

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE**



**PRÉSENTE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME MASTER
EN GÉNIE ÉLECTRIQUE**

OPTION : AUTOMATIQUE

THÈME

**Utilisation d'un observateur à grand gain dans une
commande d'une machine asynchrone**

Présenté par :

ABDELHAFID Youcef.

Proposé et dirigé par :

Mr. BEDBOUDI Mohamed.

Mme. BELOUNIS Ouassila

ANNÉE UNIVERSITAIRE: 2012/2013.

N° d'ordre :063

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات

REMERCIEMENTS

Je remercie dieu

Puis

*Je remercie sincèrement et particulièrement mon encadreur
Monsieur M.BEDBOUDI et Mme O.BELOUNIS pour leurs aides,
conseils et disponibilité au long de la réalisation de ce mémoire.*

*Je remercie aussi tous les membres de jury, qui ont accepté
d'examiner ce travail.*

*Je tiens à exprimer mes remerciements et ma gratitude à toutes
personnes qui ont participé de près ou loin, directement ou
indirectement à l'aboutissement de ce travail par leur amour,
sacrifice, compétence et encouragements.*

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A ma très très chère mère source de tendresse

A mon très cher père, qui m'encourage

Dans les instants délicats

A mes chers frères

A tous mes amis

A tous mes amis d'études

A toute ma grande famille ABDELHAFID.

Sommaire

Sommaire**Table De Figures****Notation Et Symbole**

| | |
|------------------------------------|---|
| INTRODUCTION GENERALE | 1 |
|------------------------------------|---|

1^{ER} CHAPITRE

Modélisation De La Machine Asynchrone

| | |
|--|----|
| I. Introduction..... | 3 |
| I.1. Généralités sur la machine asynchrone..... | 3 |
| I.1.1. Définition | 3 |
| I.1.2. Description de la machine..... | 3 |
| I.1.3. Hypothèses simplificatrices | 4 |
| I.2 Modélisation de la machine asynchrone | 4 |
| I.2.1. Modèle de la MAS triphasée | 4 |
| I.2.1.1. Equations électriques | 5 |
| I.2.1.2. Equations magnétiques | 6 |
| I.2.1.3. Equations mécaniques | 7 |
| I.2.2. Modélisation de la MAS dans le repère de Park | 7 |
| I.2.2.1. Equations électriques | 8 |
| I.2.2.2. Equations magnétiques..... | 9 |
| I.2.2.3. Equations mécaniques | 9 |
| I.3. Différents repères..... | 9 |
| I.4. Représentation d'état du modèle de la MAS | 10 |
| I.5. Résultats de simulation de la machine asynchrone..... | 12 |
| I.6. Interprétation des résultats de simulation | 14 |
| I.7. Modélisation de l'alimentation | 15 |
| I.7.1 Modélisation de Redresseur à diode triphasé | 15 |
| I.7.2 Modélisation du filtre R-C | 17 |
| I.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension | 18 |
| I.7.3.1 Fonction de commutation | 19 |
| I.7.3.2 Commande complémentaire des interrupteurs | 19 |
| I.7.3.3 Tension de sortie..... | 19 |
| I.7.3.4 Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoïdale)..... | 20 |
| I.7.3.5 Simulation de l'onduleur | 22 |
| I.7.4 Simulation de l'association convertisseur-MAS | 22 |
| I.8 Conclusion | 24 |

2^{EME} CHAPITRE

Commande MLI Vectorielle D'un Onduleur à Deux Niveaux

| | |
|---|----|
| II.1. Introduction | 25 |
| II.2 Modulation vectorielle..... | 25 |
| II.2.1 Principe de la MLI vectorielle | 26 |
| II.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux | 26 |
| II.2.2.1 Tension de sortie de l'onduleur..... | 26 |
| II.2.2.2 Etats d'un bras de l'onduleur..... | 27 |
| II.2.2.3 Etats de l'onduleur | 27 |
| II.2.2.4 Représentation vectorielle | 28 |
| II.2.2.5 Localisation du vecteur de référence..... | 30 |
| II.2.2.6 Calcul des temps de commutation..... | 31 |
| II.2.2.7 Génération des impulsions de commande..... | 33 |
| II.2.3 Schéma bloc da la MLI vectorielle | 35 |
| II.3 Simulation numérique..... | 36 |
| III.3.1 Résultats de simulation | 36 |
| II.3.2 Interprétation des résultats | 41 |
| II.4 Conclusion..... | 41 |

3^{EME} CHAPITRE

Commande Par Backstepping Basée Sur Le Principe Du Contrôle Vectoriel

| | |
|---|----|
| III.1 Commande vectorielle à flux oriente | 42 |
| III.1.1 Introduction..... | 42 |
| III.1.2 Principe du control vectorielle à flux orienté..... | 42 |
| III.1.3 Commande vectorielle à flux rotorique orienté | 45 |
| III I.1.3.1 Expression générale de la commande..... | 45 |
| III.1.3.2 Découplage par compensation | 46 |
| III.1.3.3 Schéma de principe | 48 |
| III.1.3.4 Détermination de Φ_r et ω_s | 49 |
| III.1.3.5 Calcul des régulateurs | 50 |
| III.1.4 Résultats de simulation | 53 |
| III.1.4.1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide..... | 53 |
| III.1.4.2 Tests de poursuite de la variation de vitesse | 54 |
| III.1.4.3 Tests de robustesse par la variation de la résistance rotorique | 54 |
| III.1.5 conclusion | 57 |

| | |
|--|----|
| III.2 Commande par backstepping | 57 |
| III.2.1 Introduction..... | 57 |
| III.2.2 Principe de la commande par backstepping..... | 58 |
| III.2.3 Synthèse de la loi de commande par backstepping..... | 58 |
| III.2.3.1 Etape 1..... | 58 |
| III.2.3.2 Etape 2..... | 59 |
| III.2.3.3 Etape 3..... | 60 |
| III.2.4 Commande par Backstepping basé sur le principe du contrôle vectoriel | 61 |
| III.2.5 Résultats de simulation | 67 |
| III.2.5.1 Fonctionnement nominal de la machine | 67 |
| III.2.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse | 68 |
| III.2.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge | 69 |
| III.2.5.4 Défluxage | 70 |
| III.2.5.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique | 71 |
| III.2.6 Conclusion | 72 |

4^{EME} CHAPITRE

L'observateur à Grand Gain

| | |
|---|-----------|
| IV.1 Introduction..... | 73 |
| IV.2 Principe de l'estimation d'état | 73 |
| IV.2.1 L'estimateur..... | 73 |
| IV.2.2 L'Observateur..... | 74 |
| IV.3 Différents types d'observateurs | 75 |
| IV.3.1 Les observateurs déterministes..... | 75 |
| IV.3.2 Les observateurs stochastiques..... | 75 |
| IV.4 Synthèse d'observateur pour les systèmes non linéaires | 76 |
| IV.4.1 L'observateur à grand gain..... | 76 |
| IV.4.1.1 Conception de l'observateur à grand gain | 76 |
| IV.4.1.2 Application sur la machine asynchrone | 78 |
| ❖ 1er observateur (pour flux rotoriques)..... | 79 |
| IV.5 Résultats de simulation | 82 |
| IV.6 Interprétation des résultats | 83 |
| ❖ 2ème observateur (pour couple de charge)..... | 83 |
| IV.7 Résultats de simulation | 85 |
| IV.8 Interprétation des résultats | 86 |
| IV.9 Conclusion | 86 |
| CONCLUSION GENERALE | 87 |
| ANNEXES..... | I |
| BIBLIOGRAPHIE..... | IV |

Table De Figures Et Tableaux

1^{ER} CHAPITRE Modélisation De La Machine Asynchrone

| | |
|---|----|
| Figure I.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée | 5 |
| Figure I.2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park | 8 |
| Figure I.3 Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels | 9 |
| Figure I.4 Schéma de simulation de la MAS avec alimentation triphasée..... | 11 |
| Figure I.5 Résultats de simulation de la MAS à vide | 12 |
| Figure I.6 Résultats de simulation de la MAS sous charge nominale ($C_r=10$ N.m) après un démarrage à vide | 13 |
| Figure I.7 Résultats de Simulation de la MAS alimenté en tension et en inversons le sens de rotation à $t=1$ seconde..... | 13 |
| Figure I.8 Schéma d'ensemble convertisseur –machine | 15 |
| Figure I.9 Redresseur triphasé toute diode | 16 |
| Figure I.10 tension simple de phase et celle redressée | 16 |
| Figure I.11 Schéma de filtre R-C | 17 |
| Figure I.12 Tension filtrée | 18 |
| Figure I.13 Représentation schématique d'un onduleur de tension | 19 |
| Figure I.14 la modulation triangulo-sinusoidale | 21 |
| Figure I.15 tension de sortie de l'onduleur pour $m=24$ et $m=72$ | 22 |
| Figure I.16 Simulation de l'association convertisseur –machine..... | 23 |

2^{EME} CHAPITRE

Commande MLI Vectorielle D'un Onduleur à Deux Niveaux

| | |
|---|----|
| Figure II.1 Les huit états de l'onduleur à deux niveaux | 28 |
| Tableau II.2 Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β) | 28 |
| Figure II.3 Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux | 29 |
| Figure II.4 Limite du vecteur v^* | 30 |
| Tableau II.5 Temps de commutation pour chaque secteur..... | 32 |
| Figure II.6 Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle. | 34 |
| Tableau II.7 Durées de fermeture des interrupteurs par secteur | 35 |
| Figure II.8 Schéma bloc de la MLI vectorielle | 36 |
| Figure II.9 L'angle du vecteur de référence | 36 |

| | |
|---|----|
| Figure II.10 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec les signaux des impulsions Sa1, Sb1 et Sc1..... | 37 |
| Figure II.11 La tension simple Va à la sortie de l'onduleur..... | 37 |
| Figure II.12 Analyse harmonique de la tension de sortie Va..... | 38 |
| Figure II.13 Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec (m=12)..... | 38 |
| Figure II.14 Les signaux des impulsions Sa, Sb et Sc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur..... | 39 |
| Figure II.15 La tension simple Va à la sortie de l'onduleur..... | 39 |
| Figure II.16 Analyse harmonique de la tension de la sortie Va..... | 40 |
| Figure II.17 Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec (m=72)..... | 40 |

3^{EME} CHAPITRE

Commande Par Backstepping Basée Sur Le Principe Du Contrôle Vectoriel

| | |
|---|----|
| Figure. III.1 Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)..... | 43 |
| Figure. III.2 Equivalence entre commande d'une MCC et commande vectorielle d'une MAS..... | 44 |
| Figure. III.3 Description des couplages..... | 45 |
| Figure. III.4 Reconstitution des tensions Vsd et Vsq..... | 46 |
| Figure. III.5 Commande découplée – Expression de isd et isq..... | 47 |
| Figure. III.6 Commande découplée – Expression de Φ_r et C_{em} | 47 |
| Figure. III.7 Commande vectorielle directe d'une machine alimentée en tension..... | 48 |
| Figure. III.8 Schéma en boucle ouverte..... | 50 |
| Figure. III.9 Schéma en boucle fermée..... | 51 |
| Figure. III.10 Schéma en boucle ouverte..... | 51 |
| Figure. III.11 Schéma en boucle fermée..... | 52 |
| Figure. III.12 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse (PI)..... | 53 |
| Figure III.13 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS enCharge nominale après un démarrage à vide..... | 55 |
| Figure. III.14 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de vitesse..... | 56 |
| Figure. III.15 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de la résistance rotorique..... | 56 |
| Figure III.16 Schéma illustratif de la commande par backstepping..... | 58 |
| Figure III.17 schéma bloc globale de la commande..... | 61 |
| Figure III.18 région de fonctionnement à toute vitesse..... | 67 |
| Figure III.19 Commande par backstepping de la machine asynchrone dans le régime nominal..... | 68 |
| Figure III.20 Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse..... | 69 |

Figure III.21 Résultats de simulation lors de la variation de la charge..... 70
Figure III.22 Résultats de simulation lors la machine fonctionne en mode survitesse 71
Figure III.23 Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique 72

4^{EME} CHAPITRE

Observateur à Grand Gain

Fig. IV.1 : Schéma de principe d'un estimateur..... 74
Fig. IV.2 Schéma fonctionnel d'un observateur. 74
Figure IV.3 différentes courbes de simulation (avec utilisation d'un observateur de flux)..... 82
Figure IV.4 différentes courbes de simulation (avec utilisation d'un observateur de flux et de couple de charge)..... 85
Figure IV.5 différentes courbes de simulation (avec utilisation d'un observateur de flux et de couple de charge avec charge variable) 86

NOTATIONS ET SYMBOLES

| | |
|-------------------|---|
| M.A.S | : Machine Asynchrone. |
| a, b, c | : Indices des phases rotorique |
| (α, β) | : Axes correspondant au référentiel lie au stator. |
| (d, q) | : Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant. |
| [P] | : Matrice de Park. |
| V_{sabc} | : Vecteur de tension statorique. |
| V_{rabc} | : Vecteur de tension rotorique. |
| i_{sabc} | : Vecteur de courant statorique. |
| i_{rabc} | : Vecteur de courant rotorique. |
| Φ_{sabc} | : Vecteur de flux statorique |
| Φ_{rabc} | : Vecteur de flux rotorique. |
| [L_{ss}] | : Matrice d'inductances statoriques. |
| [L_{rr}] | : Matrice d'inductances rotoriques. |
| L_s | : Inductance propre d'une phase statorique. |
| L_r | : Inductance propre d'une phase rotorique. |
| M_s | : Inductance mutuelle entre phases statoriques. |
| M_r | : Inductance mutuelle entre phases rotoriques. |
| [M sr] | : Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator- rotor. |
| M0 | : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase. correspondante du rotor. |
| ω | : Pulsation électrique. |
| Ω | : Vitesse mécanique. |
| p | : Nombre de paire de pôle. |
| V | : Tension. |
| R | : Résistance. |
| i | : Courant . |
| Φ | : Flux. |
| f | : Fréquence. |
| θ | : Angle entre axe du stator et un axe du rotor. |

| | |
|----------------|--|
| σ | : Coefficient de dispersion Totale. |
| T_R | : Constante de temps rotorique. |
| P.I | : Correcteur, Proportionnel–Intégrateur. |
| J | : Moment d’inertiel de la masse tournante. |
| C_{em} | : Couple électromagnétique. |
| C_r | : Couple résistant imposé à l’arbre de la machine. |
| f_r | : Coefficient de frottement visqueux. |
| C_r | : Couple résistant imposé à l’arbre de la machine. |
| ζ | : Coefficient d’amortissement. |
| ω_n | : Pulsation du système. |
| Φ_{ref} | : Flux de référence. |
| Ω_{ref} | : Vitesse de référence. |
| [X] | : Matrice de vecteur d’état. |
| [A] | : Matrice d’évolution d’état du système. |
| [B] | : Matrice de système de commande. |
| [U] | : Matrice de commande. |
| K_p, K_i | : Coefficients de proportionnalité et d’intégration. |
| MLI | : Modulation de Largeur d’Impulsion. |
| θ | : Le gain de l’observateur à grand gain. |
| $\hat{\Phi}$ | : le flux rotorique observé. |
| \hat{T}_L | : le couple de charge observé. |

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du dix-neuvième siècle, quand il découvrit les champs magnétiques 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. D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation des courants alternatifs de fréquence variable.

Cependant, la fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la machine à courant continu en effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs explosifs. Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation.

L'évolution technologique notamment en matière de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques performants capables de délivrer des tensions et des courants d'amplitude et de fréquence réglables.

Les possibilités accrues des circuits de commande autorisent la mise en œuvre d'opérateurs mathématiques compliqués. Cette disposition est indispensable pour retrouver avec les machines à courant alternatif, la souplesse du contrôle et la qualité de conversion électromécanique naturellement obtenue jusqu'alors avec les machines à courant continu.

La commande de la machines à courant alternatif devient maîtrisable comme celui de la machine à courant continu c'est-à-dire un contrôle tout à fait linéaire, toutefois cette méthode reste sensible aux variations paramétriques internes dues aux fonctionnements même de ces machines (température, saturation ...etc.)[2].

Ce travail a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la vitesse des machines asynchrone. Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines asynchrones : la commande vectorielle, la commande backstepping.

L'information sur le flux rotorique doit être reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées. A cause de la non linéarité du modèle de l'état de la machine asynchrone, on va appliquer la technique à base de l'observateur à grand gain, pour l'estimation du flux rotorique et du couple de charge.

Structure du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire est répartie comme suit :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation et la simulation de la machine asynchrone alimentée en tension, et avec onduleur.
- Dans le deuxième chapitre on présentera la modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone à travers un onduleur de tension commandé par la stratégie MLI vectorielle.
- Une application de la commande backstepping basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone, sera présentée dans le troisième chapitre.
- Enfin on présentera la description de l'observateur à grand gain pour estimer les grandeurs non accessibles.
- Ce mémoire sera clôturé par une conclusion générale.

1^{ER} CHAPITRE

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

contenu

I. Introduction

I.1. Généralités sur la machine asynchrone

I.1.1. Définition

I.1.2. Description de la machine

I.1.3. Hypothèses simplificatrices

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Modèle de la MAS triphasée

I.2.1.1. Equations électriques

I.2.1.2. Equations magnétiques

I.2.1.3. Equations mécaniques

I.2.2. Modélisation de la MAS dans le repère de Park

I.2.2.1. Equations électriques

I.2.2.2. Equations magnétiques

I.2.2.3. Equations mécaniques

I.3. Différents repères

I.4. Représentation d'état du modèle de la MAS

I.5. Résultats de simulation de la machine asynchrone

I.6. Interprétation des résultats de simulation

I.7. Modélisation de l'alimentation

I.7.1 Modélisation de Redresseur à diode triphasé

I.7.2 Modélisation du filtre R-C

I.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension

I.7.3.1 Fonction de commutation

I.7.3.2 Commande complémentaire des interrupteurs

I.7.3.3 Tension de sortie

I.7.3.4 Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoidale)

I.7.3.5 Simulation de l'onduleur

I.7.4 Simulation de l'association convertisseur-MAS

I.8 Conclusion

I. Introduction

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement et facilité de la commande).

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en équation. En effet, la machine asynchrone n'est pas un système simple car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault,....

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, voire même impossible, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ou, du moins, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Nous commençons donc, dans un premier temps, par citer les hypothèses simplificatrices; puis nous donnerons les équations qui traduisent le modèle réel de la machine (machine triphasée) après une brève mise au point de certaines conventions.

Nous présenterons ensuite, le modèle général de Park, duquel, nous déduisons après un choix judicieux du repère d'observation, le modèle de la machine alimentée en tension [1].

I.1. Généralité sur la machine asynchrone triphasée

I.1.1. Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [2].

I.1.2. Description de la machine

Une MAS comporte une partie fixe, dite le stator, constituée par des empilages de tôles à faible taux de perte, supportant des bobinages symétriques triphasés, alimentés en alternatif triphasé et une partie mobile, dite rotor, qui n'est pas alimentée, elle est en court-circuit et peut être de deux type:

- bobinée (à bague), munie d'un enroulement généralement triphasé. Connecté à des bagues sur lesquelles frottent des balais.

- à cage d'écureuil, formée d'un ensemble de bagues conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux (généralement en cuivre) [3]

I.1.3. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [3]:

- Entrefer constant, effet d'encoche négligé.
- Pas de variations des résistances des enroulements rotoriques et statorique en fonction de la température
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Modèle de la MAS triphasée

La MAS triphasée est représentée schématiquement par (Figure (I.1)):

- trois enroulements statoriques fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.

-trois enroulements rotoriques identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

θ est l'angle électrique entre l'axe de première phase statorique et la première phase rotorique.

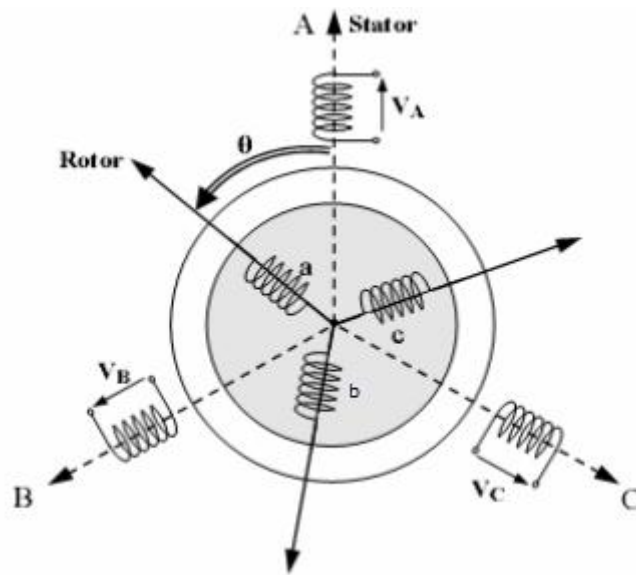


Figure I.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée [3].

En prenant en compte les hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations que décrit le fonctionnement de la machine sont [3] :

I.2.1.1. Equations électriques

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \tag{I.1}$$

Ou de manière plus raccourcie.

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + d/dt[\quad] \tag{I.2}$$

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + d/dt[\Phi_{rabc}] \tag{I.3}$$

Avec :

R_s, R_r ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Et :

$$\begin{aligned}
 [vsabc] &= [vsa \quad vsb \quad vsc]^t && : \text{vecteur de tension statorique.} \\
 [vrabc] &= [vra \quad vrb \quad vrc]^t && : \text{vecteur de tension rotorique.} \\
 [isabc] &= [isa \quad isb \quad isc]^t && : \text{vecteur de courant statorique.} \\
 [irabc] &= [ira \quad irb \quad irc]^t && : \text{vecteur de courant rotorique.}
 \end{aligned}$$

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$$\begin{aligned}
 [\Phi sabc] &= [\Phi sa \quad \Phi sb \quad \Phi sc]^t && : \text{vecteur de flux statorique.} \\
 [\Phi rabc] &= [\Phi ra \quad \Phi rb \quad \Phi rc]^t && : \text{vecteur de flux rotorique.}
 \end{aligned}$$

I.2.1.2. Equations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi sa \\ \Phi sb \\ \Phi sc \\ \Phi ra \\ \Phi rb \\ \Phi rc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & L_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & L_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} isa \\ isb \\ isc \\ ira \\ irb \\ irc \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[\Phi sabc] = [L_{ss}] \cdot [Isabc] + [Msr] \cdot [Irabc] \quad (\text{I.5})$$

$$[\Phi rabc] = [L_{rr}] \cdot [Irabc] + [Mrs] \cdot [Isabc] \quad (\text{I.6})$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \qquad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Ou :

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductances rotoriques.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

On aura :

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

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator- rotor.

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

I.2.1.3. Equations mécaniques

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

$$C_{em} = p [I_{sabc}]^t d/dt [M_{sr}] [I_{rabc}] \quad (\text{I.7})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J.d\Omega/dt = C_{em} - C_r - f.\Omega \quad (\text{I.8})$$

I.2.2. Modélisation de la MAS dans le repère de Park

La transformation de Park Consiste à Transformer les enroulements statoriques et rotoriques (a,b,c) en enroulements orthogonaux équivalents (d,q) tournant avec le Rotor. Elle rend les équations de la MAS plus simples ce que facilite leur étude et leur analyse [3].

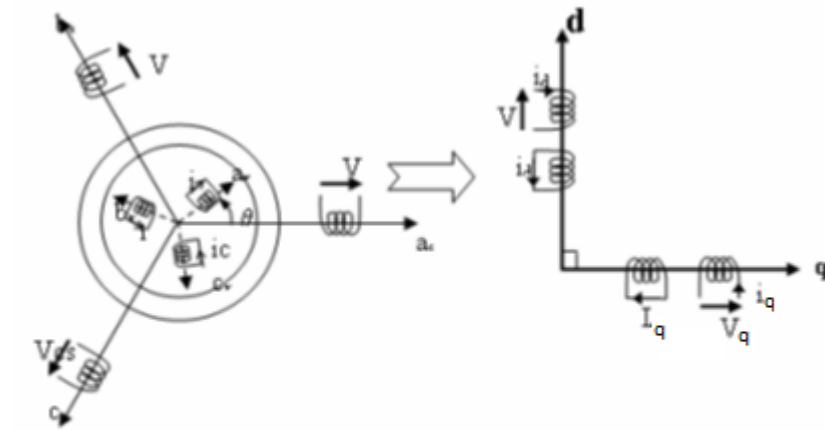


Figure I.2 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park. [3].

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux. La matrice de Park directe et inverse sont données par les expressions respectivement :

$$[P]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$ est là pour conserver la puissance électrique instantanée.

$$[P]^{-1}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, et magnétiques permet d'obtenir les équations suivantes:

I.2.2.1. Equations électriques

$$V_{sd}=R_s \cdot I_{sd}+d\Phi_{sd}/dt-\omega_{obc} \cdot \Phi_{sq} \quad (\text{I.11})$$

$$V_{sq}=R_s \cdot I_{sq}+d\Phi_{sq}/dt+\omega_{obc} \cdot \Phi_{sd} \quad (\text{I.12})$$

$$V_{rd}=R_r \cdot I_{rd}+d\Phi_{rd}/dt-(\omega_{obc}-\omega) \cdot \Phi_{rq} \quad (\text{I.13})$$

$$V_{rq}=R_r \cdot I_{rq}+d\Phi_{rq}/dt+(\omega_{obc}-\omega) \cdot \Phi_{rd} \quad (\text{I.14})$$

I.2.2.2. Equations magnétiques

$$\Phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M \cdot I_{rd} \tag{I.15}$$

$$\Phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} \tag{I.16}$$

$$\Phi_{rd} = L_r \cdot I_{rd} + M \cdot I_{sd} \tag{I.17}$$

$$\Phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} \tag{I.18}$$

$L_s = l_s - M$ et $L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

$M = (3/2) M_0$; Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

I.2.2.3. Equations mécaniques

Le couple électromécanique devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \tag{I.19}$$

I.3. Différents repères

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépend 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 présentés dans la figure suivante [4] :

- Référence des axes (α , β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (———)
- Référence des axes (d , q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (- - - -)
- Référence des axes (x , y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) (- · - · - ·)

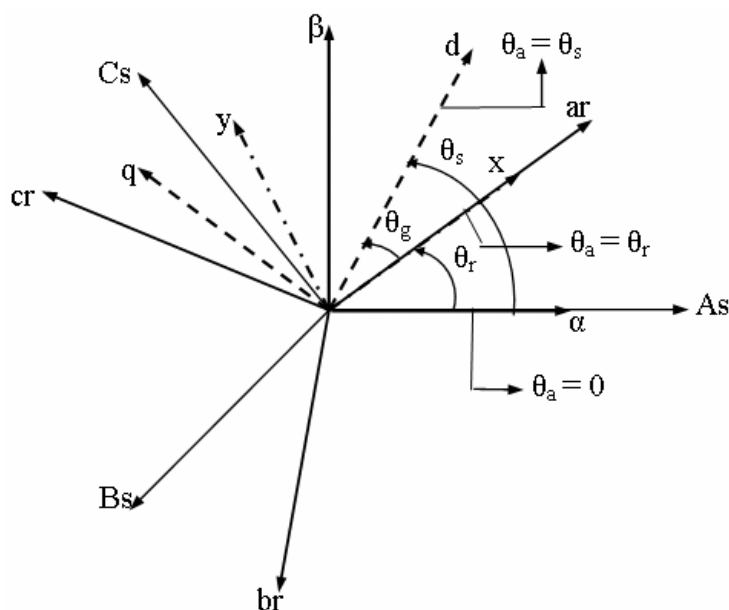


Figure I.3 Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

I.4.Représentation d'état du modèle de la MAS

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante [2] :

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

Avec:

$$\begin{cases} [X] = [i_{sd,\alpha} \ i_{sd,\beta} \ \Phi_{sd,\alpha} \ \Phi_{sd,\beta}] \\ [U] = [v_{sd,\alpha} \ v_{sd,\beta}] \end{cases}$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q), on a :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-Rt}{\sigma Ls} & \omega S & \left(\frac{M}{\sigma Ls Lr Tr}\right) & \left(\frac{M}{\sigma Ls Lr}\right) \omega \\ \frac{-\omega S}{\sigma Ls} & \frac{-Rt}{\sigma Ls} & -\left(\frac{M}{\sigma Ls Lr}\right) \omega & -\left(\frac{M}{\sigma Ls Lr Tr}\right) \\ \frac{M}{Tr} & 0 & -\frac{1}{Tr} & (\omega S - \omega) \\ 0 & \frac{M}{Tr} & -(\omega S - \omega) & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix} \tag{I.20}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma Ls} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma Ls} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.21}$$

Et pour le référentiel lié au stator (α - β), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-Rt}{\sigma Ls} & 0 & \left(\frac{M}{\sigma Ls Lr Tr}\right) & \left(\frac{M}{\sigma Ls Lr}\right) \omega \\ 0 & \frac{-Rt}{\sigma Ls} & -\left(\frac{M}{\sigma Ls Lr}\right) \omega & \left(\frac{M}{\sigma Ls Lr Tr}\right) \\ \frac{M}{Tr} & \frac{M}{Tr} & -\frac{1}{Tr} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{Tr} & \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix} \tag{I.22}$$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$: Coefficient de dispersion total.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$: Résistance totale ramenée au stator.

[A] : Matrice d'état qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée

La figure (I.4) représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé. Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en annexe.

La simulation sera faite dans les deux référentiels (d - q) et (α - β). Pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent présentées comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant :

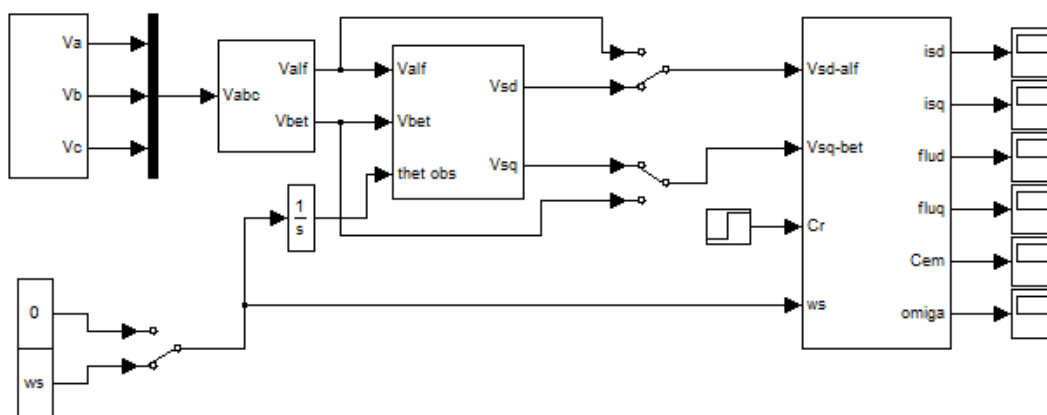


Figure I.4 Schéma de simulation de la MAS avec alimentation triphasée.

I.5 Résultats de simulation de la machine asynchrone

➤ Démarrage à vide ($C_r=0\text{N.m}$)

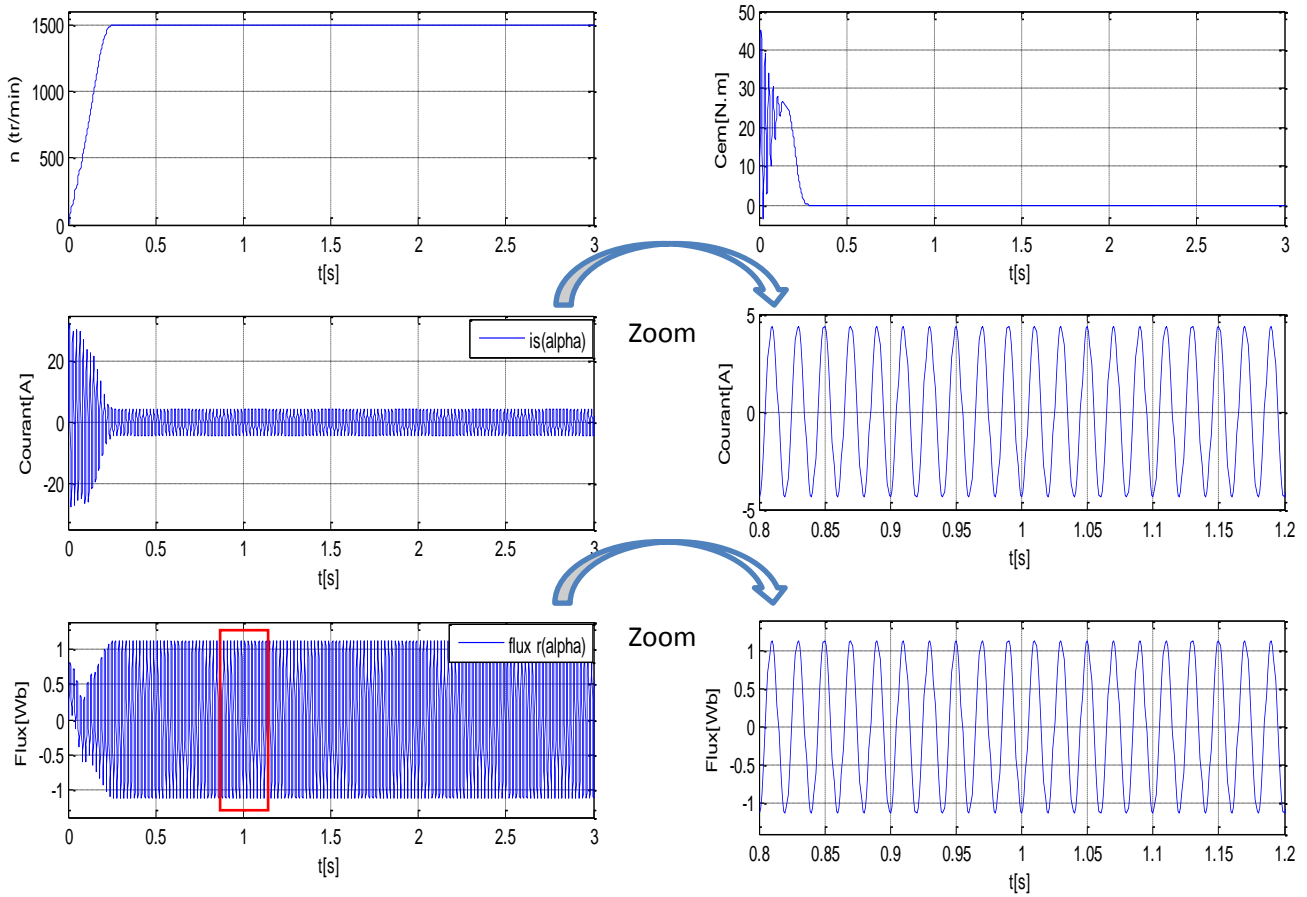


Figure I.5 Résultats de simulation de la MAS à vide.

➤ Démarrage à vide avec application d'une charge à $t=1s$ ($C_r=10N.m$)

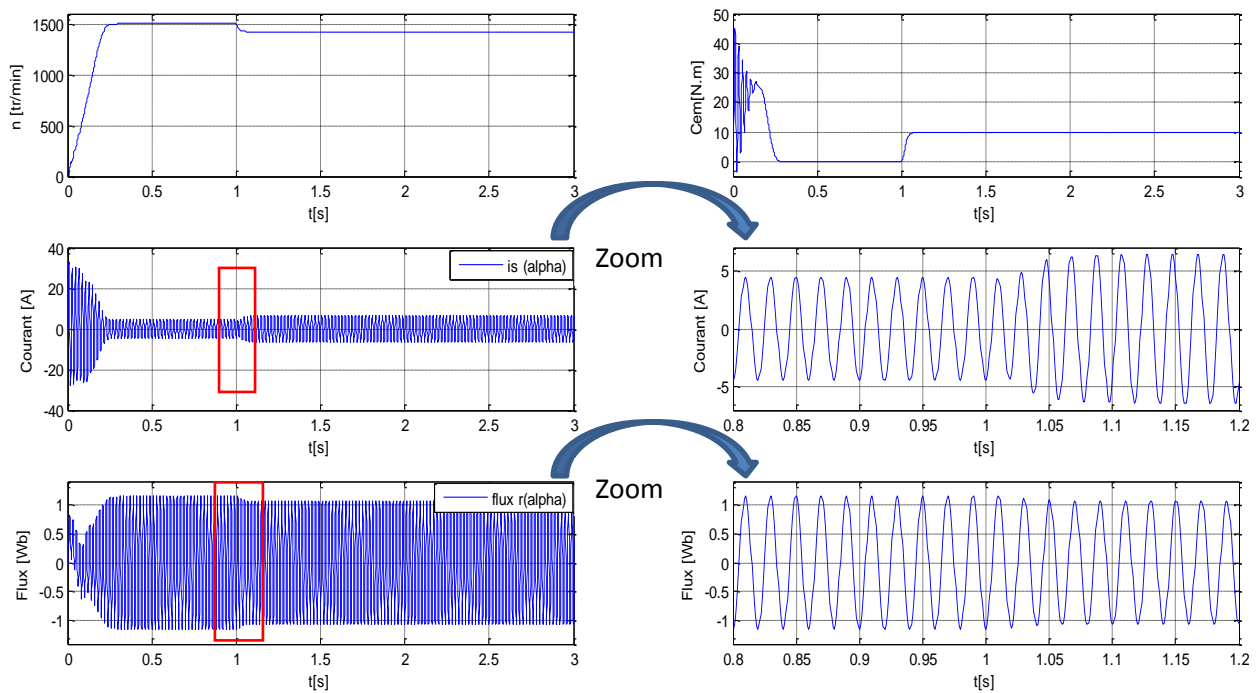


Figure I.6 Résultats de simulation de la MAS sous charge nominale ($C_r=10 N.m$) après un démarrage à vide.

➤ Inversion de la vitesse

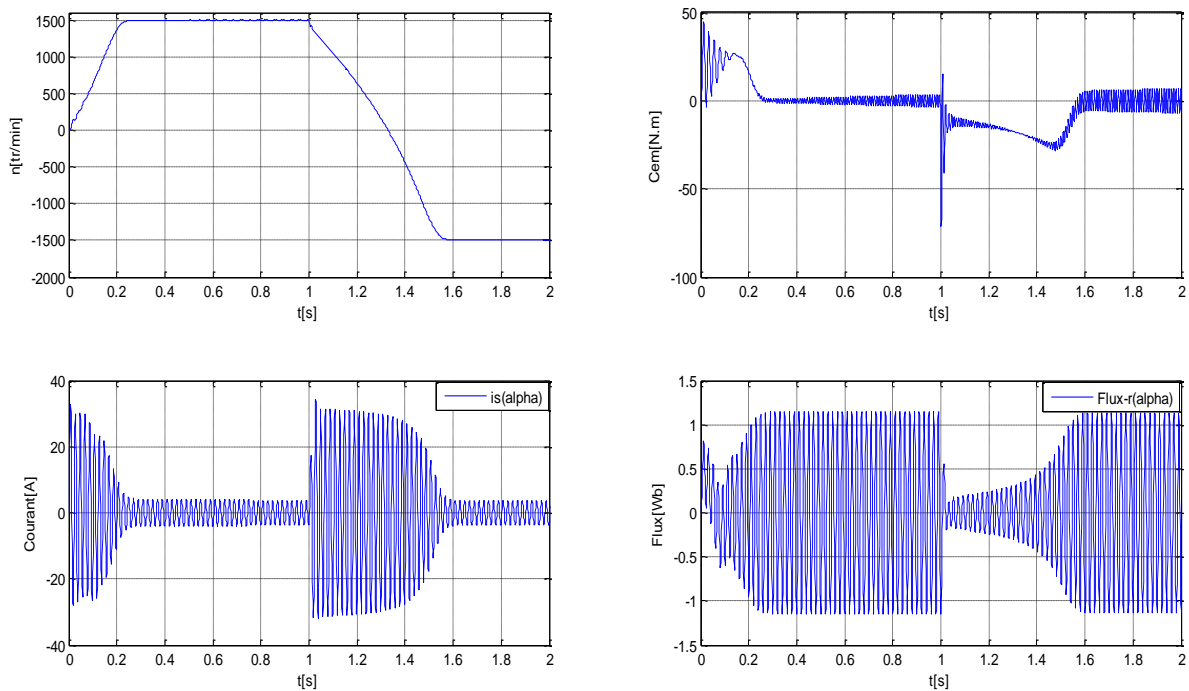


Figure I.7 Résultats de Simulation de la MAS alimenté en tension et en inversons le sens de rotation à $t=1$ seconde.

I.6 Interprétation des résultats de simulation

- ✓ En première étape on a simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ et sans l'application de perturbation ($C_r=0$).

L'examen des courbes de la figure (I-5) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

Aux premiers instants, les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de **0.2s**), le régime permanent est atteint, ces oscillations peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excessives.

L'allure de la caractéristique de vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environs "**0.25 S**", la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme tout en conservant un glissement faible.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

- ✓ En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r=10\text{N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=1\text{s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I-6):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

- ✓ En troisième étape, maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation à partir de $t=1\text{s}$ tel qu'on passe d'une vitesse de (1500 tr/min) à une vitesse de (-1500 tr/min), les résultats obtenus sont donnés par la Figure (I.7)

Le couple électromagnétique présente d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro, le courant prend des oscillations avec une amplitude plus importante puis garde la même forme sinusoïdale au début. Le flux est diminué puis garde la même forme au début.

I.7 Modélisation de l'alimentation

La machine asynchrone est alimentée par onduleur de tension à modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre RC figure (I.8).

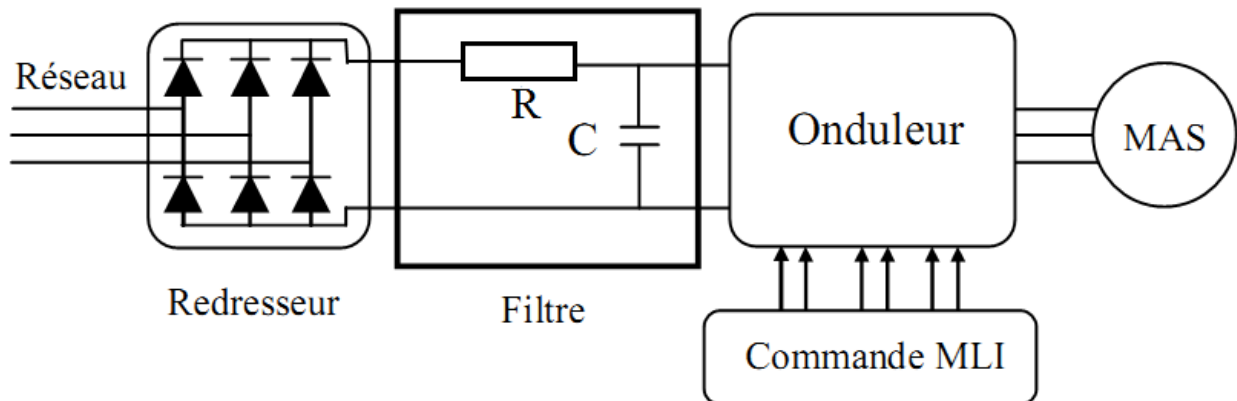


Figure I.8 Schéma d'ensemble convertisseur – machine.

I.7.1 Modélisation de Redresseur à diode triphasé

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, schématisé par la figure (I.9).

Les tensions simples des réseaux triphasés équilibrés directs sont :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t - \varphi) \\ V_b = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_m \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

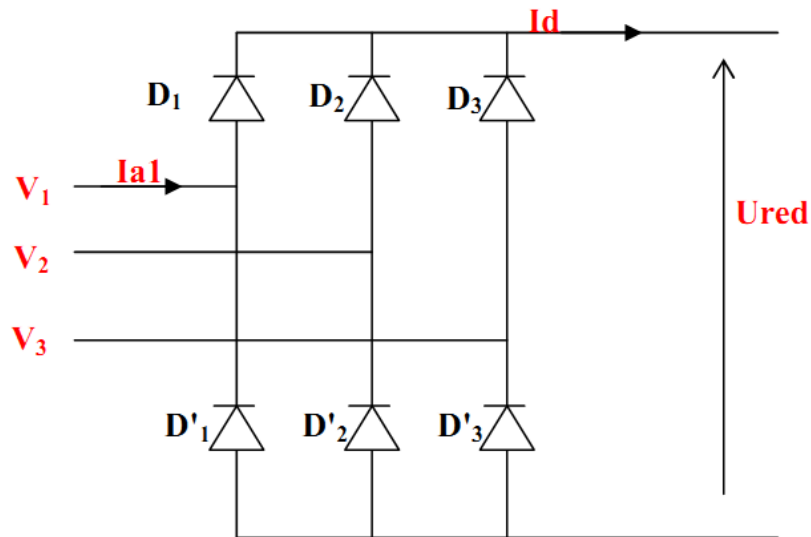


Figure I.9 Redresseur triphasé toutes diodes.

Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \text{Max}(V_j); j = 1,2,3.$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3.$$

$$D'_i \text{ Conduit si } V'_i = \text{Min}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j); j = 1,2,3.. \tag{I.25}$$

La tension redressée est de la forme suivante :

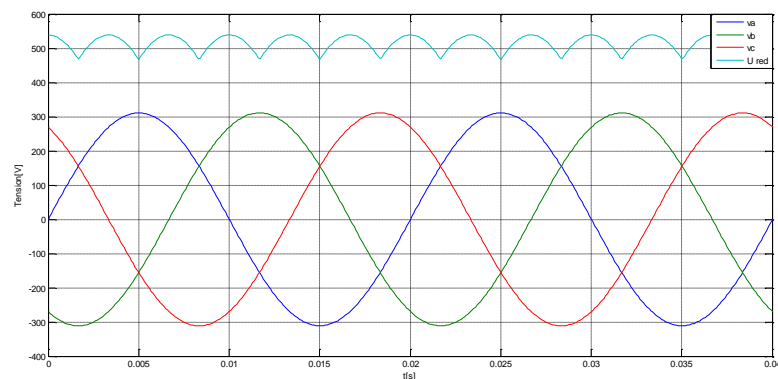


Figure I.10 tensions simples de phase et celle redressée.

I.7.2 Modélisation du filtre R-C

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le circuit R-C comme indiqué sur la figure (I.11) :

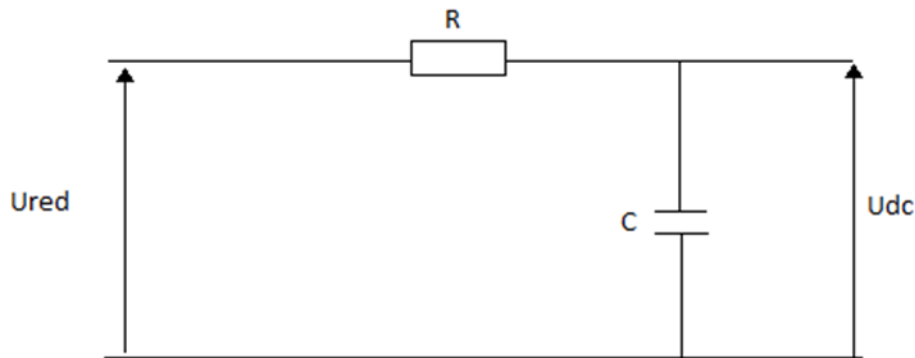


Figure I.11 Schéma de filtre R-C.

Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit [16] :

- Il dérive les harmoniques des courants créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur, le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant la stabilité des montages variateurs de vitesse.
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit, en freinant les grandeurs qui interviennent.

Pour le dimensionnement du filtre on prend en considération les paramètres suivant :

- la tension U_f d'alimentation de la charge.
- la composante continue du courant exigé I_f ,
- l'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

La capacité C du filtre correspond aussi généralement à des valeurs considérables, de plusieurs mF le cas échéant ; le condensateur utilisé peut appartenir au type électrolytique, à papier ou à film plastique.

La fonction de transfert est donnée comme suit :

$$\frac{U_{dc}}{U_{red}} = \frac{1}{1+\tau p} ; \text{ Avec } \tau = R.C \quad (\text{I.26})$$

La tension filtrée est de la forme suivante :

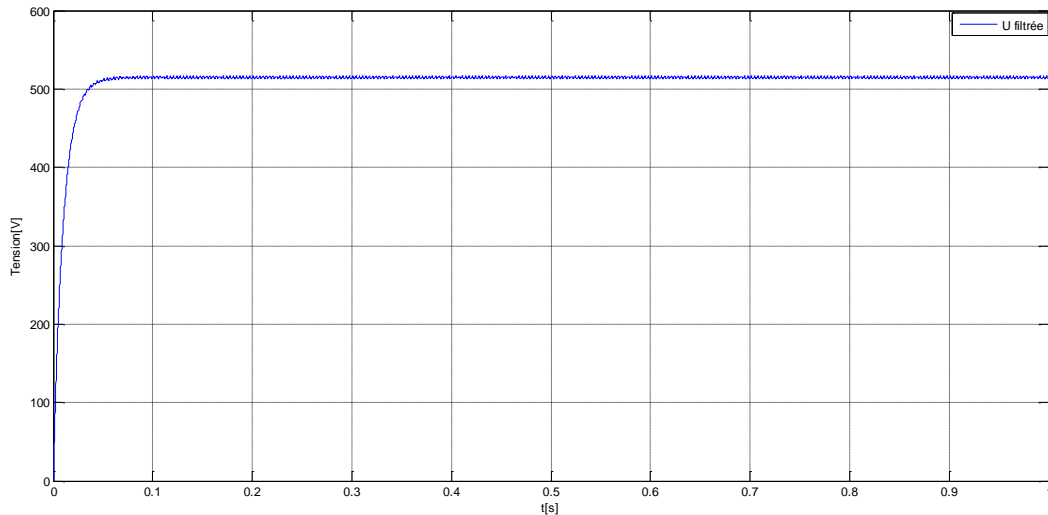


Figure I.12 Tension filtrée.

I.7.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Le réglage de la vitesse du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et fréquence réglable en valeur instantanée.

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

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

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode, assemblés en parallèle forme un interrupteur (demi bras) bicommandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture) chaque demi bras possède son complémentaire Figure (I.13) [2].

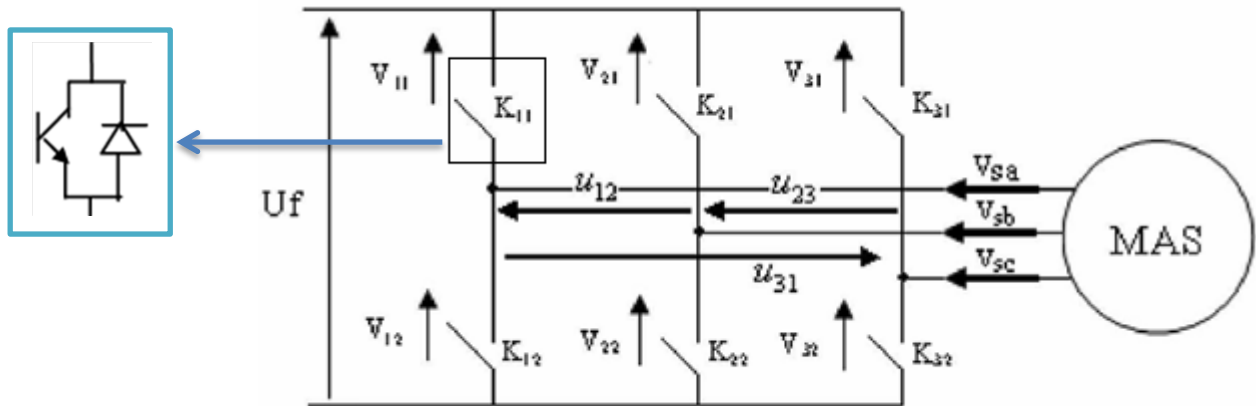


Figure I.13 Représentation schématique d'un onduleur de tension [2].

I.7.3.1 Fonction de commutation

Les commutations établies par les interrupteurs, supposés idéaux, sont décrites par une fonction de connexion. Cette dernière décrit leurs états ouvert ou fermé. Chaque interrupteur K_{xi} est associé à une fonction de connexion S_{xi} tel que :

$$\begin{cases} S_{xi} = 1 \text{ si } K_{xi} \text{ est fermé} \\ S_{xi} = 0 \text{ si } K_{xi} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Avec $x=a,b,c$: Indicateur de phase; $i=1, 2$: Numéro de l'interrupteur du bras x

I.7.3.2 Commande complémentaire des interrupteurs

Sachant que la fermeture où l'ouverture simultanée des deux interrupteurs du même bras conduit au risque de destruction du condensateur et des composants semi-conducteurs soit par surintensité soit par surtension, il est indispensable de réaliser une commande complémentaire entre les deux interrupteurs K_{x1} et K_{x2} [17],[18] Ce qui conduit à la relation logique suivante :

$$S_{x2} = \bar{S}_{x1} = 1 - S_{x1} \quad (\text{I.28})$$

I.7.3.3 Tension de sortie

L'onduleur de tension à deux niveaux délivre deux niveaux de tensions $\frac{U_f}{2}$ ou $\frac{-U_f}{2}$ suivant la fonction de connexion S_{x1} comme illustré dans l'équation (I.29).

$$v_{xo} = \begin{cases} \frac{v_{dc}}{2} \text{ si } S_{x1} = 1 (S_{x2} = 0) \\ -\frac{v_{dc}}{2} \text{ si } S_{x1} = 0 (S_{x2} = 1) \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Avec : v_{xo} c'est la tension simple entre la phase x et le point milieu o .

L'équation (I.29) peut être écrite sous la forme suivante :

$$v_{xo} = \frac{v_{dc}}{2} (2S_{x1} - 1) \quad (\text{I.30})$$

Les trois tensions phases-point milieu v_{ao}, v_{bo} et v_{co} sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 2S_{a1} - 1 \\ 2S_{b1} - 1 \\ 2S_{c1} - 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Les tensions composées entre phases v_{ab}, v_{bc} et v_{ca} deviennent donc :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bo} - v_{co} \\ v_{co} - v_{ao} \end{bmatrix} = v_{dc} \begin{bmatrix} S_{a1} - S_{b1} \\ S_{b1} - S_{c1} \\ S_{c1} - S_{a1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge (v_a, v_b et v_c). Pour une charge triphasée équilibrée, ces tensions vérifient la relation suivante :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (\text{I.33})$$

Les tensions phases-neutre sont données, en fonction des tensions composées et des tensions phases-point milieu, par:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_{ab} - v_{ca} \\ v_{bc} - v_{ab} \\ v_{ca} - v_{bc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Et en fonction des fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

avec :

v_{dc} : c'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Pour la génération des signaux logiques $S_{a1}, S_{b1}, et S_{c1}$, il existe plusieurs techniques de commande telles que la stratégie MLI.

I.7.3.4 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.

Trois catégories de M. L. I. ont été développées [19].

✓ Les modulations sinus-triangulaire effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire. Comme la montre la Figure (I.14) et qui sera utilisée pour la simulation pour la suite de ce chapitre.

✓ Les modulations pré-calculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes de spectre fréquentiel.

✓ Les modulations post-calculées encore appelées M. L. I. régulières symétriques ou M. L. I. vectorielle dans lesquelles les angles de commutations sont calculés en lignes.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

➤ **Indice de modulation m** : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence de

la référence f ($m = \frac{f_p}{f}$).

➤ **Taux de modulation r** : c'est le rapport de l'amplitude de la tension de référence $V_{ref\ m}$ à la

valeur crête $U_{p\ m}$ de la porteuse ($r = \frac{V_{ref\ m}}{U_{p\ m}}$). En fonctionnement normal $0 < r \leq 1$.

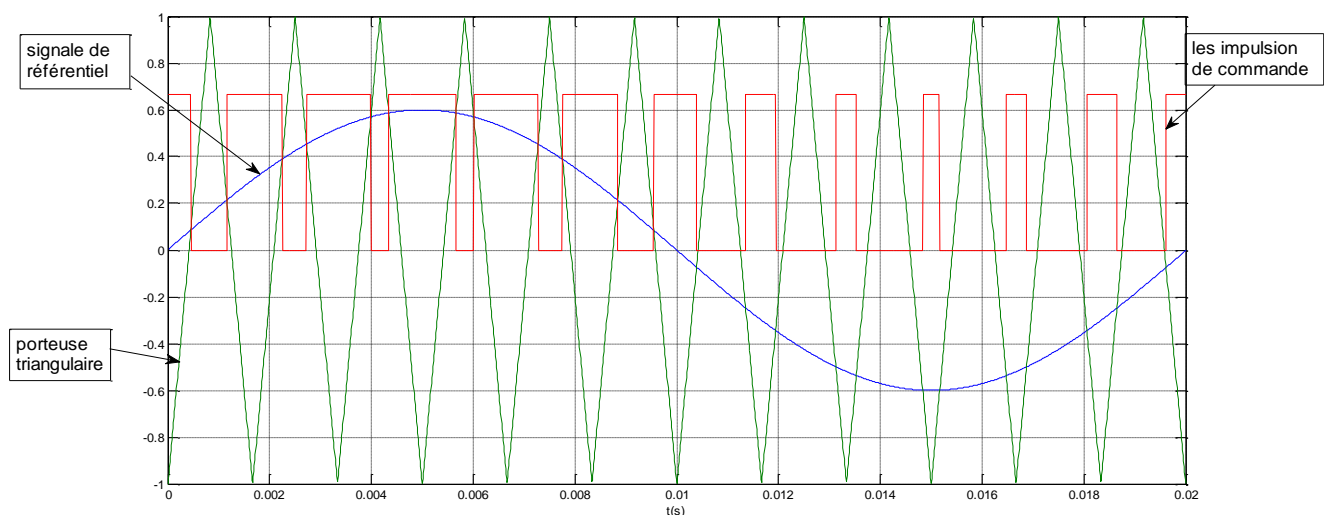


Figure I.14 la modulation Triangulo-Sinusoidale.

I.7.3.5 Simulation de l'onduleur

Dans cette partie, nous utilisons la stratégie de commande en MLI classique. La simulation de cet onduleur alimentant une charge triphasée nous permet d'analyser la tension v_a .

Pour montrer l'influence de l'indice de modulation m sur la tension de sortie de l'onduleur, deux valeurs ont été utilisées lors de la simulation ($m=24$, $m=72$). La Figure (I.15) montre les tensions simples à la sortie de l'onduleur pour un taux de modulation $r=0.8$.

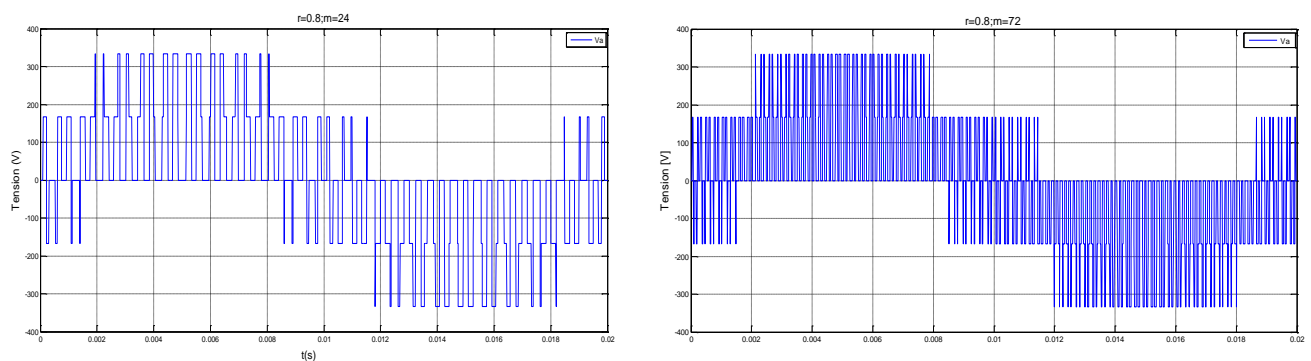


Figure I.15 tension de sortie de l'onduleur pour $m=24$ et $m=72$.

I.7.4 Simulation de l'association convertisseur-MAS

Le schéma de l'association convertisseur-machine est celui présenté sur la figure (I.13). La machine est alimentée par un système de tension délivrée par l'onduleur. Celui-ci est commandé par la technique MLI.

Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine asynchrone sont représentés sur la figure (I.16).

Ces résultats représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse, le couple, les flux, et le courant de phase statorique.

Les résultats de simulation présentent le démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

La comparaison de ces résultats avec celles obtenus dans le cas d'une alimentation sous pleine tension, montre la différence des deux formes du couple, lorsque la machine est

alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire mais présente des ondulations.

L'allure de la composante du flux rotorique ϕ_{ra} et du courant statorique sont semblables à celles que nous avons obtenu avec alimentation sous pleine tension, mais avec des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux.

La vitesse de la machine a la même allure que celle de la machine avec alimentation sous pleine tension.

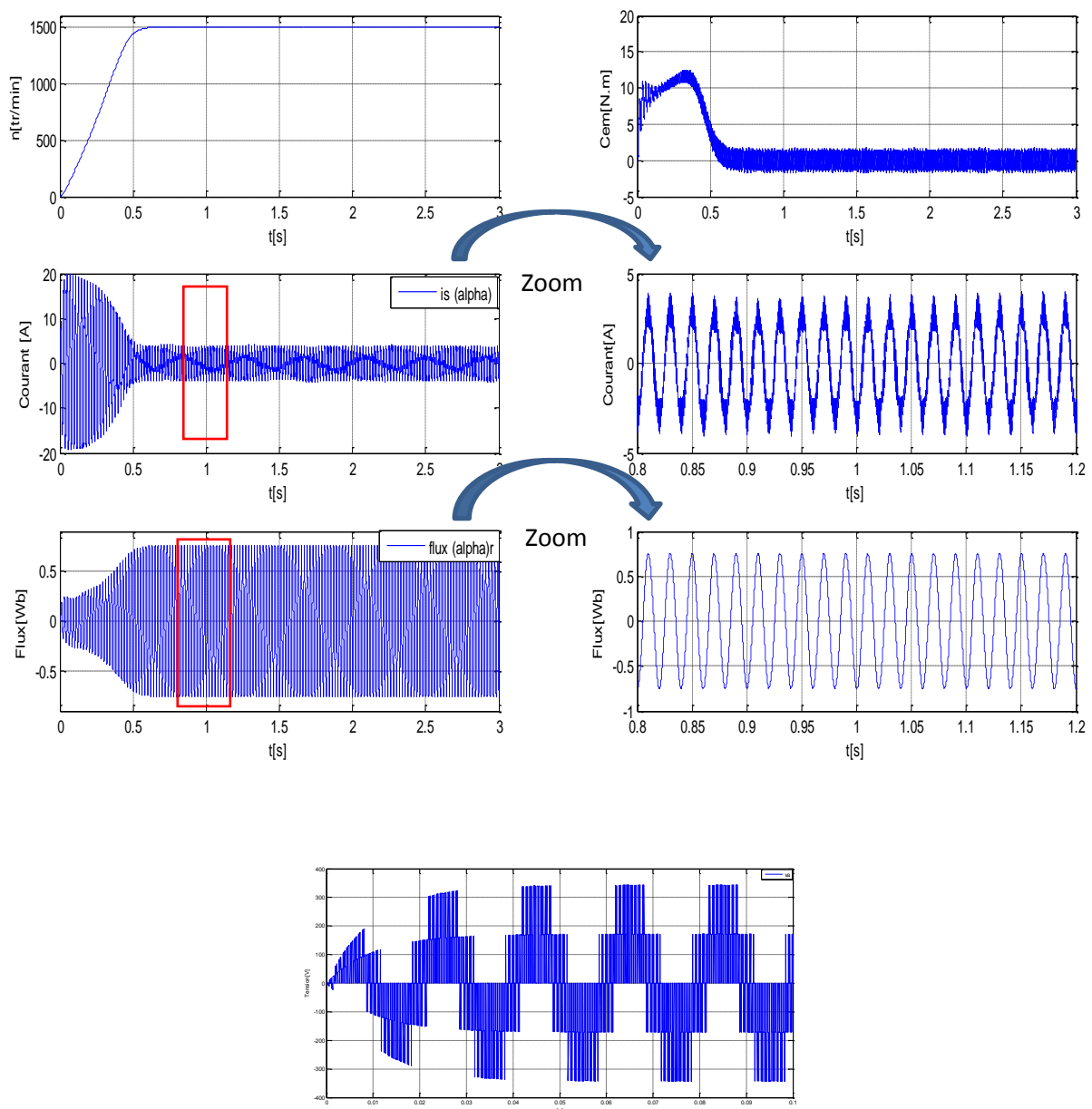


Figure I.16 Simulation de l'association convertisseur – machine ($m=72$).

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

La simulation de la machine asynchrone, effectuée par le logiciel MATLAB/SIMULINK, donne des résultats en boucle ouverte sans aucun contrôle, cependant l'augmentation de la charge entraîne une diminution de la vitesse.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du 3^{eme} chapitre en appliquant la commande vectorielle et la commande par backstepping.

Ensuite nous avons présenté la simulation de la machine asynchrone associée à un onduleur triphasé commandé par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale et un redresseur à diodes, en passant par un filtre RC. Les résultats de simulation illustrent bien la différence entre l'alimentation avec et sans convertisseur.

Pour améliorer la tension de sortie de l'onduleur on va utiliser une autre commande de l'onduleur, il s'agit de la modulation vectorielle qui est reconnue comme étant la plus performante.

2^{EME} CHAPITRE
Commande MLI Vectorielle D'un Onduleur à
Deux Niveaux

contenu

II.1 Introduction

II.2 Modulation vectorielle

II.2.1 Principe de la MLI vectorielle

II.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

II.2.2.1 Tension de sortie de l'onduleur

II.2.2.2 Etats d'un bras de l'onduleur

II.2.2.3 Etats de l'onduleur

II.2.2.4 Représentation vectorielle

II.2.2.5 Localisation du vecteur de référence

II.2.2.6 Calcul des temps de commutation

II.2.2.7 Génération des impulsions de commande

II.2.3 Schéma bloc de la MLI vectorielle

II.3 Simulation numérique

III.3.1 Résultats de simulation

II.3.2 Interprétation des résultats

II.4 Conclusion

II.1 Introduction

La machine électrique alternative est alimentée à travers un convertisseur de puissance. Pour obtenir le fonctionnement optimal de cette machine, on doit l'alimenter par une source de tension aussi proche que possible d'une forme sinusoïdale.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques.

Pour améliorer la tension de sortie d'un onduleur, on peut agir sur sa structure ou sur la méthode de sa commande.

La forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de l'onduleur. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis et la modulation vectorielle. La modulation vectorielle est reconnue comme étant la plus performante et la plus utilisée [7].

Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux.

II.2 Modulation vectorielle

Les techniques de modulations permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence. Le signal de référence à l'entrée du modulateur est l'image du signal qu'il faudrait idéalement appliquer au dispositif à contrôler pour obtenir l'effet désiré. Le signal généré à la sortie du modulateur (le signal modulé) est l'image du signal le plus proche que l'onduleur est capable d'imposer à l'aide des niveaux dont il dispose.

La modulation de largeurs d'impulsions est largement utilisée dans la commande des onduleurs. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation par hystérésis, et au milieu des années quatre-vingt, la modulation vectorielle (Space Vector Modulation : *SVM*). Cette dernière offre des avantages significatifs par rapport à la *MLI* naturelle et à échantillonnage régulier du point de vue performances de simplicité d'implantation et un rapport de transfert maximal. La modulation vectorielle est reconnue aussi comme étant la plus performante et la plus utilisée [20]. Dans ce chapitre, on applique la modulation vectorielle pour la commande de l'onduleur à deux niveaux.

II.2.1 Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension de référence \vec{v}^* désiré sur les deux axes du plan (α, β) . Ces projections sont utilisées dans le calcul des temps de commutations désirées de deux états non nuls de l'onduleur. Si on désigne par t_i et t_{i+1} , les deux temps de commutation en question, leur somme doit être forcément inférieure à la période de commutation de l'onduleur T_h . Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant le reste de la période T_h . Afin de connaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension \vec{v}^* , une série de tests sur v_α^* et v_β^* assure la localisation de celui-ci. A l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur, il existe différentes stratégies d'application des vecteurs assurant l'obtention de la tension désirée. Afin de réduire les harmoniques, il est préférable de générer des tensions centrées sur la période de commutation de l'onduleur [21].

Dans les cas où le système de commande exige des tensions supérieures à la valeur maximum de l'algorithme MLI vectorielle, il sera nécessaire de développer un mécanisme de limitation des tensions de sortie [20].

II.2.2 Modulation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

II.2.2.1 Tension de sortie de l'onduleur

Les tensions phases-neutre sont données dans chapitre I en fonction des fonctions de connexions par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

La forme complexe de la tension de sortie est donnée par :

$$v = v_a e^{j0} + v_b e^{-j2\pi/3} + v_c e^{j2\pi/3} \quad (\text{II.2})$$

Après avoir transformé le système triphasé dans un système biphasé par la transformation de Concordia, on peut représenter le vecteur v dans un espace à deux dimensions (α, β) par :

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (\text{II.3})$$

Où v_α et v_β sont les projections du vecteur v dans le système fixe (α, β) données par:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Ces composantes peuvent être exprimées en fonction des fonctions de connexions par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

II.2.2.2 Etats d'un bras de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur a deux états possibles :

- **Etat P:** L'interrupteur du haut S_{x1} ($x= a, b$ ou c) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{x2} ($i= a, b$ ou c) est ouvert.
- **Etat N:** L'interrupteur du bas S_{x2} (a, b ou c) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{x1} ($x= a, b$ ou c) est ouvert.

II.2.2.3 Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états: PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP et NPN. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état P ou état N). Par exemple, l'état PNN indique que le premier bras est à l'état P ($v_{ao}=v_{dc}$), le deuxième est à l'état N ($v_{bo}=0$) et le troisième est à l'état N ($v_{co}=0$). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la Figure (II.1).

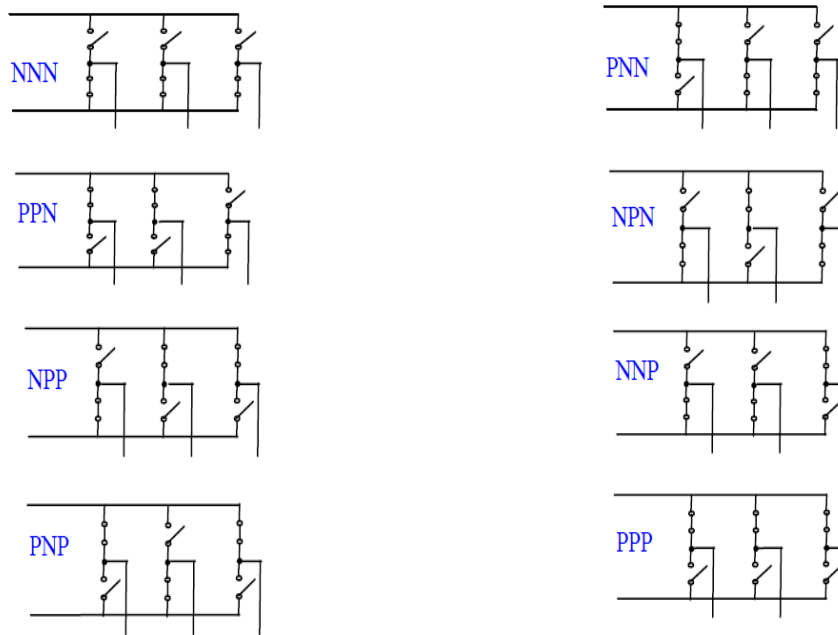


Figure II.1 Les huit états de l'onduleur à deux niveaux.

II.2.2.4 Représentation vectorielle

Le Tableau (II.2) représente les huit états de l'onduleur et les coordonnées du vecteur de tension de sortie v_i correspondant à chaque état.

| S_{a1} | S_{b1} | S_{c1} | v_a | v_β | v_i |
|----------|----------|----------|---------------------|---------------------|-------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | v_0 |
| 1 | 0 | 0 | $\sqrt{2/3}v_{dc}$ | 0 | v_1 |
| 1 | 1 | 0 | $\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $\sqrt{1/2}v_{dc}$ | v_2 |
| 0 | 1 | 0 | $-\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $\sqrt{1/2}v_{dc}$ | v_3 |
| 0 | 1 | 1 | $-\sqrt{2/3}v_{dc}$ | 0 | v_4 |
| 0 | 0 | 1 | $-\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/2}v_{dc}$ | v_5 |
| 1 | 0 | 1 | $\sqrt{1/6}v_{dc}$ | $-\sqrt{1/2}v_{dc}$ | v_6 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | v_7 |

Tableau II.2 Etats de l'onduleur et les coordonnées du vecteur v_i dans le plan (α, β) .

Comme on peut le voir, les combinaisons (111) et (000) donnent toujours des vecteurs nuls. La Figure(II.3) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs non nuls, qui peuvent être générés par l'onduleur et qui forment le diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux ou l'hexagone de commutation [20].

L'objectif de la commande de l'onduleur est de rendre les tensions de sortie v_a , v_b et v_c aussi proches que possible des trois tensions de référence sinusoïdales v_a^* , v_b^* et v_c^* . Comme il est illustré dans la Figure (II.3), ces vecteurs peuvent être représentés dans le plan (α, β) par un seul vecteur de référence noté \vec{v}^* d'amplitude v^* constante et égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour du centre de l'hexagone avec une vitesse angulaire $\omega = d\theta/dt$ constante correspondante à la pulsation électrique souhaitée. Ce vecteur est défini par :

$$\vec{v}^* = v^* e^{j\theta} \tag{II.6}$$

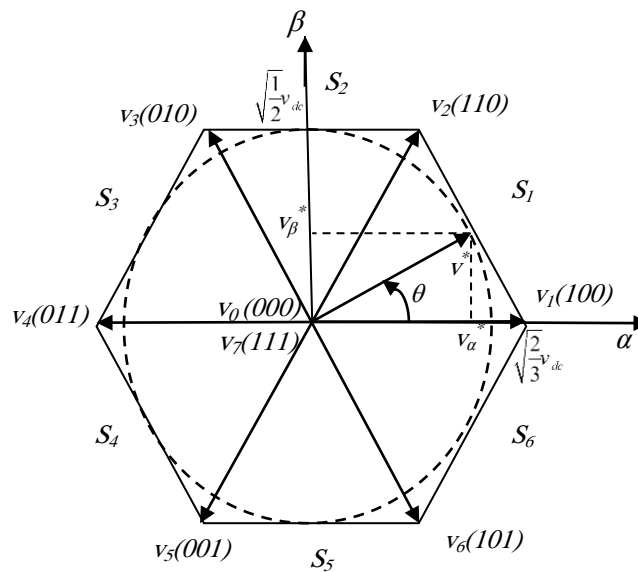


Figure II.3 Diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux.

Si on attribue au vecteur de référence \vec{v}^* uniquement les six positions discrètes de la Figure (II.3), la tension de sortie sera riche en harmoniques. Afin de réduire le taux d'harmoniques de la tension de sortie résultante de la forme non circulaire de cet hexagone, on impose au vecteur \vec{v}^* de se positionner à l'intérieur du cercle délimité par l'hexagone. Ainsi, le module maximal admissible du vecteur \vec{v}^* est :

$$v_{\max}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{\frac{1}{2}} v_{dc} \tag{II.7}$$

L'équation (II.6) devient :

$$\vec{v}^* = r v_{\max}^* e^{j\theta} \quad (\text{II.8})$$

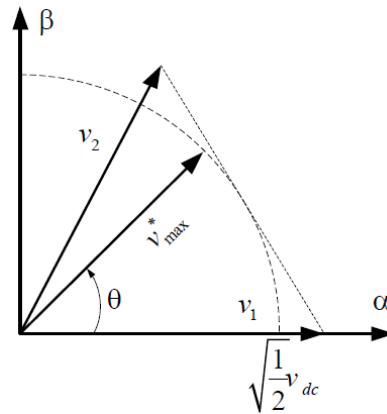


Figure II.4 Limite du vecteur v^* .

Avec r : le taux de modulation qui a une valeur entre 0 et 1 et défini par la relation suivante :

$$r = \frac{\sqrt{2}v^*}{v_{dc}} \quad (\text{II.9})$$

θ : la position angulaire du vecteur \vec{v}^* calculée comme suit :

$$\theta = \arctg \left(\frac{v_{\beta}^*}{v_{\alpha}^*} \right) \quad (\text{II.10})$$

II.2.2.5 Localisation du vecteur de référence

L'hexagone de commutation peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont le point milieu, et les fins des deux vecteurs consécutifs (v_i et v_{i+1}).

Le vecteur v_s^* tourne dans le plan (α, β) à une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions v_a^* , v_b^* et v_c^* . Sur le diagramme de la Figure(II.4), on a représenté une position arbitraire du vecteur \vec{v}^* et on a indiqué l'angle θ correspondant à cette position. A partir de l'angle θ , on déduit le secteur triangulaire contenant ce vecteur de la manière suivante:

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 \leq \theta \leq \pi/3 \\ 2 & \text{si } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \\ 3 & \text{si } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \\ 4 & \text{si } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \\ 5 & \text{si } 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \\ 6 & \text{si } 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.2.2.6 Calcul des temps de commutation

Dans le cas général, l'onduleur n'est pas capable de générer directement le vecteur \vec{v}^* , car il ne peut prendre que les huit états discrets illustrés précédemment. On doit donc construire \vec{v}^* à l'aide d'une combinaison des vecteurs nuls (v_0 ou v_7) et des deux vecteurs adjacents v_i et v_{i+1} du secteur qui contient le vecteur de référence ($i=s$). Ces vecteurs sont appliqués individuellement pendant certaines durées t_0 , t_i et t_{i+1} de sorte que \vec{v}^* soit égale à la valeur moyenne de ces vecteurs pendant une période de découpage :

$$\vec{v}^* = \vec{v}_i + \vec{v}_{i+1} + \vec{v}_0 \tag{II.13}$$

Avec :

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+T_h} \vec{v} dt \tag{II.14}$$

Puisque la période de découpage T_h est très faible, la valeur moyenne de tension \vec{v}^* peut être considérée comme constante.

Et puisque les vecteurs v_i et v_{i+1} sont des vecteurs fixes on a :

$$\vec{v}_i = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_i} v_i dt = \frac{1}{T_h} v_i t_i \tag{II.15}$$

Et

$$\vec{v}_{i+1} = \frac{1}{T_h} \int_t^{t+t_{i+1}} v_{i+1} dt = \frac{1}{T_h} v_{i+1} t_{i+1} \tag{II.16}$$

L'équation (II.13) devient :

$$T_h \vec{v}^* = t_{i+1} v_{i+1} + t_i v_i + t_0 v_0 \tag{II.17}$$

Par comparaison des parties réelles et imaginaires des deux membres on obtient :

$$\begin{cases} T_h v_\alpha^* = t_{i+1} v_{i+1}^\alpha + t_i v_i^\alpha \\ T_h v_\beta^* = t_{i+1} v_{i+1}^\beta + t_i v_i^\beta \end{cases} \tag{II.18}$$

Connaissons les valeurs des coordonnées des vecteurs de sortie $v_{i\alpha}$ et $v_{i\beta}$ Tableau (II.2). On peut calculer les temps de commutation t_i et t_{i+1} en fonction des coordonnées du vecteur de référence par la résolution du système d'équation (II.18).

Pendant le reste de la période de commutation on applique les vecteurs nuls chacun pendant ce temps, donc :

$$t_0 = t_7 = T_h - t_i - t_{i+1} \tag{II.19}$$

Afin de simplifier l'analyse, on définit les trois variables e , l et k suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} e = T_h \frac{\sqrt{3}v_{\alpha}^* + v_{\beta}^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ l = T_h \frac{\sqrt{3}v_{\alpha}^* - v_{\beta}^*}{\sqrt{2}v_{dc}} \\ k = T_h \frac{\sqrt{2}v_{\beta}^*}{v_{dc}} \end{array} \right. \quad (\text{II.20})$$

Les temps t_i et t_{i+1} pour chaque secteur sont exprimés en fonction du variables e , l et k suivant le Tableau (II.5) :

| Secteur | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|-----------|-----|------|------|------|------|------|
| t_i | l | e | k | $-l$ | $-e$ | $-k$ |
| t_{i+1} | k | $-l$ | $-e$ | $-k$ | L | e |

Tableau II.5 Temps de commutation pour chaque secteur.

Si le vecteur de référence dépasse les limites de l'hexagone, la somme des durées d'applications des vecteurs adjacents sont supérieures à la période de modulation qui produira des erreurs. Pour éviter ceci il est nécessaire de limiter le vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone par l'algorithme ci-dessous (saturation),

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{if } t_i + t_{i+1} \geq T_h \\ \text{then} \\ \quad t_i = \frac{t_i}{t_i + t_{i+1}} T_h \\ \quad t_{i+1} = \frac{t_{i+1}}{t_i + t_{i+1}} T_h \\ \text{else} \\ \quad t_i = t_i \\ \quad t_{i+1} = t_{i+1} \\ \text{end} \end{array} \right.$$

II.2.2.7 Génération des impulsions de commande

L'application des vecteurs d'états durant une période de découpage doit tenir en compte de deux critères:

a- Minimisation des harmoniques, par la génération d'une tension de sortie la plus proche que possible de la tension de référence, par l'application du vecteur d'état v_i pendant une durée t_i , le vecteur v_{i+1} pendant une durée t_{i+1} et le vecteur nul pendant le reste de la période. On applique v_0 aux extrémités de la période de découpage et v_7 au centre de cette période [22].

b- Minimisation des pertes dans les interrupteurs par la réduction du nombre de commutation de chaque interrupteur, par l'application du vecteur d'indice impair avant l'application du vecteur d'indice pair pendant la demi période de découpage et inversement durant l'autre demi période [22].

| | | T_h | | | | | | | |
|----------|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | | V_0 | V_1 | V_2 | V_7 | V_7 | V_2 | V_1 | V_0 |
| | | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_1}{2}$ | $\frac{t_2}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_2}{2}$ | $\frac{t_1}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ |
| | | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← |
| S_{a1} | | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| S_{b1} | | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| S_{c1} | | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| | | NNN | PNN | PPN | PPP | PPP | PPN | PNN | NNN |

Secteur 1

| | | T_h | | | | | | | |
|----------|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | | V_0 | V_3 | V_2 | V_7 | V_7 | V_2 | V_3 | V_0 |
| | | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_3}{2}$ | $\frac{t_2}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_2}{2}$ | $\frac{t_3}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ |
| | | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← |
| S_{a1} | | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| S_{b1} | | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| S_{c1} | | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| | | NNN | NPN | PPN | PPP | PPP | PPN | NPN | NNN |

Secteur 2

| | | T_h | | | | | | | |
|----------|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | | V_0 | V_3 | V_4 | V_7 | V_7 | V_6 | V_3 | V_0 |
| | | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_3}{2}$ | $\frac{t_4}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_4}{2}$ | $\frac{t_3}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ |
| | | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← |
| S_{a1} | | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| S_{b1} | | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| S_{c1} | | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| | | NNN | NPN | NPP | PPP | PPP | NPP | NPN | NNN |

Secteur 3

| | | T_h | | | | | | | |
|----------|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | | V_0 | V_5 | V_4 | V_7 | V_7 | V_4 | V_5 | V_0 |
| | | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_5}{2}$ | $\frac{t_4}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_4}{2}$ | $\frac{t_5}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ |
| | | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← |
| S_{a1} | | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| S_{b1} | | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| S_{c1} | | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| | | NNN | NNP | NPP | PPP | PPP | NPP | NNP | NNN |

Secteur 4

| | | T_h | | | | | | | |
|----------|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | | V_0 | V_5 | V_6 | V_7 | V_7 | V_6 | V_5 | V_0 |
| | | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_5}{2}$ | $\frac{t_6}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_6}{2}$ | $\frac{t_5}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ |
| | | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← |
| S_{a1} | | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| S_{b1} | | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| S_{c1} | | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| | | NNN | NNP | PNP | PPP | PPP | PNP | NNP | NNN |

Secteur 5

| | | T_h | | | | | | | |
|----------|--|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| | | V_0 | V_1 | V_6 | V_7 | V_7 | V_6 | V_1 | V_0 |
| | | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_1}{2}$ | $\frac{t_6}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_0}{4}$ | $\frac{t_6}{2}$ | $\frac{t_1}{2}$ | $\frac{t_0}{4}$ |
| | | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← | ← |
| S_{a1} | | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| S_{b1} | | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| S_{c1} | | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| | | NNN | PNN | PNP | PPP | PPP | PNP | PNN | NNN |

Secteur 6

Figure II.6 Principe de génération des impulsions de commande par MLI vectorielle.

A partir de la Figure (II.6), on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage T_h , dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le Tableau (II.7).

| Secteur | Interrupteurs du haut S_{a1}, S_{b1}, S_{c1} | Interrupteurs du bas S_{a2}, S_{b2}, S_{c2} |
|---------|--|--|
| 1 | $S_{a1} = t_1 + t_2 + t_0/2$ $S_{b1} = t_2 + t_0/2$ $S_{c1} = t_0/2$ | $S_{a2} = t_0/2$ $S_{b2} = t_1 + t_0/2$ $S_{c2} = t_1 + t_2 + t_0/2$ |
| 2 | $S_{a1} = t_2 + t_0/2$ $S_{b1} = t_2 + t_3 + t_0/2$ $S_{c1} = t_0/2$ | $S_{a2} = t_3 + t_0/2$ $S_{b2} = t_0/2$ $S_{c2} = t_2 + t_3 + t_0/2$ |
| 3 | $S_{a1} = t_0/2$ $S_{b1} = t_3 + t_4 + t_0/2$ $S_{c1} = t_4 + t_0/2$ | $S_{a2} = t_3 + t_4 + t_0/2$ $S_{b2} = t_0/2$ $S_{c2} = t_3 + t_0/2$ |
| 4 | $S_{a1} = t_0/2$ $S_{b1} = t_4 + t_0/2$ $S_{c1} = t_4 + t_5 + t_0/2$ | $S_{a2} = t_4 + t_5 + t_0/2$ $S_{b2} = t_5 + t_0/2$ $S_{c2} = t_0/2$ |
| 5 | $S_{a1} = t_6 + t_0/2$ $S_{b1} = t_0/2$ $S_{c1} = t_5 + t_6 + t_0/2$ | $S_{a2} = t_5 + t_0/2$ $S_{b2} = t_5 + t_6 + t_0/2$ $S_{c2} = t_0/2$ |
| 6 | $S_{a1} = t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_{b1} = t_0/2$ $S_{c1} = t_1 + t_0/2$ | $S_{a2} = t_0/2$ $S_{b2} = t_6 + t_1 + t_0/2$ $S_{c2} = t_6 + t_0/2$ |

Tableau II.7 Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

II.2.3 Schéma bloc da la MLI vectorielle

Si on veut résumer la méthode de calcul de la MLI vectorielle, on peut énumérer les points suivants :

- 1- A partir des tensions de référence v_a^*, v_b^* et v_c^* on déduit les composantes du vecteur référence v_α^* et v_β^* dans le repère de (α, β) ;
- 2- Calcul du numéro du secteur S où se situé le vecteur de référence;
- 3- Calcul des temps $(t_i, t_{i+1}$ et $t_0)$ d'application des vecteurs $(v_i, v_{i+1}$ et $v_0)$;
- 4- Génération des impulsions de commande des interrupteurs.

Sur la Figure (II.8), apparaît le schéma bloc da la MLI vectorielle.

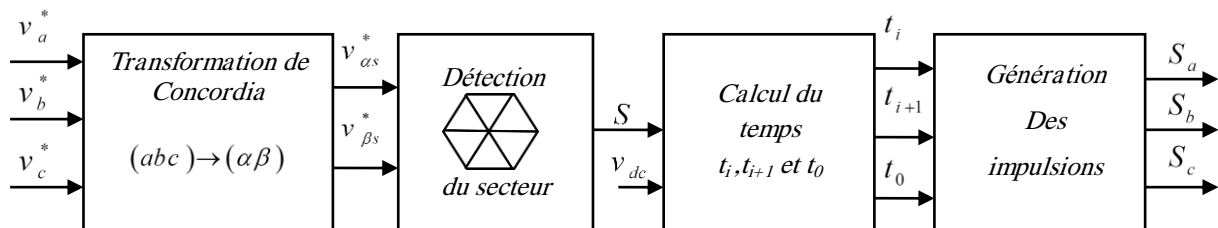


Figure II.8 Schéma bloc de la MLI vectorielle.

II.3 Simulation numérique

Pour contrôler les paramètres caractérisant le fonctionnement de notre modèle composé d'un onduleur commandé à deux niveaux qui alimente un moteur asynchrone, nous avons utilisés MATLAB.

Nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI vectorielle associée à un onduleur de tension qui alimente un moteur asynchrone pour deux valeurs différentes du l'indice de modulation m (12 ,72) et $r=0.8$.

II.3.1 Résultats de simulation

Pour l'indice de modulation $m=12$

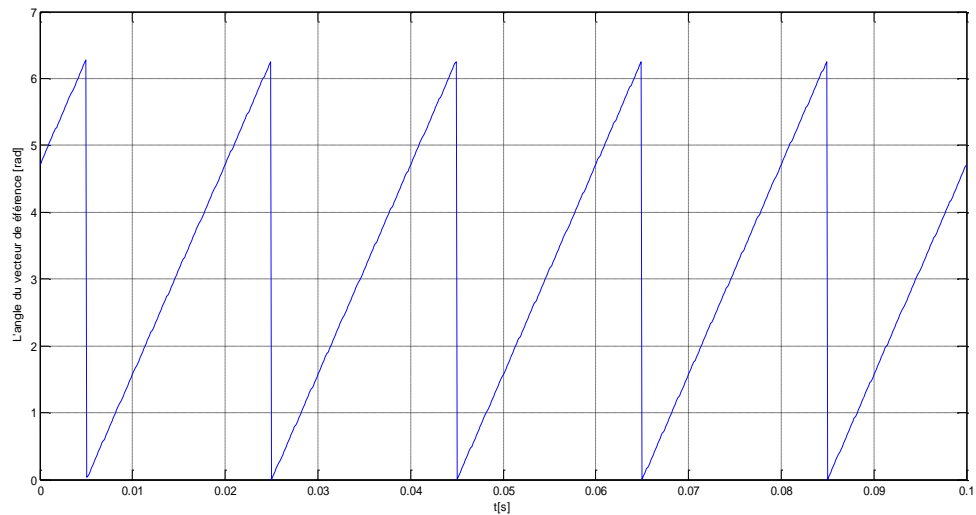


Figure II.9 L'angle du vecteur de référence.

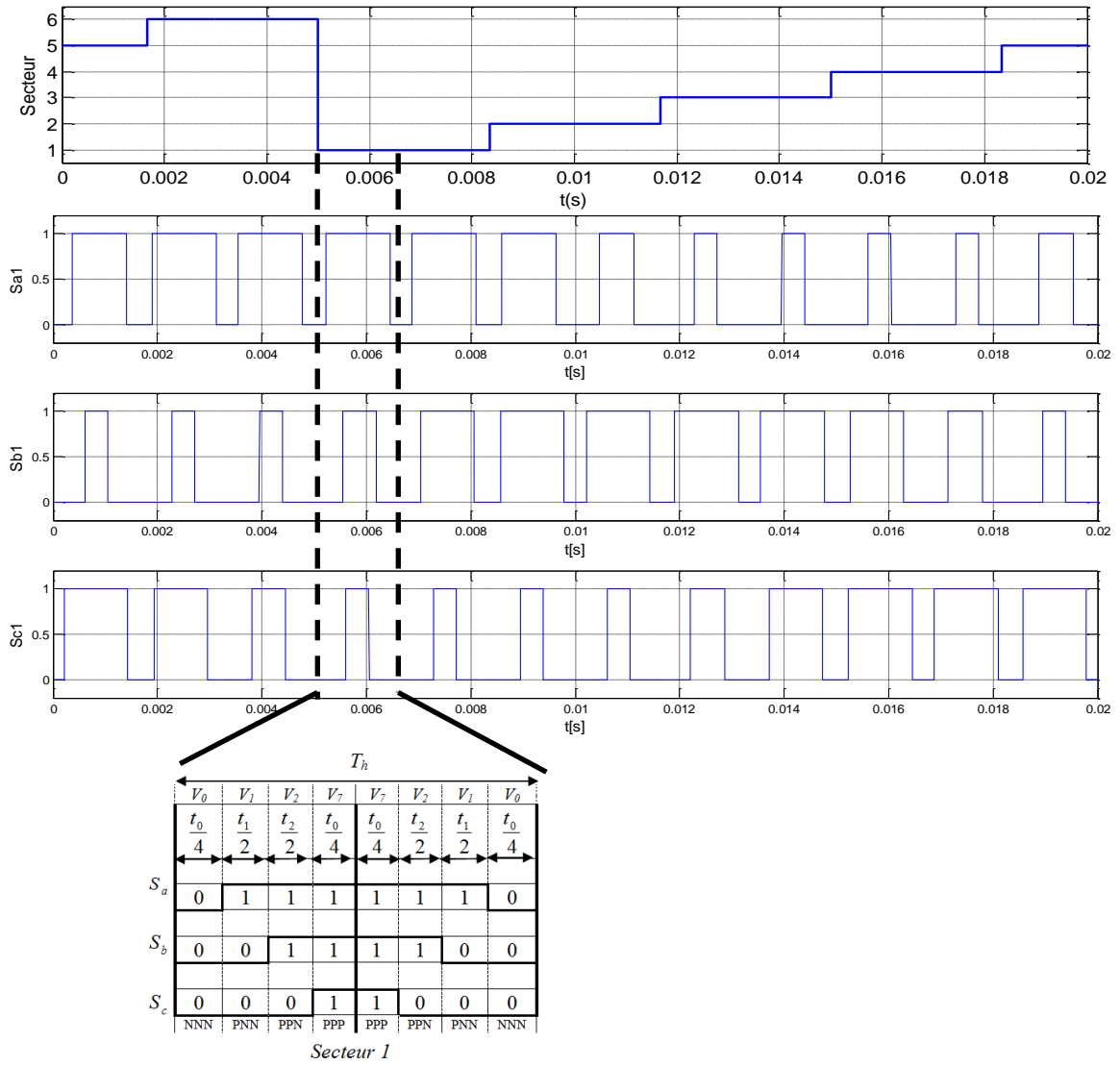


Figure II.10 Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs avec les signaux des impulsions S_{a1} , S_{b1} et S_{c1} .

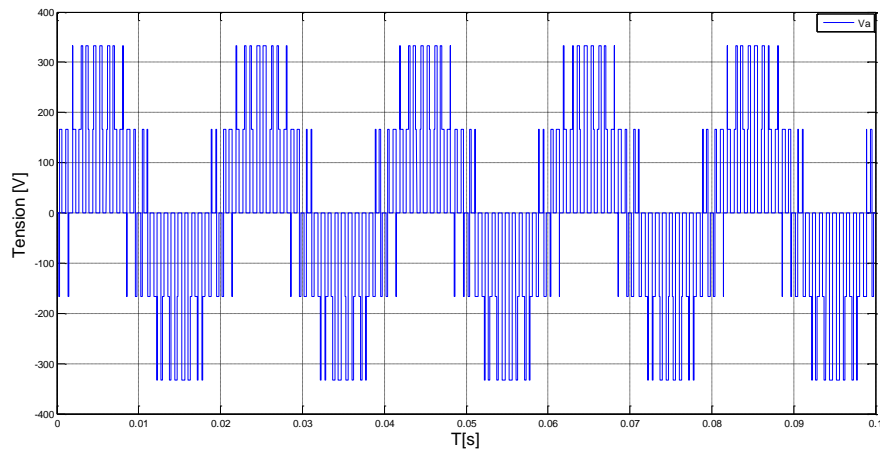


Figure II.11 La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.

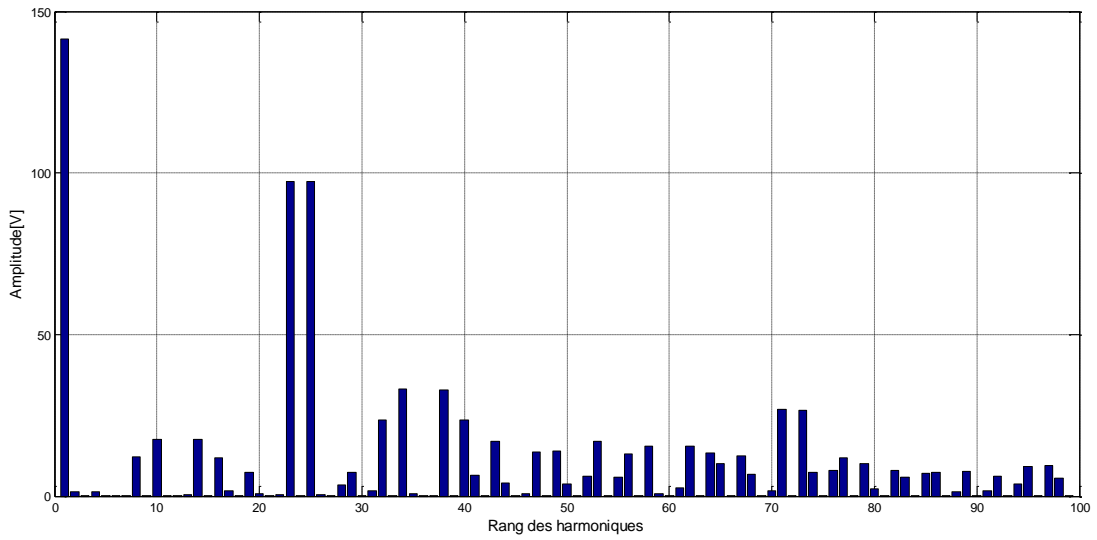


Figure II.12 Analyse harmonique de la tension de sortie Va.

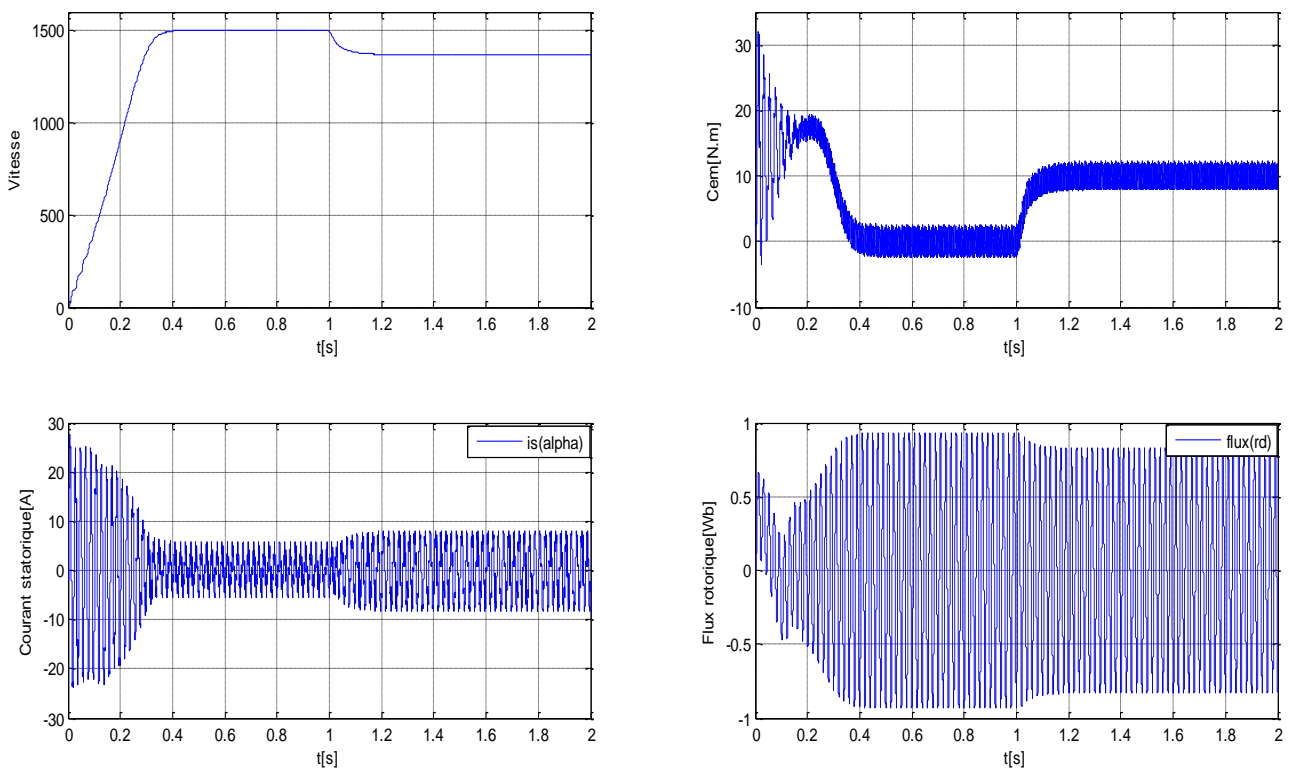


Figure II.13 Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec ($m=12$).

Pour l'indice de modulation $m=72$

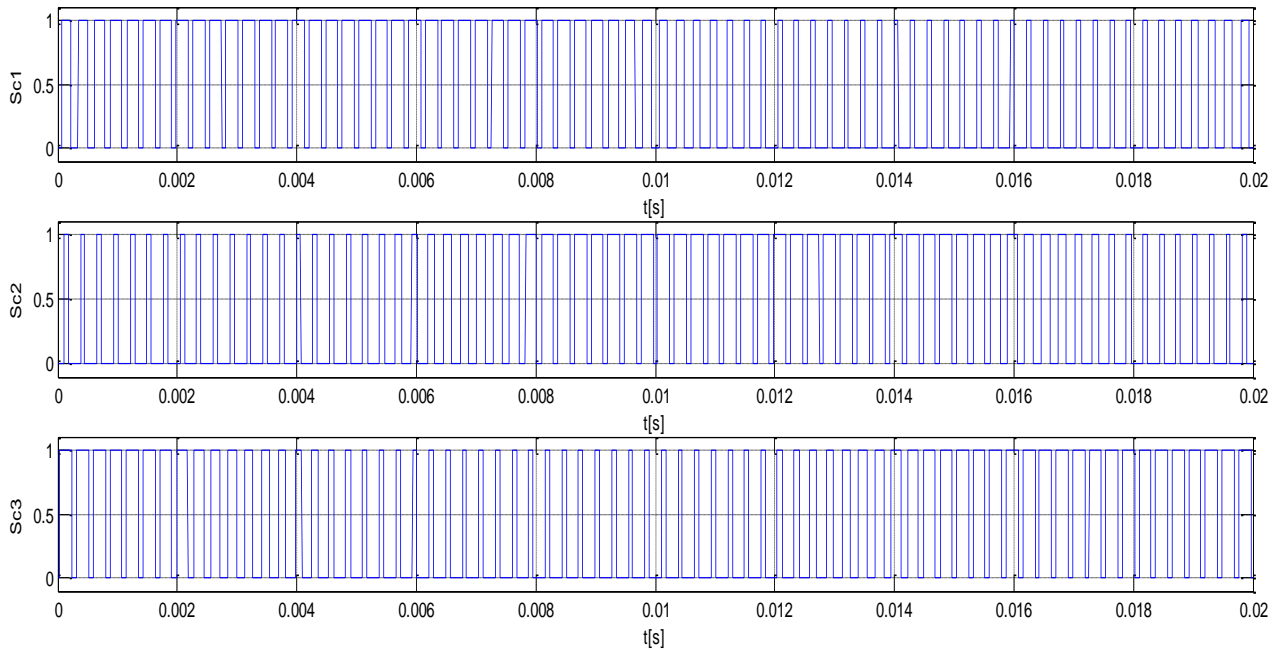


Figure II.14 Les signaux des impulsions S_a , S_b et S_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur.

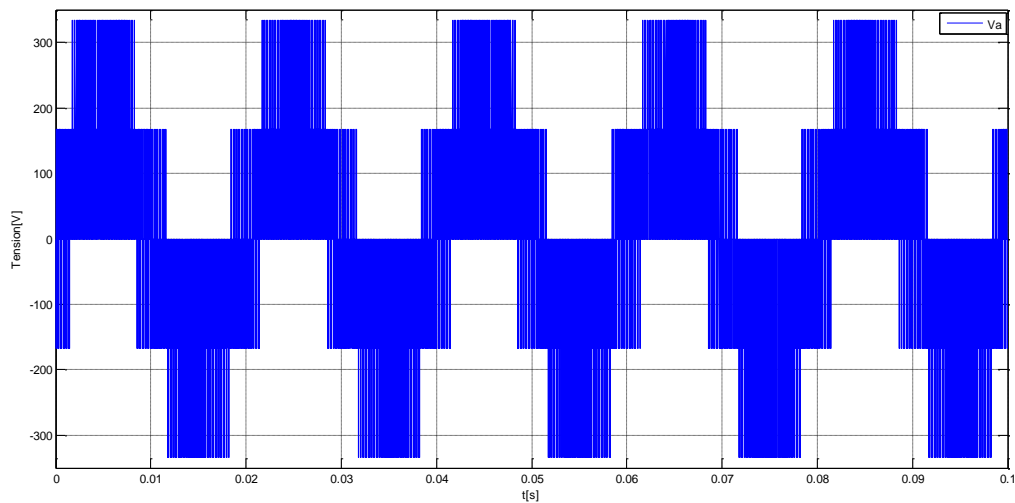


Figure II.15 La tension simple V_a à la sortie de l'onduleur.

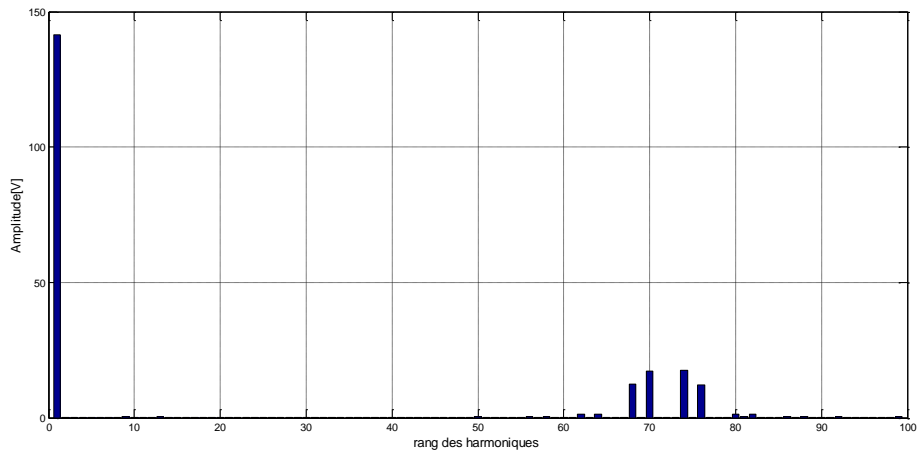


Figure II.16 Analyse harmonique de la tension de la sortie Va.

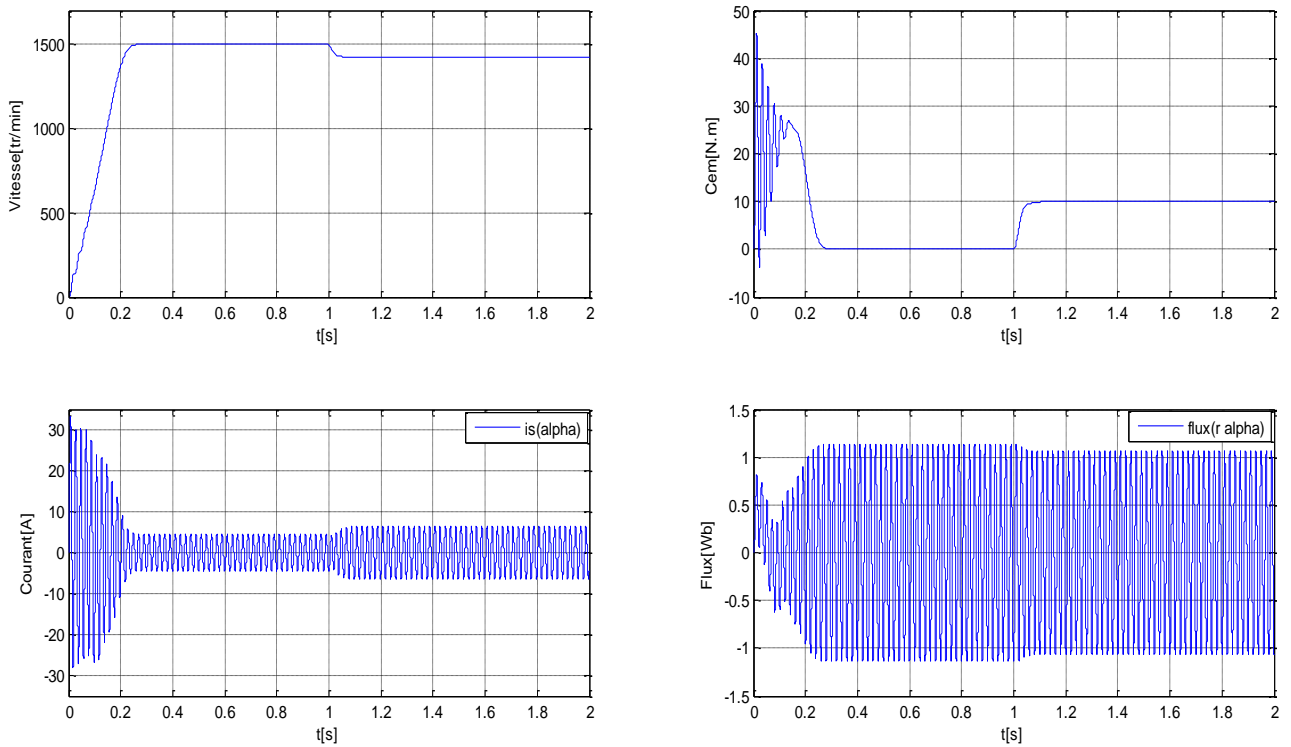


Figure II.17 Résultats de simulation d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux commandé par MLI vectorielle avec ($m=72$).

II.3.2 Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus, on remarque:

- ✓ Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs (de 1 à 6) pendant chaque période.
- ✓ Pour les différents valeurs de l'indice de modulation nous constatons que :
 - Les impulsions de commande contient m créneaux, ces impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période.
 - Pour la faible valeur de m l'allure de courant n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec l'augmentation de m l'allure de courant tend vers un signal plus proche du signal sinusoïdal.
 - L'augmentation de l'indice m rejette le déchet de tension à fréquences élevées.
 - La largeur de la bande du couple est diminué et le temps de stabilité est le même pour les deux valeurs de l'indices de modulation.

II.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la MLI vectorielle et la modulation vectorielle d'un onduleur à deux niveaux, et nous constatons que la commande par MLI vectorielle est devenue la méthode la plus employé pour commander l'onduleur afin d'obtenir une tension plus proche à la sinusoïdale par rapport la commande par modulation triangulo-sinusoïdale. Les résultats obtenus montrent que la MLI vectorielle présente une meilleure approximation du fonctionnement optimal de la machine.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin d'atteindre de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande backsteppig. Un exposé général sur la théorie de cette méthode et son application sur le modèle de la machine asynchrone déjà obtenu feront l'objet du chapitre suivant.

3^{EME} CHAPITRE

Commande Par Backstepping Basée Sur Le Principe Du Contrôle Vectoriel

contenu

III.1 Commande vectorielle à flux oriente

III.1.1 Introduction

III.1.2 Principe du control vectorielle à flux orienté

III.1.3 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

III 1.1.3.1 Expression générale de la commande

III.1.3.2 Découplage par compensation

III.1.3.3 Schéma de principe

III.1.3.4 Détermination de Φ_r et ω_s

III.1.3.5 Calcul des régulateurs

III.1.4 Résultats de simulation

III.1.4.1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide

III.1.4.2 Tests de poursuite de la variation de vitesse

III.1.4.3 Tests de robustesse par la variation de la résistance rotorique

III.2 Commande par backstepping

III.2.1 Introduction

III.2.2 Principe de la commande par backstepping

III.2.3 Synthèse de la loi de commande par backstepping

III.2.4 Commande par Backstepping basé sur le principe du contrôle vectoriel

III.2.5 Résultats de simulation

III.2.5.1 Fonctionnement nominal de la machine

III.2.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

III.2.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

III.2.5.4 Défluxage

III.2.5.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

III.2.6 Conclusion

III.1 Commande vectorielle à flux orienté

III.1.1 Introduction

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et du transport. La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises.

On se tourne alors vers le moteur asynchrone à cage qui ne cesse d'attirer les recherches par ses qualités incontestables. Cependant, il est à signaler que l'application en positionnement ou en régulation de vitesse du moteur asynchrone a été tardive malgré ses atouts indiscutables. C'est sans doute, la conséquence d'une difficulté de contrôle due à son fonctionnement non linéaire du part, à l'inaccessibilité des grandeurs électriques du rotor d'autre part.

Un progrès remarquable a été accompli, dans le domaine de vitesse variable, lorsque BLACHKE (1972) a proposé la méthode de contrôle vectorielle de la machine asynchrone dite (principe du champ orienté) offrant désormais un outil puissant de contrôle pour la machine à induction en plus de qualités incontestables qu'elle présente.

Cette technique reposée sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage de couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Ainsi le dispositif balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine à induction, par le système d'auto pilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor.

Dans cette première partie de ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques [2].

III.1.2 Principe du control vectorielle à flux orienté

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur Flux Φ et de la grandeur courant I , générateur de couple. Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et Φ , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation –producteur de flux -, et courant d'induit –producteur de couple).

La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux, fortement couplés.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d,q) , repère tournant biphasé orienté sur Φ_r (flux rotorique), Φ_s (flux statorique) ou d'entrefer.

Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine, comme suit:

➤ Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r ; \Phi_{rq} = 0$ (III.1)

➤ Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s ; \Phi_{sq} = 0$ (III.2)

➤ Flux d'entrefer : $\Phi_{gd} = \Phi_g ; \Phi_{gq} = 0$ (III.3)

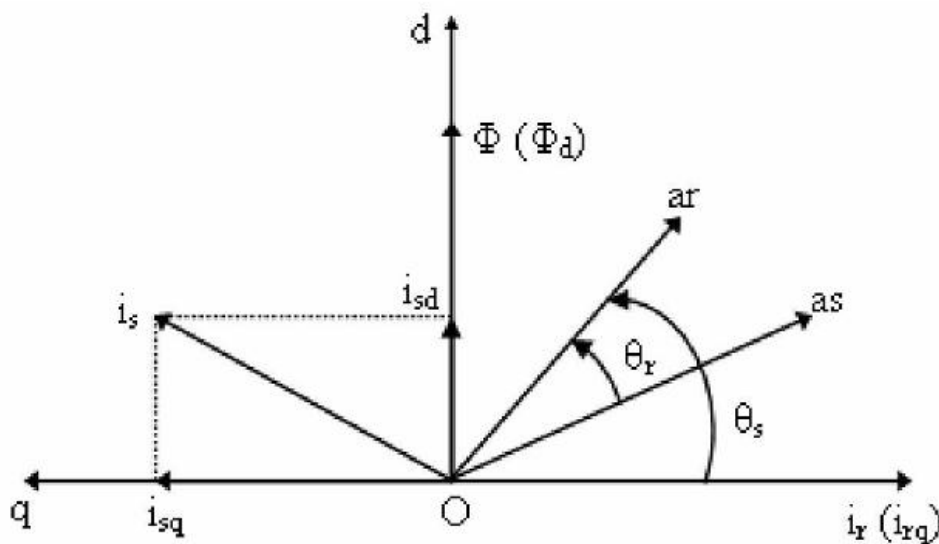


Figure. III.1 Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer).

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

Donc : $\Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0$

$$I_{rq} = -\frac{M}{L_r} \cdot i_{sq}$$

En substituant(III.4) dans l'expression du flux :

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \tag{III.5}$$

Il vient :

$$\Phi_{sq} = \sigma L_s i_{sq}$$

Ce qui conduit à l'expression du couple :

$$C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r i_{sq} \tag{III.6}$$

Ou encore moyennant une constante K prés, le couple devient

$$C_{em} = K i_{sd} i_{sq} \tag{III.7}$$

Avec :

$$K = P \cdot M^2 / L_r$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu. La figure (III.2) montre en générale le but recherché par cette commande

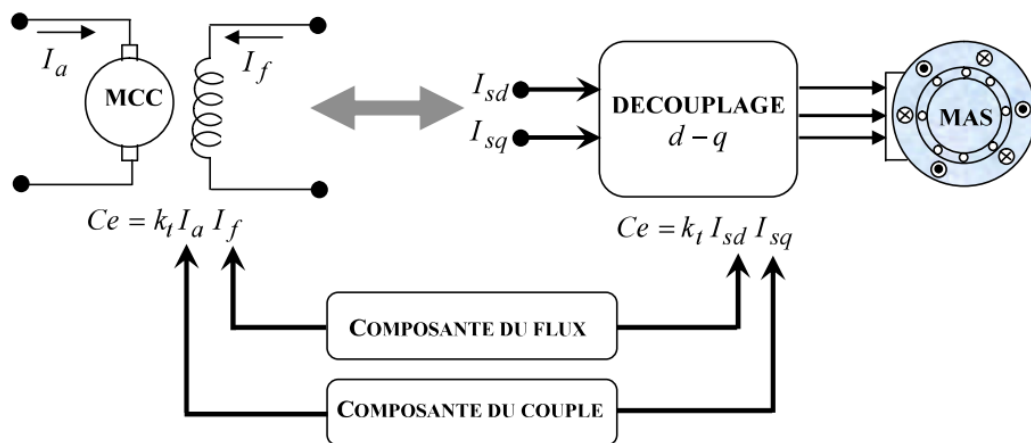


Figure. III.2 Equivalence entre commande d'une MCC et commande vectorielle d'une MAS [12] .

Dans ce qui suit, on s'intéresse à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

III.1.3 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

III.1.3.1 Expression générale de la commande

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d,q) els que l'axe **d** soit confondu avec la direction de Φ_r . Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état ((I.20) et (I.21)) nous permet d'exprimer V_{sd} et V_{sq} , comme suit[2] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_s T_r} \Phi_{rd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M i_{sq}}{T_r \Phi_{rd}} \\ C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_{rd} i_{sq} \end{array} \right. \quad (III.8)$$

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{sq} et V_{sd} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple (Figure III.3)). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [2] :

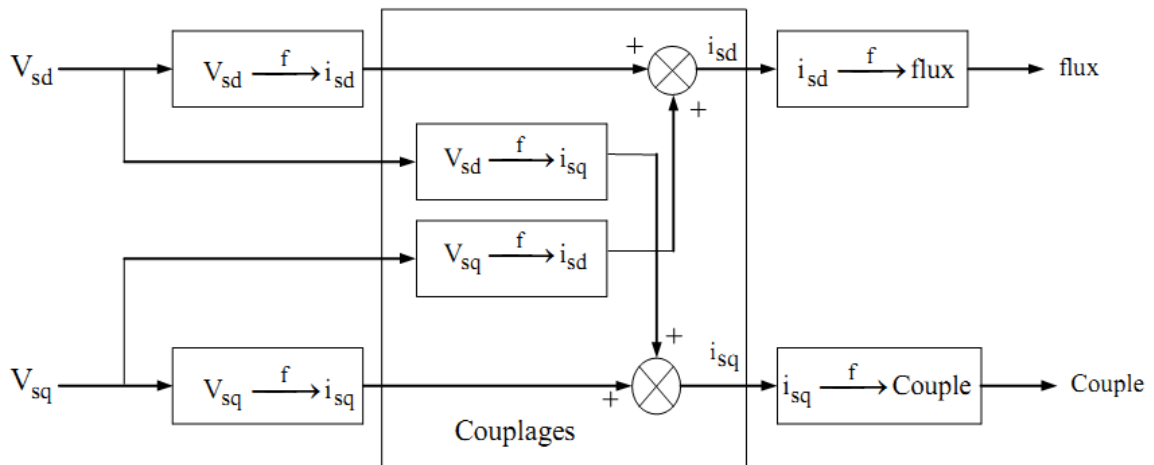


Figure. III.3 Description des couplages [2].

III.1.3.2 Découplage par compensation

Différentes techniques existantes : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage.

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telle que V_{sd1} réagisse que sur i_{sd} et V_{sq1} sur i_{sq} telle que :

$$V_{sd} = V_{sd1} - E_d \text{ et } V_{sq} = V_{sq1} - E_q \tag{III.9}$$

Avec :

$$E_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{LrTr} \Phi_r \tag{III.10}$$

Et
$$E_q = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{Lr} \omega_s \Phi_{rd} + \frac{M2}{LrTr} i_{sq} \tag{III.11}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (Figure (III.4))

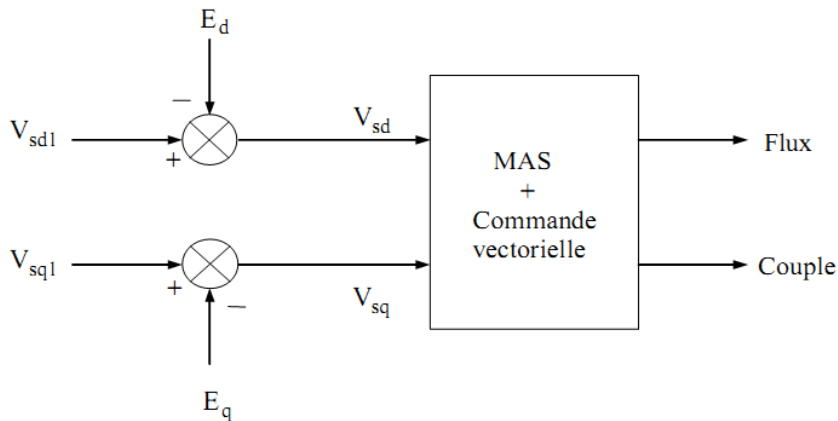


Figure. III.4 Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

Nous définissons ainsi un nouveau système Figure (III.5) pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{M2}{LrTr}) i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + \frac{M2}{LrTr}) i_{sq} \end{cases} \tag{III.12}$$

Les actions sur les axes **d** et **q** sont donc découplées.

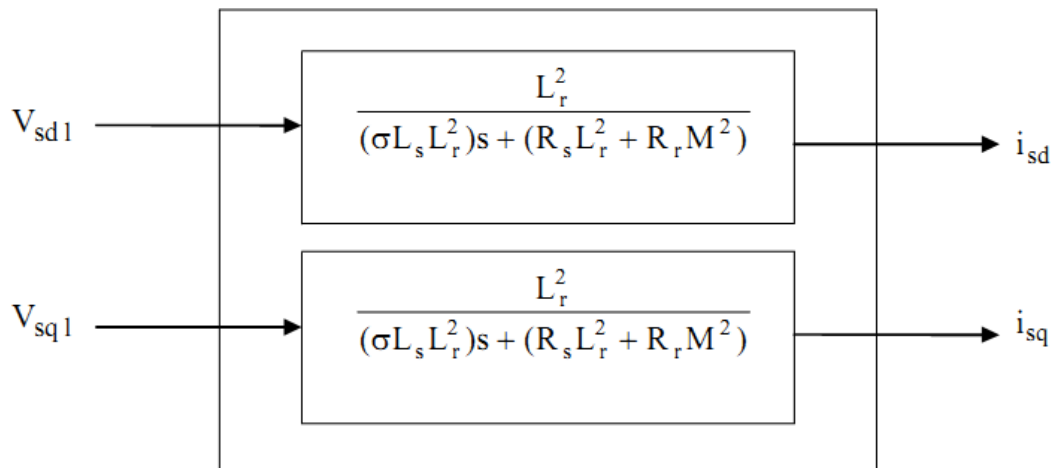


Figure. III.5 Commande découplée – Expression de i_{sd} et i_{sq} .

En faisant apparaître de manière explicite flux et couple (III.8), nous obtenons :

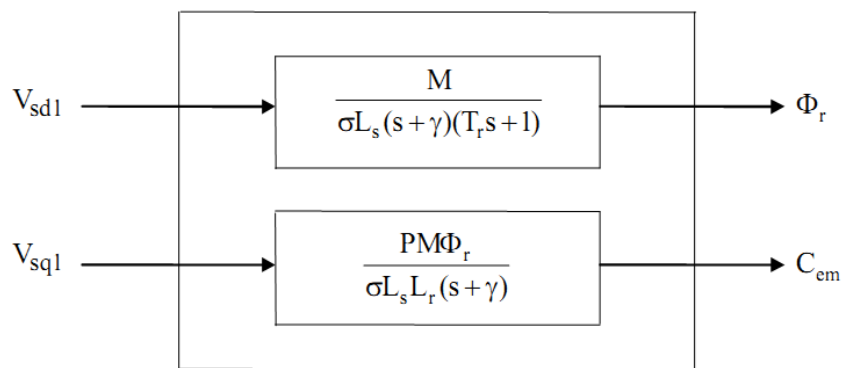


Figure. III.6 Commande découplée – Expression de Φ_r et C_{em} .

Avec $\gamma = \frac{R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}}{\sigma L_s}$ (III.13)

III.1.3.3 Schéma de principe de la commande vectorielle direct

A partir du modèle du moteur élaboré au chapitre I (équations (I.22)) et des équations de découplage, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe d (Figure (III.7)).

La position θ_s de l'axe d par rapport au stator est obtenue par intégration de la pulsation statorique ω_s .

Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux. Une commande indirecte ne Comporterait pas de régulateur de flux [8].

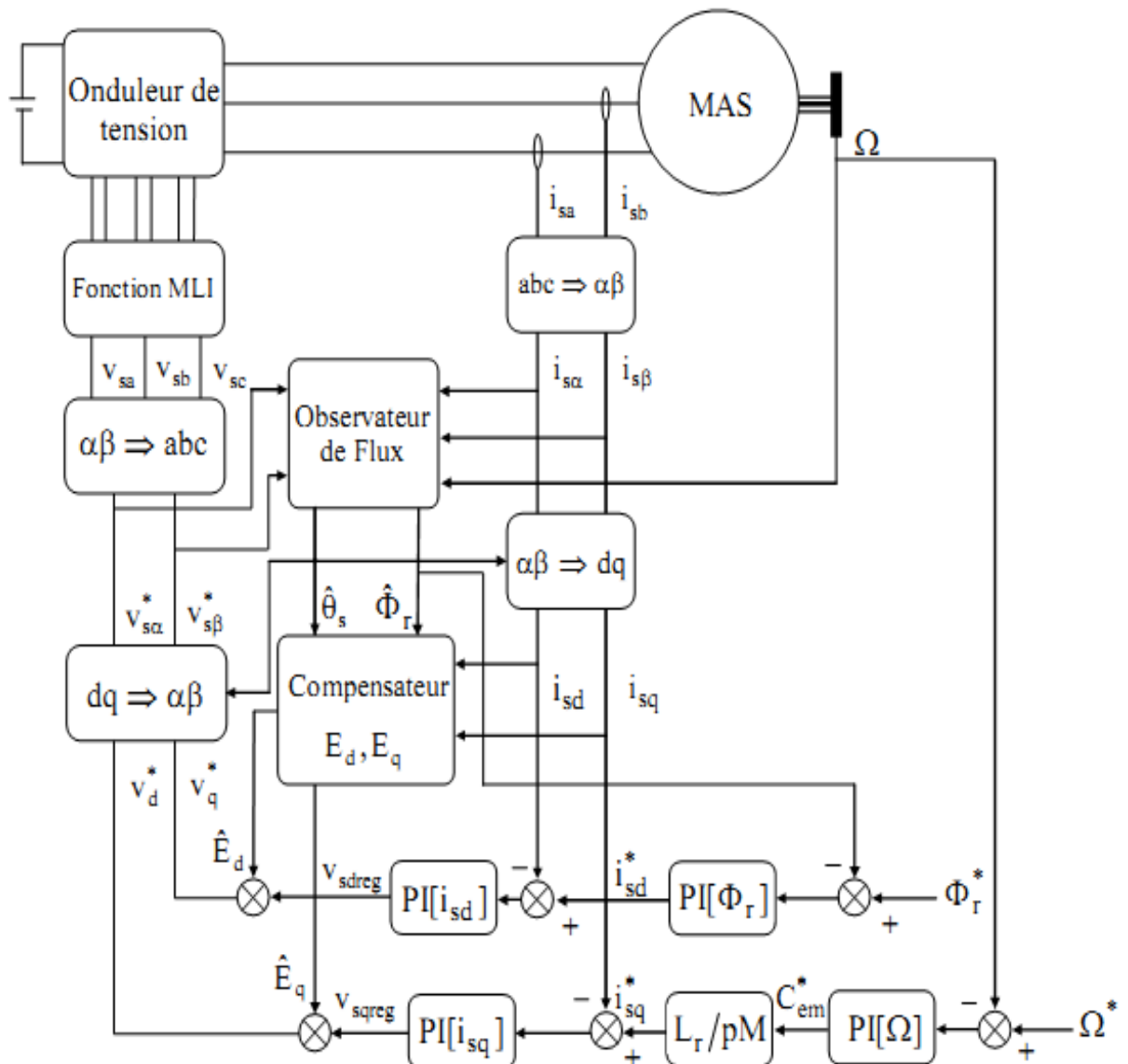


Figure. III.7 Commande vectorielle directe d'une machine alimentée en tension.

III.1.3.4 détermination de Φ_r et ω_s ✓ Calcul de Φ_r

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût.

Le flux peut être reconstitué par :

- des estimateurs utilisés en boucle ouverte,
- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle.

Le système d'équations (III.8) permet d'estimer le flux $\hat{\phi}_r$:

$$\hat{\phi}_r = \frac{Misd}{T_r S + 1} \quad (\text{III.14})$$

✓ Calcul de ω_s et θ_s

La position θ_s est mesurée par la méthode indirecte.

La pulsation statorique s'écrit, d'après (III.8):

$$\omega_s = \omega + \frac{Misq}{T_r \phi_{rd} + \varepsilon}; \quad \text{avec : } \varepsilon \ll 1 \quad (\text{III.15})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque $\hat{\phi}_r$ est nul au démarrage du moteur.

Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = \omega + \frac{Misq}{T_r \phi_{rd} + \varepsilon} \quad (\text{avec } \varepsilon \ll 0) \quad (\text{III.16})$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III.17})$$

III.1.3.5 Calcul des régulateurs

✓ Régulateur de courant

Le découplage proposé (III.12) permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{(R_{eq} + \sigma L_s s)} \\ \frac{i_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{(R_{eq} + \sigma L_s s)} \end{cases} \quad (III.18)$$

$$R_{eq} = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad (III.19)$$

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

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.20)$$

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

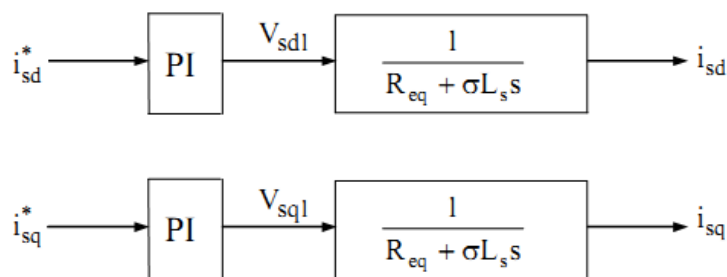


Figure.III.8 Schéma en boucle ouverte.

Par compensation de pole par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, Soit :

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

Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{\sigma L_s}{R_{eq}} \quad (III.21)$$

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

$$BO(s) = \frac{K_i}{R_{eq} s}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (III.9)

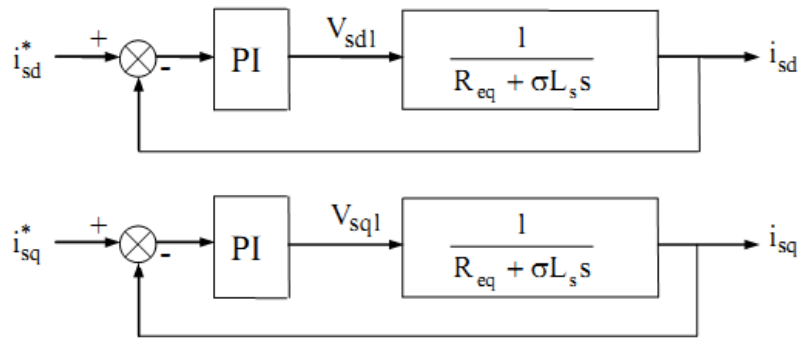


Figure. III.9 Schéma en boucle fermée.

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

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{R_{eq}}{K_i}s + 1} \tag{III.22}$$

Donc : $\tau_i = \frac{R_{eq}}{K_i}$ (III.23)

Les paramètres de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \end{cases} \tag{III.24}$$

Numériquement : on choisit $\tau_i = 0.01s$ donc les gains du régulateur $K_i = 822.3595$ et $K_p = 3.1066$

✓ **Régulateur de flux**

Le découplage proposé (III.8) permet d'écrire :

$$\frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r s + 1} \tag{III.25}$$

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

Nous pouvons représenter le système en boucle ouverte par la figure (III.10)



Figure. III.10 Schéma en boucle ouverte

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

Soit :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = T_r \quad (\text{III.26})$$

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

$$BO(s) = \frac{1}{s} \frac{1}{MK_{i\phi}}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (III.11)

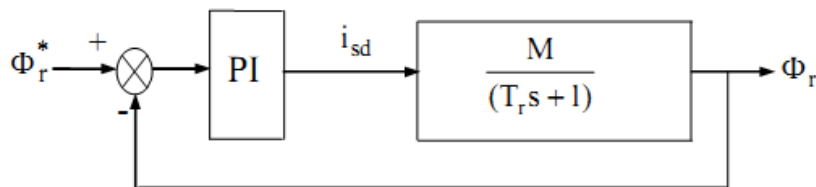


Figure. III.11 Schéma en boucle fermée

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

$$BF(s) = \frac{1}{\frac{s}{MK_{i\phi}} + 1} \quad (\text{III.27})$$

$$\text{Donc : } \tau_\phi = \frac{1}{MK_{i\phi}} \quad (\text{III.28})$$

Les paramètres de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_{i\phi} = \frac{1}{M\tau_\phi} \\ K_{p\phi} = \frac{T_r}{M\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Numériquement : on choisit $\tau_\phi = 0.03$ donc les gains du régulateur $K_{i\phi}=129.1990$ et $K_{p\phi}=9.3037$

✓ Régulateur de vitesse (PI)

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

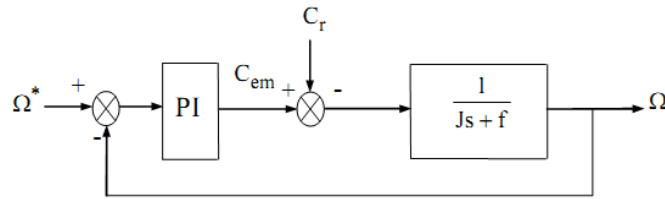


Figure. III.12 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse (PI)

Nous avons :

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{Js+f} \tag{III.30}$$

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

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left(\frac{K_{p\Omega}S + K_{i\Omega}}{S} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{Js+f} \tag{III.31}$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} S + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}} S^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}} S + 1} \Omega^* - \frac{\frac{S}{K_{i\Omega}}}{\frac{J}{K_{i\Omega}} S^2 + \frac{K_{p\Omega} + J}{K_{i\Omega}} S + 1} C_r \tag{III.32}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2nd ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1}$

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \end{cases} \tag{III.33}$$

Pour la simulation on choisit $\xi=1$ et $\omega_n=17$ donc les gains du régulateur $K_{i\Omega}=8.9590$ et $K_{p\Omega}=1.0540$

III.1.4 Résultats de simulation

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique.

III.1.4.1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide

La figure (III.13) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée par la valeur de vitesse de référence.

Après l'application de charge ($C_r = 10\text{N.m}$ à $t = 1.5\text{ s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilisée à sa valeur de référence (157 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur de couple résistant avant et après l'application de charge.

III.1.4.2 Tests de poursuite de la variation de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse de la figure (III.14) montrent que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test, La vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transition lors de passage au mode des sous vitesses puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque une légère transition en module des composantes directes des flux rotoriques Φ_{rd} , avec le maintien de Φ_{rd} pratiquement nul. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de la vitesse.

III.1.4.3 Tests de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

D'après les résultats présentés dans la figure (III.15), on remarque qu'avant l'instant $t = 1\text{ s}$ c'est-à-dire à l'instant de variation de la résistance rotorique ($R_r = 3 \cdot 805\Omega$) aucune variation sur les courbes de vitesse et, flux, couple, et courants. Lors de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 5.7075\Omega$), les allures de flux, sont divergentes par rapport aux valeurs désirées.

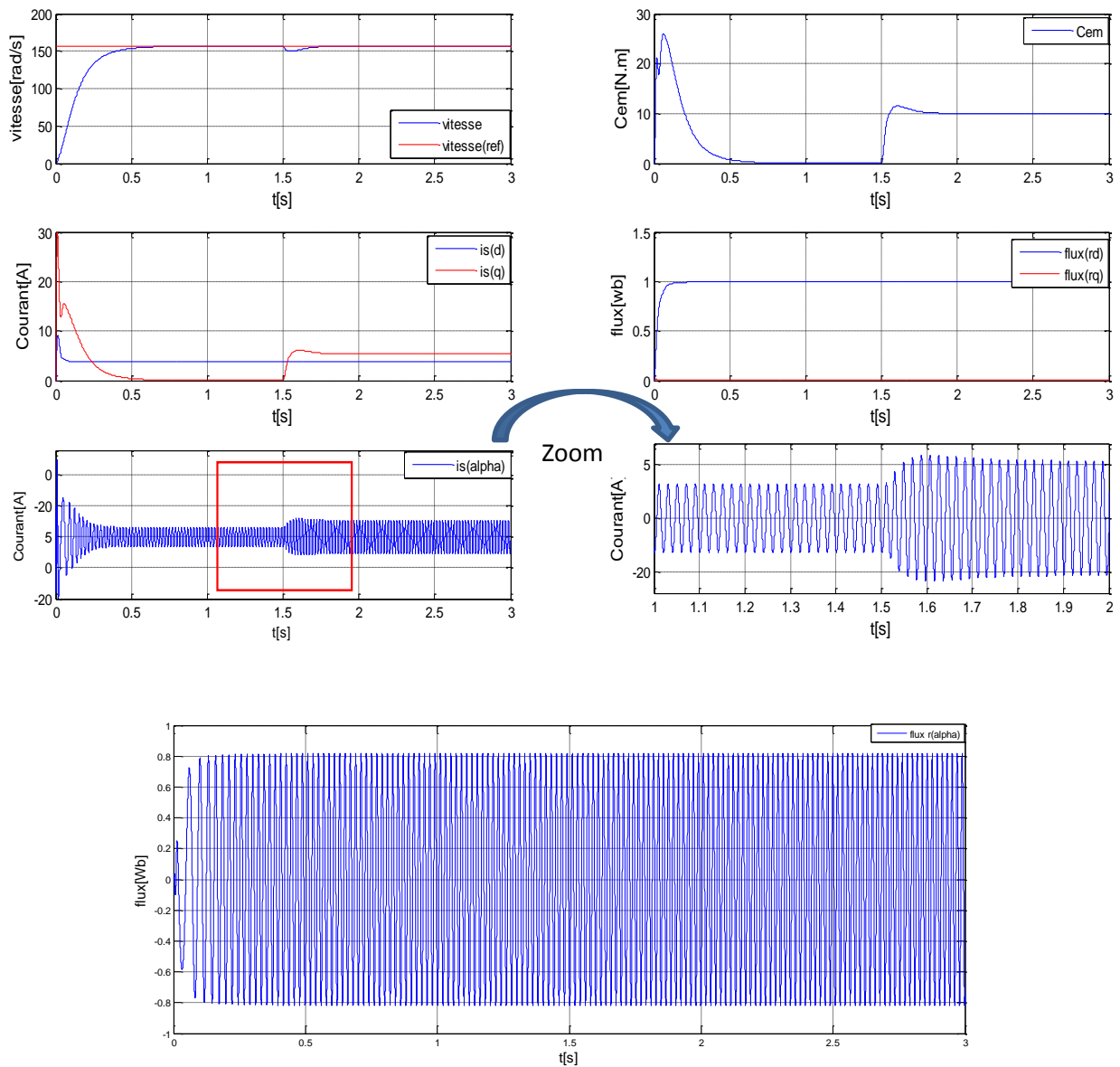


Figure III.13 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS en Charge nominale après un démarrage à vide.

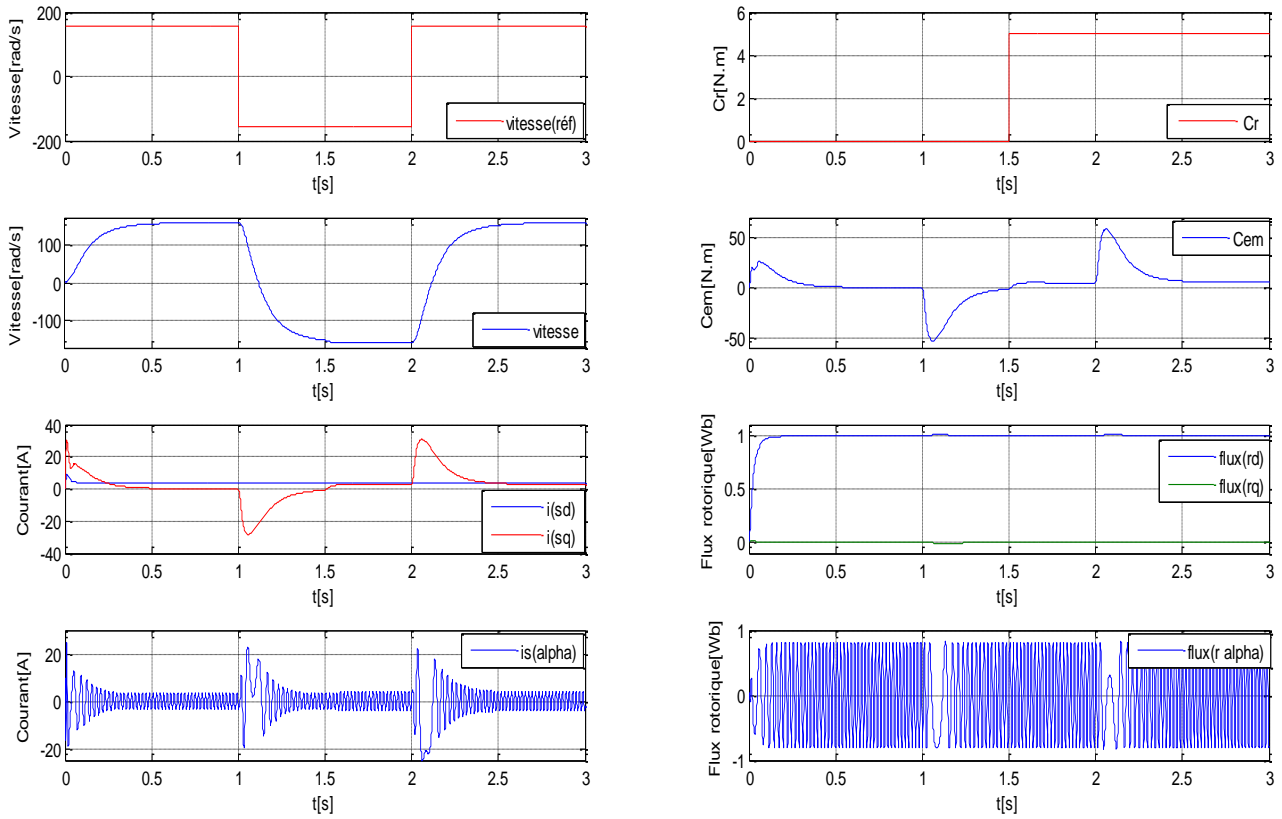


Figure.II.14 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de vitesse

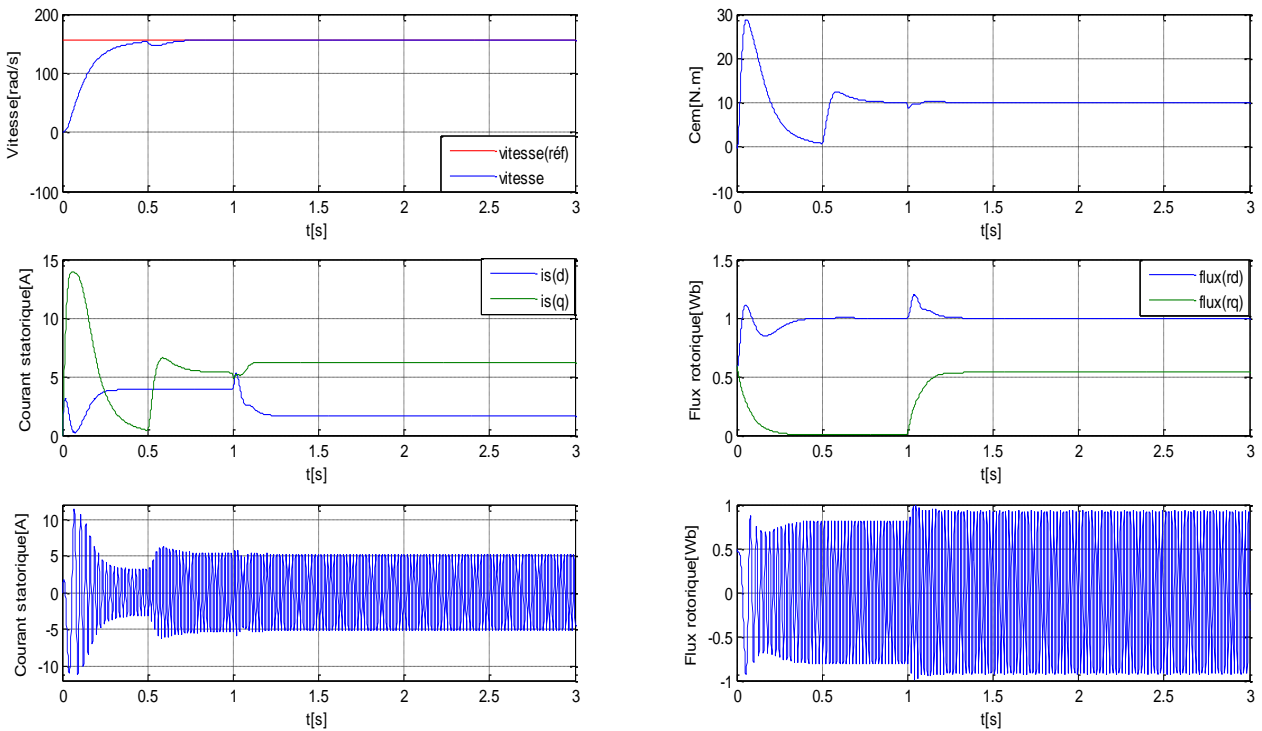


Figure.III.15 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS avec la variation de la résistance rotorique.

III.1.5 Conclusion

Dans cette première partie de ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Nous pouvons également conclure que les performances offertes par le moteur commandé vectoriellement ne seront d'autant plus meilleurs que lors qu'un réglage précis des différentiels régulateurs est bien menu et ceci peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine.

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués ou les résultats indiquent le degré de robustesse offert par ce type de commande.

Nous avons vu qu'un découplage parfait entre les axes (d) et (q) conduit à transformer notre système initial multi variable en un système mono variable.

III.2 Commande robuste par backstepping

III.2.1 Introduction

La technique du backstepping a été appliquée pour différents moteurs électriques en particulier le moteur asynchrone. Cette approche consiste à trouver une fonction de Lyapunov qui permet de déduire une loi de commande pour le système tout en montrant la stabilité globale de commande.

D'autre part, la commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet, dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé ce qui rend ces deux grandeurs indépendamment contrôlées.

Cette dernière partie de ce chapitre présente l'application du backstepping à la commande de la machine asynchrone, basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande ainsi obtenue, permet d'assurer le suivi de vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs de références et réelles de vitesse, de flux et de courant. A la fin de cette partie, il sera présenté les résultats de simulation de cette commande.

III.2 .2 Principe de la commande par backstepping

La technique de commande par backstepping consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation [5].

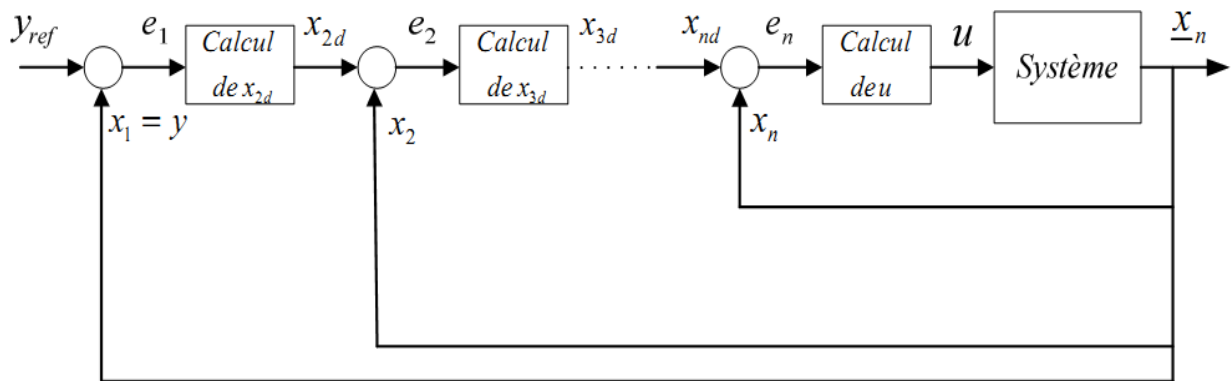


Figure III.16 Schéma illustratif de la commande par backstepping.

III.2 .3 Synthèse de la loi de commande par backstepping

Pour se faire, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X}_1 = \varphi^T_1(x_1) \vartheta + \psi_1(x_1) x_2 \quad \text{(III 34)} \\ \dot{X}_2 = \varphi^T_2(x_1, x_2) \vartheta + \psi_2(x_1, x_2) x_3 \quad \text{(III 35)} \\ \dot{X}_3 = \varphi^T_3(x_1, x_2, x_3) \vartheta + \psi_3(x_1, x_2, x_3) u \quad \text{(III 36)} \end{array} \right.$$

Le vecteur des paramètres ϑ est supposé connu, les ψ_i et φ_i sont des fonctions non linéaires connues. Le système étant du troisième ordre, le design se fait en trois étapes.

III.2 .3 .1 Etape 1

On considère d'abord l'équation (III.34), où la variable d'état x_2 est traitée comme une commande (fictive) et l'on définit la première valeur désirée $(x_1)_d = \alpha_0 = y_r$.

La première variable d'erreur se définit par :

$$\varepsilon_1 = x_1 - \alpha_0 \quad \text{(III 37)}$$

Avec ces variables, le système (III 37) s'écrit :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = \varphi^T_1 \vartheta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{III 38})$$

On prend la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1(\varepsilon) = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2$$

Sa dérivée, est donnée par,

$$\dot{V}_1 = \dot{\varepsilon}_1 \varepsilon_1 = [\varphi^T_1 \vartheta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0] \varepsilon_1$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité de l'origine du sous-système. Prenons comme valeur de x_2 , la fonction α_1 , tel que :

$$\varphi^T_1 \vartheta + \psi_1 x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \varepsilon_1$$

Où $k_1 > 0$: est un paramètre de design. Cela donne

$$(x_2)_d = \frac{1}{\psi_1} [-k_1 \varepsilon_1 - \varphi^T_1 \vartheta + \dot{\alpha}_0] \quad (\text{III 39})$$

Donc la dérivée de la première fonction de Lyapunov s'écrit,

$$\dot{V}_1 = -k_1 \varepsilon_1^2 \leq 0$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de (III 38)

III.2 .3 .2 Etape 2

On considère le sous-système (III 34), (III 35) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur

$$\varepsilon_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III 40})$$

Qui représente l'écart entre la variable d'état x_2 et sa valeur désirée α_1 . A cause du fait que x_2 ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence α_1 , l'erreur ε_2 , n'est pas instantanément, nulle. Le design dans cette étape consiste, alors, à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique, choisie préalablement.

Les équations du système à commander, dans l'espace $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$, s'écrivent :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi^T_1 \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (\text{III 41})$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi^T_2 \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 \quad (\text{III 42})$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov :

$$V_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = V_1 + \frac{1}{2} \varepsilon_2^2 \quad (\text{III } 43)$$

Cette dernière a pour fonction dérivée, le long de la solution de (III 41), (III 42)

$$\begin{aligned} \dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) &= \dot{V}_1 + \varepsilon_2 \dot{\varepsilon}_2 \\ &= \varepsilon_1 [\varphi^T_1 \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \psi_1(\varepsilon_2 + \alpha_1)] + \varepsilon_2 [\varphi^T_2 \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 x_3] \\ &= \varepsilon_1 [\varphi^T_1 \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \psi_1 \alpha_1] + \varepsilon_2 [\varphi^T_2 \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 + \psi_1 \varepsilon_1] \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2 [\varphi^T_2 \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 + \psi_1 \varepsilon_1] \end{aligned}$$

Le choix de x_3 devient évident. Ce dernier est donné par,

$$(x_3)_d = \alpha_2 = \frac{1}{\psi_2} [\dot{\alpha}_1 - \varphi^T_2 \vartheta - \psi_1 \varepsilon_1 - k_2 \varepsilon_2] \quad (\text{III } 44)$$

Pour $k_2 > 0$ on trouve que :

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 \leq 0$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine.

III.2 .3 .3 Etape 3

Le système (III 34), (III 36) est maintenant considéré dans sa globalité. La variable d'erreur est définie :

$$\varepsilon_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (\text{III } 45)$$

Ce qui permet d'écrire les équations du système d'erreurs $(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$:

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi^T_1 \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_1 (\varepsilon_3 + \alpha_1) \quad (\text{III } 46)$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi^T_2 \vartheta - \dot{\alpha}_2 + \psi_2 (\varepsilon_3 + \alpha_2) \quad (\text{III } 47)$$

$$\dot{\varepsilon}_3 = \varphi^T_3 \vartheta - \dot{\alpha}_3 + \psi_3 u \quad (\text{III } 48)$$

Avec comme fonction de Lyapunov :

$$V_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = V_2 + \frac{1}{2} \varepsilon_3^2 \quad (\text{III } 49)$$

Sa dérivée devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) &= \dot{V}_2 + \varepsilon_3 \dot{\varepsilon}_3 \\ &= -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 - \varepsilon_3 [\varphi^T_3 \vartheta - \dot{\alpha}_3 + \psi_3 u + \psi_2 \varepsilon_2] \end{aligned}$$

A présent, on est en présence de la vraie commande (qui contrairement à x_2 et x_3 peut être instantanément forcée à prendre n'importe quelle valeur désirée, physiquement réalisable). Un bon choix de celle-ci est donné par :

$$U = \frac{1}{\psi_3} [\alpha_2 - \varphi^T_3 \vartheta - \psi_2 \varepsilon_2 - k_3 \varepsilon_3] \tag{III 50}$$

Ou $k_3 > 0$

Avec ce choix, on a :

$$V_3 (\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 - k_3 \varepsilon_3^2 \leq 0$$

Ceci traduit la stabilité, en boucle fermée, du système original (III 34) à (III 36) et le réglage à zéro de l'erreur de poursuite.

III.2.4 Commande par Backstepping basé sur le principe du contrôle vectorielle

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle approche de la commande backstepping appliquée à la machine asynchrone. Cette approche est conçue de telle façon à garder la même structure générale d'une commande vectorielle de flux, comme le montre la figure (III.17) afin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation et une limitation des courants [13].

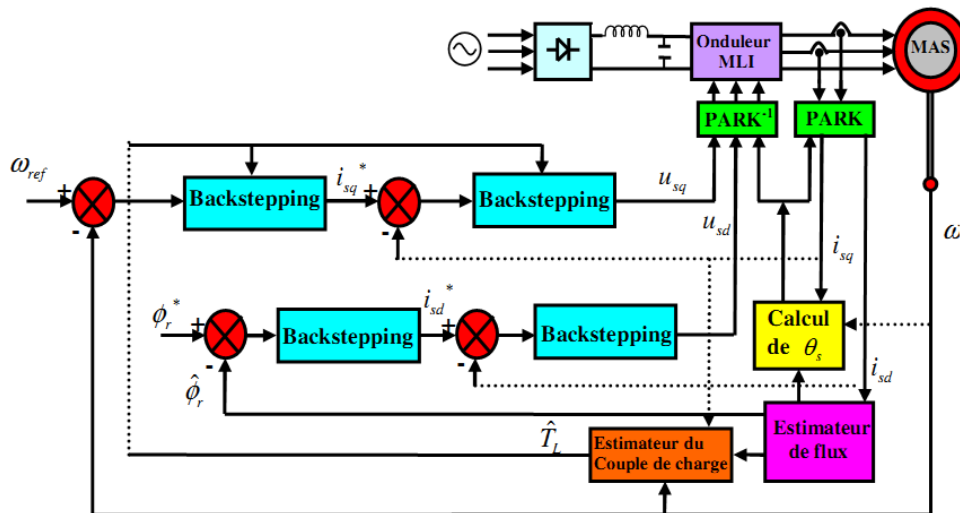


Figure III.17 schéma bloc globale de la commande [13]

Sous les hypothèses de la linéarité du circuit magnétique, et en négligeant les pertes fer, le modèle non linéaire d'ordre cinq de la machine asynchrone, est exprimé dans le référentiel fixe (α, β) sous la forme [13] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{P.M}{J.L_r} (\phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{r\alpha} - P \cdot \Omega \cdot \phi_{r\beta} + \frac{R_r}{L_r} M \cdot i_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_{r\beta} + P \cdot \Omega \cdot \phi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} M \cdot i_{s\beta} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{M.R_r}{\sigma.L_s.L_r^2} \cdot \phi_{r\alpha} + \frac{P.M}{\sigma.L_s.L_r} \cdot \Omega \cdot \phi_{r\beta} - \frac{M^2.R_r + L_r^2.R_s}{\sigma.L_s.L_r^2} \cdot i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma.L_s} \cdot V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{M.R_r}{\sigma.L_s.L_r^2} \cdot \phi_{r\beta} - \frac{P.M}{\sigma.L_s.L_r} \cdot \Omega \cdot \phi_{r\alpha} - \frac{M^2.R_r + L_r^2.R_s}{\sigma.L_s.L_r^2} \cdot i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma.L_s} \cdot V_{s\beta} \end{array} \right. \quad (\text{III 51})$$

Le modèle (III 51) est un système fortement couplé, multi variables et non linéaire. Ces propriétés compliquent toujours la commande de la machine asynchrone. La transformation du flux orienté est toujours utilisée pour simplifier le modèle. Cette transformation change le modèle d'état ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, $\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$) du repère statorique fixe (α , β) à un nouveau repère (d, q) qui tourne avec le flux rotorique (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}). Elle est décrite par [13]:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd} = \frac{\phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}}{\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}} \\ i_{sq} = \frac{\phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}}{\sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2}} \\ \phi_{rd} = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \\ \phi_{rq} = 0 \\ \theta_s = \arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \end{array} \right. \quad (\text{III 52})$$

Ainsi, le modèle (III 51) peut être réécrit sous la forme:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \cdot \phi_d i_{sq} - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\phi_d}{dt} = -\alpha \phi_d + \alpha M i_{sd} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\eta i_{sd} + \alpha \beta \phi_d + P\Omega i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\eta i_{sq} - \beta P\Omega \phi_d - P\Omega i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} i_{sd}}{\phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = P\Omega + \alpha M \frac{i_{sq}}{\phi_d} \end{array} \right. \quad (\text{III } 53)$$

Avec :

$$\mu = \frac{PM}{L_r}, \quad \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

Le modèle (III 53) est plus adapté à l'application de la commande backstepping. L'idée de base de la technique backstepping est de choisir récursivement quelques fonctions appropriées d'état comme des entrées virtuelles de commande pour des sous-systèmes du premier ordre du système global. Ce qui implique, que l'application du backstepping est divisée en plusieurs étapes. Dans chaque étape, une fonction Lyapunov étendue est associée afin de garantir la stabilité du système entier [13].

➤ Etape

Cette première étape consiste à identifier les erreurs z_1 et z_2 qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle Ω et la vitesse de référence Ω_{ref} ainsi que le module du flux rotorique ϕ_d et celui de référence ϕ_{ref} [14].

$$\begin{array}{l} z_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ z_2 = \phi_{ref} - \phi_d \end{array} \quad (\text{III } 54)$$

La dérivée de l'erreur est donnée par:

$$\begin{array}{l} \dot{z}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{z}_2 = \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_d = \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d - \alpha M i_{sd} \end{array} \quad (\text{III } 55)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par:

$$v_1 = \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2) \tag{III 56}$$

On choisit les fonctions stabilisantes comme suit:

$$\begin{aligned} (i_{sq})_{ref} &= \frac{1}{\phi_d} \cdot \frac{J}{\mu} (k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref}) + \frac{C_r}{\mu} \\ (i_{sd})_{ref} &= \frac{1}{\alpha M} (k_2 z_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d) \end{aligned} \tag{III 57}$$

Alors la dynamique des erreurs est donnée par:

$$\dot{z}_1 = -k_1 z_1 \text{ et } \dot{z}_2 = -k_2 z_2$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps est:

$$\dot{v}_1 = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 < 0 \tag{III 58}$$

Avec :

$$k_1 > 0, k_2 > 0$$

➤ Etape 2

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\left\{ \begin{aligned} z_3 &= (i_{sq})_{ref} - i_{sq} \\ &= \frac{1}{\phi_d} \cdot \frac{J}{\mu} (k_1 z_1 + \dot{\Omega}_{ref}) + \frac{C_r}{\mu} - i_{sq} \\ z_4 &= (i_{sd})_{ref} - i_{sd} \\ &= \frac{1}{\alpha M} (k_2 z_2 + \dot{\phi}_{ref} + \alpha \phi_d) - i_{sd} \end{aligned} \right. \tag{III 59}$$

Alors l'équation (III 55) sera de la forme:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -k_1 z_1 + \frac{\mu}{J} \cdot z_3 \\ \dot{z}_2 &= -k_2 z_2 + \alpha M \cdot z_4 \end{aligned} \tag{III 60}$$

La dérivée de (III 59) nous donne:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_3 = (\dot{i}_{sq})_{ref} - \dot{i}_{sq} \\ \quad = (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \dot{z}_4 = \frac{1}{\alpha M} (k_2 \dot{z}_2 + \ddot{\phi}_{ref} + \alpha \dot{\phi}_d) - \dot{i}_{sd} \\ \quad = (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{array} \right. \quad (\text{III 61})$$

Où :

$$\delta_1 = -\eta i_{sq} - \beta p \Omega \phi_d - p \Omega \cdot i_{sd} - \alpha M \frac{i_{sq} \cdot i_{sd}}{\phi_d}$$

$$\delta_2 = -\eta i_{sd} + \alpha \beta \phi_d + p \Omega \cdot i_{sq} + \alpha M \frac{i_{sq}^2}{\phi_d}$$

➤ **Etape 3**

Pour définir les lois de commande, on adopte une nouvelle fonction de Lyapunov décrite par l'expression suivante:

$$v_2 = \frac{1}{2} (z_1^2 + z_2^2 + z_3^2 + z_4^2) \quad (\text{III 62})$$

Ainsi la dérivée de la fonction de lyapunov finale est :

$$\dot{v}_2 = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 + z_4 \dot{z}_4$$

Sa dérivée est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{v}_2 = & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - k_4 z_4^2 + z_3 \left(k_3 z_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \\ & + z_4 \left(k_4 z_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (\text{III 63})$$

Où :

$$k_3 > 0, k_4 > 0$$

On choisit la commande comme suit :

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \sigma L_s \left((\dot{i}_{sd})_{ref} + k_4 z_4 - \delta_2 \right) \\ V_{sq} &= \sigma L_s \left(k_3 z_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 \right) \end{aligned} \quad \text{(III 64)}$$

La dérivée de l'erreur z_3 et z_4 sera comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= -k_3 z_3 - z_1 \frac{\mu}{J} \\ \dot{z}_4 &= -\alpha M z_2 - k_4 z_4 \end{aligned} \quad \text{(III 65)}$$

Donc à partir de l'équation (III 60) et (III 65) on peut écrire :

$$\dot{Z} = A.Z \quad \text{(III 66)}$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \alpha M \\ -\frac{\mu}{J} & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -\alpha M & 0 & -k_4 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}$$

❖ Défluxage

La commande à flux constant est utilisée pour des vitesses de référence inférieure à la vitesse nominale. En cas de survitesse on utilise la forme (III.67)

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_R^* = \Phi_{R \text{ nom}} \\ \Phi_R = \frac{\Phi_{R \text{ nom}} \cdot \Omega_{\text{nom}}}{\Omega} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{Pour : } |\Omega| \leq \Omega_{\text{nom}} \\ \text{Pour : } |\Omega| > \Omega_{\text{nom}} \end{array} \quad \text{(III.67)}$$

Avec :

Φ_R^* : Flux rotorique de référence ;

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

Ω_{nom} : Vitesse nominale de rotation.

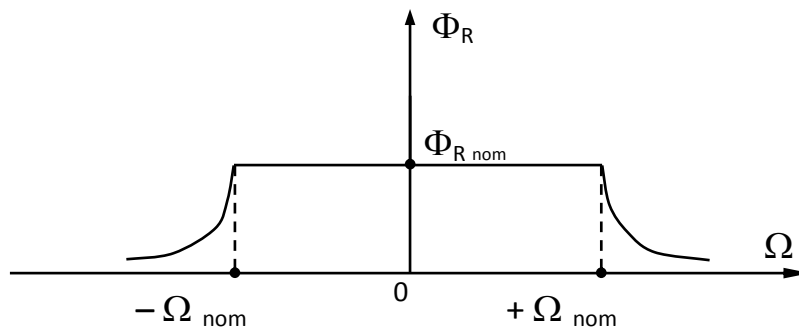


Figure III.18 région de fonctionnement à toute vitesse

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

III.2.5 Résultats de simulation

L'objectif de cette étape est de contrôler la machine asynchrone par la commande du backstepping. Différents tests seront appliqués pour montrer les performances de cette commande.

III.2.5.1 Fonctionnement nominal de la machine

Les résultats de simulation de la machine asynchrone commandée par backstepping sous une charge nominale sont regroupés dans la figure (III.18). Les tensions d'alimentations présentent des grandeurs sinusoïdales, la vitesse de la machine présente une réponse du premier ordre de valeur finale 157

(rad/s). On peut noter d'après les courbes du couple et du flux, qui présente un module constant, un découplage parfait entre ces deux grandeurs, ainsi le principe de la commande vectorielle est vérifié.

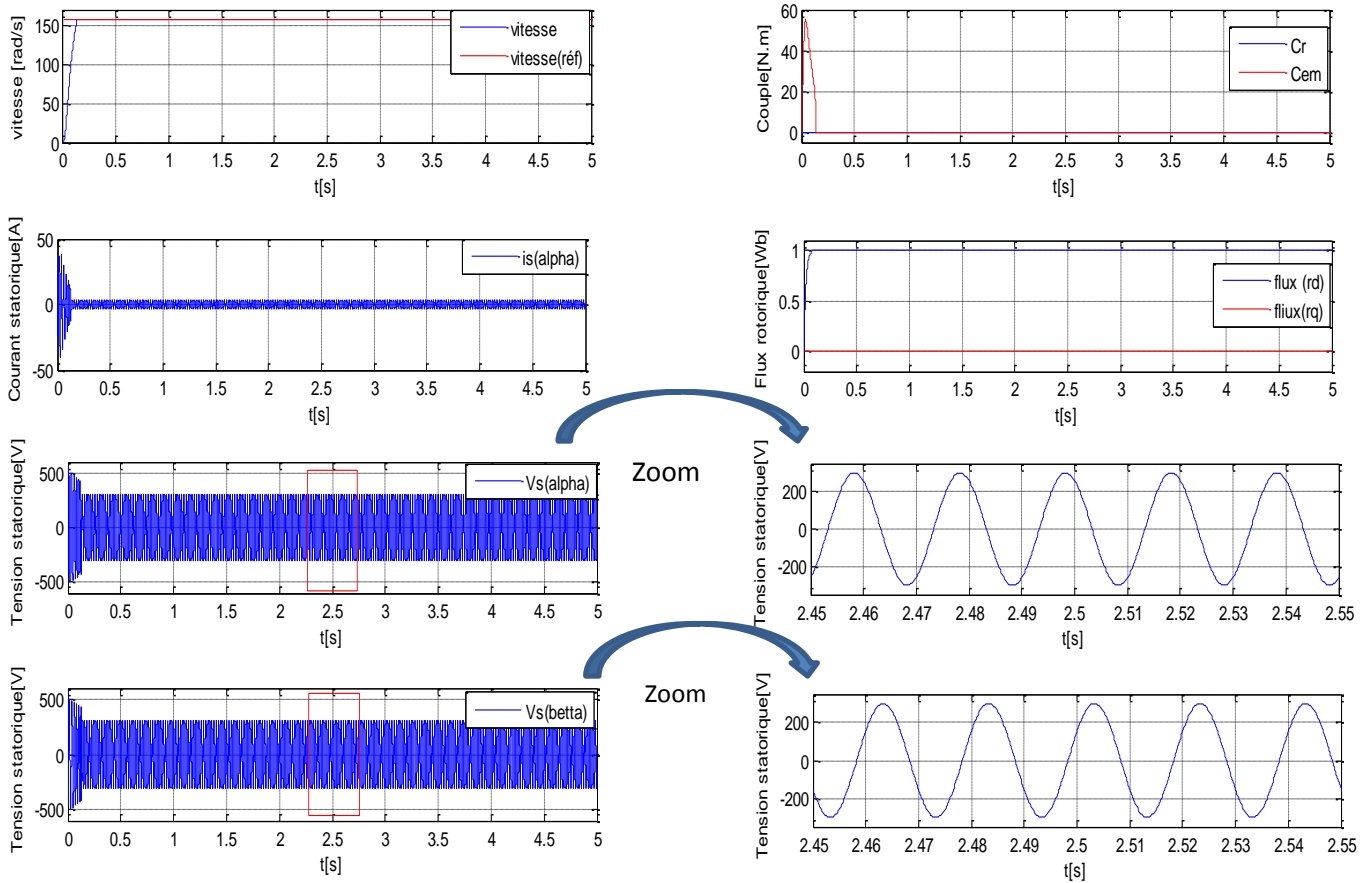


Figure III.19 Commande par backstepping de la machine asynchrone dans le régime nominal.

III.2.5.2 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

La machine est initialement chargée à sa valeur nominale (C_r 10N.m) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. A l’instant $t = 2s$ on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) et à l’instant $t = 4s$, la machine tourne à une faible vitesse de 30 rad/s.

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (III.19), où sont présentés, la vitesse, le flux, et les tensions de commande générées par le principe du backstepping.

On peut signaler la bonne poursuite de la vitesse vers sa nouvelle référence. De même le flux rotorique suit parfaitement sa valeur de référence présentant un découplage parfait avec le couple ($\phi_{rq} = 0$ Wb). Le flux subi une faible variation lors du changement de la vitesse montrés par le zoom au moment de la variation. Les tensions d'alimentations $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ présentent des grandeurs sinusoïdales au démarrage, après la variation de la vitesse $\Omega = 30$ (rad/s) on remarque que l’amplitude diminue.

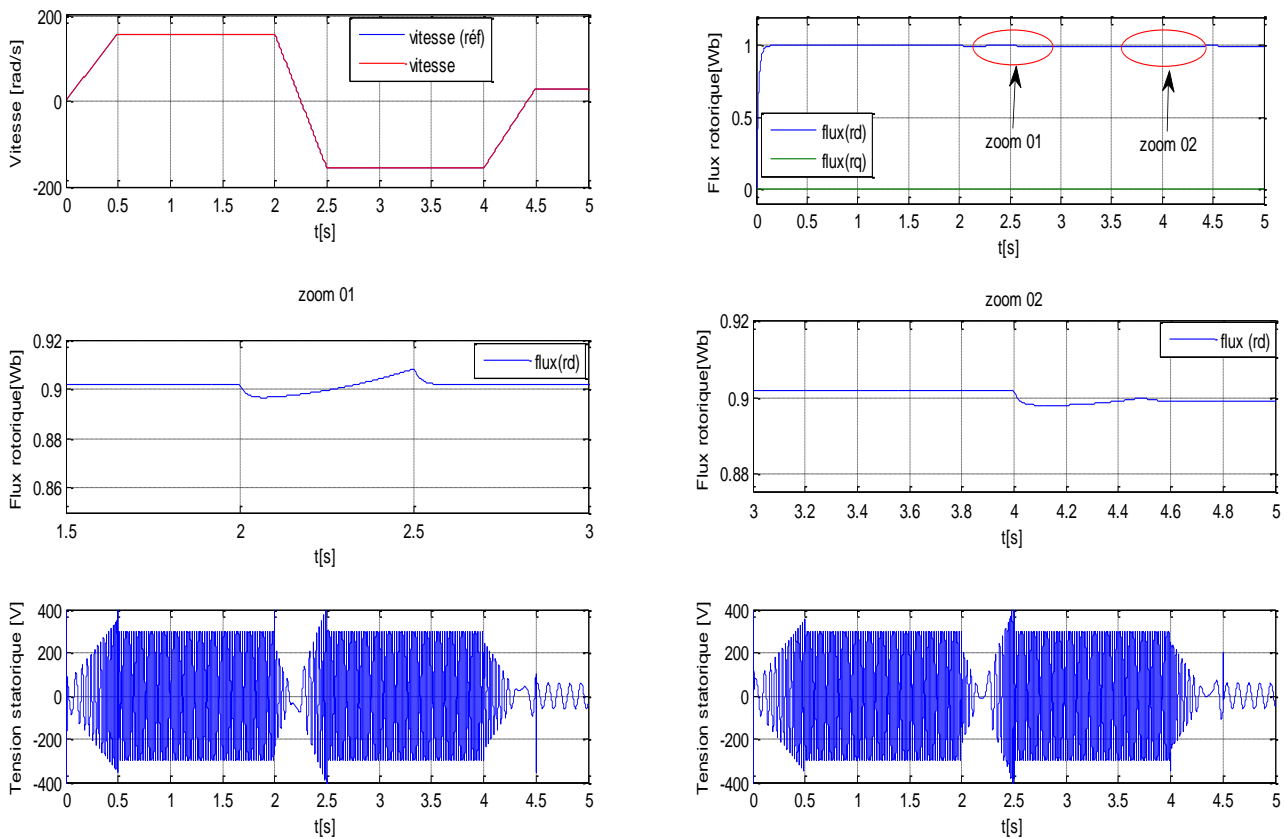


Figure III.20 Résultats de simulation lors de la variation de la vitesse.

III.2.5.3 Fonctionnement de la machine lors de la variation de charge

Dans ces conditions, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale (C_r 10N.m), entre les instants $t = 2s$ et $t = 4s$, on lui applique une autre charge de valeur $C_r = 10N.m$. Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure(III.20). Nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de charge n'influe pas sur les grandeurs de vitesse, de flux et des tensions de commande, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours réalisé.

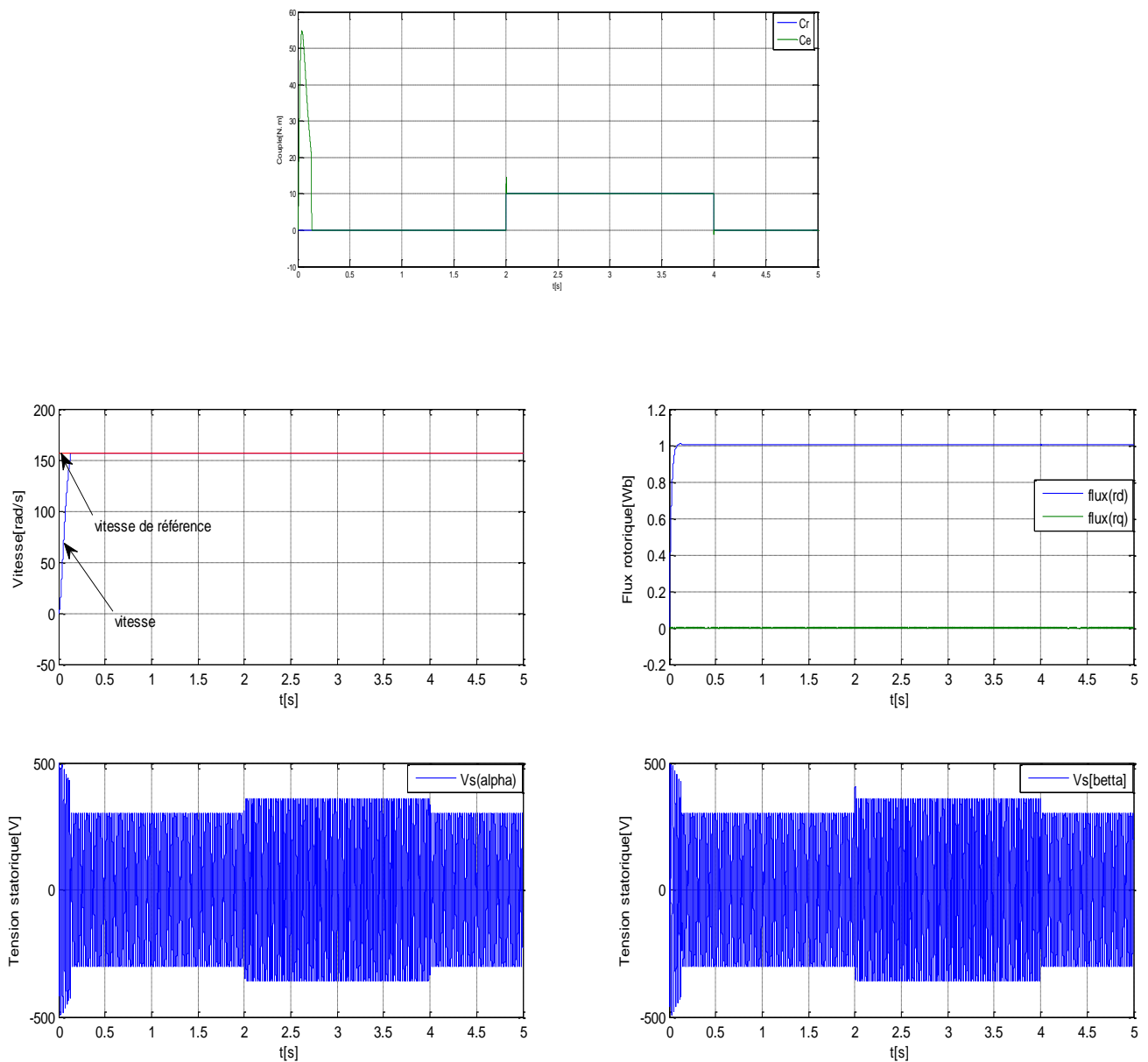


Figure III.21 Résultats de simulation lors de la variation de la charge.

III.2.5.4 Défluxage

Dans ces conditions, la machine tourne avec une vitesse supérieure a sa vitesse nominale $\Omega=200\text{rad/s}$ (mode survitesse), le flux de référence diminue a une valeur inferieur a la valeur nominale (1 Wb), mais le flux (rq) reste toujours à zéro.

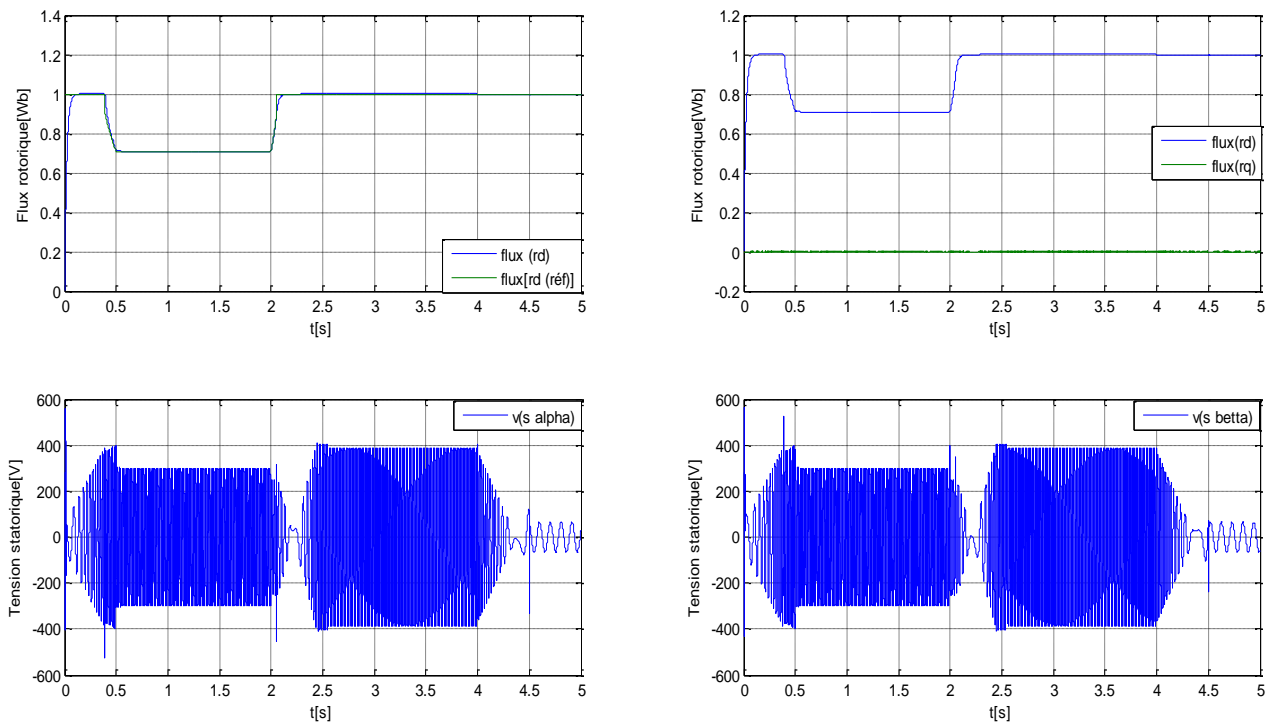


Figure III.22 Résultats de simulation lors de la machine fonctionne en mode survitesse

III.2.5.5 Fonctionnement de la machine lors de la variation de la résistance rotorique

La figure (III.22) présente les résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique de +50% de sa valeur nominale dû à l'échauffement de la machine. La variation de R_r sera appliquée entre les instants $t=1.5s$ et $t = 3.5s$. Les résultats montrent que la variation de la résistance rotorique n'influe pas sur la vitesse de la machine. Le flux présente une légère variation de son module alors que le découplage est toujours maintenu. Les tensions d'alimentations $v_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ présentent une forme sinusoïdale qui augmente avec l'augmentation de la résistance.

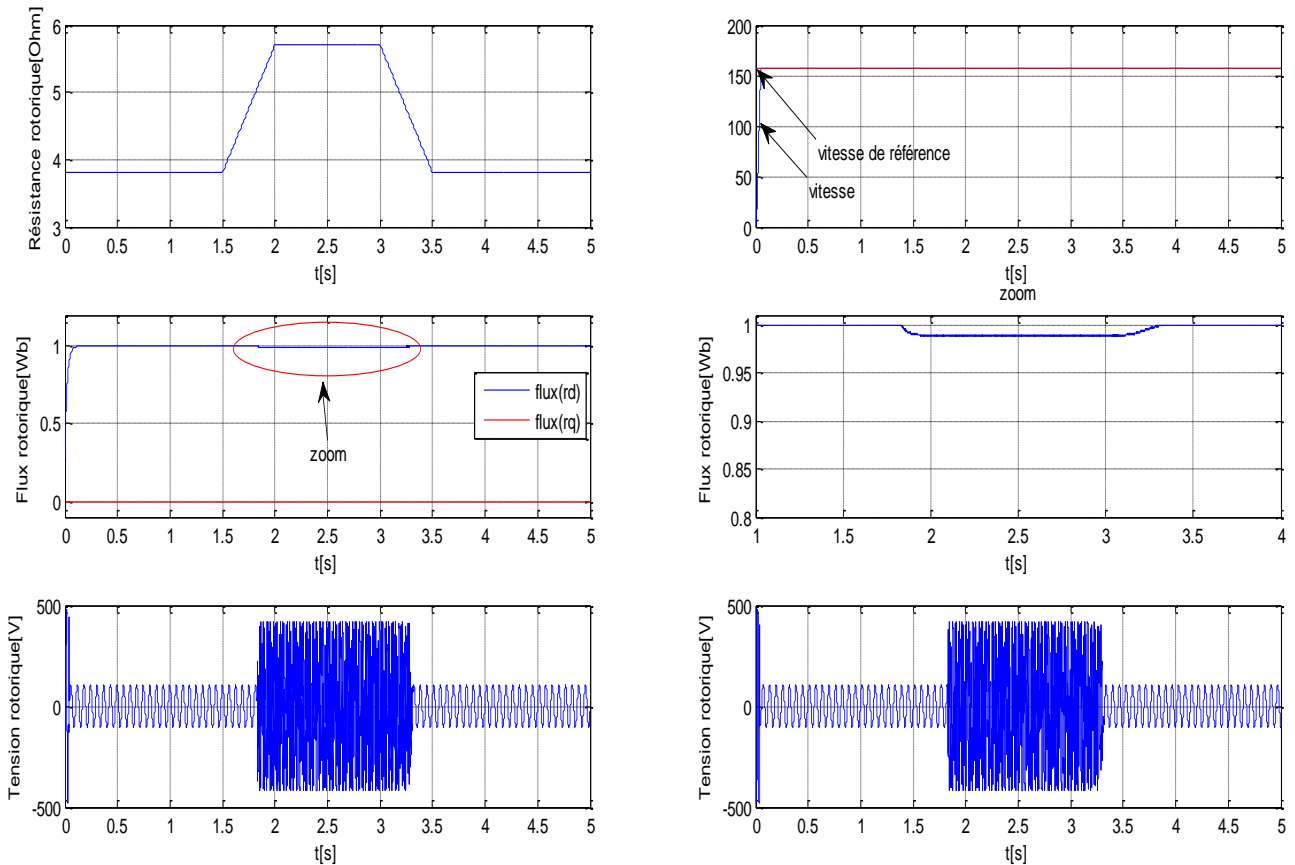


Figure III.23 Résultats de simulation lors de la variation de la résistance rotorique.

III.2.6 CONCLUSION

Ce chapitre propose une nouvelle loi de commande par backstepping basée sur le principe de la commande vectorielle de la machine asynchrone. Cette technique de commande permet d’obtenir de façons constructives une loi de commande qui assure la stabilité de la machine asynchrone en boucle fermée via une fonction de Lyapunov. Elle construit étape par étape une fonction de Lyapunov mettant en jeu des commandes virtuelles permettant de calculer la véritable commande répondant aux objectifs.

Des tests de robustesse de cette commande ont été appliqués à la machine telle que la variation de la vitesse, la variation de la charge et la variation paramétriques. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse et du flux aux valeurs de références correspondantes, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours maintenu ce qui prouve la robustesse de la commande par backstepping.

4^{EME} CHAPITRE

Observateur à Grand Gain

contenu

IV.1 Introduction

IV.2 Principe de l'estimation d'état

IV.2.1 L'estimateur

IV .2.2 L'Observateur

IV .3 Différents types d'observateurs

IV .3.1 Les observateurs déterministes

IV .3.2 Les observateurs stochastiques

IV .4 Synthèse d'observateur pour les systèmes non linéaires

IV .4.1 L'observateur à grand gain

IV.4.1.1 Conception de l'observateur à grand gain

IV.4.1.2 Application sur la machine asynchrone

❖ 1^{er} observateur (pour flux rotoriques)

IV.5 Résultats de simulation

IV.6 Interprétation des résultats

❖ 2^{ème} observateur (pour couple de charge)

IV.7 Résultats de simulation

IV.8 Interprétation des résultats

IV.9 Conclusion

IV.1 Introduction :

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers de charge extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées. Ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courant, tension, flux, couple électrotechnique) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques directement captés. Dans certains cas les capteurs mécaniques ne sont pas admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression devient indispensable, à cause de leurs difficultés des montages entre le moteur et sa charge (fragilisation mécanique de l'arbre de transmission), leurs sensibilités aux interférences extérieures et leurs maintenances très coûteuses. D'un autre côté certaines grandeurs internes d'une machine asynchrone conventionnelle ne sont ni accessibles ni mesurables directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant). Dans ces conditions les techniques d'automatique telles que le filtrage et l'estimation sont de plus en plus utilisées pour les reconstitutions des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes[10].

IV.2 Principe de l'estimation d'état

Un observateur ou reconstituteur d'état est un capteur logiciel permettant la reconstruction des variables d'état internes d'un système à partir des entrées et des sorties du système réel. Alors, l'observateur ou l'estimateur d'état a pour entrées les entrées et les sorties du système réel et pour sorties le vecteur d'état estimé [15].

IV.2.1 L'estimateur

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine [9]. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur fig(IV.1) [10].

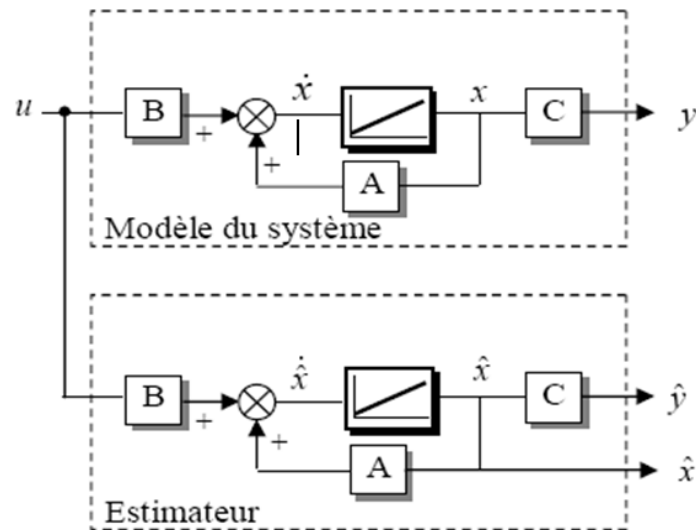


Fig. IV.1 : Schéma de principe d'un estimateur [10].

IV .2.2 L'Observateur

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain L pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur.

Pour un système présenté par le système des équations suivant :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(t)) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Un observateur d'état est présenté sur la figure (IV.2) :

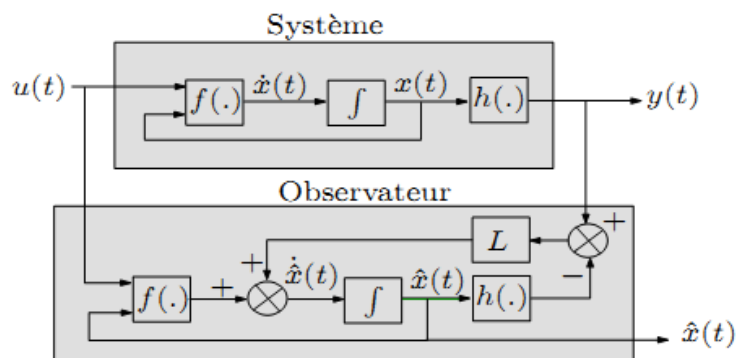


Fig. IV.2 Schéma fonctionnel d'un observateur [15].

Cette structure fait apparaître d'abord la présence d'un estimateur d'état fonctionnant en boucle ouverte caractérisé par la même dynamique que celle du système. La dynamique désirée en boucle fermée par cet observateur est obtenue par l'introduction d'un vecteur (ou matrice dans le cas multi variable) des gains L .

Pour un système non linéaire défini par la relation (IV.1), l'observateur d'état s'écrit sous la forme suivante [15] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t), u(t)) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = h(\hat{x}(t)) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

IV .3 Différents types d'observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation, en fonction du système considéré.

Elles peuvent être classées en deux grandes catégories:

- ✓ **Méthodes pour les systèmes linéaires.**
- ✓ **Méthodes pour les systèmes non- linéaire.**

Pour un système linéaire, deux grandes familles d'observateurs se distinguent:

- Observateurs de type déterministe.
- Observateurs basés sur le filtrage stochastique de KALMAN.

IV .3.1 Les observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur Luenberger dans le cas de modèles linéaires ou l'observateur par modes glissants.

IV .3.2 Les observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système. Soit L l'algorithme du filtre Kalman représente bien cette classe d'observateurs.

Pour les systèmes non- linéaires, il existe une grande richesse de méthodes, on peut énoncer par exemple:

- Observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse de stabilité par la méthode de Lyapunov.
- Observateurs à structure variable (Modes Glissants).
- Observateurs à grand gain.
- Observateur par Backstepping.

IV.4 Synthèse d'observateur pour les systèmes non linéaires

Pour les systèmes non-linéaires, il n'existe pas de solution générale pour estimer l'état du système. Une des difficultés théoriques de la synthèse d'observateurs est due à l'existence d'entrées rendant le système inobservable, ce qui est en effet un phénomène typique dans le cadre non-linéaire. A partir du moment où il n'existe pas de méthode systématique pour la synthèse d'un observateur pour un système non-linéaire, il est donc intéressant de pratiquer un changement de coordonnées sur le système original afin de lui trouver un système « équivalent » ayant une structure pour laquelle on sait construire un observateur.

IV.4.1 L'observateur à grand gain

IV.4.1.1 Conception de l'observateur à grand gain

Soit le système non linéaire mono variable :

$$\Sigma x : \begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

$$x(t) = [x^1(t) \ x^2(t) \ \dots \ x^n(t)]^T \in \mathbb{R}^n ; \quad u(t) \in \mathbb{R} ; \quad y(t) \in \mathbb{R}$$

Dans le but de faciliter la reconstruction du vecteur d'état, on procède à un changement des coordonnées permettant d'exprimer la sortie mesurée du système en fonction seulement de la première composante du vecteur d'état. La construction de la totalité du vecteur d'état peut être réalisée par des dérivées successives de la sortie.

La représentation résultante est dite forme canonique d'observabilité uniforme.

Donc, pour obtenir ceci, on pose :

$$z^1(t) = y(t) = h(x(t))$$

$$z^2(t) = \dot{z}^1(t) = \dot{y}(t) = L_f h(x(t))$$

$$z^3(t) = L_f^2 h(x(t))$$

⋮

$$z^n(t) = \dot{z}^{n-1}(t) = L_f^{n-1} h(x(t))$$

Par le changement des coordonnées considéré, la dynamique du système Σx se réécrit dans les nouvelles coordonnées comme suit :

$$\Sigma z : \begin{cases} \dot{z}(t) = Az(t) + \varphi(z(t), u(t)) \\ y(t) = Cz(t) = z^{-1}(t) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

$$z(t) = \begin{bmatrix} z^1(t) \\ z^2(t) \\ \vdots \\ z^n(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n ; A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} ; \text{ et } \varphi(z(t), u(t)) = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ L_f^{n-1}h(x(t)) \end{bmatrix}$$

✓ **Remarque**

La représentation sous la forme canonique d'observabilité exige les conditions suivantes :

- ❖ Le changement des coordonnées, Φ , réalise une bijection afin de pouvoir reconstruire le vecteur d'état initial, avec Φ est telle que :

$$\Phi : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$$

$$x(t) \rightarrow z(t) = \Phi(x(t), u(t)) = \begin{bmatrix} h(x(t)) \\ L_f h(x(t)) \\ \vdots \\ L_f^{n-1}h(x(t)) \end{bmatrix}$$

- ❖ La sortie $y(t)$ doit être $(n - 1)$ dérivable.

Par conséquent, l'observation du système Σ_x est conditionnée par l'hypothèse globale Suivante :

Hypothèse

La fonction $\Phi(x(t), u(t))$ doit être un difféomorphisme. Pour le système mis dans le nouveau système des coordonnées Σ_z , un observateur à grand gain peut être synthétisé ayant le système des équations suivant [15]:

$$\Sigma_z : \begin{cases} \dot{\hat{z}}(t) = A\hat{z}(t) + \varphi(z(t), u(t)) - \theta \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T (C\hat{z}(t) - y(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{z}(t) = \hat{z}^1(t) \end{cases} \tag{IV.5}$$

Où :

- $\theta \geq 1$ est le paramètre de réglage de l'observateur.
- S est l'unique solution de l'équation algébrique de Lyapunov :

$$S + A^T S + S A - C^T C = 0$$
- Δ_θ est la matrice diagonale suivante :

$$\Delta_\theta = \text{diag} \left[1 \quad \frac{1}{\theta} \quad \dots \quad \frac{1}{\theta^{n-1}} \right]$$

Une fois le vecteur d'état $z(t)$ est estimé, l'estimation $\hat{x}(t)$ de l'état $x(t)$ peut s'obtenir par $\hat{x}(t) = \Phi^{-1}(\hat{z}(t))$. Parfois, la fonction Φ^{-1} ne peut pas être exprimée en fonction de z et un autre moyen pour

contourner cette difficulté consiste à exprimer l'équation de l'observateur directement dans les coordonnées originales en x . En effet, en tenant compte du fait que :

$$\frac{dz(t)}{dt} = \frac{\partial \Phi(x)}{\partial x} \frac{dx(t)}{dt}$$

L'équation de l'observateur dans les coordonnées originales s'écrit comme suit :

$$\dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}(t)) + \varphi(\hat{x}(t), u(t)) - \theta \left(\frac{\partial \Phi(\hat{x}(t))}{\partial x} \right)^{-1} \Delta_{\theta}^{-1} S^{-1} C^T (h(\hat{x}(t)) - y(t)) \quad (\text{IV.6})$$

Le même principe utilisé en mono variable sera appliqué en multivariable.

IV.4.1.2 Application sur la machine asynchrone

❖ Notations

Posons les notations suivantes afin d'alléger les calculs :

| | | |
|---------------------------|--|--------------|
| $i_1 = i_{s\alpha}$ | composante α du courant statorique | (mesuré) |
| $i_2 = i_{s\beta}$ | composante β du courant statorique | (mesuré) |
| $\Phi_1 = \Phi_{r\alpha}$ | composante α du flux rotorique | (non mesuré) |
| $\Phi_2 = \Phi_{r\beta}$ | composante β du flux rotorique | (non mesuré) |
| ω | vitesse de rotation mécanique | |
| $u_1 = v_{s\alpha}$ | composante α de la tension statorique | |
| $u_2 = v_{s\beta}$ | composante β de la tension statorique | |

On définit la norme du flux de la façon suivante : $\|\Phi\|^2 = \Phi_1^2 + \Phi_2^2$

On pose : $i = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$; $\Phi = \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix}$; $u = \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$ et aussi $\dot{i} = \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{pmatrix}$; $\dot{\Phi} = \begin{pmatrix} \dot{\Phi}_1 \\ \dot{\Phi}_2 \end{pmatrix}$

Choisissons comme vecteur d'état : $x = \begin{pmatrix} i \\ \Phi \\ \omega \end{pmatrix}$

D'après les équations du modèle, nous avons :

$$\dot{i} = \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 \\ 0 & -\gamma \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{k}{T_r} & kp\omega \\ -kp\omega & \frac{k}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

$$\dot{\Phi} = \begin{pmatrix} \dot{\Phi}_1 \\ \dot{\Phi}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

$$\dot{\omega} = \frac{PM}{JL_r} (i_1 \quad i_2) \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix} - \frac{1}{J} T_L$$

En introduisant : $J_2 = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$ et $F(\omega) = \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} = \frac{1}{T_r} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} - p\omega \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} = \frac{1}{T_r} I_2 - p\omega J_2$

On obtient la forme condensée suivante :

$$\begin{cases} \dot{i} = -\gamma i + kF(\omega) \Phi + \frac{1}{\sigma L_s} u \\ \dot{\Phi} = \frac{M}{T_r} \dot{i} - F(\omega) \Phi \\ \dot{\omega} = \frac{PM}{JL_r} i^T J_2 \Phi - \frac{1}{J} T_L \end{cases}$$

Les variables d'état accessibles à la mesure sont les courants statoriques $i = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$ et éventuellement la vitesse ω mais en aucun cas les flux rotoriques $\Phi = \begin{pmatrix} \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix}$

On sépare les variables d'état (ou équations d'état) en deux parties les variables d'état « électriques » et les variables d'état « mécaniques ». On va ensuite construire séparément deux observateurs.

❖ **1^{er} observateur (pour flux rotoriques)**

On réalise une estimation des variables d'état électriques en introduisant un terme correctif basé sur l'erreur commise sur l'estimation des variables électriques mesurées (courants statoriques) :

On a une forme : $\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$ avec :

$$\begin{pmatrix} \dot{i} \\ \dot{\Phi} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} -\gamma I_2 & kF(\omega) \\ \frac{M}{T_r} I_2 & -F(\omega) \end{pmatrix}}_A \begin{pmatrix} i \\ \Phi \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} I_2 \\ 0 \end{pmatrix}}_B \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \text{ et } y = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \vdots & 0 & 0 \end{pmatrix}}_C \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \end{pmatrix}$$

Ce n'est pas une forme canonique d'observabilité, on va donc introduire une matrice de changement de base :

$$\Lambda = \text{diag}(I_2, kF(\omega)) \text{ d'où : } \Lambda^{-1} = \text{diag}(I_2, \frac{1}{k}F^{-1}(\omega))$$

On utilise alors une structure de type grand gain :
$$\begin{cases} v(e_m) = \theta_1 \Lambda^{-1}(\hat{x}) \Delta_{\theta_1}^{-1} s^{-1} C^T C e_m \\ \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + v(e_m) \end{cases}$$

Avec : $e_m = \begin{pmatrix} i_1 - \hat{i}_1 \\ i_2 - \hat{i}_2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ le vecteur construit à partir de l'erreur de modélisation sur l'état mesuré, c'est-à-dire sur les courants.

$$\Delta_{\theta_1} = \text{diag} \left(I_2, \frac{1}{\theta_1} I_2 \right) \text{ et } \theta_1 > 0 \text{ d'où : } (\Delta_{\theta_1})^{-1} = \text{diag} (I_2, \theta_1 I_2)$$

S : est l'unique solution symétrique définie positive de l'équation algébrique de Lyapunov suivante :

$$S + A^T S + SA = C^T C \text{ et } S^{-1} C^T = [C_2^1 I_2 \quad C_2^2 I_2]^T = [2I_2 \quad I_2]$$

Ce qui donne :

$$v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{F^{-1}(\omega)}{k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \theta_1 I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \end{pmatrix} e_m$$

Soit :

$$v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} I_2 & 0 \\ 0 & \frac{\theta_1}{k} F^{-1}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \end{pmatrix} e_m$$

$$v(e_m) = \theta_1 \begin{pmatrix} 2I_2 \\ \frac{\theta_1}{k} F^{-1}(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 & 0 \end{pmatrix} e_m = \begin{pmatrix} 2\theta_1 I_2 & 0 \\ \frac{\theta_1^2}{k} F^{-1}(\omega) & 0 \end{pmatrix} e_m$$

D'où

$$\dot{\hat{i}} = -\gamma \hat{i} + kF(\omega) \hat{\Phi} + \frac{1}{\sigma L_s} u + 2\theta_1 [i - \hat{i}] \text{ avec } [i - \hat{i}] = \begin{pmatrix} i_1 - \hat{i}_1 \\ i_2 - \hat{i}_2 \end{pmatrix}$$

$$\dot{\hat{\Phi}} = \frac{M}{T_r} \hat{i} - F(\omega) \hat{\Phi} + \frac{\theta_1^2}{k} F^{-1}(\omega) [i - \hat{i}]$$

$$\text{Avec } F^{-1}(\omega) = \frac{1}{\frac{1}{T_r^2} + p^2 \omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} = \frac{T_r^2}{1 + T_r^2 p^2 \omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{i}}_1 \\ \dot{\hat{i}}_2 \end{pmatrix} = -\gamma \begin{pmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \end{pmatrix} + k \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_1 \\ \hat{\Phi}_2 \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + 2\theta_1 \begin{pmatrix} i_1 - \hat{i}_1 \\ i_2 - \hat{i}_2 \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{\Phi}}_1 \\ \dot{\hat{\Phi}}_2 \end{pmatrix} = \frac{M}{T_r} \begin{pmatrix} \hat{i}_1 \\ \hat{i}_2 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & p\omega \\ -p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_1 \\ \hat{\Phi}_2 \end{pmatrix} + \frac{\theta_1^2}{k} \frac{T_r^2}{1+T_r^2 p^2 \omega^2} \begin{pmatrix} \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & \frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 - \hat{i}_1 \\ i_2 - \hat{i}_2 \end{pmatrix}$$

C'est-à-dire :

$$\begin{cases} \dot{\hat{i}}_1 = -\gamma \hat{i}_1 + k \left(\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_1 + p\omega \hat{\Phi}_2 \right) + \frac{1}{\sigma L_s} u_1 + 2\theta_1 (i_1 - \hat{i}_1) \\ \dot{\hat{i}}_2 = -\gamma \hat{i}_2 + k \left(-p\omega \hat{\Phi}_1 + \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_2 \right) + \frac{1}{\sigma L_s} u_2 + 2\theta_1 (i_2 - \hat{i}_2) \\ \dot{\hat{\Phi}}_1 = \frac{M}{T_r} \hat{i}_1 - \left(\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_1 + p\omega \hat{\Phi}_2 \right) + \frac{\theta_1^2}{k} \frac{T_r^2}{1+T_r^2 p^2 \omega^2} \left(\frac{1}{T_r} (i_1 - \hat{i}_1) - p\omega (i_2 - \hat{i}_2) \right) \\ \dot{\hat{\Phi}}_2 = \frac{M}{T_r} \hat{i}_2 - \left(-p\omega \hat{\Phi}_1 + \frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_2 \right) + \frac{\theta_1^2}{k} \frac{T_r^2}{1+T_r^2 p^2 \omega^2} \left(p\omega (i_1 - \hat{i}_1) + \frac{1}{T_r} (i_2 - \hat{i}_2) \right) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

$\theta_1 > 0$ est le paramètre de synthèse à régler.

IV.5 Résultats de simulation

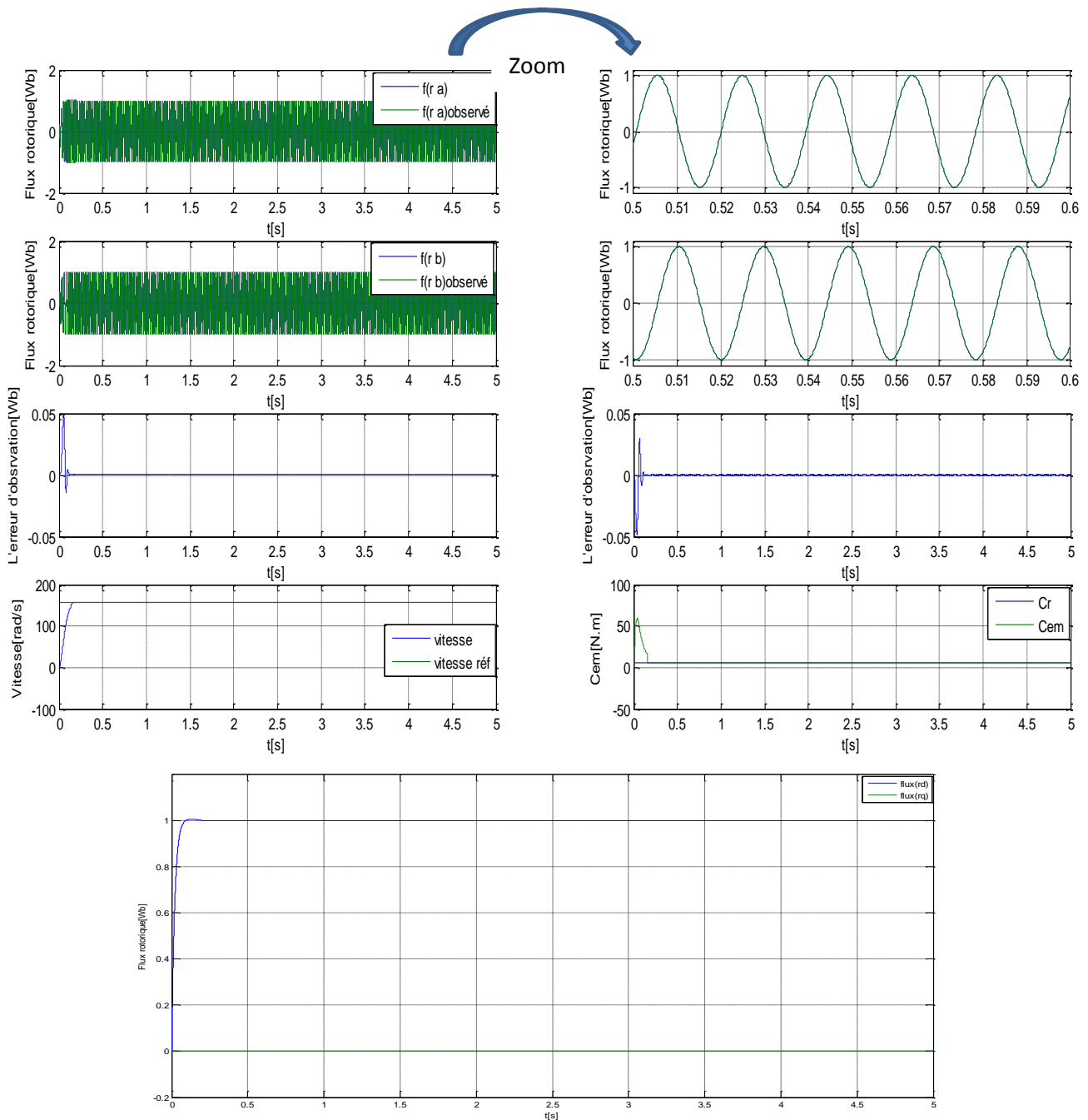


Figure IV.3 différentes courbes de simulation (avec utilisation d'un observateur de flux).

IV.6 Interprétation des résultats

Les courbes de simulation obtenus montrent bien le bon suivi des deux flux rotoriques observés avec les flux réels. Le comportement de la machine (vitesse rotorique et couple électromagnétique) est identique à celui obtenu en chapitre III (commande par backstepping basée sur le principe de la commande vectorielle).

❖ 2^{ème} observateur (pour couple de charge)

On va construire un observateur sur la vitesse et le couple de charge (non mesuré) en introduisant un terme correctif basé sur l'erreur commise sur l'estimation de la vitesse. On fait l'hypothèse que la dérivée du couple de charge est constante.

$$\text{Par conséquent : } \begin{cases} \dot{\omega} = \frac{PM}{JLr} (\Phi_1 i_2 - \Phi_2 i_1) - \frac{1}{J} T_L \\ \ddot{T}_L = k_L \quad (\text{constante}) \end{cases}$$

Soit :

$$\begin{pmatrix} \dot{\omega} \\ \dot{T}_L \\ \ddot{T}_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega \\ T_L \\ \dot{T}_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{PM}{JLr} (\Phi_1 i_2 - \Phi_2 i_1) \\ 0 \\ k_L \end{pmatrix}$$

$$\text{On a une forme : } \begin{cases} \dot{x} = Ax + k_L \\ y = Cx \end{cases} \quad \text{Avec } A = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & A_1 & 0 \\ 0 & 0 & A_2 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; A_1 = -\frac{1}{J}; A_2 = 1$$

$$k_L = \begin{pmatrix} \frac{PM}{JLr} (\Phi_1 i_2 - \Phi_2 i_1) \\ 0 \\ k_L \end{pmatrix} \quad y = \omega = Cx = (1 \quad 0 \quad 0) \begin{pmatrix} \omega \\ T_L \\ \dot{T}_L \end{pmatrix}$$

En introduisant le signal d'erreur suivant : $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ (soit $\hat{x}(t) = x(t) - e(t)$)

On souhaite que : $\lim_{t \rightarrow \infty} [e(t)] = 0$

En particulier on aura : $\dot{e} = Ae$

Or le système n'est pas sous une forme canonique d'observabilité, par conséquent on introduit la matrice de changement de base suivante :

$$\Lambda = \text{diag}(1, A_1, A_1 A_2) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \text{ d'où : } \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & -J \end{pmatrix}$$

$$\text{Vérification : } \Lambda \Lambda \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & -J \end{pmatrix}$$

$$\Lambda \Lambda \Lambda^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & -J \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \vdots & I_2 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & 0 \end{pmatrix}$$

On utilise alors une structure de type grand gain : $\begin{cases} v(e_m) = \theta_2 \Lambda^{-1}(\hat{x}) \Delta_{\theta_2}^{-1} S^{-1} C^T C e_m \\ \dot{\hat{x}} = A \hat{x} + v(e_m) \end{cases}$

Avec : $e_m = \begin{pmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$ le vecteur construit à partir de l'erreur de modélisation sur l'état mesuré, c'est-à-dire sur la vitesse.

$$\Delta_{\theta_2} = \text{diag}(1, \frac{1}{\theta_2}, \frac{1}{\theta_2^2}) \text{ et } \theta_2 > 0 \text{ d'où : } (\Delta_{\theta_2})^{-1} = \text{diag}(1, \theta_2, \theta_2^2)$$

S est l'unique solution symétrique définie positive de l'équation algébrique de Lyapunov suivante :

$$S + A^T S + S A = C^T C \text{ et } S^{-1} C^T = [C_3^1 I_2 \quad C_3^2 \quad C_3^3]^T = [3 \quad 3 \quad 1]^T$$

Ce qui donne :

$$v(e_m) = \theta_2 \begin{pmatrix} 3 & 0 & 0 \\ -3J\theta_2 & 0 & 0 \\ -J\theta_2^2 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (\omega - \hat{\omega}) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 3\theta_2(\omega - \hat{\omega}) \\ -3J\theta_2^2(\omega - \hat{\omega}) \\ -J\theta_2^3(\omega - \hat{\omega}) \end{pmatrix}$$

$$\text{D'où } \begin{cases} \dot{\hat{\omega}} = \frac{PM}{JL_r} (\Phi_1 \dot{i}_2 - \Phi_2 \dot{i}_1) - \frac{1}{J} T_L + 3\theta_2(\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation de la vitesse} \\ \dot{\hat{T}}_L = \hat{T}_L - 3J\theta_2^2(\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation du couple de charge} \\ \ddot{\hat{T}}_L - J\theta_2^3(\omega - \hat{\omega}) & \text{estimation de la dérivée du } Cr \end{cases}$$

$\theta_2 > 1$ est le paramètre de synthèse à régler.

IV.7 Résultats de simulation

✓ Le couple de charge (=0N.m de t=0 à t=2s et =10Nm dans le reste du temps)

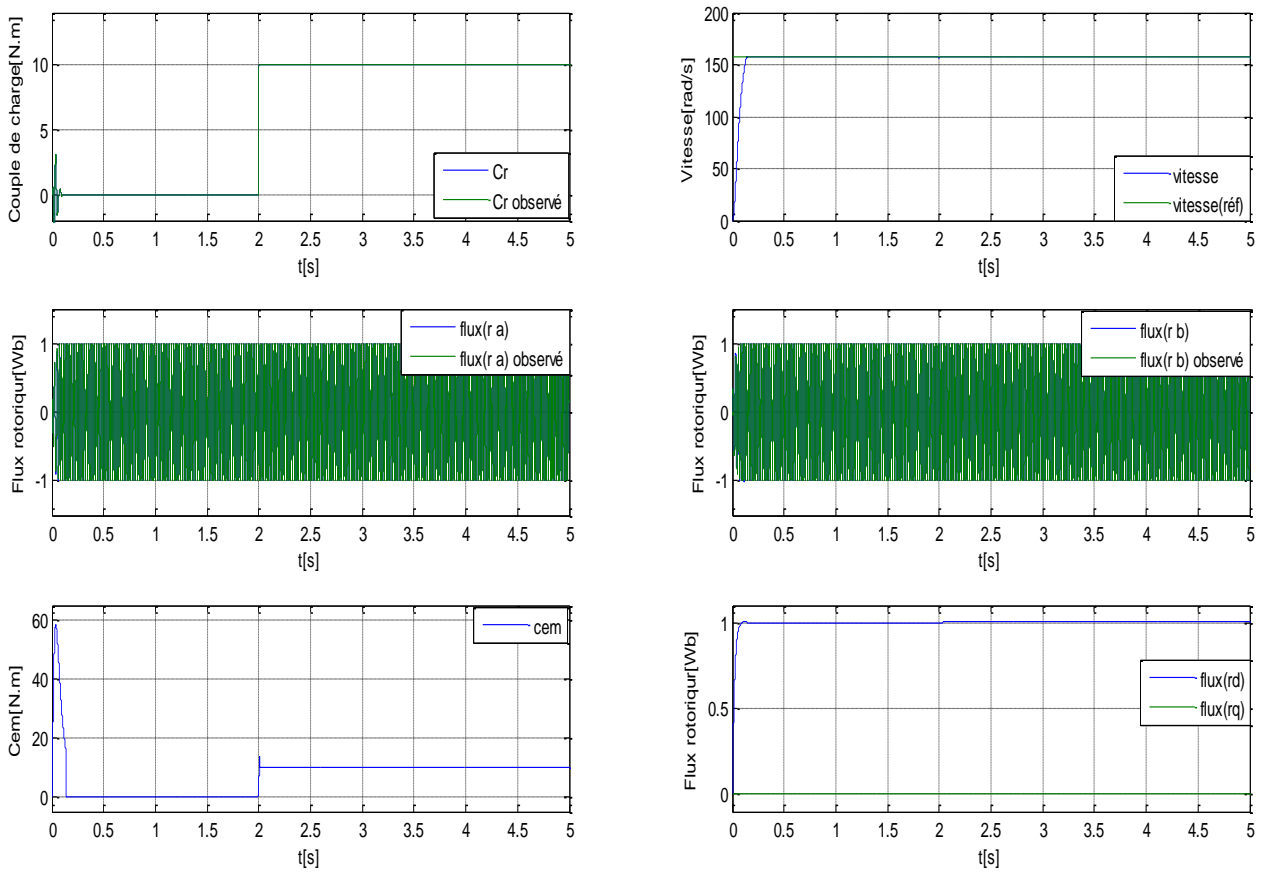


Figure IV.4 différentes courbes de simulation (avec utilisation d'un observateur de flux et de couple de charge).

✓ Le couple de charge variable

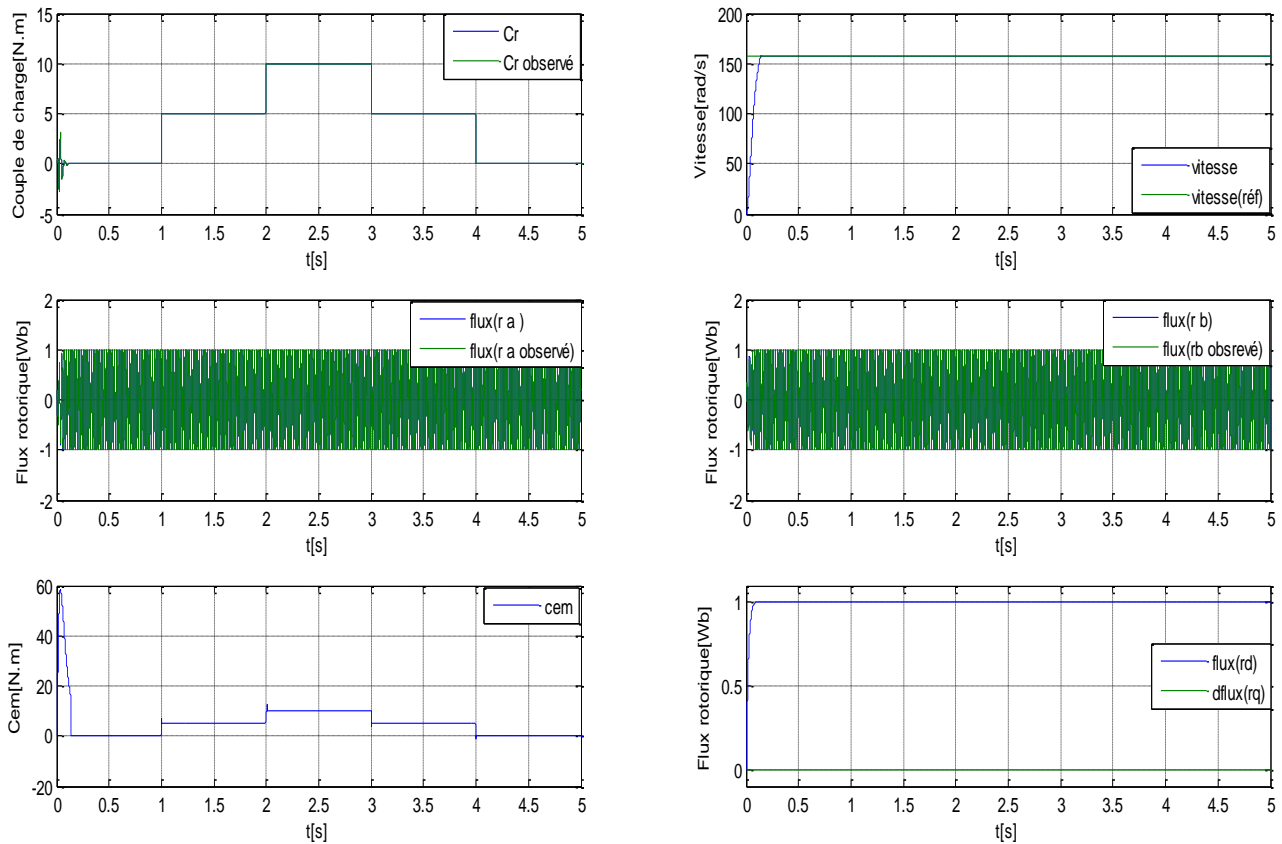


Figure IV.5 différentes courbes de simulation (avec utilisation d'un observateur de flux et de couple de charge avec charge variable).

IV.8 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent l'efficacité de l'observateur utilisé. Le couple de charge observé suit parfaitement la charge appliquée à la machine (sauf au début où on constate quelques oscillations qui disparaissent au bout d'un temps très faible).

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons cité les différents catégories des observateurs, et on a constaté qu'il y a deux types : les observateurs pour les systèmes linéaires et le deuxième type pour les systèmes non linéaires.

La machine asynchrone est un système non linéaire, pour cela on a choisi l'observateur à grand gain pour observer deux grandeurs dans cette commande de machine (flux rotorique et le couple de charge).

CONCLUSION GENERALE

Le travail, dans le cadre de ce projet, a permis d'élaborer une commande backstepping basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée avec un onduleur deux niveaux commandé par la stratégie de commande MLI vectorielle. L'utilisation d'un observateur à grand gain permet de reconstruire les grandeurs non-accessibles à savoir le flux rotorique et le couple de charge à partir des grandeurs mesurables.

La première partie de ce travail est consacré à l'étude de la modélisation par la transformation de PARK, avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement de repère de PARK. Le modèle de la machine a été écrit lié au choix des sorties du modèle et du référentiel de travail. L'alimentation de la machine est assurée par une association redresseur-filtre et onduleur de tension.

La seconde partie consiste à décrire la stratégie MLI vectorielle. Cette stratégie est basée sur un calcul spécial des impulsions de commande. Après avoir faire la transformation des tensions triphasées en un système biphasé afin de déterminer la position et l'amplitude du vecteur résultant. La projection de ce dernier permet de calculer les temps nécessaires pour l'utilisation des deux vecteurs adjacents possibles. Le centrage des impulsions permet de réduire les pertes de commutation.

La troisième partie du travail, consiste à la commande de la machine asynchrone. Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique permet de commander la machine. L'inconvénient de cette méthode est la sensibilité à la variation paramétrique du système. La commande par backstepping permet d'avoir des résultats plus performants que ce soit : le faible temps de réponse. Le bon rejet des perturbation, le bonne précision en régime statique et la robustesse envers les variations paramétriques. L'utilisation de la commande backstepping en se basant sur l'orientation du flux rotorique permet d'améliorer les performances de la machine asynchrone

La dernière partie est réservée à l'application d'un observateur pour les grandeurs non accessibles qui sont le flux rotorique et le couple de charge : il s'agit de l'observateur à grand gain. La synthèse de cet observateur doit être faite en considérant la forme canonique d'observabilité. L'augmentation du gain permet de minimiser l'erreur d'observation.

Comme perspectives de ce travail on peut citer :

- L'implémentation pratique de cette commande.
- La recherche d'autres types d'observateurs pour les systèmes non-linéaires.
- L'étude d'autres structures de l'onduleur à savoir le multi-niveau et d'autres stratégies de commande à savoir la MLI calculée.

ANNEXE A

PARAMETRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

A.1- Paramètres électriques:

| | |
|---------------------------------------|-----------------------|
| Tension d'alimentation (v) | 220/380,50(Hz) |
| Résistance de stator (R_s) | 4.85 Ω |
| Résistance de rotor (R_r) | 3.805 Ω |
| Inductance de rotor (L_r) | 0.274 H |
| Inductance de stator (L_s) | 0.274 H |
| Inductance Mutuelle (M) | 0.258 H |

A.2 – Paramètres mécaniques:

| | |
|--------------------------------------|------------------------------|
| Moment d'inertie (J) | 0.06 Kg.m² |
| Coefficient de frottement (F) | 0 SI |

A.3- Paramètres électromagnétique :

| | |
|--------------------------------------|-------------|
| Couple nominal (C_r) | 5N.m |
| Nombre de paire de pôles. (P) | 2 |

A.4- paramètres des régulateurs

| | |
|--------------------------------|---------------|
| K_p (courant) | 3.1066 |
| K_i (courant) | 822.3595 |
| K_p (flux) | 9.3037 |
| K_i (flux) | 129.1990 |
| K_p (vitesse) | 1.0540 |
| K_i (vitesse) | 8.9590 |

ANNEXE B: CONVERGENCE EXPONENTIELLE VERS ZERO DE L'ERREUR D'ESTIMATION

L'objectif est de montrer la convergence exponentielle vers zéro de l'erreur d'estimation. Cette démonstration est établie à partir d'une équation de Lyapunov utilisant l'erreur pondérée :

$$\bar{\varepsilon}(t) = \Delta_\theta \varepsilon(t) \rightarrow \varepsilon(t) = \Delta_\theta^+ \bar{\varepsilon}(t)$$

$$\dot{\varepsilon}(t) = A\varepsilon(t) + \Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z) - \theta \Delta_\theta^+ S^{-1} C^T C \varepsilon(t)$$

$$\dot{\bar{\varepsilon}}(t) = \Delta_\theta A \Delta_\theta^+ \bar{\varepsilon}(t) + \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z)) - \theta S^{-1} C^T C \Delta_\theta^+ \bar{\varepsilon}(t)$$

$$\begin{cases} \Delta_\theta A \Delta_\theta^+ = \theta A \rightarrow \Delta_\theta A = \theta A \Delta_\theta \\ C^T C \Delta_\theta^+ = C^T C \text{ et } S = S^T \end{cases}$$

$$\dot{\bar{\varepsilon}}(t) = \theta A \bar{\varepsilon}(t) - \theta S^{-1} C^T C \bar{\varepsilon}(t) + \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z))$$

On va montrer que $v: \bar{\varepsilon}(t) \mapsto V(\bar{\varepsilon}) = \bar{\varepsilon}^T S \bar{\varepsilon}$ est une fonction de Lyapunov pour l'observateur. Il faut donc vérifier que la dérivée de $V(\bar{\varepsilon})$ est strictement négative.

$$V(\bar{\varepsilon}) = \bar{\varepsilon}^T S \bar{\varepsilon} \rightarrow \dot{V}(\bar{\varepsilon}) = 2\bar{\varepsilon}^T S \dot{\bar{\varepsilon}} < 0 ?$$

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{\varepsilon}) &= 2\bar{\varepsilon}^T S [\theta A \bar{\varepsilon} - \theta S^{-1} C^T C \bar{\varepsilon} + \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z))] \\ &= 2\theta \bar{\varepsilon}^T S A \bar{\varepsilon} - 2\theta \bar{\varepsilon}^T S S^{-1} C^T C \bar{\varepsilon} + 2\bar{\varepsilon}^T S \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z)) \\ &= 2\theta (\bar{\varepsilon}^T S A \bar{\varepsilon} - \bar{\varepsilon}^T C^T C \bar{\varepsilon}) + 2\bar{\varepsilon}^T S \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z)) \end{aligned}$$

Reprenons l'équation de Lyapunov,

$$A^T S + S A + C^T C - S \rightarrow \bar{\varepsilon}^T (S A + A^T S) \bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon}^T (C^T C - S) \bar{\varepsilon}$$

$$S \text{ étant une matrice symétrique, on peut écrire : } 2\bar{\varepsilon}^T S A \bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon}^T C^T C \bar{\varepsilon} - \bar{\varepsilon}^T S \bar{\varepsilon}$$

$$\text{D'où } 2\bar{\varepsilon}^T S A \bar{\varepsilon} - \bar{\varepsilon}^T C^T C \bar{\varepsilon} = -\bar{\varepsilon}^T S \bar{\varepsilon}$$

$\dot{V}(\bar{\varepsilon})$ peut se réécrire sous la forme suivante :

$$\dot{V}(\bar{\varepsilon}) = \underbrace{-\theta \bar{\varepsilon}^T S \bar{\varepsilon}}_{V(\bar{\varepsilon})} - \theta \bar{\varepsilon}^T C^T C \bar{\varepsilon} + 2\bar{\varepsilon}^T S \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z))$$

$$\dot{V}(\bar{\varepsilon}) \leq -\theta V(\bar{\varepsilon}) + 2\bar{\varepsilon}^T S \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z))$$

$$\text{D'autre part, } \Delta_\theta (\Psi(u, \hat{z}) - \Psi(u, z)) = \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} (\hat{z} - z) = \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \varepsilon = \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \Delta_\theta^+ \bar{\varepsilon}$$

[Titre du document]

Puisque la fonction $\Psi(u, z)$ est Lipschitzienne, $\frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z}$ est bornée et compte tenu de la structure de $\Psi(u, z)$, cette matrice est triangulaire inférieure. Par conséquent, la matrice $\Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \Delta_\theta^+$ ne dépend que des termes en $\frac{1}{\theta}$ et sa norme est bornée par une constante indépendante de θ , $\forall \theta \geq 1$

Il résulte que : $\forall \theta \geq 1$, $\left\| \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \Delta_\theta^+ \right\| \leq \gamma$

$$\dot{V}(\bar{\varepsilon}) \leq -\theta V(\bar{\varepsilon}) + 2 \underbrace{\|\bar{\varepsilon}^T \bar{S}\| \left\| \Delta_\theta \frac{\partial \Psi(u, z)}{\partial z} \Delta_\theta^+ \right\|}_{\gamma} \|\bar{\varepsilon}\|$$

$$\dot{V}(\bar{\varepsilon}) \leq -\theta V(\bar{\varepsilon}) + 2\gamma \|\bar{S}\| \|\bar{\varepsilon}\|^2$$

En posant λ_{min} , λ_{max} les valeurs propres respectivement minimale et maximale de \bar{S} , on peut écrire que :

$$\lambda_{min} \bar{\varepsilon}^T \bar{\varepsilon} \leq \bar{\varepsilon}^T \bar{S} \bar{\varepsilon} \leq \lambda_{max} \bar{\varepsilon}^T \bar{\varepsilon} \rightarrow \lambda_{min} \|\bar{\varepsilon}\|^2 \leq V(\bar{\varepsilon}) \leq \lambda_{max} \|\bar{\varepsilon}\|^2 \rightarrow \|\bar{\varepsilon}\|^2 \leq \frac{V(\bar{\varepsilon})}{\lambda_{min}}$$

$$\dot{V}(\bar{\varepsilon}) \leq -\theta V(\bar{\varepsilon}) + 2\gamma \|\bar{S}\| \|\bar{\varepsilon}\|^2$$

$$\begin{aligned} \text{On en déduit que : } & \leq -\theta V(\bar{\varepsilon}) + 2\gamma \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} V(\bar{\varepsilon}) \\ & \leq -\left(\theta - 2\gamma \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}\right) V(\bar{\varepsilon}) \end{aligned}$$

Pour affirmer que $\dot{V}(\bar{\varepsilon}) \leq -\theta V(\bar{\varepsilon})$ et donc démontrer la convergence de l'observateur, il faut choisir θ tel que $\theta - 2\gamma \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}} > 0$. Dans ce cas, la fonction de Lyapunov s'exprime de la manière suivante :

$$V(\bar{\varepsilon}) = \exp\left(-\left(\theta - 2\gamma \frac{\lambda_{max}}{\lambda_{min}}\right)\right) V(\bar{\varepsilon}(0))$$

On a donc une convergence exponentielle vers 0 de l'erreur d'observation pour certaines valeurs de θ relativement grandes.

Bibliographie

- [1] **Dissa Abdennour** « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire » Mémoire de Magister, Option : Commande, université de Batna 2010
- [2] **Benhamimid Radhwane.et BrahimiNadjib.** «Commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones» Mémoire d'ingénieur, option : Commande électrique, université de M'sila 2006.
- [3] **Matchi Mohamed** «Commande prédictive généralisée application sur la MAS» Mémoire d'ingénieure d'état d'automatique, école nationale polytechnique 2007.
- [4] : **Hamza Mekki et Samir Zeglache.** «Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse» Mémoire d'ingénieure, option : contrôle, université de M'sila, Juin 2006.
- [5] : **Noureddine Benbaha** «Commande robuste tolérante aux défauts : Application à la Machine à Courant Alternatif», Mémoire de Magister, Option : Electricité industrielle - Commande Robuste, Université de Batna 2009.
- [6] : **M^{elle} Ait Kaid Djamilia.** «Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique à l'aide de régulateur fractionnaire», Mémoire de Magister, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011
- [7] : **A.Madjid Youcefa.** «Commande non linéaire d'une machine à induction avec observateur d'état », Mémoire de Master, option : Automatique, université de M'sila 2012
- [8] : **Guy Grellet et Guy Clerc,** «Actionneurs Électriques», Edition 2000.
- [9] : **A. Bouscayrol,** «Structures d'alimentation et stratégie de commande pour des systèmes multi machines asynchrones: Application à la motorisation d'un robot mobile, » Thèse de doctorat, Univ. Toulouse, France, Janvier 1995.
- [10] :**S. Chaouch** - «Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De vitesse » thèse de doctorat en science en électrotechnique université de Batna 2005
- [11] : **Mati Abderrahmene et Benyahia Bachir,** «Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction» Mémoire d'ingénieure, option : commande électrique, université de M'sila, Juin 2007

[12] : **Sihem Damkhi** «commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de holtz», Mémoire de Magister En Electrotechnique Option : Commande, université de Batna 2007.

[13] : **Fateh Mehazzem** « Contribution à la commande d'un moteur Asynchrone destiné à la traction électrique » Thèse de Doctorat En Electronique, Optronique et Systèmes, Université de Constantine, Université de Paris- Est 2010.

[14]: **Herizi Abdelghafour et Serrai Hocine** «commande des systemes non lineaires par backstepping Application à la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieure en Génie Electronique, option: contrôle, Université de M'sila 2006.

[15] : **Monia Oueder** «Synthèse d'observateurs pour les systèmes non linéaires », Thèse de Doctorat de l'université de CAEN/BASSE–Normandie, Spécialité : Automatique, robotique, 2012.

[16] : **Laziri saber et Dadache abdelghani** «commande mli d'un redresseur multi-niveaux», Mémoire d'ingénieure en électromécanique, Université de M'sila 2005

[17] : **O.Bouakaz** « Contribution à l'Analyse des Onduleurs Multi- niveaux, Fonctionnement Symétrique et Asymétrique », Mémoire de Magister, Université de Batna 2005

[18] : **Ouahiba Fadli** «Modélisation et Commande non linéaire de l'Association : Machine Synchrone à aimants permanents-Onduleur de tensions à Trois Niveaux », Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006

[19] : **Clerc .G, G. Grellet**, «Actionneurs Électriques, principe, Modèle, Commande », Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.

[20] : **Djaafer Lalili**, « MLI Vectorielle et Commande non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multi niveaux .Application à La Conduite de la Machine Asynchrone », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, Alger, Avril 2009.

[21] : **C. Gombret**, « Simulation Temps-réel des Dispositifs D'électronique de Puissance Dédiés aux Réseaux d'Énergie Electrique », Mémoire de Magister, Institut National Polytechnique de Grenoble, septembre 2005.

[22] : **A.Bouzidi, M.bouchareb** « Commande par Mode glissant floue d'un D-STATCOM multi-niveaux » Mémoire d'Ingénieur, Université de M'sila 2010.

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

MASTERE EN GENIE ELECTRIQUE



OPTION : AUTOMATIQUE

Année Universitaire : 2012 / 2013

Proposé et dirigé par: Monsieur : M. BEDBOUDI.

Madame: BELOUNIS Ouassila.

Présenté par : Y. ABDELHAFID.

Thème :

« Utilisation d'un observateur à grand gain dans une commande d'une machine asynchrone »

Résumé :

L'étude présentée dans ce travail consiste à l'application de la commande backstepping basée sur le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone, Cette technique de commande nécessite l'utilisation de quelques grandeurs qui sont parfois non accessibles. L'observateur à grand gain est un observateur facile à implémenté et il est destiné aux systèmes non linéaires.

La commande vectorielle est une commande qui est sensible aux variation paramétriques; la commande backstepping basée sur le contrôle vectoriel est une commande plus robuste et elle garde l'avantage du contrôle vectoriel en découplant le couple et le flux ce qui augmente les performances de la commande. L'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension commandé par la stratégie MLI vectorielle..

Mots Clés : Moteur Asynchrone, Backstepping, Commande Vectorielle, MLI vectorielle, observateur à grand gain.