

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

COMMANDE NON LINEAIRE
HYBRIDE APPLIQUEE A LA MACHINE
ASYNCHRONE

Présenté par :

- ✓ **SMAILI Mohamed**
- ✓ **BENYAHIA Walid**
- ✓ **SALMI Noureddine**

Proposé et dirigé par :

Mr. ZEGHLACHE Samir

Année universitaire : 2010/2011

REMERCIEMENT

Louange à Allah le tout puissant, clément et miséricorde de nous avoir aidé à mener ce modeste travail à son terme.

Ce présent mémoire, n'aurait pu voir le jour sans la contribution de nombreuses personnes dont nous faisons aujourd'hui un plaisir et un devoir de les remercier, et de leur témoigner notre profonde gratitude.

*Nos remerciements s'adressent à notre promoteur **Mr SAMIR ZEGHLACHE** pour avoir proposé et diriger ce modeste travail et pour son continuel suivi tout le long de la correction de ce mémoire. Il a présenté un excellent exemple de la compétence scientifique, discipline et générosité.*

*Nous remercions vivement Monsieur **BACHIR BENDJAIMA** le chef de département de génie électrique pour sa disponibilité et sa générosité.*

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté de juger notre travail.

Nous n'oublions pas de rendre un vibrant hommage à nos enseignants, à tous les niveaux, pour le sacrifice qu'ils ont consentis, à nos parents qui nous ont donnés la vie, nos enseignants qui nous ont donnés le moyen de bien vivre.

Enfin, que tous ceux qui ont attribués de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire trouvent ici l'expression de nos profondes gratitude.

MOHAMED* WALID * NOUREDDINE

Remerciement	
Dédicace	
Sommaire	
Notion et symbole	
Introduction générale.....	1

Généralités	
Problématique	
Structure du mémoire	

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction.....	3
1.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées.....	3
1.2.1 Définition.....	3
1.2.2 Description.....	3
1.2.3 Hypothèse simplificatrices.....	4
1.2.4 Modélisation de la machine asynchrone.....	4
1.3 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé.....	4
1.3.1 Equations électriques.....	5
1.3.2 Equations magnétiques.....	6
1.4 Transformation de park.....	7
1.4.1 Modèle du moteur dans le système biphasé.....	9
1.4.1.1 Equations électriques.....	9
1.4.1.2 Equations magnétiques.....	10
1.4.2 Définitions des différents référentiels.....	10
1.4.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator.....	11
1.4.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor.....	11
1.4.2.3 Référentiel fixe par rapport aux champs tournants.....	12
1.4.3 Expression du couple électromagnétique et de la puissance.....	12
1.4.4 Equation du mouvement.....	14
1.5 Mise en équation d'état.....	14
1.6 Simulation de la machine asynchrone.....	16
1.6.1 Bloc de simulation de la machine asynchrone.....	16
1.6.2 Interprétations des résultats.....	16
1.7 Conclusion.....	19

Chapitre 2
Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

2.1 Introduction.....	20
2.2 Introduction à la commande vectorielle.....	20
2.2.1 Principe de base de la commande vectorielle.....	21
2.2.2 Structure de commande vectorielle a flux oriente	23
2.2.3 Découplage entrée-sortie.....	24
2.2.4 Bloc de défluxage.....	25
2.3 Régulation.....	26
2.3.1 Régulateur du flux.....	26
2.3.2 Régulateur du couple.....	28
2.3.3 Régulateur du vitesse.....	30
2.4 Modélisation de l'alimentation de la machine	31
2.4.1 Modélisation du redresseur.....	31
2.4.2 Modélisation du filtre.....	33
2.4.3 Modélisation de l'onduleur à MLI.....	34
2.5 Présentation Des Résultats De Simulation.....	38
2.5.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse.....	38
2.5.2 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	39
2.5.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique	41
2.6. Conclusion.....	42

Chapitre 3
Commande par mode glissant

3.1 Introduction.....	43
3.2 Elimination Du Phénomène De Chattering.....	43
3. 2.1 Fonction SAT	44
3.2.2 Fonction SMOOTH.....	44
3.3 Commande Non-Linéaire Par Mode Glissant.....	44
3.3.1 Modèle Du Moteur Asynchrone.....	44
3.3.2 Choix Des Surfaces De Glissements.....	45
3.3.3 Conditions De Convergence.....	46
3.3.4 Loi De Commande Par Mode Glissant.....	47
3.4 Bloc De Simulation.....	50
3.5 Simulation Et Interprétation Des Résultats.....	51
3.5.1 Test De Robustesse Pour La Variation De Vitesse.....	51
3.5.2 Test De Robustesse Pour La Variation De La Charge.....	52
3.5.3 Test De Robustesse Pour La Variation De La Résistance Rotorique	53
3.6 Conclusion.....	55

Chapitre 4
Commande hybride mode glissant-backstepping

4.1 Généralités sur la technique du Backstepping.....	56
4.2 Aspect théorique de la technique du Backstepping.....	56
4.3 Les avantages de la commande Backstepping.....	58
4.4 Commande hybride mode glissant-backstepping.....	58
4.5 Conception systématique des modes glissants pour la machine asynchrone à l'aide de la méthode du backstepping.....	59
4.6 Bloc de simulation.....	62
4.7 Simulation et interprétation des résultats.....	62
4.7.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse.....	62
4.7.2 Teste de robustesse pour la variation de vitesse.....	63
4.7.3 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	64
4.7.4 Teste de robustesse pour la variation de la charge.....	64
4.7.5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	65
4.8 Etude comparative.....	67
4.9 Conclusion.....	68
Conclusion Générale	70
Annexe	
Bibliographie	

Sommaire

Liste des figures

Chapitre01 :

Figure (1.1) : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée.

Figure (1.2) : Passage du système triphasé au systèmes biphasé.

Figure (1.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé
par rapport aux différents référentiels.

Figure (1.4) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

Figure (1.5) : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée
en tension.

Chapitre02 :

Figure (2.1) : Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

Figure (2.2) : Structure de commande par orientation du flux rotorique pour une
Alimentation en tension.

Figure (2.3) : Structure de la commande vectorielle directe par orientation du flux
rotorique

Figure (2.4) : Structure du bloc de découplage.

Figure (2.5) : Profil du flux rotorique de défluxage.

Figure (2.6) : schéma bloc présente la Régulation du flux.

Figure (2.7) : schéma bloc présente le Régulateur de couple.

Figure (2.8) : schéma bloc présente la Régulation de la vitesse.

Figure (2.9) : Association : redresseur triphasé à diode-filtre-ondule De tension
machine asynchrone.

Figure (2.10) : Pont redresseur triphasé double alternance.

Figure (2.11) : Tension de sortie du redresseur.

Figure (2.12) : schéma électrique du filtre RC.

Figure (2.13) : Tension de sortie du filtre.

Figure (2.14) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Figure (2.15) : Schéma synoptique.

Figure (2.16) : Résultat de la simulation d'un convertisseur.

Figure (2.17) : Teste de robustesse par variation de la vitesse.

Figure (2.18) : Teste de robustesse par variation de la charge.

Figure (2.19) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.

Chapitre03 :

Figure (3.1) : schéma présente la fonction d'élimination du chattering « SAT ».

Figure (3.2) : schéma présente la fonction d'élimination du chattering « smooth ».

Figure (3.3) : Schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant
De la MAS.

Figure (3.4) : Teste de robustesse par variation de la vitesse.

Figure (3.5) : Teste de robustesse par variation de la charge.

Figure (3.6) : Teste de robustesse par variation de la résistance rotorique.

Chapitre04 :

Figure (4.1) : Schéma bloc de simulation de la commande hybride
(Mode glissant- backstepping) de la MAS.

Figure (4.2) : Teste de robustesse par variation de la vitesse.

Figure (4.3) : Teste de robustesse par variation de la charge.

Figure (4.4) : Teste de robustesse par variation de la résistance rotorique.

Liste des tableaux

Chapitre01 :

Chapitre02 :

Chapitre03 :

Chapitre04 :

Tableau (4.1) : Étude comparative entre les commandes développée pour la MAS.

Liste des symboles

V_{SA}, V_{SB}, V_{SC}	Les tensions statorique.
I_{SA}, I_{SB}, I_{SC}	Les courants statoriques
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Les tensions rotorique.
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Les courants rotoriques.
$\Phi_{SA}, \Phi_{SB}, \Phi_{SC}$	Les flux statorique.
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Les flux rotorique
ω_s	Pulsation statorique.
ω_r	Pulsation rotorique.
ω	Pulsation mécanique du rotor.
p	Nombre de paire de pôle
g	Glissement de la vitesse de rotation par apport à celle du champ tournant statorique.
R_s, ℓ_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, ℓ_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$[L_s]$	Matrice d'inductances statorique
$[L_r]$	Matrice d'inductances rotoriques
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage entre le stator et le rotor.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statorique.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotorique.
M_0	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor
J	Moment d'inertie des masses tournantes.
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique.
Ω	Vitesse rotorique.

f_r	Coefficient de frottement visqueux.
S_A, S_B, S_C	Les trois enroulements du stator
R_a, R_b, R_c	Les trois enroulements rotorique
s, r	Indices du stator et du rotor, respectivement.
θ	Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.
θ_s, θ_r	Déphasage du l'axe direct par rapport au stator, rotor.
$[p(\theta_a)]$	Matrice de transformation de Park
(u, v)	Axes biphasés.
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
(x, y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
T_r, T_s	Constant de temps rotorique et statorique
σ	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
V_s	Valeur efficace de tension.
ω_s	Pulsation d'alimentation.
R_{ef}	Référence.
K_p	Facteur de proportionnalité.
K_I	Facteur intégral.

ACRONYMES

MAS	Machine Asynchrone.
FOC	Field Oriented Control.
PI	Régulateur proportionnel-intégral
IP	Régulateur intégral-proportionnel.
CNL	Commande non linéaire.
CV	Commande vectorielle
CG	Commande par mode Glissant
CH	Commande Hybride mode glissant-backstepping

1. Généralité :

La machine asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. La machine asynchrone possède plusieurs techniques de commande (Commande scalaire, commande par mode glissant, commande vectorielle.....). Chaque technique de commande pose un problème, pour garantir la stabilité du système du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure.

Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Dans notre travail, pour améliorer la commande de la machine, on utilise la commande hybride (Backstepping-mode glissant).

La technique de la commande hybride (Backstepping-mode glissant) fait partie des nouvelles méthodes dans ce domaine.

Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour des systèmes non linéaires. L'avantage principal de cette méthode est de garantir la stabilité du système de commande.

La technique de Backstepping et celle de mode glissant sont deux méthodes qui exploitent la notion de la fonction de la commande de Lyapunov. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques de commandes.

2. Objectif de mémoire

Au regard des défauts générés par les commandes classiques ayant traité :

La variation de la charge, la variation de la résistance rotorique et la déférence entre le système physique et le modèle mathématique.

Cette problématique nous a conduits à proposer une autre méthode de commande dit :
La commande hybride : mode glissant-backstepping

3. Structure de mémoire

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres.

- Le premier chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation

des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.

- Le second chapitre concerne, dans une première partie la commande par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux rotorique qui constitue l'aspect le plus connu de la commande vectorielle des machines asynchrones. La deuxième partie est un exposé sur la commande du convertisseur à utiliser ainsi qu'une présentation des résultats de simulation de l'association convertisseur-machine.
- Le troisième chapitre portera sur la théorie de la commande par mode glissant. A partir des conditions de stabilité de Lyapunov, on présentera les principes théoriques de cette commande en l'occurrence toutes les relations concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une application pratique sur la machine asynchrone.
- Dans le quatrième chapitre, nous présenterons une commande Hybride de la machine asynchrone via le Backstepping et le mode glissant. Puis une étude comparative.

1.1 Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de définir par un modèle mathématique. C'est ce qu'on appelle modélisation; Il est donc évidemment que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

A cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en machine biphasée équivalente, et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de machine asynchrone alimentée en tension.

Le modèle complet de la machine asynchrone en tension sera simulé en utilisant le logiciel «simulink» sous «MATLAB » dont les paramètres de ce modèle sont donnés en annexe.

1.2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées

1.2.1 Définition

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

1.2.2 Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

1.2.3 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [1] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

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

- L'additivité du 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 entre leurs axes magnétiques.

1.2.4 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande. Il s'agit d'une application simple des méthodes de modélisation modernes de la machine asynchrone, qui présentent des spécificités propres, qui ne sont pas nécessairement communes à d'autres processus physiques. Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse. De nos jours, de nombreuses publications et ouvrages spécialisés présentent ces techniques de modélisation, [3].

1.3 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement

transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (1.1).

1.3.1 Equations électriques

De la figure (1.1) les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \tag{1.3}$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \tag{1.4}$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \quad \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T \quad \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T \quad \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T \quad \text{Vecteur flux rotorique.}$$

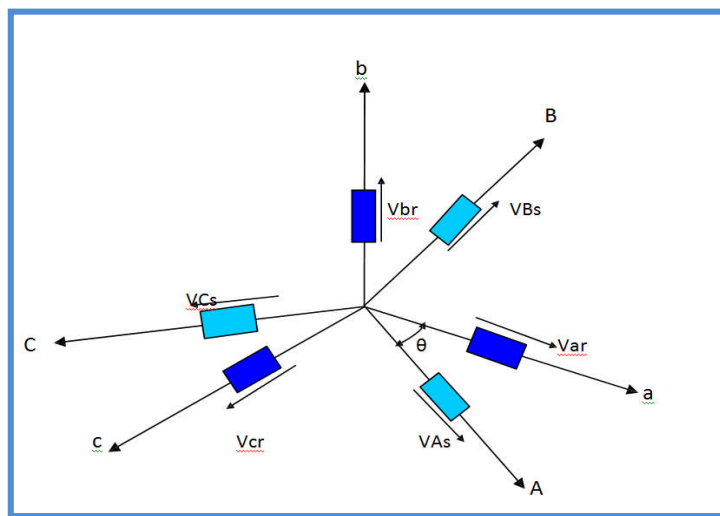


Figure (1.1) : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée.

Avec :

A, B, C : trois phase du stator.

a, b, c : trois phase du rotor.

1.3.2. Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}] \cdot [I_s] + [M_{rs}] \cdot [I_r] \quad (1.5)$$

$$[\Phi_r] = [M_{rs}] \cdot [I_s] + [L_{cr}] \cdot [I_r] \quad (1.6)$$

Tel que : $[M_{rs}] = [M_{sr}]$

On désigne par :

$[L_{cs}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{cr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle.

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Avec:

$L_{cr(s)}$: Inductance cyclique propre du rotor (stator).

$M_{r(s)}$: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques).

M_{rs} : Inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

θ_r : angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases «A» et «a» pris comme axes de référence.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

Les équations (1.5) et (1.6) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (1.3) et (1.4). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

1.4 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature [2].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes «xa, xb, xc» présentés dans la figure(1.2). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

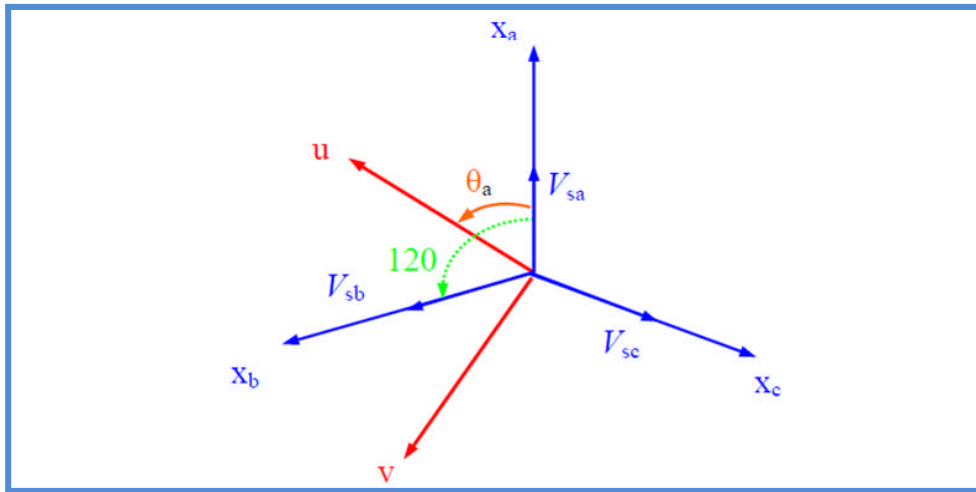


Figure (1.2) : Passage du système triphasé au systèmes biphasé

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (1.2) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} (V_{sa} \cdot \cos \theta_a + V_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = \frac{2}{3} (V_{sa} \cdot \sin \theta_a + V_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (1.10)$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (1.10) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} \cdot (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (1.11)$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (1.10) et (1.11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $P(\theta_a)$

$$p(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

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

$$[p(\theta_a)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux.
- Le système « u.v. » tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor.

1.4.1 Modèle du moteur dans le système biphasé

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 l'axe (u, v).

1.4.1.1 Equations électriques

En multipliant les deux équations (1.3) et (1.4) par la matrice de transformation de PARK $[P(\theta_a)]^{-1}$ des deux côtés, et après tout calcul fait, annexe[B] on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

1.4.1.2 Equations magnétiques

Par la même méthode les équations (1.5) et (1.6) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_r \\ M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

1.4.2 Définitions des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u.v.) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [1]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (1.3).

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

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

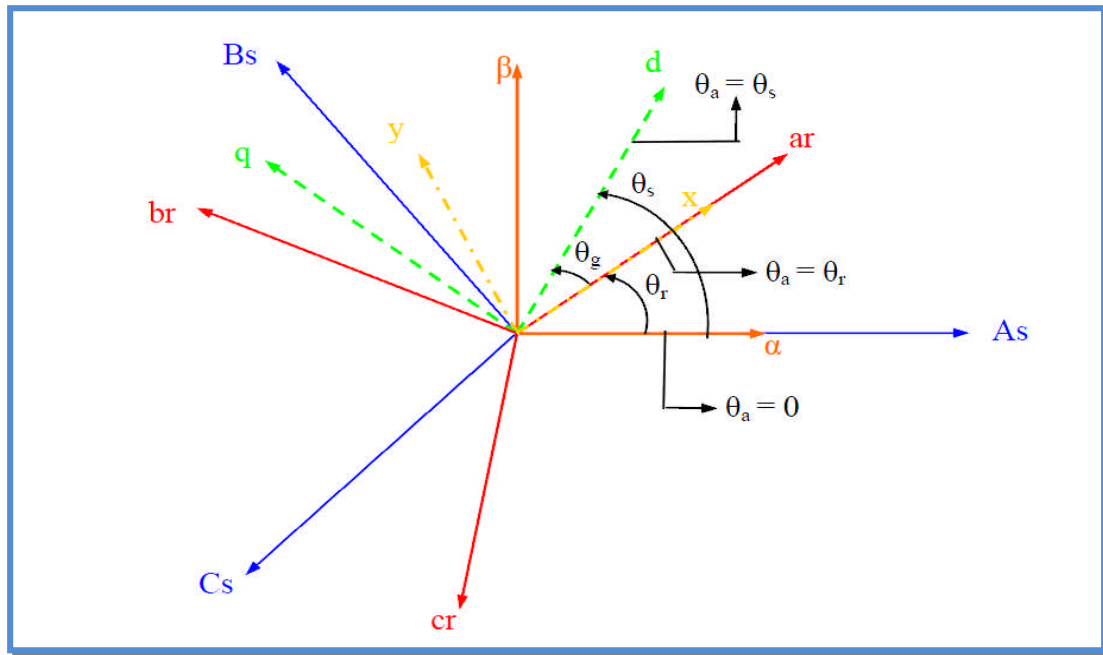


Figure (1.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

1.4.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{array} \right\} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = 0 ; \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

1.4.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{xs} \\ i_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{xr} \\ i_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

1.4.2.3 Référentiel fixe par rapport aux champs tournants

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

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

1.4.3 Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p \cdot \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{ele}} \quad (1.25)$$

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{n_p} \quad (1.26)$$

Avec :

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

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

n_p : Nombre de paires de pôles.

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

$$P(t) = V_{sa} \cdot i_{sa} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \quad (1.27)$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] + 3V_{so} \cdot i_{so} \quad (1.28)$$

Le système étant équilibré, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} \cdot i_{su} + V_{sv} \cdot i_{sv}] \quad (1.29)$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \cdot \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_a [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (1.30)$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

- $\frac{3}{2} \cdot R_s \cdot [i_{su}^2 + i_{sv}^2]$ (représente les chutes ohmiques).
- $\frac{3}{2} \cdot \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$ (représente la variation de l'énergie magnétique)
- $\frac{3}{2 \cdot \omega_a} \cdot [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$ (représente la puissance transféré du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique)).

Sachant que : $P_e = C_e \cdot \omega_a$

$$\text{Alors : } C_e = \frac{3}{2} \cdot [\Phi_{su} \cdot i_{sv} - \Phi_{sv} \cdot i_{su}] \quad (1.31)$$

$$\text{Ou bien encore : } C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_r} [\Phi_{ru} \cdot i_{sv} - \Phi_{rv} \cdot i_{su}]$$

1.4.4 Equation du mouvement

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

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} + f \cdot \Omega \quad (1.32)$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

1.5 MISE EN EQUATION D'ETAT

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$.

En remplaçant les expressions (1.17) et (1.18) dans les équations (1.19) et (1.20), on obtient le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega \cdot L_r i_{s\beta} - \omega \cdot M i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega \cdot L_r i_{r\alpha} + \omega \cdot M i_{s\alpha} \end{array} \right. \quad (1.33)$$

➤ **Equations électriques**

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU \tag{1.34}$$

$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T$; Vecteur d'état.

$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]$; Vecteur de commande.

$[A]$: matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: matrice de système de commande.

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \tag{1.35}$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{1.36}$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \tag{1.37}$$

➤ **Equations mécaniques**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot \frac{M}{L_s} (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f = C_e - C_r \end{cases} \quad (1.38)$$

1.6 Simulation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

1.6.1 Bloc de simulation de la machine asynchrone

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au stator. Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations (1.34), (1.35) et (1.36).

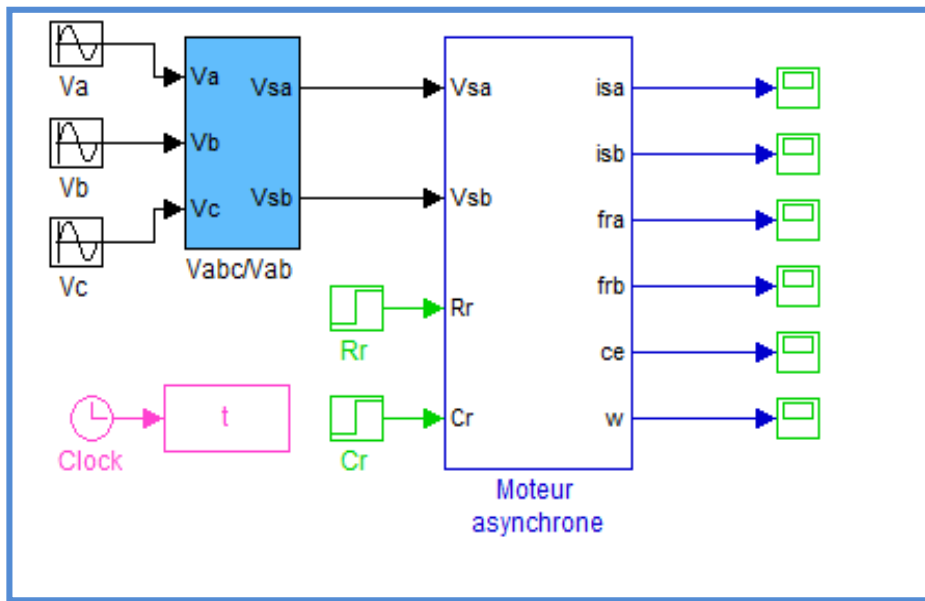


Figure (1.4) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

1.6.2 Interprétations des résultats

La figure (1.5) présente les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard (220V/380V, 50HZ) à vide et en charge avec un couple résistant C_r égale au couple nominale.

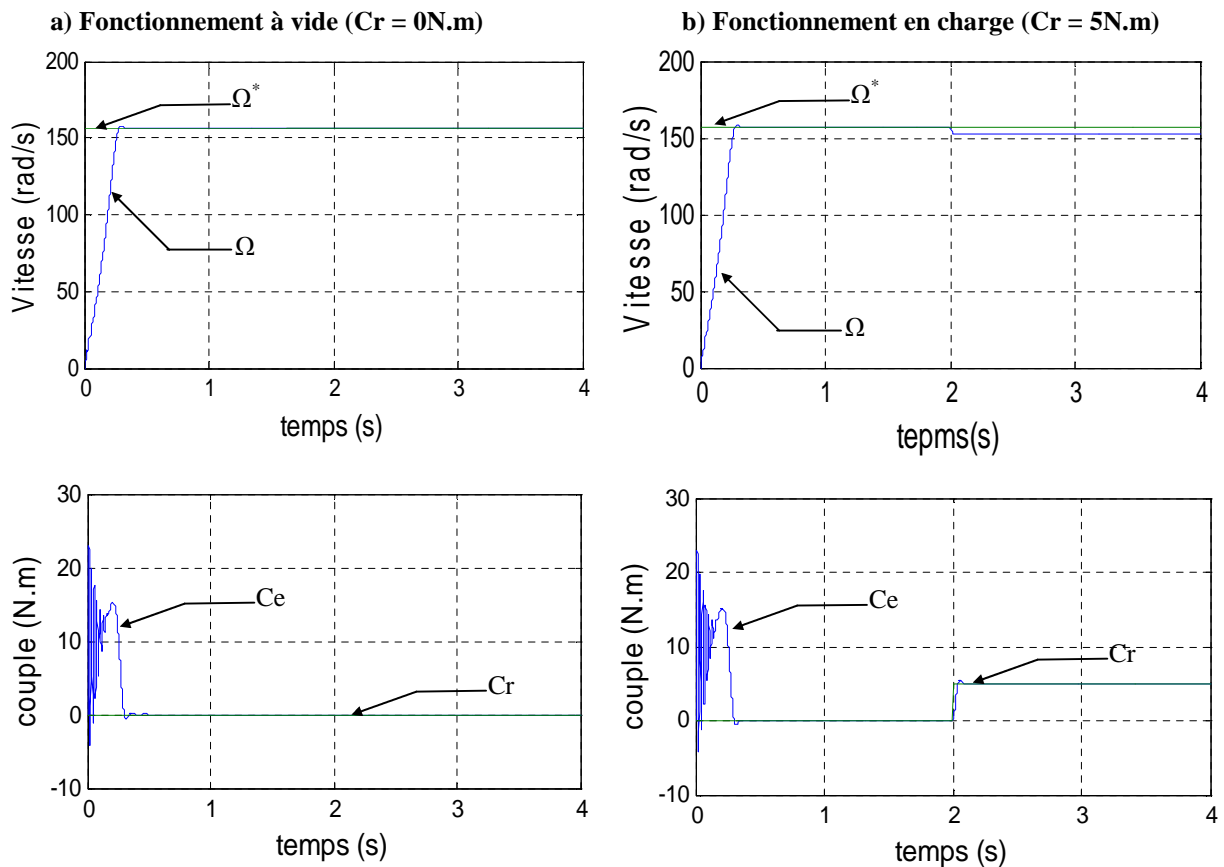
On constate qu'au démarrage, il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, puis se stabilise à la valeur désirée après un certain temps dépendant de l'inertie de la

charge entraînée, mais quand on applique une charge donnée par $C_r=C_m$ on constate une légère erreur au régime permanent dû à l'augmentation de charge.

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 pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominale.

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro, après sa disparition, le régime permanent est atteint. On charge, le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

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



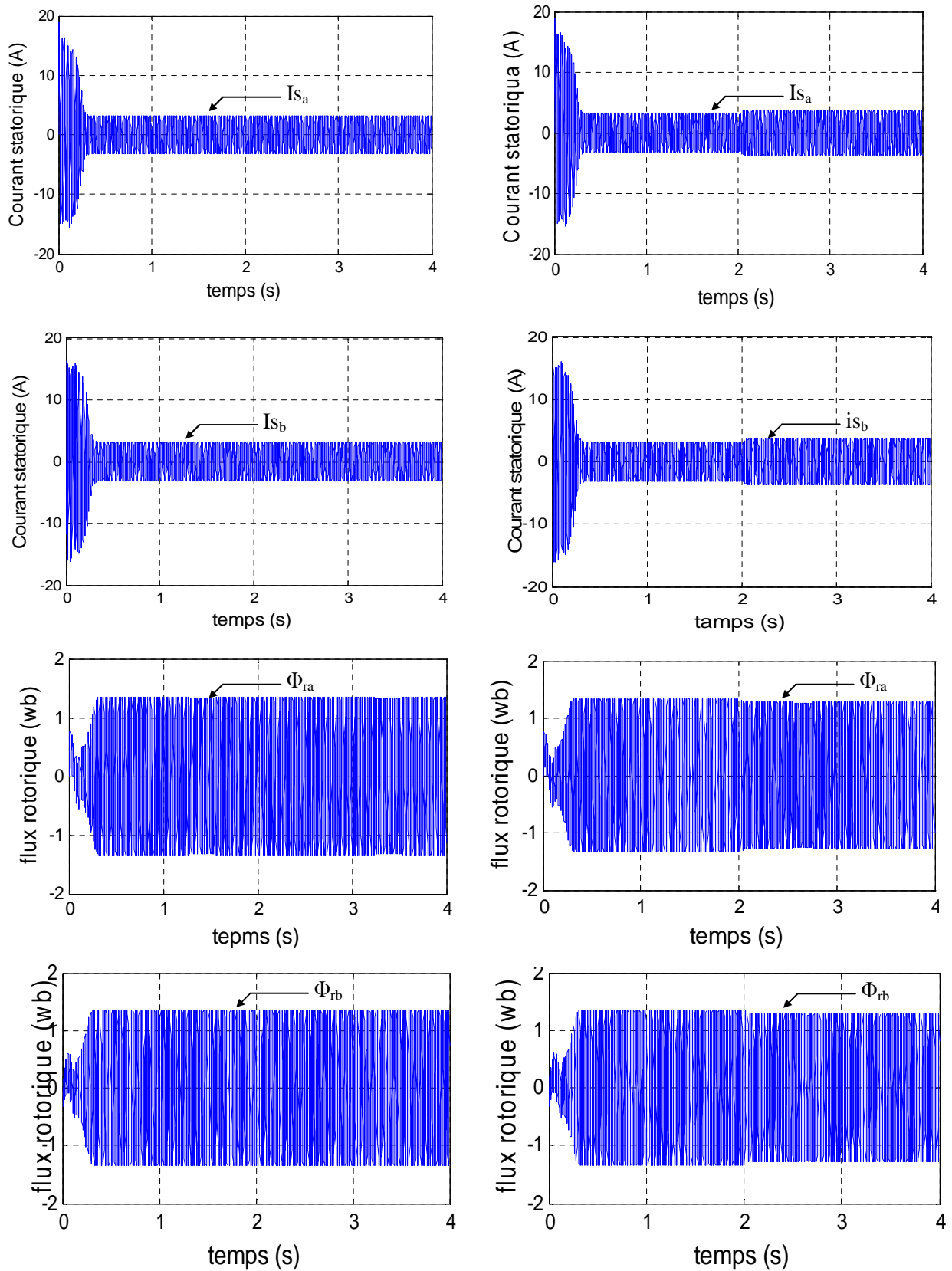


Figure (1.5) : Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.
(Pour $C_r = 0 \text{ N.m}$ et $C_r = 5 \text{ N.m}$)

1.7 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale et cela à partir des équations de la machine généralisée.

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

Le modèle de la machine 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 machine asynchrone. Cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Toute fois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. A fin d'atteindre de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle. Un exposé général sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

2-1 Introduction

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC.) a permis à ce dernier d'être le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent, les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable.

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non linéaire, multi variable et fortement couplé, c'est à dire qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures stator et rotor.

Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport tension/fréquence n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à Blacshke et Huasse qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu . Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultants de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques [1].

2-2 Introduction à la commande vectorielle

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques (équation (1.28)) qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

$$\text{➤ Flux rotorique : } \Phi_{rd} = \Phi_r ; \Phi_{rq} = 0 \quad (2.1)$$

$$\text{➤ Flux statorique : } \Phi_{sd} = \Phi_s ; \Phi_{sq} = 0 \quad (2.2)$$

$$\text{➤ Flux d'entrefer : } \Phi_{gd} = \Phi_g ; \Phi_{gq} = 0 \quad (2.3)$$

La figure (2.1) représente le flux rotorique Φ_r , le flux statorique Φ_s , le flux d'entrefer Φ_g .

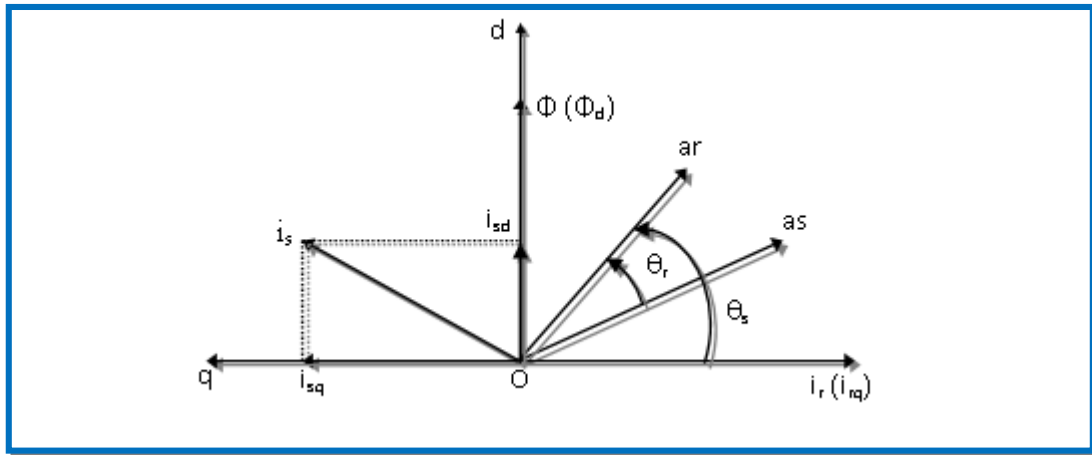


Figure (2.1) : Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

2.2.1. Principe de base de la commande vectorielle

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

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparables à ceux de la machine à courant continu. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue [5].

Or le couple est donné par :

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_s} (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (2.4)$$

Si l'axe d, est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que ($\phi_{rd} = \phi_r$ et $\phi_{rq} = 0$), dans le repère lié au champ tournant, le couple devient:

$$C_e = P \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \quad (2.5)$$

Ou encore moyennant une constante $K_2 = p \cdot \frac{M^2}{L_r}$ prés, le couple devient :

$$C_e = K_2 \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (2.6)$$

La présente expression est analogue à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée donnée par :

$$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f \quad (2.7)$$

L'analogie est donc telle que le courant i_{sd} correspond à i_f (courant inducteur) et i_{sq} correspond à i_a (courant induit). Le contrôle du couple devient parfaitement linéaire, si l'une des deux composantes du courant statorique est fixée. Généralement, à flux constant c'est i_{sd} qui est égale à une constante après extinction des transitoires.

Les équations (1.11), (1.13), (1.24) et (1.25) munies de la contrainte $\phi_{rq} = 0$ se simplifient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{MT_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) i_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \omega_s \cdot \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{sq} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ C_e = p \cdot \frac{M}{T_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega \end{array} \right. \quad (2.8)$$

La commande vectorielle assurant le contrôle du flux et du couple et définie par le système d'équations (2.8). Le schéma bloc de cette structure est représenté par le montage de la figure(2.2).

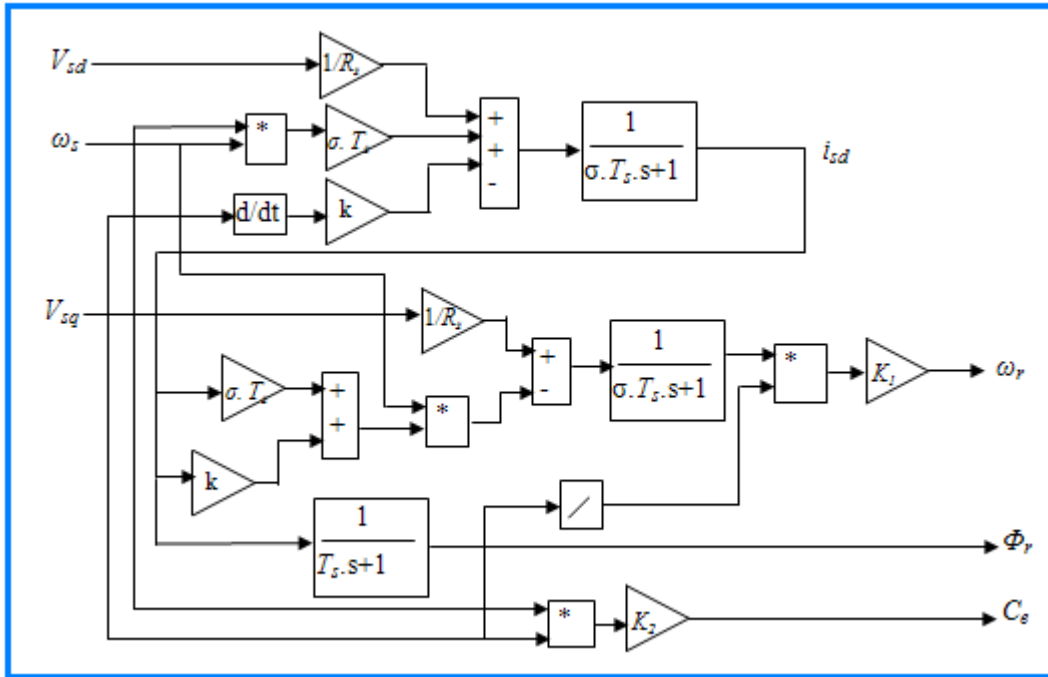


Figure (2.2) : Structure de commande par orientation du flux rotorique pour une alimentation en tension

2.2.2. Structure de commande vectorielle a flux oriente

Tout les travaux de recherches effectués sur la commande vectorielle utilisent deux principales méthodes [5].

La première est la commande directe, cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Les inconvénients majeurs de cette méthode, est La non-fiabilité de la mesure du flux, et le coût de production élevé (capteur+filtre).

La deuxième est la commande indirecte, cette méthode n'utilise pas l'amplitude de flux de rotor mais seulement sa position. Elle nécessite l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée en deux groupes principaux : Dans le premier groupe 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 statorique et de la vitesse du rotor. L'inconvénient majeur de cette méthode, est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres

de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout la constante de temps rotorique T_r .

Le montage qu'on a illustré par la figure (2.3), explique le principe de la commande vectorielle directe d'une machine alimentée en tension.

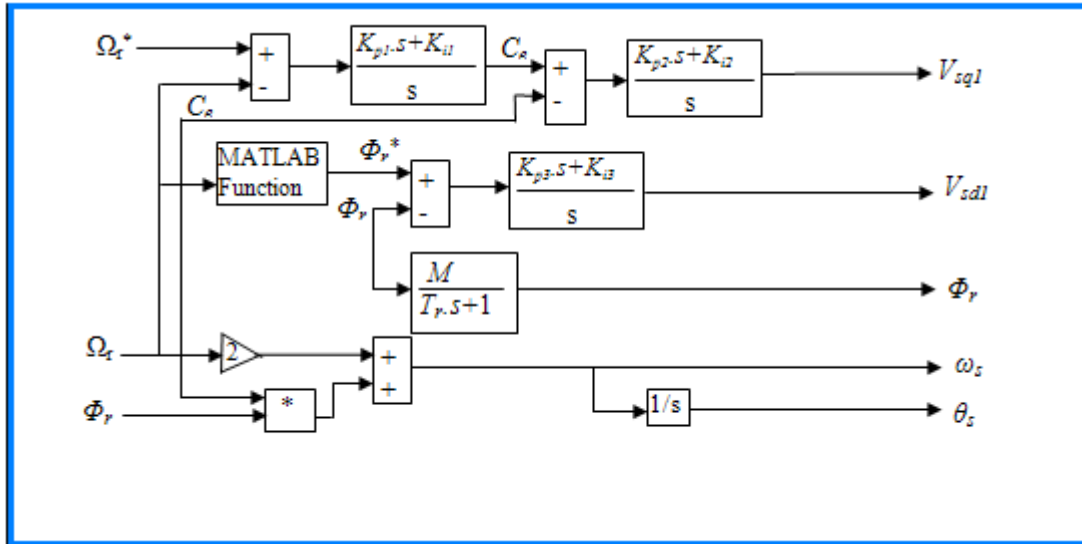


Figure (2.3) : Structure de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique

2.2.3. Découplage entrée-sortie

Le bloc de découplage entre les tensions (V_{sd}, V_{sq}) permet de contrôler de manière indépendante le couple par la composante (I_{sq}) et le flux rotorique par la composante (I_{sd}).

A partir d'équation (2.8), nous avons :

$$\begin{cases} \sigma \cdot T_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{cases} \quad (2.9)$$

Ou encore :

$$\begin{cases} \left(\sigma \cdot T_s + \frac{M^2}{L_r \cdot L_s} \right) \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} - \omega_s \cdot \left[\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \right] \end{cases} \quad (2.10)$$

Les équations de découplage sont définies par le système :

$$\begin{cases} (\sigma \cdot T_s + \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}) \frac{di_{sd}}{dt} + R_s \cdot i_{sd} = V_{sd} \\ \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + R_s \cdot i_{sq} = V_{sq} \end{cases} \quad (2.11)$$

Ce qui nous donne à partir du système (2.10):

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sd} - e_d \\ V_{sq}^* = V_{sq} - e_q \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{sq} \\ e_q = \omega_s (\sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r) \end{cases} \quad (2.13)$$

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivante:

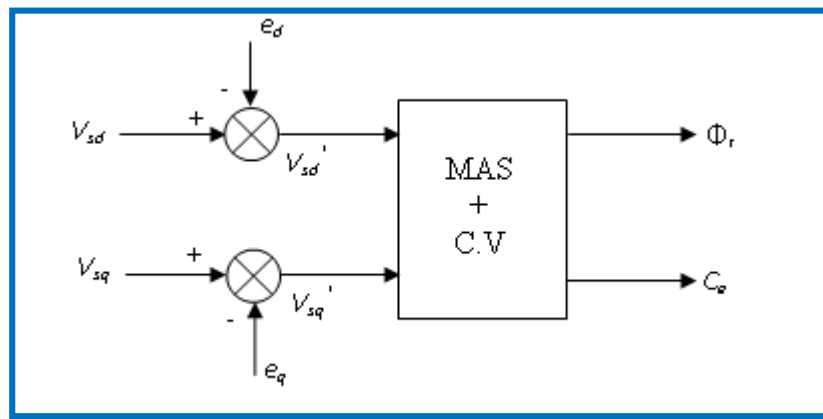


Figure (2.4) : Structure du bloc de découplage

2.2.4. Bloc de défluxage

Lors des tests en variation de sur vitesse on a donc utilisé le bloc de défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieure à la vitesse nominale, et décroît pour les vitesses supérieures à cette vitesse [6].

La fonction de défluxage qui impose le consigne de flux Φ_r suit le profil de la figure(2.5)

$$\Phi_r = \Phi_{r\text{ nom}} \quad \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_{r\text{ nom}}$$

$$\Phi_r = 0 \quad \text{si } |\Omega_r| > \Omega_{r\text{ nom}}$$

$\Phi_{r\text{ nom}}$:Flux rotorique nominal.

$\Omega_{r\text{ nom}}$:Vitesse rotorique nominal.

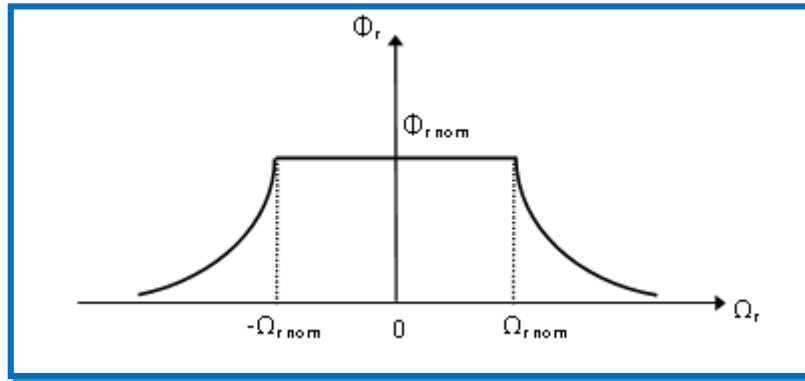


Figure (2.5) : Profil du flux rotorique de défluxage

2.3. Régulation

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

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

2.3.1. Régulateur du flux

A partir du système d'équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{sd} + (1-\sigma) \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = \left(R_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{sq} + (1-\sigma) \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (2.14)$$

On peut écrire la fonction de transfert qui relie i_{sd} et V_{sd} par :

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + (T_s + T_r) \cdot s + \sigma \cdot T_s \cdot T_r \cdot s^2} \quad (2.15)$$

Avec :

$$V_{sd} = V_{sd1} + e_d \text{ et } e_d = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_r \cdot i_{sq}.$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par la figure.(2.6).

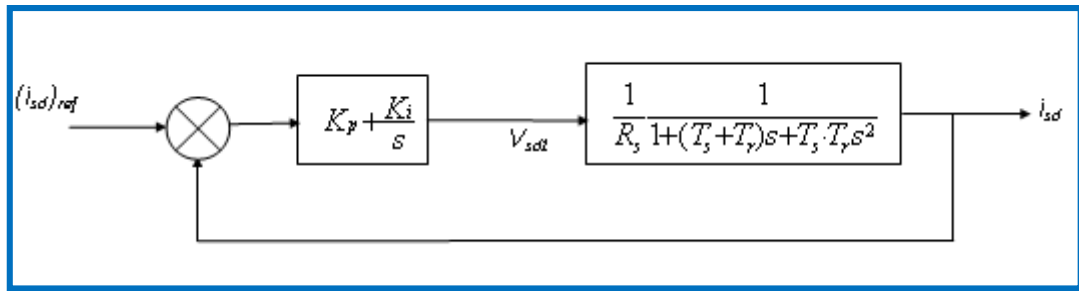


Figure (2.6) : Régulation du flux.

Si on considère, pour simplifier, que les constantes de temps statorique et rotorique sont égales, les deux constantes de temps de la fonction de transfert seront :

$$T_1 = \frac{\sigma \cdot T_s}{1 + \sqrt{1 - \sigma}} \text{ et } T_2 = \frac{\sigma \cdot T_s}{1 - \sqrt{1 - \sigma}}.$$

On voit que ces deux racines sont très différentes. En effet, σ égale à 0.1, on obtient que :

$$T_1 = 1.95 \cdot T_s \text{ et } T_2 = 0.05 \cdot T_s.$$

Avec un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i (1 + \tau_\phi \cdot s)}{s(1 + T_1 \cdot s)(1 + T_2 \cdot s)} \quad (2.16)$$

avec : $\tau_\phi = \frac{K_p}{K_i}$

Par compensation du pôle le moins rapide on choisit :

$$\tau_{\Phi} = T_1$$

On aura :

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i}{s(1+T_2 \cdot s)} \quad (2.17)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{i_{sd}}{(i_{sd})_{ref}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{K_i}{s(1+T_2 \cdot s) + \frac{1}{R_s} \cdot K_i} = \frac{1}{\frac{R_s \cdot T_2}{K_i} s^2 + \frac{R_s}{K_i} s + 1} \quad (2.18)$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert (2.18) avec la forme standard du second ordre. On trouve que :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{R_s \cdot T_2}{K_i} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \frac{R_s}{K_i} \end{cases} \quad (2.19)$$

Avec ξ : coefficient d'amortissement, ω_0 : Pulsation du système.

A partir des équations (2.19), et $\xi = 0.07$ on aura :

$$K_i = \frac{R_s}{4\xi^2 \cdot T_2} \quad \text{et} \quad K_p = \frac{T_1 \cdot R_s}{4\xi^2 \cdot T_2}$$

2.3.2 Régulateur du couple

Comme précédemment, on peut considérer dans un premier temps que le flux soit maintenu constant et égal à sa valeur de référence. Dans ces conditions, la fonction de transfert lie le couple à la tension V_{sq1} est :

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \frac{K_c}{(1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)} \quad (2.20)$$

Avec : $K_c = \frac{n_p \cdot M}{L_r \cdot R_s} (\Phi_r)_{ref}$.

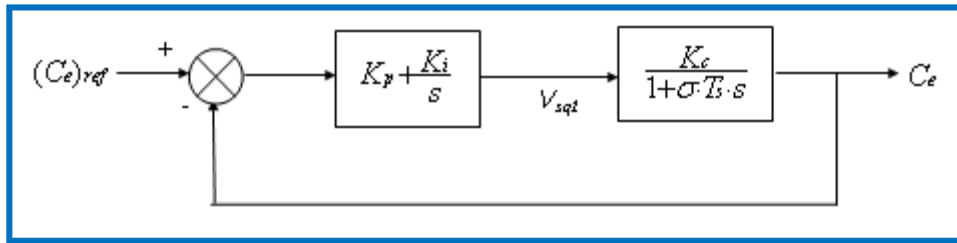


Figure (2.7) : Régulateur de couple

En utilisant un régulateur PI, la fonction de transfert en boucle ouvert est :

$$\frac{C_e}{(C_e)_{ref}} = \frac{K_c \cdot K_i \cdot (1 + \tau_c \cdot s)}{s(1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)} \quad (2.21)$$

Avec : $\tau_c = \frac{K_p}{K_i}$

Par compensation du pôle en choisit :

$$\tau_c = \sigma \cdot T_s$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera de la forme:

$$\frac{C_e}{(C_e)_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_c \cdot K_i} \cdot s} \quad (2.22)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est de premier ordre, choisissant une constante de temps égale à 0.1 on trouve :

$$K_i = \frac{1}{0.1 \cdot K_c} \quad \text{et} \quad K_p = \frac{\sigma \cdot T_s}{0.1 \cdot K_c}$$

2.3.3 Régulateur du vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (2.8).

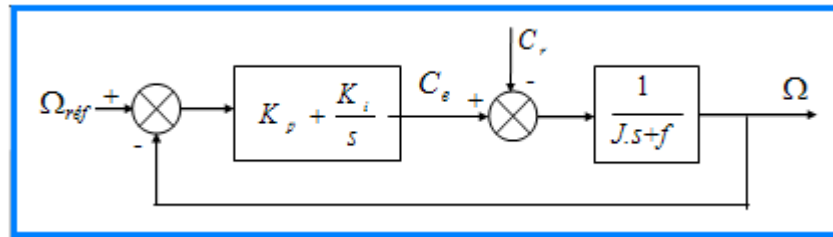


Figure (2.8) : Régulation de la vitesse

La fonction de transfert du système en boucle ouverte avec un couple résistant nul ($C_r=0$) est donné par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{K_i \cdot (1 + \tau_v)}{f \cdot s \cdot (1 + \frac{J}{f} \cdot s)} \quad (2.23)$$

Avec : $\tau_v = \frac{K_p}{K_i}$

De même par compensation de pôle on choisit $\tau_v = \frac{J}{f}$ ce qui donne une fonction de transfert

en boucle fermée de la forme

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\frac{f}{K_i} \cdot s + 1} \quad (2.24)$$

Pour une constante de temps égale à 0.1s on aura :

$$K_i = \frac{f}{0.1} \quad \text{et} \quad K_p = \frac{j}{0.1}$$

2.4 Modélisation de l'alimentation de la machine

La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source à fréquence variable. Un onduleur de tension semble très indiqué.

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion. Il est alimenté par une tension redressé et filtrée comme l'illustre de la figure(2.9).

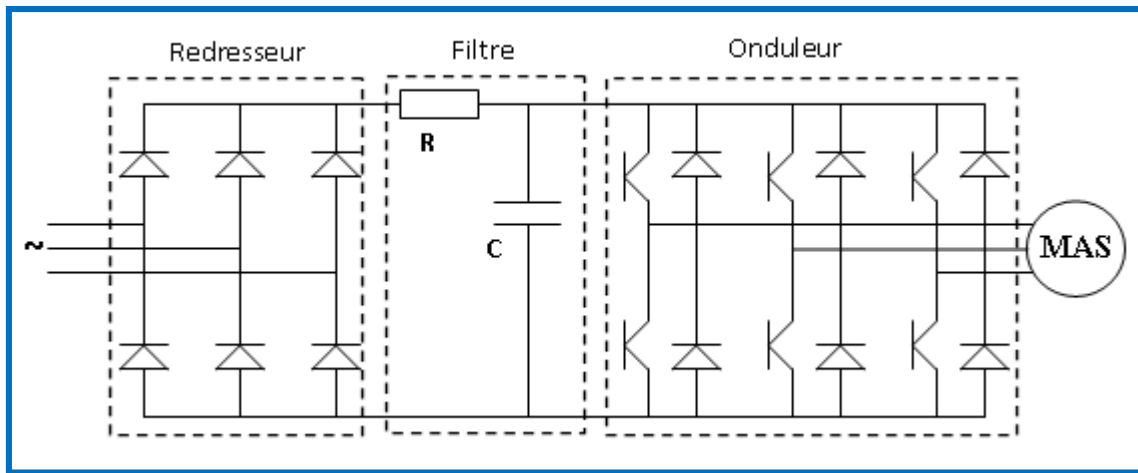


Figure (2.9) : Association : redresseur triphasé à diode-filtre-onduleur De tension machine asynchrone.

2.4.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est schématisé par la figure (2.10). Il est constitué d'un montage à diodes parallèle et attaqué par un système de tension triphasé.

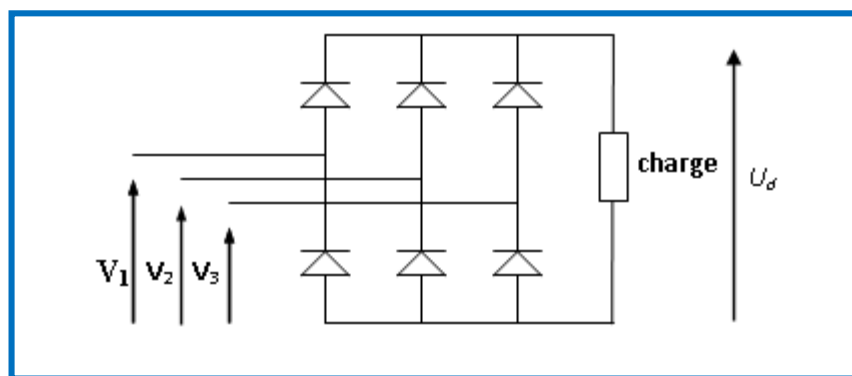


Figure (2.10) : Pont redresseur triphasé double alternance.

La tension redressée répond aux équations suivantes pendant une période on a :

$$\begin{cases} V_1 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res}) \\ V_2 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.25)$$

Avec :

- $\omega_r = 2 \cdot \pi \cdot f_r$: Pulsation du réseau.
- f_{res} : Fréquence du réseau.
- V_{eff} : Valeur efficace de la tension du réseau.

Le calcul de la tension est exposée dans l'annexe [c].

Le système de tension triphasé (V_1, V_2, V_3) ainsi que la tension redressée U_d sont représentés par la figure (2.11).

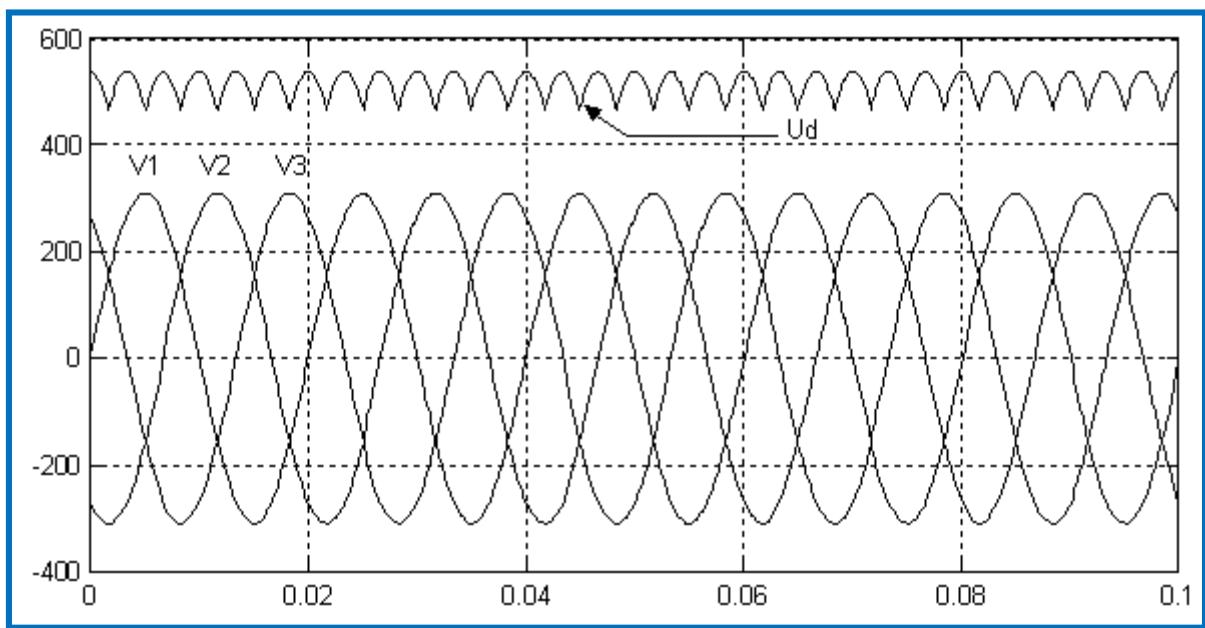


Figure (2.11) : Tension de sortie du redresseur

2.4.2. Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a poussé à insérer un filtre RC figure (2.12) à la sortie du redresseur qui a un bon rendement de filtrage de la tension redressée.

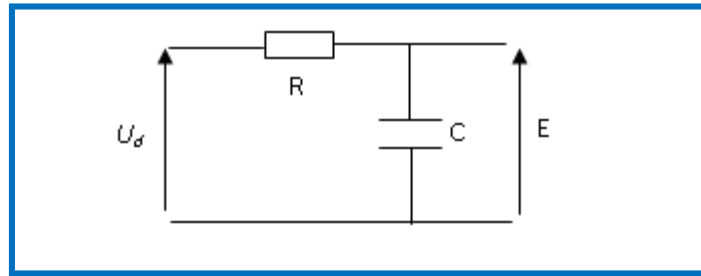


Figure (2.12) : schéma électrique du filtre RC

La fonction de transfert de ce filtre est donnée sous forme d'un système du premier ordre :

$$F(p) = \frac{E}{U_d} = \frac{1}{(1 + \tau \cdot p)} \quad (2.26)$$

Avec :

$\tau = RC$: Représente la constante du temps du filtre.

Le bon filtrage est réalisé pour $\tau = 0.01$ présente par la figure (2.13).

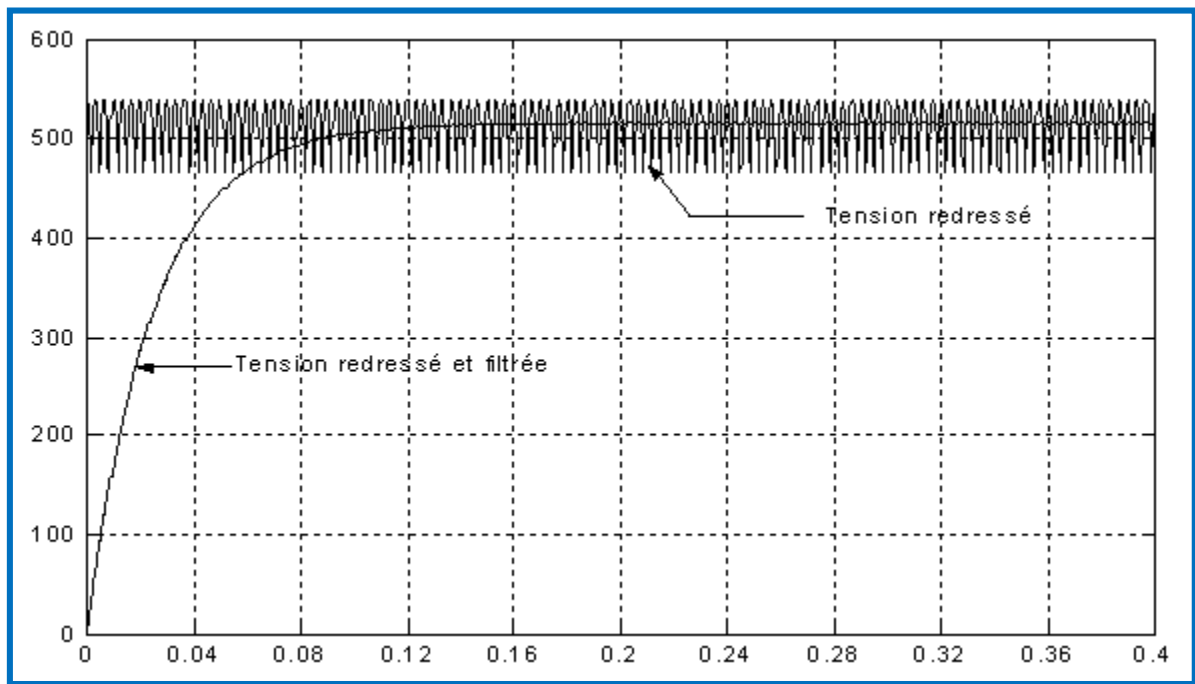


Figure (2.13) : Tension de sortie du filtre

2.4.3. Modélisation de l'onduleur à MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la figure (2.14)

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs (T_1 et T_4), (T_2 et T_5) et (T_3 et T_6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent.

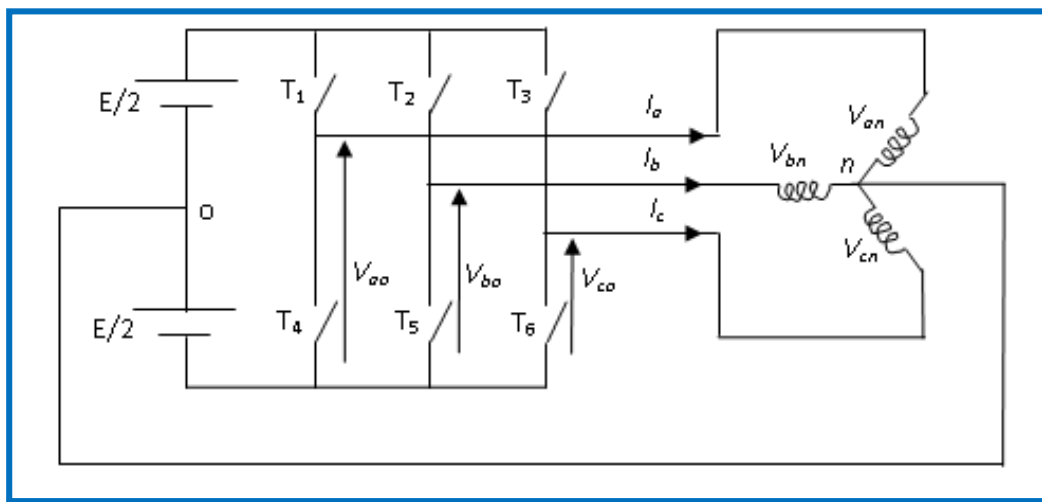


Figure (2.14) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.27)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2.28)$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix}$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{E}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.30)$$

Dont on peut déduire :

$$V_{no} = (1/3) \cdot [V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (2.31)$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} \cdot V_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3} \cdot V_{co} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (2.32)$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}. \quad (2.33)$$

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoidal (modulatrice) [7].

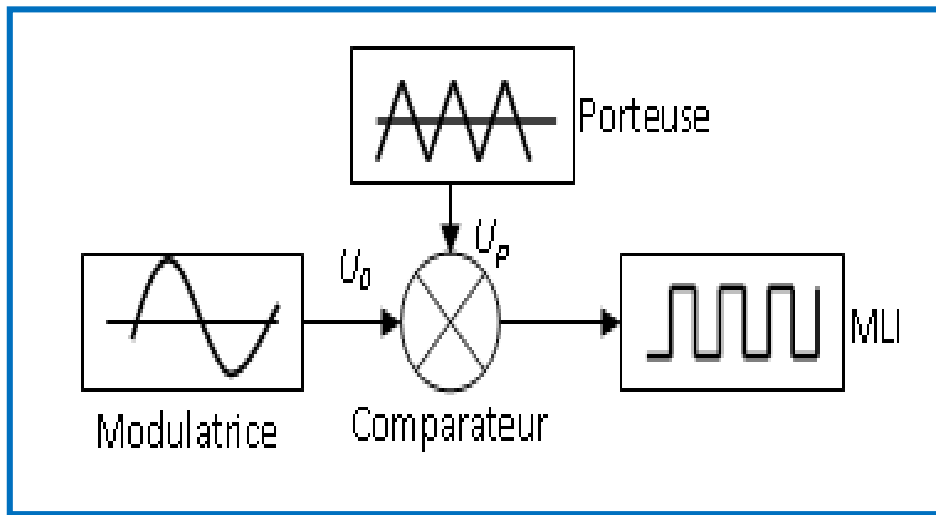


Figure (2.15) : Schéma synoptique

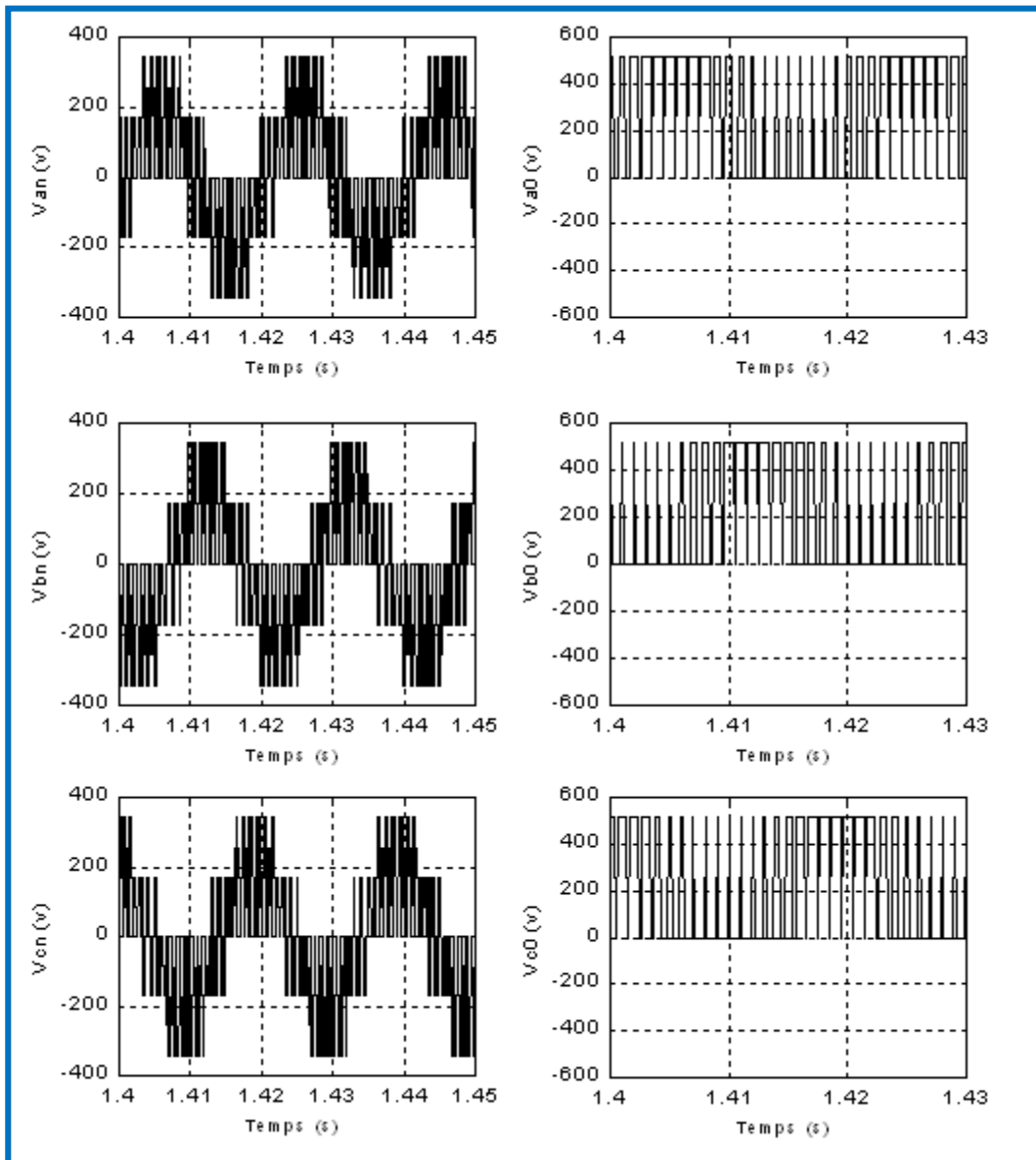


Figure (2.16) : Résultat de la simulation d'un convertisseur

En présente la résultat de simulation du convertisseur tel que :

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} : Tension simple (phase-neutre).

V_{ao} , V_{bo} , V_{co} : Tension par rapport à un point fictif 'o'.

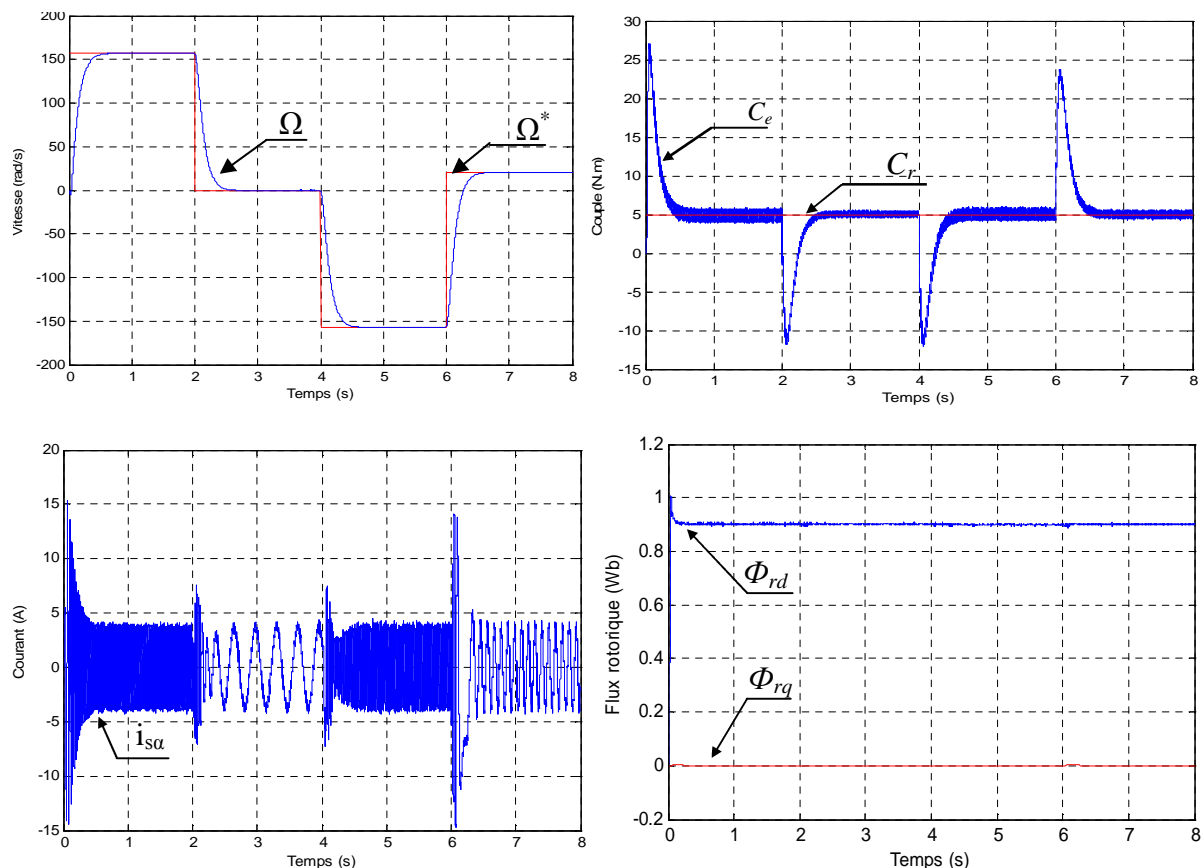
2.5 Présentation des résultats de simulation

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse, de la charge et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique. Les paramètres de la machine utilisée sont regroupés dans l'annexe [A].

2.5.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s, 0 rad/s, -157rad/s, 20rad/s) avec une charge nominale les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposé avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test :



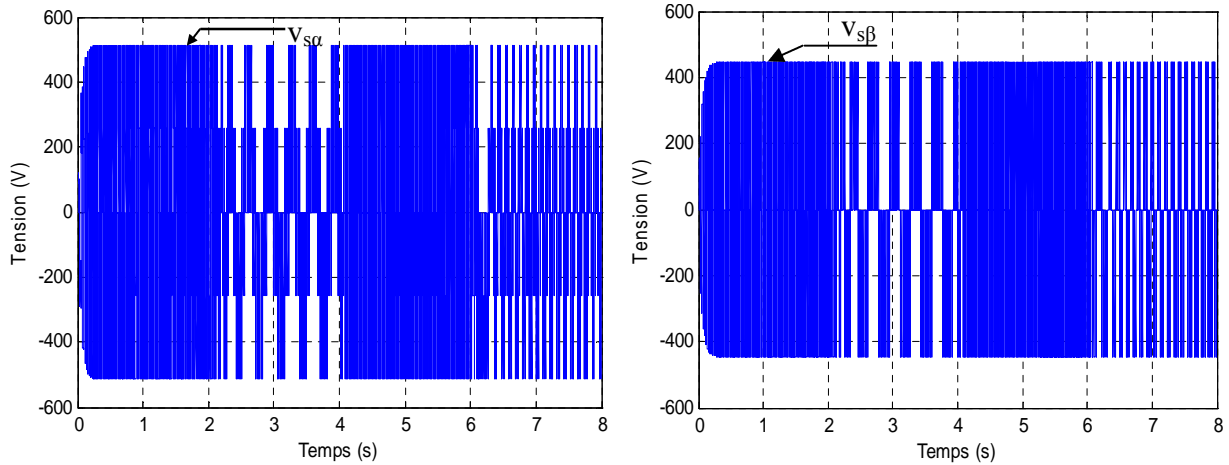


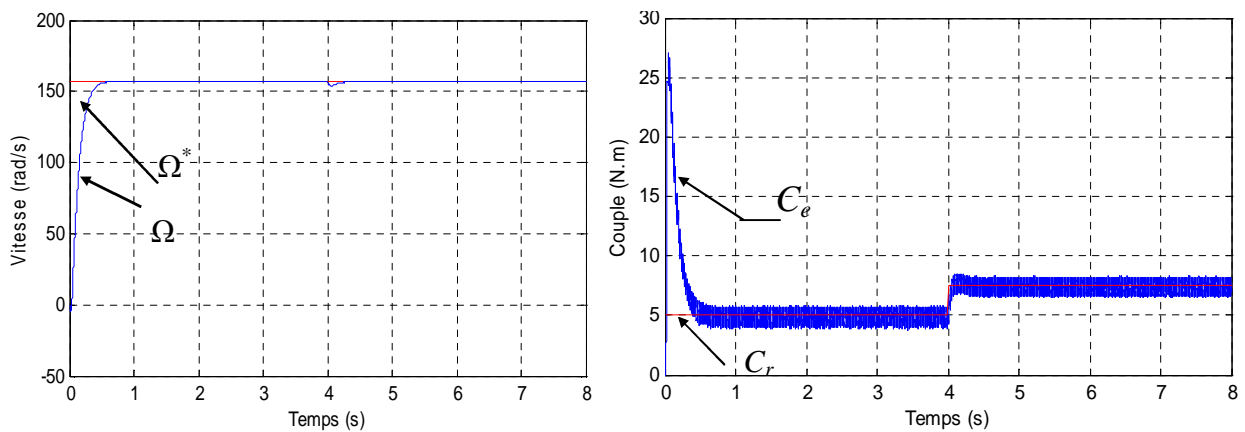
Figure (2.17) : Teste de robustesse par variation de la vitesse.

2.5.2 Test de robustesse pour la variation de la charge

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge figure (2.18), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique Φ_r , le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ($\Phi_{rq} = 0$).

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.



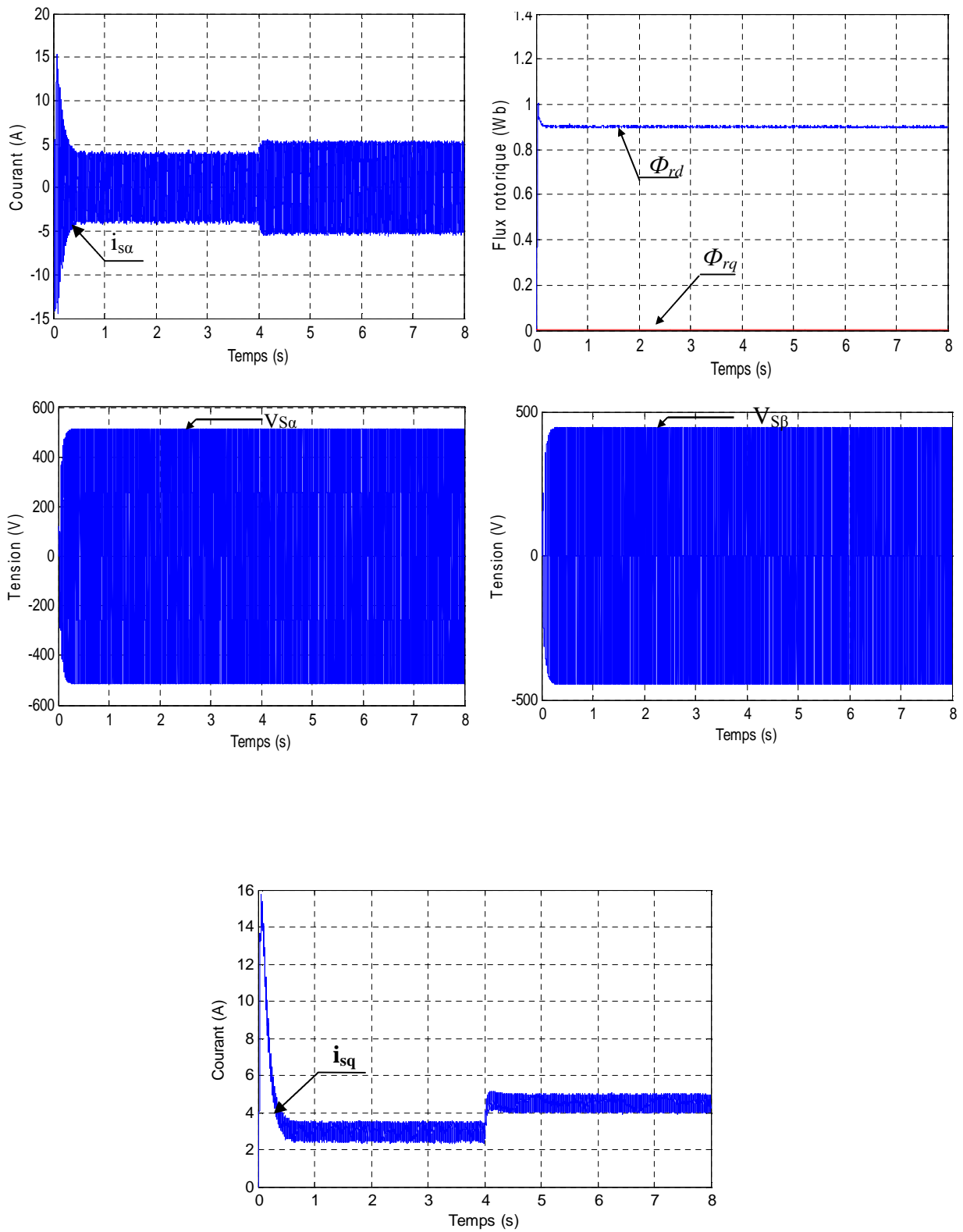


Figure (2.18) : Teste de robustesse par variation de la charge.

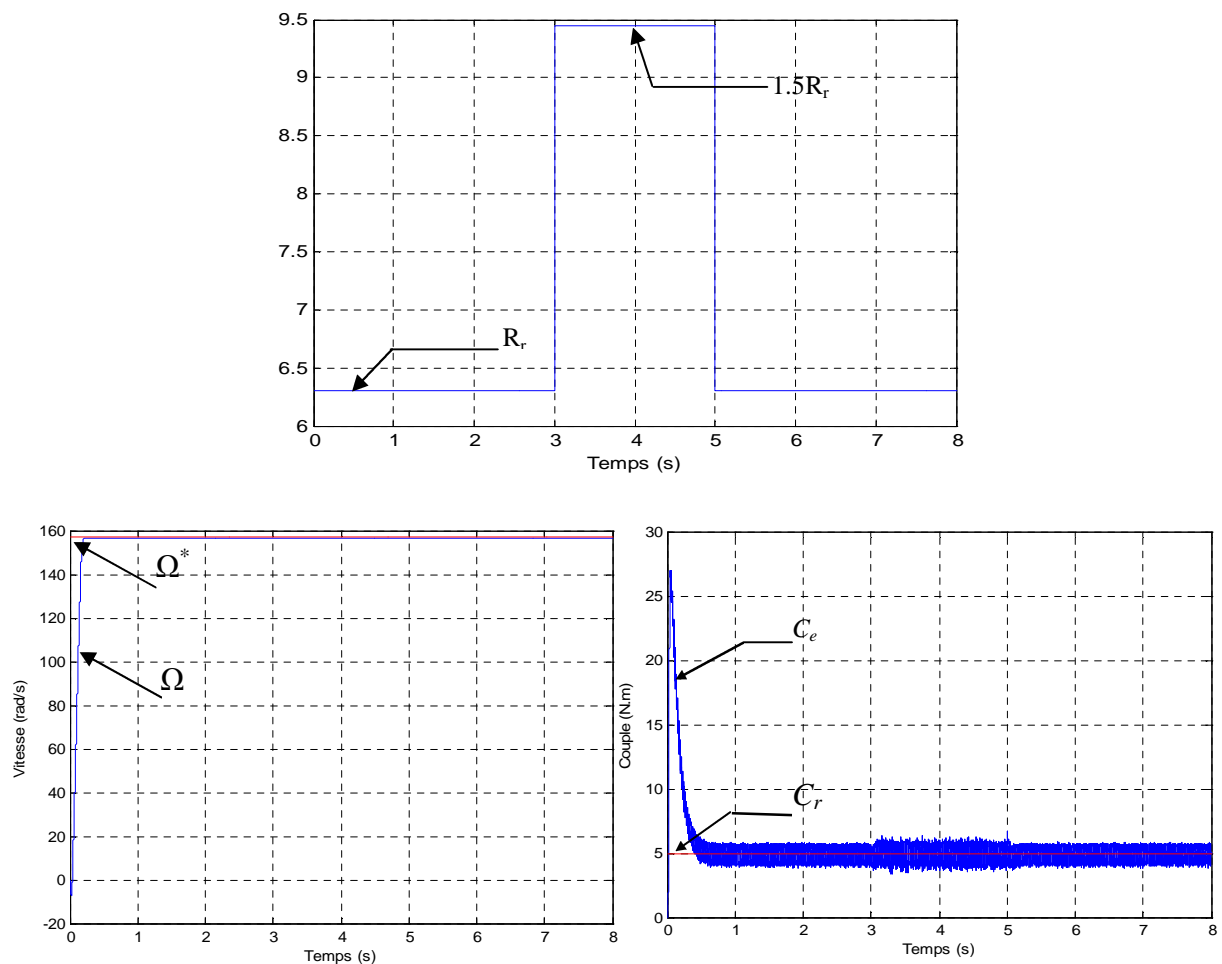
2.5.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

La figure (2.19) présente des résultats lors de la variation de la résistance rotorique de 50% dû à l'échauffement de la machine. On suppose que le moteur garde la valeur nominale de la résistance rotorique jusqu'à l'instant $t = 3s$. Or on aura une augmentation de 50% de ce paramètre jusqu'à l'instant $t = 5s$. A ce moment prend sa valeur nominale ($R_r = 6.3\Omega$).

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 3s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($R_r = 6.3\Omega$) aucunes variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux. A $t = 3s$, la résistance devient $1.5R_r$ ($R_r = 9.45\Omega$)

A partir de cet instant, on constate la divergence des courbes des flux ainsi le découplage est touché par cette variation. et A $t = 5s$ la résistance prend sa première valeur $R_r = 6.3\Omega$.

et ceci est dû que le FOC est sensible à la variation du paramètre de la résistance rotorique



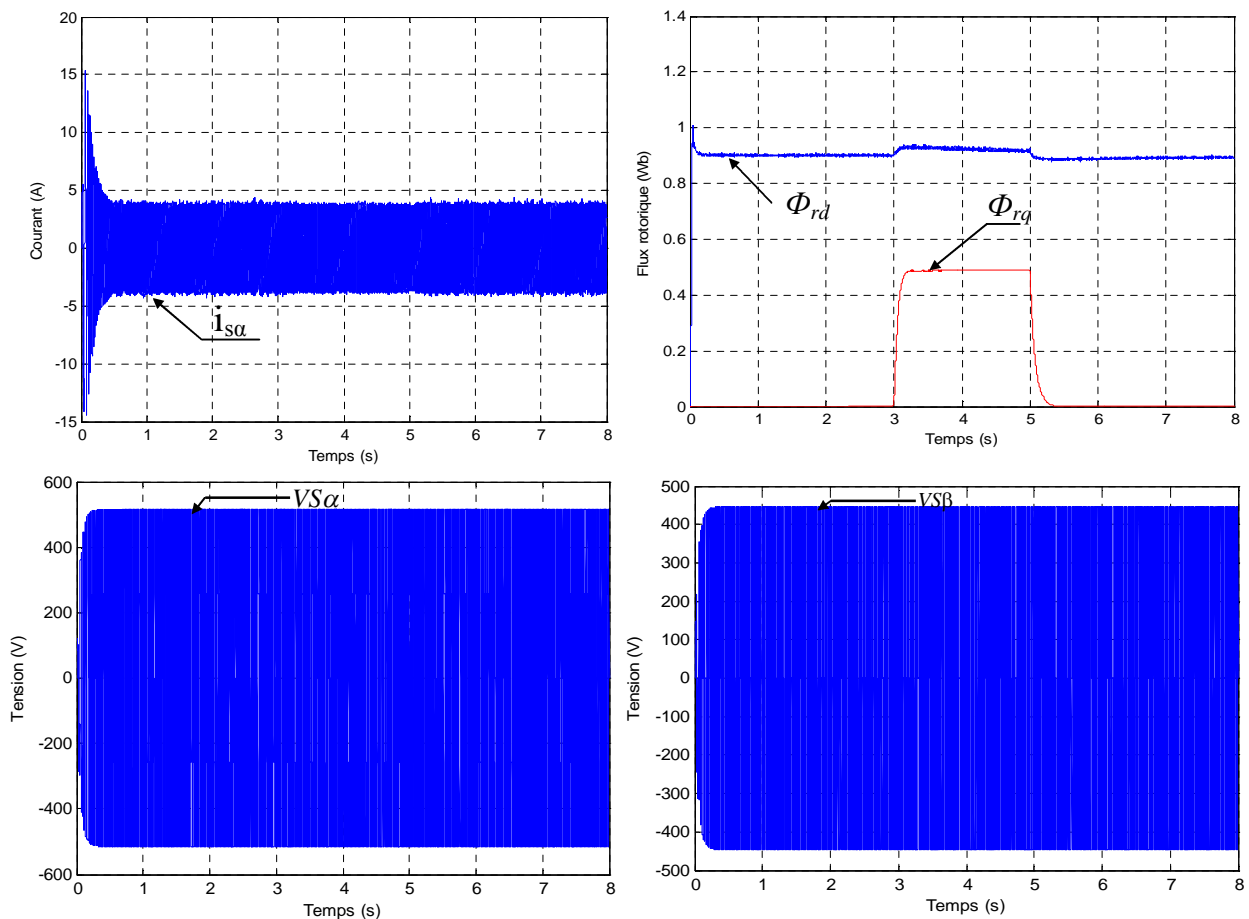


Figure (2.19) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.

2.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté, la commande de la machine vectorielle directe par orientation du flux rotorique. Cette commande permet de traiter la machine de façon semblable à celle du courant continu dans les quelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande par orientation de flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator. Ce qui à pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

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

Pour palier au problème de la sensibilité de la commande aux perturbations et aux incertitudes paramétriques (telle que la résistance rotorique et statorique...) on introduit une deuxième type de commande, en l'occurrence la commande par mode glissant, ce dernier fera l'objet du chapitre qui suit.

3.1. Introduction

Les lois de commande classique du type (PI) donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de la commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [4].

La théorie de modes glissants considérée comme l'une des méthodes de contrôle modernes et utilisée pour l'application industrielle. Cette théorie est une simple et robuste de réglage des systèmes automatiques. Cet organe de commande est mis à disposition par l'électronique de puissance qui répond parfaitement aux exigences, il est appelé le variateur de courant continu à pulsation. Il peut être équipé de thyristors avec des circuits de commutation forcée.

Compte tenu de cette importance, un exemple de synthèse d'une loi de commande par mode glissant pour un moteur asynchrone à cage est donné dans ce chapitre.

On cite d'abord l'un des principaux inconvénients du réglage par mode glissant en l'occurrence le phénomène de Chattering, tout d'abord, en donne le modèle d'état du système à régler puis, on détermine la commande équivalent et la loi de commutation associée à la surface de glissement ainsi que la vérification de la condition d'existence du mode glissant.

Enfin nous allons montrer aussi les avantages apportés par ce type de commande après illustration et visualisation des résultats de simulation [8].

3.2 Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par des fonctions de saturations adéquates qui filtrent les hautes fréquences [9]

On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation la figure (3.1) :

3.2.1 Fonction Sat :

$$\begin{cases} \text{Sat}(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ \text{Sat}(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ \text{Sat}(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases}$$

μ : Un paramètre petit et positif.

3.2.2 Fonction Smooth :

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe C^1 . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction la figure (3.2) soit :

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

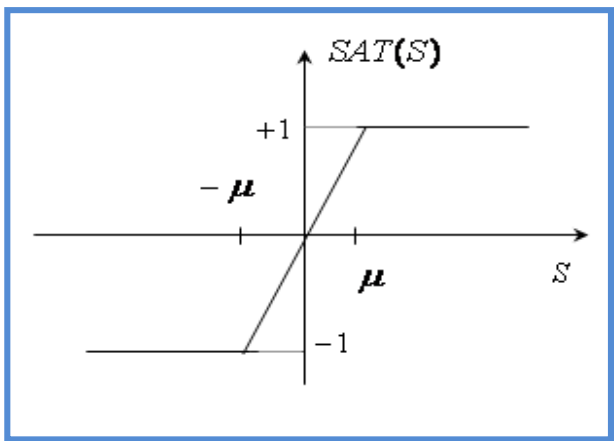


Figure (3.1): Fonction « SAT »

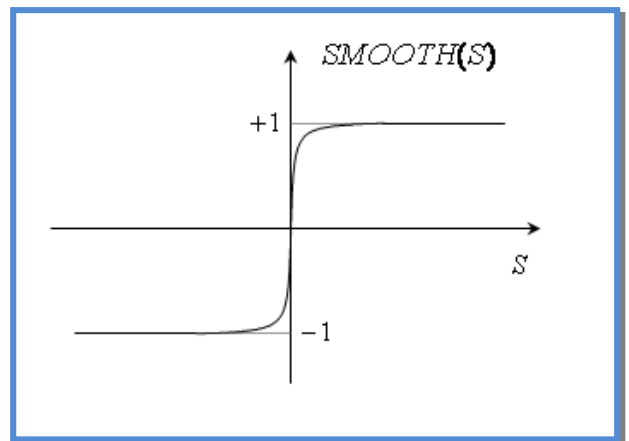


Figure (3.2): Fonction « SMOOTH »

3.3 Commande non-linéaire par mode glissant

3.3.1 Modèle du moteur asynchrone

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre (1) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle α - β . Le modèle est donné par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot U(t) \quad (3.1)$$

Avec :

$$\begin{cases} U = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \\ x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} & \Omega_r]^T = [x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5]^T \end{cases} \quad (3.2)$$

Les variables x sont composés de deux états électriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) et deux états magnétiques ($\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$) et un état représentant la vitesse de rotation du rotor Ω_r , gouverné par une équation mécanique. f et g sont des fonctions des variables x .

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\lambda \cdot x_1 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot \Gamma \cdot x_4 \cdot x_5 + \delta \cdot V_{s\alpha} \\ \dot{x}_2 = -\lambda \cdot x_2 + \frac{\Gamma}{T_r} \cdot x_4 - p \cdot \Gamma \cdot x_5 \cdot x_3 + \delta \cdot V_{s\beta} \\ \dot{x}_3 = \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \dot{x}_4 = \frac{M}{T_r} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 + p \cdot x_3 \cdot x_5 \\ \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{1}{T_r} \cdot \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \\ \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ \eta = \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} \end{cases} \quad (3.4)$$

3.3.2 Choix des surfaces de glissements

Dans le contrôle de la machine il faut d'assurer du contrôle du flux par la suite celui de la vitesse, ou que la dynamique de vitesse est la plus lente. Notre choix des surfaces de glissements des variables à contrôler dont la vitesse et le flux qui sont donnés dans forme d'un système de surface du premier ordre.

➤ Vitesse Ω_r

$$S_1 = K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{r\text{ref}}) + (\dot{\Omega}_r - \dot{\Omega}_{r\text{ref}}) \quad (3.5)$$

Si on introduit l'erreur en vitesse :

$$\varepsilon_{\Omega} = \Omega_r - \Omega_{rref} \quad (3.6)$$

On aura :

$$S_1 = K_1 \cdot \varepsilon_{\Omega} + \dot{\varepsilon}_{\Omega} \quad (3.7)$$

➤ Flux Φ_r

$$S_2 = K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) + (\dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{rref}) \quad (3.8)$$

Avec l'erreur en flux :

$$\varepsilon_{\Phi_r} = \Phi_r - \Phi_{rref} \quad (3.9)$$

On aura :

$$S_2 = K_2 \cdot \varepsilon_{\Phi_r} + \dot{\varepsilon}_{\Phi_r} \quad (3.10)$$

Où : K_1 et K_2 sont des gains positifs.

3.3.3 Conditions de convergence

Pour que les variables choisies convergent vers leurs valeurs de référence il faut que les deux surfaces de glissement soient nulles.

$$\begin{cases} S_1 = 0 \\ S_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{rref}) + K_1 \cdot (\Omega_r - \Omega_{rref}) = 0. \\ \frac{d}{dt}(\Phi_r - \Phi_{rref}) + K_2 \cdot (\Phi_r - \Phi_{rref}) = 0. \end{cases} \quad (3.11)$$

Par conséquent pour une surface de glissement nulle ($S_i=0$) la vitesse mécanique et le flux rotorique convergeant exponentiellement vers leurs références. Alors pour suivre Ω_{rref} et Φ_{rref} , il suffit de rendre la surface de glissement attractive et invariante.

La réalisation d'un mode glissant est conditionnée par la vérification par la relation d'attractivité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) et celle d'invariance ($\dot{S}_i=0$).

3.3.4 Loi de commande par mode glissant

Notre but consiste à générer une loi de commande $[V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^T$ en utilisant la théorie du contrôle par mode glissant. Les états considérés pour le contrôle du moteur asynchrone sont : La vitesse et le flux rotorique (Ω_r, Φ_r) .

Pour des raisons de commodité de calcul on prendra :

$$\Psi_r = \Phi_r^2 = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 = x_3^2 + x_4^2 \quad (3.12)$$

Sa dérivée correspondante donne :

$$\dot{\Psi}_r = 2 \cdot x_3 \cdot \dot{x}_3 + 2 \cdot x_4 \cdot \dot{x}_4 \quad (3.13)$$

Les surfaces de glissement seront alors :

$$\begin{cases} S_1 = K_1 \cdot (x_5 - \Omega_{r\text{ref}}) + (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r\text{ref}}). \\ S_2 = K_2 \cdot (\Psi_r - \Psi_{r\text{ref}}) + (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{r\text{ref}}). \end{cases} \quad (3.14)$$

Les dérivées successives de S_1 et S_2 seront :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = K_1 \cdot (\dot{x}_5 - \dot{\Omega}_{r\text{ref}}) + (\ddot{x}_5 - \ddot{\Omega}_{r\text{ref}}). \\ \dot{S}_2 = K_2 \cdot (\dot{\Psi}_r - \dot{\Psi}_{r\text{ref}}) + (\ddot{\Psi}_r - \ddot{\Psi}_{r\text{ref}}). \end{cases} \quad (3.15)$$

En utilisant le système d'équation (3.4), les dérivés correspondants seront :

$$\begin{cases} \dot{x}_5 = \eta \cdot (x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4) - \frac{C_r}{J} \\ \ddot{x}_5 = \eta \cdot (\dot{x}_2 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_2 - \dot{x}_1 \cdot x_4 - \dot{x}_4 \cdot x_1) - \frac{\dot{C}_r}{J} \\ \dot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \\ \ddot{\Psi}_r = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\dot{x}_1 \cdot x_3 + \dot{x}_3 \cdot x_1 + \dot{x}_2 \cdot x_4 + \dot{x}_4 \cdot x_2) \\ \quad - \frac{2}{T_r} \cdot \left(\frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4) - \frac{2}{T_r} \cdot (x_3^2 + x_4^2) \right) \end{cases} \quad (3.16)$$

Le développement de calcul nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{S}_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot \eta \cdot h_2 - K \cdot \frac{C_r}{J} - p \cdot x_5 \cdot \eta \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - K_1 \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \ddot{\Omega}_{rref} + \delta \cdot \eta \cdot (x_3 \cdot V_{s\beta} - x_4 \cdot V_{s\alpha}) \\ \dot{S}_2 = \frac{2}{T_r} \cdot (\frac{2+M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - K_2 \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \ddot{\Psi}_{rref} + \frac{2 \cdot \delta}{T_r} \cdot M \cdot (x_4 \cdot V_{s\beta} + x_3 \cdot V_{s\alpha}) \end{array} \right. \quad (3.17)$$

Tels que :

$$\left\{ \begin{array}{l} h_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4 \\ h_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4 \\ h_3 = x_1^2 + x_2^2 \end{array} \right. \quad (3.18)$$

Le système (3.17) peut être réorganisé dans la forme matricielle suivante :

$$\left[\begin{array}{c} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} F_1 \\ F_2 \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{array} \right] \cdot \left[\begin{array}{c} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{array} \right] \quad (3.19)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_1 = (K_1 - \frac{1}{T_r} - \lambda) \cdot h_2 - \frac{K_1}{\eta \cdot J} \cdot C_r - p \cdot x_5 \cdot (h_1 + \Gamma \cdot \Psi_r) \\ \quad - \frac{K_1}{\eta} \cdot \dot{\Omega}_{rref} - \frac{1}{\eta} \cdot \ddot{\Omega}_{rref} \\ F_2 = (\frac{2+M \cdot \Gamma}{T_r} - K_2) \cdot \Psi_r + M \cdot (\frac{M}{T_r} \cdot h_3 + (K_2 - \frac{3}{T_r} - \lambda) \cdot h_1 \\ \quad + p \cdot x_5 \cdot h_2) - \frac{T_r \cdot K_2}{2} \cdot \dot{\Psi}_{rref} - \frac{T_r}{2} \cdot \ddot{\Psi}_{rref} \end{array} \right. \quad (3.20)$$

Sous la forme condensée (3.19) sera de la forme :

$$\dot{S} = F + D \cdot V \quad (3.21)$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} -\delta \cdot x_4 & \delta \cdot x_3 \\ \delta \cdot M \cdot x_3 & \delta \cdot M \cdot x_4 \end{bmatrix}$$

Et pour vérifier la condition de stabilité de Lyapunov ($S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) il faut avoir.

$$\dot{S} = -v \cdot \text{Sgn}(S) \quad (3.22)$$

En égalisant (3.21) et (3.22) on aura :

$$V = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(S) - D^{-1} \cdot F \quad (3.23)$$

D'après le chapitre (3) la loi de commande est donnée par :

$$V = V_{eq} + V_c \quad (3.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{eq} = -D^{-1} \cdot F \\ V_c = -D^{-1} \cdot v \cdot \text{Sgn}(s) \end{cases} \quad (3.25)$$

La commande globale assurant à la fois ($S_i=0$ et $S_i \cdot \dot{S}_i < 0$) est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

➤ Loi de commande équivalente :

$$\begin{bmatrix} V_{eq\alpha} \\ V_{eq\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

➤ Loi de commande de commutation :

$$\begin{bmatrix} V_{c\alpha} \\ V_{c\beta} \end{bmatrix} = -D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 & 0 \\ 0 & v_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Sgn}(S_1) \\ \text{Sgn}(S_2) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Pour que la loi de commutation intervient de la loi de commande globale il faut choisir v_1 et v_2 suffisamment grand.

$$\begin{cases} v_1 > |F_1| \\ v_2 > |F_2| \end{cases} \quad (3.29)$$

La loi de commande existe à condition que la matrice D sera inversible :

$$[D] = -\delta^2 \cdot M \cdot \Psi_r \neq 0 \tag{3.30}$$

Alors :

$$D^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{-x_4}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_3}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \\ \frac{x_3}{\delta \cdot \Psi_r} & \frac{x_4}{\delta \cdot M \cdot \Psi_r} \end{bmatrix} \tag{3.31}$$

3.4 Bloc de simulation

La figure (3.3) représente le schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant de la MAS, elle comporte : le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande par mode glissant (commande non-linéaire et commande équivalente), et le bloc de convertisseur de fréquence (redresseur, filtre, onduleur à MLI).

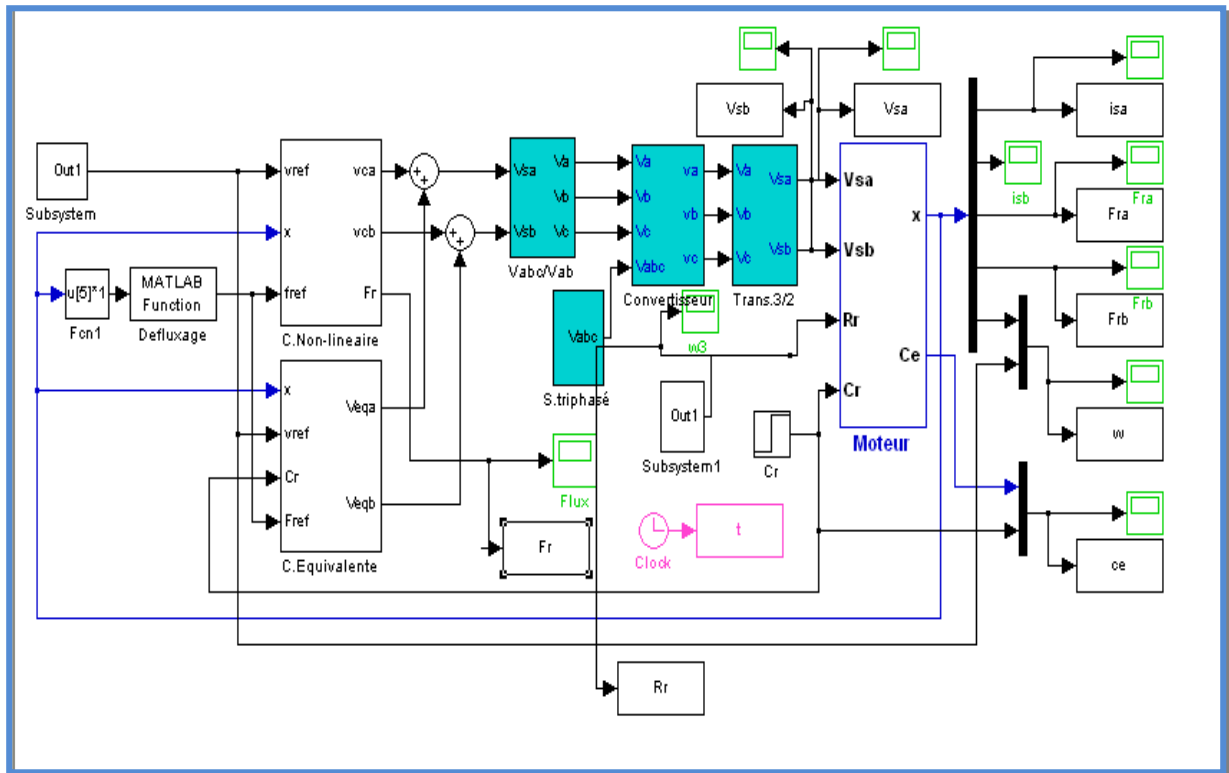


Figure (3.3) : Schéma bloc de simulation de la commande par mode glissant de la MAS.

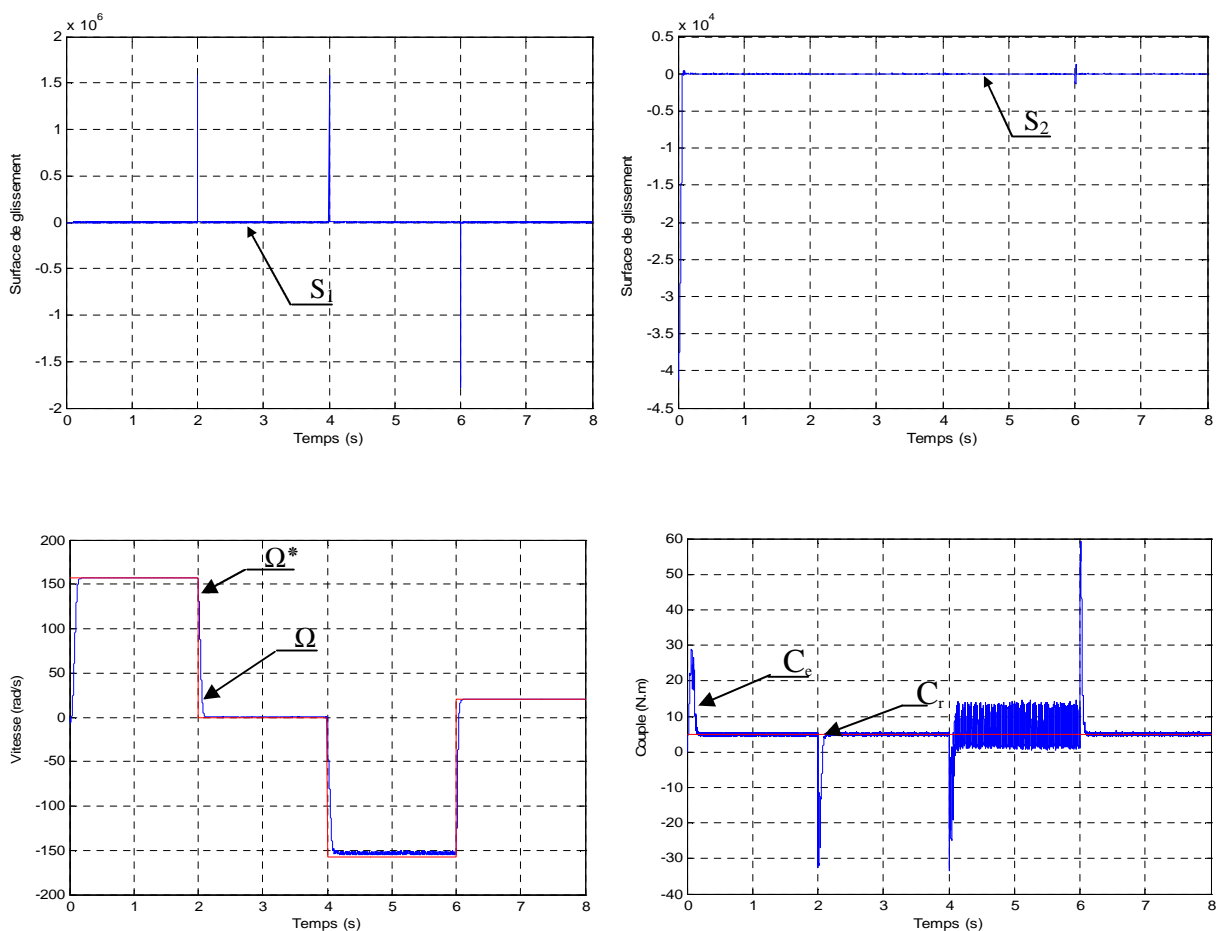
3.5 Simulation et interprétation des résultats

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande par mode glissant, on va effectuer des tests de robustesse à savoir la variation de vitesse, l'inversion de vitesse, la variation de la charge et l'influence des variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique.

3.5.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse

La figure (3.4) présente les résultats de simulation de la commande par mode glissant du moteur asynchrone lors d'une inversion et variation de la vitesse. Ainsi les surfaces de glissement S_1 et S_2 sont pratiquement nulles ce qui est conforme aux calculs théoriques.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'une vitesse à une autre, puis regagne sa valeur sans erreur. Diminution du flux à l'instant de la variation de vitesse, à fin de cette variation il retourne à sa valeur désiré. La courbe de courant présente des pics aux moments des variations de vitesse.



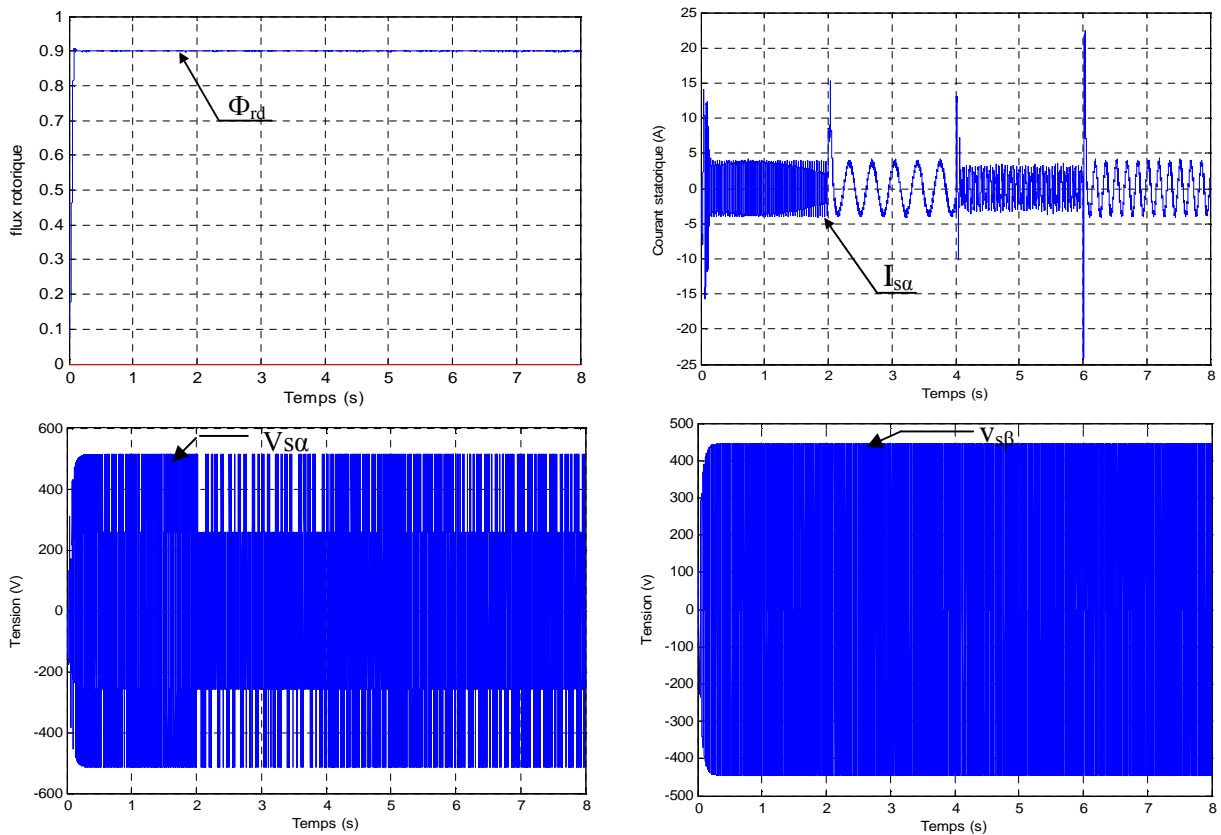
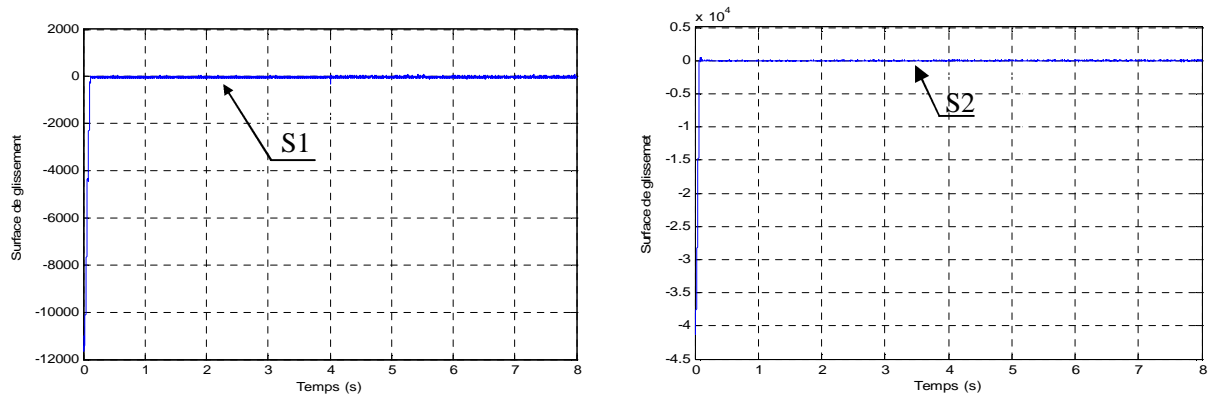


Figure (3.4) : Teste de robustesse par variation de la vitesse.

3.5.2 Test de robustesse pour la variation de la charge

Ce test est représenté par la figure (3.5) où on applique une charge entre $t_1=5s$ et $t_2=7.5s$. On constate également que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. La courbe du couple électromagnétique montre le fort couple aux premiers temps de démarrage, puis suit sa consigne. Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge. Le flux rotorique prend la valeur 0.9 et reste toujours constant quelque soit les variations appliquées.



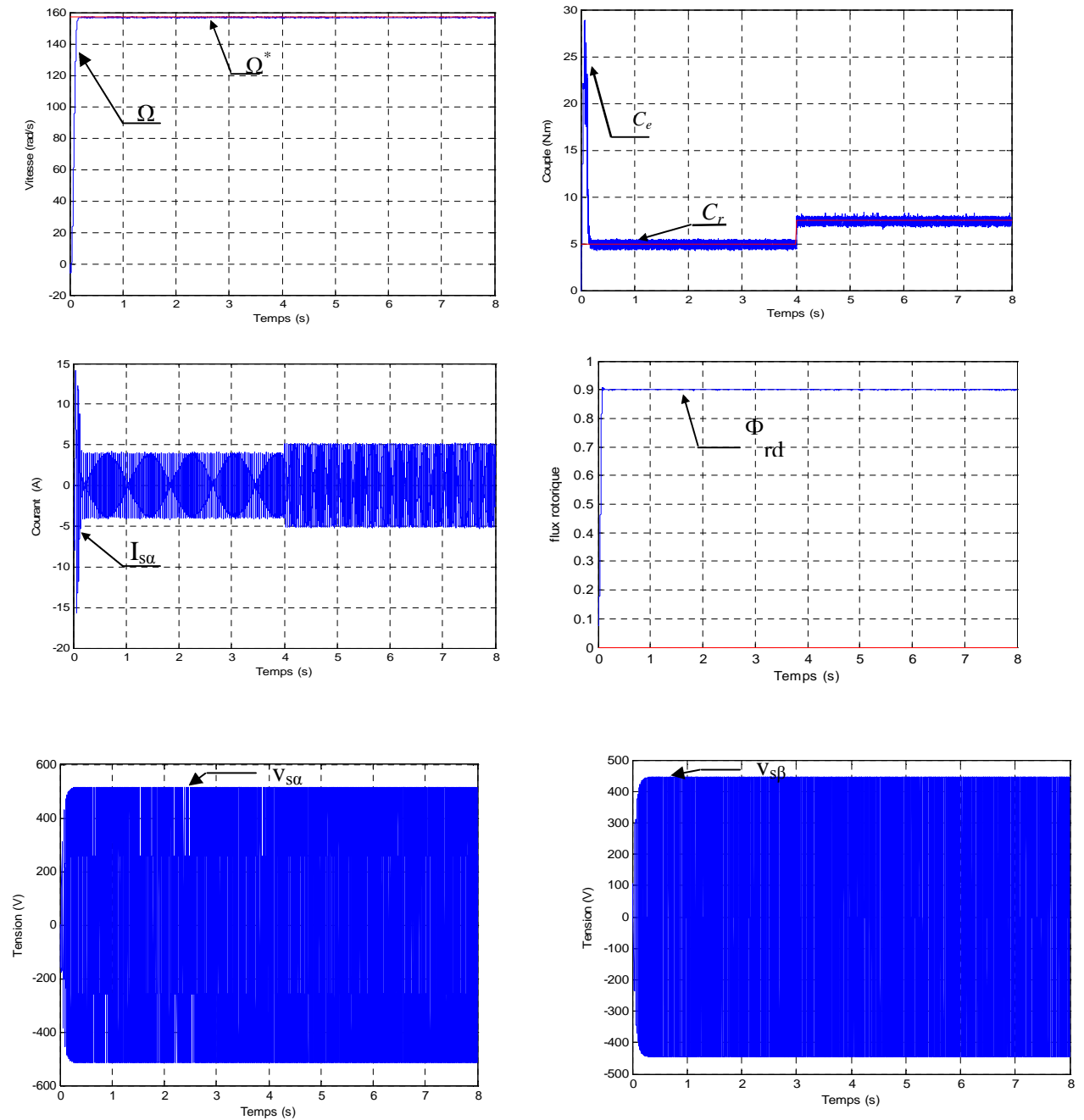
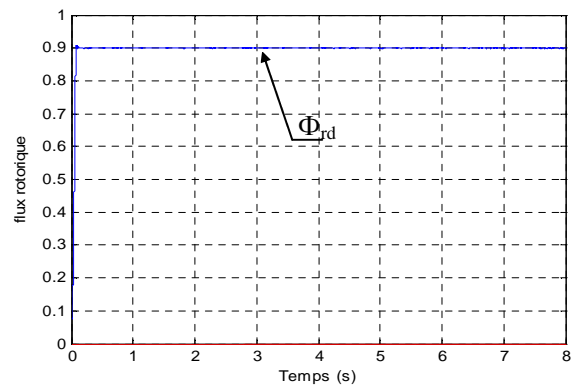
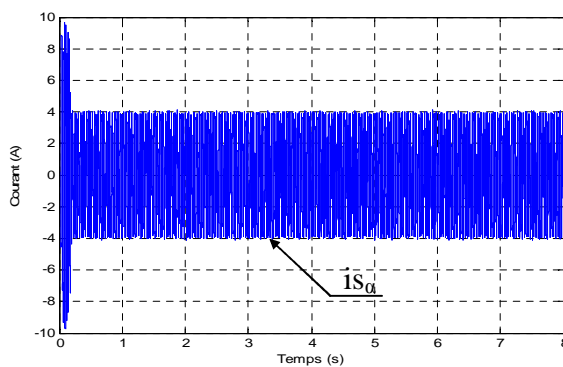
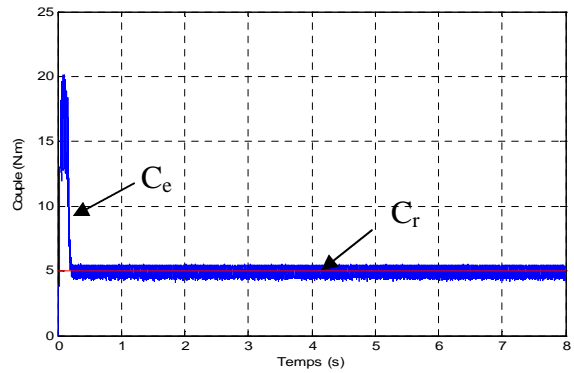
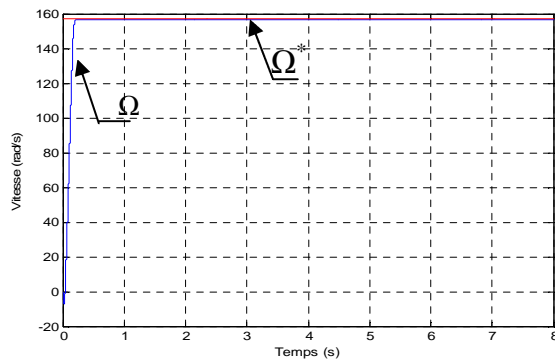
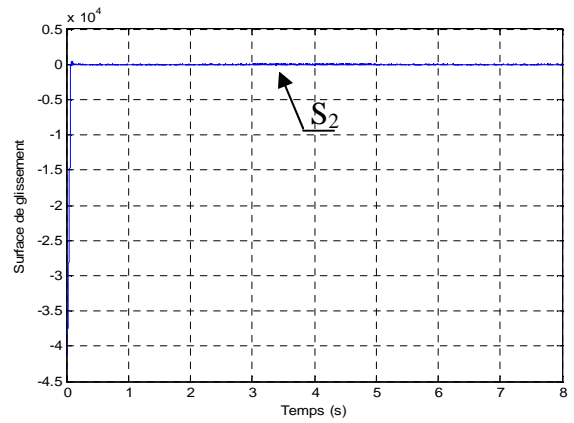
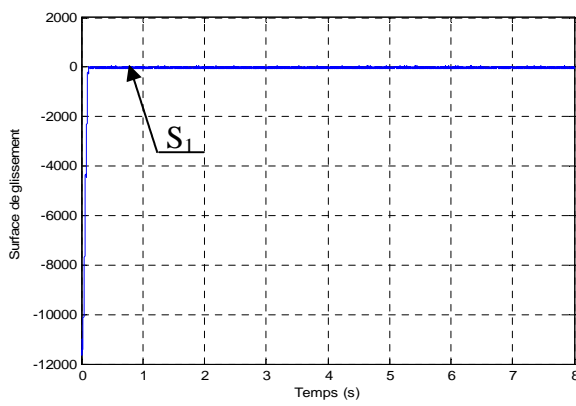
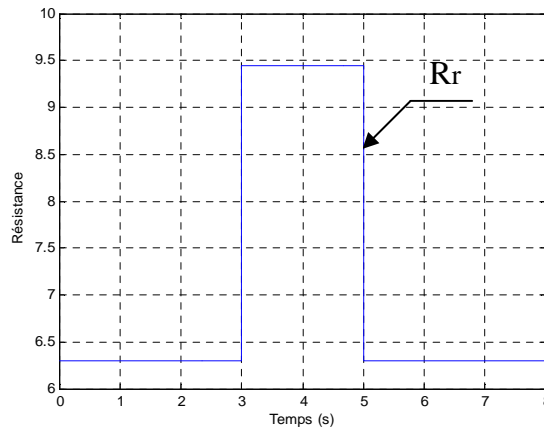


Figure (3.5) : Teste de robustesse par variation de la charge.

3.5.3 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation obtenus pour le cas de variation de la résistance rotorique de $R_r = 6.3 \Omega$ à $R_r = 1.5 R_r$ à $t = 3s$ et à R_r à $t = 5s$ sont présents sur la figure (3.6).

On remarque que la vitesse, le couple, le flux, et le courant statorique ne changent pratiquement pas. On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constance du flux ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant en présence de variation paramétrique.



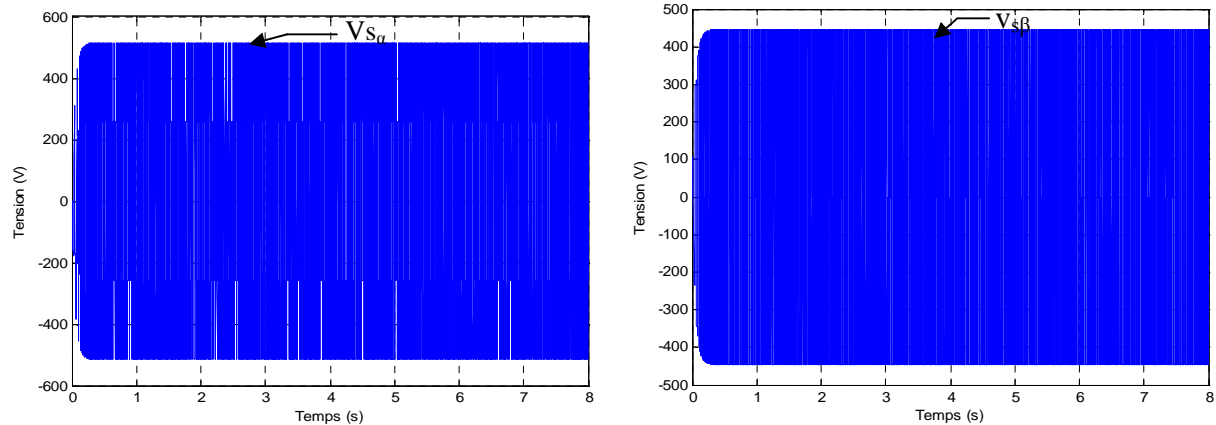


Figure (3.6) : Teste de robustesse par variation de la résistance rotorique.

3.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de commande par mode glissant pour la commande du moteur asynchrone. Le calcul de la surface de glissement ne peut se faire de manière explicite. Il faut alors passer d'une simulation pour en ajuster les coefficients. Ils dépendent non seulement de la loi de commutation mais aussi de la rapidité de réglage. Ces coefficients sont choisis de façon à ne pas demander à la machine une dynamique supérieure à celle donnée par son couple maximal.

La commande par mode glissant montre que les performances sont meilleures autour de point de fonctionnement, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, l'inversion de vitesse, la variation de la charge et la variation paramétrique. De plus cette commande présente l'avantage d'être d'une implémentation pratique simple.

Finalement on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse, cette dernière garantie une bonne insensibilité à la variation paramétrique.

COMMANDE PAR BACKSTEPPING

4.1 Généralités sur la technique du Backstepping

La technique du Backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problèmes. Le Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer & Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovit & Sussmann (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le Backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande.

L'objectif de cette technique est de calculer, en plusieurs étapes, une commande qui garantie la stabilité globale du système. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte de la non linéarité [10].

4.2 Aspect théorique de la technique du Backstepping

Le Backstepping est une méthode de conception de régulateur basé sur le modèle du système non linéaire, il repose sur les théorèmes de Lyapunov de la stabilité d'un système dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande, en laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation) de garantir à tout moment, la stabilité globale du système compensé [10] [11].

Un système tend vers un point d'équilibre s'il perd de l'énergie. Cela est réalisé par le choix d'une fonction énergie appropriée, notée V . Qui par la condition suivante, permet de définir l'expression de la commande :

$$V(x)\dot{V}(x) < 0 \quad (4.1)$$

Cette dernière combine la notion de fonction de commande de Lyapunov avec une Procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre plus élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le backstepping permet quand il y en a de conserver les non-linéarités utiles qui souvent aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Cette technique suppose que l'on est en mesure de trouver au moins pour un système scalaire une loi de commande $u(t)$ et une fonction de contrôle de Lyapunov V qui stabilise le système sur son origine.

Dans le design par backstepping, aucune contrainte n'est imposée à la caractéristique non linéaire du système. Ce dernier doit cependant se présenter sous la forme dite Paramétrique pure. Les équations d'un tel système sont données par:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= \varphi_1(x_1)^T \theta + \Psi_1(x_1)x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \varphi_2(x_1, x_2)^T \theta + \Psi_2(x_1, x_2)x_3 \\
 &\cdot \\
 &\cdot \\
 \dot{x}_{n-1} &= \varphi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})^T \theta + \Psi_{n-1}(x_1, \dots, x_{n-1})x_n \\
 \dot{x}_n &= \varphi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)^T \theta + \Psi_n(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n)u \\
 y &= x_1
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Où θ est un vecteur des paramètres constants (connus ou inconnus). Les Ψ_i et φ_i sont des fonctions non linéaires connues, avec $\varphi_i = 0$ et $\Psi_n(x) \neq 0, \forall x \in \mathbb{R}^n$.

Afin d'illustrer le principe de la méthode du Backstepping, on considère le cas du système non linéaire du deuxième ordre de la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= f_1(x_1, x_2) \\
 \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2)u
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

Avec : $X = [x_1, x_2]$ vecteur état et $u(t)$ est l'entrée commande du système.

Le problème est de déterminer la commande $u(t)$ permettant de stabiliser le système au point $(x_1, x_2) = (0, 0)$.

Supposons que la variable de sortie est $x_1(t)$ et qui suit une certaine trajectoire désirée soit $x_{1d}(t)$. Le choix de la grandeur de la commande va se faire en deux étapes.

Première étape :

On choisit une valeur désirée de $x_2(t)$ et qui peut être la fonction de $x_1(t)$ notée $x_{2d}(t)$ du premier sous système.

La première variable $x_1(t)$ va suivre $x_{1d}(t)$.

Deuxième étape : On choisit la valeur de l'entrée commande $u(t)$ de façon à assurer que la valeur de $x_2(t)$ tend vers la valeur désirée $x_{2d}(t)$. Ces deux étapes de conception sont dites

méthode du Backstepping. Dès que l'un tend vers sa valeur désirée et par back step jusqu'à ce que la commande actuelle $u(t)$ soit atteinte.

4.3 Les avantages de la commande Backstepping

Les avantages de la technique de backstepping, c'est qu'on peut l'associer à d'autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif d'améliorer les performances.

La commande par mode de glissement non linéaire est l'une des méthodes qui s'associe à la technique de backstepping avec une procédure très simple [12].

Aussi, une autre solution permettant d'améliorer la robustesse de la commande par backstepping et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence de perturbations à moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans les contrôleurs générés par le backstepping [12].

4.4 Commande hybride mode glissant-backstepping

La plupart des nouveaux outils de conception ont émergé en activant quelques concepts descriptifs classiques, cela explique le regain d'activité que connaît ce domaine depuis plusieurs années. La fonction de commande de Lyapunov a suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années dans le domaine de conception, ce qui a donné lieu à des techniques systématiques de conception de contrôleurs pour les systèmes non linéaires [13].

La technique de Backstepping et celle de mode du glissement sont deux méthodes qui exploitent la notion de la fonction de la commande de Lyapunov. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques de commandes [13].

En effet, les deux critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface du glissement sont:

- Celui proposé par Emilyanov et Utkin: $S(x)\dot{S}(x) < 0$
- Celui défini par la fonction de Lyapunov: $V(x)\dot{V}(x) < 0$

En mode glissant cette condition est réalisée par: $\dot{S}(x) = -q_0 \text{sign}(S) - q_1(S)$

Avec q_0 et q_1 réels positifs.

Par conséquent la condition de stabilité de Lyapunov est réalisée par la condition de Convergence des modes glissants.

4.5 Conception systématique des modes glissants pour la machine asynchrone a l'aide de la méthode du backstepping

Le modèle d'état de la machine asynchrone est donné par :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_4 x_5 + bu_a \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 + a_2 x_4 + a_3 x_3 x_5 + bu_b \\ \dot{x}_3 = -a_4 x_1 - a_5 x_3 - a_6 x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 = -a_4 x_2 - a_5 x_4 + a_6 x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 = -a_7 (a_2 x_3 - x_1 x_4) - a_8 - a_9 x_5 - a_{10} x_5^2 \end{cases} \quad (4.4)$$

Avec $x^T = [i_a \ i_b \ \Phi_a \ \Phi_b \ \omega]$

Etape 1 :

Régulation de vitesse suivant une référence

Soit $z_1 = x_5 - x_{5d}$

$$\dot{z}_1 = \dot{x}_5 - \dot{x}_{5d}$$

$$V(x_1) = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (4.5)$$

$$\dot{V}(x_1) = z_1 \dot{z}_1 = z_1 \underbrace{(a_7(x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_8 - a_9 x_5 - a_{10} x_5^2 - \dot{x}_{5d})}_{-c_1 z_1}$$

On prend $a_7(x_2 x_3 - x_1 x_4)$ comme commande virtuelle

$$a_7(x_2 x_3 - x_1 x_4) = -c_1 z_1 + a_8 + a_9 x_5 + a_{10} x_5^2 + \dot{x}_{5d} = \Phi_1$$

$$\Rightarrow \dot{V}(z_1) = -c_1 z_1^2 \leq 0 \text{ et } c_1 > 0$$

Changement de variable : (surface de glissement)

$$s_1 = a_7(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \Phi_1$$

$$s_1 = a_7(x_2 x_3 - x_1 x_4) + c_1 z_1 - a_8 - a_9 x_5 - a_{10} x_5^2 - \dot{x}_{5d}$$

Etape 2 :

La fonction de Lyapunov augmenté $V(z_1 s_1) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} s_1^2$

$$\dot{V}(z_1 s_1) = z_1 \dot{z}_1 + s_1 \dot{s}_1$$

$$\dot{V}(z_1 s_1) = c_1 z_1^2 + s_1 \dot{s}_1$$

$$\dot{V}(z_1 s_1) = c_1 z_1^2 + s_1 (\beta_0 + \beta_1 u_a + \beta_2 u_b)$$

Avec

$$\beta_1 = -a_7 b x_4$$

$$\beta_1 = a_7 b x_3$$

$$\begin{aligned} \beta_0 = & (x_2 x_3 - x_1 x_4) [-a_7(a_1 + a_5) + c_1 a_7 - a_9 a_7 - 2a_{10} a_7 x_5] - a_3 a_7 x_5 (x_3^2 + x_4^2) \\ & - a_6 a_7 x_5 (x_2 x_4 + x_1 x_3) + 2a_{10}^2 x_5^2 + (3a_9 a_{10} - a_{10} c_1) x_5^2 + (a_9^2 - a_9 c_1 \\ & + 2a_8 a_{10}) x_5 + (a_8 a_9 - a_9 c_1) + c_1 \dot{x}_{5d} - \ddot{x}_{5d} \end{aligned}$$

Donc il faut que la condition de glissement $s_1 \dot{s}_1 < 0$ soit satisfaite pour cela on propose

$$\dot{s}_1 = -q_0 \text{sgn}(s_1) - q_1 s_1$$

$$\beta_1 u_a + \beta_2 u_b = -\beta_0 - q_0 \text{sgn}(s_1) - q_1 s_1 \dots \dots \dots (1)$$

Etape 3 :

Régulation de flux $\phi = x_3^2 + x_4^2$

$$z_2 = x_3^2 + x_4^2 + \phi_d$$

$$\dot{z}_2 = 2a_4(x_2 x_4 + x_1 x_3) - 2a_5(x_3^2 + x_4^2) - \dot{\phi}_d$$

La fonction de Lyapunov augmenté $V(z_1 s_1 z_2) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} s_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2$

$$\dot{V}(z_1 s_1 z_2) = z_1 \dot{z}_1 + s_1 \dot{s}_1 + z_2 \underbrace{(2a_4(x_2 x_4 + x_1 x_3) - 2a_5(x_3^2 + x_4^2) - \dot{\phi}_d)}_{-c_2 z_2}$$

On prend $2a_4(x_2 x_4 + x_1 x_3)$ comme commande virtuelle

$$2a_4(x_2 x_4 + x_1 x_3) = -c_2 z_2 + 2a_5(x_3^2 + x_4^2) + \dot{\phi}_d = \Phi_2$$

$$\Rightarrow \dot{V}(z_1 s_1 z_2) = -c_1 z_1^2 + s_1 \dot{s}_1 - c_2 z_2^2 \leq 0 \text{ et } c_1, c_2 > 0$$

Changement de variable : (surface de glissement)

$$s_2 = 2a_4(x_2x_4 + x_1x_3) - \Phi_2$$

$$s_2 = 2a_4(x_2x_4 + x_1x_3) + c_2z_2 - 2a_5(x_3^2 + x_4^2) - \dot{\phi}_d$$

Etape 4 :

La fonction de Lyapunov augmenté $V(z_1s_1z_2s_2) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} s_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} s_2^2$

$$\dot{V}(z_1s_1z_2s_2) = z_1\dot{z}_1 + s_1\dot{s}_1 + z_2\dot{z}_2 + s_2\dot{s}_2$$

$$\dot{V}(z_1s_1z_2s_2) == -c_1z_1^2 + s_1\dot{s}_1 - c_2z_2^2 + s_2(\beta_3 + \beta_4u_a + \beta_5u_b)$$

Avec

$$\beta_4 = 2a_4b x_3$$

$$\beta_5 = 2a_4b x_4$$

$$\beta_3 = (x_2x_4 + x_1x_3) [2c_2a_4 - 2a_1a_4 - 6a_4a_5] + 2a_4^2(x_1^2 + x_2^2) + (x_3^2 + x_4^2)[2a_2a_4 - 2c_2a_5 + 4a_5^2 + 2a_4a_6x_5x_2x_3 - x_1x_4 - c_2\phi_d - \dot{\phi}_d]$$

Donc il faut que la condition de glissement $s_1\dot{s}_1 < 0$ soit satisfaite pour cela on propose

$$\dot{s}_2 = -q_2\text{sgn}(s_2) - q_3s_2$$

$$\beta_4u_a + \beta_5u_b = -\beta_3 - q_2\text{sgn}(s_2) - q_3s_2 \dots \dots \dots (2)$$

D'après (1) et (2) on peut synthétiser les commandes stabilisantes

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta_1 & \beta_2 \\ \beta_4 & \beta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\beta_0 - \mathbf{q}_0\text{sgn}(\mathbf{s}_1) - \mathbf{q}_1\mathbf{s}_1 \\ -\beta_3 - \mathbf{q}_2\text{sgn}(s_2) - \mathbf{q}_3s_2 \end{bmatrix}$$

Avec

$$s_1 = a_7(x_2x_3 - x_1x_4) + c_1(x_5 - \omega_{\text{ref}}) - a_8 - a_9x_5 - a_{10}x_5^2 - \dot{x}_{5d}$$

$$s_2 = 2a_4(x_2x_4 + x_1x_3) + c_2(x_3^2 + x_4^2 - \phi_d) - 2a_5(x_3^2 + x_4^2) - \dot{\phi}_d$$

4.6 BLOC DE SIMULATION

La figure (4.1) représente le schéma bloc de simulation de la commande hybride (mode glissant – backstepping) de la MAS, elle comporte : le bloc de la machine asynchrone, le bloc de commande hybride (mode glissant – backstepping) ,commande non-linéaire et commande équivalente, et le bloc de convertisseur de fréquence (redresseur, filtre,)

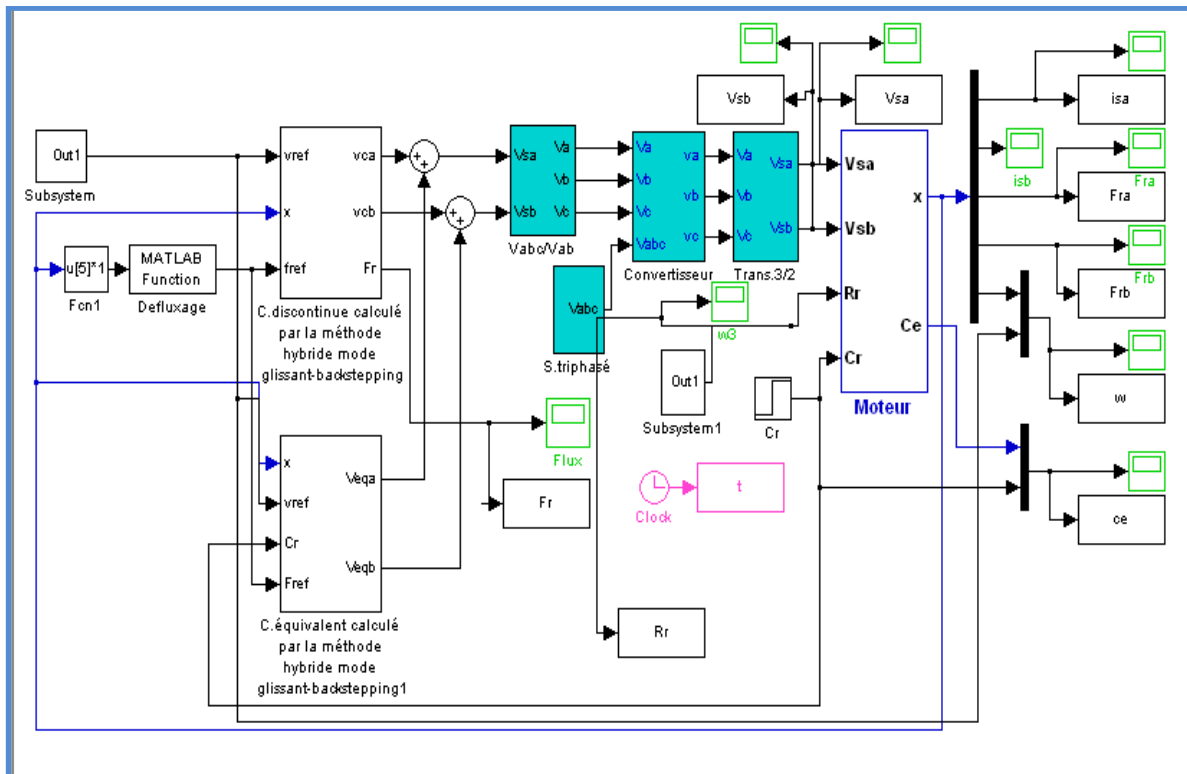


Figure (4.1) : Schéma bloc de simulation de la commande hybride (mode glissant-backstepping) de la MAS

4.7 Simulation et interprétation des résultats

Pour mettre en évidence l'importance de la technique de commande hybride (mode glissant, Backstepping), on va effectuer des tests de robustesse à savoir la variation de vitesse, l'inversion de vitesse, la variation de la charge et l'influence des variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique.

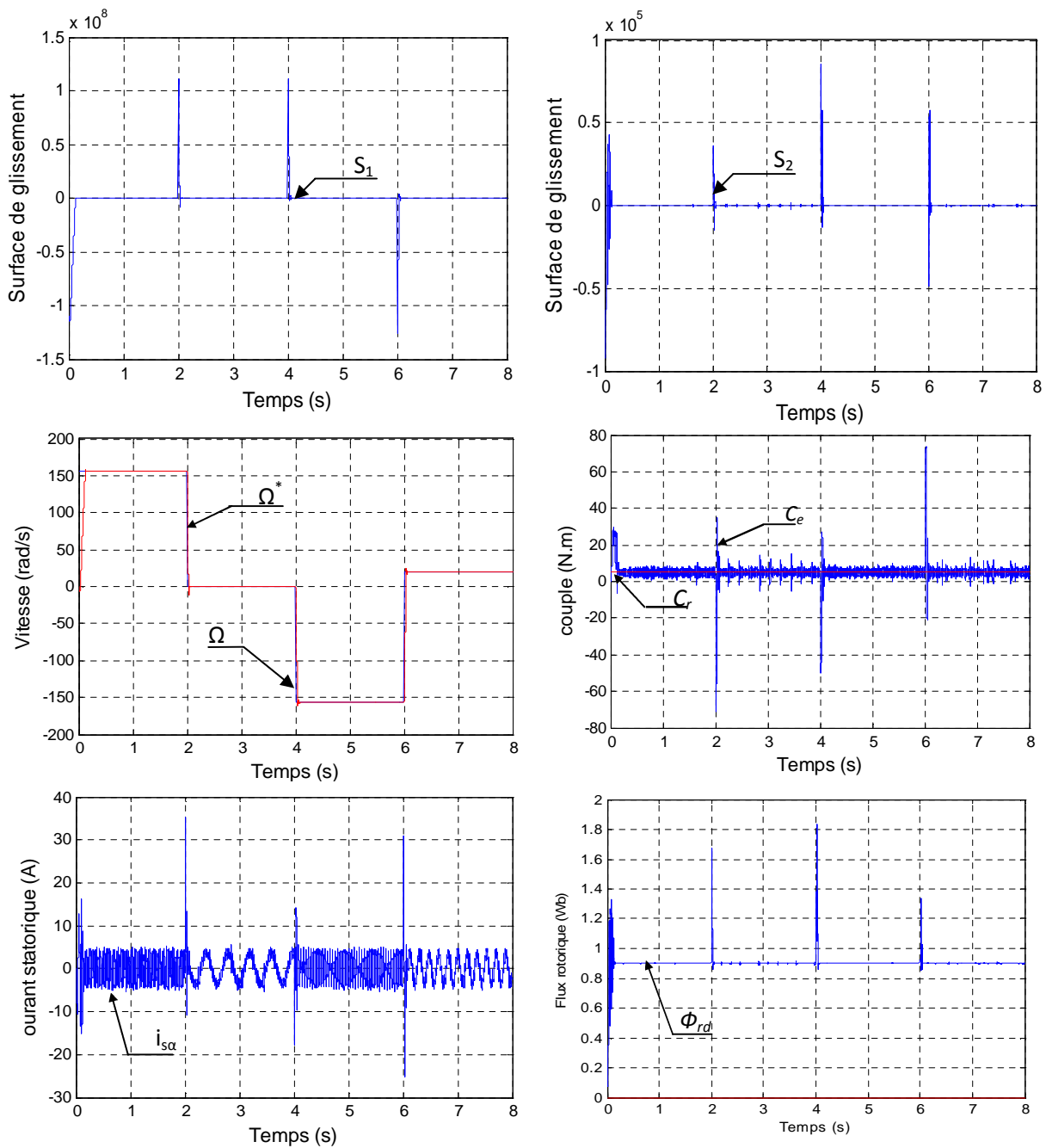
4.7.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse

La figure (4.2) présente les résultats de simulation de la commande hybride (mode glissant, Backstepping) du moteur asynchrone lors d'une inversion et variation de la vitesse.

Ainsi les surfaces de glissement S_1 et S_2 sont pratiquement nulles ce qui est conforme aux calculs théoriques.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transition lors du passage d'une vitesse à une autre, puis regagne sa valeur sans erreur. Diminution du flux à l'instant de la variation de vitesse, à fin de cette variation il retourne à sa valeur désiré. La courbe de courant présent des pics aux moments des variations de vitesse.

4.7.2 Teste de robustesse pour la variation de vitesse :



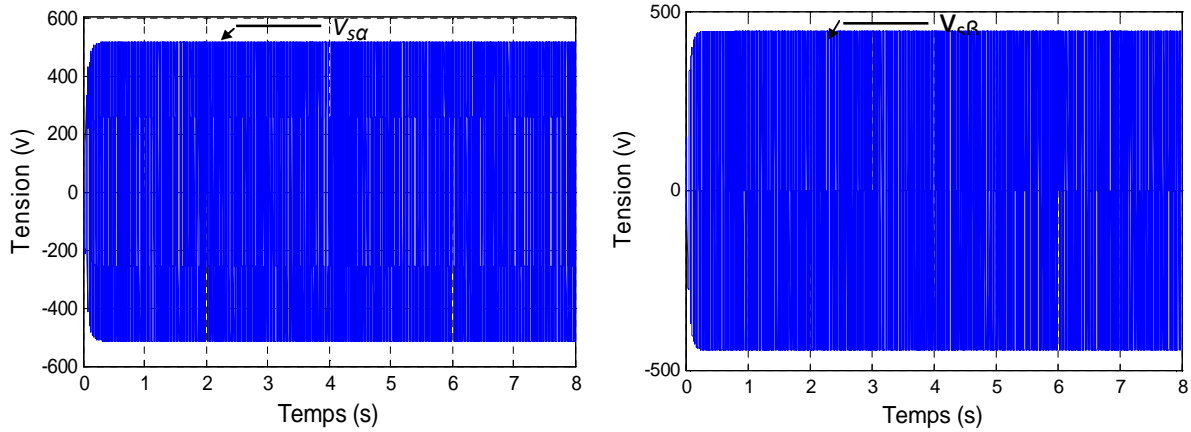
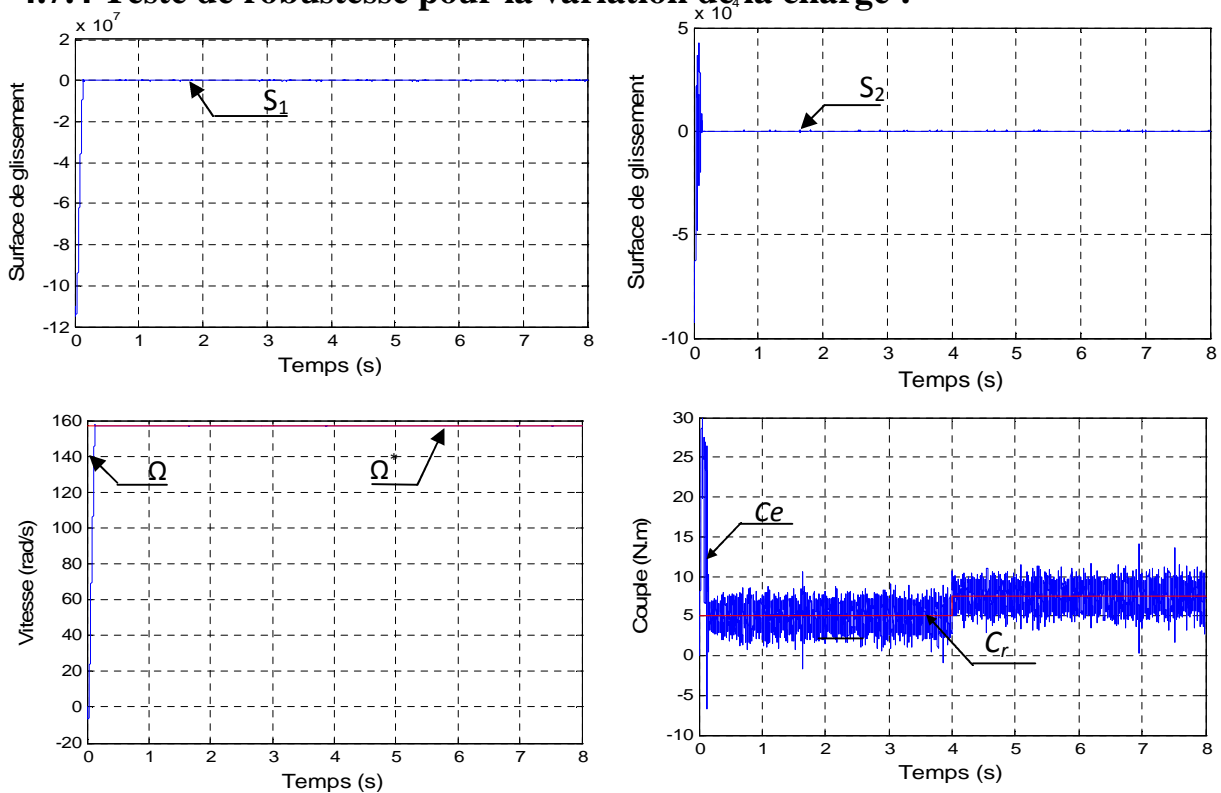


Figure (4.2) : Teste de robustesse par variation de la vitesse.

4.7.3 Test de robustesse pour la variation de la charge

Ce test est représenté par la figure (4.3) où on applique une charge entre $t_1=5s$ et $t_2=7.5s$. On constate également que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. La courbe du couple électromagnétique montre le fort couple aux premiers temps de démarrage, puis suit sa consigne. Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge. Le flux rotorique prend la valeur 0.9 et reste toujours constant quelque soit les variations appliquées.

4.7.4 Teste de robustesse pour la variation de la charge :



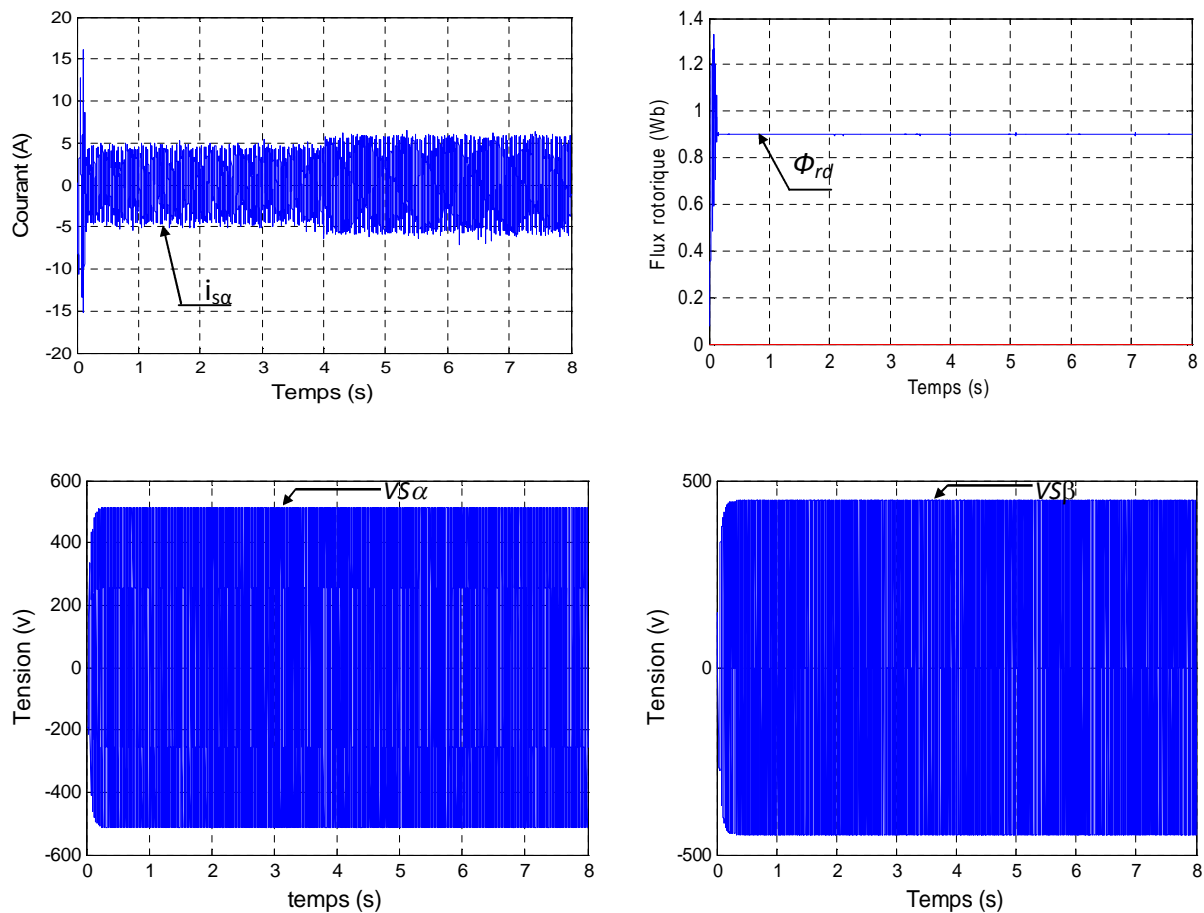
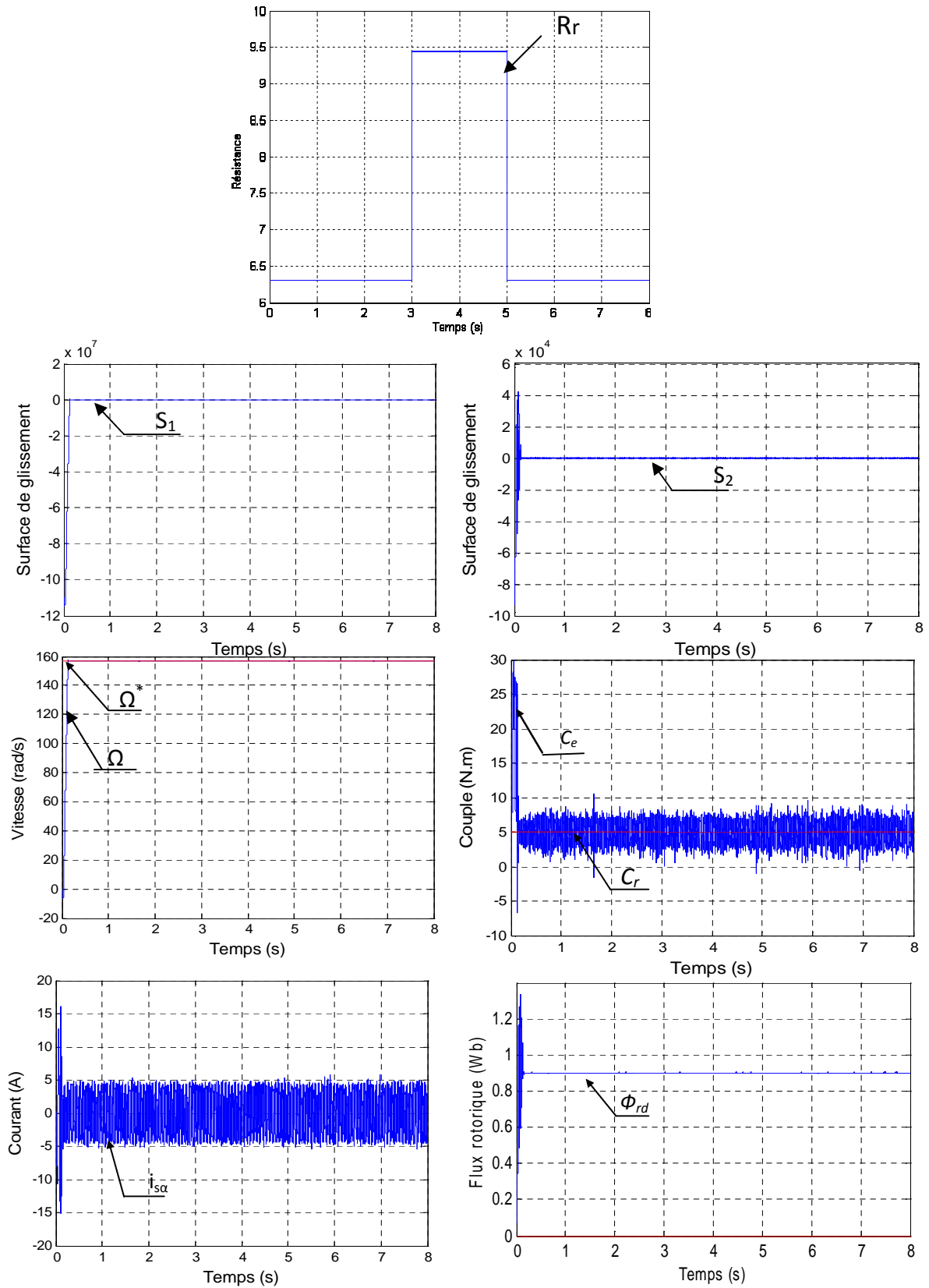


Figure (4.3) : Teste de robustesse par variation de la charge.

4.7.5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique :

Les résultats de simulation obtenus pour le cas de variation de la résistance rotorique de $R_r = 6.3 \Omega$ (de $t=0s$ à $t=3s$) et $R_r = 9.45 \Omega$ (de $t=3s$ à $t=5s$) puis $R_r=6.3\Omega$ (de $t=5$ à $t=8s$) sont présents sur la figure (4.4).

On remarque que la vitesse, le couple, le flux, et le courant statorique ne changent pratiquement pas. On constate aussi l'importance de cette commande sur le maintien de la constance du flux ce qui confirme la robustesse de la commande hybride (mode glissant, Backstepping) en présence de variation paramétrique.



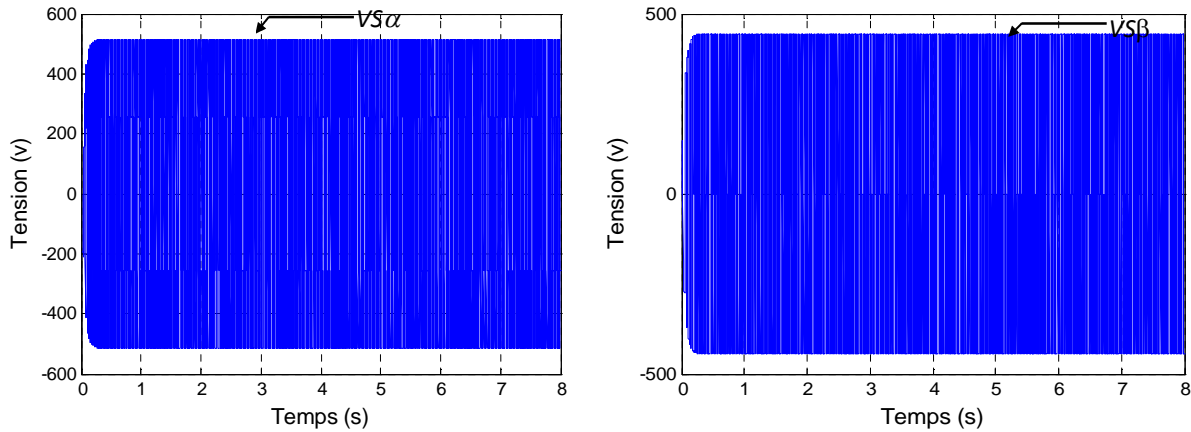


Figure (4.4) : Teste de robustesse par variation de la résistance rotorique .

4.8 Etude comparative

Pour examiner les différentes lois de commande, développées pour la machine asynchrone, nous avons opté à une étude comparative entre ces différentes commandes. Pour cela, nous définissons deux critères, le premier est en fonction de la commande appliquée, on peut le considérer comme un critère énergétique, le deuxième est en fonction de l’erreur résultante.

Pour bien examiner ces commandes, les résultats ont été pris dans les mêmes conditions, à titre d’exemple : la période d’échantillonnage, le temps de simulation, les gains de la commande, ...etc.

Critère	Commandes développée pour la MAS		
	Commande Vectorielle	Commande par Mode Glissant	Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping
$j_1 = \frac{1}{2} \cdot \sum_{K=1}^p u^T \cdot u$	1.2185*10 ⁻⁷	8.7833*10 ⁻⁶	8.1831*10 ⁻⁶
$j_2 = \frac{1}{2} \cdot \sum_{K=1}^p e^T \cdot e$	7.8710*10 ⁻⁹	1.0493*10 ⁻¹⁰	1.0493*10 ⁻¹⁰

Tableau (4.1) : Étude comparative entre les commandes développée pour la MAS

Dans le tableau précédent, nous avons présenté une comparaison quantitative entre les différentes approches développées dans ce document. Les tests de poursuite, de régulation et de robustesse montrent que la commande hybride est mieux que celle du mode glissant seul au niveau d'énergie, mais la commande vectoriel reste la meilleur ($CV < CH < CG$).

au niveau d'erreur les résultats de la commande par mode glissant et la commande hybride sont égaux et mieux que la commande vectoriel.

4.9 CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre l'aspect théorique de la technique de la commande backstepping et puis on a appliquée une approche hybride (mode glissant-backstepping) en combinant le principe du contrôle Backstepping commande par mode glissant. L'objectif visé dans ce chapitre est d'examiner les différentes lois de commandes synthétisées dans ce travail et ceci dans les mêmes conditions. Cette comparaison s'est faite selon une voies quantitative . Pour mettre en évidence les performances de chaque loi de commande, en terme de l'erreur résultante et de la valeur de la commande nécessaire pour réaliser une telle commande, nous avons adopté deux critères J_1 et J_2 (Tableaux 4.1). Caractérisant ces deux grandeurs (la commande et l'erreur), nous constatons que pour la commande Vectoriel le critère d'énergie prend la valeur la plus faibles $J_1 = 1.2185 * 10^{-7}$, et elle prend la valeur la plus grande pour le critère d'erreur $J_2 = 7.8710 * 10^{-9}$, Par ailleurs les valeur des deux critères pour les commandes par mode glissant et backstepping-mode glissant nous constatons que le critère énergétique prend la valeur la plus grande $J_1 = 8.7833 * 10^{-6}$, $J_1 = 8.1831 * 10^{-6}$ et le critère de précision prend la valeur la plus faible $J_2 = 1.0493 * 10^{-10}$.

A partir de ce qui est cité, nous pouvons dire que la commande par mode de glissement combinée avec la commande par backstepping est en générale la plus performante du point de vue minimisation de critère d'erreur . Néanmoins, les performances de cette commande hybride dépendent sur les paramètres de la commande. Ce qui influe sur sa robustesse dans certaines applications.

La commande par mode glissant, sollicite moins d'erreur avec la commande hybride mode glissant-backstepping, ceci se voit par le critère J_2 dans le tableau (4.1).

De plus, comme nous l'avons dit au préalable, cette commande est de hautes fréquences, ce qui donne naissance au broutement, le phénomène indésirable. La commande hybride glissante-backstepping nous offre une méthode pour la synthèse des surfaces de glissement d'une manière systématique. Néanmoins, cette approche nécessite un développement mathématique avancé.

Conclusion générale

Dans le cadre de ce mémoire, on a essayé d'introduire la technique de commande par mode glissant appliqué à la machine asynchrone, par la suite on amélioré cette dernière par une commande hybride en combinant le principe du contrôle Backstepping et la commande par mode glissant.

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé le moteur asynchrone. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine asynchrone triphasée.

Dans le deuxième chapitre, L'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, nous a permis d'établir un model simple similaire à celui d'une machine à courant continu, les résultats obtenus présentent des erreurs non nulles surtout pour la variation de la résistance rotorique, ce qui touche la robustesse de la commande.

Dans le troisième chapitre, on a présenté le principe de la commande par mode glissant dans le repère (α, β) et les résultats obtenus avec la Commande par mode glissant dans les différents modes de marche, en variation de la charge et lors de la variation de vitesse et de la résistance rotorique.

Dans le dernier chapitre, on a présenté une commande Hybride via le backstepping et La commande par mode glissant. Les tests de poursuite, de régulation et de robustesse montrent que cette méthode est mieux que l'utilisation du mode glissant seul au niveau de l'énergie consommé mais la commande vectoriel reste la meilleur, au niveau d'erreur les résultats de la commande par mode glissant et la commande hybride sont égaux et mieux que la commande vectoriel.

Cette commande nous a permis de synthétisé des surfaces de glissement non linéaire d'une manière systématique au contraire dans le cas du mode glissant seul.

Cependant, la conception de nouvelles méthodes de commandes robustes reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances. En définitive, on propose quelques Perspectives à notre travail, qui se traduisent par :

- Optimisation des gains de régulation pour garantir des bonnes performances.
- Ajouter un estimateur de flux et de vitesse pour éliminer les capteurs.
- Hybrider la commande par glissant avec d'autre technique d'intelligence artificiel tel que la logique flou et réseaux de neurone.

ANNEXE "A"

PARAMETRES DE LA MACHINE

Puissance nominale	1.5 Kw
Tension statorique nominale	220 V
Tension rotorique nominale	12 V
Vitesse nominale	1500 tr/mn
Courant nominal	3.64A/6.31A
Résistance statorique	10 Ω
Résistance rotorique	6.3 Ω
Inductance cyclique statorique	0.4642H
Inductance cyclique rotorique	0.4612H
Inductance mutuelle	0.4212H
Nombre de paire de poles	2
Moment d'inertie	0.02 kg/m ²
Coefficient de frottement	0 ms/rad

ANNEXE "C"

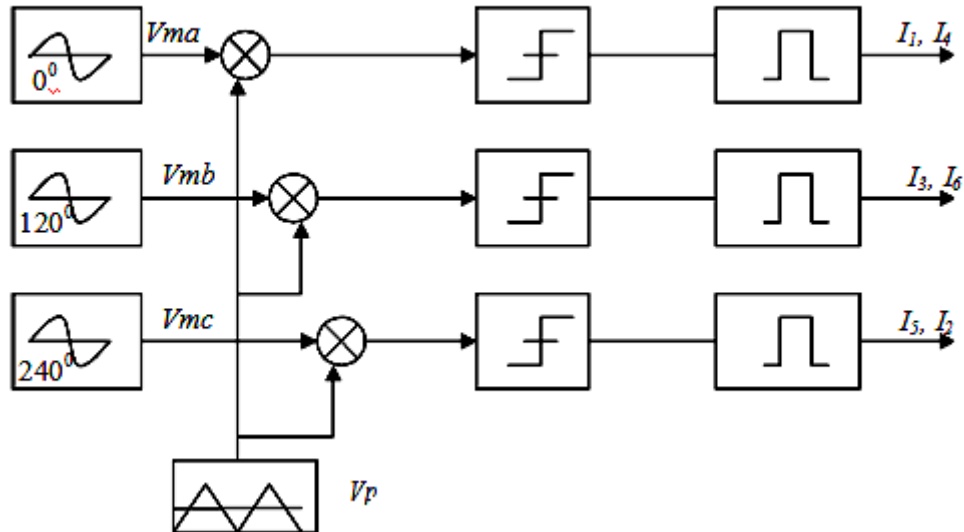
MODELISATION ET SIMULATION DE L'ONDULEUR DE TENSION*(Fond= 500Hz)*

Figure (C-01) : Synoptique de la commande trianguo-sinusoidale triphasé.

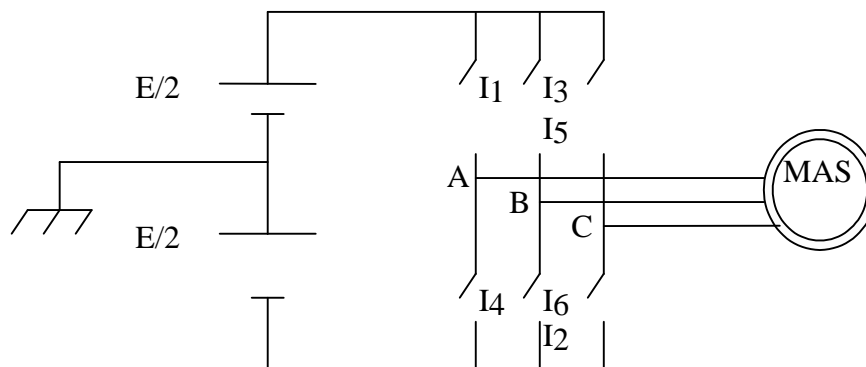


Figure (C-02) Onduleur triphasé.

C-1 Modélisation de l'onduleur MLI

La tension de sortie est formée d'une structure de créneaux de largeur variable et d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation.

Sous forme matricielle, le système d'équation modélisant l'onduleur de tension MLI est donné par la relation qui suit :

$$[V_s] = [C][V_c]$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{an} V_{bn} V_{cn}]^T$$

$$[V_c] = [V_{a0} V_{b0} V_{c0}]^T$$

Donc la matrice s'écrit comme suite :

$$[C] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

On note que :

$[C]$: matrice de transfert continu- alternatif.

$[V_s]$: vecteur de tension de sortie de l'onduleur.

$[V_0]$: vecteur d'entrée de l'onduleur.

C-2 Modélisation de largeur d'impulsion :

La MLI permet de former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux. Les tensions de sorties de l'onduleur sont contrôlées par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie. La stratégie triangulo- sinusoïdale, retenue le long de notre travail, est l'une des techniques les plus simples. Elle consiste à comparer les trois tensions (V^*_{ra} , V^*_{rb} , V^*_{rc}), calculées par la transformation inverse de *Park* à partir de (V^*_{rd} , V^*_{rq} , ω_r) à un signal triangulaire d'amplitude fixe et de pulsation supérieure à ω_r .

La figure (C-03) nous montre l'élaboration des tensions V_{ao} , V_{an} par modulation sinusoïdale.

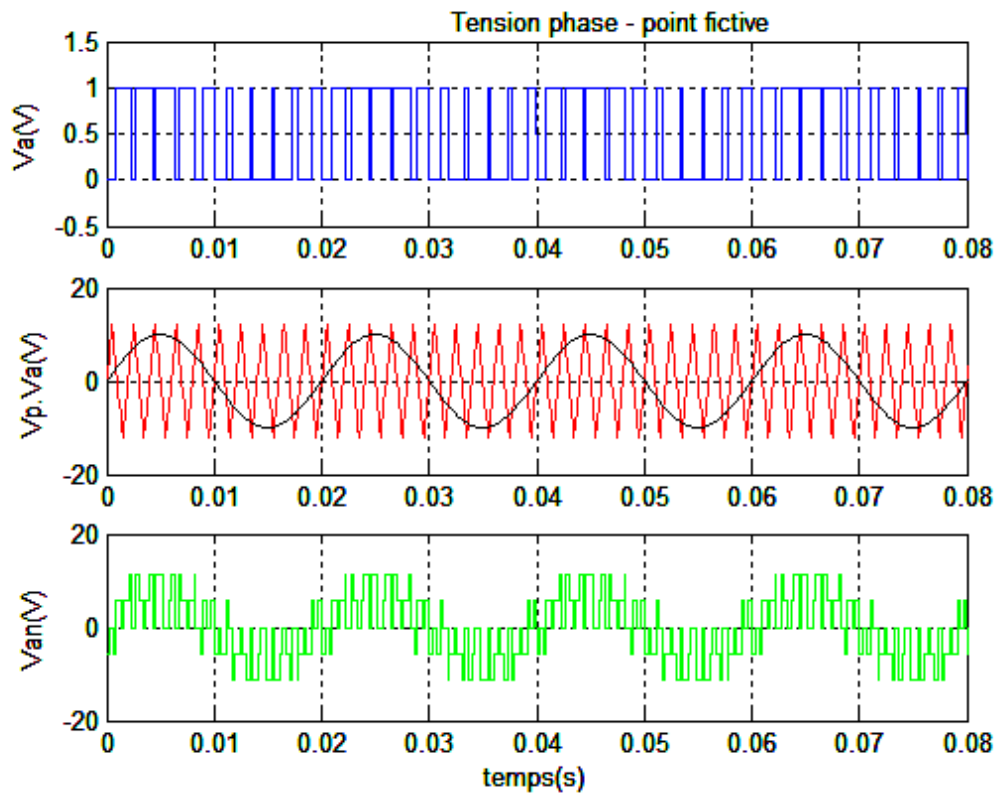


Figure (C-03) Chronogramme d'une modulation sinusoïdale

BIBLIOGRAPHIE :

[1] : R.ABDELHAMIDE ET F.MOUSTAPHA

« Contrôle directe du couple de la machine asynchrone »

Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004]

[2] : B.KAFIA

« Commande de la machine asynchrone par mode de glissement, apport de la logique floue pour la réduction du phénomène «chattering »

Thèse de magister, université de Batna [2003].

[3] ACHOUR Abdelmalak et AICHOUCHE Azedine :

« Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone »

Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2005].

[4] LAIEB FADILA et GUERROUCHE HAKIMA :

« Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone »

Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2004].

[5] : B. TARK

« Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST »

Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].

[6] : M. HAMATA OMAR et M. LOUCHEN NOURDINE

« Contribution a la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation »

Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].

[7] : S. CHAOUCH

« Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur deVitesse »

Thèse de doctorat, Université de BATNA, Décembre 2005.

[8] : H . BÜHLER

« Réglage par mode de glissement » presses polytechnique romandes, EPFL Ecublens, CH-1015 Lausanne, Suisse 1986.

[9] : M.Kasmi et M.Laouodi Djamel

« Approche discrète de la commande par mode glissement de la machine asynchrone »

Mémoire d'ingénieur d'état en Génie Electrique, ENP.2000

[10] : A.R.BENASKEUR

« Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande

décentralisée des systèmes non linéaires »

Thèse doctorat, université Laval, Québec, Février 2000.

[11] : M. KRSTIC, I. KANELLAKOPOULOS, P. KOKOTOVIC

« Nonlinear and Adaptive Control Design »

John Wiley & Sons, NEW YORK, USA, 1995.

[12] A.BOUMÉDIÈNE, M.S.BOUCHERIT, F.BOUDJEMA

« A robustness comparative study of the backstepping and the combined backstepping and sliding mode design technique for PMSM control fed by a three-level voltage source inverter »

Serbian Journal of Electrical Engineering SERBIA.

[13] A.BOUMEDIENE

« Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension »

Thèse doctorat, ENP, ALGERIE 2007.