



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHESCIENTIFIQUE



Université Echahid Hamma Lakhrad El-Oued

Faculté des Sciences et de la Technologie

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

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

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences de la Technologie

Filière : Génie Électrique

Spécialité: Commande Électrique

Thème

Commande Backstepping d'un Moteur asynchrone

Président : Zelouma Laid

Examinateur : Kechida Ridha

Encadreur : Bekakra Youcef

Présente par :

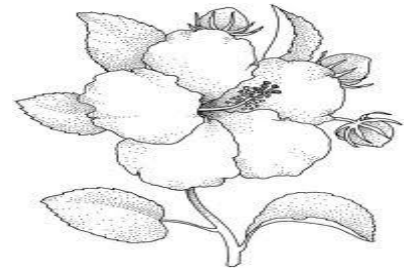
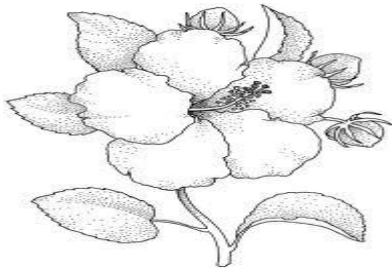
Chetam Sara

Hariz Bakkar Souad

Lhiou Faiza

PROMOTION 2019

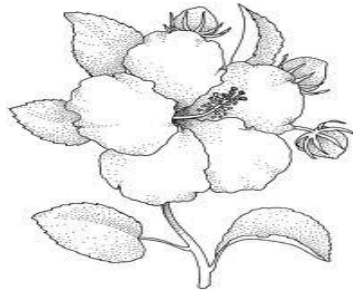
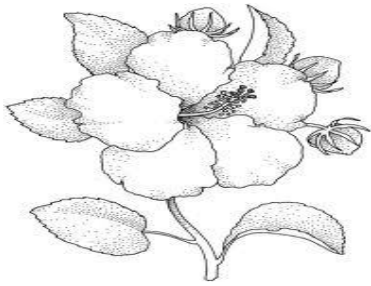
Remerciement



Je remercie avant tout DIEU qui nous a éclairé le chemin du savoir et d'apprendre et qui soit loué pour nous avoir favorisés ses croyants. Le moment est venu d'exprimer toute ma reconnaissance à notre encadreur Mr. Bekakar youcef , pour son enthousiasme et son soutien sans faille durant la réalisation de ce mémoire. Il a toujours été disponible pour me prodiguer ses conseils.

je peut, enfin, oublier de remercier tous les professeurs ainsi que le Personnel du département d'électrotechnique pour toutes leurs contributions.

Dédicace



Je dédie ce travail

A mon très chère ma mère.

A mon très chère mon père.

A mes frères et sœurs.

A mes tantes et oncles.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

Souad et Sara et faiza

Résumé

Ce mémoire présente une commande non linéaires basée sur la méthode Backstepping d'un moteur asynchrone triphasé pour contrôler la vitesse par l'utilisation de découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Mots clés: Moteur Asynchrone, Commande Backstepping, Méthode de Lyapunov

ملخص

نقدم في مذكرة تحكم غير خطي يستند إلى طريقة Backstepping الخاصة بمحرك غير متزامن ثلاثي الطور للسيطرة على السرعة عن طريق الفصل بين تدفق الدوار و عزم الدوران الكهرومغناطيسي

الكلمات المفتاحية : محرك اللاتزامني , تحكم Backstepping , طريقة Lyapunov

Sommaire

Remerciements

Dédicaces

Résumé

Sommaire

Listes des Figures

Listes des symboles

Introduction Générale

Chaptire I

Généralite sur le Moteur Asynchrone

I-1 Introduction.....	4
I-2 Définition.....	4
I-3 Constitution	4
I-4-Constitution de la machine asynchrone.....	5
I-4-1- Le stator	5
I-4-2-Rotor	6
I-5-Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.....	7
I-6- Glissement d'un moteur asynchrone	7
I-7- Les différentes configurations des moteurs asynchrones	7
a) Stator	7
b) Rotor	8
I-8-Domains	8
I-9- Utilisation Moteur asynchrone.....	8
I-10- Avantages et inconvénients du moteur asynchrone.....	8
I-11- Conclusion.....	9

IChaptire I

Modélisation du Moteur Asynchrone

II-1 Introduction.....	11
------------------------	----

II-2 Hypothèses simplification.....	11
I-3 Modèle dynamique du MAS*	
II-4 Mise en équation du MAS.....	11
Equations électriques.....	12
Equations magnétiques.....	13
Equations mécaniques.....	14
II-5 Transformation triphasée – diphasée	15
II-5-1 Transformation de Park.....	15
II-5-2. Transformation de Concordia.....	17
II-5-3 Choix du Référentiel.....	18
II-5-3-1 Référentiel lié au stator (d,q)	18
II-5-3-2 Référentiel lié au rotor.....	18
II-5-3-3 Référentiel lié au champ tournant.....	18
II-5-4 Représentation d'état du Moteur Asynchrone.....	18
II-6-Modélisation de l'onduleur de tension	20
II-7 Stratégie de commande de l'onduleur.....	22
II-8 Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI.....	23
II-9 Simulation du MAS.....	24
III-9-1 de simulation du MAS sans onduleur.....	25
II-9-2 Schéma bloc du MAS avec onduleur.....	26
II-9-2 Schéma bloc du MAS avec onduleur.....	27
II -10 Conclusion.....	28

Chapitre III

Commande Backstepping du Moteur Asynchrone

III-1 Introduction	30
III-2 Méthode de Lyapunov.....	30
a- Première method de Lyapunov.....	30
b- Deuxième méthode de Lyapunov.....	31
III-3 Commande Backstepping	31
III-3-1 Principe.....	31
III-3-2 Méthode générale de synthèse par Backstepping.....	31
III-4 Application de la commande par Backstepping au moteur asynchrone.....	36

Modèle de la MAS (d-q) basé sur la commande vectorielle.....	36
Premier étape	37
Deuxième étape.....	39
III- 5 Résultats et Simulation de la commande Backstepping du MAS.....	41
1-Test en charge.....	42
2-Test de la variation de la charge.....	43
3-Test de l'inversion de la vitesse.....	44
III-6 Conclusion.....	45
Conclusion Générale.....	47
Annexes	
Bibliographie	

Chaptire I

Généralite sur le Moteur Asynchrone

Figure I-1:représente Construction principal du moteur asynchrone.....5

Figure I-2: Stator.....5

IChaptire I

Modélisation du Moteur Asynchrone

Figure II-1:Représentation du MAS en régime quelconque.....12

Figure II-2: Représentation du système biphasée du MAS.15

Figure II-3:Représentation simplifiée de l'onduleur.....20

Figure II-4:Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....22

Figure II-5:La modulation sinus-triangulaire pour une phase.....23

Figure II-6:Schéma bloc de simulation du MAS24

Figure II-7: Résultats de simulation du modèle en tension du MAS lors de démarrage a vide.....25

Figure II-8: Résultats de simulation du modèle en tension du MAS en charge.....26

Figure II-9:Schéma bloc de simulation du MAS alimenté par onduleur.....26

Figure II-10: Résultats de simulation du modèle en tension du MAS en charge.....27

Chapitre III

Commande Backstepping du Moteur Asynchrone

Figure III-1 :Schéma de principe du contrôle par Backstepping.....36

Figure III-2:Schéma bloc de calcul $i_{sd\text{ réf}}$39

Figure III -3:Schéma bloc de calcul $i_{sq\text{ réf}}$ 40

Figure III-4: Schéma bloc de calcul $V_{sd\text{réf}}$	41
Figure III-5: Schéma bloc de calcul $V_{sq\text{réf}}$	42
Figure III-6: Schéma bloc de la commande par Backstepping du MAS.....	42
Figure III-7: Résultats de simulation de la commande par Backstepping appliquée au MAS pour un test en charge.....	43
Figure III-8 : Résultats de simulation de la commande par Backstepping appliquée au MAS Test de la variation de la charge.....	44
Figure III-9 : Résultats de simulation de la commande par Backstepping appliquée au MAS Pour test inversion de vitesse.....	45

s,r	: Indices respectifs du stator et du rotor.
ω_r	: la pulsation mécanique du rotor
ω_s	: la pulsation mécanique du rotor
P	: Nombre de paires de pôles.
R_s, L_s	: Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.
R_r, L_r	: Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.
L_m du rotor	: inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor
$V_{as}V_{bs}V_{cs}$: Tensions statorique.
l_s	: Inductance propre d'une phase statorique.
l_r	: Inductance propre d'une phase rotorique.
M_s	: Inductance mutuelle entre phases statorique.
M_r	: Inductance mutuelle entre phases rotorique.
$[L_{ss}]$: matrice d'inductances statorique
$[L_{rr}]$: matrice d'inductances rotoriques
$[M_{sr}]$: matrice d'inductances mutuelles statorique
$[M_{rs}]$: matrice d'inductances mutuelles rotoriques
$[P]$: Matrice de transformation de PARK.
$i_{as}i_{bs}i_{cs}$: Courants qui traversent les trois phases statoriques
$i_{ar}i_{br}i_{cr}$: Courants qui traversent les trois phases rotorique
$\varphi_{as}\varphi_{bs}\varphi_{cs}$: Flux statoriques.

$\varphi_{ar}\varphi_{br}\varphi_{cr}$: Flux rotoriques.
Ω	: Vitesse angulaire de rotation.
θ	: Angle électrique entre a_s et a_r .
C_e	: Couple électromagnétique.
C_r	: couple de charge
f	: coefficient de frottement
J	: moment d'inertie
	: la vitesse angulaire de la moteur. Ω_r
d-q	: axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
$\omega_s\omega_r$: Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
T_r, T_s	: Constantes de temps statorique et rotorique.
σ	: coefficient du fuite têt
$[X]$: Vecteur d'état.
$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système
$[B]$: Matrice de commande du système
$[U]$: Vecteur de commande
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsions

Introduction Générale

Introduction générale

Dans l'industrie, particulièrement dans les pays développés, plus de la moitié de l'énergie électrique totale produite est convertie en énergie mécanique dans les moteurs électriques.

Il est bien connu que la machine à courant continu a occupée la place d'honneur dans les applications concernant les systèmes à haute performance dynamique. Ceci est dû essentiellement à la simplicité de la commande de cette machine.

Cette simplicité s'explique par le découplage naturel des champs magnétiques d'excitation et d'armature, ce qui rend possible le contrôle du couple de la machine simplement par le courant d'armature (induit) indépendamment du courant d'excitation (inducteur). Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position et couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement [1].

Afin de contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées. Le moteur asynchrone (à induction) est particulièrement robuste et de faible coût, et cela conduit à devenir de plus en plus utile dans le domaine industriel. Elle est utilisée dans les applications à base performance ainsi que dans des cas plus sophistiqués.

Comme le modèle des moteurs à courants alternatifs correspond à un système multi-variable, un contrôle de performant de la vitesse ou de la position de ces moteurs et donc de leur couple, demande le contrôle simultané de plusieurs variables. Par conséquent, il est nécessaire de réalisé artificiellement un découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

La simulation numérique est moyen très efficace qui permet de prévoir le comportement du système placé dans des conditions plus variées. des problèmes de non-linéarité dont souffrent les systèmes machines convertisseurs. La simulation nécessite, bien évidemment l'élaboration de modèles mathématiques reposant plus ou moins sur des hypothèses simplificatrices que l'on généralement à justifier [2].

Ce travail est destiné à étudier les influences de méthode Backstepping d'un moteur asynchrone triphasé pour contrôler la vitesse par l'utilisation de découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Notre mémoire est organisé en trois chapitres :

Premier chapitre : est consacré aux généralités sur le moteur asynchrone, constitution, principe de fonctionnement et Glissement , Utilisation.

Deuxième chapitre : nous rappelons d'abord la modélisation du moteur asynchrone en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma bloc. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés le principe de fonctionnement du MAS.

Troisième chapitre : nous présentons le sujet d'une étude détaillée de la technique Backstepping puis l'application de cette stratégie sur le MAS. On exposera des résultats de simulation par rapport aux perturbations externes.

Chapitre I

Généralité sur le

Moteur Asynchrone

I-1- Introduction

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques [3]

I-2- Définition

Le moteur asynchrone est le moteur à courant alternatif pour laquelle la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ tournant. le moteur qui nous intéresse dans ce mémoire est plus précisément le moteur à induction. il existe en effet théoriquement d'autres types de moteur asynchrones. la moteur à induction est la moteur asynchrone dont le circuit magnétique est associé à deux, ou plus de deux, circuits électriques se déplaçant l'un par rapport à l'autre et dans lequel l'énergie est transférée de la partie fixe à la partie mobile, ou inversement, par induction électromagnétique. Cependant, la seule machine asynchrone qui ait une importance pratique est la moteur a induction [4]

I-3- Construction

Le moteur asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. la carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier.

Sur chaque moteur est fixé coté opposé à l'accouplement un capot en tôle d'acier ou alliage d'aluminium ou polyester thermodurcissable armé de fibres de verres, à l'intérieur duquel se trouve le ventilateur monté sur l'arbre.

Aspiré à travers le grillage du capot par le ventilateur, à ailettes droites permettant un fonctionnement correct dans les deux sens de rotation, l'air de refroidissement est pulsé le long des ailettes de la carcasse [5].

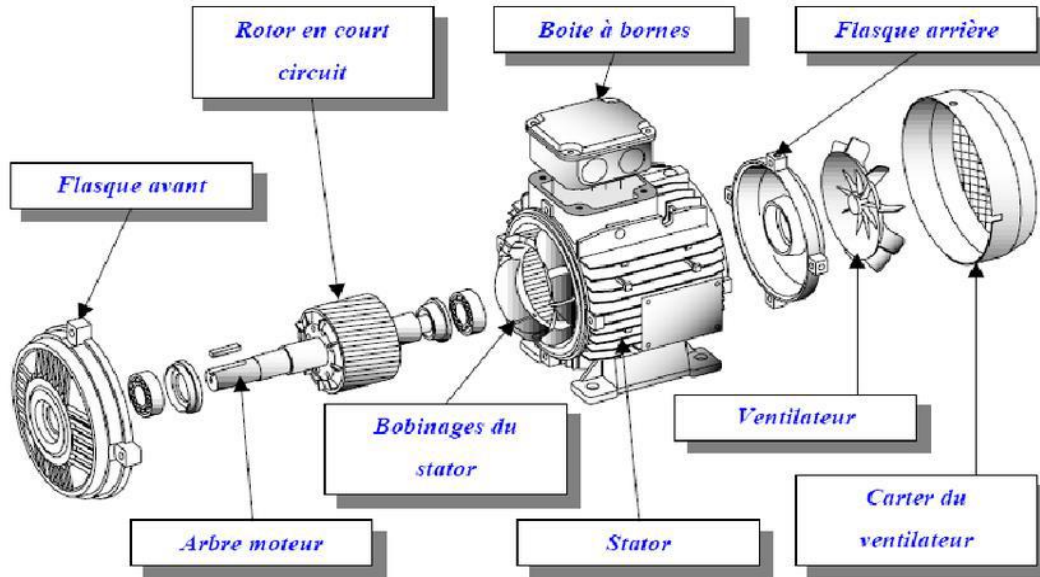


Figure I-1:représente Construction principal du moteur asynchrone

I-4-Constitution de la machine asynchrone:

Le moteur asynchrone est constituée par:

I-4-1- Le stator:

Le stator d'un moteur asynchrone est identique à celle d'un moteur asynchrone (MS), 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées [2].

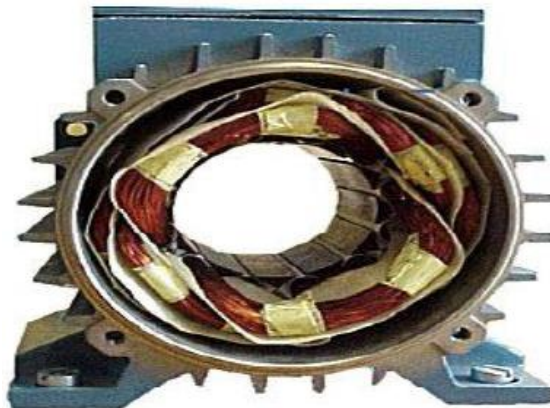
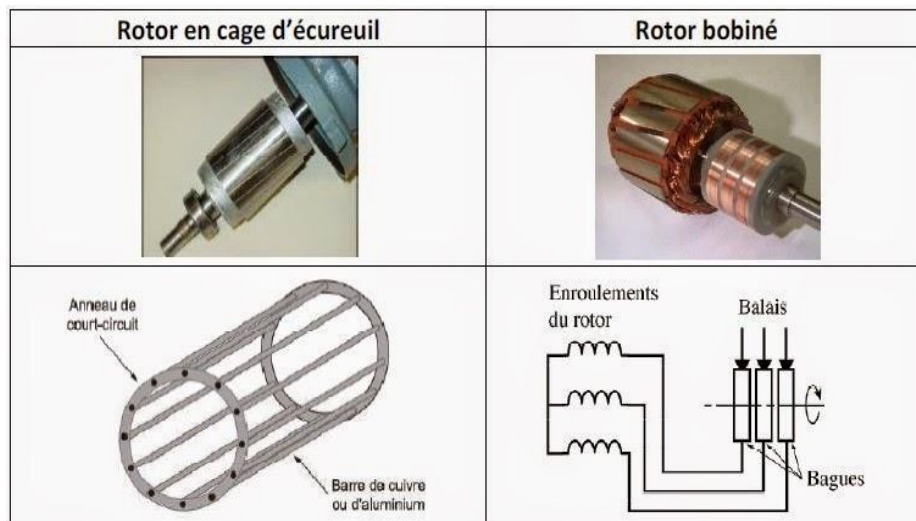


Figure I-2: Stator

I-4-2-Rotor :

Partie libre en rotation comportant des conducteurs qui seront soumis au champ tournant. Ces conducteurs peuvent être soit des bobines, soit des barres de cuivres ; on parle alors de rotor en court-circuit. La rotation possible grâce aux paliers supporte par la carcasse. C'est-à-dire il existe deux types :

- a) **Rotor à cage** : constitué par un emplie de tôle percées de trous dans les quelle on loge des barres conductrices, ces barres réunies à leur extrémité spire des couronnes conductrices, ce qui constitue une véritable cage d'écureuil.
- b) **Rotor bobiné** : au lieu de loger des barres dans le fer du rotor, on peut disposer des conducteurs dans les encoches et réaliser un bobinage polyphasé (généralement triphasé)



I-5-Principe de fonctionnement du moteur asynchrone:

Le principe de fonctionnement du moteur repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, les trois enroulements statoriques alimentés par un réseau triphasé équilibré créent dans l'entrefer un champ magnétique tournant à la fréquence de rotation de synchronisme n_s . Les conducteurs du rotor sont soumis à ce champ tournant. Ils sont alors traversés par des courants de Foucault induits d'après la loi de Lenz ("les courants induits s'opposent par leurs effets la cause qui leur donnent naissance"). Les enroulements du rotor étant en court-circuit, la circulation des courants est alors possible. Les forces de Laplace qui en résultent exercent des moments sur le rotor.

Le rotor tourne alors à la fréquence de rotation N . De par son principe, la fréquence de rotation du rotor est inférieure à la fréquence de synchronisme :

Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifeste par un couple électromagnétique qui lance le rotor à une vitesse N en essayant d'atteindre la vitesse synchrone N_s .

La vitesse de rotation du champ tournant statorique N_s , appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation f (Hz) et au nombre de paires de pôles p de chacun des enroulements par : $N \text{ (tr/mn)} = 60f/p$. On définit le glissement par l'expression : $g = \frac{(N_s - N)}{N}$. On l'exprime en %, ordre de grandeur 3 à 5 % (pour le nominal). Notons que le moteur asynchrone est caractérisé :

- ✓ Par la présence d'un seul bobinage triphasé alimenté par une source extérieure au stator.
- ✓ Par la présence d'un bobinage massif en court-circuit au rotor.

I-6- Glissement d'un moteur asynchrone

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une Moteur asynchrone par rapport à une machine synchrone hypothétique construite avec le même stator. Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pourcents : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet Joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement.

$$g = \frac{n_s - n}{n_s}$$

g : Le glissement du moteur asynchrone en pourcentage [sans unités]

n_s : La fréquence de rotation du champ Ben tours par seconde [tr.s^{-1}]

n : La fréquence de rotation du rotor en tours par seconde [tr.s^{-1}] [7].

I-7- Les différentes configurations des moteurs asynchrones :

a) Stator :

Le stator des moteurs asynchrones triphasés est le même que celui du moteur asynchrone ou de l'alternateur, c'est lui qui crée le champ tournant. Il consiste à un bâti d'acier,

contenant un empilage de tôles rainurées pour recevoir les enroulements qui sont divisés en trois bobines séparées, de manière à produire chacune des phases du système triphasé.

b) Rotor :

Dans la réalité le rotor est constitué de tôles empilées de façon à former un cylindre comportant des encoches où sont logés des conducteurs en aluminium coulé ou en cuivre dont les extrémités sont court-circuitées par des couronnes de même nature formant ainsi une "**cage d'écureuil**" comme le montre dans .Le rotor peut recevoir également trois enroulements identiques constitués de conducteurs en cuivre reliés à des bagues servant à les court-circuiter. On à faire dans ce cas à un

"rotor bobiné"[7] .

I-8-Domains :

Le moteur asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car de par sa conception, son cout est relativement moindre à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants.

Cependant, la simplicité de conception de cette machine cache une complexité fonctionnelle assez importante.

Le moteur asynchrone a longtemps été fortement concurrencé par le moteur synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machine-outil), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice; c'est par exemple le cas des éoliennes [6].

I-9- Utilisation Moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur industriel par excellence, les moteurs asynchrones ont, pour leur grande majorité, un rotor à cage. Les progrès accomplis ces dernières années dans l'alimentation et la commande des machines n'ont fait que réduire la part des moteurs asynchrone à rotor bobiné par rapport à leurs homologues à cage d'écureuil.

I-10- Avantages et inconvénients du moteur asynchrone :

Les avantages et les inconvénients du moteur asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

- Les avantages des moteurs asynchrones:

Il y a plusieurs avantages du moteur asynchrone:

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse-coût réduit
- Absence d'un système bagues balais
- Les inconvénients des moteurs asynchrones:

Il y a plusieurs inconvénients du moteur asynchrone:

- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominales.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage
- Non découplage naturel
- Non linéarités

I-11- Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait un survol sur le moteur asynchrone en générale et les domaines d'utilisation et le principe de fonctionnement, on a vu aussi les différents types de le moteur asynchrone tels que le stator et le rotor et terminer par le moteur asynchrone à cage. Enfin nous avons détaillée la variation de la vitesse du moteur asynchrone à cage et les méthodes de réglages de vitesse. dans le chapitre suivant nous allons décrire sur la modélisation du moteur asynchrone.

Chapitre III

Modélisation du

Moteur Asynchrone

II-1 Introduction

Le moteur asynchrone associé à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part à cause des caractéristiques de la machine à induction : faible coût d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique, et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance.

Le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. Á ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse (TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar, l'American Fly, ...etc.). Le moteur asynchrone peut intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs, ...).

Le moteur asynchrone est largement répandue actuellement pour ses qualités bien connues, toute fois, sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques à cause de l'absence de découplage naturel entre flux et couple.

La modélisation du moteur asynchrone est une phase essentielle pour l'élaboration de sa commande; le modèle, peut être obtenu par l'application de la transformation de PARK [2].

II-2 Hypothèses simplification

Les hypothèses couramment posées sont :

- Entrefer constant,
- Effet des encoches négligé,
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constant,
- Pertes ferromagnétique négligeables.

II-3 Modèle dynamique du MAS [1]

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil étudié dans notre cas est un moteur triphasée dont la représentation des différents enroulements statoriques et rotoriques est donnée dans la figure II-1:

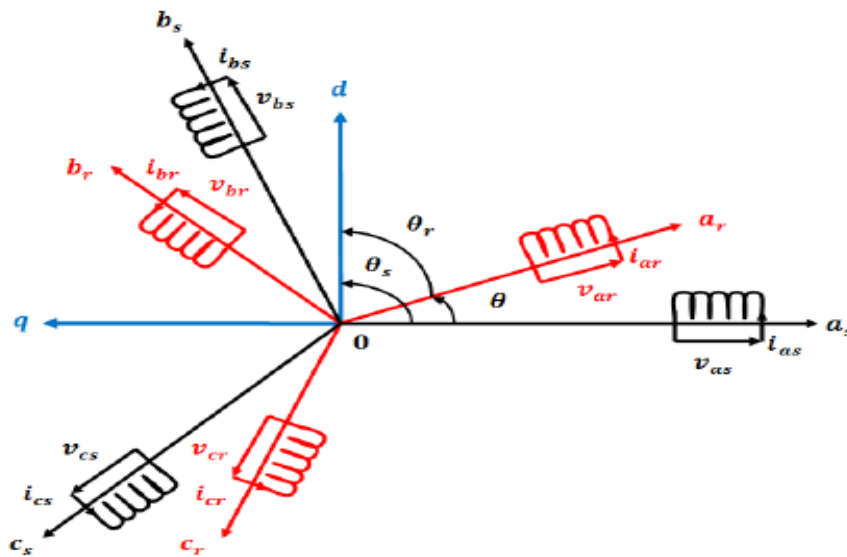


Figure II-1: Représentation du MAS en régime quelconque

Le référentiel lié au stator est noté $(abc)_s$, celui lié au rotor est noté $(abc)_r$. Le repère rotorique fait un angle électrique $p\theta$ par rapport au repère statorique. Dans ce cas, p représente le nombre de paires de pôles et θ la position du rotor.

II-4 Mise en équation du MAS

Beaucoup de représentations sont adoptées pour cette mise en équation selon le référentiel choisi pour repérer les enroulements statoriques et rotoriques, le comportement du moteur asynchrone peut être traduit par trois types d'équations ;

- Equations électriques,
- Equations magnétiques,
- Equations mécaniques.

⚡ Equations électriques

La loi de Faraday et la loi d'ohm permettent de relier les tensions appliquées sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages comme suit :

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

Avec les hypothèses citées ci-dessus les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$[V_{sabc}] = R_s [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}]$$

$$[V_{rabc}] = R_r [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (\text{II.2})$$

$[V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$ est le vecteur des tensions statoriques ;

$[i_{s abc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$ est le vecteur des courants statoriques ;

$[\varphi_{s abc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$ est le vecteur des flux statoriques ;

$[i_{r abc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ est le vecteur des courants rotoriques ;

$[\varphi_{r abc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$ est le vecteur des flux rotoriques ;

L'écriture développée de l'équation (II.2) est donnée comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \\ V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 3})$$

✚ Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

Le stator :

$$[\varphi_{s abc}] = [L_{s abc}][i_{s abc}] + [M_{sr}][i_{r abc}] \quad (\text{II.4})$$

La rotor:

$$[\varphi_{r abc}] = [L_{r abc}][i_{r abc}] + [M_{rs}][i_{s abc}] \quad (\text{II. 5})$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

On désigne par:

$[L_{ss}]$: matrice d'inductances statorique

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

$[M_{sr}]$: matrice d'inductances mutuelles statorique

$[M_{rs}]$: matrice d'inductances mutuelles rotoriques

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II. 6})$$

Avec

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statorique.

l_r : Inductance mutuelle entre phases rotorique.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 7})$$

M : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phase statorique et rotorique.

Equations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, ...etc.), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles.

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega \quad (\text{II. 8})$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante:

$$\omega_r = p \Omega_r$$

Avec :

C_r : couple de charge

C_e : couple électromagnétique

f : coefficient de frottement

J : moment d'inertie

ω_r : la vitesse angulaire de la moteur Ω_r

p : nombres des pôles

II-5 Transformation triphasée – diphasée

Le but de cette transformation est de passer d'un système triphasé (a, b, c) vers un système diphasé (α, β) il existe principalement deux transformation : Clarke et Concordia et Park

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $3/2$) tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.

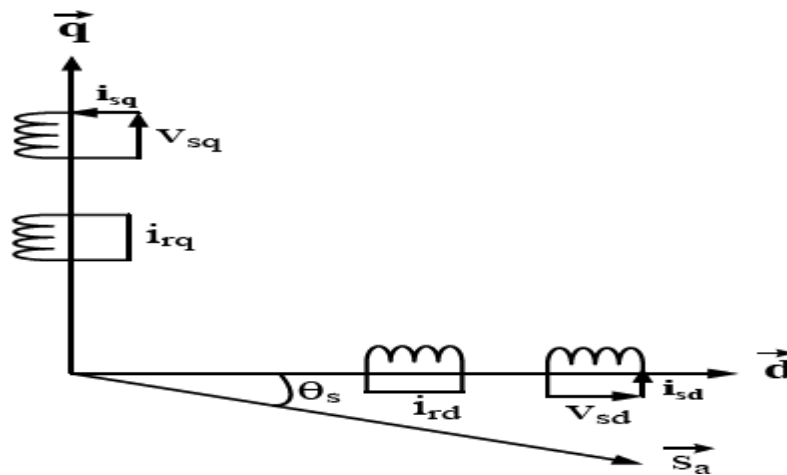


Figure II-2: Représentation du système biphasée du MAS.

II-5-1 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q . L'angle θ_s qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle θ_r pour les grandeurs du rotor. On transforme donc l'enroulement triphasé statorique et l'enroulement triphasé rotorique en trois enroulements orthogonaux : direct, quadrature et homopolaire. Dans la théorie de Park, la transformation est unique pour les courants, tension et flux.

La matrice de Park est donnée par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

La matrice inverse est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

En appliquant la transformation de Park aux équations (II.3) à (II.5), on obtient les équations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ V_{dr} &= 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ V_{qr} &= 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{II. 11})$$

La transformation les relations entre les flux et les courants sont :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ M = \frac{3}{2} L_m \\ L_r = l_r - M_r \end{cases} \quad (\text{II. 13})$$

: inductance propre cyclique d'une phase stator. L_s

: inductance propre cyclique d'une phase rotor. L_r

L_m : inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

II-5-2. Transformation de Concordia

La transformée de Concordia, notée $T(\alpha\beta_0)$ permet de réduire le nombre d'équations électriques de six à quatre. Le système de coordonnées $(a b c)$ est ainsi transformé en un système de coordonnées orthogonales (α, β) . Cette transformation est réalisée grâce à la matrice de transformation $[T(\alpha\beta_0)]$. Le choix d'une transformation normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie. Nous allons utiliser dans la modélisation de la machine asynchrone la transformation de Concordia qui nous permet d'écrire :

$$[X_{\alpha\beta_0}] = [T_{\alpha\beta_0}] [T_{abc}]^2$$

avec $[T_{\alpha\beta_0}] =$

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

Où $[X_{\alpha\beta_0}]$ représente les grandeurs de chaque phase de la machine. la matrice de transformation inverse est donnée par $[T_{\alpha\beta_0}]^{-1} = [T_{\alpha\beta_0}]^T$, à cause de l'orthonormalité de $[T_{\alpha\beta_0}]$

Comme l'alimentation triphasé symétrique impose $\sum i = 0$, on peut vérifier que d'après l'équation $i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + i_b + i_c)$. par conséquent, le courant et donc le flux s'annulent sur l'axe homopolaire. Ceci nous permet de simplifier la matrice de transformation en supprimant la dernière ligne de $[T_{\alpha\beta_0}]$

$$[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

$$X_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta} X_{abc}$$

La transformation inverse est donnée par :

$$X_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta}^T X_{abc}$$

II-5-3 Choix du Référentiel [2]

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent de l'objectif de l'application.

II-5-3-1 Référentiel lié au stator (d, q)

La position des axes d, q par rapport aux axes statoriques et rotoriques est la suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r \quad (\text{II. 16})$$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilise pour l'étude du démarrage et du freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

II-5-3-2 Référentiel lié au rotor

Ce type de référentiel est caractérisé par les relations suivantes :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0 \quad (\text{II. 17})$$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilise pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones ou la vitesse de rotation est constante.

II-5-3-3 Référentiel lié au champ tournant

La position des axes d, q par rapport aux axes statoriques est la suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r = \omega \quad (\text{II. 18})$$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues et lorsqu'on veut étudier les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante.

II-5-4 Représentation d'état du Moteur Asynchrone

Une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état. Cette représentation permet de donner une description plus détaillée d'un système. En reprenant les équations (II.11), (II.12) on obtient le modèle non linéaire du moteur sous forme de représentation d'état :

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

$$Y = [C][X]$$

Tel que:

$$[X] = [i_{sa} \ i_{s\beta} \ \varphi_{ra} \ \varphi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[A] : \text{Matrice d'évolution d'état du système.}$$

$$[B] : \text{Matrice de commande du système.}$$

$$[U] = [V_{sa} \ V_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande}$$

La représentation d'état est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \varphi_{rq} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega_r \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

Sous la forme matricielle:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r \cdot T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r \cdot T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 21})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} : \text{coefficient du fuite totale .}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{constante de temps rotorique,}$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique,

$\omega_r = p\Omega_r$: la pulsation mécanique du rotor, et p étant le nombre de paires de pôles.

II-6-Modélisation de l'onduleur de tension [4]

Dans notre travail nous allons choisir l'onduleur de tension commandé par la technique de modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), la modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation du moteur asynchrone.

Du fait que les constantes de temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux. La figure (II-3) représente le schéma de cet onduleur et son modèle. Les six interrupteurs de l'onduleur relient les deux bornes de la source continue de tension aux trois phases de la machine. Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif "o" de la source. Une fonction logique décrit l'état de chaque interrupteur, sa valeur vaut un (1) si l'interrupteur est fermé et zéro (0) s'il est ouvert.

Cette fonction est définie par :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad \text{avec } i = 1,2,3$$

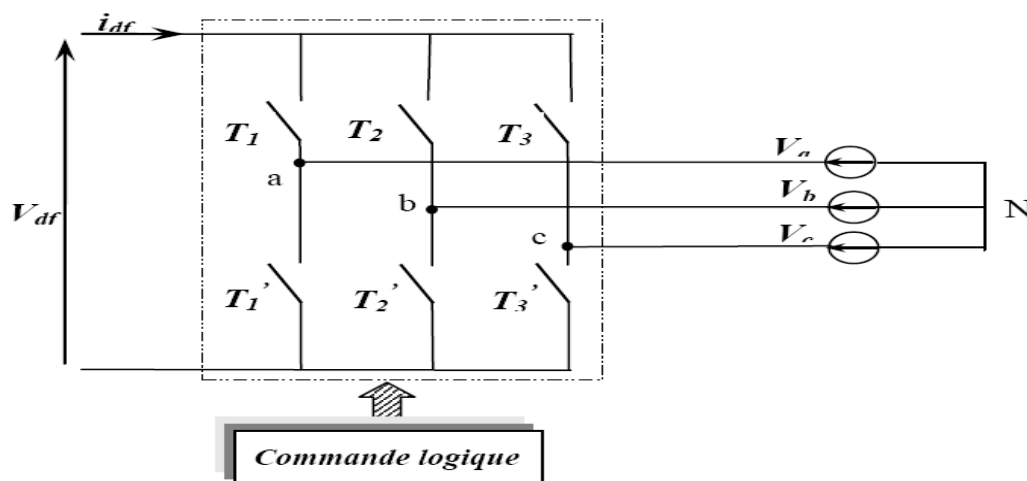


Figure II-3: Représentation simplifiée de l'onduleur.

Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur par rapport au point N sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} V_{aN} &= F_1 V_{df} \\ V_{bN} &= F_2 V_{df} \end{aligned} \quad (\text{II. 23})$$

$$V_{cN} = F_3 V_{df}$$

Les tensions composées de l'onduleur se déduisent en utilisant les fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{aN} - V_{bN} = V_{df}(F_1 - F_2) \\ U_{bc} &= V_{bN} - V_{cN} = V_{df}(F_2 - F_3) \end{aligned} \quad (\text{II. 24})$$

$$U_{ca} = V_{cN} - V_{aN} = V_{df}(F_3 - F_1)$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme suit :

$$V_{aN} = V_a = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \quad (\text{II. 25})$$

$$V_{bN} = V_b = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3}$$

$$V_{cN} = V_c = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3}$$

L'expression sous forme matricielle des tensions simples de l'onduleur, au moyen des fonctions logiques de connexion est obtenue à partir des équations (II.26) et (II.27) :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{df} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 26})$$

On encore :

$$[V_{abc}] = V_{df} [T_c] [F] \quad (\text{II. 27})$$

Avec :

$$[T_c] = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 28})$$

$[T_c]$: Matrice de transfert continu alternative.

Le courant à l'entrée de l'onduleur peut s'écrire en fonction des courants de la charge par la relation :

$$I_{df} = F_1 V_a + F_2 V_b + F_3 V_c \quad (\text{II. 29})$$

Avec :

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (\text{II. 30})$$

Lorsque le neutre de la charge est isolé

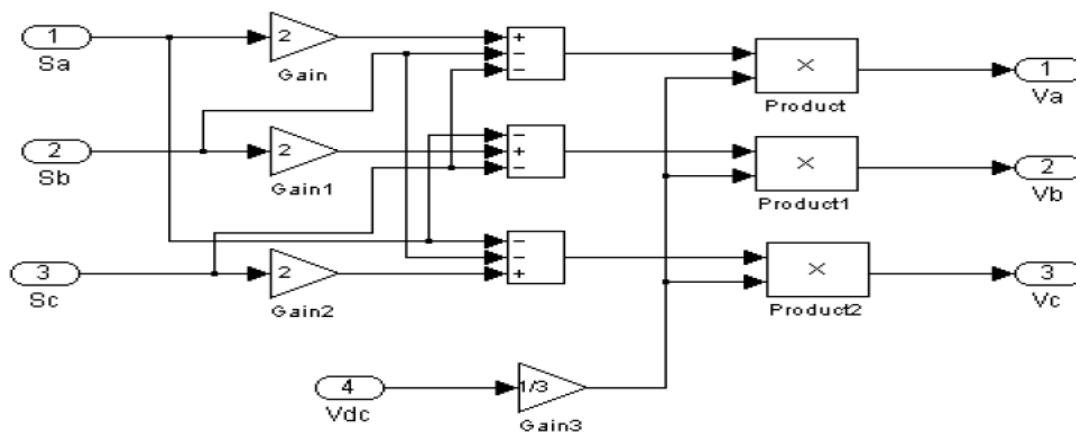


Figure II-4: Schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

II-7 Stratégie de commande de l'onduleur [1]

De nombreuses lois de commande sont mises en œuvre pour aboutir à une onde à MLI. Historiquement c'est la sinus-triangle - connue également sous l'appellation "méthode de sous oscillation" - qui fut la première utilisée ; cependant, elle demeure la technique la plus fréquemment utilisée en raison de sa grande simplicité.

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisé par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple

électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle à comme avantages :

- Variation de la fréquence de la tension de sortie,
- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

D'autre part les conséquences de ces deux avantages sont :

- Minimisation de la distorsion du courant,
- Faible coût du filtre de sortie.

II-8 Commande par modulation de la largeur d'impulsion MLI [8]

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Le principe de cette stratégie est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. Pour un entraînement à courant alternatif performant, on préfère une stratégie de commande évoluée.

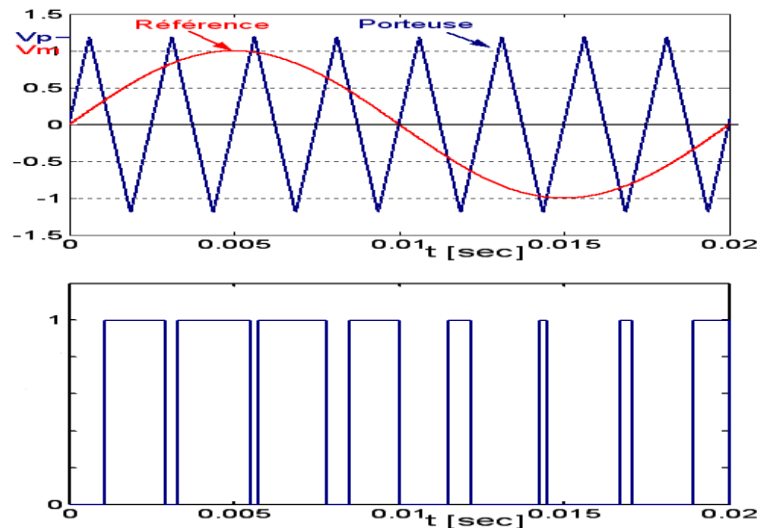


Figure II-5: La modulation sinus-triangular pour une phase

II-9 Simulation du MAS

La figure (II-6) représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. le MAS est directement alimentée par le réseau triphasé (220/380V, 50Hz).

Les paramètres du MAS utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe. les tensions d'alimentation sont sinusoïdales, d'amplitudes constantes et dont les valeurs instantanées sont données par les équations:

$$V_{as} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t)$$

$$V_{bs} = \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{cs} = \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II. 31})$$

Ou

V_{eff} : Valeur efficace de tension

$\omega_s = 2\pi f$: Pulsation du réseau

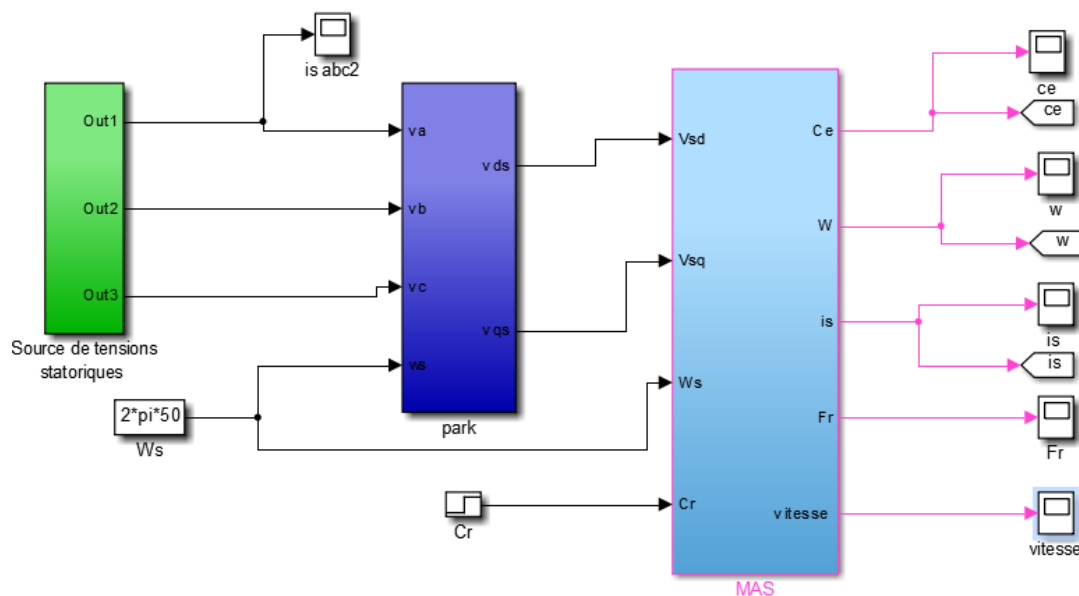


Figure II-6:Schéma bloc de simulation du MAS

III-9-1 de simulation du MAS sans onduleur

- Démarrage à vide:

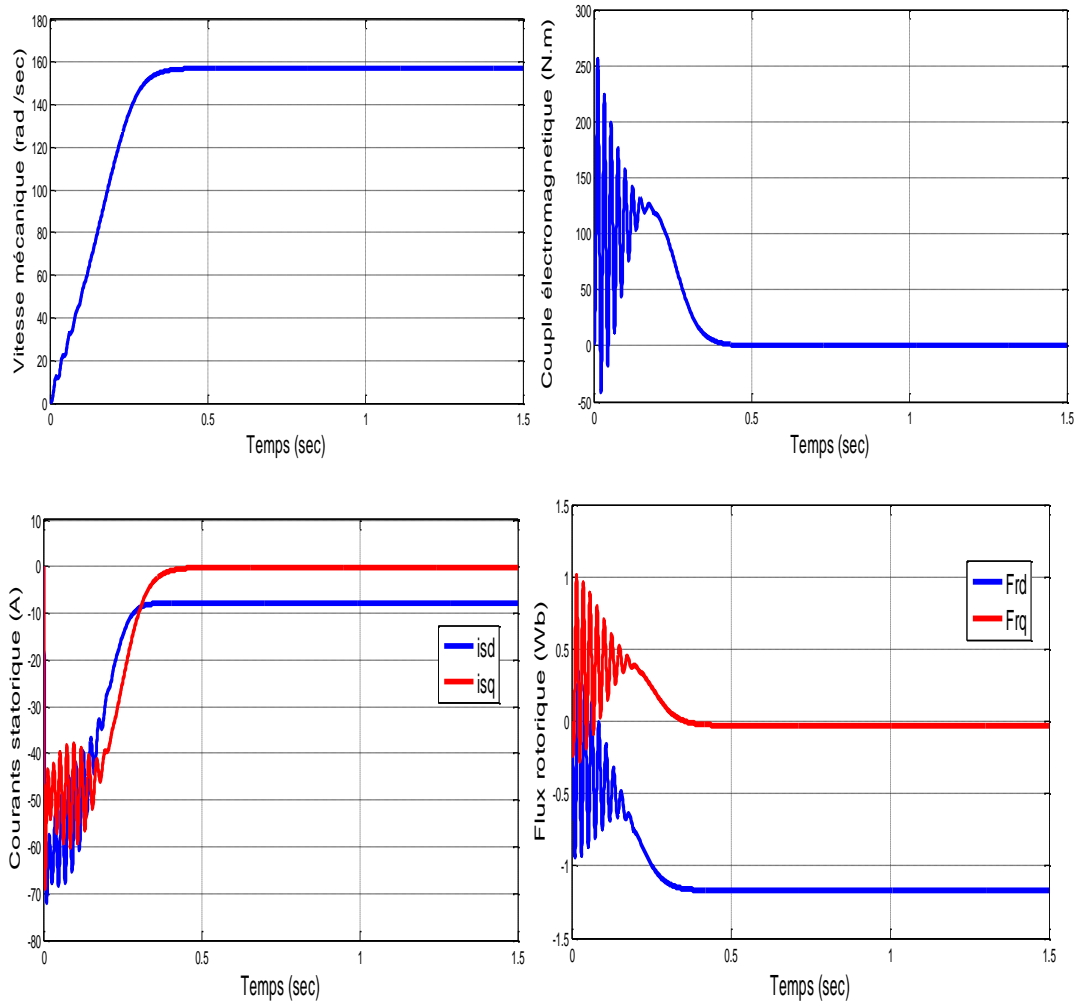
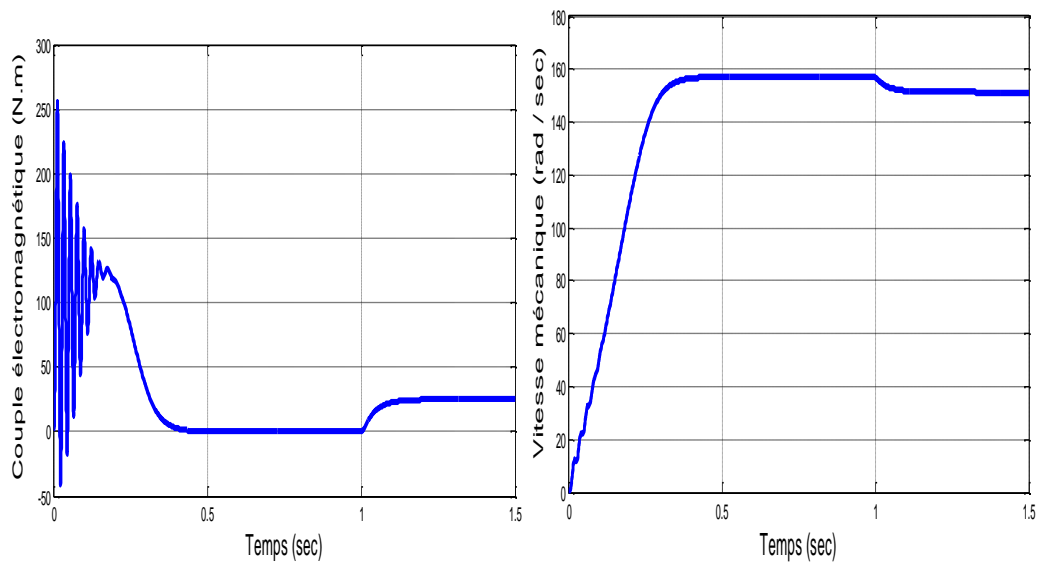


Figure II-7: Résultats de simulation du modèle en tension du MAS lors démarrage a vide

- En charge :(Cr=25 N.m)



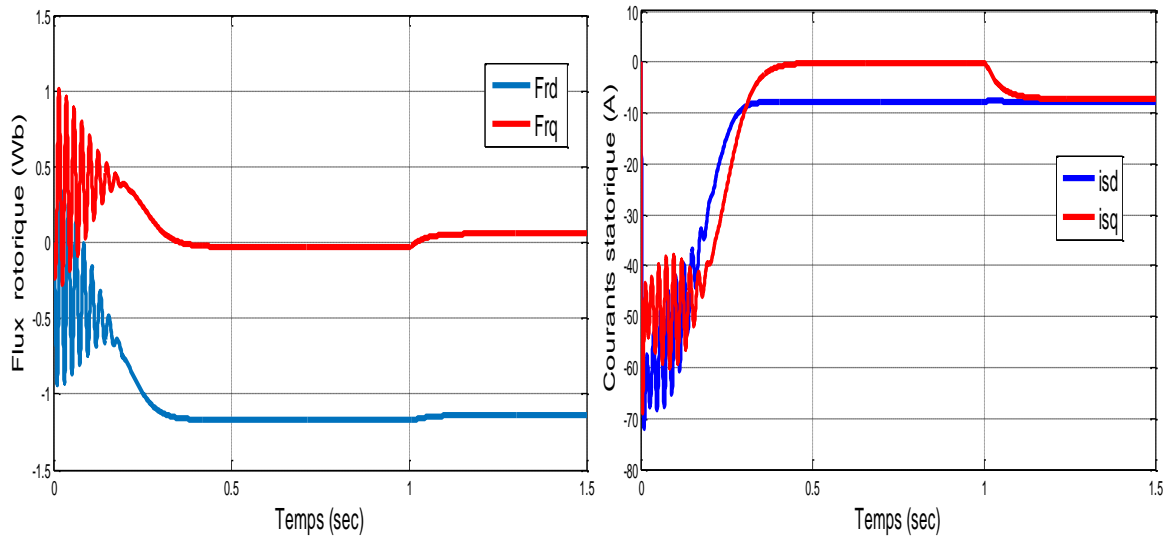


Figure II-8: Résultats de simulation du modèle en tension du MAS en charge

II-9-2 Schéma bloc du MAS avec onduleur

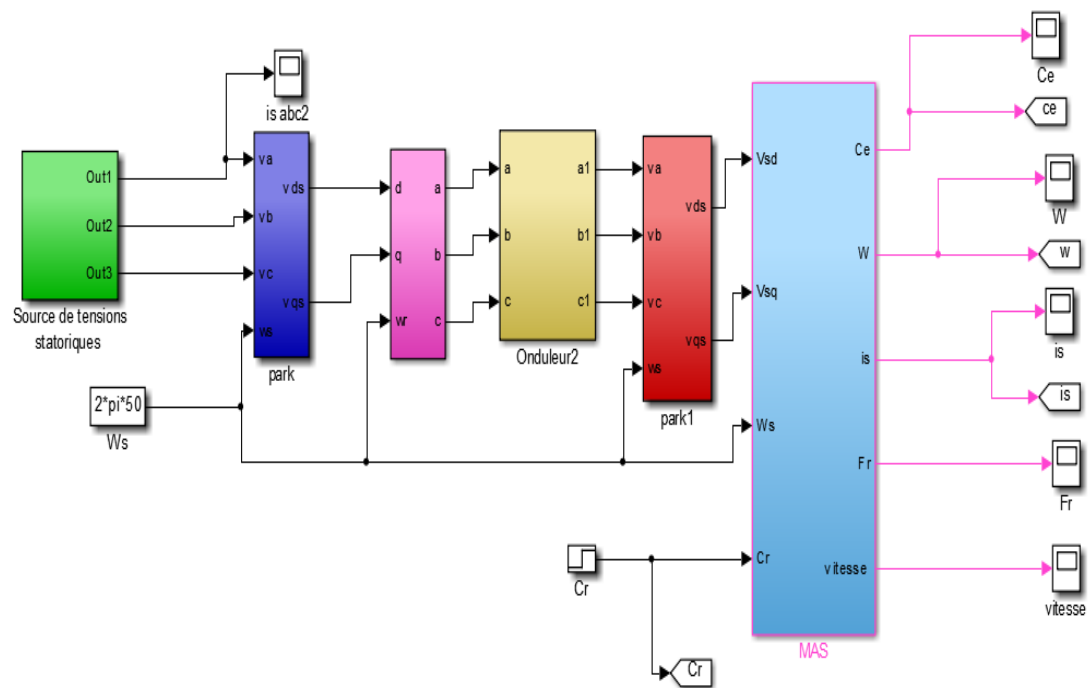


Figure II-9: Schéma bloc de simulation du MAS alimenté par onduleur

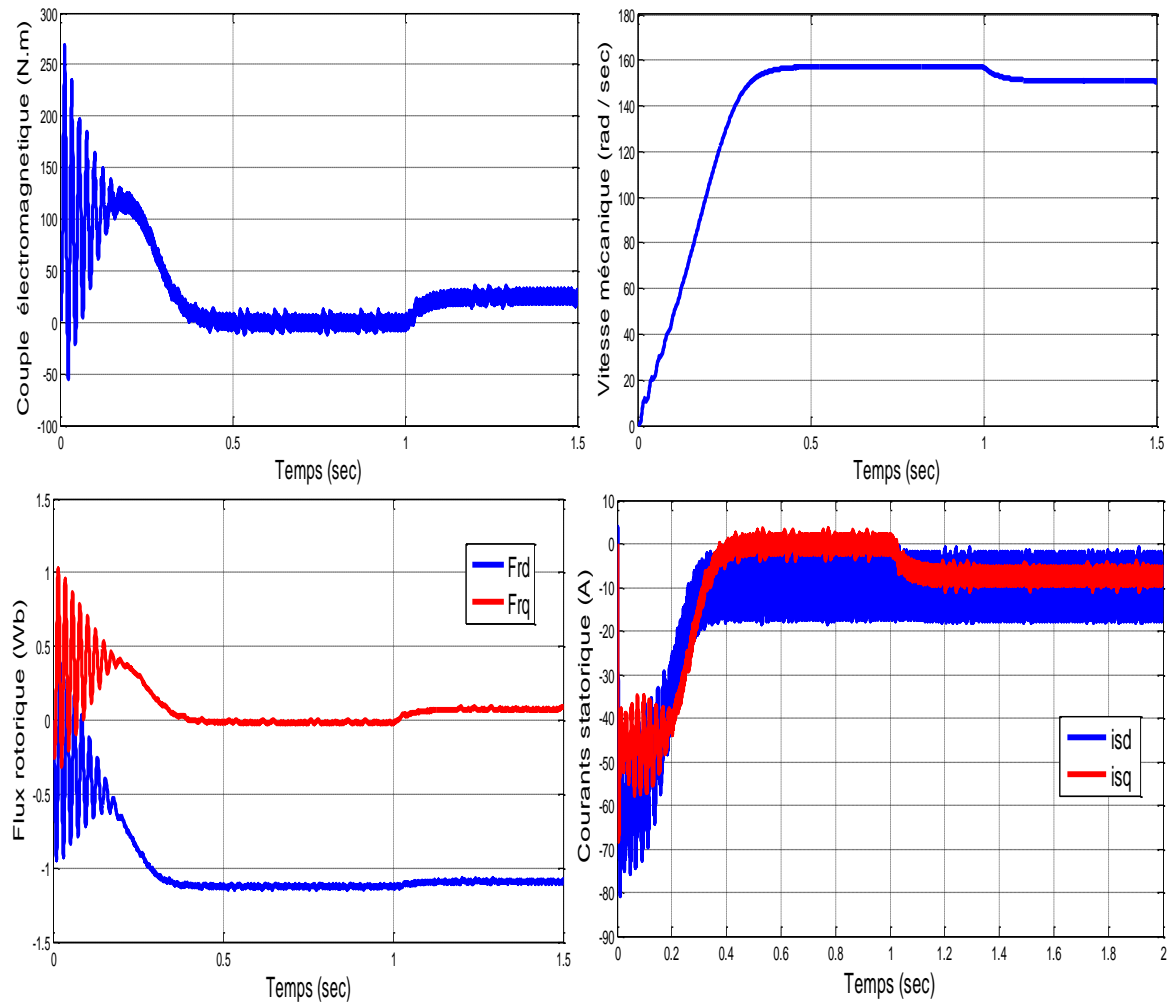


Figure II-10: Résultats de simulation du modèle en tension du MAS en charge

II-9-2 Schéma bloc du MAS avec onduleur

Lors de régime transitoire de démarrage à vide, le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro), le courant i_{sd} se stabilise à une valeur proche de zéro alors que le courant i_{sq} prend une valeur constant.

On remarque également que les flux rotorique subissent une chute causée par la charge imposée.

L'oscillation de couple est l'élément marquant de cet oscillogramme, il est fortement pulsatif, présente au premier instant de démarrage, des battements importants suivi d'un nombre d'oscillation, le couple tend vers zéro pour le démarrage à vide .Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence $C_r=25$ N.m. on constate qu'au démarrage à vide, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, puis elle se stabilise à la valeur 157 rad/s après un certain temps

(temps de réponse estimé de $t=1s$) mais quand on applique une charge donnée par $C_r=25$ N.m , on constate une diminution de la vitesse, suite à la charge appliquée qui tend à freiner le moteur. Après un certain temps dépendant de l'inertie de la charge entraînée la vitesse de 157 rad/s à 150.8 rad/s.

II -10 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, on s'est intéressé à l'établissement de modèle du moteur asynchrone associé à une source d'alimentation purement sinusoïdale et cela à partir des équations du moteur généralisé.

Ce chapitre a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques du moteur asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par MATLAB sont valables.

Le modèle du moteur simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers le système biphasé linéarisé de PARK. Les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de PARK d'une moteur asynchrone.

Chapitre III

Commande Backstepping du Moteur Asynchrone

III-1 Introduction

La linéarisation globale par bouclage n'est souvent pas possible, les systèmes ne sont en générale que partiellement linéarisable puisque le modèle d'un procédé même relativement complexe, n'est jamais parfait.

La théorie de la commande non linéaire a été le sujet de développements intenses pendant les deux dernières décennies. Les techniques développées dans ce secteur sont appliquées à l'étape de la conception et à l'exécution des modèles de commande dans les systèmes non linéaires. Actuellement ces derniers sont devenus plus structurés et mieux développés. L'un des techniques les plus connues est la théorie de Backstepping. Cette méthode est fondée sur la conception récursive de la loi de commande basée sur la théorie de Lyapunov.

III-2 Méthode de Lyapunov [1]

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéaires le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De tels fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé.

La technique du Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité. L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

stable, si son énergie mécanique totale, diminue avec le temps», Lyapunov a pu décrire une fonction similaire ayant les propriétés de l'énergie et pour laquelle l'analyse de stabilité devient plus commode

a- Première method de Lyapunov

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global . de plus, dû aux

approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

b- Deuxième méthode de Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système.

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état X , consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini, dont la dérivée dV/dt est semi-définie et de signe opposé dans le même domaine.

III-3 Commande Backstepping [3]

III-3-1 Principe

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du Backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multi variable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov décommande (CLF).

III-3-2 Méthode générale de synthèse par Backstepping

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\
\dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\
&\vdots \\
\dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u
\end{aligned} \tag{III. 1}$$

Avec $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in R^n \quad u \in R$

Afin d'illustrer la procédure récursive de la méthode Backstepping, on considère que la sortie du système $y = x_1$ désire suivre le signal de référence y_* . Le système étant d'ordre n , la mise en oeuvre s'effectue en n étapes.

- **Etape 1**

On commence par la première équation du système (III.1), où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. La première référence désirée est notée :

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_* \tag{III. 2}$$

Ce qui conduit à l'erreur de régulation suivante :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \tag{III. 3}$$

Ainsi sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \tag{III. 4}$$

Pour un tel système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{III. 5}$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \tag{III. 6}$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité pour la dynamique de (III.4). Pour cela, prenons : $x_2 = \alpha_1$ telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (\text{III. 7})$$

$k_1 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.4) sera donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{III. 8})$$

Ce qui implique

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1 \leq 0 \quad (\text{III. 9})$$

- **Etape 2**

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent (III.4):

$$(x_2)_* = \alpha_1 \quad (\text{III. 10})$$

D'où l'erreur de régulation

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{III. 11})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1 = f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 \quad (\text{III. 12})$$

Pour le système (III.12), la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \quad (\text{III. 13})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{III. 14})$$

Le choix de x_3 qui stabilisera la dynamique du système (III.12), et rendra \dot{V}_2 négative est :

$$x_3 = \alpha_2 \quad (\text{III. 15})$$

Telle que :

$$f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1 = -k_2 e_2 \quad (\text{III. 16})$$

$k_2 > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système (III.12) sera donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{III. 17})$$

Avec :

$$\alpha_1 = \frac{g_0(x_1)[-k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)]g_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{III. 18})$$

Un tel choix implique que :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{III. 19})$$

- **Etape n**

Maintenant, la nouvelle référence désirée sera la variable de commande pour le sous système précédent :

$$(x_n)_* = \alpha_{n-1} \quad (\text{III. 20})$$

D'où l'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{III. 21})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_n = \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \quad (\text{III. 22})$$

Pour le système (III.22) , la fonction de Lyapunov étendue est :

$$V_n = V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2 = \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2 + \dots + e_n^2] \quad (\text{III. 23})$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dots + e_n \dot{e}_n \\ &= -k_1 e_1 - k_2 e_2 + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (\text{III. 24})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la loi de commande pour le système entier. Un bon choix doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n \quad (\text{III. 25})$$

$k_n > 0$ est une constante de conception.

Ainsi, la loi de commande pour le système sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_{n-1}(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - [f_n(x_1, \dots, x_n)]] \quad (\text{III. 26})$$

Ce qui garanti la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue :

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \quad (\text{III. 27})$$

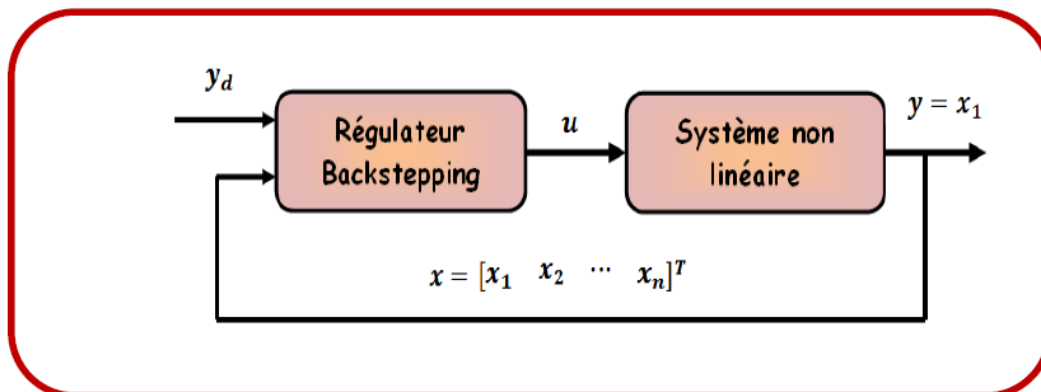


Figure III-1 :Schéma de principe du contrôle par Backstepping

III-4 Application de la commande par Backstepping au moteur asynchrone

L'application de la technique Backstepping au moteur asynchrone est basée sur les étapes suivantes :

- Calculons, pour un sous système, la première commande virtuelle a partir de l'erreur de poursuite $e_1 = y_{ref} - y$ et la dynamique d'adaptation, qui va être utilisée au second étage comme signal de référence pour l'état suivant.
- Déterminons une fonction de Lyapunov de telle sorte que sa dérivée soit négative.
- Répétons l'opération jusqu'au $n^{ème}$ étage (ordre du système) qui nous permet de générer la commande qui garantit la stabilité globale du système et qui va lui être appliquée.

1- Modèle de la MAS (d-q) basé sur la commande vectorielle

Le système d'équations différentielles représentant la machine sera le modèle réduit ci-dessous, l'équation du flux rotorique φ_{rq} est désormais éliminées vu qu'on impose l'orientation du flux rotorique sur l'axe d :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{rd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r}\right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} - \frac{\omega M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3\rho M}{2JL_r} \varphi_{rd} i_{sq} - \frac{C_r}{J} - \frac{f\Omega}{J} \end{array} \right. \quad (III.28)$$

avec :

$u = [V_{sd} \ V_{sq}]^T$: L'entrée de la moteur asynchrone

$y = x_1 = [\varphi_{sd} \ \Omega]^T$: Sa sortie commandée.

$x_2 = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$: Vecteur de courant statorique.

$x = [x_1 \ x_2]^T$: Le vecteur d'état.

Notre objectif est de forcer la sortie $y = x_1$ à suivre leurs références

$\Omega_{réf}$, $\varphi_{réf}$ respectivement.

✚ Premier étape :

L'objectif de cette étape est l'élimination des deux régulateurs de vitesse et de flux. On définit les erreurs et représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse de référence et l'erreur entre le module de flux et sa référence On défini l'erreur de poursuite de la vitesse de rotation et du flux rotorique comme suit :

$$\begin{aligned} e_1 &= \Omega_{réf} - \Omega \\ e_3 &= \varphi_{réf} - \varphi_{rd} \end{aligned} \quad (III. 29)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{réf} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{réf} - \frac{3\rho M}{2JL_r} \varphi_{rd} \dot{i}_{sq} + \frac{C_r}{J} + \frac{f\Omega}{J} \quad (III. 30)$$

$$\dot{e}_3 = \dot{\varphi}_{réf} - \dot{\varphi}_{rd} = \dot{\varphi}_{réf} - \frac{M}{T_r} \dot{i}_{sd} + \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \quad (III. 31)$$

la fonction de Lyapunov est :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (III. 32)$$

Dont la dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e_1 \dot{e}_1 + e_3 \dot{e}_3 \\ &= e_1 \left[\dot{\Omega}_{réf} - \frac{3\rho M}{2JL_r} \varphi_{rd} \dot{i}_{sq} + \frac{C_r}{J} + \frac{f\Omega}{J} \right] + e_3 \left[\dot{\varphi}_{réf} - \frac{M}{T_r} \dot{i}_{sd} + \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \right] \end{aligned} \quad (III. 33)$$

$$\text{Pour que } \dot{V}_2 \text{ négative est } \dot{V} < 0 \Rightarrow \dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_3 e_3^2 \quad (III. 34)$$

Telle que :

$$\begin{aligned}\dot{\Omega}_{réf} - \frac{3\rho M}{2JL_r} \varphi_{rd} i_{sq} + \frac{C_r}{J} + \frac{f\Omega}{J} &= -k_1 e_1 \\ \dot{\varphi}_{réf} - \frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} &= -k_3 e_3\end{aligned}\quad (\text{III. 35})$$

Pour rendre \dot{V} négative, on fait un choix convenable des nouvelles entrées virtuelles $i_{sd\text{ réf}}$ et $i_{sq\text{ réf}}$ De la façon suivante :

$$\begin{aligned}i_{sd\text{ réf}} &= \frac{2JL_r}{3\varphi_{rd}\rho M} \left[\dot{\Omega}_{réf} + k_1 e_1 + \frac{C_r}{J} + \frac{f\Omega}{J} \right] \\ i_{sq\text{ réf}} &= \frac{T_r}{M} \left[\dot{\varphi}_{réf} + k_3 e_3 + \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \right]\end{aligned}\quad (\text{III. 36})$$

k_1 et k_3 sont des constantes positives.

Les figures (III.1) et (III.2) représentent les schémas bloc du calcul des courants et respectivement $i_{sd\text{ réf}}$ et $i_{sq\text{ réf}}$

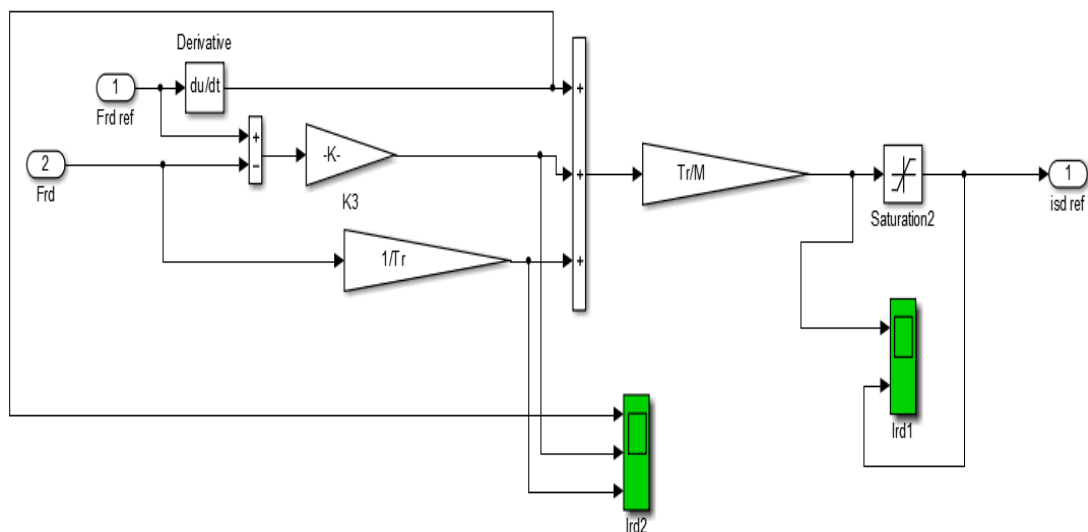


Figure III-2: Schéma bloc de calcul $i_{sd\text{ réf}}$

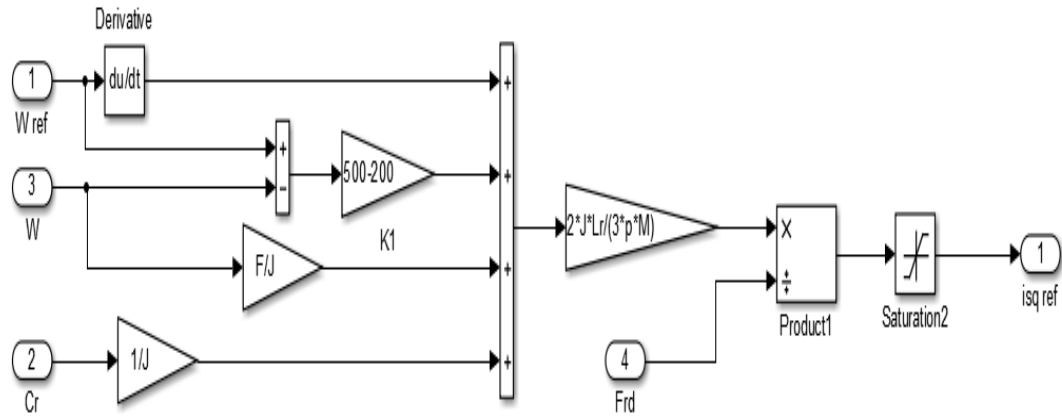


Figure III -3:Schéma bloc de calcul isq réf

Deuxième étape

L'objectif de cette étape est le calcul des tensions de commande. On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références. On définit la fonction candidate de Lyapunov $V(x)$ pour notre système comme suit :

$$e_2 = i_{sd \text{ réf}} - i_{sd}$$

$$e_4 = i_{sq \text{ réf}} - i_{sq} \quad (\text{III. 37})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{e}_1 = i_{sd \text{ réf}} - \dot{i}_{sd} = i_{sd \text{ réf}} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{rd}$$

$$\dot{e}_3 = i_{sq \text{ réf}} - \dot{i}_{sq} = i_{sq \text{ réf}} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \frac{\omega M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{rq}$$

la fonction de Lyapunov est :

$$V_e = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 + \frac{1}{2} e_3^2 + \frac{1}{2} e_4^2 \quad (\text{III. 39})$$

la dérivée fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}_e = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 = \dot{V} + e_2 \dot{e}_2 + e_4 \dot{e}_4 \quad (\text{III. 40})$$

Pour que $\dot{V}_e < 0$, il faut : $\dot{e}_2 = -k_2 e_2$ et $\dot{e}_4 = -k_4 e_4$ (III. 41)

Donc:

$$i_{sd} \dot{r\acute{e}f} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{rd} = -k_2 e_2 \tag{III. 42}$$

$$i_{sq} \dot{r\acute{e}f} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \frac{\omega M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} - \frac{1}{\sigma L_s} V_{rq} = -k_4 e_4 \tag{III. 43}$$

On choisissant la loi de commande suivante :

$$V_{rd} r\acute{e}f = \sigma L_s \left[i_{sd} \dot{r\acute{e}f} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} + k_2 e_2 \right] \tag{III. 44}$$

$$V_{rq} r\acute{e}f = \sigma L_s \left[i_{sq} \dot{r\acute{e}f} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r} \right) i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \frac{\omega M}{\sigma L_s L_r T_r} \varphi_{rd} + k_4 e_4 \right] \tag{III. 45}$$

k_2 et k_4 sont des constantes positives.

Les figures (III.3) et (III.4) repr\^esentent les sch\^emas bloc du calcul des courants et respectivement V_{sd} et V_{sq}

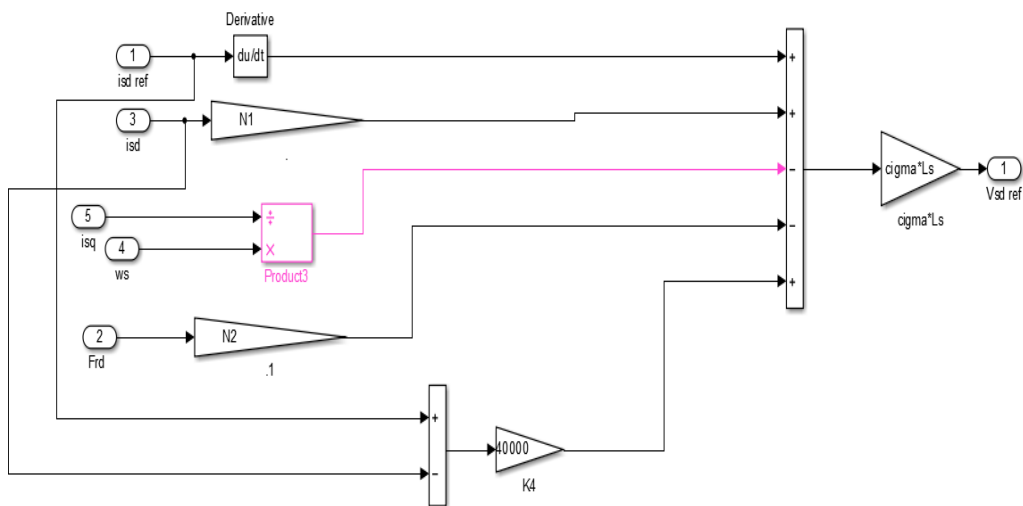


Figure III-4:Sch\^ema bloc de calcul $V_{sd} r\acute{e}f$

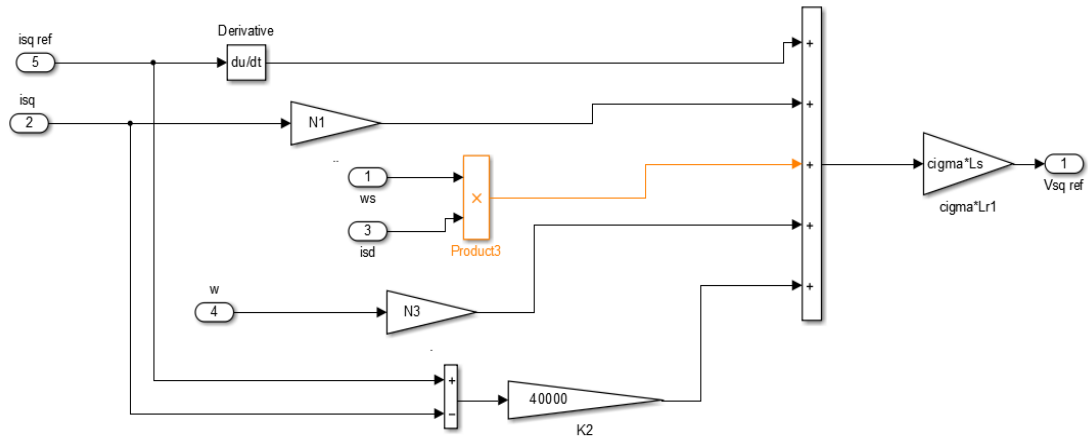


Figure III-5:Schéma bloc de calcul $V_{sd\ réf}$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est négative. Alors notre moteur est stable par la commande Backstepping.

III- 5 Résultats et Simulation de la commande Backstepping du MAS

La figure (III.5) représente les résultats de simulation de la commande par Backstepping de la MAS, la MAS est fonction avec une vitesse de référence de 157rad/s, à l’instant $t=1s$ on applique une charge nominale de valeur 25Nm

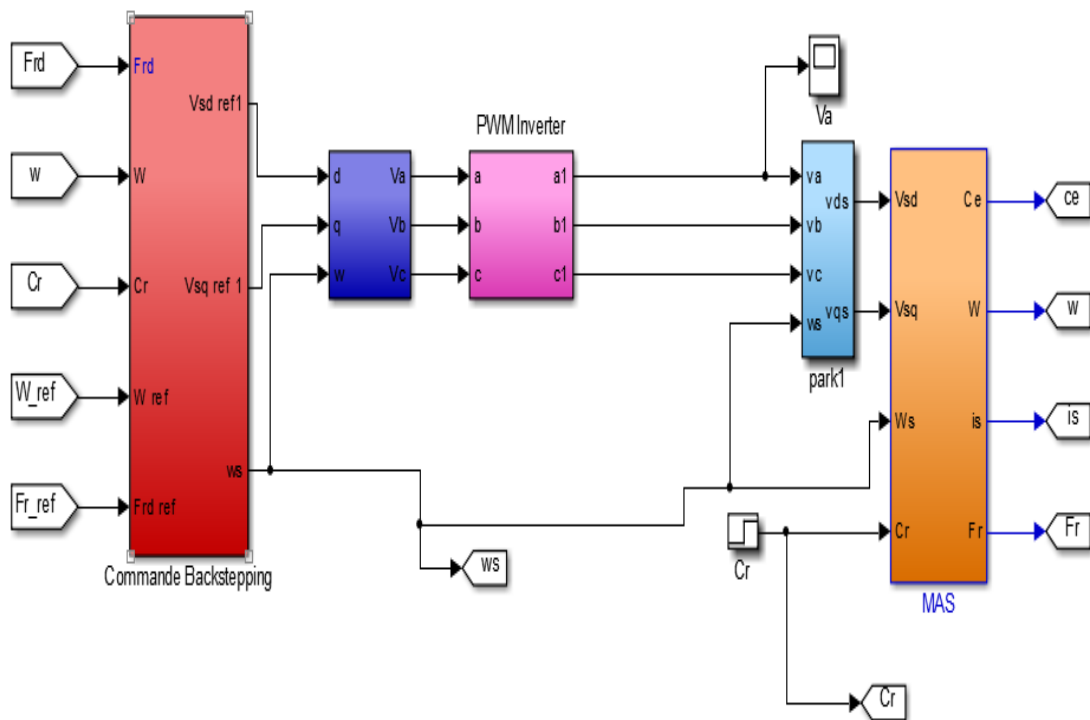


Figure III-6:Schéma bloc de la commande par Backstepping du MAS

1-Test en charge

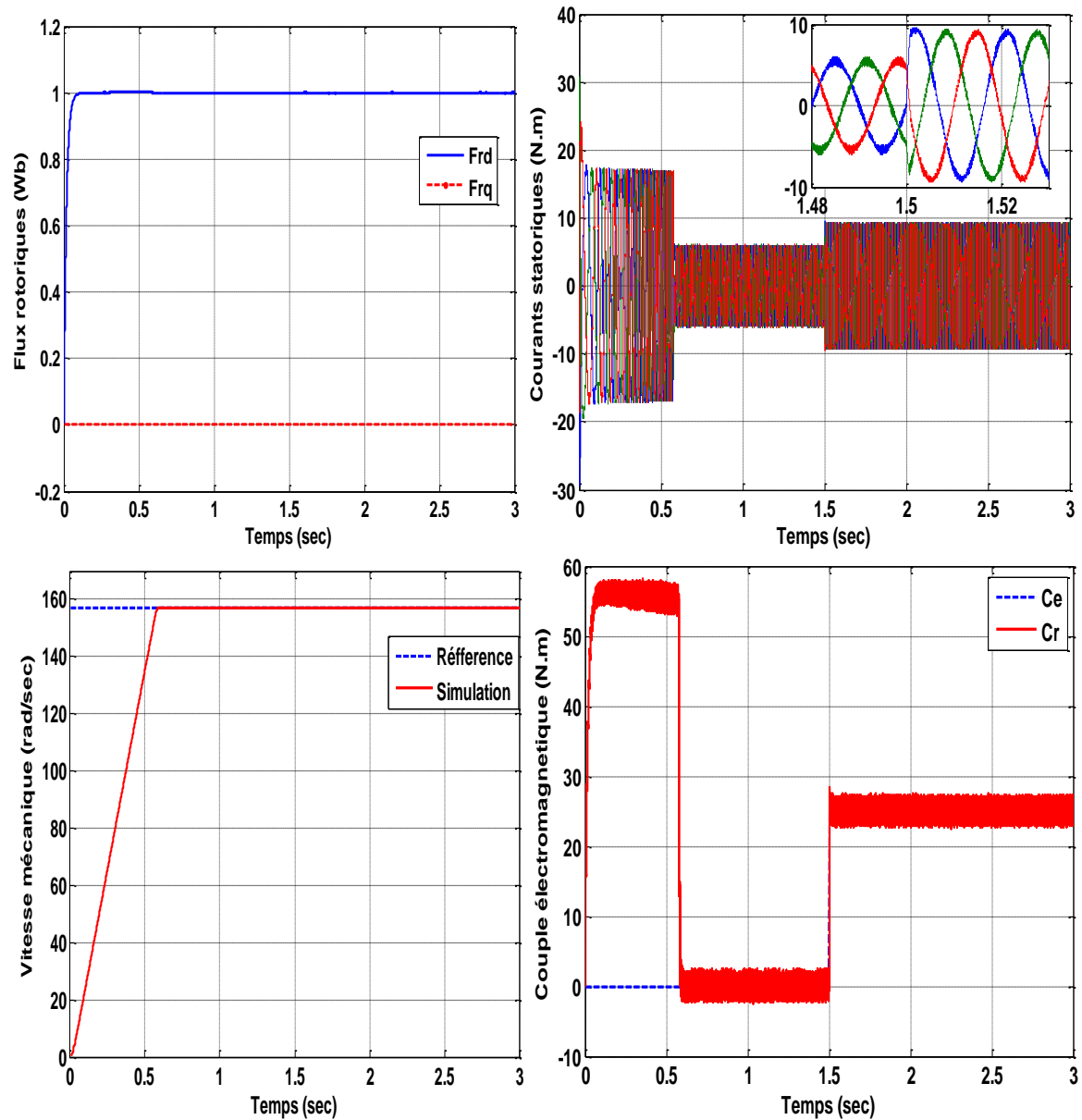


Figure III-7: Résultats de simulation de la commande par Backstepping appliquée au MAS pour un test en charge

On applique un couple de charge de 25 N.m à un l'instant de $t=1$ seconde, on remarque que la vitesse atteint sa valeur de référence pour un temps égale a 0.6s le couple est développé un très grand couple au démarrage (58 N.m) puis le couple s'annule pour $t = 0.6$ s. Le flux est confondu sur sa valeur de référence. Les courants statoriques i_{sd} i_{sq} augmentent de 9 ampères à $t=1.5$ s pour convaincre le couple de charge. On remarque aussi que l'erreur statique et l'erreur de traînage sont nulles.

2-Test de la variation de la charge:

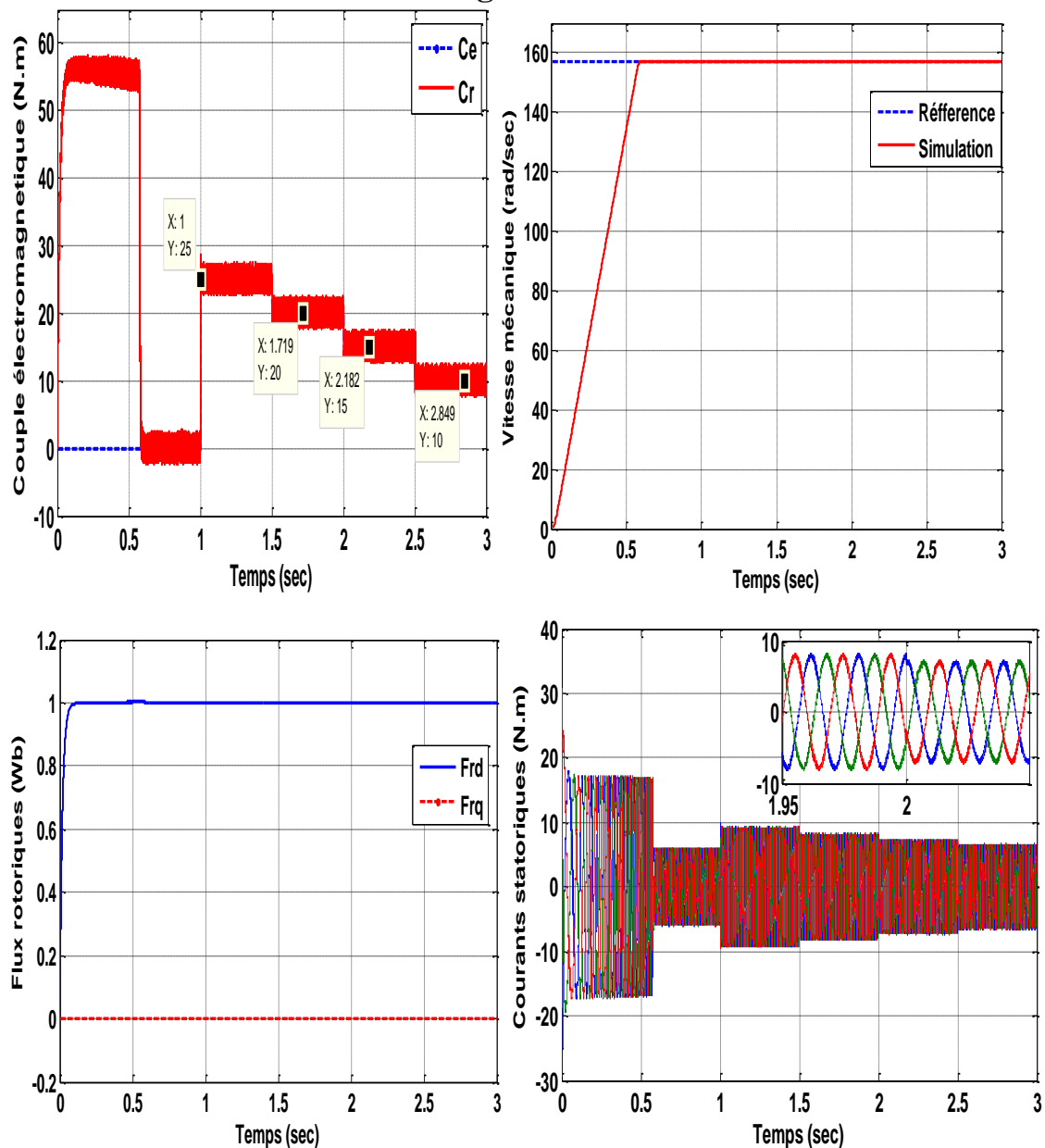


Figure III-8 : Résultats de simulation de la commande par Backstepping appliquée au MAS Test de la variation de la charge

On applique aux instants 1 s, 1.5 s, 2 s et à 2.5 des couples de charges de 25 N.m, 20 N.m, 15 N.m et 10 N.m respectivement.

On remarque que le couple oscille vers leurs valeurs de références.

Pour la vitesse suivie sa valeur nominale qui montre une robustesse contre la variation de la charge Pour le flux, il donne des bons résultats par rapport à ce test avec un découplage parfait entre le flux et le couple.

3-Test de l'inversion de la vitesse:

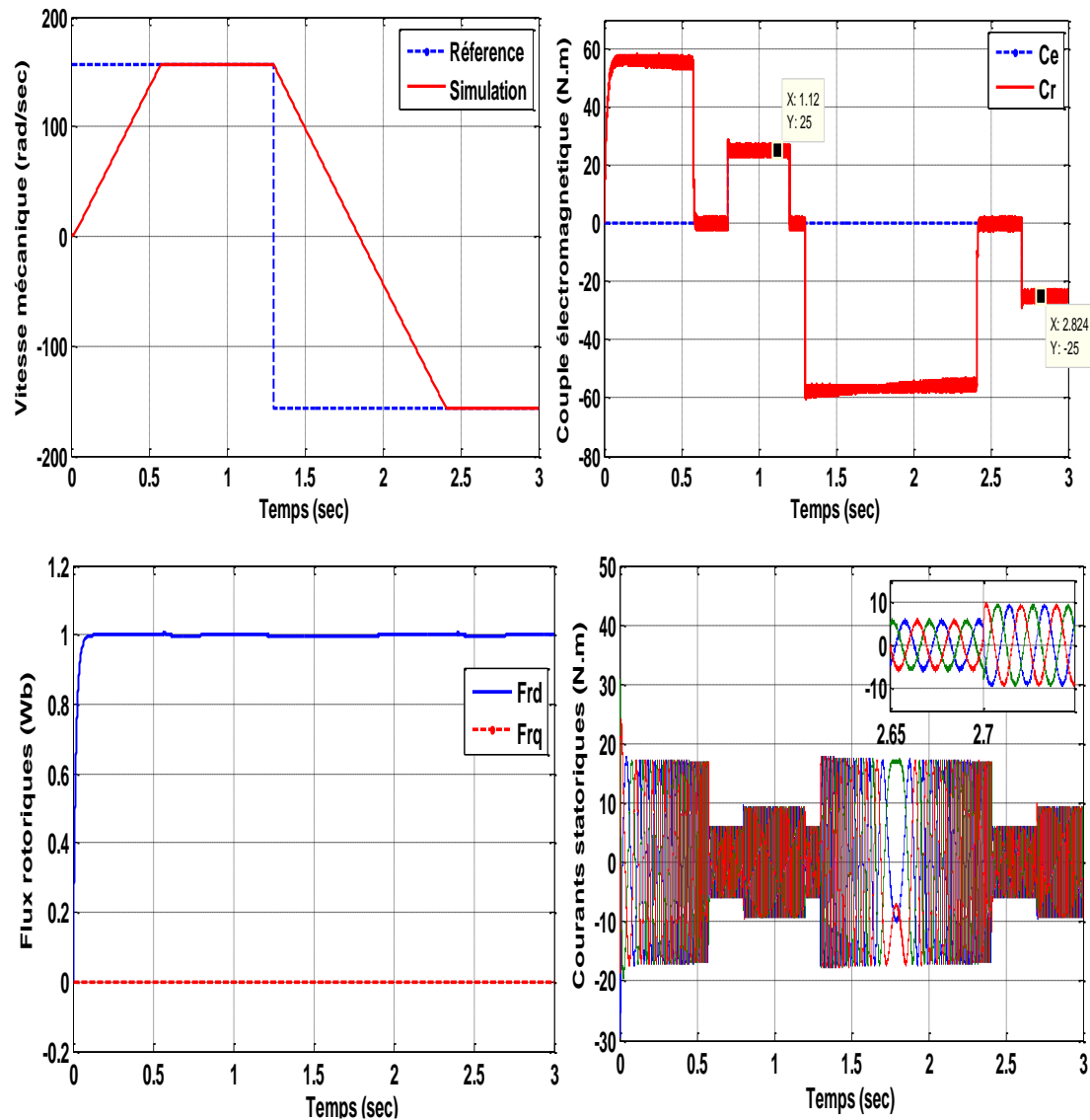


Figure III-9 : Résultats de simulation de la commande par Backstepping appliquée au MAS Pour test inversion de vitesse.

La variation de vitesse c'est le cas de cette phase, on applique une vitesse de 157 rad/s et inversement du sens de rotation de -157 rad/s à $t=1.3s$

D'après ce test, on remarque qu'il ya une bonne convergence de vitesse vers sa valeur de référence. le flux tend vers à sa valeur de référence avec une faible variation lors de variation de vitesse. le couple électromagnétique présente des fluctuations indésirables aux temps de variation de vitesse, et présent un pic ce qui influe aussi sur le courant. le découplage est toujours assuré pour la commande Backstepping.

III-6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la définition de la stabilité au sens de Lyapunov, ainsi que la commande par Backstepping, qui est une méthode basée sur la méthode directe de Lyapunov et on a constaté que la synthèse des lois de commande par cette technique récursives est systématique, et simple, tous en stabilisant notre système.

On a appliqué cette dernière sur le moteur asynchrone. Cette commande est établie étape par étape tout en assurant la stabilité du moteur par un choix convenable de la fonction de Lyapunov.

D'après les résultats de simulation, on constate que la commande Backstepping du MAS est robuste vis-à-vis les perturbations externes. Elle donne des bons résultats au niveau du découplage entre le flux et le couple ainsi au niveau de régulation de vitesse

Conclusion Générale

Conclusion générale

Les systèmes industriels qui requièrent une structure de commande, ont souvent un comportement significativement non linéaire, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires. L'objectif principal de ce mémoire est de synthétiser un algorithme robuste pour une commande efficace du MAS.

Notre travail a consisté à proposer et à étudier la commande Backstepping du moteur asynchrone.

Les structures de commandes ainsi obtenues, emploient, pour le besoin de commande, les grandeurs issues du moteur à savoir le flux rotorique et la vitesse.

On a proposé dans le cadre de ce mémoire :

La modélisation du MAS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la transformation de Park. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge.

La technique de commande par Backstepping, cette commande élimine l'utilisation des régulateurs en les remplaçant par des fonctions de Lyapunov qui doivent être vérifiées en tout moment. Des tests de robustesse vis-à-vis des variations de la charge et la vitesse ont montré la qualité de ce type de contrôle. L'idée de base est l'application de Lyapunov pour la machine asynchrone. A l'issue de ce travail, nous exposons une synthèse des résultats et de simulation obtenus afin d'établir les perspectives futures envisagées.

Afin de faire face aux variations du couple de charge. Les résultats de simulation nous ont montré la robustesse de cette commande face à ses variations.

- [1] **Benheniche Abdelhak** "Etude Comparée des différentes techniques de commande de la machine Asynchrone." Thèse de Doctorat université Badji Mokhtar Annaba 2016 .
- [2] **Bensetti Nour el islam et Boukhachba Mimouna.** «Commande par Backstepping de la machine asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux» "mémoire master Académique Kasdi Merbah Ouargla 2017.
- [3] **Tidjani Abd el Jaouad et Al Amoudi Badreddine** " Identification paramétrique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil par la technique «optimisation d'essaim de particules» " mémoire master Académique Kasdi Merbah Ouargla 2016
- [4] **A. Chaiba** "Commande de la machine asynchrone a double alimentation par des technique des l'intelligence artificielle" Magister en électrotechnique de l'université de Batna 2010.
- [5] **Mouad Oubidar. Sedik Bendaoud.** « Machine synchrone/asynchrone ». Projet de fin d'étude en ingénierie dans le cadre du programme en génie électromécanique Université du Québec, 30 Avril 2010.
- [6] **Djediai Djedidet Hammi Hicham ,**" Etude et modélisation du moteur asynchrone à double cage " mémoire master académique université kasdi Merbah Ouargla 2016.
- [7] **Boudjtat Walid & Himoura Abelkader.** " «Etude et Simulation d'une Machine Asynchrone Alimente Par un Onduleur de Tension a Commande MLI » " Université Badji Mokhtar-Annaba
- [8] **BOUKAROURA Abdelkader** "Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond Graph " Mémoire de Magister en électrotechnique Université Ferhat Abbas -Sétif 2009
- 9] **Aoufi Ahmed** "Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct découple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage " Mémoire de Magister en électrotechnique Université de Biskra 2011
-

[10] **Yousfi Messaoud** "Système des Contrôleurs par Backstepping de la machine asynchrone " Thèse de Magister université Batna 2014

[11] **Fateh Mehazzem** " Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique " Thèse de Doctorat Université Constantine 2010

[12] **Kendouci Khedidja** "Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone a aimants permanents " Thèse de Doctorat Université des Sciences et de la Technologie d'Oran-Mohamed Boudiaf- 2012

Paramètres du Moteur Asynchrone utilisée pour la simulation:

$P_n = 4 \text{ kw}$: Puissance nominale
$f = 50 \text{ Hz}$: fréquence
V	: Tension nominal $U_n = 220/380$
$R_s = 1.2 \Omega$: Résistance statorique
$R_r = 1.4 \Omega$: Résistance rotorique
$L_s = 0.1554 \text{ H}$: Inductance statorique
$L_r = 0.1568 \text{ H}$: Inductance rotorique
$M = 0.15 \text{ H}$: Inductance mutuelle
$p = 2$: Nombre de paires pôles
$j = 0.2$: Moment d'inertie
$F = 0$: Coefficient de frottement
$C_n = 25 \text{ N.m}$: Couple nominale
