

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Babziz Elhadj Ibrahim

Achebani Abdelhadi

THEME :

**Commande de vitesse par backstepping de la machine
asynchrone à sept phases**

Soutenu publiquement Le : 16/06/2025

Devant les jurys :

M^r Moussa khelifa

MCA

Président

UKM Ouargla

M^r Benyoussef Elakhdar

PR

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

Pr Ahmed djafour

MCA

Examineur

UKM Ouargla

Remerciements

Nous remercions tout d'abord Dieu Tout-Puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'Il m'a accordées tout au long de ces longues années.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadrant, Monsieur BENYOUSSEF Lakhdar, Professeur à l'Université Kasdi Merbah – Ouargla, pour avoir proposé ce sujet, suivi attentivement le déroulement de ce mémoire, ainsi que pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés durant toutes les étapes de ce travail.

J'adresse également mes sincères remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant d'évaluer ce travail.

Je remercie chaleureusement toutes les personnes qui m'ont aidé, de près ou de loin, dans la réalisation de ce mémoire.

Je n'oublie pas non plus de remercier l'ensemble des enseignants du département de Génie Électrique pour la qualité de la formation qu'ils m'ont dispensée tout au long de mon parcours.

À ce stade, je tiens à adresser mes remerciements les plus sincères à mes chers parents, pour leurs sacrifices inestimables, leur soutien indéfectible et leurs prières constantes qui m'ont accompagné à chaque étape. Sans la grâce de Dieu puis leur patience et leur encouragement, je n'aurais jamais pu atteindre cet accomplissement. Que Dieu les récompense généreusement et leur accorde une longue vie.

Enfin, j'exprime toute ma reconnaissance à mes amis et collègues pour leur soutien moral et matériel, et pour leur présence bienveillante qui a largement contribué à alléger les difficultés rencontrées.

Dédicas

A mon très chère ma mère et mon père

Ames frères et sœurs.

A mes tantes et oncles.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

A tous ceux que j'aime.

Elhadj Brahim et Abdelhadi

Liste des symboles

$(r):$	Indice grandeurs rotoriques
$(s):$	Indice grandeurs statoriques
$(\alpha, \beta):$	Axes liés au stator
$(x, y):$	Axes liés au rotor
$(d, q):$	Axes liés par rapport au champ tournant
$P:$	Nombre de paires de pôles
$R_s:$	Résistance statorique
$L_s:$	Inductance statorique
$R_r:$	Résistance rotorique
$L_r:$	Inductance rotorique
$V_{ds}:$	Tension statorique sur l'axe d
$V_{qs}:$	Tension statorique sur l'axe q
$I_{ds}:$	Courant statorique direct
$I_{qs}:$	Courant statorique transversale
$\phi_{ds}:$	Flux statorique direct
$\phi_{qs}:$	Flux statorique transversale
$J:$	Moment d'inertie des pièces tournantes
$\Omega:$	Vitesse angulaire du moteur
$A^t:$	Transposée de la matrice.

$[V_s]$:	Vecteur tension statorique
$[I_s]$:	Vecteur courant statorique
$[\phi_s]$:	Vecteur flux statorique
θ :	Angle de charge
ω :	Pulsation électrique
Ω_r :	La vitesse de rotor
P :	Nombre de pair de pole
C_{em} :	Couple électromagnétique
C_r :	Couple résistant
V_{eff} :	Valeur efficace des tensions d'alimentation
K_p :	Facteur de proportionnalité.
K_i :	Facteur d'intégral.
T_r, T_s :	Constantes de temps statorique et rotorique
PI :	Proportionnel- Intégrale
MLI :	Modulation par Largeur d'Impulsion

TABLE DES MATIERES

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I: modélisation de la MAS à sept phases

I.1 : Introduction	3
I.2 : hypothèse simplificatrice :	3
I.3 : Description de la machine asynchrone a sept phases :	4
I.3.1 : Équation électrique :	5
I.3.3. Équation électromagnétique :	6
I.4 : Transformation de Park :	6
I.4.1. Équation électrique :	8
I.4.2. Équation magnétique :	8
I.5 : choix de Référentiel :	8
I.5.1 : Référentiel fixe par rapport au rotor d'axe : ($\omega_s = \omega$) :	9
I.5.2 : Référentiel fixe par rapport au champ tournant d'axe ($\omega_{bs} = \omega$) :	9
I.6 : représentation d'état du modelé de la machine asynchrone :	12
I.7 : Simulation du modèle de la machine asynchrone hexa phases :	14
I.8 : résultat de simulation :	14
I.9. Interprétation des résultats de simulation :	15
I.10. Conclusion :	15

Chapitre II: Modélisation de l'alimentation de la MAS à sept phases

II.1. Introduction :	18
II.2. Modélisation du redresseur à sept phases :	19
II.3. Schéma de la simulation de redresseur :	19
II.4.1 : Schéma de simulation du filtre :	22
II.5 : onduleur à sept phases :	22
II.5.1 : Modélisation de l'onduleur :	23
II.5.2 : commandabilité de l'onduleur :	24
II.7 : commande de l'onduleur à sept phases :	25
II.7.1 : Commande MLI sinus triangle :	25
II.6 : Simulation de l'association MAS avec l'onduleur à deux niveaux :	28
II.7 : résultat de simulation :	29
II.8 : Résultat de simulation :	31
II.9 : Conclusion :	32

Chapitre III: commande vectorielle avec réglage de vitesse par BACKSTIPPING

III.1. Introduction :	34
-----------------------------	----

III.2. Commande vectorielle :	34
III.2.1. Commande vectorielle directe :	35
III.2.2. Commande vectorielle indirecte :	35
III.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :	35
III.4. Commande vectorielle à flux orienté :	36
III.4.1 Principe de commande vectorielle direct a flux rotorique orienté :	36
III.4.2 : Principe de découplage :	39
III.5 : Estimation de ω_s :	41
III.6 : Calcul des coefficients des régulateurs :	41
III.6.1 : régulateur de courant :	41
III.6.2 : Régulateur du flux rotorique :	42
III.7 : Résultat de simulation :	45
III.7.1 : Essai en charge avec variation de vitesse :	46
III.8 : Commande par BACKSTEPPING :	47
III.8.1 : Méthode Lyapunov :	48
III.8.2 : principes de commande par BACKSTEPPING :	48
III.9 : Réglage de vitesse par Backstepping de la MAS à sept phases :	50
III.10 : Résultat de simulation :	51
III.11 : Essai en charge avec variation de vitesse :	52
III.10.1 : Interprétation de simulation :	53
III.11 : étude comparative :	53
III.12 : conclusion :	55
Conclusion générale.....	56

INTRODUCTION GENERALE

Dans un contexte de développement rapide des systèmes d'entraînement électrique et des applications industrielles aux exigences croissantes, les machines électriques multi phases, notamment les machines asynchrones à sept phases, suscitent un intérêt grandissant auprès des chercheurs et ingénieurs. Cette attention est principalement due à leurs caractéristiques techniques avantageuses par rapport aux machines triphasées classiques, telles que la réduction des contraintes électriques et thermiques sur les composants, une meilleure répartition de la puissance sur un plus grand nombre de bras, ainsi qu'une amélioration de la qualité du couple et la diminution de ses ondulations, ce qui assure un fonctionnement plus stable et fiable [1].

L'un des principaux atouts de ces machines réside dans leur capacité à assurer la continuité de fonctionnement même en cas de perte d'une ou plusieurs phases, les rendant particulièrement adaptées aux applications critiques telles que les véhicules électriques, les systèmes industriels lourds, ainsi que les domaines aéronautique et maritime. Toutefois, ces avantages s'accompagnent de défis importants en matière de modélisation et de commande, en raison de la complexité mathématique accrue et du fort couplage entre les variables, limitant ainsi l'efficacité des techniques de commande linéaires classiques comme la commande scalaire ou vectorielle [2].

Pour relever ces défis, plusieurs stratégies de commande non linéaire ont été développées, parmi lesquelles la technique de commande Backstepping s'est révélée particulièrement efficace pour les systèmes complexes. Cette méthode permet de concevoir une loi de commande hiérarchique, en décomposant le système en sous-niveaux successifs, facilitant ainsi l'amélioration des performances dynamiques tout en garantissant la stabilité en temps réel, même en présence de variations paramétriques [3].

Ce mémoire vise à concevoir et implémenter une commande de vitesse par Backstepping dédiée à une machine asynchrone à sept phases. L'étude débute par une modélisation rigoureuse de la machine en utilisant les transformations de référence appropriées, suivie d'une analyse complète du système d'alimentation (redresseur, filtre et onduleurs), avant d'élaborer la loi de commande. Une comparaison entre la méthode Backstepping et la commande vectorielle est également réalisée afin d'évaluer l'apport réel de la stratégie proposée [1].

Le mémoire est structuré en trois chapitres :

Chapitre 1 : Ce chapitre traite de la modélisation de la machine asynchrone à sept phases (MAS à 7 phases). Un modèle mathématique représentatif de la machine est établi en se basant sur la transformation de Park généralisée, permettant de réduire le nombre de variables et de simplifier la représentation dans le référentiel stationnaire. Nous abordons également l'alimentation de cette machine à partir de sources électriques sept phases, suivie par la présentation des résultats de simulation mettant en évidence le comportement dynamique de la machine dans différentes conditions de fonctionnement.

Chapitre 2 : Ce chapitre est consacré à l'étude du système d'alimentation électrique de la machine, composé du réseau de distribution, d'un filtre de type RLC, ainsi que d'onduleurs de tension multi phases commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (PWM). Une simulation complète du système machine-alimentation est réalisée afin d'évaluer l'interaction entre les composants et d'analyser les performances globales de l'ensemble.

Chapitre 3 : Ce chapitre se concentre sur les stratégies de commande de la vitesse. Nous commençons par la mise en œuvre de la commande vectorielle à l'aide d'un régulateur proportionnel-intégral (PI), puis nous développons un algorithme de commande non linéaire basé sur la technique du Backstepping. Le chapitre se termine par une comparaison analytique entre les deux approches en termes de précision, de stabilité et de réponse dynamique de la machine sous différentes conditions de fonctionnement.

. En conclusion, nous comparerons les approches de commande vectorielle et de commande par Backstepping pour évaluer leurs performances respectives.

Chapitre I :

Modélisation de la

MAS à Sept phases

I.1 : Introduction :

Le moteur asynchrone est le plus utilisé dans l'industrie grâce à sa structure simple, robuste et sans contacts glissants. Il couvre un large éventail de puissances, de quelques watts à plusieurs mégawatts. Il est adapté aussi bien aux vitesses constantes qu'aux vitesses variables, domaine en plein essor. Dans les pays industrialisés, plus de 60 % de l'énergie électrique consommée est convertie en énergie mécanique grâce à des entraînements équipés de moteurs électriques [4]. Le modèle mathématique de la machine asynchrone simplifie grandement son étude et permet d'en assurer la commande aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent . Le développement rapide des systèmes d'entraînement électriques, les machines multi phases, en particulier les machines asynchrones sept phases, sont devenues de plus en plus populaires. Leur structure permet une meilleure répartition du courant statorique, des harmoniques réduites, une densité de couple améliorée et une tolérance aux pannes accrue, ce qui les rend particulièrement adaptés aux applications dans les usines avancées, les ateliers et les véhicules électriques modernes

Dans ce chapitre, nous décrirons le modèle mathématique d'une machine asynchrone à sept phases. Nous présenterons ensuite les hypothèses de base utilisées pour la modélisation. Ensuite, nous développerons les équations de la machine dans le référentiel de phase de référence, puis dans un référentiel orthogonal transformé qui permet de simplifier le système à sept phases en un système à deux phases en utilisant la transformée de Park. Enfin, les différents composants (fondamentaux et harmoniques) seront analysés afin de mieux comprendre le comportement dynamique de la machine.

I.2 : hypothèse simplificatrice :

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [5] :

- Entrefer constant,
- Effet des encoches négligé,
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- Pertes ferromagnétiques négligeables,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux,
- La constance des inductances propres,
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.3 : Description de la machine asynchrone a sept phases :

Une machine asynchrone sept phases, comme une machine asynchrone triphasée, se compose d'un stator et d'un rotor. Le stator contient sept enroulements identiques espacés de $360/7 = 51,43$ degrés et est alimenté par une source d'alimentation à sept phases, souvent un onduleur spécialement conçu. Le rotor est généralement de type à cage d'écureuil (rotor court-circuité) et est similaire au rotor que l'on trouve dans les machines triphasées.

. Le comportement de la machine asynchrone est défini par trois types d'équations :

- Equation électrique,
- Equation magnétique,
- Equation électromagnétiques,

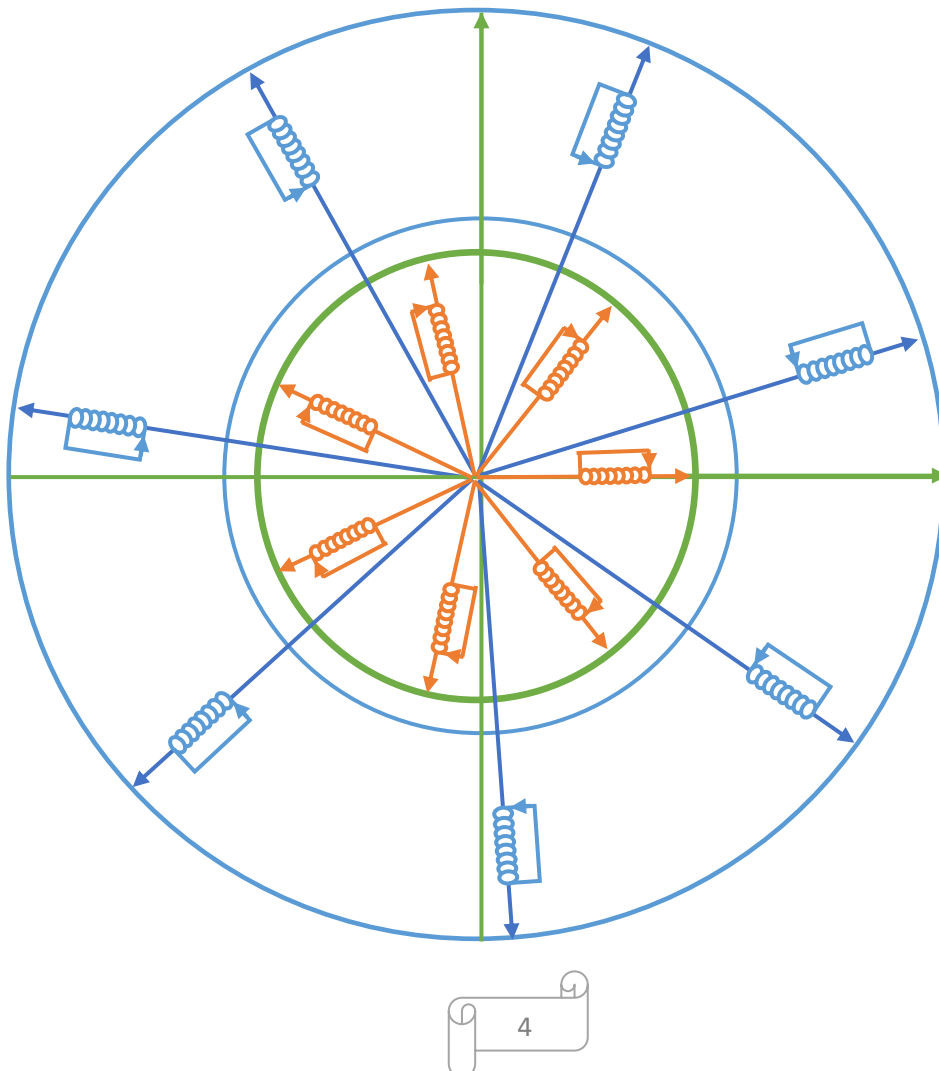


Figure : Figure (I.1) : Modèle de la machine asynchrone à sept phases.

I.3.1 : Équation électrique :

En appliquant la loi d'ohm à chaque phase de la machine asynchrone, les équations électriques sous forme matricielle d'écrit comme suit :

LES EXPRESSIONS DES TENSIONS STATORIQUES SONT DONNEES PAR :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_s \cdot I_{se} + \frac{d\phi_{se}}{dt} \\ V_{sf} = R_s \cdot I_{sf} + \frac{d\phi_{sf}}{dt} \\ V_{sg} = R_s \cdot I_{sg} + \frac{d\phi_{sg}}{dt} \end{cases} \quad (I.1)$$

Les expressions des tensions rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ 0 = R_s \cdot I_{rb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ 0 = R_s \cdot I_{rc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \\ 0 = R_s \cdot I_{rd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ 0 = R_s \cdot I_{re} + \frac{d\phi_{se}}{dt} \\ 0 = R_s \cdot I_{rf} + \frac{d\phi_{sf}}{dt} \\ 0 = R_s \cdot I_{rg} + \frac{d\phi_{sg}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec :

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}, V_{se}, V_{sf}, V_{sg}$: Tension statorique.

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{sd}, I_{se}, I_{sf}, I_{sg}$: Courant statorique.

$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}, I_{rd}, I_{re}, I_{rf}, I_{rg}$: Courant rotorique.

3.2. EQUATION MAGNETIQUE : les composantes magnétiques relatives au stator et au rotor peuvent être décrites à l'aide de l'équation suivante :

Les expressions des flux statoriques sont données par :

$$\begin{cases} \phi_{sa} = L_s \cdot I_{sa} + M I_{sa} \\ \phi_{sb} = L_s \cdot I_{sb} + M I_{sb} \\ \phi_{sc} = L_s \cdot I_{sc} + M I_{sc} \\ \phi_{sd} = L_s \cdot I_{sd} + M I_{sd} \\ \phi_{se} = L_s \cdot I_{se} + M I_{se} \\ \phi_{sf} = L_s \cdot I_{sf} + M I_{sf} \\ \phi_{sg} = L_s \cdot I_{sg} + M I_{sg} \end{cases} \quad (I.3)$$

Les expressions des flux rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} 0 = L_r \cdot I_{sa} + M I_{sa} \\ 0 = L_r \cdot I_{sb} + M I_{sb} \\ 0 = L_s \cdot I_{sc} + M I_{sc} \\ 0 = L_s \cdot I_{sd} + M I_{sd} \\ 0 = L_s \cdot I_{se} + M I_{se} \\ 0 = L_s \cdot I_{sf} + M I_{sf} \\ 0 = L_s \cdot I_{sg} + M I_{sg} \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec :

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}, \phi_{sd}, \phi_{se}, \phi_{sf}, \phi_{sg}$: flux statorique

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}, \phi_{rd}, \phi_{re}, \phi_{rf}, \phi_{rg}$: flux rotorique

I.3.3. Équation électromagnétique :

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone implique la prise en compte de la variation non seulement des grandeurs électriques, mais également des paramètres mécaniques.

L'expression de l'équation mécanique s'écrit comme suit :

$$C_{em} = p [I_{sabcdefg}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{rabcdefg}] \quad (I.5)$$

I.4 : Transformation de Park :

Les expressions intervenant dans les équations des flux dépendent de l'angle θ , ce qui complique considérablement l'analyse du régime dynamique de la machine. Pour pallier cette complexité, une transformation fondamentale est appliquée à l'ensemble des grandeurs électriques (tensions, courants et flux), dans le but de simplifier les équations. Cette méthode est connue sous le nom de transformation de Park. Grâce à cette transformation, le modèle de la machine peut être exprimé sous forme d'un système d'équations à coefficients constant [6]

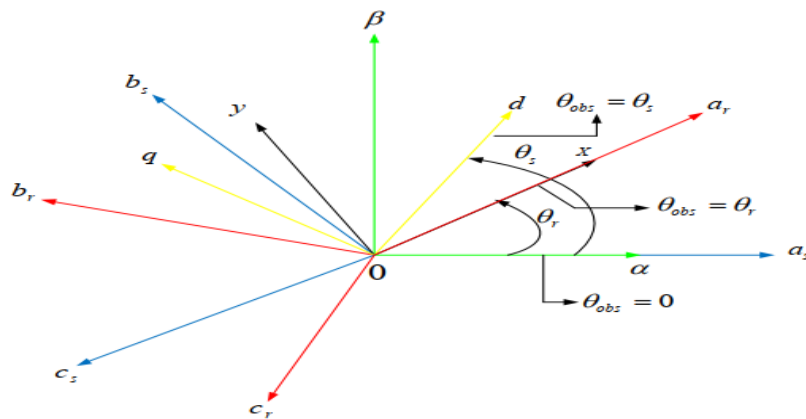
On observe que les expressions des phases x_{h1}, x_{h2} et x_{h3} sont indépendantes de l'angle θ_s , ce qui conduit à une forme particulière de la matrice de Park. Ces trois composantes sont alors désignées comme les composantes de type zéro[5].

$$[p] = \sqrt{\frac{2}{7}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{7}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{7}) & \cos(\theta_s - \frac{6\pi}{7}) & \cos(\theta_s - \frac{8\pi}{7}) & \cos(\theta_s - \frac{10\pi}{7}) & \cos(\theta_s - \frac{12\pi}{7}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{6\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{8\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{10\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{12\pi}{7}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

D'autre part la matrice inverse est donnée par :

$$[p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{7}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{7}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{7}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{6\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{6\pi}{7}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{8\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{8\pi}{7}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{10\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{10\pi}{7}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{12\pi}{7}) & -\sin(\theta_s - \frac{12\pi}{7}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

La figure ci-dessous représente les différentes références biphasées



Figure(I.2) : Différentes références biphasés.

Le premier se situe sur le champ statorique et est communément appelé α_β , Le second se place quant à lui sur le champ tournant et est appelé d-q, et le troisième se place sur le champ rotorique est appelé x-y.

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

I.4.1. Équation électrique :

Les expressions des tensions dans le référentiel biphasé sont données par :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s \cdot I_{su} + \frac{d\phi_{su}}{dt} - \omega_{0bs} \phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s \cdot I_{sv} + \frac{d\phi_{sv}}{dt} - \omega_{0bs} \phi_{su} \\ 0 = R_r \cdot I_{su} + \frac{d\phi_{su}}{dt} - (\omega_{0bs} - \omega) \phi_{rv} \\ 0 = R_r \cdot I_{sv} + \frac{d\phi_{sv}}{dt} - (\omega_{0bs} - \omega) \phi_{ru} \end{cases} \quad (I.8)$$

Avec :

ω_s : pulsation statorique

ω : Pulsation rotorique

I.4.2. Équation magnétique :

Les flux statoriques et rotoriques, sont donnés par :

$$\begin{cases} \phi_{su} = L_s \cdot I_{su} + M I_{ru} \\ \phi_{sv} = L_s \cdot I_{sv} + M I_{rv} \\ \phi_{ru} = L_r \cdot I_{su} + M I_{su} \\ \phi_{rv} = L_r \cdot I_{sv} + M I_{sv} \end{cases} \quad (I.9)$$

I.4.3 : Équation électromagnétique :

L'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\phi_{ru} \cdot I_{sv} - \phi_{rv} \cdot I_{su}) \quad (I.10)$$

I.5 : choix de Référentiel :

L'étude du moteur asynchrone modélisé selon Park nécessite le choix du référentiel le mieux adapté aux objectifs de l'application. Il existe pratiquement trois référentiels possibles selon le

choix de l'orientation du repère d'axes $u-v$ - dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles

I.5.1 : Référentiel fixe par rapport au rotor d'axe : ($\omega_s = \omega$) :

C'est le référentiel $x-y$ qui est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques.

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s \cdot I_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s \cdot I_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} - \omega \phi_{sx} \\ 0 = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (I.11)$$

La figure ci-dessous représente la référence liée au rotor.

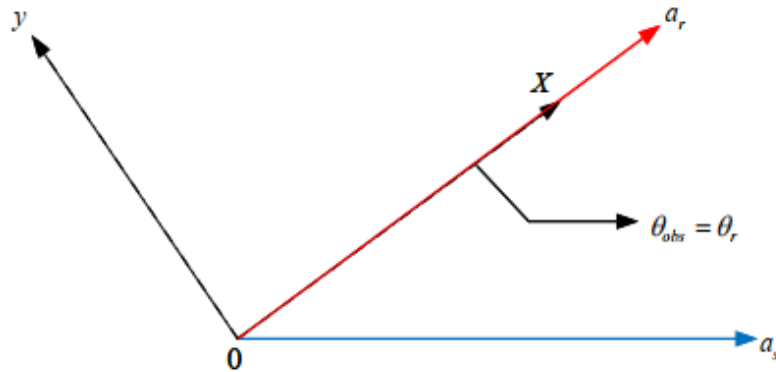


Figure (I.3) : Référentiel lié au rotor.

I.5.2 : Référentiel fixe par rapport au champ tournant d'axe ($\omega_{obs} = \omega$) :

C'est le référentiel $d-q$ qui est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent ; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega \phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega \phi_{dr} \\ 0 = R_r \cdot I_{ds} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qs} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.12)$$

La figure ci-dessous représente la référence liée au champ tournant.

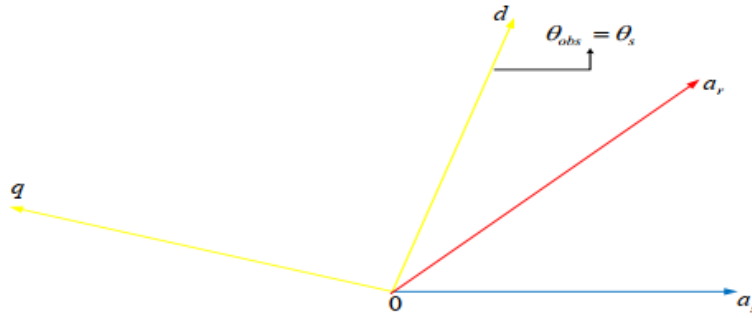


Figure (I.4) : Référentiel lié au champ tournant

I.5.3 : Référentiel fix par rapport d'axe au stator d'axe ($\omega_{obs} = 0$) :

C'est le référentiel α - β est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse, d'une manière générale, il est choisi pour étudier le régime transitoire du rotor.

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r \cdot I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.13)$$

La figure ci-dessous représente la référence liée au stator.

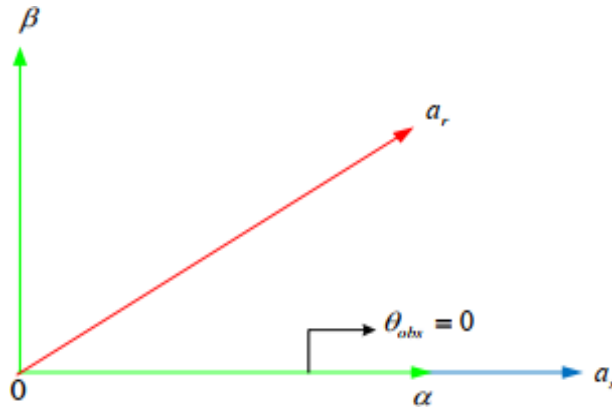


Figure (I.5) : Référentielle fixe par rapport au stator

Les équations magnétiques traduisent les relations entre les grandeurs électriques et les flux magnétiques dans la machine. Elles peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (I.13)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone résulte de l'interaction entre les champs magnétiques statorique et rotorique. Son expression mathématique, en fonction des grandeurs électriques, est donnée par la relation suivante

$$C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (I.14)$$

I.5.4. Équation mécanique :

Dans une machine asynchrone, la vitesse rotorique dépend de la fréquence d'alimentation et du glissement. Elle est donnée par la relation suivante

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.15)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes

Ω : Vitesse de rotation de la machine,

C_{em} : Couple électromagnétique,

C_r : Couple résistante,

f : Coefficient de frottement visqueux,

I.6 : représentation d'état du modelé de la machine asynchrone :

Afin de permettre une analyse rigoureuse du comportement dynamique de la machine asynchrone, il est nécessaire de représenter son modèle non linéaire sous forme d'équations d'état. Dans le cas d'une machine asynchrone alimentée en tension, le référentiel choisi est celui fixe par rapport au stator. Les tensions statoriques sont alors considérées comme variables de commande, tandis que les flux rotoriques et les courants statoriques constituent les variables d'état du système.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.16)$$

Avec :

$U : [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$ vecteur de commande

$X : [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{r\beta} \ \phi_{r\alpha}]^T$: vecteur d'état

A : Matrice d'évolution d'état du système

B : Matrice du système de commande.

Le modèle de la MAS sous forme de représentation d'état est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_t}{\sigma L_s} \cdot I_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \cdot \phi_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \cdot \omega \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_t}{\sigma L_s} \cdot I_{s\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \cdot \phi_{r\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \cdot \omega \phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\alpha} - \omega \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{r\beta} - \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.17)$$

Avec :

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

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{LsLr} \text{ Coefficient de dispersion total,}$$

$$Rt = Rs + \frac{M^2}{LrLs} : \text{Résistance totale ramenée au stator}$$

$$A = A_1 + A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{Rt}{\sigma Ls} & 0 & \frac{M}{\sigma LsLrTr} & \frac{M}{\sigma LsLr} \cdot \omega \\ 0 & -\frac{Rt}{\sigma Ls} & \frac{M}{\sigma LsLr} \cdot \omega & \frac{M}{\sigma LsLrTr} \\ \frac{M}{Tr} & 0 & -\frac{1}{Tr} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{Tr} & \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma Ls} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma Ls} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{Rt}{\sigma Ls} & 0 & \frac{M}{\sigma LsLrTr} & 0 \\ 0 & -\frac{Rt}{\sigma Ls} & 0 & \frac{M}{\sigma LsLrTr} \\ \frac{M}{Tr} & 0 & -\frac{1}{Tr} & 0 \\ 0 & \frac{M}{Tr} & 0 & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{M}{\sigma LsLr} \\ 0 & 0 & \frac{M}{\sigma LsLr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Les tensions biphasées résultant de la transformation des grandeurs à sept phases (ou multi phases) sont données par les expressions suivante :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{7}} \cdot \left(V_{sa} - \frac{1}{2}V_{sb} - \frac{1}{2}V_{sc} - \frac{1}{2}V_{sd} - \frac{1}{2}V_{se} - \frac{1}{2}V_{sf} - \frac{1}{2}V_{sg} \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{7}} \cdot \left(\frac{\sqrt{7}}{2}V_{sb} - \frac{\sqrt{7}}{2}V_{sc} - \frac{\sqrt{7}}{2}V_{sd} - \frac{\sqrt{7}}{2}V_{se} - \frac{\sqrt{7}}{2}V_{sf} - \frac{\sqrt{7}}{2}V_{sg} \right) \end{cases} \quad (I.19)$$

Cette équation sous forme de schéma bloc est représentée par la figure suivante.

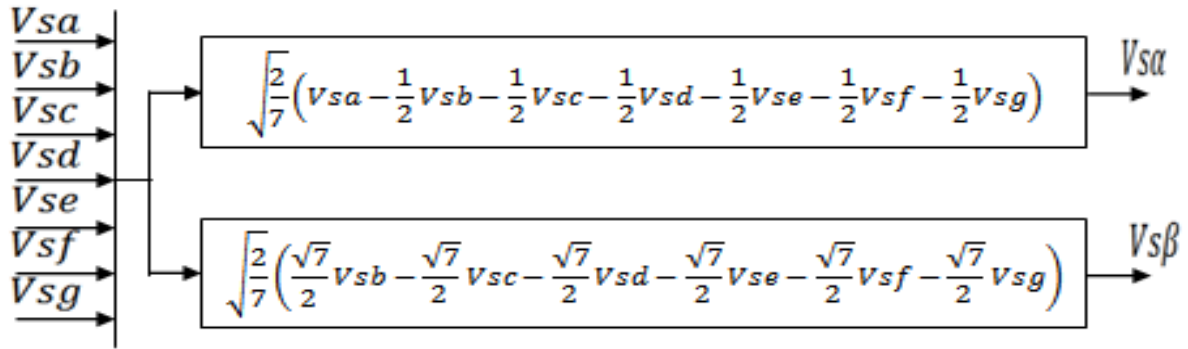


Figure (I.6) : Bloc de transformation à sept phases et biphasés.

I.7 : Simulation du modèle de la machine asynchrone hexa phases :

La figure présente le schéma bloc de la machine asynchrone dans le repère fixe $\alpha\beta$, basé sur le modèle d'état défini par les équations électriques, magnétiques et mécaniques. Cette machine est alimentée par un réseau à sept phases équilibré de 220 V à 50 Hz. Il est à noter que les paramètres de la machine sont détaillés dans l'annexe.

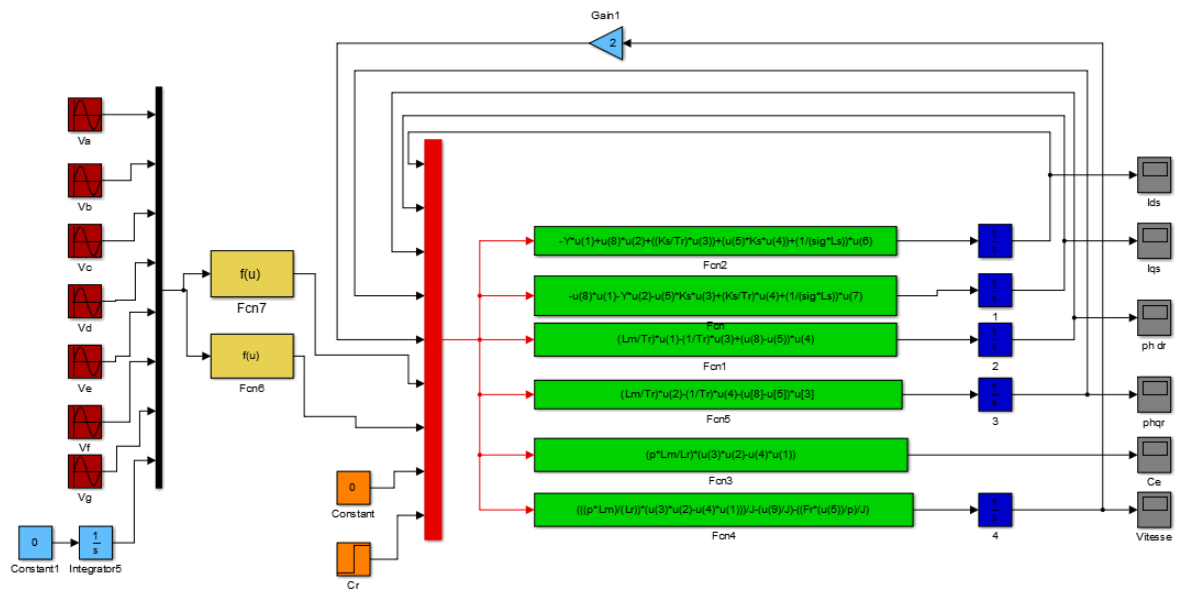


Figure (I.7) : Schéma de simulation du modèle de la MAS a sept phases.

I.8 : résultat de simulation :

La figure I.7 présente les résultats de simulation de la machine asynchrone à sept phases (MASP), illustrant l'évolution des grandeurs caractéristiques telles que la vitesse mécanique, le

couple électromagnétique, les courants statoriques ainsi que les flux rotoriques. La simulation a été réalisée pour un démarrage à vide, suivi de l'application d'une charge mécanique à l'instant $t = 2$ s.

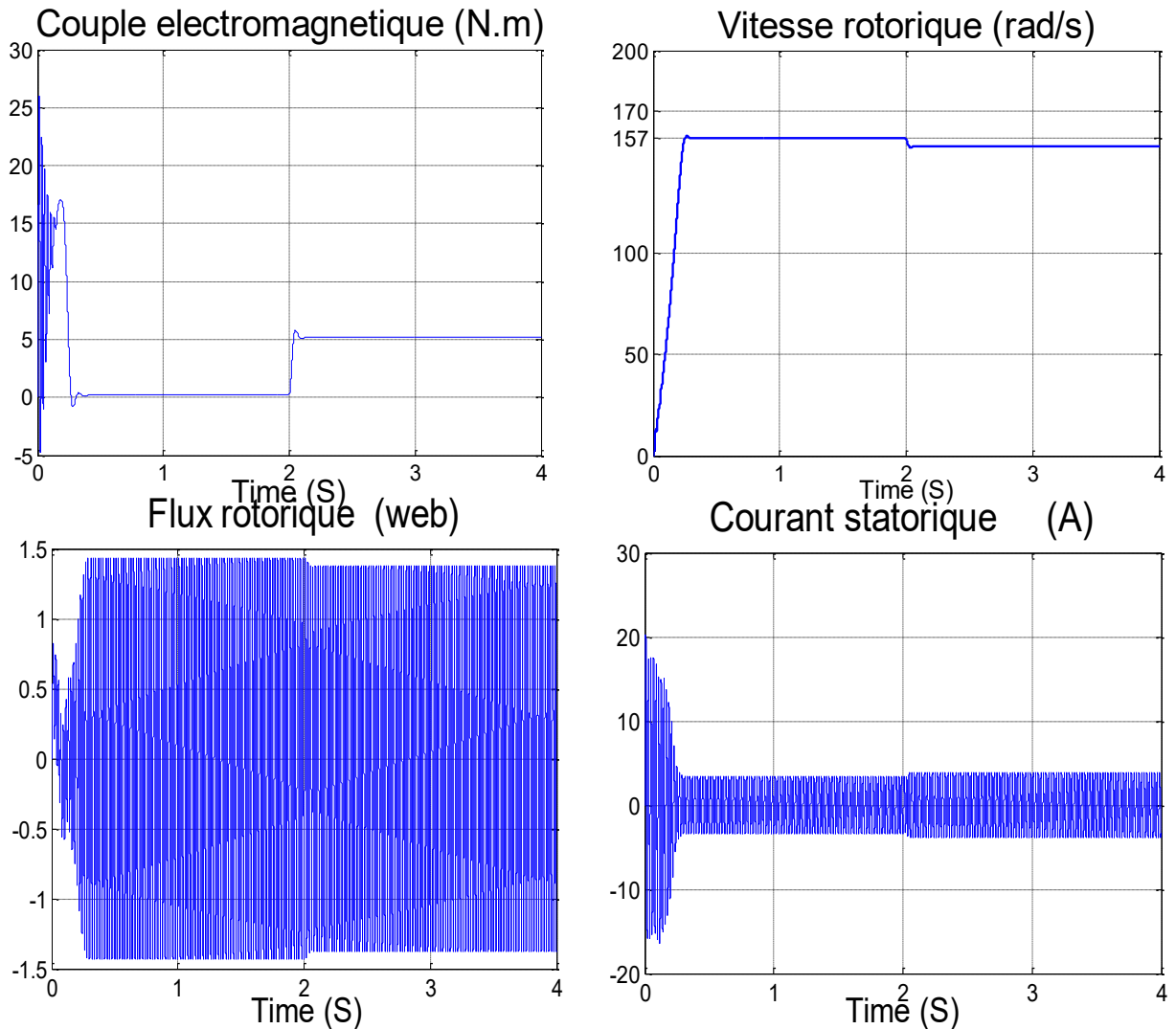


Figure (I.8): Résultats de simulation de la MAS à sept phases pour un fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=2$ s.

I.9. Interprétation des résultats de simulation :

D'après les résultats de simulation, on observe une augmentation progressive et linéaire de la vitesse mécanique, suivie d'une stabilisation à la vitesse de synchronisme.

Le couple électromagnétique présente un pic au démarrage, provoquant un appel important des courants statoriques, avant de décroître jusqu'à atteindre une valeur nulle en régime à vide.

Lorsqu'une charge nominale est appliquée, la vitesse mécanique subit une chute, tandis que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur correspondant à la charge imposée.

I.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous modélisons une machine à induction sept phases à partir d'hypothèses simplifiées, en utilisant la transformée de Park, basée sur la théorie acceptée des machines électriques. Les résultats de simulation démontrent la validité du modèle de Park de la machine à induction ; il est bien adapté à la description du développement d'un démarrage direct sur un réseau électrique standard. Ces résultats démontrent le couplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique. Pour résoudre ce problème, l'application de la commande vectorielle au chapitre 3 est essentielle pour isoler ces dernières variables. Cela nécessite l'utilisation de transformateurs de puissance et de filtres pour observer les variations de vitesse, ce que nous détaillerons au chapitre 2.

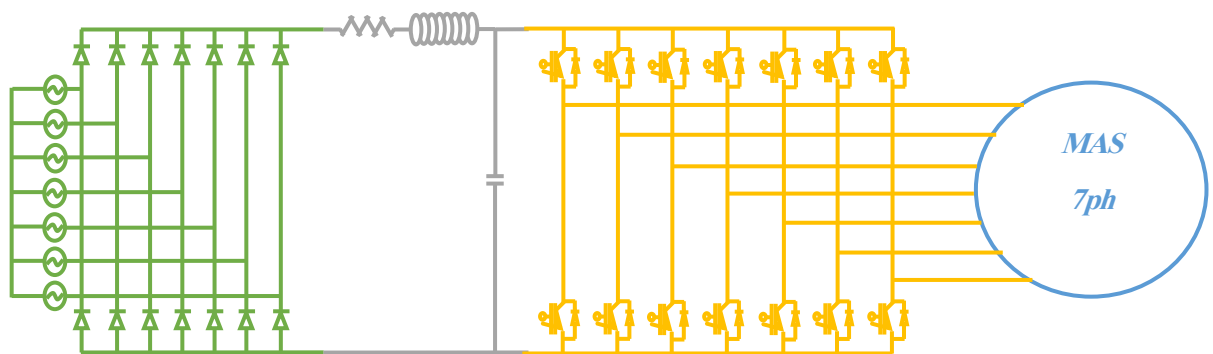
Chapitre II :
Modélisation de
l'alimentation de la
machine asynchrone à
sept phases

II.1. Introduction :

La modélisation constitue un outil fondamental pour l'étude, l'analyse, l'implantation, le diagnostic et la commande des systèmes ou des unités industrielles. Elle peut revêtir plusieurs formes, notamment physique, mathématique ou encore graphique. Dans le domaine du génie électrique, en particulier en électronique de puissance, la modélisation demeure un champ de recherche actif en raison de sa complexité et de sa forte dépendance à la conversion statique de l'énergie électrique, adaptée selon les exigences spécifiques des applications .

Ces conversions s'effectuent à l'aide de dispositifs statiques, tels que les composants de puissance non commandés (diodes), commandés (thyristors, triacs, transistors de puissance, etc.) ainsi que les éléments passifs classiques de l'électrotechnique (résistances, inductances, condensateurs, etc. [9].

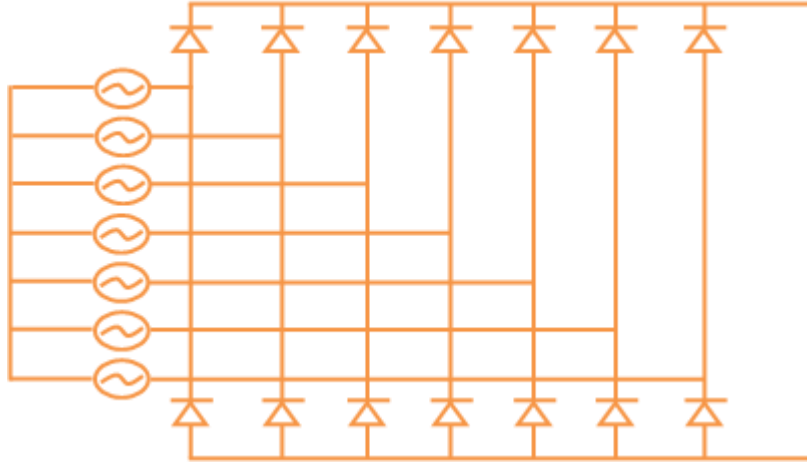
Les transformateurs à sept phases sont moins utilisés dans l'industrie en raison de leur prix élevé par rapport à d'autres transformateurs (multiniveaux), mais ils sont plus économiques pour leur prix élevé, et ils sont privilégiés pour leur fiabilité du point de vue de la production, de sorte qu'il existe une forte demande pour eux du point de vue commercial. Ils sont également plus simples du point de vue de la commande électrique, qu'elle soit analogique par rapport aux amplificateurs opérationnels (comparateurs) ou numérique par rapport aux microprocesseurs. Cette image montre en détail le principe de fonctionnement d'un moteur à sept phases par un redresseur et un onduleur de tension avec un filtre.



(Figure II.1) : alimentation la MAS à sept phases

II.2. Modélisation du redresseur à sept phases :

Le redresseur est un convertisseur statique de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue [3]. Ce redresseur est composé de quatorze diodes, dont sept sont cathodiques. ($D_1, D3, D5, D7, D9, D11, D13$) et sept anode ($D2, D4, D6, D8, D10, D12, D14$). Il est schématisé par la figure II.2 :



(Figure II.2) : redresseurs à sept phases.

Les tensions de référence sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} u_{sa} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \\ u_{sb} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{7}\right) \\ u_{sc} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{4\pi}{7}\right) \\ u_{sd} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{6\pi}{7}\right) \\ u_{se} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{8\pi}{7}\right) \\ u_{sf} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{10\pi}{7}\right) \\ u_{sg} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{12\pi}{7}\right) \end{cases} \quad (II.1)$$

La tension redressée en sortie du redresseur est donnée par l'expression suivante :

$$V_{red} = \max[u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}, u_{sd}, u_{se}, u_{sf}, u_{sg}] - \min[V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}, V_{se}, V_{sf}, V_{sg}] \quad (II.2)$$

II.3. Schéma de la simulation de redresseur :

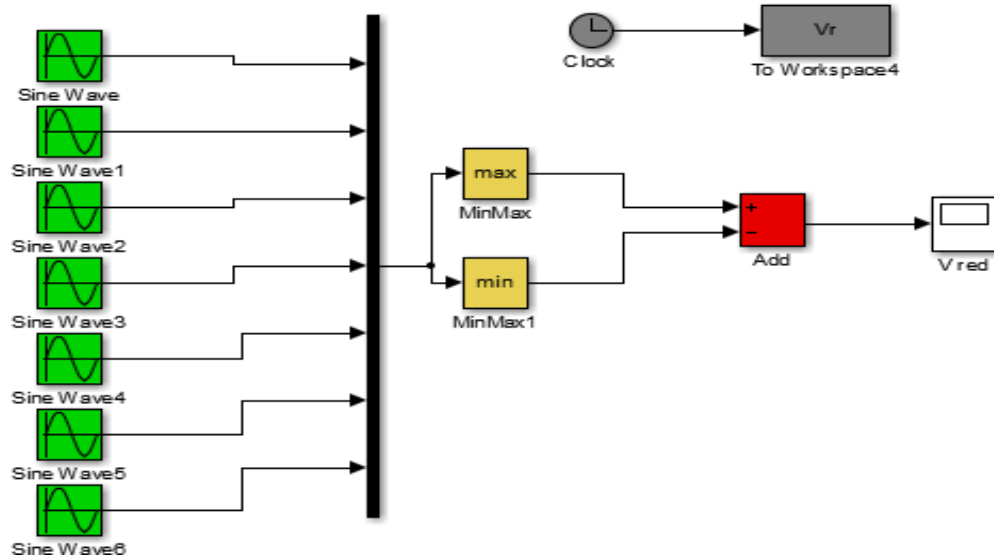


Figure (II.3) : représentation schéma de la simulation de redresseur

La figure ci-dessous présente la forme d'onde de la tension après redressement

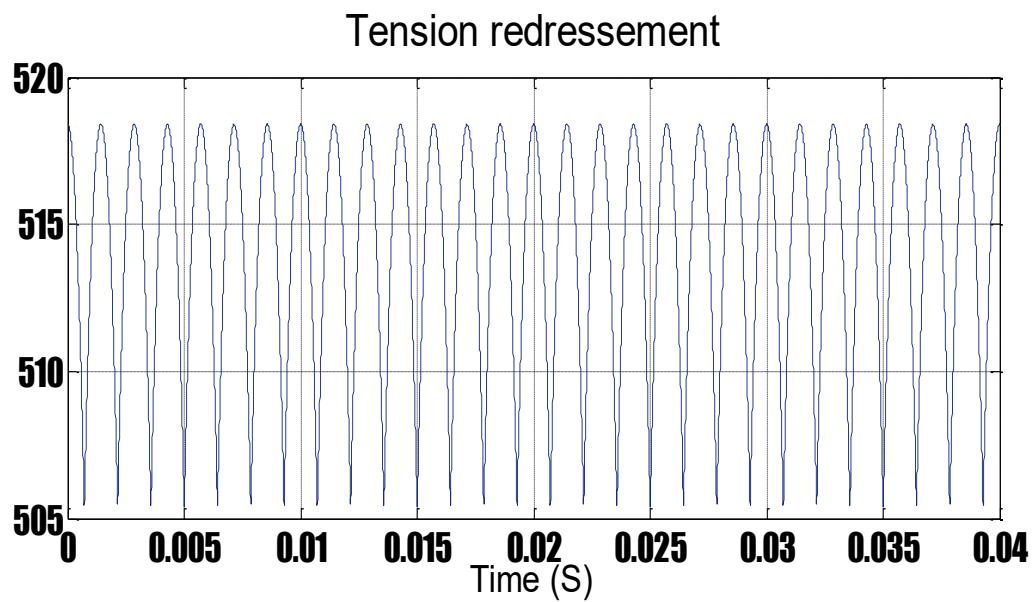


Figure (II.4) : la tension de redressement

II.4. MODELISATION DU FILTRE : Afin d'améliorer la qualité de la source de tension continue, un condensateur CCC est inséré à l'entrée de l'onduleur. Ce dernier permet d'absorber la différence entre le courant unidirectionnel de charge I_{ch} et le courant issu du redresseur I_{red} , limitant ainsi les variations brusques de la tension efficace V_{eff} lors des commutations.

Par ailleurs, pour atténuer l'ondulation du courant I_{II} et protéger l'onduleur contre une croissance trop rapide du courant di/dt , une inductance de lissage L_f de résistance interne R , est placée en série. L'ensemble, formé par L_f et C , constitue un filtre passe-bas.

Ce filtre est inséré entre le redresseur et l'onduleur afin d'éliminer les composantes à haute fréquence.

Le schéma correspondant est présenté dans la figure II 4 :

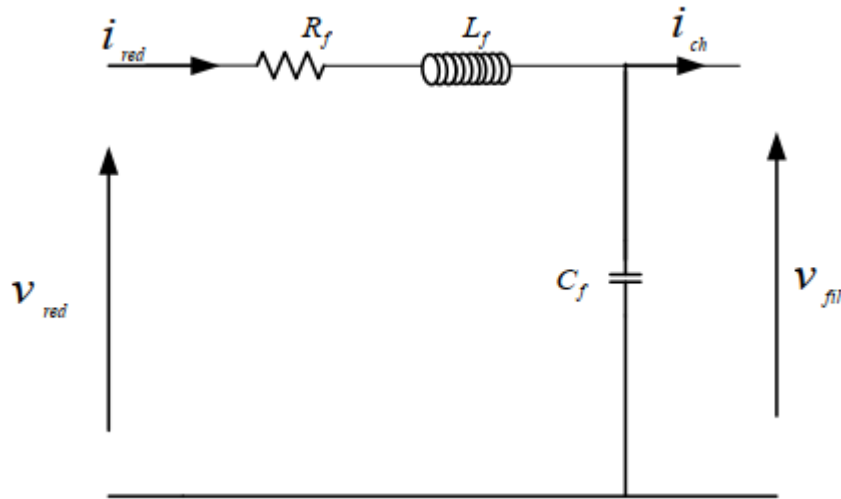


Figure (II.5) : filtre passe bas

Le comportement du filtre peut être décrit par le système d'équations différentielles suivant :

$$V_{red}(t) = R_f \cdot I_{red}(t) + L_f \cdot \frac{dI_{red}(t)}{dt} + V_{eff}(t) \quad (II.2)$$

La relation de transfert entre la tension de sortie du filtre et la tension issue du redresseur s'écrit comme suit :

$$\frac{V_{fil}(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f \cdot C_f \cdot s^2 + R_f \cdot C_f \cdot s + 1} \quad (II.3)$$

La pulsation de coupure correspondante est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}} \quad (II.4)$$

II.4.1 : Schéma de simulation du filtre :

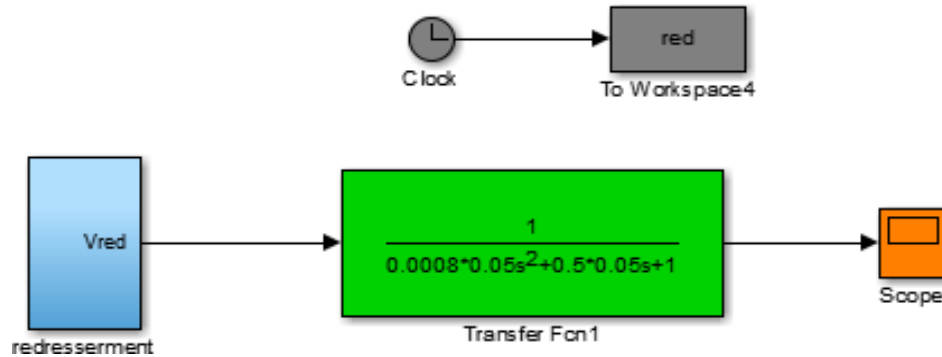
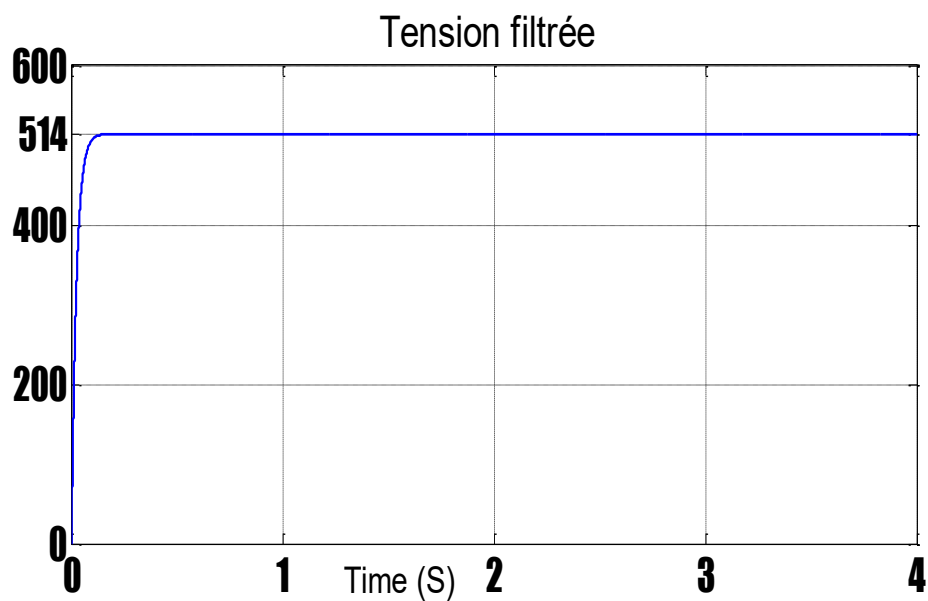


Figure (II.6) : représentation schéma de simulation du filtre

La figure (II.6) montre l'évolution de la tension filtrée obtenue à la sortie du filtre passe-bas.



(Figure II.7) : la tension de filtre

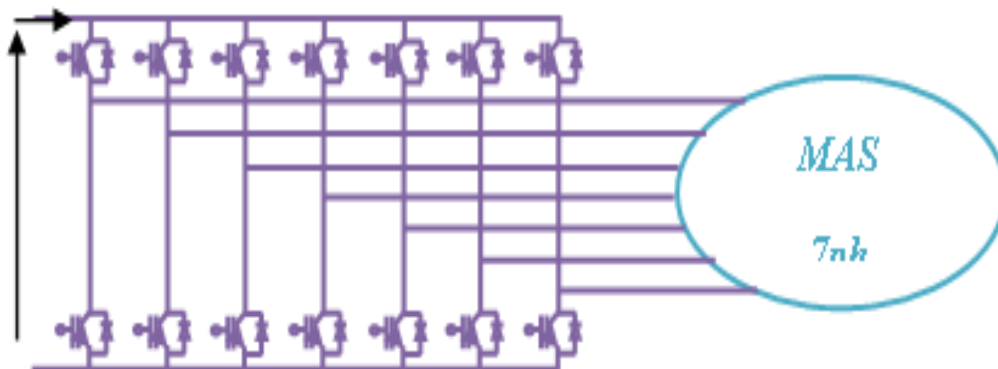
II.5 : onduleur à sept phases :

Un onduleur de tension est un dispositif électronique statique constitué de cellules de commutation, généralement à base de transistors de puissance (IGBT, MOSFET) ou de thyristors.

Sa fonction principale est de convertir une tension continue en une tension alternative de fréquence et d'amplitude variables, afin d'alimenter une charge, telle qu'une machine électrique. Dans notre cas, il s'agit d'un onduleur à deux niveaux et à sept phases, composé de sept bras identiques, chacun constitué de deux interrupteurs commandables montés en série. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor de puissance et d'une diode de roue libre connectés en antiparallèle (tête-bêche).

Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de manière complémentaire, afin de :

- * Garantir la continuité du courant alternatif injecté dans la charge,
- * Éviter un court-circuit de la source continue.
- * Chaque bras peut ainsi être dans deux états distincts, modélisables par une variable logique binaire :
 - 1 si l'interrupteur supérieur est fermé,
 - 0 s'il est ouvert.



(Figure II.8) : Onduleur à sept phases

II.5.1 : Modélisation de l'onduleur :

Un onduleur de tension à deux niveaux à sept phases est constitué de sept bras de commutation, réalisés à l'aide de transistors de puissance (IGBT, MOSFET) ou de thyristors GTO pour les applications à forte puissance. Chaque bras comprend deux interrupteurs électroniques (transistors ou thyristors) chacun associé à une diode de roue libre. Le point de sortie de chaque bras est pris au point milieu entre les deux interrupteurs.

Tous les composants sont supposés idéaux, c'est-à-dire sans pertes et à commutation instantanée.

Les interrupteurs d'un même bras sont commandés de manière complémentaire, assurant ainsi deux états possibles par bras.

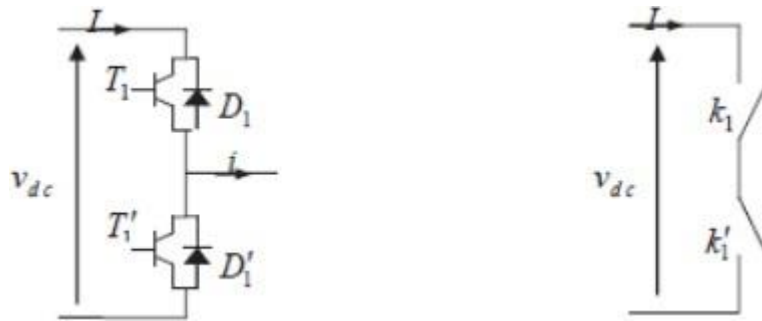
Ces deux états peuvent être représentés par une variable booléenne.

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue à impédance interne négligeable, ce qui signifie que sa tension reste pratiquement constante malgré les variations de courant. Cette source impose la tension à l'entrée de l'onduleur, qui se répercute ensuite aux bornes de la charge, en l'occurrence la machine asynchrone à sept phases.

Les différents interrupteurs de l'onduleur sont supposés idéaux, c'est-à-dire que les phénomènes liés à la commutation (pertes, délais, etc.) sont négligés. Dans cette hypothèse, chaque bras de l'onduleur peut être modélisé par un interrupteur à deux positions, représenté par une fonction logique décrivant l'état de conduction :

La valeur de cette fonction est "1" lorsque l'interrupteur est fermé (conduction) et "0" lorsqu'il est ouvert (blocage)

En se basant sur ces hypothèses, chaque paire Transistor-Diode peut être assimilée à un interrupteur bidirectionnel idéal, commandé par un signal logique noté B_{ks} . Ce fonctionnement est illustré par la Figure suivante, où l'état de chaque interrupteur est directement lié à la commande B_{ks} , prenant la valeur



(Figure II.9) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode

II.5.2 : commandabilité de l'onduleur :

La commande de l'onduleur consiste à appliquer des signaux logiques B_{ks} aux bases des transistors, permettant ainsi le basculement entre différentes configurations de commutation. Grâce à cette commande, l'onduleur impose aux enroulements statoriques de la machine des tensions de forme et d'amplitude appropriées, en fonction du régime de fonctionnement

souhaité.

Cette capacité permet à l'onduleur de piloter dynamiquement la machine, en générant les tensions requises via une stratégie de modulation adaptée (par exemple : MLI, SVPWM, etc.)

II.5.3 : fonction de connexion des interrupteur :

Lorsque seul l'un des deux transistors du bras k est commandé en conduction, la condition est telle que $B_k = B_k'$.

Dans le cas contraire, les deux transistors peuvent être commandés à l'ouverture simultanément, empêchant toute conduction.

Ici, $B_k B$ représente le signal de commande du transistor $T_k T$ du bras k. Ainsi, la fonction de commutation associée à chaque interrupteur TD_k est définie comme une fonction logique indiquant l'état de l'interrupteur :

$TD_k = 1 \rightarrow$ interrupteur fermé (en conduction)

$TD_k = 0 \rightarrow$ interrupteur ouvert (blocage)

Cette logique de commande garantit l'évitement du court-circuit de la source continue, tout en assurant la génération correcte de la tension alternative en sortie

Les tensions $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}, V_{dn}$ et ect forment un système de tensions à sept phases équilibré :

$$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}, V_{dn}, V_{en}, V_{fn}, V_{gn} = F_k \cdot V_{dc}$$

Les équations instantanées des tensions simples appliquées aux enroulements statoriques peuvent être exprimées en fonction des signaux de commande $B_k B$ (avec appliqués aux interrupteurs de l'onduleur.

Ces signaux déterminent l'état de chaque bras de commutation (haut ou bas), ce qui permet de déduire la tension de chaque phase par rapport au point fictif, selon la relation suivante :

$$\begin{cases} V_{an} = 6 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & [F1] \\ V_{bn} = -1 & 6 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & [F2] \\ V_{cn} = -1 & -1 & 6 & -1 & -1 & -1 & -1 & [F3] \\ V_{dn} = -1 & -1 & -1 & 6 & -1 & -1 & -1 & [F4] \\ V_{en} = -1 & -1 & -1 & -1 & 6 & -1 & -1 & [F5] \\ V_{fn} = -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 6 & -1 & [F6] \\ V_{gn} = -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 6 & [F7] \end{cases} \quad (II.5)$$

II.7 : commande de l'onduleur à sept phases :

II.7.1 : Commande MLI sinus triangle :

Dans cette technique de modulation, le signal de référence est une onde sinusoïdale représentant

la tension désirée à la sortie de l'onduleur. Ce signal est comparé à une onde porteuse triangulaire de fréquence beaucoup plus élevée. Les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur sont déterminés par les points d'intersection entre le signal modulant (sinusoïdal) et le signal porteur (triangulaire).

Ainsi, la sortie de l'onduleur est une onde constituée d'un train d'impulsions de largeur variable, formant une modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale (SPWM). La fréquence de l'onde porteuse fixe le nombre p d'impulsions générées par demi-cycle.

Cette méthode de modulation est largement utilisée dans les applications industrielles en raison de sa simplicité de mise en œuvre, sa bonne performance en termes de réduction des harmoniques, ainsi que sa capacité à produire une tension de sortie de qualité satisfaisante avec un contrôle efficace de la fréquence et de l'amplitude.[9]

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{a^*} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \\ V_{b^*} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{7}\right) \\ V_{c^*} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{4\pi}{7}\right) \\ V_{d^*} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{6\pi}{7}\right) \\ V_{e^*} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{8\pi}{7}\right) \\ V_{f^*} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{10\pi}{7}\right) \\ V_{g^*} = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{12\pi}{7}\right) \end{array} \right. \quad (II.6)$$

L'équation de la porteuse pour l'onduleur à deux niveaux est donnée par :

$$V_p = \frac{2}{\pi} V_{max} \cdot \arcsin(\cos(2\pi \cdot f_p \cdot t)) \quad (II.7)$$

On définit les indices suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_p = m \cdot f \\ V_{max} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{eff}}{r} \end{array} \right. \quad (II.8)$$

Avec :

m : Indice de modulation

f : Fréquence de la tension de référence (Hz)

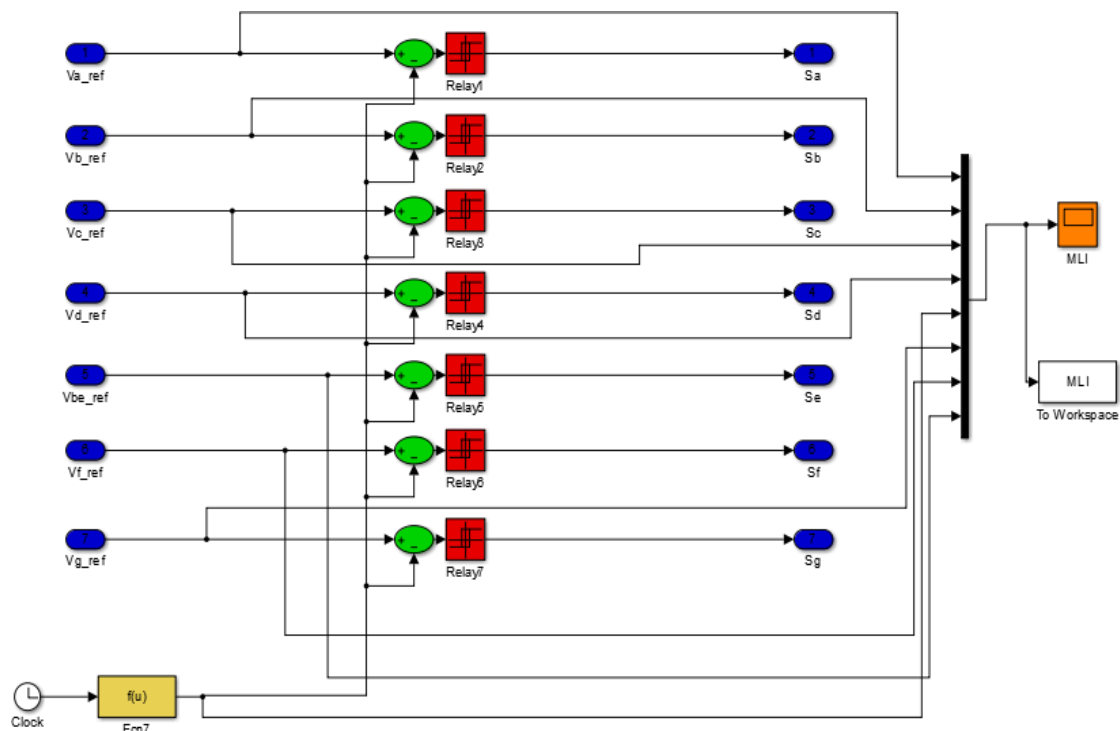
r : Indice de réglage

V_{max} : Valeur crête de l'onde de modulation (V)

f_p : Fréquence de la porteuse (Hz)

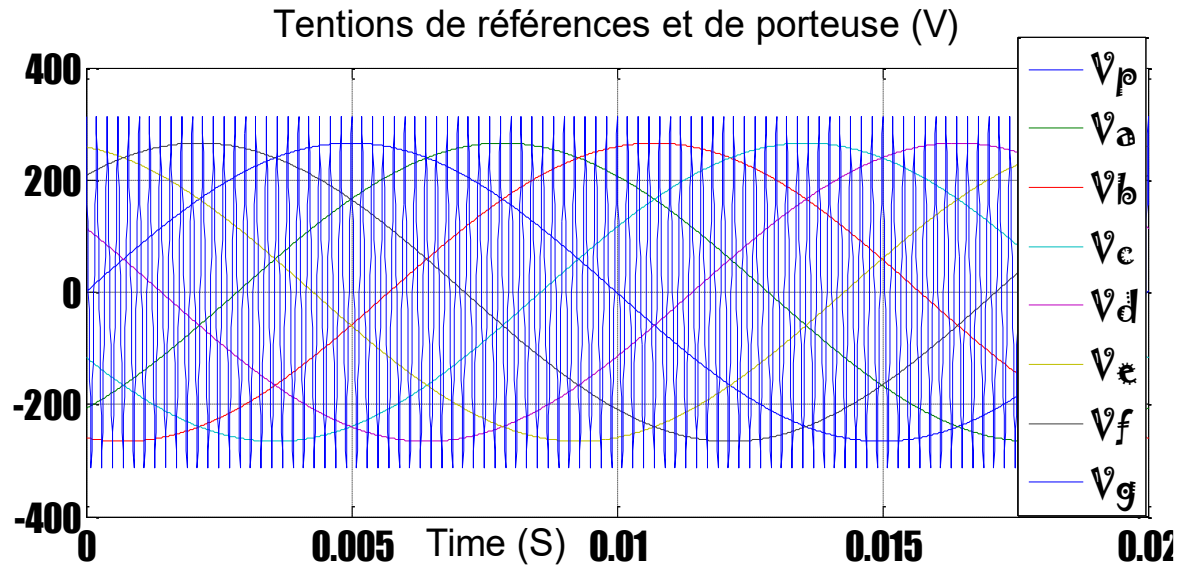
La MLI Sinus-Triangle utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence

f_p , appelée modulant, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p appelée la porteuse, pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est figure II.8 :



(Figure II.10) : représentation schéma de simulation la commande MLI.

Les tensions d'entrée de l'onduleur et tensions de porteuses sont donnés par la figures suivante. :



(Figure II.11) : Tensions à sept phases de références et de porteuse

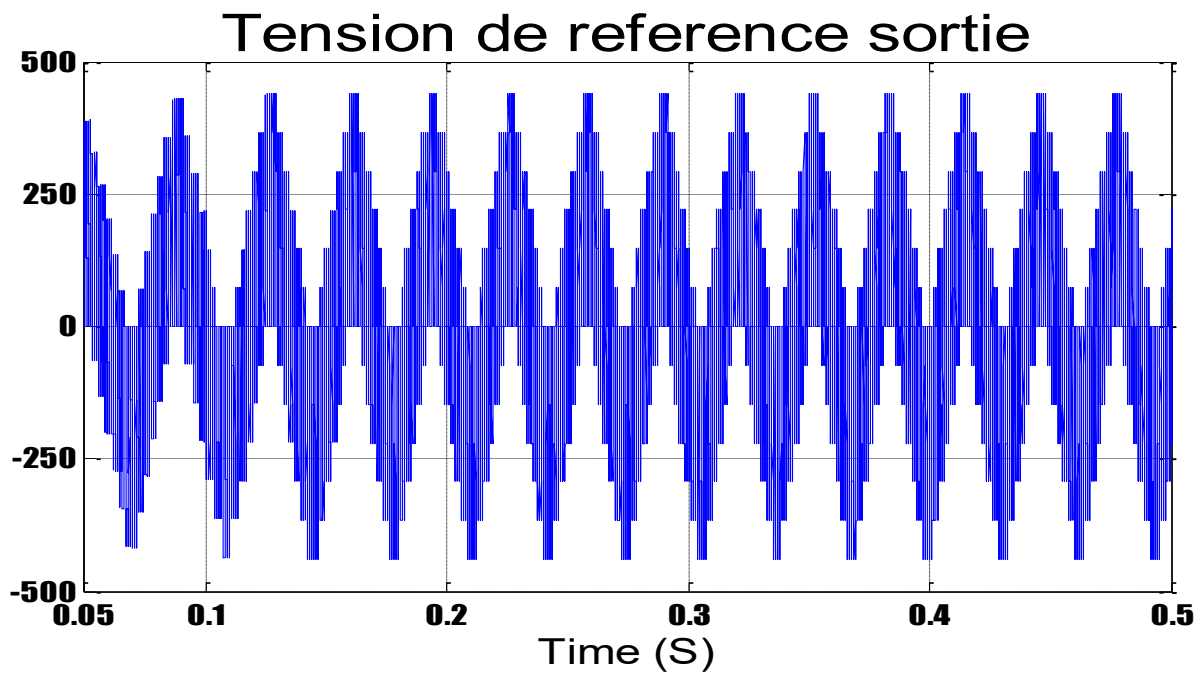
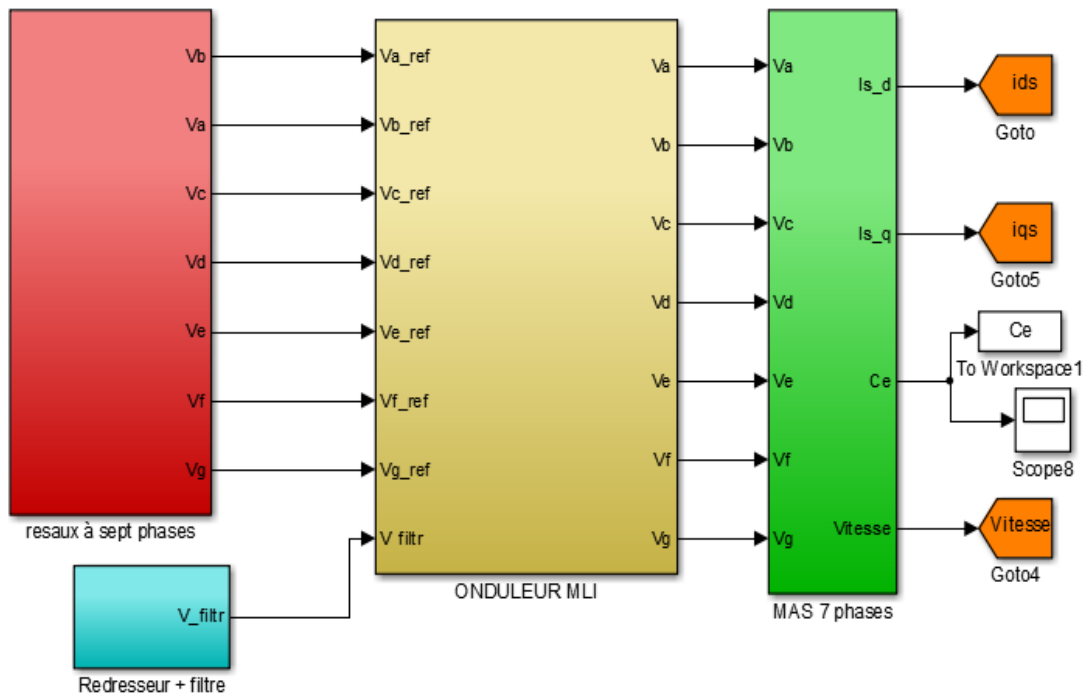


Figure (II.12) : Tensions de références sorties.

II.6 : Simulation de l'association MAS avec l'onduleur à deux niveaux :

Nous avons simulé le type d'onduleur à deux niveaux à l'aide de MAS. Cette simulation représente l'évolution de deux variables.

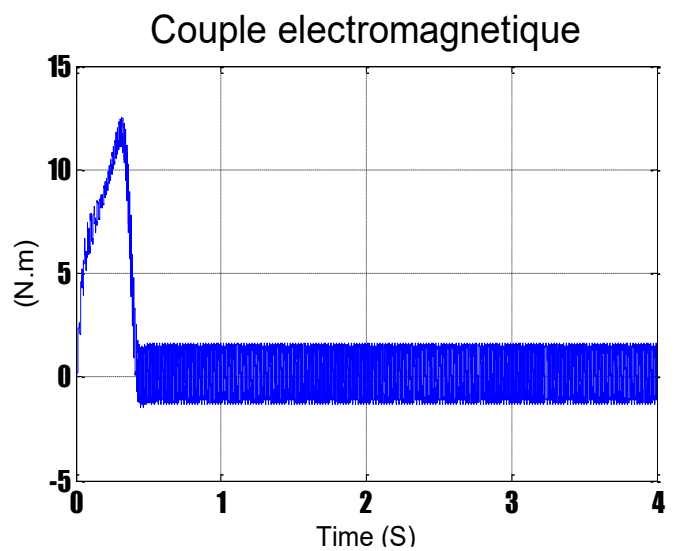
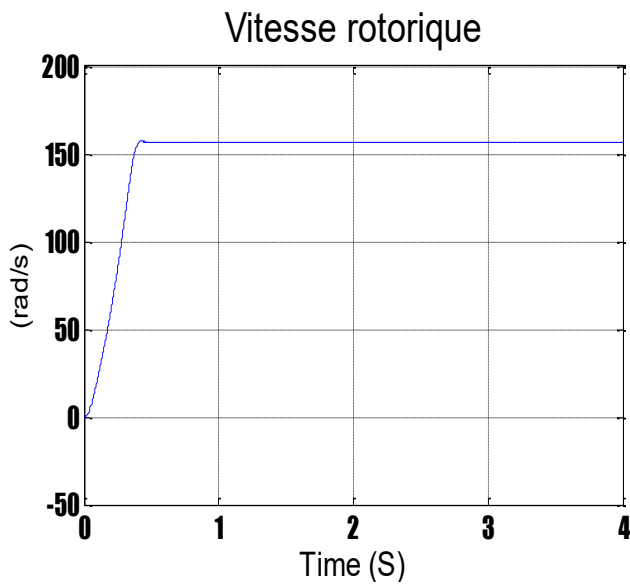
Les bases d'une machine asynchrone à sept phases sont la vitesse du rotor et le couple électromagnétique.

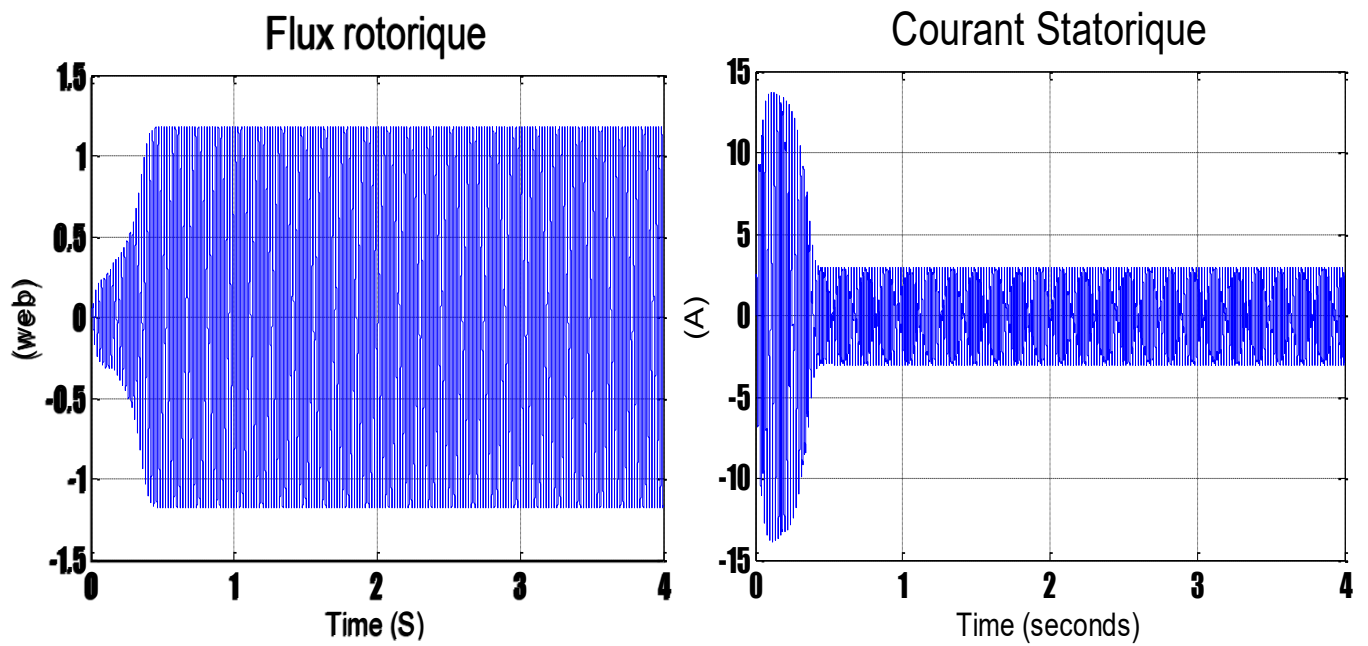


(Figure II.12) : Schéma de simulation de l'alimentation de la MAS a sept phases

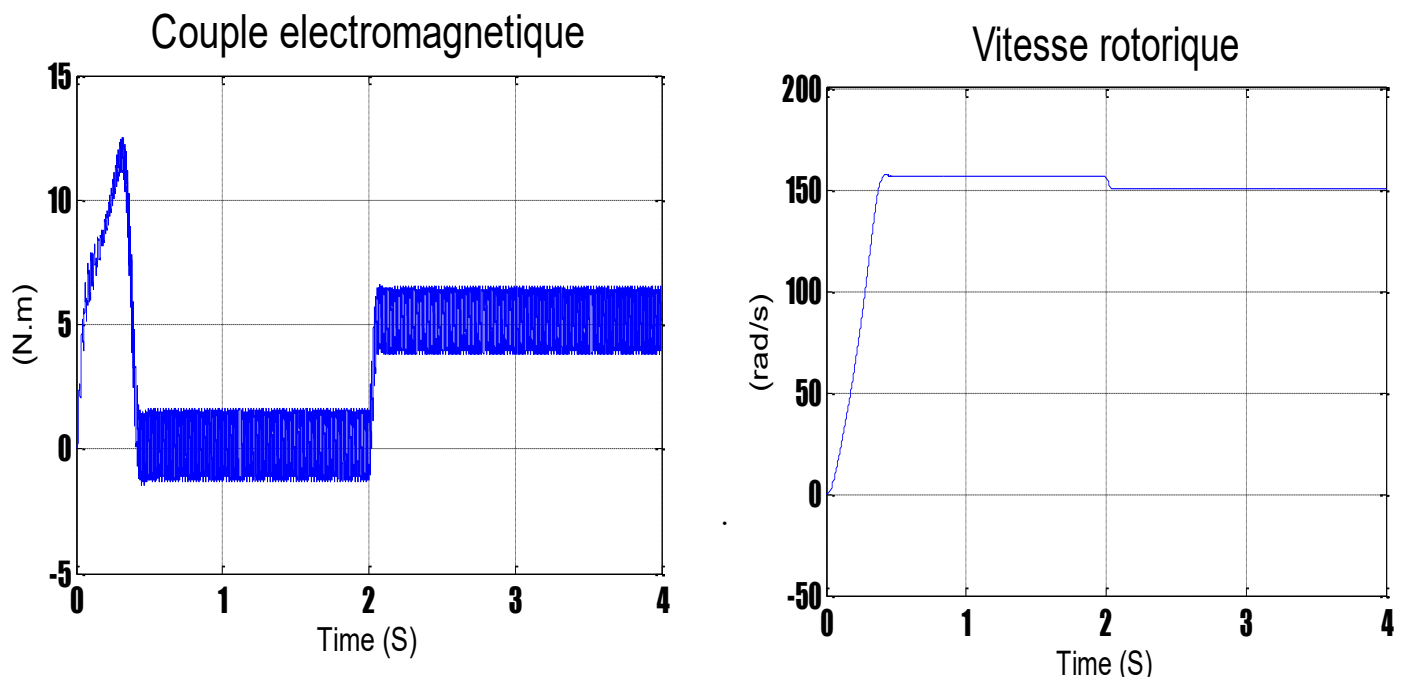
II.7 : résultat de simulation :

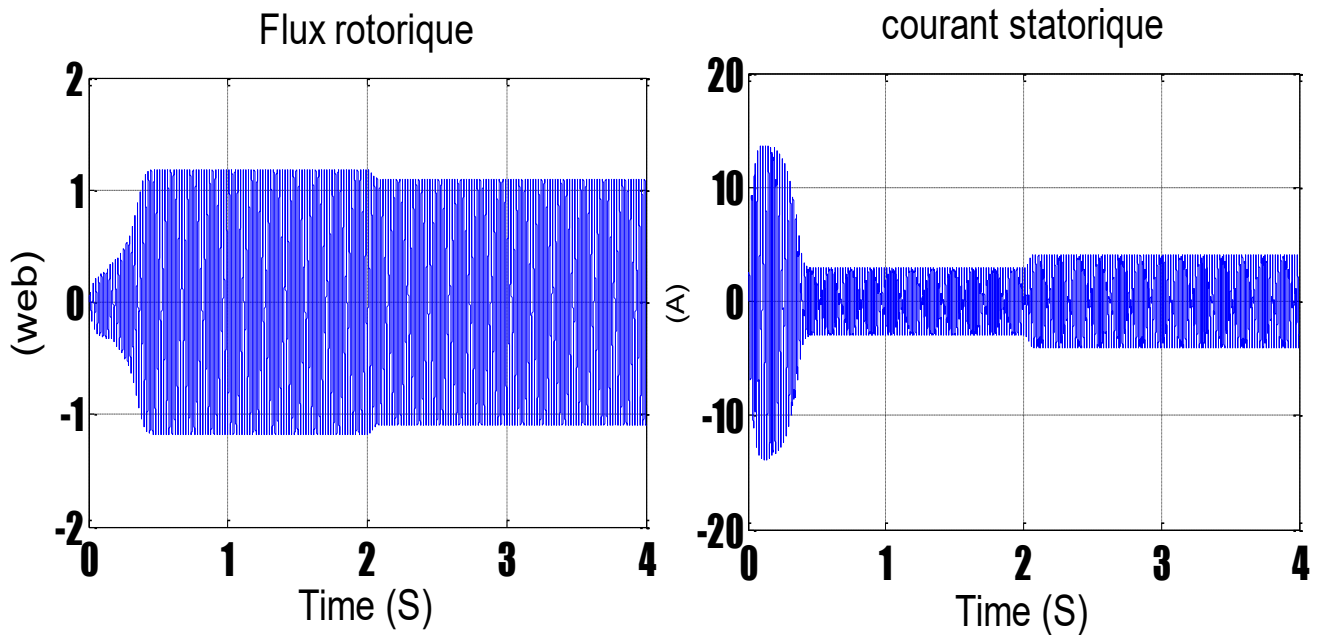
La simulation numérique de l'association convertisseur statique – MAS a sept phases est donnée par les figures suivants :





(Figure II.13) : Résultats de l'alimentation de la MAS a sept phases par un onduleur à commande MLI sinus-triangle à vide.





(Figure II.14) : Résultats de l'alimentation de la MAS a sept phases par un onduleur à commande MLI sinus-triangle et suivie d'une application d'un couple de charge de 5N.m avec $t=2s$

II.8 : Résultat de simulation :

Au démarrage à vide du moteur asynchrone à pôles saillants MAS a sept phases, la vitesse croît de manière quasi linéaire jusqu'à atteindre une valeur proche de celle du synchronisme. En l'absence de commande, la vitesse de rotation reste légèrement diminuée sous l'effet du couple de charge.

Il convient de noter que, lorsqu'il est alimenté directement par le réseau, le moteur asynchrone à pôles saillants MAS a sept phases peut produire un couple de démarrage élevé, atteignant des pics d'oscillation autour de 30 N.m. Ces oscillations s'atténuent après environ 0,2 seconde, et le couple décroît presque linéairement pour tendre vers une valeur quasi nulle oscillation faible autour de zéro.

Une fois un couple de charge appliqué, la baisse de vitesse du moteur est compensée par une augmentation du couple électromagnétique, permettant d'équilibrer le couple exercé par la charge. De cette manière, la puissance développée par le moteur asynchrone à pôles saillants (MASP) demeure constante

II.9 : Conclusion :

Nous avons modélisé le redresseur, le filtre passe-bas et l'onduleur avec son système de contrôle. Les résultats de la simulation montrent que le système de contrôle PWM provoque des ondulations de couple.

Les résultats de la simulation montrent également que la vitesse diminue au fur et à mesure que la charge est appliquée. Pour résoudre ce problème, nous appliquerons la commande vectorielle avec une autre application de commande pour améliorer encore la vitesse en utilisant un régulateur de vitesse BACKSTIPPING, qui sera expliqué en détail dans le chapitre suivant.

Chapitre III : Commande vectorielle avec réglage de vitesse par Backstepping

III.1. Introduction :

La simplicité de commande du moteur à courant continu à excitation séparée lui a longtemps conféré le statut de variateur de vitesse de référence. Cependant, sa structure interne, notamment la présence du collecteur mécanique, engendre des besoins de maintenance fréquents et coûteux, surtout lorsque des performances élevées sont exigées. Face à ces contraintes, les recherches se sont progressivement orientées vers la commande des machines à courant alternatif, en particulier celles alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable, offrant ainsi une alternative plus robuste, moins exigeante en maintenance et adaptée aux environnements industriels modernes.[10]

La commande de la machine asynchrone présente une complexité notable en raison de la nature non linéaire, multivariable et fortement couplée de son modèle mathématique exprimé dans le repère de Park. Cette complexité se manifeste par un couplage intrinsèque entre les deux circuits,. Les stratégies de commande classiques, basées sur la régulation du couple électromagnétique via la pulsation rotorique et du flux par le rapport tension/fréquence, se sont révélées insuffisantes pour satisfaire les exigences imposées par les cahiers des charges industriels, notamment en termes de performances dynamiques. Ce n'est qu'au début des années 1970 que BLASCHKE et HAASSE ont introduit une avancée significative en développant la première méthode de commande vectorielle découplée pour la machine asynchrone. Cette approche a permis d'obtenir un comportement dynamique proche de celui d'un moteur à courant continu, ouvrant ainsi la voie à des performances accrues et un contrôle plus précis.[11]

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la stratégie de commande vectorielle par orientation du flux rotorique appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension. Cette méthode permet de découpler le contrôle du couple électromagnétique et du flux, en conférant à la machine un comportement dynamique similaire à celui d'un moteur à courant continu. Nous présenterons également les résultats de simulation obtenus en implémentant cette commande à l'aide de régulateurs proportionnel-intégral (PI), en analysant la réponse dynamique de la machine ainsi que les performances du système en termes de rapidité, stabilité et précision

III.2. Commande vectorielle :

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse[12]

III.2.1. Commande vectorielle directe :

La détermination de la position et de la norme du flux, nécessaire pour une commande en contre-réaction, requiert l'utilisation de capteurs à effet Hall installés au niveau des dents du stator. Cependant, cette méthode implique le recours à des moteurs spécialement conçus à cet effet. Ces capteurs présentent plusieurs limitations : ils sont mécaniquement fragiles et ne sont pas adaptés aux environnements industriels sévères, notamment en présence de fortes vibrations ou d'échauffements excessifs. De plus, leur fréquence de fonctionnement étant liée à la vitesse de rotation, cela exige l'emploi de filtres adaptatifs pour un fonctionnement optimal. Ainsi, malgré leur utilité, l'intégration de cette méthode engendre un certain nombre d'inconvénients à la fois techniques, mécaniques et environnementaux, limitant son application dans des conditions industrielles rigoureuses.[13]

- La non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation,
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

III.2.2. Commande vectorielle indirecte :

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.
- L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation en vers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique $1/T_r$. En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué

III.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

La commande vectorielle a les avantages suivants :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire la commande scalaire),
- Elle est précise et rapide,
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt,
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

Elle a également certains inconvénients:

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes,
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique,
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction,
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé,
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple[14]

Dans ce qui suit, nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur.

III.4. Commande vectorielle à flux orienté :

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou de même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction du courant dans le repère ($d-q$) comme un produit croisé de courants ou de flux [15] :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} \cdot (\phi_{dr} \cdot I_{qs} - \phi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (III.1)$$

III.4.1 Principe de commande vectorielle direct a flux rotorique orienté :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d, q) tels que l'axe -d- soit confondu avec la direction de Φ_r

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant (d'entrefer), comme suit [13] :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \text{ et } \phi_{qr} = 0 \\ \phi_{ds} = \phi_s \text{ et } \phi_{qs} = 0 \\ \phi_{nd} = \phi_n \text{ et } \phi_{nq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique, comme il est montré par la figure III.1, alors :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = \phi_0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

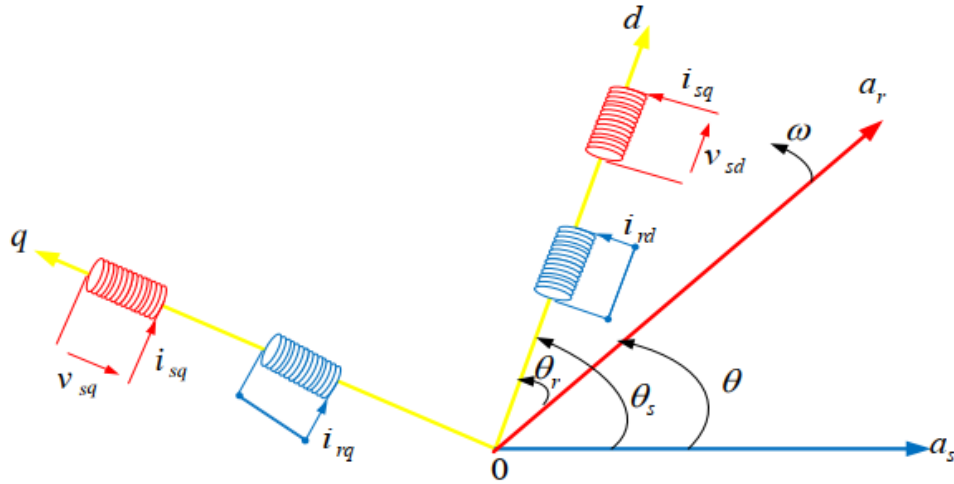


Figure (III.1) : orientation des flux rotorique

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu. Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

- Commande vectorielle à flux rotorique orienté ;
- Commande vectorielle à flux statorique orienté ;
- Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées [16]

La formule du couple électromagnétique dans une machine asynchrone est relativement complexe et ne présente pas la simplicité caractéristique de celle d'une machine à courant

continu, dans laquelle le découplage entre le flux et le couple est naturel, rendant la commande directe plus facile. Ce couplage intrinsèque entre les grandeurs dans la machine asynchrone rend la commande du couple plus difficile.

La commande vectorielle a précisément pour objectif de résoudre ce problème de couplage entre le flux interne et le couple électromagnétique. En effet, si l'on parvient à éliminer le terme croisé impliquant la composante en quadrature du flux rotorique (ϕ_{qr}) et le courant statorique direct (i_{ds}), l'expression du couple devient très similaire à celle d'un moteur à courant continu. Pour cela, il suffit d'orienter le repère (d, q) de façon à annuler la composante en quadrature du flux rotorique, autrement dit : choisir l'angle de rotation de Park de manière à ce que le flux rotorique soit entièrement projeté sur l'axe d. Dans cette configuration, le couple électromagnétique s'exprime alors simplement selon :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} \cdot (\phi_r \cdot I_{qs}) \quad (\text{III.4})$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante i_{ds} du courant statorique et on règle le couple en agissant sur la composante i_{qs} . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante i_{ds} constante, c.à.d. de fixer la référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur de courant i_{ds} s'occupe de maintenir le courant i_{ds} constant et égal à la référence i_{ds}^* .

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \sigma L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + R_t \cdot I_{ds} - \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} - \frac{M}{L_r T_r} \cdot \phi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + R_t \cdot I_{qs} - \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot I_{ds} - \frac{M}{L_r T_r} \cdot \phi_r \\ MI_{ds} = \phi_r + T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} \\ C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot I_{qs} \\ \omega_r = \frac{MI_{qs}}{\phi_r T_r} \end{array} \right. \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$R_t = R_s + R_r \cdot \frac{M^2}{L_r^2}$$

Introduisant la constante $K = P \cdot \frac{M^2}{L_r}$ dans l'équation couple 1 on trouve :

$$C_{em} = K \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (\text{III.6})$$

III.4.2 : Principe de découplage :

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexe. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple [17]

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante :

$$\begin{cases} \omega_s = \omega + \omega_r = P\Omega + \omega_r \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Comme le montre la figure (III.1).

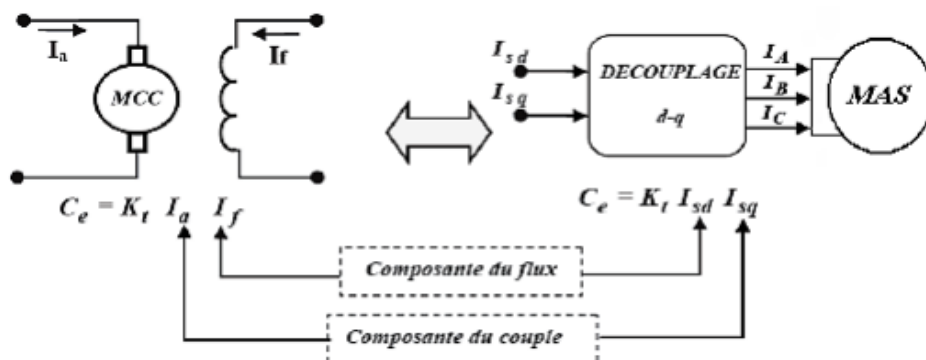


Figure (III.2) : Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continue

Donc après le passage par une transformation de Laplace notre système est donné par :

Ces expressions peuvent être exploitées telles quels pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté de la machine à Induction alimentée en tension mais V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur i_{qs} et i_{ds} donc sur le flux et le couple, il est donc nécessaire de réaliser un découplage comme suite :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1}^* - e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs1}^* - e_{qs} \end{cases} \quad (III.8)$$

Les deux composantes e_d et e_q sont données par :

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \\ e_{qs} = -\sigma L_s \omega_s I_{ds} - \frac{M}{L_r} \cdot \omega_s \phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} \cdot \phi_r \end{cases} \quad (III.9)$$

Tel que :

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

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

e_{ds} : Force électromotrice de rotation sur l'axe "d"

e_{qs} : Force électromotrice de rotation sur l'axe "q"

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = \sigma L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + R_r \cdot I_{ds} \\ V_{qs1}^* = \sigma L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + R_r \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (III.10)$$

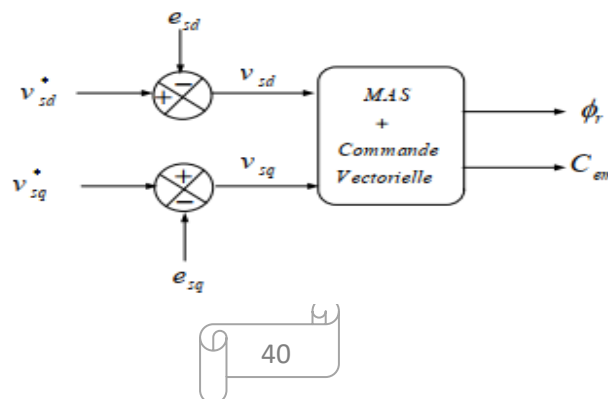


Figure (III.3) : Commande découplée expression de ϕ_r et C_{em} **III.5 : Estimation de ω_s :**

Dans la commande FOC, la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante [18]:

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (\text{III.11})$$

A partir des équation :

$$\omega_s = P\Omega \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (\text{III.12})$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influent sur les performances de cette commande. La position θ_s , est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (\text{III.13})$$

III.6 : Calcul des coefficients des régulateurs :

Le schéma bloc de la commande vectorielle présente quatre régulateurs de flux, de vitesse et de deux composantes du courant statorique. Dans ce qui suit on calculera les coefficients de chaque régulateur par la méthode de compensation de pôles ou par imposition de pôles

III.6.1 : régulateur de courant :

Le découplage proposé par l'équation 7 permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{I_{ds}}{V_{ds}^*} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s} \\ \frac{I_{qs}}{V_{qs}^*} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

L'expression associée aux régulateurs est :

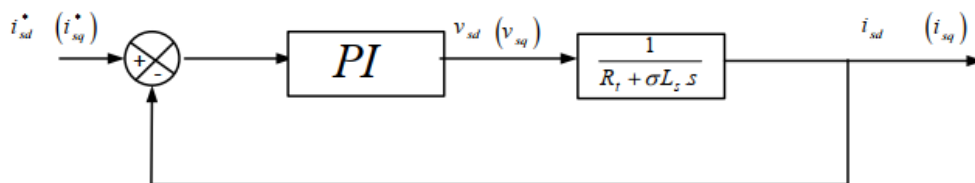


Figure (III.4) : Régulateur des courants en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle ouvert prend la forme suivants :

$$FTBO(S) = k_i \cdot \frac{\frac{k_p+1}{k_i}}{S} \cdot \frac{1}{\sigma L_s S + R_t} \quad (III.15)$$

On peut exprimer cela à l'aide de la méthode de compensation de pôle comme suit :

$$\frac{\sigma L_s}{R_t} = \frac{k_p}{k_i} \quad (III.16)$$

Ainsi, la fonction de transfert à boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$FTBO(S) = \frac{k_i}{R_t S} \quad (III.16)$$

Donc, la fonction de transfert en boucle fermée est écrite comme suit :

$$FTBF(S) = \frac{FTBO(S)}{FTBO(S)+1} = \frac{1}{\frac{R_t}{k_i S} + 1} \quad (III.17)$$

Avec :

$$\tau = \frac{R_t}{k_i}$$

Les coefficients du régulateur de courant sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} k_i = \frac{R_t}{\tau} \\ Kp = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (III.18)$$

Numériquement : on choisit : $\tau I = 0.01s$.

III.6.2 : Régulateur du flux rotorique :

À partir de la troisième équation du système (III.5...9), on peut formuler l'expression suivante :

$$\frac{\phi}{I_{ds}} = \frac{M}{T_r S + 1} \quad (III.19)$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la figure III.

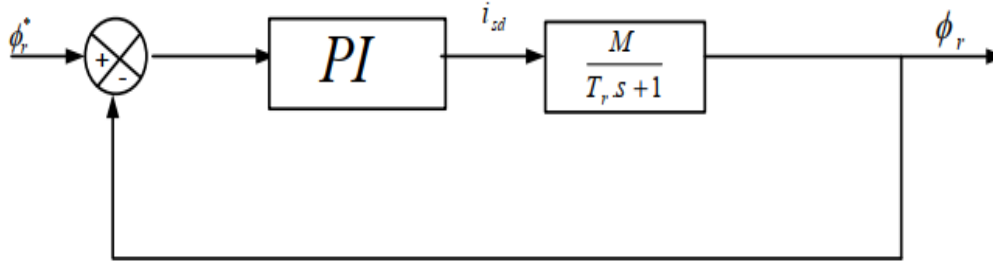


Figure (III.5) : régulateur du flux rotorique en boucle ferme

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

$$FTBO(S) = k_i \cdot \frac{\frac{k_p}{k_i} S + 1}{S} \cdot \frac{M}{T_r S + 1} \quad (\text{III.20})$$

La technique de compensation de pôle conduit à l'expression suivante :

$$\frac{k_p}{k_i} = T_r \quad (\text{III.21})$$

Ainsi, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$FTBO(S) = \frac{1}{\frac{S}{MKi}} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{1}{MKi}$$

Les coefficients de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} Ki = \frac{1}{\tau_\phi} \\ Kp = \frac{T_r}{M\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Numériquement : on choisit $\tau_\phi = 3\tau$

III.6.3 : Régulateur de vitesse :

À partir de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{III.24})$$

La relation de la vitesse peut ainsi être obtenue :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J_s + f} \quad (\text{III.25})$$

La figure ci-dessous représente la boucle de régulation de la vitesse :

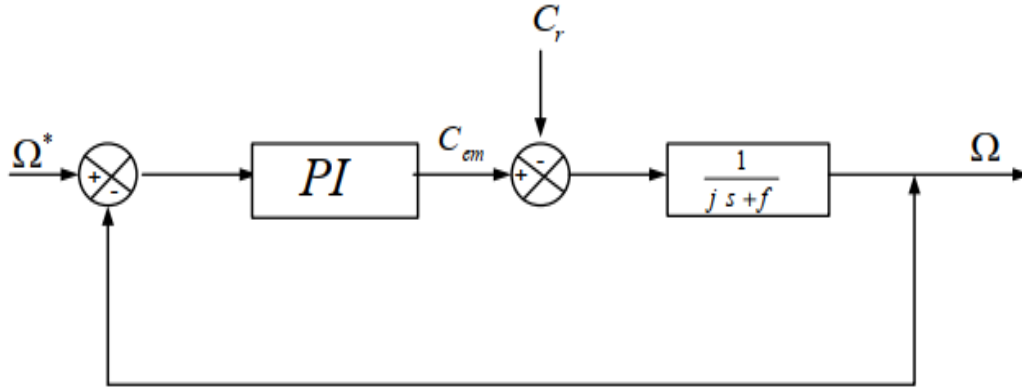


Figure (III.6) : régulateur de vitesse en boucle fermée

Lorsqu'on utilise un régulateur PI, la vitesse peut s'écrire comme suit :

$$\Omega = \frac{1}{J_s + f} \cdot \frac{k_p s + k_i}{s} (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{J_s + f} \quad (\text{III.26})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{k_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{k_i} s^2 + \frac{k_p + 1}{k_i} s + 1} \cdot \Omega^* - \frac{\frac{s}{k_i}}{\frac{J}{k_i} s^2 + \frac{k_p + 1}{k_i} s + 1} \cdot C_r \quad (\text{III.27})$$

La relation de la vitesse correspond à une fonction de transfert du second ordre. Ainsi, le dénominateur peut être exprimé sous la forme canonique suivante :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{III.28})$$

On trouve :

$$\begin{cases} k_i = J \omega_n^2 \\ k_p = 2\zeta \omega_n J - f \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Pour la simulation on choisit : l'amortissement critique $\zeta = 1$ et une pulsation.

On utilise le filtre $\frac{1}{\tau \cdot s + 1}$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse.

La figure Suivante représente La structure de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone a sept phases alimentées par un onduleur de tension:

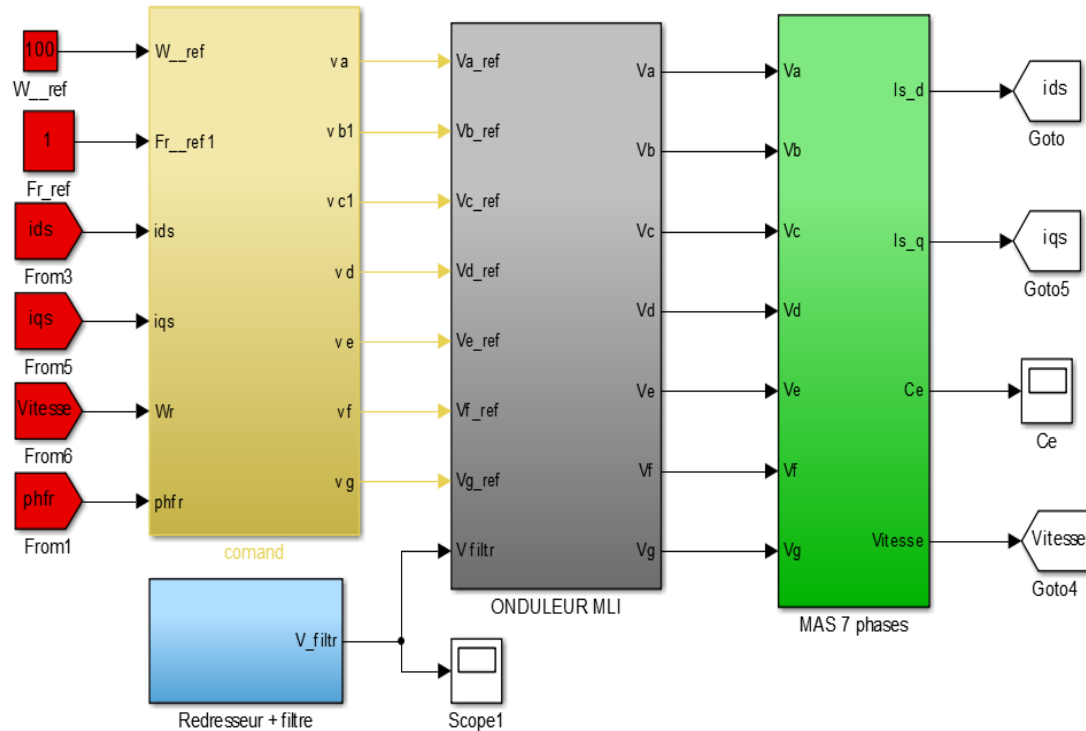


Figure (III.7) : Schéma globale de la commande vectorielle directe appliquée à la MAS a sept phases

III.7 : Résultat de simulation :

Dans cette section, nous procédons à la simulation de la commande vectorielle directe d'une machine asynchrone MAS a sept phases alimentées par un onduleur à deux niveaux. Il convient de noter que la simulation est réalisée sous les conditions suivantes : un flux de référence fixé à 1 Weber et une vitesse de référence de 100 rad/s. Les essais suivants seront

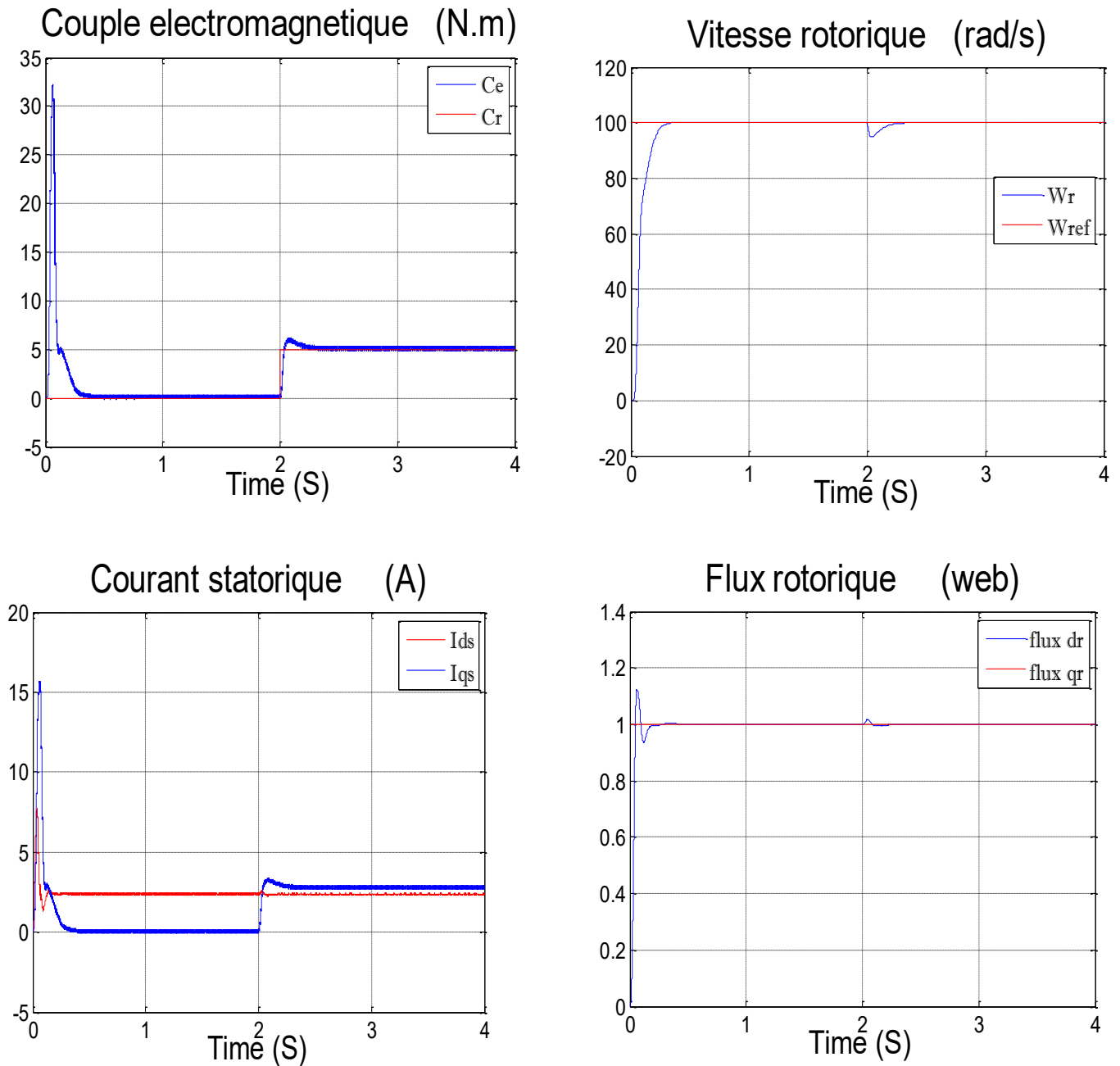


Figure (III.8) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée au MAS à sept phases pour un fonctionnement à vide avec variation de charge

III.7.1 : Essai en charge avec variation de vitesse :

Figure III.8 montre les résultats de simulation correspondant à la variation de la vitesse. Au début du test, la vitesse de référence est fixée à 100 rad/s en régime chargé. À l'instant $t = 1$ s, le sens de rotation de la machine est inversé pour atteindre -100 rad

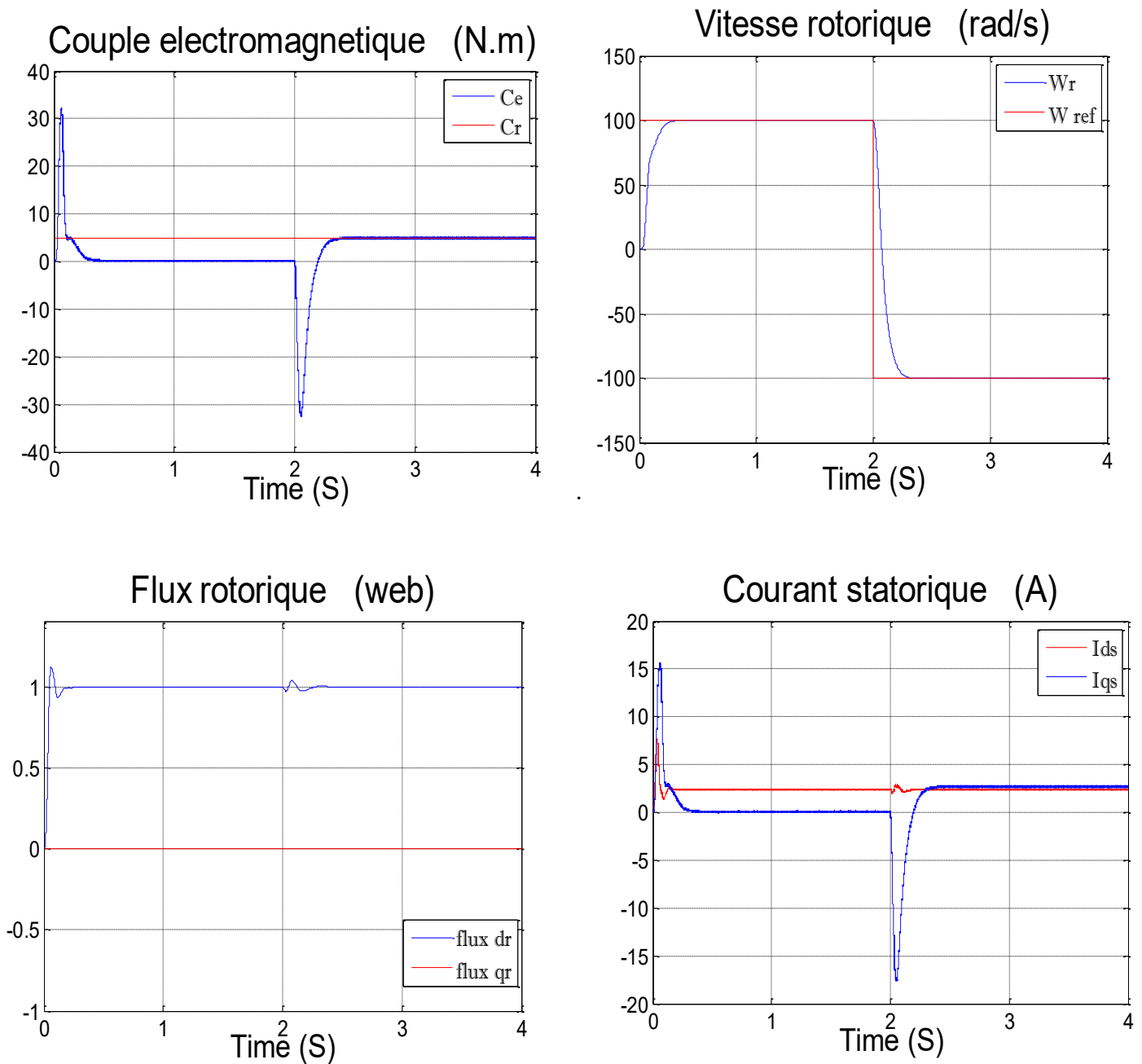


Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande de vitesse par Backstepping appliquée au MAS à set phases pour un fonctionnement en charge avec inversion de vitesse.

III.8 : Commande par BACKSTEPPING :

La méthode du Backstepping, introduite par Kanellakopoulos et ses collaborateurs en 1991, s'appuie sur les travaux antérieurs de Feurre & Morse (1978), Tsinias (1989) ainsi que Kokotovic et Sussmann (1989). Son apparition a marqué une avancée importante dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires, en comblant l'absence d'approches générales malgré les progrès antérieurs. Il s'agit d'une méthode de synthèse récursive et

structurée des lois de commande non linéaires, basée sur la stabilité de Lyapunov, et applicable à une large classe de systèmes non linéaires.[16][17]

III.8.1 : METHODE LYAPUNOV :

La commande des systèmes non linéaires repose sur deux approches fondées sur la théorie de Lyapunov :

- ❖ **La première méthode :** Elle a pour objectif de linéariser le système à commander afin de tirer parti des techniques dédiées aux systèmes linéaires. Cette méthode permet une analyse de la stabilité locale, sans toutefois fournir d'indications sur la stabilité globale. De plus, elle ne permet pas de prendre en compte l'ensemble des phénomènes non linéaires en raison des approximations introduites lors de la linéarisation [13]
- ❖ **La deuxième méthode :** Elle consiste à déterminer une fonction de Lyapunov de commande assurant certaines performances pour le système en boucle fermée. La méthode du Backstepping permet de concevoir de telles fonctions pour les systèmes de haute dimension [14]

III.8.2 : principes de commande par BACKSTEPPING :

Ces dernières années, des avancées notables ont été réalisées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires, notamment avec l'émergence de la technique du backstepping. Cette méthode offre une procédure de synthèse systématique adaptée aux systèmes non linéaires de structure triangulaire. Elle repose sur la décomposition du système global, souvent multivariable et d'ordre élevé, en une série de sous-systèmes de premier ordre en cascade. Pour chaque sous-système, une commande dite virtuelle est déterminée et utilisée comme référence pour le sous-système suivant, jusqu'à aboutir à la loi de commande finale du système complet. Cette méthode présente l'avantage de préserver les non-linéarités bénéfiques à la robustesse et à la performance de la commande, contrairement aux approches basées sur la linéarisation. L'élaboration des lois de commande s'appuie sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov.

L'étude de la stabilité d'un système représenté par un vecteur d'état x repose sur la recherche d'une fonction $v(x)$ interprétée comme une énergie, qui doit être définie positive. De plus, sa dérivée temporelle $\frac{dv}{dt}$ doit être semi-définie négative dans le même domaine. Pour appliquer cette méthode, le système doit être exprimé sous forme triangulaire. L'expression générale du système à analyser s'écrit alors comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = f_2(x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 \\ \dot{x}_n = f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

Telle que :

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^t \quad R^n, \text{ et } x \in R^n$$

La variable d'erreur du sous-système est définie par :

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{III.31})$$

Ainsi, sa dérivée s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0 \\ \dot{e}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

Pour un tel sous-système, on élabore en premier lieu la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{III.33})$$

Sa dérivée par rapport au temps s'écrit comme suit :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (\text{III.34})$$

Pour assurer la stabilité de la dynamique décrite par l'équation (III.32), on considère :

$x_2 = \alpha_1$, telle que :

$$f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 = -k_1 e_1 \quad (\text{III.35})$$

$k_1 > 0$ et une constante de conception

Ainsi, la loi de commande associée au système (III.32) peut être exprimée comme suit :

$$\alpha_1 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1 e_1 - \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{III.36})$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0$$

III.9 : Réglage de vitesse par Backstepping de la MAS à sept phases :

La méthode de commande backstepping appliquée à la MASP vise à conserver une structure globale semblable à celle de la commande vectorielle de flux, garantissant ainsi de bonnes performances tout en maîtrisant et limitant les courants de manière efficace. La vitesse rotorique représente la grandeur à réguler, et l'erreur de régulation est définie comme suit :

$$e_1 = \omega_{ref} - \omega \quad (III.37)$$

Cette dynamique de l'erreur s'exprime par l'équation suivante :

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega}_{ref} - \mu \phi_{dr} I_{qs} - \frac{Tl}{J} \quad (III.38)$$

Pour garantir la convergence de l'erreur vers zéro tout en assurant la régulation et la limitation du courant, on peut satisfaire cette exigence en choisissant i_{sq} comme commande de e_1 . Par conséquent, on adopte la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (III.39)$$

La dérivée est comme suit :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 \left[\dot{\omega}_{ref} - \mu \phi_{dr} I_{qs} - \frac{Tl}{J} \right] = -k_1 e_1^2 - k_1 e_1^2 + e_1 \left[-k_1 e_1 + \omega_{ref} - \mu \phi_{dr} I_{qs} - \frac{Tl}{J} \right] \quad (III.40)$$

Alors que, k_1 est constantes positives. Les commandes virtuelles sont choisies comme :

$$(I_{qs})_{ref} = \frac{1}{\mu \phi_{dr}} \left[-k_1 e_1 + \omega_{ref} + \frac{Tl}{J} \right] \quad (III.41)$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0$$

La figure suivante représente la commande de vitesse par Backstepping de la machine asynchrone à sept phases.

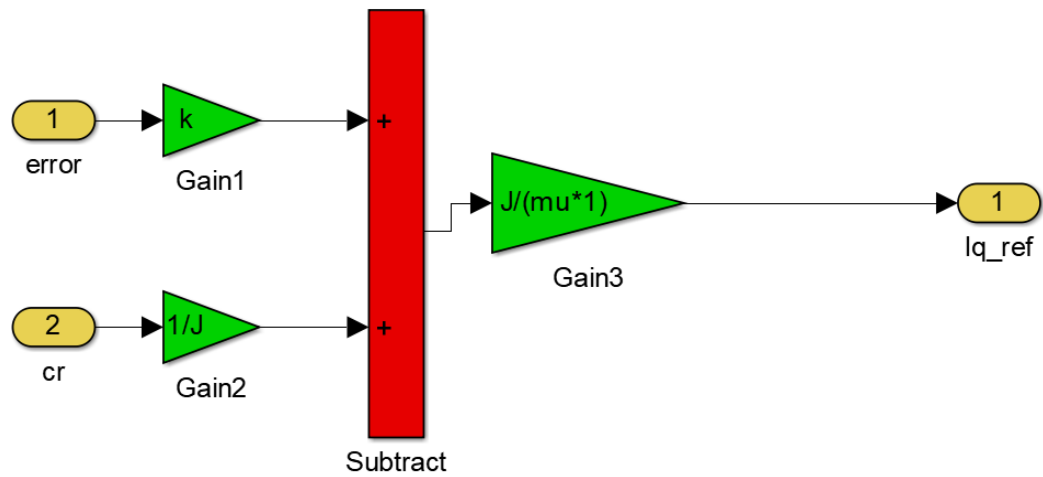
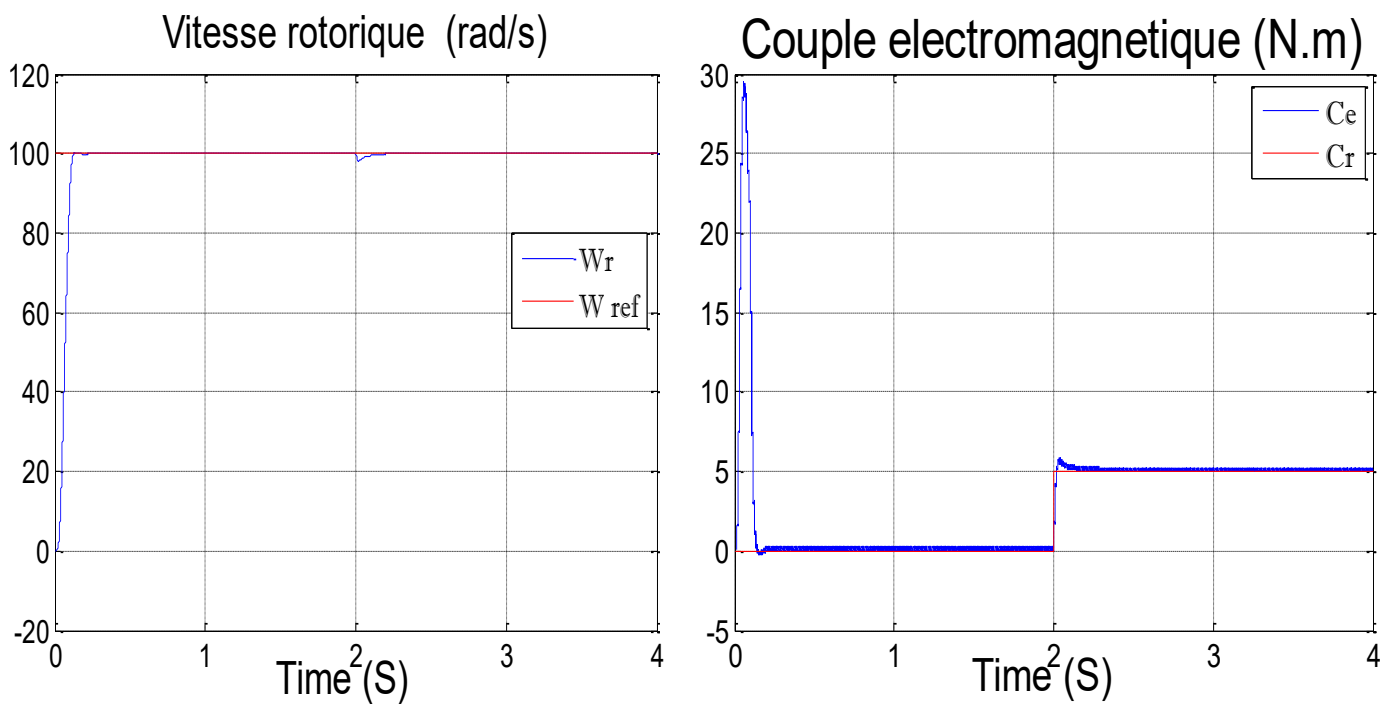


Figure (III.10) : Schéma de la structure en cascade de la commande par BACKSTPING.

III.10 : Résultat de simulation :

Les résultats de la simulation de la commande par Backstepping de la MAS à sept phases sont illustrés dans la figure (III.8). La MASP est une fonction avec une vitesse de référence de 100rad/s, et à l'instant $t=2s$, une charge nominale de 5Nm est appliquée :



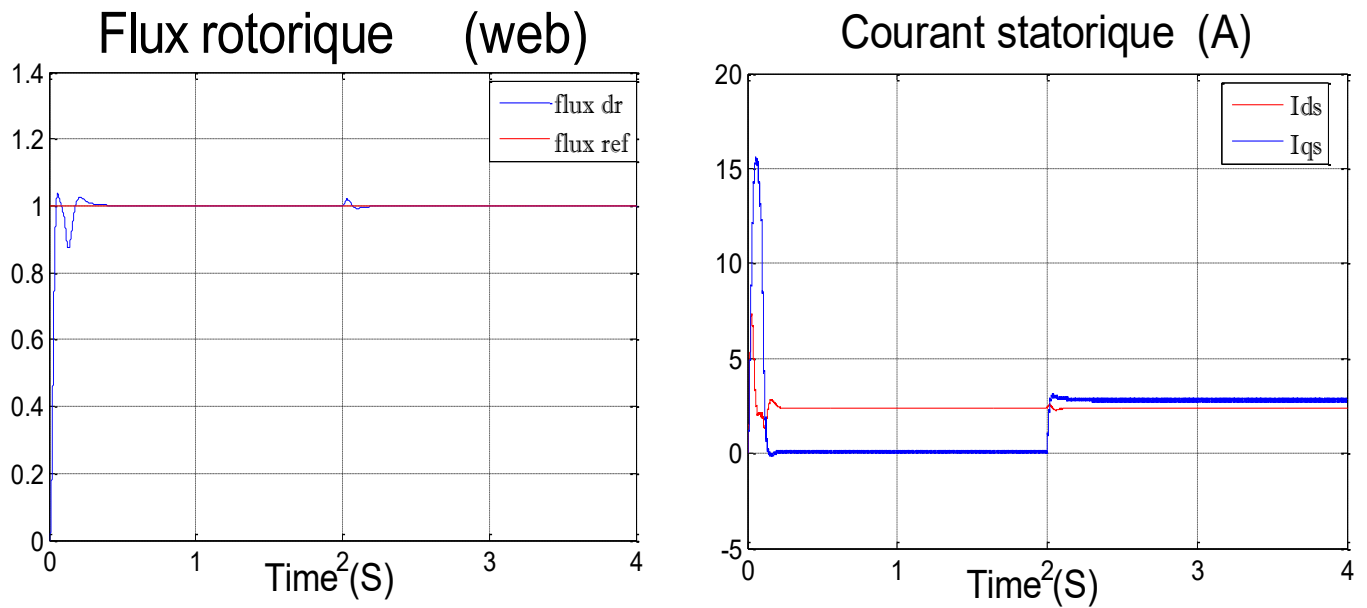
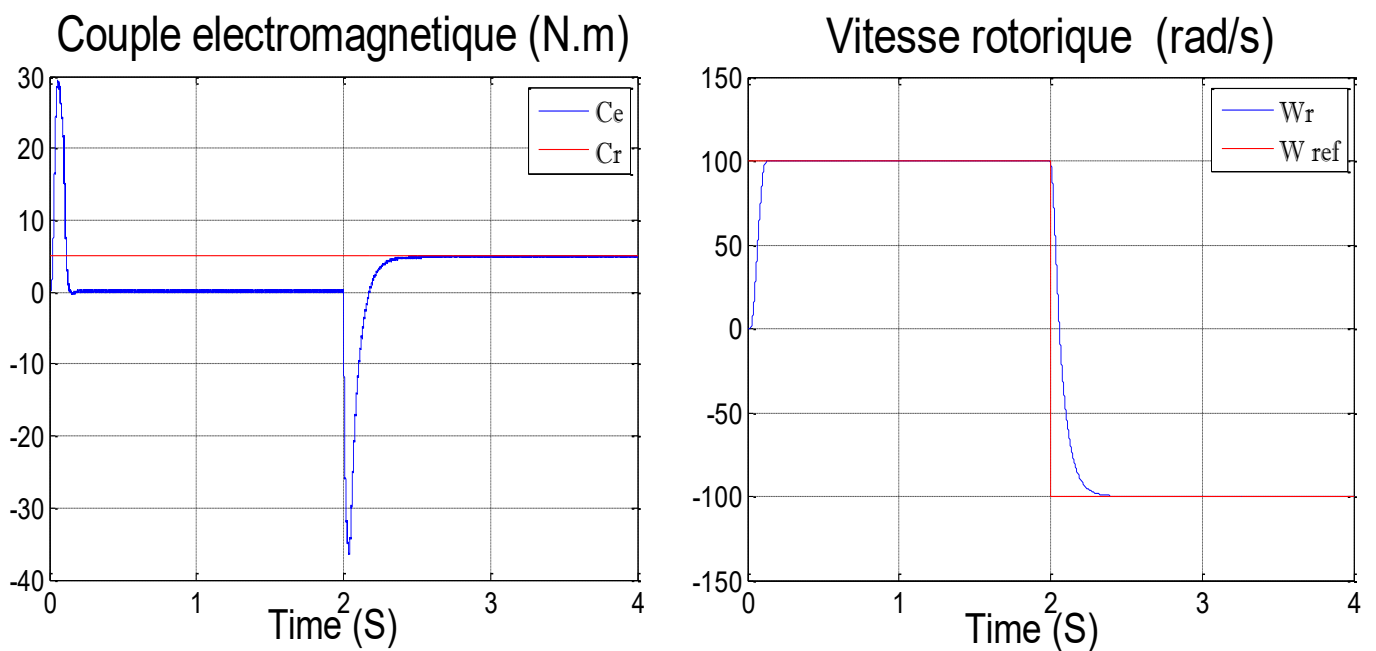


Figure (III.11) : Résultats de simulation de la commande de vitesse par Backstepping appliquée au MAS à sept phases pour un fonctionnement à vide avec variation de charge.

III.11 : Essai en charge avec variation de vitesse :

Les résultats de simulation présentés dans la figure (III.9) illustrent l'application de la commande par Backstepping lors d'un test d'inversion du sens de rotation de la machine. Initialement, la machine fonctionne à une vitesse de 100 rad/s. À l'instant $t = 2$ s, le sens de rotation est inversé. Ce test est réalisé sous charge nominale durant toute la simulation.



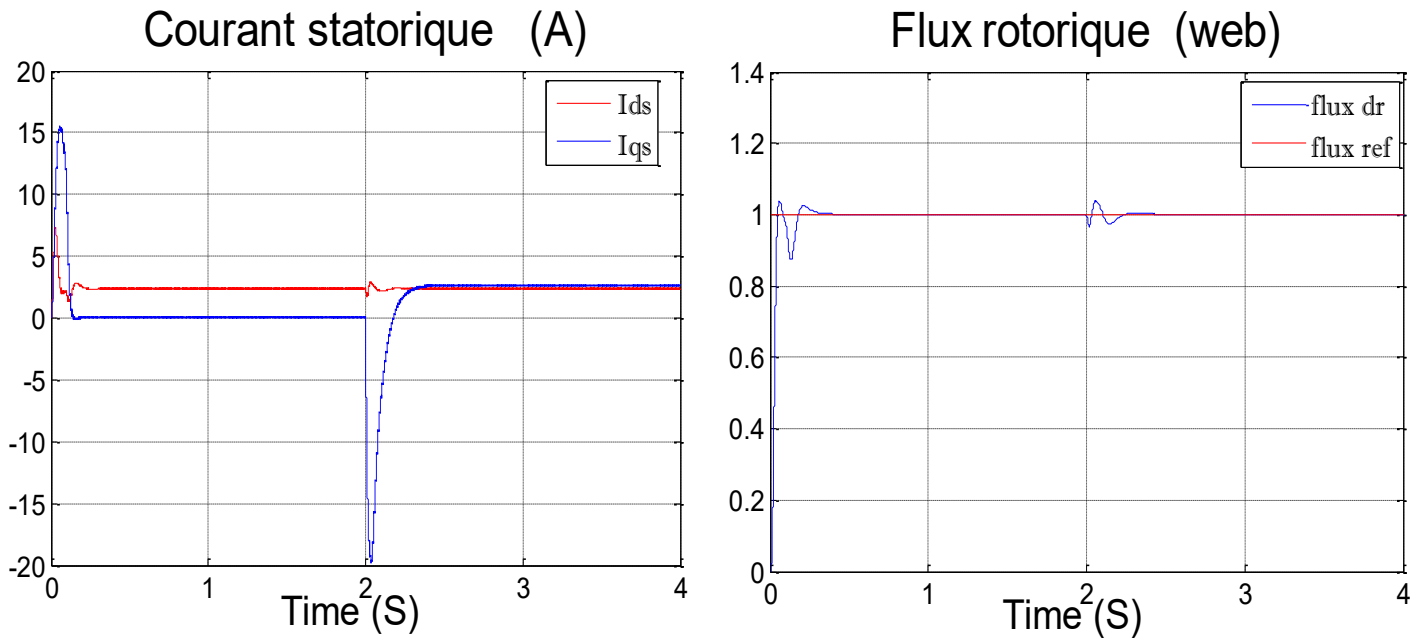


Figure (III.12) : Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée au MAS à set phases pour un fonctionnement en charge avec inversion de vitesse

III.10.1 : Interprétation de simulation :

D'après les résultats de la simulation, on observe que la vitesse suit sa référence et donc le couple électromagnétique augmente significativement au démarrage du moteur puis atteint sa valeur finale maximale, le courant en quadrature est l'image du couple et le flux correspond à sa référence, ce qui indique la préservation de la séparation.

Lorsque la charge est appliquée à la machine, on observe que la vitesse ne diminue pas et que la valeur du couple atteint la valeur de la charge à une vitesse croissante.

III.11 : étude comparative :

Les résultats de simulation obtenus précédemment à l'aide des deux techniques de commande, vectorielle et par backstepping, permettent de réaliser une étude comparative afin d'évaluer les performances de chaque méthode.

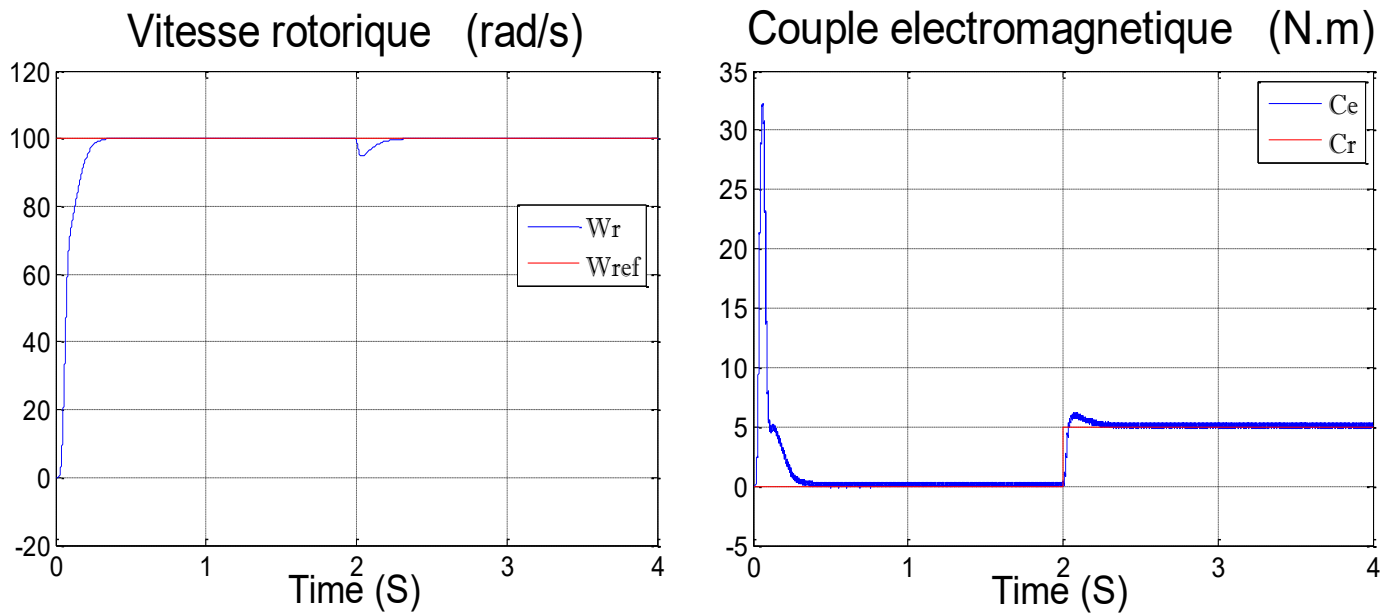


Figure. (III.13) : Résultats de simulation de la commande vectorielle

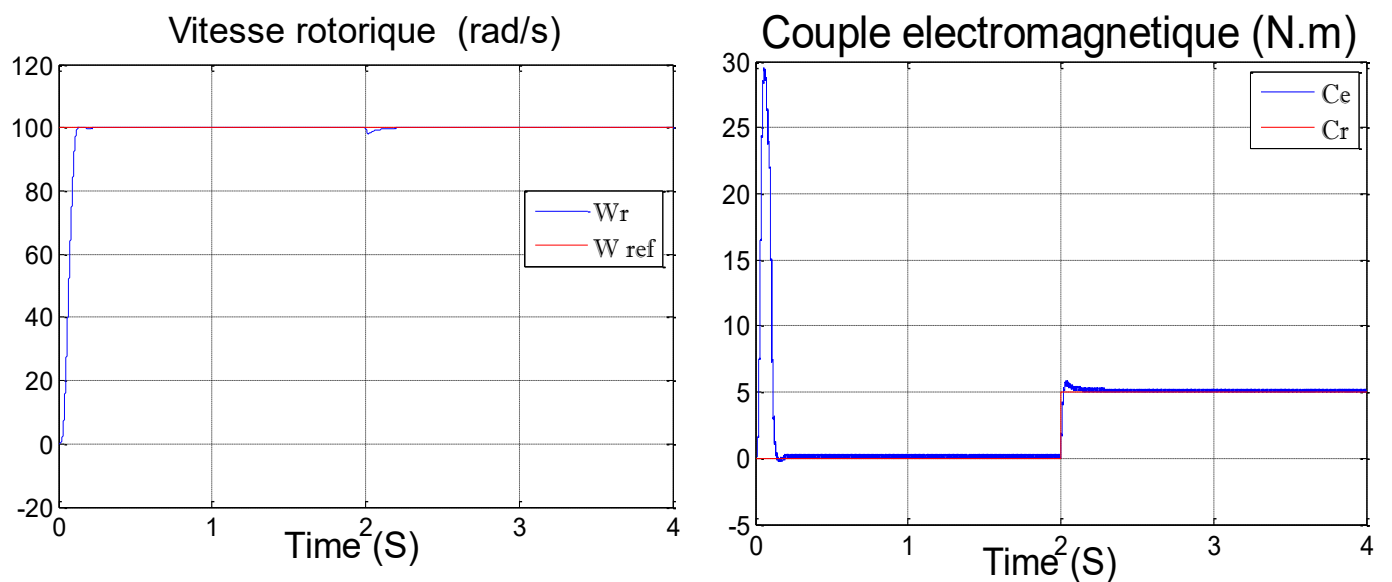


Figure. (III.14) : Résultats de simulation de la commande backstepping.

Les résultats de la simulation montrent qu'au moment où la charge est appliquée, on observe que la vitesse diminue, ce qui est ensuite rejeté dans le cas de la commande vectorielle, alors que dans le cas de la commande à rétro-pédalage, on observe que la vitesse ne diminue pas du tout, et que le couple électromagnétique est fortement ondulé dans le cas de la commande vectorielle.

III.12 : conclusion :

Dans ce chapitre, nous appliquons une loi de commande de vitesse par backstepping au MAS à sept phases, qui repose sur le principe de la commande vectorielle. Les résultats obtenus avec

le régulateur par Backstepping pour le contrôle de la vitesse de la MASP ont été discutés et comparés à ceux obtenus avec le régulateur proportionnel intégral (PI).

En conclusion, lorsque les mêmes conditions d'alimentation sont appliquées à la machine, il est évident que la commande par Backstepping produit de meilleurs résultats que la commande vectorielle. Les simulations montrent clairement l'efficacité de cette approche, qui se distingue ainsi parmi les méthodes de commande évaluées comme la plus performante, que ce soit pour assurer un découplage efficace entre le flux et le couple de la machine ou pour s'adapter de manière optimale aux variations des paramètres au cours du fonctionnement.

CONCLUSION GENERALE

Dans le cadre de ce travail, nous avons mené une étude approfondie de la modélisation, de la simulation et du processus de contrôle d'un moteur asynchrone sept phases (MAS7P), en nous concentrant sur les techniques de contrôle avancées et l'analyse des performances dynamiques du système. Les étapes du projet et les principaux résultats sont résumés ci-dessous :

1. Modélisation de la machine asynchrone sept phase (MAS7P)

L'analyse des caractéristiques dynamiques et statiques de la machine asynchrone sept phase (MAS7P) constitue une étape essentielle pour comprendre son comportement et développer des techniques de commande adaptées. Le premier chapitre a présenté un modèle mathématique précis de cette machine, basé sur la transformation d'un système à sept phases en un système équivalent à deux phases. Cette transformation a permis de simplifier les équations mathématiques sans altérer la précision de la représentation physique.

3. Modélisation de l'onduleur de tension et simulation du système

Dans le deuxième chapitre, un modèle précis de l'onduleur de tension associé à la machine a été développé, en tenant compte des redresseurs qui contrôlent les charges dynamiques, ainsi que de la mise en œuvre pratique du filtre. Ensuite, une simulation complète du système intégré formé par la machine sept phases et l'onduleur a été réalisée.

4. Techniques de commande : commande vectorielle directe et commande par Backstepping

Le troisième chapitre a traité la commande vectorielle directe, qui a montré de bonnes performances en termes de découplage des variables, mais une grande sensibilité aux variations de charge, ce qui constitue l'un de ses principaux inconvénients. En réponse à cela, la commande par Backstepping a été proposée, reposant sur l'utilisation de fonctions de Lyapunov afin de garantir la stabilité du système sans recourir aux régulateurs classiques. Les

Simulations et les tests de robustesse ont démontré l'efficacité de cette méthode face aux variations de charge et de vitesse, illustrant ainsi sa pertinence pour les machines asynchrones.

5. Synthèse et comparaison des deux approches

La comparaison entre les deux techniques de commande a révélé que la méthode backstepping offre d'excellentes performances en régime permanent ainsi qu'une réponse dynamique de haute qualité. Elle permet également un rejet efficace des perturbations et une réduction notable

des fluctuations du couple et du flux magnétique du rotor lors des phases transitoires. De plus, cette méthode présente de nombreux avantages par rapport aux approches traditionnelles.

6. Recommandations et perspectives futures

Compte tenu de l'importance croissante des machines multi phases dans divers secteurs industriels, l'adoption de techniques de commande avancées comme le Backstepping est indispensable pour améliorer leurs performances et relever les défis techniques. Bien que cette méthode ait prouvé sa fiabilité, il est important de considérer que d'autres approches potentiellement plus optimales pourraient être explorées dans les travaux de recherche futurs.

Bibliographie

- [1]. Université Ziane Achour - Djelfa, *Commande Prédictive d'une Machine Asynchrone à Sept Phases*, Mémoire de Master, 2022.
- [2]. Université de Blida, *Commande par Backstepping d'une MAS Triphasée*, Mémoire de Magister, 2019.
- [3]. Université de Bordj Bou Arréridj, *Commande Backstepping*, Mémoire de Fin d'Études, 2021.
- [4] 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
- [5] Yamina Z., «Commande *par Mode Glissant des courants Statoriques de la Machine Asynchrone* » Memoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif. 2010
- [6] H.Djelouat ,A.Hayane » Identification paramétrique de la machine asynchrone à cage »Département Électronique, Faculté de Technologie, Université SAAD DAHLAB de BLIDA,2019.
- [7]:E.Semail, E. Levi, A Bouscayrol, X.Kestelyn,"Multi-Machine modeling of Two series Connected 5-Phases synchronous Machines: Effect of harmonics on Control", IEEE-IAS'04, Seattle (Washington), October 2004, Vol.1, pp.71-78
- [8] Djaghdali L., «Commande Prédictive Directe du Couple de la Machine Asynchrone», Memoire de Magistère, Université de Biskra, 2012
- [9] BERREZZEK Farid. Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone. Mémoire de magister. Université d'Annaba.2006
- [10] Yamina Z., «Commande *par Mode Glissant des courants Statoriques de la Machine Asynchrone* » Memoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif. 2010

Bibliographie

- [11] Chapuis Y-A-, Roye D., S. Courtine «Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique», Journal De Physique DL T 5, N° 6, June 1995
- [12] Chekima D., «Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue». Memoire de Master Académique. Université d'El-Oued.2014
- [13] Alia S., S. Guedda. , «Commande Vectorielle d'une Machine à Induction ». Mémoire de master, Université EchahidHamma Lakhdar d'El-Oued, 2018.
- [14] aid H., Aina W., «Synthèse de lois de Commande non-linéaire pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un Moteur Synchrone à Aimants Permanents». Mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2013.
- [15] Ouanes.S, Benyoussef.E.,«Estimation paramétrique de la machine à induction », D'ingénieur d'état en génie électrotechnique, Université de M'SILA, 2009.
- [16] D, Hadiouche. Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure. Thèse de doctorat, Université Nancy-I, Décembre 2001.
- [17] G, Grellet. G, Clerc. Actionneurs électriques, principe, modèles, commande. Edition Eyrollres, Paris, 2000
- [18] song J., K. B. Lee, H . song, I choi,K. B .Kim ,« sprrd sensorless field orientation control of the induction motor using a novrl reduced-order extended luenberger observer »,Proc of the IEEE Iad. Appl, Vol.03, pp.1828-1834 Conf.2000
- [19]Cherifi mohamed Djamel Edinne Figuigui berrezoug(Commande backstepping sans capteur Mécanique d' un moteur asynchrone avec Estimation de la résistance statorique) UNIVERSITE dr.tahar molay saida 2018
- [20] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic and A. S. Morse, « Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 36, Issue 11, pp. 1241-1253, November 1991.
- [21] A. Benniskeur « Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires », Thèse Ph.D, Univ Laval Quebec, Fevrier 2000

Bibliographie

[22] Bensetti Nour_el_islam et Boukhachba Mimouna (Commande par backstepping d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux) UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA 2017

Paramètres de la Machine asynchrone

Paramètres électriques :

$R_s = 10\Omega$: Résistance du stator

$R_r = 6.3\Omega$: Résistance du rotor

$L_s = 0.4642\Omega$: Inductance du stator

$L_r = 0.4612\Omega$: Inductance du rotor

$M = 0.4212H$: Inductance mutuelle

$P = 1.08kw$: Puissance électrique

$V_s = 220V$: Tension du stator

Paramètres mécaniques :

$J = 0.02\ Kg\,m$: Moment d'inertie

$f = 0\ SI$: Coefficient de frottement

$C_r = 5\ Nm$: Couple électromagnétique

$P = 2$: Nombre de paire de pole.

Résume

Ce mémoire traite de la modélisation et du contrôle d'une machine asynchrone à sept phases. Après avoir établi un modèle mathématique complet, la machine est alimentée via une chaîne composée d'un redresseur, d'un filtre et d'un onduleur. Une commande vectorielle directe a été appliquée pour séparer le contrôle du flux et du couple. Pour optimiser le réglage de vitesse, la technique **Backstepping** a été introduite. Les résultats de simulation montrent une bonne performance dynamique, une stabilité renforcée et un suivi précis de la vitesse. Ce travail confirme l'efficacité des stratégies avancées dans le contrôle des machines multi phases

الملخص

تتناول هذه الأطروحة نمذجة آلة غير متزامنة ذات سبع مراحل والتحكم فيها. بعد إنشاء نموذج رياضي كامل، يتم تغذية الآلة عبر سلسلة تتكون من مقوم ومرشح وعاكس. تم تطبيق التحكم المباشر في المتجهات لفصل التحكم في التدفق وعزم الدوران. تم إدخال التقويم الخلفي لتحسين التحكم في السرعة. تُظهر نتائج المحاكاة أداءً ديناميكيًا جيدًا واستقرارًا محسنًا. وتتبعًا دقيقًا للسرعة. يؤكد هذا العمل فعالية الاستراتيجيات المتقدمة في التحكم في الآلات متعددة المراحل.

Abstract :

This thesis deals with the modeling and control of a seven-phase asynchronous machine. After establishing a complete Mathematica model, the machine is fed via a chain consisting of a rectifier, a filter and an inverter. Direct Vector control was applied to separate flux and torque control. Backstepping was introduced to optimise speed control. Simulation results show good dynamic performance, enhanced stability and accurate speed tracking. This work confirms the effectiveness of advanced strategies in the control of multiphase machines.