sa}} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\varphi}_{ra}) - \frac{d\hat{\Omega}}{dt} \frac{1}{\lambda} = 0 \quad (4.15)$$

Donc

$$\frac{d\hat{\Omega}}{dt} = \lambda K(e_{i_{sa}} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\varphi}_{ra}) \quad (4.16)$$

Cependant cette loi d'adaptation de vitesse $\hat{\Omega} = K_i \int_0^t (e_{i_{sa}} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\varphi}_{ra}) dt$, est obtenue pour le repère statorique dont la dynamique est réglée par le coefficient K_i positif (pour une vitesse constante). Pour augmenter la dynamique de cet estimateur durant les transitoires de vitesse. Nous nous estimons la vitesse par un régulateur PI, en ajoutant un terme supplémentaire, proportionnel à l'erreur. Ainsi, l'estimateur de vitesse devient:

$$\hat{\Omega} = K_p (e_{i_{sa}} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\varphi}_{ra}) + K_i \int_0^t (e_{i_{sa}} \hat{\varphi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \hat{\varphi}_{ra}) dt \quad (4.17)$$

Les paramètres de réglage K_i et K_p sont la plupart du temps ajustés de manière empirique.

Mais il peut être intéressant d'utiliser une méthode d'optimisation mathématique pour déterminer les paramètres optimaux pour un type de fonctionnement. La conception de l'observateur de flux suppose la vitesse de rotation mécanique constante entre deux pas de calcul. Si cette condition n'est pas respectée, les performances de l'estimateur de flux et de vitesse sont fortement dégradées. La vitesse estimée est alors retardée par rapport à la vitesse mesurée issue d'un capteur de position. Toutefois, l'estimation peut être moins bruitée en

régime permanent par rapport à une estimation de vitesse issue d'une mesure d'un capteur de position par un choix judicieux des K_i et K_p [45].

3.3. Schéma de l'observateur adaptatif

La figure (4. 3) suivante représente l'observateur adaptatif de Luenberger.

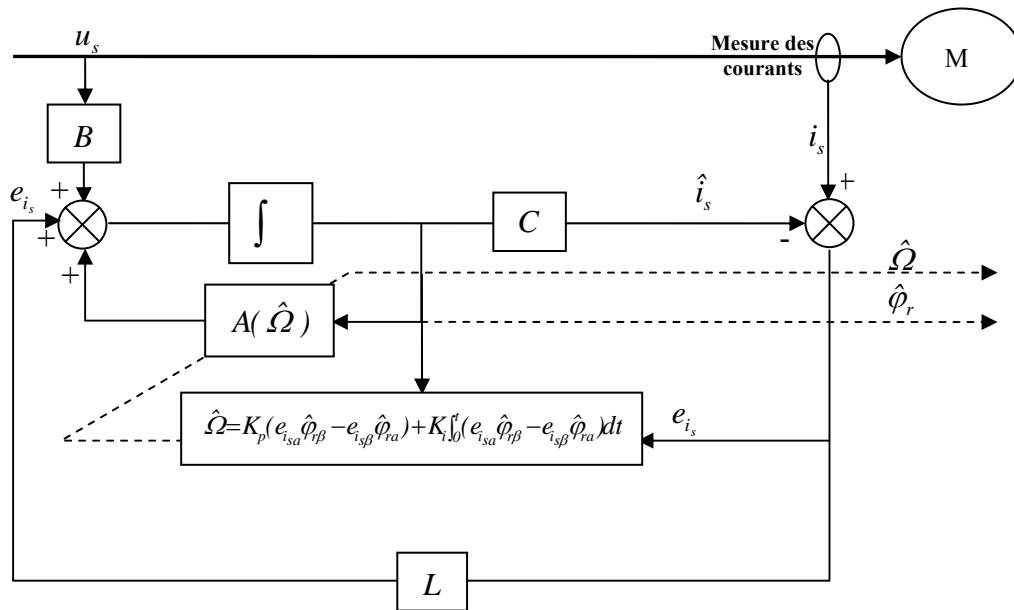


Figure. (4. 3) : Représentation de l'observateur adaptatif.

3.4. Simulation

3.4.1. Bloc de simulation

Afin de tester les performances statiques et dynamiques de la commande par linéarisation entrée-sortie sans capteur mécanique élaborée, Le schéma de principe de cette commande est représenté sur la figure (4. 4), il est semblable au schéma présenté dans la figure (3. 3) de troisième chapitre, la différence réside dans élimination du capteur de vitesse réel qui a été remplacé par un estimateur.

Donc nous utilisons le modèle obtenu au chapitre précédent, et l'observateur décrit par le système d'équations (4. 11) pour l'estimation des deux composantes de flux rotorique et l'équation (4. 17) pour la vitesse, le schéma de simulation est représenté par la figure (4. 4).

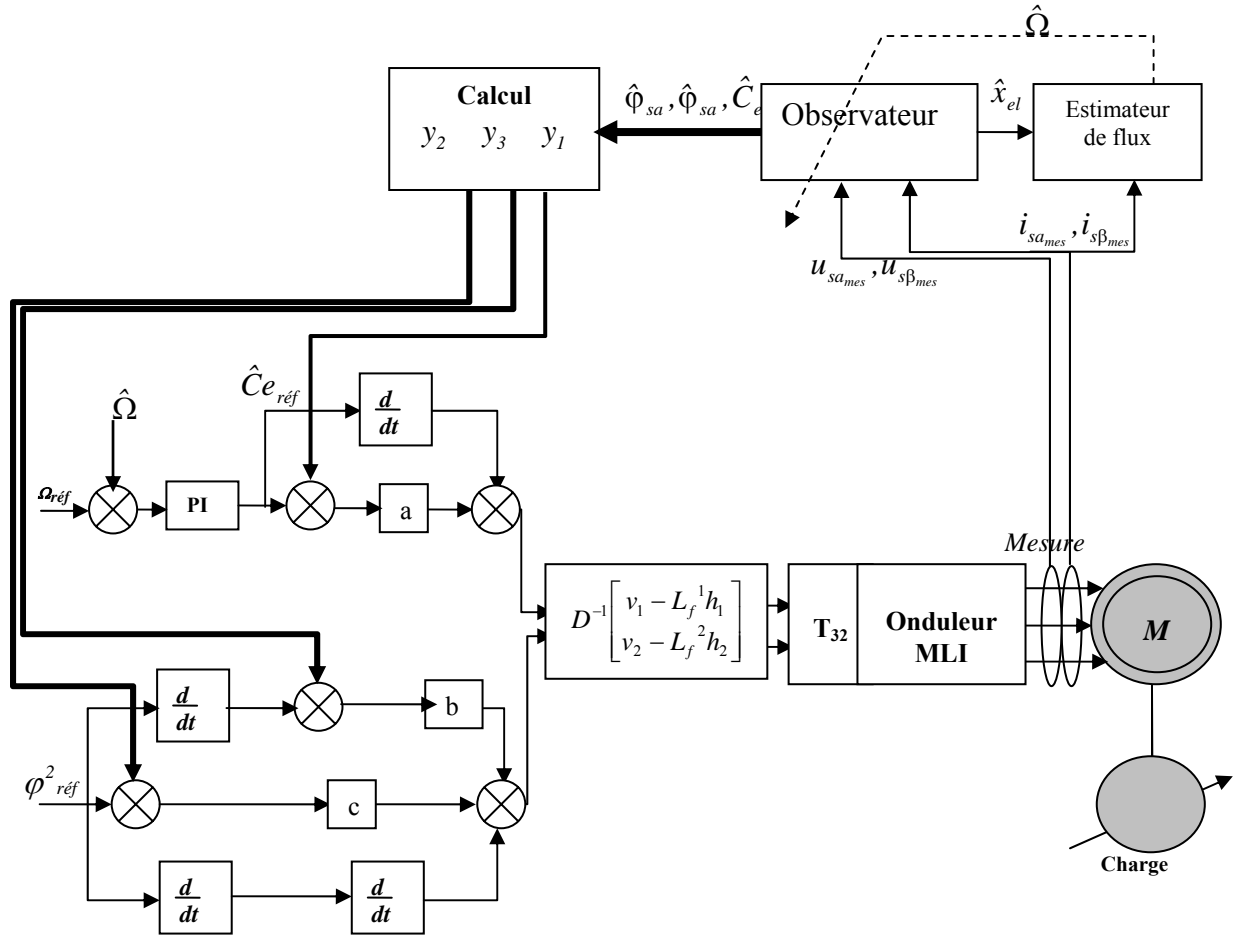


Figure (4, 4) : Schéma de commande sans capteur mécanique

3.4.2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la commande par linéarisation entrée-sortie associée à l'observateur adaptatif de vitesse que nous avons proposé sont présentés ci-dessous. Ces résultats ont été obtenus pour les tests suivants :

- Démarrage à vide avec insertion de couple de charge et inversion de sens de rotation à flux constant (régime de fonctionnement nominal).
- Fonctionnement à vitesse variable à flux constant.
- Fonctionnement à vitesse variable à flux variable (défluxage).

A. Démarrage à vide à avec insertion de couple de charge

La simulation est effectuée pour un démarrage à vide, à $t=1s$, on introduit un couple de charge de 10 Nm, par suite nous inversons le sens de rotation gardant le couple de charge jusqu'à $t=3s$ nous éliminons le couple de charge par suite. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure (4. 5).

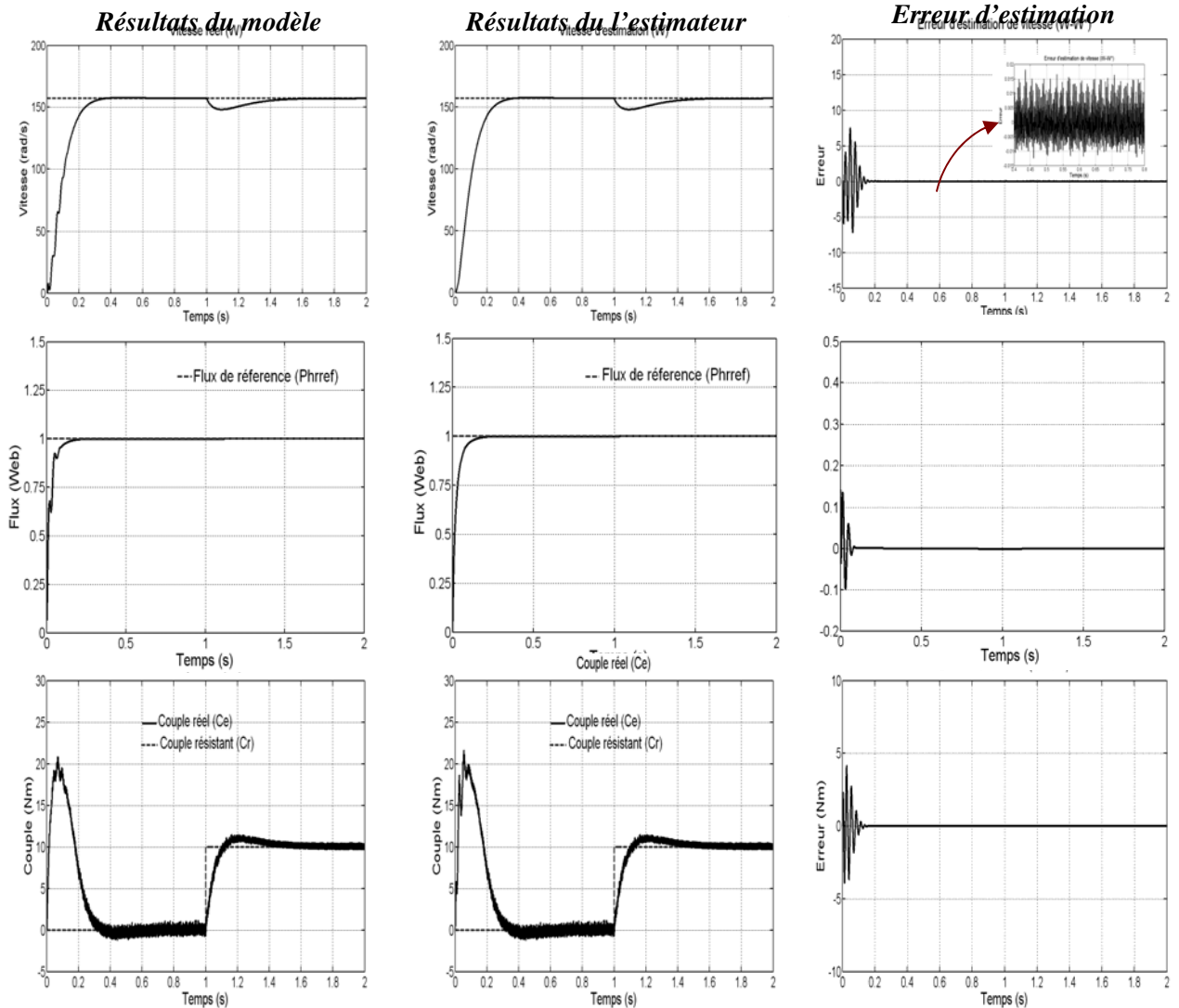


Figure (4. 5) : Test de démarrage à vide insertion de charge

Les résultats obtenus montrent que la commande est robuste vis-à-vis ce test de démarrage à vide et l'insertion de la charge, du fait que la reconstruction du couple, de flux, et de la vitesse est faite d'une façon adéquate et que les erreurs d'estimation sont acceptable.

B. Test d'inversion de sens de rotation

Le moteur sera subit à deux sens de rotation, de $t= [0s, 1s]$ la valeur de la vitesse sera égale à 157rad/s et de $t= [1s, 2s]$ sa vitesse sera inverse est égale -157rad/s , les autres grandeurs seront constants.

L'inversion de sens de rotation est effectuée avec succès malgré l'erreur d'estimation qui est acceptable, donc la commande est encore robuste et le découplage est maintenu à la variation de sens de rotation.

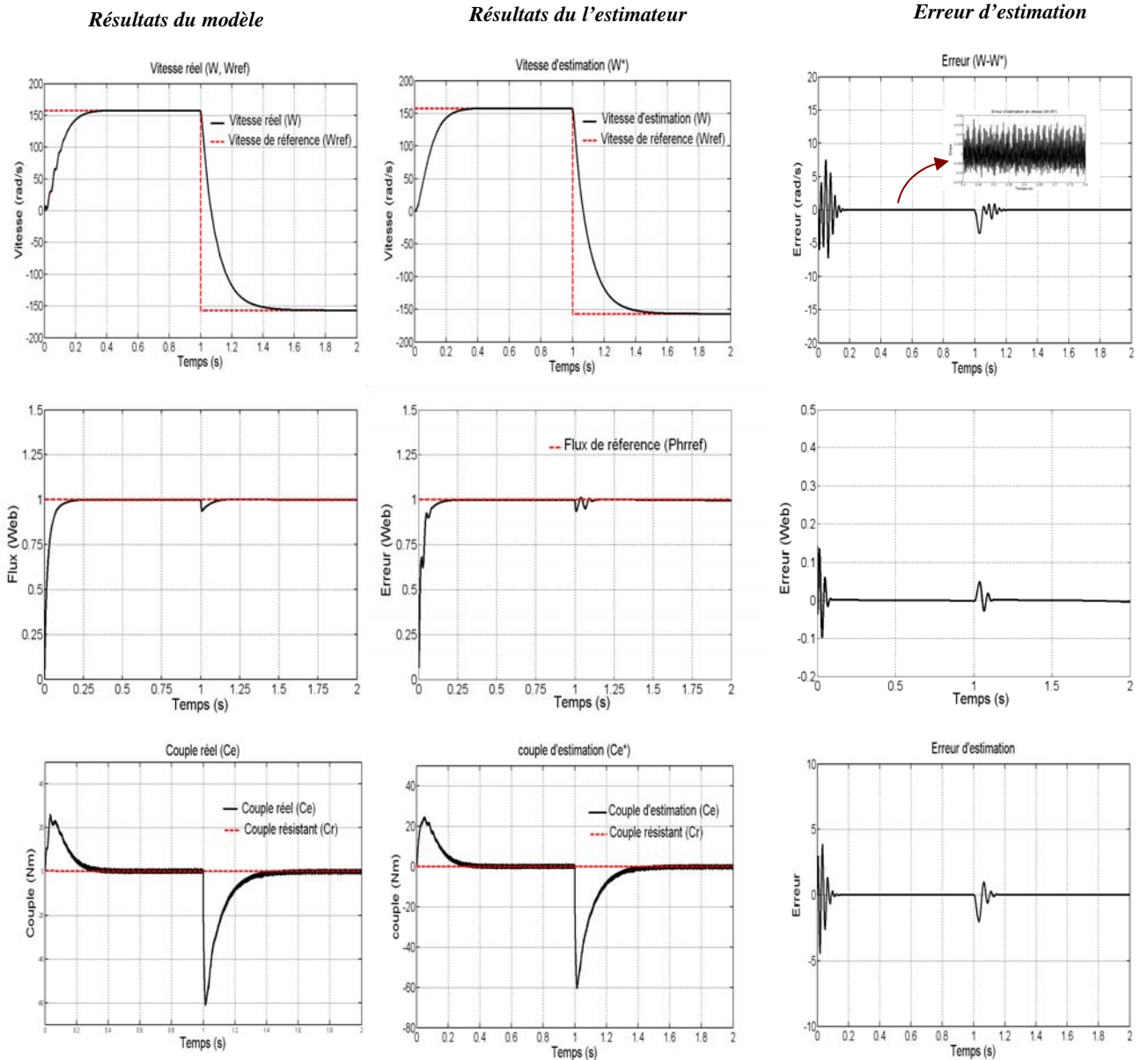


Figure (4.6) : Teste d'inversion de sens de rotation.

C. Test de variation de la vitesse et de charge à flux variable

Dans ce test, nous simulons le modèle (machine-onduleur-commande-observateur) de commande pour une vitesse variable (survitesse, basse vitesse, vitesse nominale)

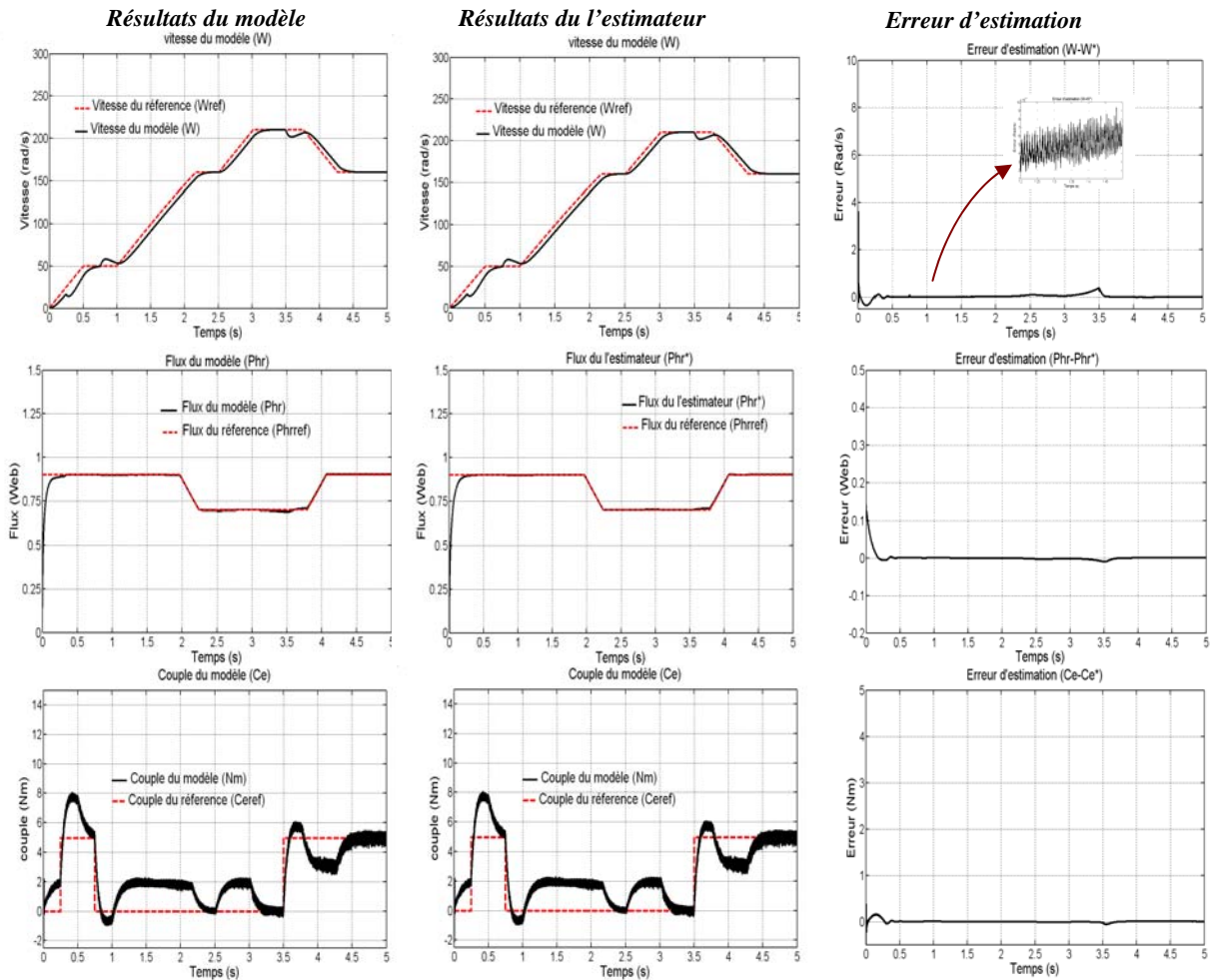


Figure (4. 7) : Teste de variation de la vitesse et du flux en charge

La figure (4. 7) montre que la vitesse et le flux suivent leurs trajectoires de référence imposées malgré l'introduction de charge, ainsi la variation de flux n'a aucun effet sur la vitesse, et vis versa.

L'estimation du flux, de la vitesse, et de couple électromagnétique est faite avec succès.

D'après ces résultats de simulation, le découple est toujours maintenu, et la reconstruction des états estimés sont faits avec succès pour tous les modes de fonctionnement (survitesse, basse vitesse, defluxage), même au régime transitoire.

4. Conclusions

La commande sans capteur est objet d'étude de plusieurs chercheurs ces avantages multiples comme l'élimination des capteurs qui sont source de bruit, d'encombrement, et faible cout de revient ...etc.

Dans ce chapitre, après une brève représentation du principe de fonctionnement des estimateurs et des observateurs, nous sommes basé sur le modèle de la machine asynchrone pour synthétiser un observateur de flux à partir de la mesure des courants statoriques et des tensions (dit observateur de Luenberger adaptatif), en considérant que la vitesse est mesurée, puis nous avons utilisé une fonction de Lyapunov pour l'estimation de la vitesse.

Les résultats de simulation obtenus pour les trois tests montrent que l'observateur a bien reconstruit les états avec des erreurs négligeables vis-à-vis des valeurs des états estimées (tend vers zéro).

Le but de cet observateur est de reconstruire les flux, le couple et la vitesse donc évite l'utilisation des capteurs de flux, de vitesse (position) et par conséquent de minimiser la structure et le coût de revient de la commande par linéarisation et d'augmenter sa robustesse.

CONCLUSIONS GENERALES & PRESPECTIVES

Conclusions générales & Perspectives

1. Conclusions générales

Le travail présenté est consacré à l'étude des performances de la commande par linéarisation entrées-sorties appliquée à la machine asynchrone. L'étude théorique de la commande non linéaire a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des trajectoires prédéterminées pour un moteur asynchrone avec de bonnes performances.

Le modèle mathématique de la machine est obtenue par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasée, puis on applique la transformation soit de Park où celle de Concordia, selon le repère désiré, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine asynchrone obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé.

La commande vectorielle dite commande par orientation de flux rotorique indirecte est élaborée à partir du modèle de la machine dans le repère lié au flux rotorique. La commande vectorielle permet un découplage naturel, mais présente un problème de perte de découplage associée à la variation des paramètres et dans le cas de fonctionnement sur vitesse.

La commande par linéarisation entrées-sorties est obtenue par l'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé et nous assure la commande de couple et du flux séparément.

Les coefficients de retour d'état ont été choisis de manière à assurer la stabilité du système de commande. Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec des bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante et le rejet de perturbations est efficace.

L'étude comparative des deux techniques permet de tirer les conclusions suivantes :

- Le choix des paramètres et la conception de la commande par linéarisation entrées-sorties sont très simples que dans la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.
- Les deux commandes présentent des performances intéressantes dans le fonctionnement nominal. Mais la dégradation des performances (découplage) de la commande vectorielle en d'hors de ce mode de fonctionnement (fonctionnement survitesse et mode

défluxage), par contre celles de la commande par linéarisation entrées-sorties sont toujours maintenues.

- La commande vectorielle est très sensible aux variations des paramètres, par contre moins sensible dans la commande par linéarisation entrées-sorties.

Un inconvénient commun entre les deux commandes, est la supposition de la disponibilité de la totalité du vecteur d'état. Cependant, seuls les courants et les tensions statoriques qui sont mesurables. Pour résoudre ce problème, on a abouti à l'étude d'une commande par linéarisation entrées-sorties sans capteur mécanique basée sur l'introduction d'un observateur du flux rotorique distingué de modèle de référence de la machine afin de garder ces propriétés avec un mécanisme d'adaptation de la vitesse de rotation. La reconstruction des états non accessibles faite par une simple mesure des tensions et des courants statoriques. Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande obtenue des essais de simulation sont effectués.

A travers les erreurs d'observation, on remarque une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi qu'une bonne reconstruction de l'état non accessible par mesure de cet observateur, ainsi il n'affecte pas les performances de la commande.

2. Perspectives

Le présent travail est loin d'être achevé ; plusieurs axes de recherches peuvent être envisagés, citons par exemple

- Introduction de la saturation et des pertes fer dans le modèle de la machine par introduction de la caractéristique de magnétisation du moteur.
- Utilisation des observateurs plus évolués que l'observateur de Luenberger pour la reconstruction des états non mesurés (filtre de Kalman ...etc.).
- Exploitation des commandes dites non conventionnelles (ou intelligentes) pour réaliser une étude complémentaire et comparative.
- L'implémentation de la commande proposée par utilisation des microprocesseurs rapides (DSP).

ANNEXES

Annexe 1

Régulation

1. Régulateur de vitesse

La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure suivante :

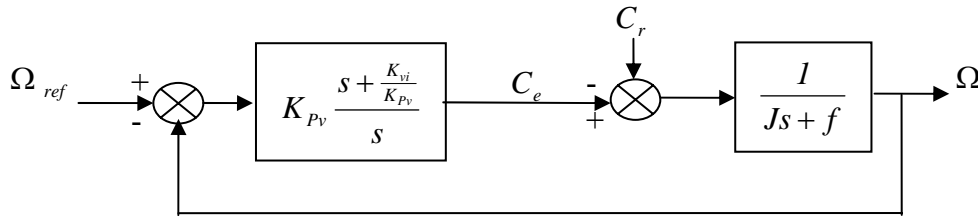


Figure (1) régulateur de vitesse de structure PI

Nous s'intéressons à l'étude de la boucle de régulation de vitesse. Sachant que nous supposons l'orientation du flux établie, c'est-à-dire, que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique (i_{sq}) et que le flux rotorique (Φ_r) est constant.

La fonction de transfert de régulateur de vitesse s'écrit sous la forme suivante :

En boucle ouverte :

$$\frac{\Omega_{BO}}{\Omega_{réfBO}} = \frac{I}{js + f} \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)$$

Par contre, En boucle fermée, la fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{\Omega_{BF}}{\Omega_{réfBF}} = \frac{\frac{I}{js + f} \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)}{1 + \frac{I}{js + f} \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)}$$

L'équation caractéristique pour la fonction de transfert est donnée par :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 s = \frac{K_{iv}}{j} + \frac{f + K_{pv}}{j} s + s^2 = 1 + \left(\tau_v + \frac{f}{K_{iv}} \right) s + \frac{j}{K_{iv}} s^2$$

Tel que : $\tau_v = \frac{K_{pv}}{K_{iv}}$

Donc par identification à l'équation caractéristique :

$$\begin{cases} K_{iv} = j\omega_n^2 = \frac{4j}{\tau_v^2} \\ K_p = 2\zeta\omega_n j - f = \tau_v K_{iv} \end{cases}$$

Sachant que : $t_{reponse}(5\%) = 3\tau_v$

2. Régulateur de couple

Le découplage proposé dans le chapitre 1 (voir figure (1. 9)) nous permettons d'écrire:

$$\frac{C_e}{V_{sql}} = \frac{PM \Phi_{ref}}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{s + \gamma} = \frac{K_{co}}{s + \gamma}$$

Avec :
$$K_{co} = \frac{PM \Phi_{ref}}{\sigma L_s L_r}$$

En utilisant un régulateur proportionnel intégral, on obtient le schéma présenté comme suite :

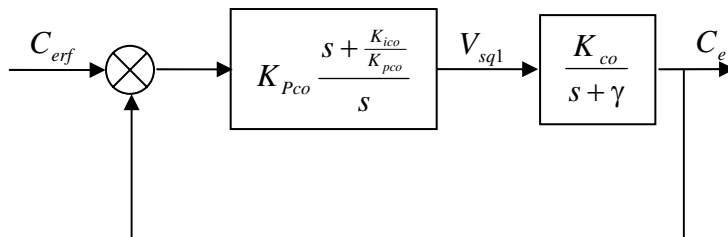


Figure (2) Schéma de la régulation couple

Nous compensons le pôle le plus lent de la fonction transfert de notre régulateur, soit

$(s + \gamma)$ par $(s + \frac{K_{ico}}{K_{Pco}})$ pour cela :

$$s + \gamma = s + \frac{K_{ico}}{K_{Pco}}$$

Par identification, on aura :

$$\frac{K_{ico}}{K_{Pco}} = \gamma$$

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

$$G(s) = \frac{K_{Pco} K_{co}}{s}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est :

$$\frac{s}{K_{Pco} K_{co}} + 1$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 1^{ère} ordre. Nous avons à résoudre le système suivant :

$$\tau = \frac{1}{K_{Pco} K_{co}}$$

Le gain K_{Pco} est donné par :

$$K_{Pco} = \frac{1}{\tau K_{co}}$$

Et : $K_{ico} = \gamma K_{Pco}$

Tel que la constante du temps associée au régulateur est donnée par :

$$\tau_{co} = \frac{1}{K_{Pco} K_{ico}}$$

Sachant que : $t_{reponse} (5\%) = 3\tau_{co}$

Donc les paramètres de régulateur de couple :

$$\begin{cases} K_{Pco} = \frac{1}{K_{co} \tau_{co}} \\ K_{ico} = \gamma K_{Pco} \end{cases}$$

3. Régulateur de flux

Le découplage proposé dans le chapitre 1 (voir figure (1. 9)) pour le flux, nous permettons d'écrire:

$$\Phi_r = \frac{M}{\sigma L_s} \cdot \frac{1}{(s + \gamma)(T_r s + 1)} V_{sd1} = \frac{K_f}{(s + \gamma)(s + \frac{1}{T_r})} V_{sd1}$$

Avec : $K_1 = \frac{M}{\sigma L_r T_r}$

Nous pouvons représenter le régulateur de flux par :

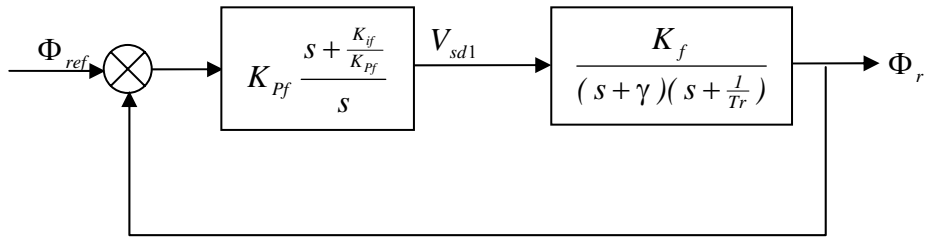


Figure (3) schéma de régulateur de flux

Compensons le pôle le plus lent de la fonction de transfert de notre régulateur, soit $(s + \frac{1}{T_r})$

par $(s + \frac{K_{f_f}}{K_{p_f}})$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{f_f}}{K_{p_f}} = \frac{1}{T_r}$$

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

$$G(s) = \frac{K_{p1} \cdot K_1}{s \cdot (s + \gamma)}$$

L'équation caractéristique du système est :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2 s = 1 + \frac{\gamma}{K_{p_f} \cdot K_f} \cdot s + \frac{s^2}{k_{p_f} \cdot K_f}$$

Donc les paramètres du régulateur du flux sont :

$$\begin{cases} K_{p_f} = \frac{\gamma^2}{4K_f \zeta^2} \\ K_{f_f} = \frac{K_{p_f}}{T_r} \end{cases}$$

Annexe 2

Plaque signalétique de la machine asynchrone emploi

$P_N=0.75KW$	Puissance nominale.
$F_s= 50HZ$	Fréquence du réseau industriel.
220/380V	Tension du réseau.
$N_r=157 \text{ rad/s}$	Vitesse de tension nominale.
$C_{en}=5 \text{ Nm}$	Couple électromagnétique.
$R_s = 10 \ \Omega$	Résistance statorique.
$R_r = 6.3 \ \Omega$	Résistance rotorique.
$L_s = 0.4612$	Inductance statorique.
$L_r = 0.4642 \text{ H}$	Inductance rotorique.
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.02 \text{ kgm}^2$	Moment d'inertie.
$F = 0$	Frottement visqueux.
$P = 2$	Paire de pôle.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] Adel M.” Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone”, thèse doctorat, université du Québec, Mai 2007.
- [2] Aissa K. “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté”, Thèse doctorat, Université de Boumerdès, Algérie, 2007.
- [3] Akhrif O., F. A. Okou, L. A. Dessaint et R. Champagne, “ application of a multivariable feedback linearization scheme for rotor angle stability and voltage regulation of power systems”, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 14, No. 2. May1999.
- [4] Alessandro de luca et Giovanni ulivi “Design of an exact nonlinear controller for induction motors”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, No. 12. December 1989.
- [5] Benyahia. M,”commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone” thèse de magister, Université de Batna, Algérie. (2001).
- [6] Blandjerg F., K. Beum, “Performance improvement of sensorless vector control for induction motor drives fed by matrix converter using nonlinear model and disturbance observer”. 35th Annual IEEE power Electronics, 1341-1347 Aachen, Germany, 2004.
- [7] Bouakaz O., “ contribution à l’analyse des onduleurs multiniveaux”, thèse de magister, université de Batna, Algérie, 2005.
- [8] Brockett R. W.”Feedback Invariants for Nonlinear Systems”, IFAC congress, Helsinki, 1978, pp. 11-15.
- [9] Canudas C. de Wit, “Commande des moteurs asynchrones 1– Modélisation contrôle vectoriel et DTC”, Hermès Science Publication, France, 2000.
- [10] Chiasson J. “Dynamic Feedback Linearization of the Induction Motor”, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 38, no. 10, pp 1588-1594, 1993.
- [11] Chiasson J.“Nonlinear Controllers for an Induction Motor”, Control Engineering. Practice, vol. 4, no.7, pp 977-990, 1996.

- [12] Chiasson J. "A New Approach to Dynamic Feedback Linearization Control of an Induction Motor", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 43, no. 3, pp.391- 397, 1998.
- [13] Clerc G., G. Grellet, "Actionneurs électrique, Principe, Modèle, Commande ", Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997
- [14] Conte G., Claude H. M. et Anna M. P. "Algebraic methods for nonlinear control systems", 2nd edition, May 2006.
- [15] CORNELL E. P. et T. T. LIPO "Modelling and design of controlled currant induction motor and systems", IEEE transactions on industry applications, IA 13(4), 1977.
- [16] Eguiluz R. P., "Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire ", Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2002
- [17] Frédéric R., "Observation" Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes
- [18] Gabriel B., "commmande vectorielle de machine asynchrone en environnement /temps réel MATLAB/SIMULINK", Dplôme d'ingénieur, CNAM, CUEFA Grenoble, Mars 2001.
- [19] Hedrick J. K. and A. Girard, "Feedback Linearization". Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications, 2005.
- [20] Hischorn R. M., 'Inevitability of multivariable nonlinear svstems', EEE Trans. on AC, AC-24, 1979, pp. 855.
- [21] Hunt R. L., R. Su et G. Meyer, 'Design for Multi-input Systems', Differential Geometric Control Theory, edited by R. Brockett et al, Boston, vol. 27, 1983, pp. 268.
- [22] Iias C., R. Magureanu, J.F. Easthan, "Sensorless Control of induction motor drives using DSPs Algorithm design considerations," PCIM'97, Europe Official of the thirty-first international Conference, Nuremberg, Germany, 10-12 June 1997.
- [23] Isidori A., "Nonlinear control systems: communication and control", Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, 2 edition, 1989.
- [24] Ismail M.M., H.A. Abdel Fattah and A. Bahgat, Adaptive input-output of induction motors with magnetic saturation, Proceedings of the 29th IEEE Conference of Industrial Electronics Society, IECON03, vol. 1, pp. 168-173, 2003.
- [25] Jakubczyk B. and W. Respondek, "On linearization of control systems," bull. Acad. Pol. Sci. Ser. Sci. Math, vol. 28, no. 9-10, pp. 517-522, 1980.

Bibliographie

- [26] Jelassi K., “positionnement d’une machine asynchrone par la méthode du flux orienté”, thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1991.
- [27] JOETTEN R. et G. MAEDER "control methods for good dynamic performance induction motor drive based on current and voltage as measured quantities " IEEE Trans. On Industry Applications, IA-19(3), 1983.
- [28] Kaddouri A., “Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents”, pour l’obtention de Philosophiae Doctor (Ph.D.) de l'Université Laval Québec, Novembre 2000.
- [29] Kailath T., "Linear Systems" Prentice-Hall, Englewood, New Jersey, 1980.
- [30] Kemer A. J., “On the equivalence of Control Systems and the Linearization of Nonlinear Systems”, SIAM J. Control, pp. 670, 1973.
- [31] Krause P. C., O. Wasynczuk et S. D. Sudhoff, "Analysis of electric machinery" IEEE press, 1994.
- [32] Kubota H., K. Matsuse, T. Nakano, “DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 29, No 2, pp 152-156, Mars/Avril 1993.
- [33] Kubota H., K. Matsuse, “Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 30, No 5, pp 1219-1224, Septembre/Octobre 1994.
- [34] Latfaoui M. et B. Cherki “Linéarisation approximative par feedback pour un modèle de pendule inverse”, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Algérie.
- [35] Leonhard W. “Control of alternative current machines with the help of microelectronics”, In 3rd IFAC Symposium on control, Inpow, 83
- [36] Levine W.S. (editor), “The control handbook,” IEEE Press, 1996.
- [37] Lévine J., “Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires”, Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.
- [38] Lin Y.N., C.L. Chen, “Adaptive pseudoreduced-order flux observer for speed sensorless field oriented control of IM,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 5, pp 1042-1045, Octobre 1999.
- [39] Lotfi. B., “ contribution à la commande asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ”, thèse doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I France, janvier 1999.

- [40] : Malek G., "Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique", thèse doctorat, l'École Centrale de Nantes et l'Université de Nantes, Novembre 2005.
- [41] Marino R., S. Peresada and P. Valigi, Adaptive partial feedback linearization of induction motors, Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control, Honolulu, Hawaii, USA, pp. 3313-3318, 1990.
- [42] Marino R., S. Peresada and P. Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", IEEE Transactions on Automatic Control, vol.38, no. 2, pp. 208-221, 1993.
- [43] Meroufel, B. Belabbes, M. K. Fellah, A. Benaïssa "Commande linéarisante d'un moteur synchrone à aimants permanents avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante" Université Djillali Liabes Sidi Bel –Abbes, Algérie
- [44] Meroufel A., B. Belebbes, M. K. Felleh, A. Benaïssa, " Etude Comparative de la CSV et la Commande Non-Linéaire pour l'Asservissement de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents". CEE'02. Université de Batna, Algérie pp. 74-79, Décembre 2002.
- [45] Mickaël H., "Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes", Thèse doctorat, Université de Nantes, Novembre 2001.
- [46] Mohammed T. " Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé", thèse Ph.D, Université de Laval Québec, septembre 1997.
- [47] Nadir K., "Amélioration des performances de la commande d'un moteur asynchrone à cage et élaboration d'un estimateur universel de ses paramètres en utilisant les Réseaux de neurones artificiels", Thèse doctorat, Université de Boumerdès Algérie, 2007.
- [48] Purwoadi M. A., "Réglage non-linéaire du variateur de vitesse asynchrone sans capteur mécanique, contribution à la commande par linéarisation exacte entrées-sortie et à l'observation du flux rotorique," Thèse de Doctorat de l'INPT, NI 165, 1996.
- [49] Séguier G., F. Labrique « Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance conversion continu-alternatif » Techniques et Documentation, 1989.
- [50] Singh S. Y. et W. J. Rugh, "Decouplinrr in a class of nonlinear Systems by state variable feedback", J. Dyn. syst. measur. and control, Trans. ASME, vol. 94, 1972, pp. 323-329.

Bibliographie

- [52] Slotine JJE, Li W "Applied nonlinear control". Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [53] Sontag E.D., "Mathematical control theory - deterministic finite dimensional systems", Springer-Verlag, 1990.
- [54] Van Raumer T., J. M. Dion, L. Dugart and J. L. Thomas, "Applied nonlinear control of an induction motor using digital processing" IEEE Transactions on control systems technology, Vol. 2, No. 4, December 1994.
- [55] Yann LABIT, "Contribution a la commande non linéaire par des approches linéaires", Thèse Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 2002.
- [56] Yesma. Bendaha, Benyouness. Mazari "Commande Adaptative Linéarisante d'un Moteur Asynchrone", Laboratoire D'Electronique de Puissance, Université des Sciences et de Technologie, Oran, Algérie.

Résumé

L'objectif de ce mémoire est l'application des techniques de commande par linéarisation entrées-sorties (CNL), au moteur asynchrone dit aussi moteur d'induction représenté par un modèle non linéaire fortement couplé. La stratégie de linéarisation entrées-sorties permet de découpler et de linéariser le modèle du moteur d'induction. Le comportement de ce dernier est choisi selon la méthode de l'imposition des pôles. L'algorithme de commande par linéarisation entrées-sorties ainsi défini est mis en valeur par des tests de simulation.

Ces performances obtenues sont comparées à celles de la commande vectorielle classique. De plus, l'étude de la réalisation de la commande non-linéaire dans le cas de la non disponibilité des états est aussi résolue par la conception d'un observateur d'états. Finalement, les performances de l'ensemble contrôleur non-linéaire observateur onduleur sont présentées et discutées.

Abstract

The objective of this work is the application of the techniques of feedback linearization input-output based on the theory of the differential geometry (CNL), to the induction motor where it is represented by a non-linear model. The strategy of input-output feedback linearization permits to decouple and linearize the model of the induction motor. The behavior of this last is chosen according to the method of the imposition of the poles. The algorithm of order by linearization input-output so definite is put in value by test simulation on the motor of induction. Its performances are compared to those of the classic field oriented control. Besides, the survey of the realization of the non-linear order in the case of the non availability of the states is also solved by the conception of an observer of states. Finally, the performances of the whole non-linear controller observer inverter are presented and discussed.

تلخيص

الهدف من هذه الأطروحة، هو تطبيق تقنية التحكم الخطي في المداخل و المخرجات على المحرك الغير المتزامن الممثل بنموذج الغير خطي.

هذه الإستراتيجية تعتمد على نظريات التفاضلية والتي تسمح بفصل بين المزدوجة الكهرومغناطيسية و التدفق المغناطيسي. أما سلوكه فيختار بطريقة فرض الأقطاب ويتم عرض النتائج هذه التقنية بتحاكي في فضاء Matlab similink و تقارن مع نتائج طريقة التحكم الشعاعي للإثبات فعالية التقنية وامتيازها.

و في الأخير، نعرض تطبيقا لتقنية التحكم الخطي بدون قياس مباشر بالاعتماد على طريقة الرصد في حالة عدم إمكانية القياس، كما نعرض النتائج المحصلة عليها بالمحاكاة في فضاء Matlab similink.

Mots clés:

Commande non linéaire; commande par linéarisation; théorie de la linéarisation; théories sur les géométries différentielles ; commande vectorielle; commande des moteurs asynchrones.