

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° : CE.284°



**DOMAINE : SCIENCES ET
TECHNOLOGIES**

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par: MAGOURA Tarek

LEBOUKH Rahabi

Intitulé

**Commande sans Capteur d'un Actionneur de
Traction d'un Véhicule Électrique**

Soutenu devant le jury composé de:

Mr. CHAKRONE Salim	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Mr. ROUBACHE Toufik	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Mr. BENSLIMANE Tarak	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur
Mr. GHELLAB Mohamed	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examineur

Année universitaire : 2017 / 2018

Remerciements

Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La santé et la patience pour avoir Terminer ce travail.

Nous tenons évidemment à débiter ces

*Remerciements mon encadreur Monsieur **ROUBACHE Toufik** qui a bien voulu nous encadrer et pour ses conseils précieux, sa disponibilité et sa patience.*

Nous remercions également tous les membres de jury d'avoir accepté de juge mon travail.

Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assuré nos années d'étude et notre travail.

Dédicaces

*Je dédie ce mémoire à mes très chers parents
pour leurs soutient morale et financier, pour leurs
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés
dans les moments les plus ardu.*

A mes frères

A mes sœurs

Et a toute la famille Magoura et Leboukh.

A mon encadreur Mr. ROUBACHE Toufik

A mes chers amis :

Adel, Said, Hamza, Mohamed, Imad,

Wahbi, abdo, Nourdin, Ramzi,

Hakim, Ramdan ,Nadia et chahira.

Tarek Magoura

Je dédie ce travail

A ma mère avec toute mon affection

A mon père avec tout ma reconnaissance A mes freres et mes sœur A ma famille

Et toutes mes amis tout avec son nom

LEBOUKH Rahabi

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'apporter une contribution aux méthodes de commande et d'observation des machines asynchrones destinées à la traction électrique. Dans ce contexte, nous avons exposé une contribution à la commande sans capteur d'un actionneur de traction d'un véhicule électrique (VE) avec deux roues motrices indépendantes en avant. Le travail présente la stratégie de commande sans capteur des deux actionneurs de roues pour assurer les bonnes performances de la chaîne de traction du VE. Ainsi, Il est strictement nécessaire d'étudier le système de commande pour avoir un contrôle de couple dans chaque roue motrice. Ceci permet un contrôle amélioré de traction et par conséquent l'optimisation de la stabilité et de la fiabilité du véhicule.

D'autre part nous avons utilisé la technique de commande direct de couple (DTC) sans capteur mécanique de vitesse, basé sur la technique MRAS et l'observateur de Luenberger.

La validité et l'efficacité de ce contrôle est démontré par des résultats de simulation.

Mots clés : Actionneur de traction, Commande direct du couple (DTC), Observateur de Luenberger, Véhicule électrique(VE),

ملخص

يهدف البحث المقدم في هذه الرسالة إلى المساهمة في طرق المراقبة والملاحظة للآلات غير المتزامنة المعدة للجر الكهربائي. في هذا السياق ، عرضنا مساهمة في التحكم بدون ملاحظ لمحرك جر سيارة كهربائية ذات عجلتي دفع أماميتين مستقلتين. يقدم العمل إستراتيجية التحكم بدون ملاحظ لمحرك الدفع لضمان الأداء الجيد لسلسلة الجر في السيارة. إذن، فمن الضروري للغاية دراسة نظام تحكم للسيطرة على عزم الدوران في كل عجلة من أجل إعطاء سلاسة جيدة في القيادة وبالتالي رفع استقرار السيارة وموثوقيتها. من ناحية أخرى، استخدمنا تقنية التحكم في عزم الدوران المباشر بدون ملاحظ السرعة استنادا إلى تقنية النموذج المرجعي لنظام متكيف وملاحظ Luenberger. تم إثبات صحة وفعالية هذا التحكم من خلال نتائج المحاكاة المتحصل عليها .

كلمات مفتاحية : محرك الجر, التحكم المباشر في العزم , الملاحظ, السيارة الكهربائية.

TABLE DES MATIERES

Table des matières.....	I
Liste des figures.....	II
Liste des tableaux.....	III
La table des symboles.....	IV
Introduction générale.....	01

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1.Introduction.....	03
I.2.Description et principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage.....	03
I.2.1.Description.....	03
I.2.2.Constitution.....	04
I.3.Avantages et inconvénients de la machine.....	04
I.4.Modélisation de la machine asynchrone.....	04
I.4.1.Modèle mathématique.....	05
I.4.2.Equations électriques.....	05
I.4.3.Equations magnétiques.....	06
I.4.4.Equation mécanique.....	07
I.5.Transformation de Park.....	07
I.5.1.Choix du référentiel.....	09
I.5.2.Equations de la machine dans le repère (α, β) lié au stator.....	09
I.6.Représentation d'état du modèle de la MAS dans le repère (α, β)	11
I.7.Etude par simulation numérique.....	12
I.7.1.Résultats de simulation.....	12
I.7.2.Interprétations des résultats.....	13
I.8.Conclusion.....	14

CHAPITRE II

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC) DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1.Introduction.....	15
II.2.Principes généraux de la commande DTC.....	15
II.3.Modélisation de l'onduleur de tension.....	16
II.4. Règle de comportement des grandeurs a contrôler	18
II.4.1.Contrôle du vecteur flux statorique.....	18
II.4.2.Contrôle du couple électromagnétique.....	19
II.5.Présentation de la structure de contrôle.....	21
II.5.1.Sélection du vecteur de tension.....	21
II.6.Estimateurs.....	22
II.6.1.Estimation du flux statorique.....	22
II.6.2.Estimation du couple électromagnétique.....	23
II.7.Elaboration du vecteur de commande.....	23
II.7.1.Contrôleurs de flux et du couple.....	23
II.7.1.1.Contrôleur de flux à deux niveaux.....	23
II.7.1.2.Élaboration du contrôleur du couple.....	24
II.8.Élaboration de la table de commande.....	24
II.8.1.Table de commande du flux.....	24
II.8.2.Table de commande du Couple.....	25
II.9.Elaboration de la table de commande.....	25
II.9.1.Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles.....	25
II.10.Structure générale du contrôle direct du couple.....	26
II.11.Résultats de simulation.....	27
II.11.1.Interprétations des résultats.....	28
II.11.2.Test de robustesse.....	28
II.11.2.1.Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse.....	28
II.11.2.2. Fonctionnement lors de variation de la charge.....	29
II.11.2.3. Fonctionnement lors de la variation paramétrique.....	30
II.12.Conclusion.....	31

CHAPITRE III	
COMMANDE DTC SANS CAPTEUR DE VITESSE APPLIQUER AUX	
VEHICULES ELECTRIQUES	
III.1.INTRODUCTION.....	32
III.2.OBSERVATEUR DE LUENBERGER.....	32
III.2.1. Schéma de principe.....	33
III.2.2.Détermination de la matrice de gains K.....	33
III.2.3.Représentation d'état.....	35
III.3. ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA TECHNIQUE MRAS.....	36
III.4. APPLICATION DE LA DTC AU VEHICULE.....	38
III.4.1.Dynamique du véhicule.....	38
III.5.SCHEMA BLOC DE SIMULATION.....	40
III.6.RESULTATS DE SIMULATION.....	41
III.6.1.Test de poursuite vis-à-vis la variation de la vitesse.....	41
III.6.2.Test vis-à-vis la variation de la charge.....	43
III.6.3.Test vis-à-vis de la variation paramétrique.....	44
III.6.4.Test pour une charge type véhicule électrique (VE)	44
III.7. CONCLUSION	46
CONCLUSION GENERALE.....	47
ANNEXE.....	48
Références Bibliographie.....	49
Résumé	

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Figure	(I.1)	Composition de la machine asynchrone.....	04
Figure	(I.2)	Représentation des enroulements d'une MAS.....	05
Figure	(I.3)	Référentiel tournant d'axes (d-q).....	08
Figure	(I.4)	Représentation schématique d'une MAS biphasée dans le repère (α, β).....	10
Figure	(I.5)	Schéma de simulation d'une MAS alimentée en tension.....	12
Figure	(I.6)	Résultats de simulation de la MAS.....	13

CHAPITRE II

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC) DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Figure	(II.1)	Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.....	16
Figure	(II.2)	Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	16
Figure	(II.3)	Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux.....	17
Figure	(II.4)	Application d'un vecteur tension pour diminuer le module du flux statorique.....	19
Figure	(II.5)	Application d'un vecteur tension pour augmenter le module du flux statorique.....	19
Figure	(II.6)	contrôler l'angle entre $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$	20
Figure	(II.7)	Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	21
Figure	(II.8)	(a) Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s (b) Contrôle à hystérésis à deux niveaux.....	23
Figure	(II.9)	correcteur du couple à trois niveaux.....	24
Figure	(II.10)	Structure générale du contrôle direct de couple (DTC).....	26
Figure	(II.11)	Réponses de commande DTC de la MAS suivie de l'application d'une charge $Cr = 8 \text{ N.m}$ à $t = 2.5 \text{ s}$	27
Figure	(II.12)	Résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse.....	29
Figure	(II.13)	Comportement de la MAS vis-à-vis une variation de la charge $Cr = 8$ à 12 N.m	30
Figure	(II. 14)	Profils de références de R_s	30
Figure	(II. 15)	Résultats de la commande DTC avec +50% variation de la R_s	31

CHAPITRE III

Application de la Commande DTC sans Capteur de Vitesse aux Véhicules Electriques

Figure	(III.1)	Schéma de principe d'un observateur.....	33
Figure	(III.2)	Structure MRAS pour l'observation de la vitesse.....	36
Figure	(III.3)	Bilan des forces agissant sur le véhicule.....	38
Figure	(III.4)	Structure globale de la Commande DTC sans capteur d'une MAS.....	40
Figure	(III.5)	Profils de références appliquée à la MAS.....	41
Figure	(III.6)	Résultats de simulation de la DTC-observateur de Luenberger pour l'inversion de sens de rotation à $t= 3s$	42
Figure	(III.7)	Comportement de la MAS vis-à-vis une variation de la charge	43
Figure	(III.8)	Performances du système avec +50% variation de la R_s	44
Figure	(III.9)	Performances du système avec véhicule électrique.....	45

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Table	(I.1)	les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.....	04
-------	-------	--	----

CHAPITRE II

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC) DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Table	(II.1)	commande du flux.....	24
Table	(II.2)	commande du couple.....	25
Table	(II.3)	vecteurs de tensions à appliquer pour le contrôle du couple et du flux.....	25
Table	(II.4)	la table du commande DTC avec les vecteurs de tension nuls.....	25
Table	(II.5)	la table du commande DTC avec les vecteurs de tensions non nuls.....	26

NOTATION ET SYMBOLE	
Acronymes	
MAS	Machine Asynchrone.
PI	Correcteur Proportionnelle Intégrateur
DTC	Commande direct de couple.
VE	Véhicule Électrique
Symboles	
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases.
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
d, q	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant
α, β	Axes correspondant au référentiel lie au stator.
θ	Position du rotor par rapport au stator [rad].
V_s	Tension statorique [V].
V_r	Tension rotorique [V].
R_s	Résistance statorique [ohm (Ω)].
R_r	Résistance rotorique [ohm (Ω)].
L_s	Inductance propre d'une phase statorique [Henry (H)].
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique [Henry (H)].
I_r	Courant rotorique [Ampère (A)].
I_s	Courant statorique [Ampère (A)].
Φ_s	Flux statorique [Wb].
Φ_r	Flux rotorique [Wb].
L_{rr}	Matrice inductance du rotor.
L_{ss}	Matrice inductance du stator.
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
M_{sr}	Matrice Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
C_{em}	Couple électromécanique [Nm].
P	Nombre de pair de pôle.
J	Moment d'inertie [$Kg.m^2$].
C_r	Couple résistant [Nm].
f_r	Coefficient de frottement visqueux [$N.m.s^2 / rad^2$].

Notation et symbole

θ_s	Angle électrique entre l'axe d et le stator (S) lié au stator [rad].
θ_r	Angle électrique entre le rotor et l'axe « d » [rad].
ω_s	Pulsation statorique [rad /s].
ω_r	Pulsation rotorique [rad /s].
Ω	Vitesse de rotation mécanique [tr /min].
p_{em}	Puissance électromagnétique
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
T_r	Constante de temps rotorique [s].
T_s	Constante de temps statorique [s].
σ	Coefficient de dispersion
$[V_s] = [V_a V_b V_c]^T$	Vecteur de tension statorique[V].
$[V_r] = [V_a V_b V_c]^T$	Vecteur de tension rotorique [V].
$[I_s] = [I_a I_b I_c]^T$	Vecteur de courant statorique [A].
$[I_r] = [I_a I_b I_c]^T$ [A].	Vecteur de courant rotorique
$[\phi_s] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^T$	Vecteur de flux statorique [Wb].
$[\phi_r] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^T$	Vecteur de flux rotorique [Wb].
T_e	Période d'échantillonnage
$\Delta \bar{\phi}_s$	Variation du vecteur flux statorique.
θ_{sr}	L'angle entre les vecteurs flux.
ϕ_{sref}	La consigne de flux.
$\Delta \phi$	L'écart d'hystérésis du contrôleur.
$\bar{C}_{elmref}$	Le couple de référence
$\Delta \bar{C}_s$	L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple.
U	Le vecteur des entrées mesurable.
X	Le vecteur d'état.
Y	Le vecteur de sorties mesurable (tensions, courants).
A_0	La matrice d'état
E	L'erreur d'estimation des états de la machine.
I	Matrice identité
K_1, K_2, K_3 et K_4	Les gains
k	Constante positive
K_p	Facteur de proportionnalité.
K_i	Facteur intégral
e	La dynamique de l'erreur vectorielle.
C_{flx}	Grandeur de sortie du contrôleur de flux.

Notation et symbole

C_{cpl}	Grandeur de sortie du contrôleur de couple.
m	La masse du véhicule en (kg).
F_{ro}	Force de résistance au roulement
μ_{ro}	Coefficient de résistance au roulement.
α	L'angle d'inclinaison (rad).
F_{ad}	Force résistante due à la pénétration dans l'air
ρ	La densité de l'air (kg/m^3).
C_w	La surface frontale (m^2).
A_f	Coefficient de pénétration dans l'air.
v	La vitesse du véhicule (Km/h).
F_p	Force résistante due à la pente à gravir.
F_T	Force de traction totale.
$\vec{W}$	Le travail.
P	La puissance mécanique.
C_{mot}	Le couple moteur.
G	Le rapport de vitesse du système qui relie le moteur à l'axe.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique utilisée principalement dans les applications industrielles. Ses principaux avantages sont : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique. A partir de ces considérations analogiques, elle est de plus en plus utilisée pour des commandes performantes en remplaçant du moteur à courant continu [1], [2].

Cependant, le contrôle de la machine asynchrone n'est pas aussi simple que pour le moteur à courant continu, en raison du fait que le flux magnétisant et le couple sont des grandeurs fortement couplées [3].

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques de la machine, on a exploité des méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques. Parmi ces méthodes, la commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC), basée sur l'orientation du flux statorique, introduite en 1985 par TAKAHASHI utilise une approche séduisante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Cette technique de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [4].

Par ailleurs, les véhicules électriques (VE) constituent actuellement une alternative possible aux véhicules conventionnels, permettant aux constructeurs de véhicules de pouvoir répondre aux exigences demandées par les utilisateurs des véhicules (performances et consommation du carburant) et les lois de protection de l'atmosphère (réduction des émissions de polluants). Le système de propulsion électrique est le cœur du VE. Il est constitué d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission, et des roues. L'entraînement, qui est l'ensemble du moteur électrique et des convertisseurs statiques associé à une commande électronique, est le noyau du système de propulsion dans le VE [5]. Dans la chaîne de traction, le moteur asynchrone est le candidat le plus adapté pour propulser les véhicules électriques (VE), grâce à l'implantation des techniques de commande nouvelles [26].

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des commandes sans capteur mécanique destinées aux applications de type véhicule électrique. Il consiste à étudier le contrôle direct du couple pour une machine asynchrone.

En premier lieu, nous abordons la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande dans le repère lié au stator.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons le principe de la commande directe du couple. Des tests de poursuite de la vitesse, et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, et la variation de la charge seront étudiés en simulation.

Enfin, le dernier chapitre aura pour objectif d'appliquer la commande directe du couple sans capteur de vitesse en utilisant un observateur de Luenberger aux véhicules électriques. A la fin de ce chapitre, quelques résultats de tests seront présentés.

Le pour finir, la dernière partie de ce mémoire sera dédiée à la conclusion générale. On évaluera l'ensemble de résultats obtenus, suivi par quelques perspectives qui pourront faire suite à cette recherche.

CHAPITRE I
MODELISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

CHAPITRE I

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1. INTRODUCTION

Le moteur asynchrone (MAS) ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électrique glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire [6].

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour palier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse,... etc [7].

Dans ce chapitre nous allons, d'une part, présenter en bref le modèle de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système bipolaire, d'autre part, d'élaborer une représentation sous forme d'état à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement.

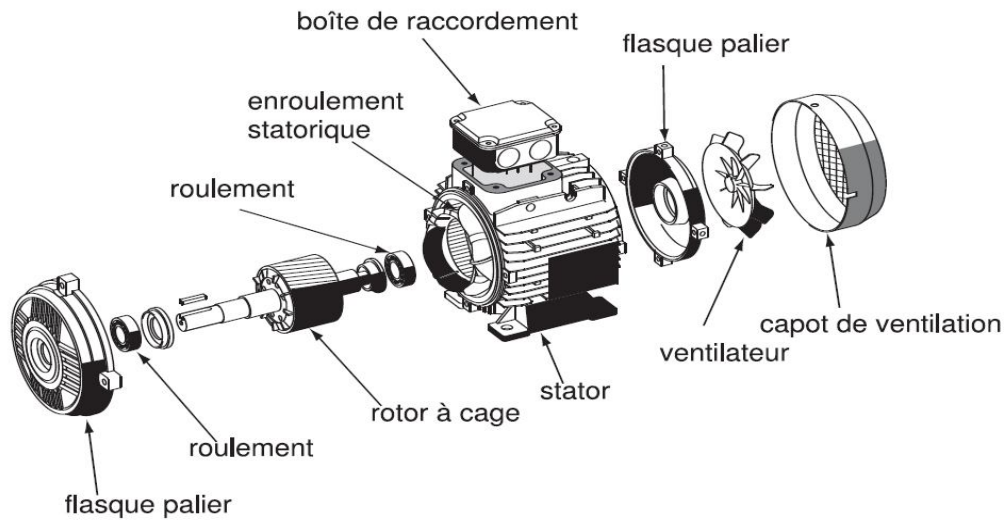
I.2. DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A CAGE

I.2.1.Description

La machine asynchrone (MAS) est une machine à courant alternatif, constituée d'une carcasse intégrant un circuit ferromagnétique statorique. La vitesse du rotor n'égale pas celle du stator à cause du glissement. Dans la machine asynchrone il y'a transfère de l'énergie de stator au rotor ou inversement.

I.2.2.Constitution

La MAS est constitué de deux parties, la partie fixe (stator), une partie mobile (rotor) et les organes mécaniques comme la montre la figure ci-dessous:



Figure(I.1). Composition de la machine asynchrone

I.3.AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MACHINE

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [8] :

Avantages	Inconvénients
- Structure simple. - robuste et facile à construire - coût réduit. - absence d'un système bagues balais	- Non découplage naturel. - Non linéarités

Tab. I-1 : Les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.

I.4. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

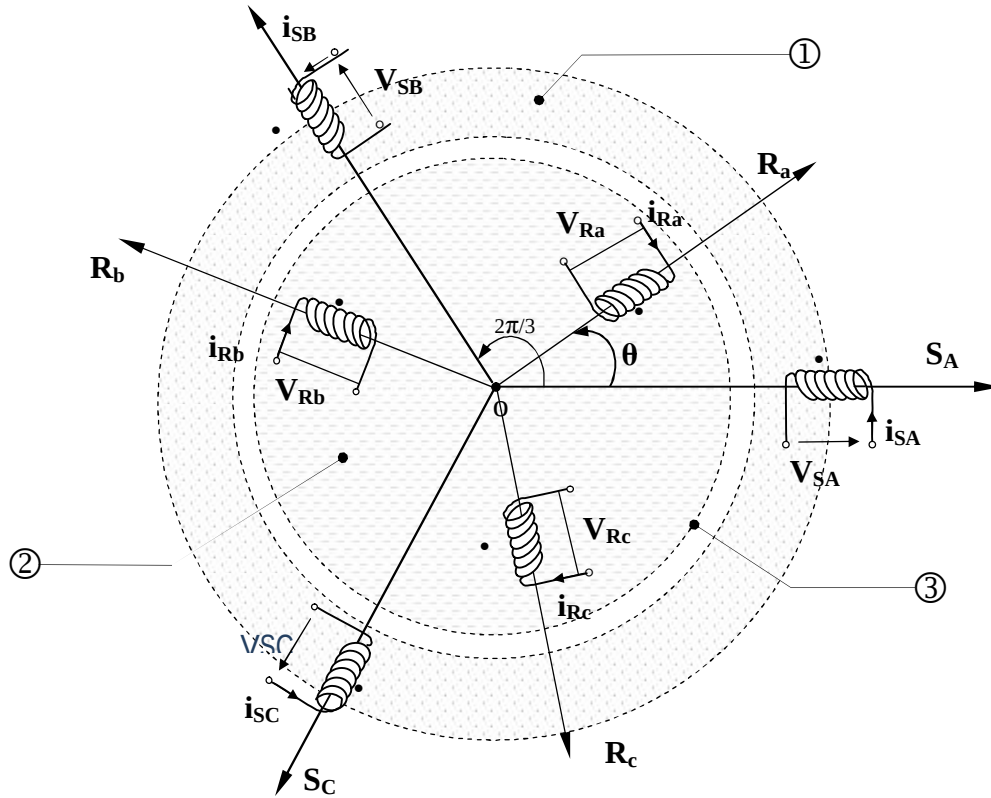
. *Hypothèses simplificatrice*

- . Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- . Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé.
- . Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- . Enfin, la composante homopolaire est nulle.

Ces choix signifient entre autres que :

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

I.4.1. Modèle mathématique



① Partie fixe : Stator. ② Partie mobile : Rotor. ③ Entrefer constant.

Figure(I.2). Représentation des enroulements d'une MAS.

I.4.2. Equations électriques

Par application de loi de Kirchoff à chaque enroulement de la machine on peut écrire :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.1)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.2)$$

avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur de tension statorique et rotorique respectivement.}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur de courant statorique et rotorique respectivement.}$$

Les deux matrices des résistances statoriques et rotoriques sont :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

I.4.3. Equations magnétiques

Les relations linéaires entre le flux et le courant sont exprimées sous forme matricielle comme suite :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (I.5)$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (I.6)$$

$$[\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad : \text{Vecteur de flux statorique et rotorique respectivement.}$$

Les quatre matrices d'inductances s'écrivent :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[M_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \\ \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

On obtient finalement le modèle de la machine asynchrone triphasé :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{[I_s]\} + [M_{sr}] \frac{d}{dt} [I_r] \quad (I.11)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rs}] \frac{d}{dt} \{[I_r]\} + [M_{rr}] \frac{d}{dt} \{[I_s]\} \quad (I.12)$$

Telle que :

L_{ss} : Matrice est appelée matrice inductance du stator

M_{sr} : Matrice est la matrice inductance mutuelle entre le stator et le rotor.

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

M_s : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_{sr} : représente la Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

L_{rr} : est appelée matrice inductance du rotor

M_{rs} : Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

I.4.4. Equation mécanique

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

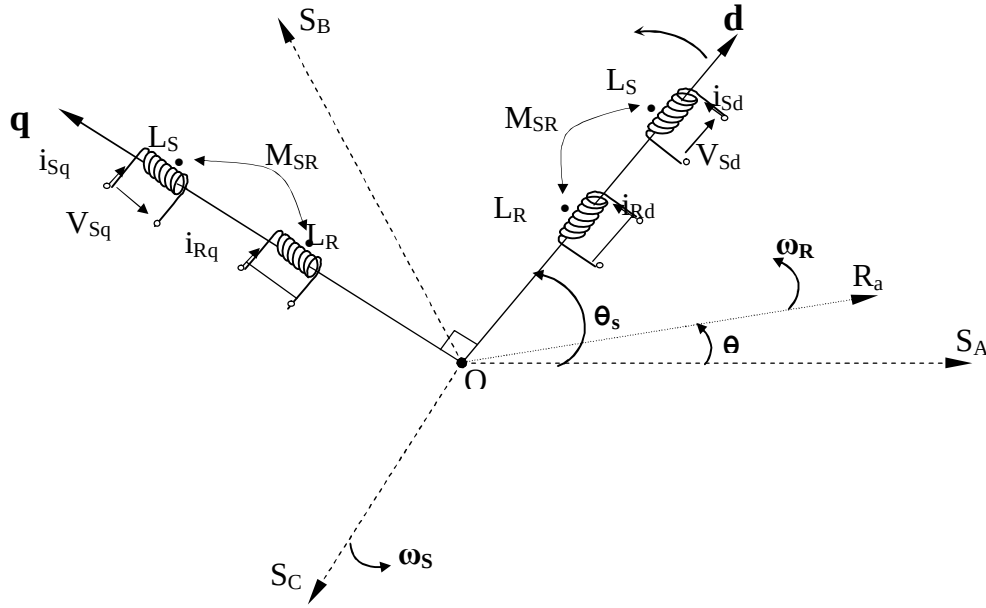
$$C_{em} = p[I_s]^T + \frac{d}{dt} [M_{sr}][I_r] \quad (I.13)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \omega \quad (I.14)$$

I.5. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en le ramenant à un modèle unique, cette conversion est appelée souvent transformation des axes, cette transformation représente la projection des trois phases des enroulement (a, b, c) de la machine sur un repère à deux enroulement biphasé orthogonal (d, q, o), les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Cette transformation ainsi, pour l'objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation Où d est l'axe directe, q l'axe en quadrature et o l'axe homopolaire (axe supplémentaire) comme le montre la figure (I.2) [9].



Figure(I.3). Référentiel tournant d'axes (d-q).

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Dont la matrice inverse est:

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\theta = \theta_s$:

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \\ X_{os} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour $\theta = \theta_r$:

$$\begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \\ X_{or} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Où :

x : soit une tension ou courant ou un flux.

xo : la composante homopolaire.

1.5.1. Choix du référentiel

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon :

- Référentiel lié au stator d'axe (α, β) lorsque ($\omega_a=0$) .
- Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) lorsque ($\omega_a=\omega_r$) .
- Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) lorsque ($\omega_a=\omega_s$).

1.5.2. Equations de la machine dans le repère (α, β) lié au stator

Dans ce repere, l'application de la transformation de *Concordia* aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ 0 = V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ 0 = V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.19)$$

Ainsi que les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M \cdot I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M \cdot I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M \cdot I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M \cdot I_{s\beta} \end{cases} \quad (I.20)$$

Dans ces équations des flux, L_s et L_r sont respectivement les inductances cycliques statorique et rotorique. Alors que: M est directement proportionnelle au mutuel stator-rotor [7].

$L_s = l_s - M_{ss}$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - M_{rr}$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

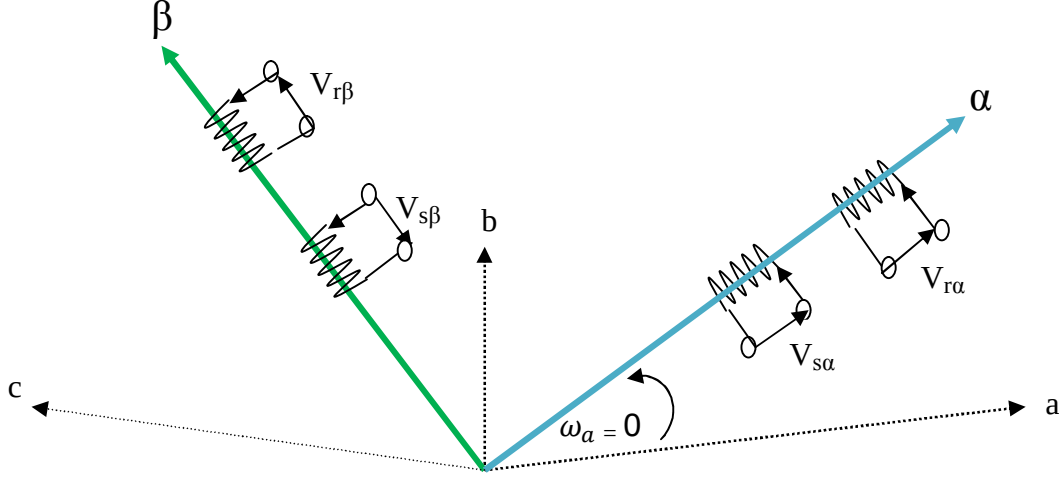


Figure (I.4). Représentation schématisée d'une MAS biphasée dans le repère (α, β) .

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère d'axe (α, β) .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \frac{\omega}{L_s \sigma} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) & -\frac{\omega}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) \\ -\frac{\omega}{L_s \sigma} & \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{T_r L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_r L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

L'expression du couple électromagnétique sera [7]:

$$P_{em} = C_{em} \cdot \omega = \omega (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (I.22)$$

$$\omega = p \cdot \Omega \quad (I.23)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (I.24)$$

L'équation fondamentale de la mécanique [6]:

$$J \frac{d\omega}{dt} + f_r \omega = p (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) - C_r \quad (I.25)$$

On constate que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

C_{em} : Le couple électromagnétique délivré par la machine.

C_r : Le couple résistant de la charge.

f_r : Le coefficient de frottement visqueux.

$\Omega = \Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$: La vitesse de rotation mécanique.

p : Le nombre de pair de pôles.

I.6. REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MAS DANS LE REPERE (α, β)

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme [10]:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.26)$$

Avec :

$[X] = [\phi_{s\alpha} \quad \phi_{s\beta} \quad I_{s\alpha} \quad I_{s\beta}]^T$: Vecteur d'état.

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

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

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

Après tout calcul fait on trouve:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \frac{\omega}{L_s \sigma} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) & -\omega \\ -\frac{\omega}{L_s \sigma} & \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix}. \quad (I.27)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{T_r L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_r L_s} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Avec:

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

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

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

I.7.ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE

Le démarrage de la machine est effectué à vide sous une tension triphasée sinusoïdale équilibrée nominale. À l'instant $t=2.5$ s, on charge la machine avec un couple de 8 Nm. Les paramètres de simulation de la machine de puissance 1.5.kW sont présentés dans l'annexe .

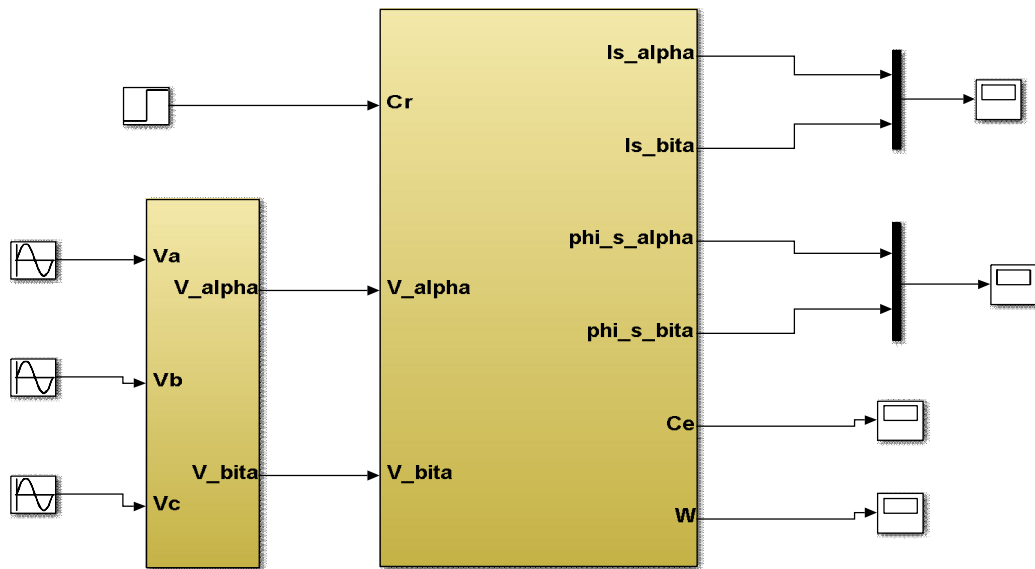
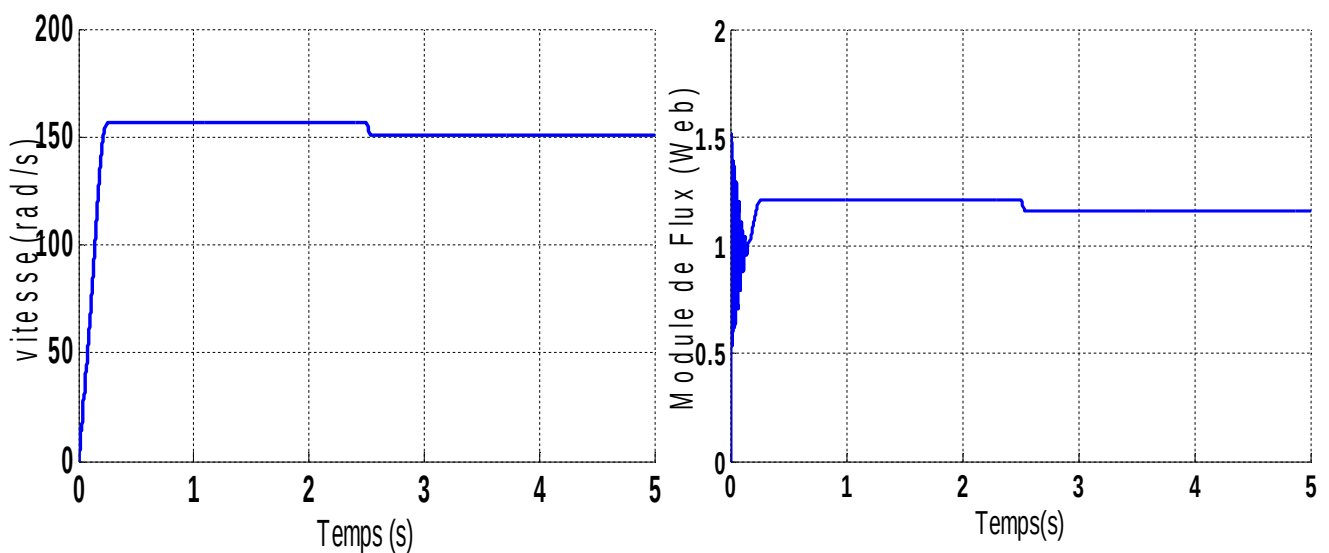


Figure (I.5). Schéma de simulation d'une MAS alimentée en tension.

I.7.1.Résultats de simulation



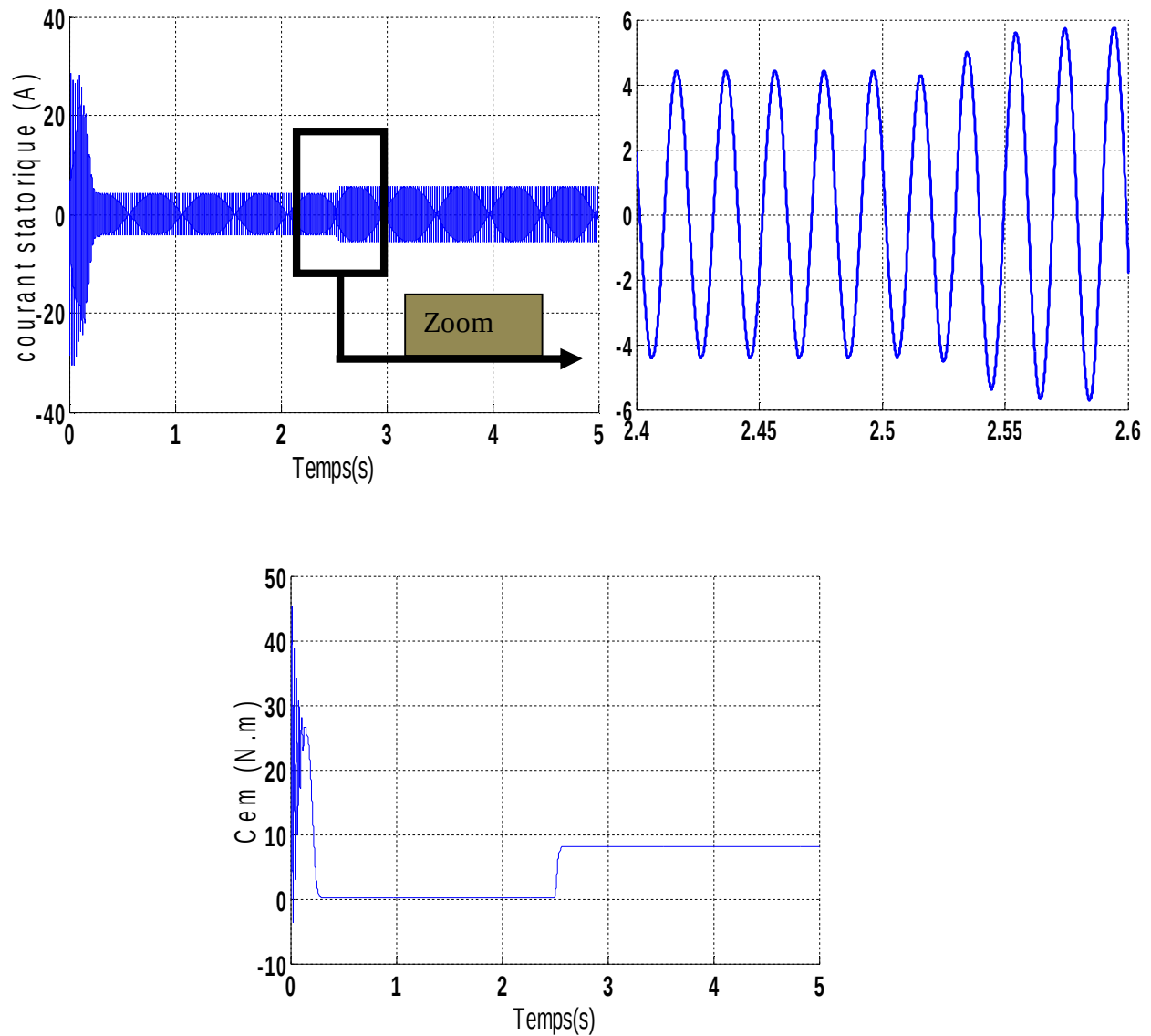


Figure (I.6).Résultats de simulation de la MAS

I.7.2. Interprétations des résultats

La figure (I.6) montre l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique ainsi que le courant statorique et le module du flux. On constate que la vitesse s'établit lentement au bout d'un temps de 0.15s. On note aussi, d'après la figure (I.6), que l'introduction d'un couple de charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le couple électromagnétique on remarque que ce dernier rejoint, après un régime transitoire la valeur qui compense le couple résistant appliqué. On remarque aussi, que le courant statorique présente une augmentation après l'application du couple de charge. Pour le flux, il y a une diminution durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

I.8.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de Park de la machine asynchrone sous forme de représentation d'état. Nous avons ensuite exposé les résultats de simulation de ce modèle.

Afin d'avoir des hautes performances de la machine, la technique de la commande directe du couple (DTC) sera introduite dans le chapitre qui suit.

CHAPITRE II

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC) DE LA MACHINE ASYNCHRONE

CHAPITRE II

Commande Directe du Couple (DTC) de la Machine Asynchrone

II.1. INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [11].

Les méthodes de commande directe du couple consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [11]. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus.

II.2. PRINCIPES GENERAUX DE LA COMMANDE DTC

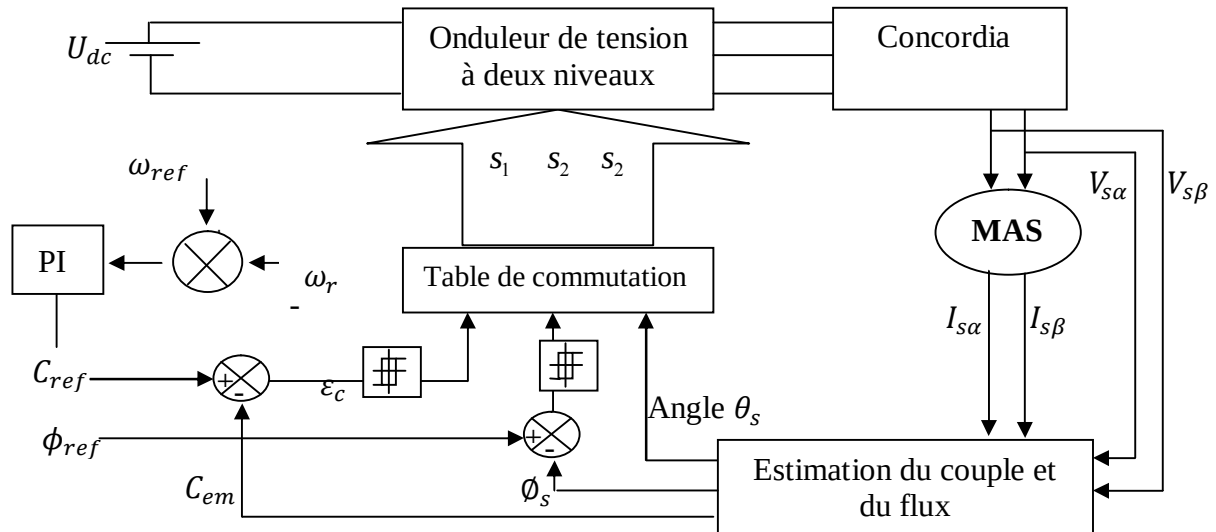
La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [12].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [11]:

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
 - La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
 - L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
 - Une réponse dynamique de la machine très rapide.
 - L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
-

- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la Figure (II.1). Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe $\alpha \beta$. Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi.



Figure(II.1): Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

II .3.MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure (II.2), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f. e .m égale à $\frac{U_0}{2}$ connectés à un point noté n_0

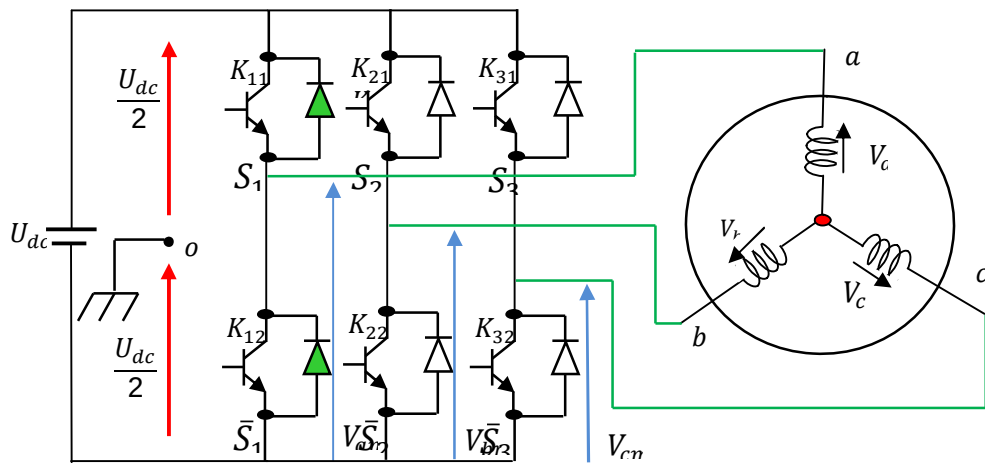


Figure (II.2) : Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées V_{an} , V_{bn} , V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_j . On appelle S_j et $\bar{S}_j$ les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$$\begin{cases} S_i : S_j = 1, T_j \text{ est passant et } \bar{K}'_j \text{ est ouvert ;} \\ S_i : S_j = 0, T_j \text{ est ouvert et } \bar{K}'_j \text{ est passant.} \end{cases}$$

$$S_j (j = a, b, c)$$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur : Dans ces conditions, on peut écrire les tensions des phases V_{jn0} en fonction des signaux de commande S_j tel que :

$$U_{jn0} = S_i \cdot U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.1})$$

On peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur tension V_{sn0} :

$$V_{sn0} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{an0} + V_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.2})$$

D'après l'équation (II.1) le vecteur de tension peut être écrit en fonction des signaux de commande par la relation suivante :

$$V_{sn0} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.3})$$

Les combinaisons des trois grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer 8 positions du Vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul : $S_a, S_b, S_c = (0,0,0)$ ou $(1,1,1)$ comme le montre la figure (II.3).

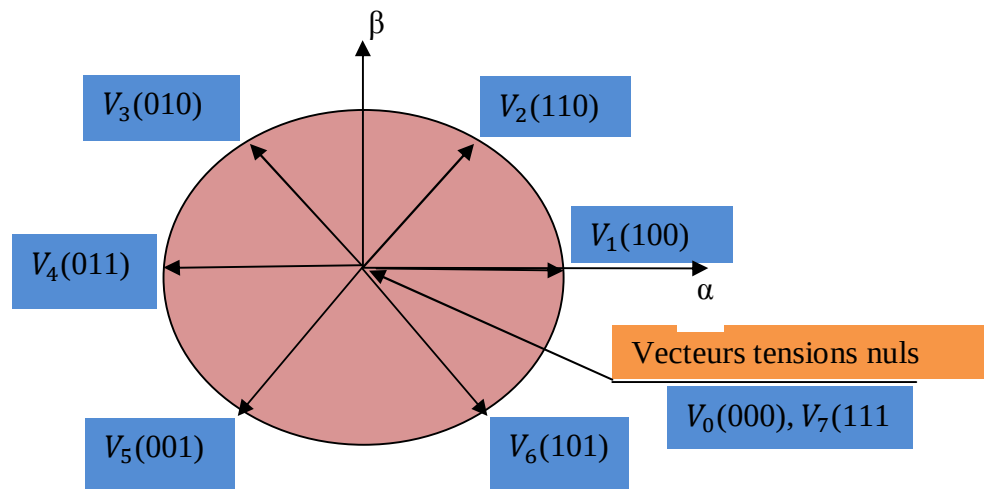


Figure (II. 3) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

D'après la figure (II.3), les six vecteurs tensions non nuls peuvent être donnés par :

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad i = 1 \dots 6 \quad (\text{II.4})$$

Dans le cas où la machine constitue une charge triphasée équilibrée, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante :

$$V_{san} + V_{sbn} + V_{scn} = 0 \quad (\text{II.5})$$

L'utilisation de l'équation (II .5) nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} (2V_{san0} - V_{sbn0} - V_{scn0}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3} (-V_{san0} - 2V_{sbn0} - V_{scn0}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3} (-V_{san0} - V_{sbn0} - 2V_{scn0}) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les équations des tensions écrites en fonction des états des interrupteurs sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} (2S_a - S_b - S_c) U_0 \\ V_{bn} = \frac{1}{3} (-S_a - 2S_b - S_c) U_0 \\ V_{cn} = \frac{1}{3} (-S_a - S_b - 2S_c) U_0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.4. REGLE DE COMPORTEMENT DES GRANDEURS A CONTROLER

II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [13] :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \phi_{s0} \quad (\text{II.8})$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.9})$$

$$\frac{d\bar{\phi}_s}{dt} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s \quad (\text{II.10})$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$ et si on considère que $V_s \gg R_s I_s$ donc l'équation (II.8) en discret peut s'écrire:

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + T_e \cdot \bar{V}_s \quad (\text{II.12})$$

Donc :

$$\Delta \bar{\phi}_s = \phi_s(t) - \phi_s(0) = T_e \cdot \bar{V}_s \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$\Delta \bar{\phi}_s$: Variation du vecteur flux statorique

T_e : Période d'échantillonnage.

L'équation (II.13) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\phi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée V_s , comme il est illustré par les figures (II.4, II.5).

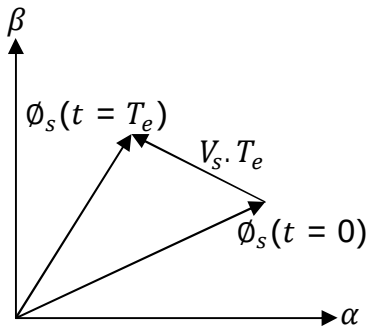


Figure (II.4) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

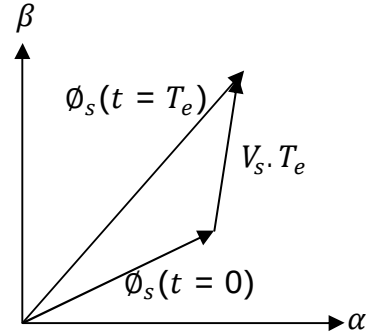


Figure (II.5) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le modèle de la machine dans le référentiel (α, β) est donné par les équations (I.19), (I.20) :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \\ 0 = V_r = R_r \cdot I_r + \frac{d}{dt} \Phi_r - j\omega_r \Phi_r \\ \Phi_s = L_s \cdot I_s + M \cdot I_r \\ \Phi_r = L_r \cdot I_r + M \cdot I_s \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

À partir de l'équation (II.14) on déduit l'expression du courant $\bar{i}_r$:

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\phi}_s \right) \quad (\text{II.15})$$

Et à partir des équations (II.14) et (II.15) on déduit :

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\phi}_s \quad (\text{II.16})$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Étant le coefficient de dispersion.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Est la constante de temps rotorique de la machine}$$

L'équation (II.9) montre qu'il est possible de contrôler le vecteur Φ_s à partir du vecteur $\bar{v}_s$ à la chute de tension $R_s \bar{i}_s$ près ; et l'équation (II.16) montre que Le flux Φ_r suit les variations de Φ_s avec une constante de temps σT_r qui détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique; Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux Φ_s et Φ_r .

En posant $\theta_{sr} = \angle(\bar{\phi}_s, \bar{\phi}_r)$ l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \theta_{sr} \quad (\text{II.17})$$

Les équations (II.14), (II.16), et (II.17) montrent que:

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$, et de leur position relative ; Si l'on parvient à contrôler le vecteur de flux $\bar{\phi}_s$ en module et en position, on peut donc contrôler $\bar{\phi}_r$ en module et en position, et donc le couple. Ceci est possible à condition que la période d'échantillonnage est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [14].

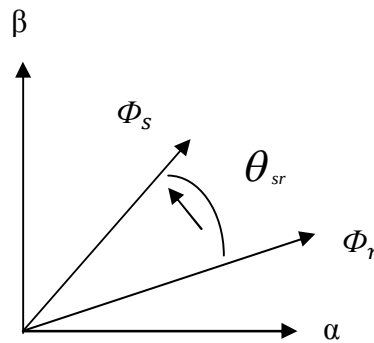


Figure (II.6) : Contrôler l'angle entre $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$

II.5.PRESENTATION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE

II.5.1. Sélection du vecteur de tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux [13].

Le choix du vecteur V_s dépend de la position de ϕ_s de la variation souhaitée pour le couple, et de sens de rotation de ϕ_s .

Le plan complexe (α, β) fixe du stator est subdivisé en six S_i , avec : $i=1, \dots, 6$ tel que :

$$(2i - 3)\frac{\pi}{6} \leq S_i \leq (2i - 1)\frac{\pi}{6}$$

Chaque secteur S_i contiendra un vecteur d'espace actif V_i de tension de l'onduleur comme le montre le schéma de la figure (II.7) Le flux tourne alors dans le sens trigonométrique [6].

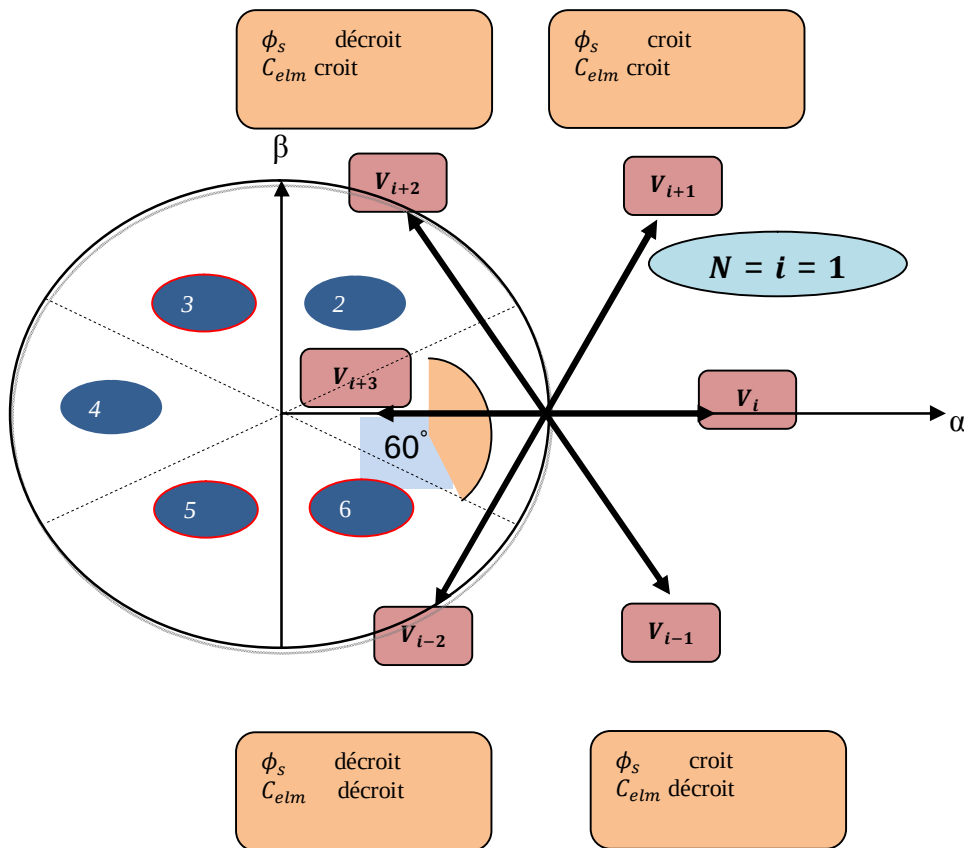


Figure (II.7) : Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

Lorsque le flux $\overline{\phi_s}$ se trouve dans une zones i , le contrôle du flux et de couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteur tension suivant :

- si $\overline{V_{i+1}}$ est sélectionne alors $\overline{\phi_s}$ croît et C_{elm} croît,
- si $\overline{V_{i-1}}$ est sélectionne alors $\overline{\phi_s}$ croît et C_{elm} décroît,

– si $\overline{V_{t+2}}$ est sélectionné alors $\overline{\phi_s}$ décroît et C_{elm} croît,

– si $\overline{V_{t-2}}$ est sélectionné alors $\overline{\phi_s}$ décroît et C_{elm} décroît,

Si $\overline{V_0}$ et $\overline{V_7}$ sont sélectionnées alors la rotation du flux $\overline{\phi_s}$ est arrêtée d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\overline{\phi_s}$ reste inchangé [12].

II.6. ESTIMATEURS

II.6.1. Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [15]:

$$\overline{\phi_s}(t) = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (II.18)$$

On obtient les composantes α, β du vecteur ϕ_s :

$$\overline{\phi_s} = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (II.19)$$

Avec :

$$\begin{cases} \overline{\phi_{s\alpha}} = \int_0^t (\overline{V_{s\alpha}} - R_s \overline{I_{s\alpha}}) dt \\ \overline{\phi_{s\beta}} = \int_0^t (\overline{V_{s\beta}} - R_s \overline{I_{s\beta}}) dt \end{cases} \quad (II.20)$$

Les composants $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$ du vecteur courant sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} soit :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (II.21)$$

On reconstruit les composants du vecteur de tension à partir des mesures de la tension d'entrée de l'onduleur, des états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) , et en appliquant la transformation de Concordia :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \left(\frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \right) \end{cases} \quad (II.22)$$

On écrit le module du flux statorique et sa phase comme :

$$\begin{cases} |\phi_{s\alpha}| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \end{cases} \quad (II.23)$$

II.6.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante [15] :

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (II.24)$$

II.7. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

II.7.1. Contrôleurs de flux et du couple

II.7.1.1. Contrôleur de flux à deux niveaux

Afin d'obtenir de bonnes performances dynamiques, le contrôleur à hystérésis à deux niveaux est la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. La bande d'hystérésis permet d'évaluer l'erreur du flux ou la sortie du contrôleur de flux donnée par la variable logique $\Delta\bar{\phi}_s[0,1]$ indiquant les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux [16].

$$\begin{cases} (cflx = 1) \implies \text{Le module de flux statorique doit être augmenté.} \\ (cflx = 0) \implies \text{Le module de flux statorique doit être diminué.} \end{cases}$$

Ce comparateur permet de respecter :

$$|\phi_{sref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s,$$

Avec ϕ_{sref} la consigne de flux et $\Delta\phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur

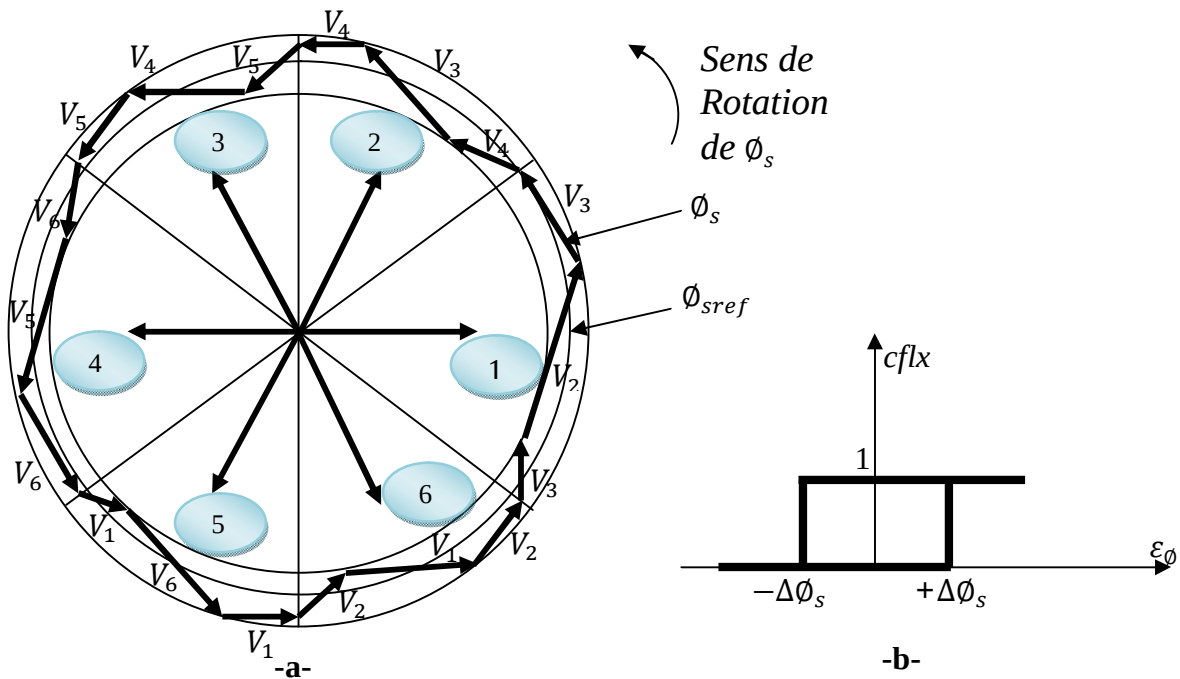


Figure (II.8) (a) : Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s
(b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

II.7.1.2. Élaboration du contrôleur du couple

De la même façon, la régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité de contrôle mais dans un seul sens de rotation de la machine, alors que le contrôleur à trois niveaux assure le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation [16].

$$\cdot \left| \bar{C}_{elm_{ref}} - C_{elm} \right| \leq \Delta \bar{C}_s$$

Avec :

$\bar{C}_{elm_{ref}}$: le couple de référence.

$\Delta \bar{C}_s$: L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple

C_{elm} : couple électromagnétique estimé.

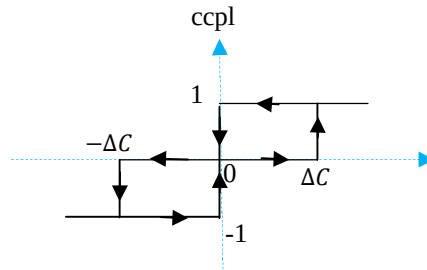


Figure (II.9) : Correcteur du couple à trois niveaux

II.8.ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMANDE

II.8.1.Table de commande du flux

La table de commande du flux résume les séquences de tensions actives pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$ \phi_s \uparrow$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$ \phi_s \downarrow$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

Table (II.1) : Commande du flux

II.8.2. Table de commande du Couple

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le tableau (II.2).

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$
$C_{em} \downarrow$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$

Table (II.2) : Commande du couple

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau (II.3).

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$(C_{em} \uparrow) \& \phi_s \uparrow$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
$(C_{em} \uparrow) \& \phi_s \downarrow$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
$(C_{em} \downarrow) \& \phi_s \uparrow$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$(C_{em} \downarrow) \& \phi_s \downarrow$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table (II.3) : Vecteurs de tensions à appliquer dans chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux

II.9. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMANDE

II.9.1. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables Cflx et Ccpl, et de la zone de N_i position de $\overline{\phi_s}$. Elle se présente donc sous la forme suivante [11] :

Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	Correcteur
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	niveaux
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3niveaux
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	niveaux
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3niveaux

Table (II.4) : La table de la commande DTC avec les vecteurs de tension nuls.

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V_0 ou V_7 . La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple c_e . On choisit alternativement V_0 et V_7 de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

Flux	Couple	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	Correcteur
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	ccpl=0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	Niveaux
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3Niveaux
cflx=1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	ccpl=0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	Niveaux
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3Niveaux

Table (II.5) : La table de la commande DTC avec les vecteurs de tensions non nuls.

II.10.STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

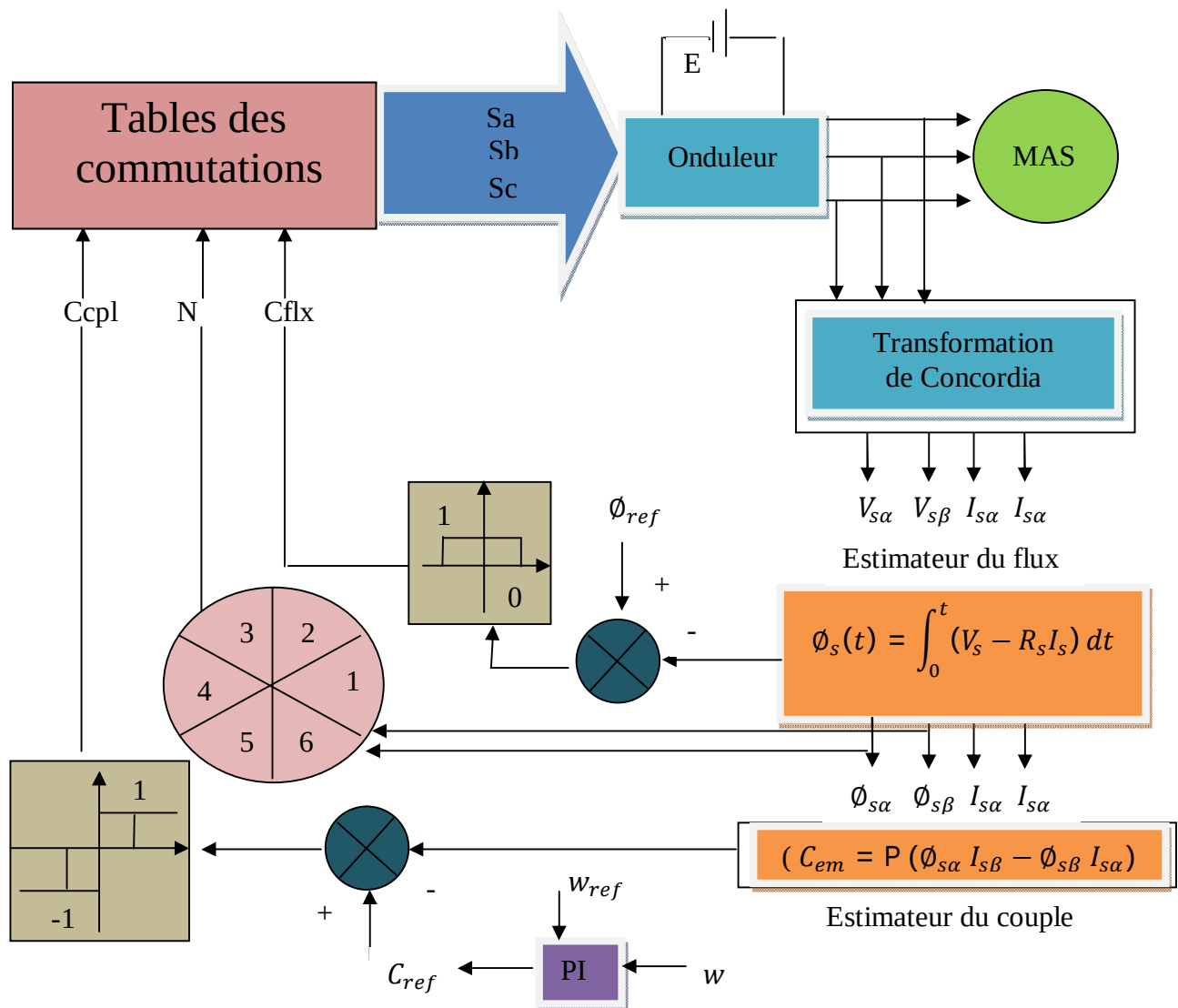


Figure (II.10) : Structure générale du contrôle direct de couple (DTC).

II.11.RESULTATS DE SIMULATION

pour simuler la commande DTC, nous pouvons aborder la simulation de celle-ci en utilisant MATLAB/SIMILINK perme de mettre en évidence le comportement de cette commande. Les paramètres de la machine utilisée en simulation sont donnés en annexe A.

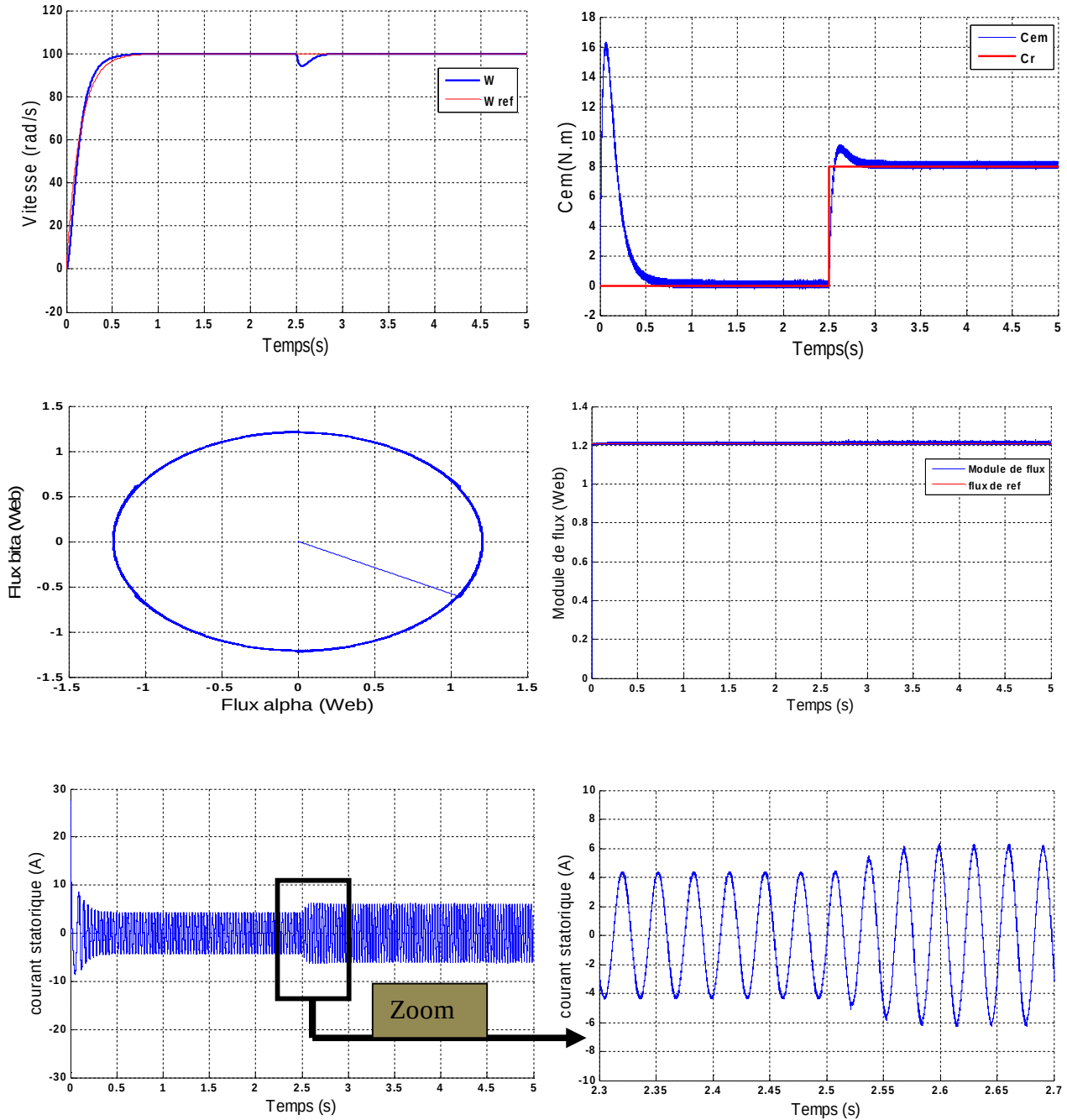


Figure (II.11) : Réponses de commande DTC de la MAS suivie de l'application d'une charge $Cr = 8$ N.m à $t = 2.5$ s.

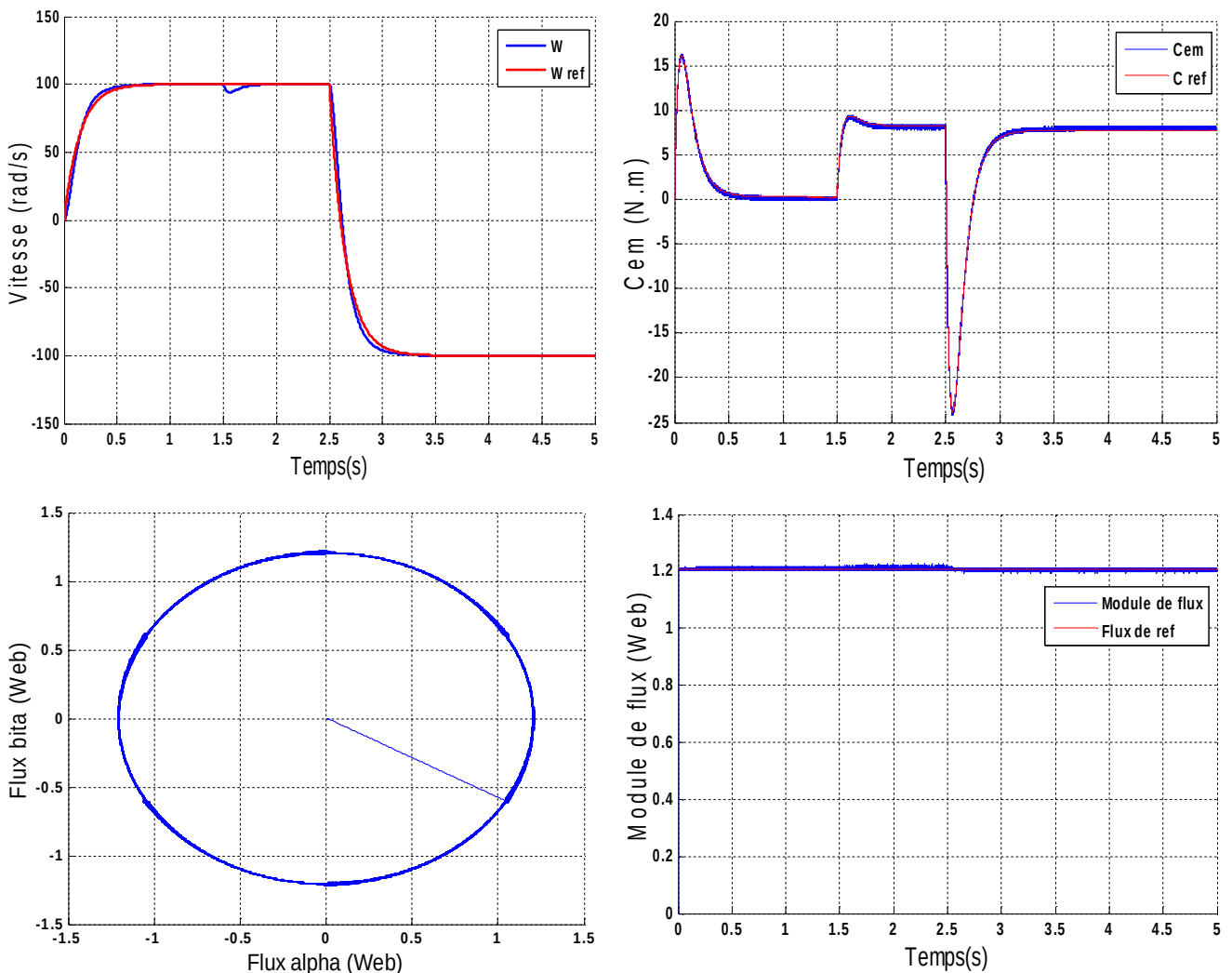
II.11.1. Interprétations des résultats

Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures ci-dessous. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A l'instant $t = 2.5\text{s}$ la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à 8 N.m , le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (100 rad/s). Le flux suit sa référence (1.2 Wb), sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de l'hystérésis.

II.11.2. Tests de robustesse

II.11.2.1. Fonctionnement lors de l'inversion de la vitesse

La figure (II.12) illustre le comportement de la MAS lors de la variation de la vitesse. On a simulé le comportement dynamique de la MAS à vide pour une vitesse de référence $\Omega = 130\text{ rd/s}$, suivi d'un changement de consigne de 100 rd/s à -100 rd/s à $t = 2.5\text{ s}$. D'après les résultats obtenus, on note une poursuite de la vitesse. Les courants présentent des changements selon la vitesse, d'autre part, le couple électromagnétique marque des pics pendant le changement de consigne. Le flux reste toujours constant quelque soit la variation du couple ce qui explique le découplage entre le flux et le couple.



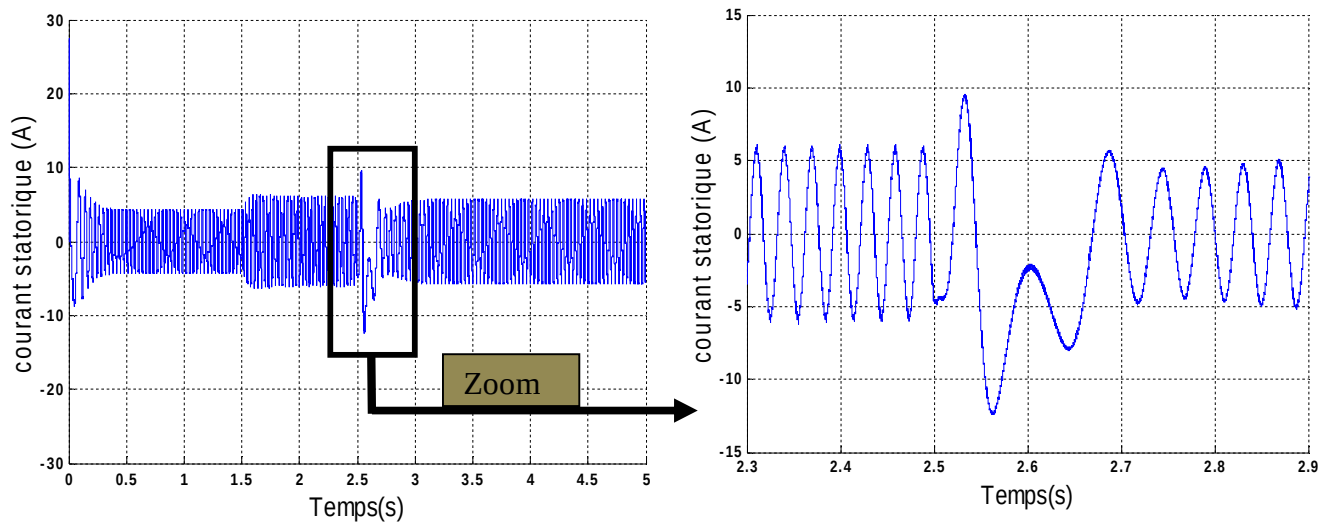
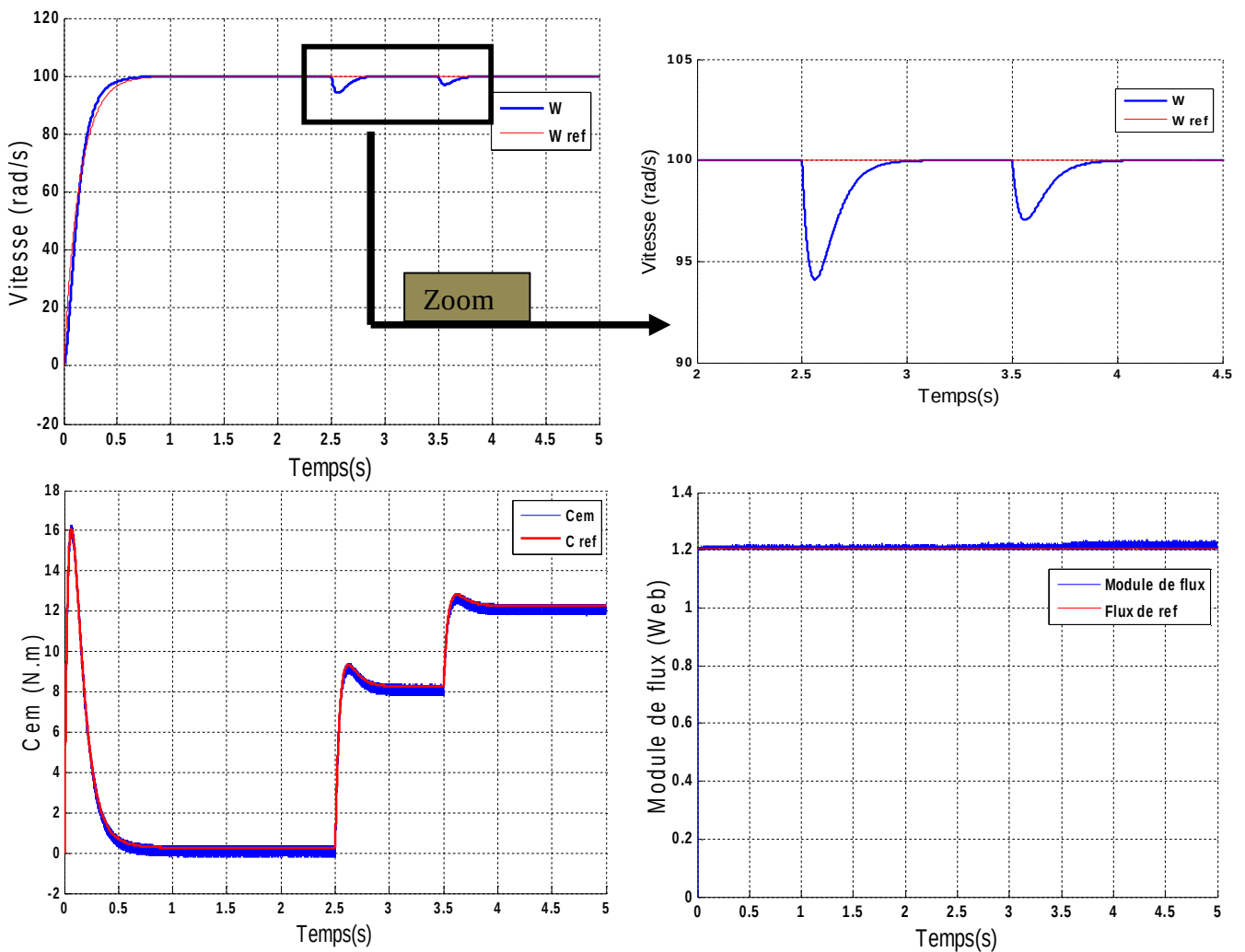


Figure (II.12) : Résultats de simulation lors de l'inversion de la vitesse.

II.11.2.2. Fonctionnement lors de variation de la charge

La figure (II.13) illustre le comportement de la MAS lors de la variation de la charge, On remarque une bonne poursuite de la vitesse vers sa valeur de référence. Le découplage est toujours maintenu entre le flux et le couple.



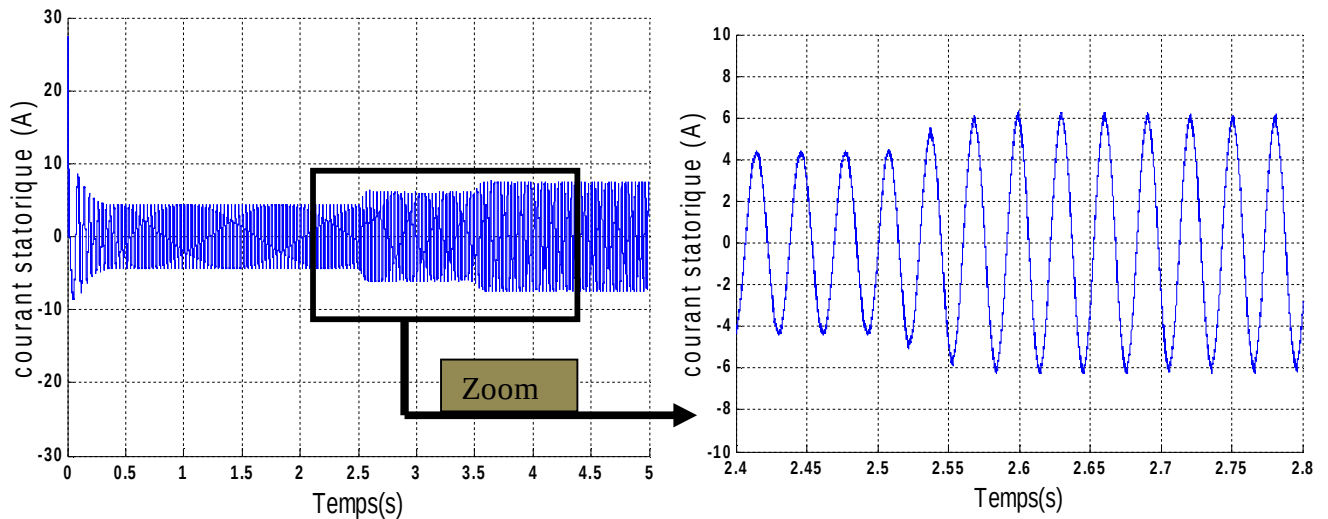


Figure II. 13: Comportement de la MAS vis-à-vis la variation de la charge $C_r = 8$ à 12 N.m.

II.11.2.3. Fonctionnement lors de la variation paramétrique

Le profil que nous avons utilisé est présenté par la Figure (II.14). Les figures présentées ci dessous sont prises avec +50% de la variation de R_s .

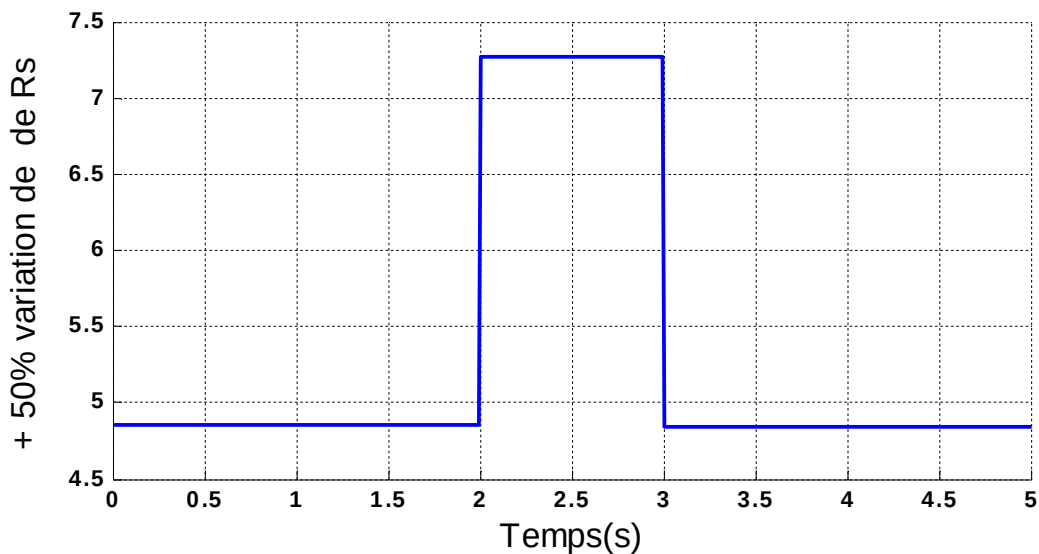


Figure II. 14: Profil de référence de R_s

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse de la commande utilisée (DTC) face à la variation de la résistance statorique.

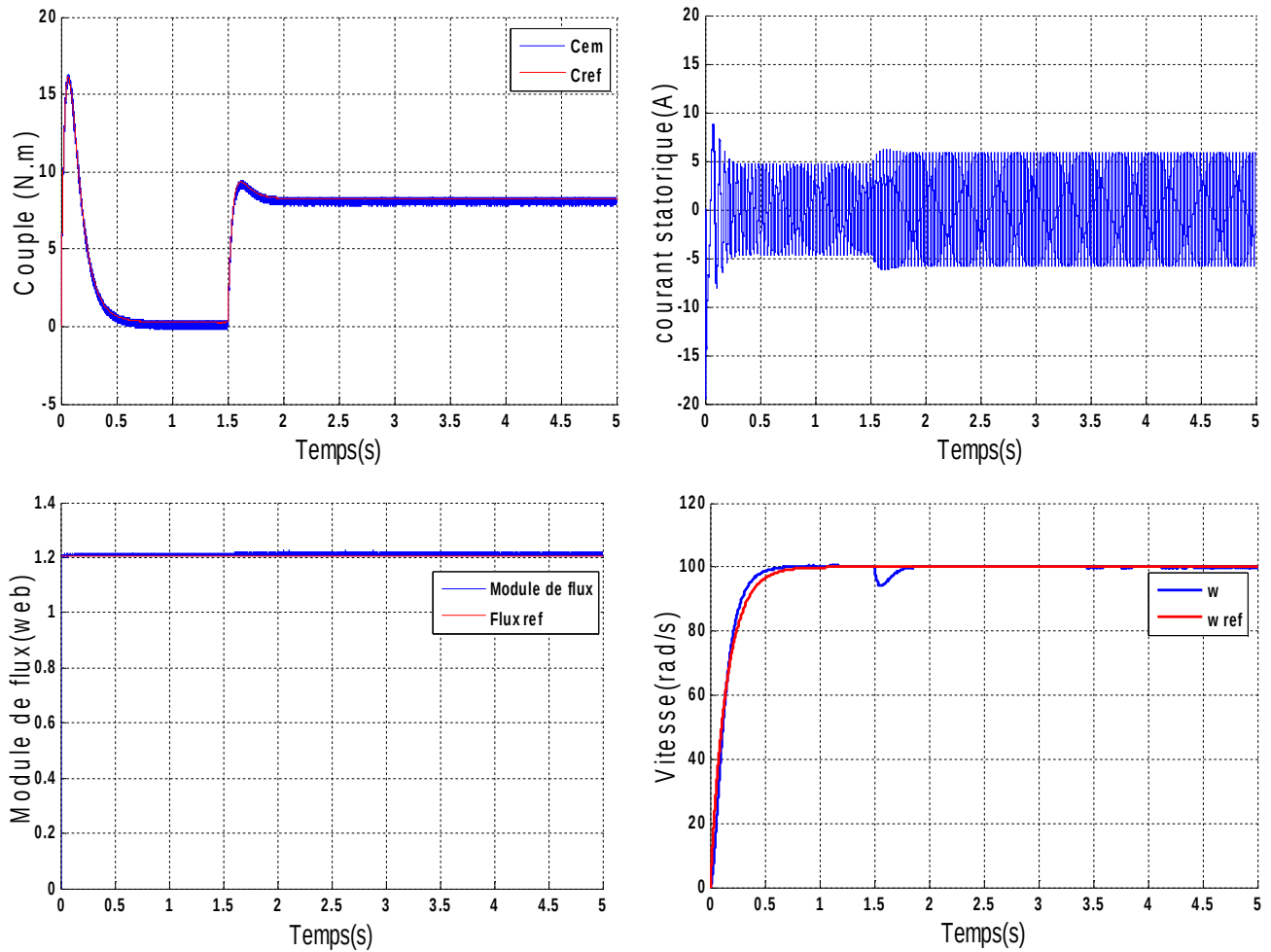


Figure II. 15: Résultats de la commande DTC avec +50% de la variation de R_s

II.12.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple (DTC), ce type de contrôle obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine, On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux, l'étude de principe de la structure de la commande DTC a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales.

Dans le chapitre suivant nous allons étudier la commande DTC sans capteur mécanique de vitesse à base d'observateur de Luenberger, ainsi l'application de cette technique de commande à la propulsion du véhicule électrique.

CHAPITRE III

APPLICATION DE LA COMMANDE DTC SANS

CAPTEUR DE VITESSE AUX VEHICULES

ELECTRIQUES

Chapitre III

Application de La Commande DTC sans Capteur de Vitesse aux Véhicules Electriques

III.1. INTRODUCTION

La commande par DTC nécessite la connaissance du flux statorique (amplitude et argument) et le couple électromagnétique. Les courants et les tensions statoriques du moteur à induction sont les seules grandeurs facilement mesurables.

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des machines à induction sans utilisation des capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre coté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses [17].

L'observateur de l'état est basé sur la reconstitution des quantités non mesurables (ou difficiles à mesurer) ou non accessible. Il est basé sur le modèle de système appelé estimateur ou un prédicteur fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur (Observateur de Luenberger) comprend une boucle de retour qui permet la correction de l'erreur de sortie entre le système et son modèle[18].

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct du couple sans capteur de vitesse à base d'observateur de Luenberger, ainsi que les résultats obtenus par simulation. L'aspect robustesse est aussi étudié, par la suite, en mettant en relatif l'application de la DTC au véhicule électrique.

III.2. OBSERVATEUR DE LUENBERGER

L'observateur de Luenberger est un observateur construit à partir d'un modèle déterministe. La théorie de cet observateur a été présentée par D.G. Luenberger au début des années 70. Cet observateur permet la reconstitution des états d'un système observable à partir de la mesure des entrées et l'application des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré, sous sa forme réduite ou complète [19].

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée avec une dynamique propre indépendante de celle du système et disposant d'une boucle de correction de la grandeur estimée [20].

III.2.1. Schéma de principe

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et aussi des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il peut permettre aussi l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [21]. Le schéma bloc ci-dessous représente ce type d'observateur.

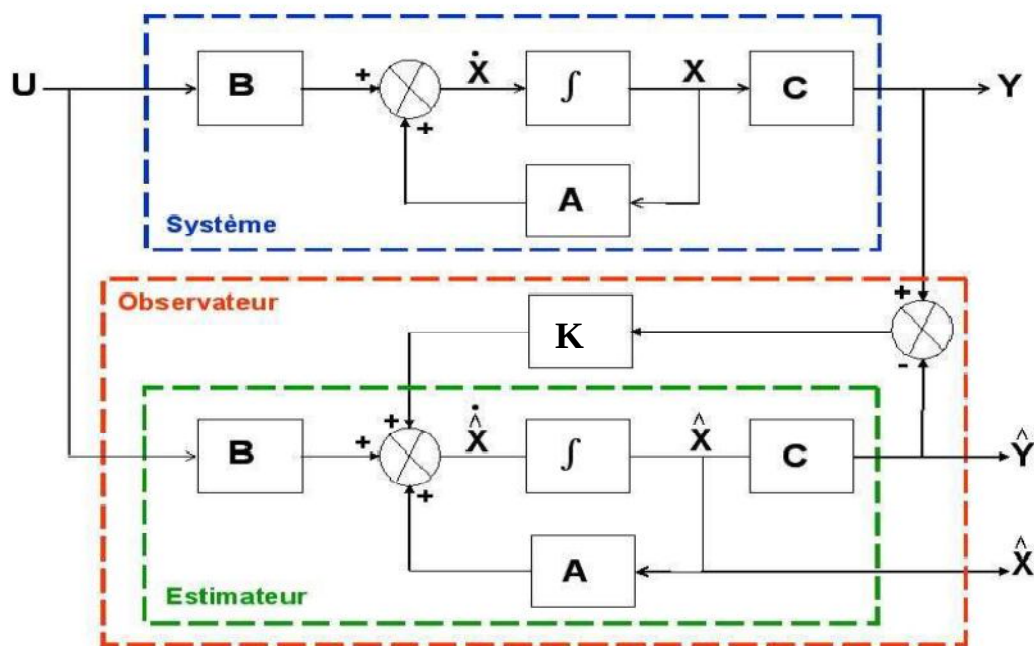


Figure (III.1) : Schéma de principe d'un observateur.

Avec :

U : Le vecteur des entrées mesurable

X : Le vecteur d'état

Y : Le vecteur de sorties mesurable (tensions, courants.....etc)

$\hat{X}$: Le vecteur de sorties estimé

$\hat{Y}$: Le vecteur de sorties estimé

III.2.2. Détermination De La Matrice De Gains K

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par l'équation suivante [20] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K.e \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Tel que : } e = Y - \hat{Y} \quad (\text{III.2})$$

L'équation (III.2) intervient dans (III.3), on a alors :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0 \hat{X} + BU + K.Y \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$$\text{Avec : } A_0 = A - KC \quad (\text{III.4})$$

La matrice d'état A_0 détermine la dynamique de l'observateur, elle dépend de la matrice de gains K (équation III.4).

Dans la mesure où les variables de sortie sont en même temps les variables d'état $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$, l'équation d'état associé au système est donné par [20]:

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$\begin{cases} X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta}]^T \\ U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T \\ B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \\ Y = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T \\ C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La matrice A dépend de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_0 ce qui impose une certaine structure à la matrice K , nous avons :

$$A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$A_{11} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix}, \quad A_{12} = \begin{bmatrix} a_2 & a_3 P \hat{\omega} \\ -a_3 P \hat{\omega} & a_2 \end{bmatrix}, \quad A_{21} = \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix}, \quad A_{22} = \begin{bmatrix} a_5 & -P \hat{\omega} \\ P \hat{\omega} & a_5 \end{bmatrix}$$

Et :

$$a_1 = \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot T_r} \right), \quad a_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot T_r M}, \quad a_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma M}, \quad a_4 = \frac{M}{T_r}, \quad a_5 = \frac{1}{T_r}$$

L'erreur d'estimation des états de la machine est donnée par :

$$e = X - \hat{X} \quad (\text{III.8})$$

Sa dynamique sera exprimée, d'après les équations (III.3) et (III.5) par :

$$\dot{e} = (A - KC)E = A_0 E \quad (\text{III.9})$$

L'erreur d'estimation convergera vers zéro par un choix convenable de la matrice de gains K afin de rendre la matrice A_0 hurwitzienne.

Plusieurs travaux dans la littérature présentent différentes méthodes de calcul de la matrice K par exemple les méthodes par placement de pôles et l'approche de Lyapunov.

Par l'application de la technique de placement de pôles, la matrice K peut être exprimée par [20] :

$$K = - \begin{bmatrix} K_1 I + K_2 J \\ K_3 I + K_4 J \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.10})$$

Où :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} : \text{Matrice identité,} \quad \text{et : } J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} : \text{Matrice de rotation.}$$

Les gains K_1, K_2, K_3 et K_4 sont donnée par :

$$K_1 = -(k-1) \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot T_r} \right) \quad (\text{III.11})$$

$$K_2 = (k-1) P \hat{\omega} \quad (\text{III.12})$$

$$K_3 = (k^2 - 1) \left[\left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot T_r} \right) \frac{\sigma L_s M}{L_r} + \frac{M}{T_r} \right] + \frac{\sigma L_s M}{L_r} (k-1) \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_s} + \frac{1}{\sigma \cdot T_r} \right) \quad (\text{III.13})$$

$$K_4 = -(k^2 - 1) \frac{L_s M}{L_r} P \hat{\omega} \quad (\text{III.14})$$

Où :

k : Constante positive, $k \geq 1$

La conception de l'observateur est obtenue par la sélection de la matrice de gains K puisque les matrices A, B et C sont définies par le processus. Un choix judicieux des valeurs de k permet d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du système.

III.2.3.Représentation d'état de l'observateur

L'objectif de l'observateur étant l'estimation des états de la MAS notés $\hat{X}$.

Tel que :

$$\hat{X} = [\hat{i}_{s\alpha} \quad \hat{i}_{s\beta} \quad \hat{\Phi}_{s\alpha} \quad \hat{\Phi}_{s\beta}]^T \quad (\text{III.15})$$

D'après (III.1), la représentation d'état de l'observateur peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{X}} &= A\hat{X} + BU + K(Y - \hat{Y}) \\ &= A(\hat{\omega})\hat{X} + BU + K(Y - \hat{Y}) \end{aligned} \quad (\text{III.16})$$

Où :

$$\hat{Y} = [\hat{i}_{s\alpha} \quad \hat{i}_{s\beta}]^T, \quad \text{et} \quad A = A(\hat{\omega})$$

Ce qui conduit à l'équation:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{s\alpha} \\ \hat{\Phi}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 P \hat{\omega} \\ 0 & a_1 & -a_3 P \hat{\omega} & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & P \hat{\omega} \\ 0 & a_4 & -P \hat{\omega} & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{s\alpha} \\ \hat{\Phi}_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.17)$$

III.3. ESTIMATION DE LA VITESSE PAR LA TECHNIQUE MRAS

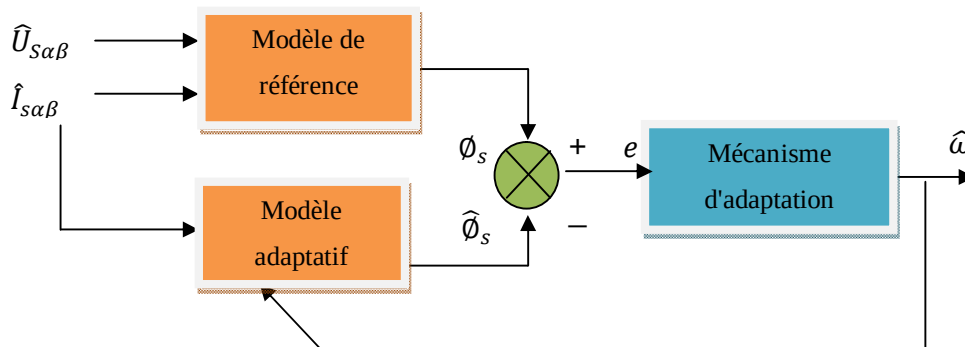
La méthode du MRAS (Model Référence Adaptative System), introduit par (LANDAU), est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs [22].

Cette méthode est utilisée pour calculer tous les paramètres ou variables du moteur. Dans ce cas la méthode a été utilisée pour estimer la vitesse angulaire du rotor. Le principe de fonctionnement consiste à calculer le vecteur de flux par deux modèles. Le premier modèle est appelé modèle de référence. Il est basé sur le moteur à induction modéliser et calculer le flux en utilisant la tension appliquée sur le moteur et les courants du stator. La sortie de cette modèle est considéré comme correct et par conséquent son nom est "modèle de référence". L'équation pour sa sortie est [23]:

$$\frac{d\phi_s}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_s - R_s I_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt}) \quad (III.18)$$

Le second, appelé modèle adaptatif basé sur l'équation (III.19) dépend directement de la vitesse rotorique. L'erreur entre les sorties des deux estimateurs pilote un mécanisme d'adaptation générant la vitesse estimée. Il est conçu pour assurer la stabilité du système [24].

La structure MRAS est illustrée par le schéma fonctionnel suivant :



Figure(III.2) : Structure MRAS pour l'observation de la vitesse

Soient $\hat{\Phi}_s$ et $\hat{\omega}$ les quantités estimées du flux et de la vitesse.

$$\frac{d\hat{\Phi}}{dt} = \alpha \cdot M \cdot I_s - \hat{A} \hat{\Phi}_s \quad (III.19)$$

Où:

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \alpha & P\hat{\omega} \\ -P\hat{\omega} & \alpha \end{bmatrix}$$

La dynamique de l'erreur vectorielle $e = \phi_s - \hat{\phi}_s$ est donnée par :

$$\dot{\varepsilon} = A \cdot \varepsilon + J(\omega - \hat{\omega})\hat{\phi}_s \quad (\text{III.20})$$

Posons $\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$, $W = J\Delta\omega\hat{\phi}_s$

$$\text{Il vient } \dot{\varepsilon} = A \cdot e + W \quad (\text{III.21})$$

Pour assurer une convergence asymptotique vers zéro de l'erreur d'observation et assurer que le système possède un état d'équilibre asymptotiquement stable, l'erreur d'observation doit satisfaire le critère de stabilité de *Lyapunov* [24].

Soit la fonction de *Lyapunov* candidate suivante:

$$V = e^T \cdot e + \frac{(\omega - \hat{\omega})^2}{\lambda} \quad (\text{III.22})$$

Avec λ une constante positive.

$$\dot{V} = \dot{e}^T \cdot e + e^T \dot{e} + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2$$

(III.23)

Après simplification on trouve :

$$\dot{V} = e^T (A^T + A) e + 2 \cdot e^T W + \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \hat{\omega} \quad (\text{III.24})$$

Où:

$$\varepsilon^T W = [e_\alpha \quad e] \Delta\omega \begin{bmatrix} -\hat{\phi}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{s\alpha} \end{bmatrix}, \quad A^T A = -2\alpha I < 0$$

$$\text{Avec: } e = \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} - \hat{\phi}_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.24) doit être définie négative, par conséquent il faut que:

$$2 \cdot e^T W + 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \hat{\omega} = 0$$

On déduit alors:

$$\hat{\omega} = \lambda (e_\alpha \hat{\phi}_{s\beta} - e_\beta \hat{\phi}_{s\alpha}) \quad (\text{III.25})$$

La valeur estimée $\hat{\omega}$ sera donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{\omega}} = K_p (e_\alpha \hat{\phi}_{s\beta} - e_\beta \hat{\phi}_{s\alpha}) + K_i \int (e_\alpha \hat{\phi}_{s\beta} - e_\beta \hat{\phi}_{s\alpha}) dt \quad (\text{III.26})$$

Avec K_p et K_i des constantes positives.

III.4. APPLICATION DE LA DTC AU VEHICULE

Le problème abordé dans ce chapitre concerne la modélisation dynamique et cinématique du véhicule électrique. Nous cherchons à effectuer la caractérisation de celui-ci afin d'étudier le comportement du véhicule dans différents modes de conduite et d'évaluer les efforts de traction nécessaires pour un mouvement stable.

III.4.1. Dynamique du véhicule

La première étape consiste à établir le modèle mécanique du véhicule. Ses deux caractéristiques principales sont : sa masse et le volume qu'il occupe dans l'espace. La masse, donc le poids, implique qu'une force est nécessaire pour accélérer le véhicule et vaincre les forces de résistance à l'avancement. Le volume du véhicule implique quant à lui un effort à fournir pour écarter l'air de la route lors d'un déplacement [25].

Nous considérons le mouvement du véhicule sur un axe décliné d'un angle α par rapport à l'horizontale. Les différentes forces auxquelles le véhicule en mouvement est soumis sont représentées sur la figure (III.3)

Les équations utilisées sont directement issues des théories de la mécanique et de l'aérodynamique. Elles sont applicables à des véhicules routiers à quatre roues, à traction avant, ces deux roues de traction est entraînée simultanément par un actionneur asynchrone [26].

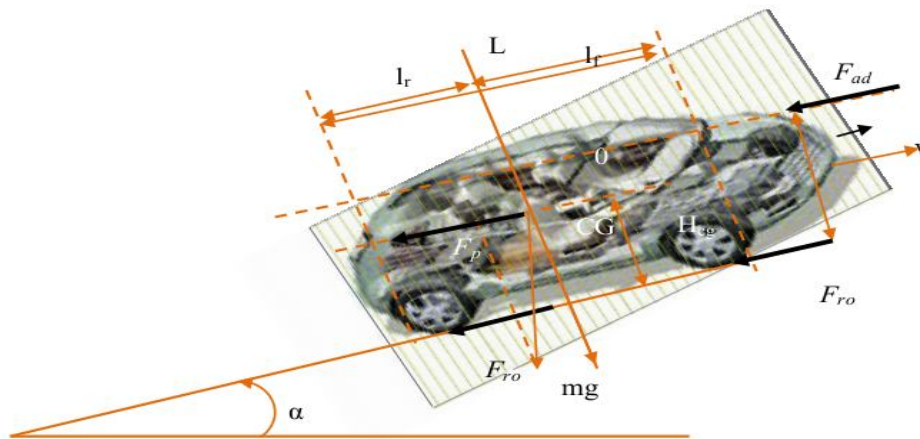


Figure (III.3) : Bilan des forces agissant sur le véhicule.

❖ Force de résistance au roulement

$$F_{ro} = \mu_{ro} \cdot m \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (III.27)$$

Avec :

m : La masse du véhicule en (kg).

μ_{ro} : Coefficient de résistance au roulement.

α : L'angle d'inclinaison (rad).

❖ Force résistante due à la pénétration dans l'air

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho \cdot C_w \cdot A_f (v + v_0)^2 \quad (\text{III.28})$$

Avec :

ρ : La densité de l'air (kg/m^3).

C_w : La surface frontale (m^2).

A_f : Coefficient de pénétration dans l'air.

v : La vitesse du véhicule (m/s).

❖ Force résistante due à la pente à gravir

$$F_p = \pm m \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (\text{III.29})$$

Le système de propulsion doit fournir un effort de traction au niveau de la roue égale à la somme des forces résistantes pour surmonter la traînée aérodynamique, la résistance au roulement et l'inclinaison de la route.

❖ Force de traction totale

La somme des forces résistantes est donnée par l'équation suivante :

$$F_T = F_{ro} + F_{ad} + F_p \quad (\text{III.30})$$

L'actionneur de traction assure la force de traction du véhicule qui doit surmonter la charge de la route. L'équation du mouvement est alors donnée par [26]:

$$m \frac{dv}{dt} = F - F_T \quad (\text{III.31})$$

La force $(F - F_T)$ accélère le véhicule, ou le décélère.

Si la force F_p est négative, le véhicule descend une pente.

Le travail est défini par l'expression suivante :

$$\vec{W} = \sum_{i=1}^3 \vec{F}_i \cdot d\vec{x} \quad (\text{III.32})$$

Lorsqu'on dérive le travail par rapport au temps, on aura l'expression suivante :

$$P = \frac{d\vec{w}}{dt} = \vec{F} \left(\frac{d\vec{x}}{dt} \right) \leftrightarrow P = \vec{F} \cdot \vec{v} \quad (\text{III.33})$$

P : représente la puissance mécanique.

Le couple du moteur est donné par l'expression suivante :

$$C_{mot} = F_w \cdot \frac{r}{G} \quad (\text{III.34})$$

G : représente le rapport de vitesse du système qui relie le moteur à l'axe.

III.5.SCHEMA BLOC DE SIMULATION

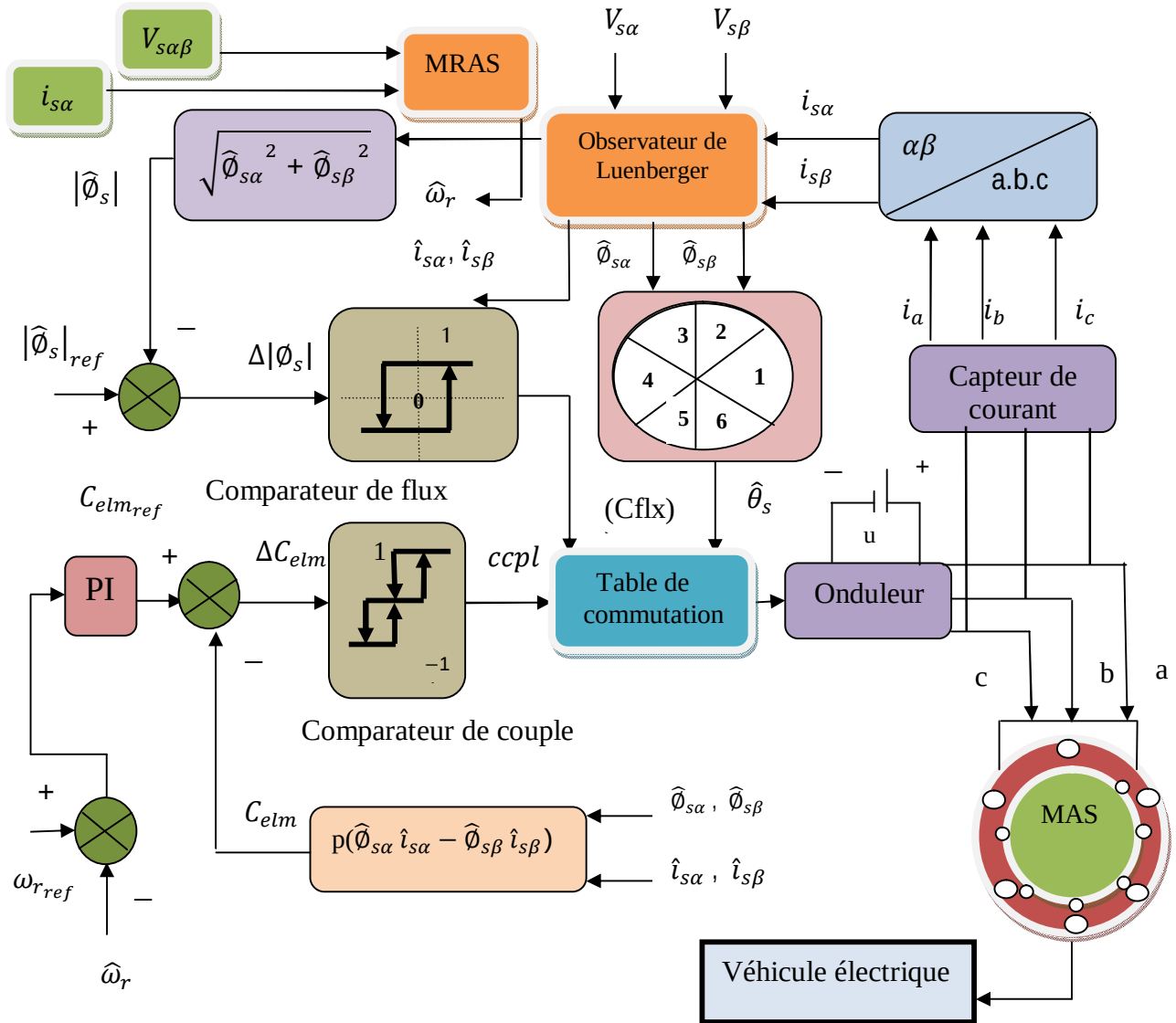


Figure (III.4) : Structure globale de la Commande DTC sans capteur d'une MAS.

III.6.RESULTATS DE SIMULATION

Des profils (vitesse, couple, et résistance statorique) ont été conçus afin de tester les lois de commandes et évaluer leurs performances à vitesse variable avec différentes consignes de couple de charge et de la résistance statorique. La figure (III.5) montre ces profils utilisés.

Pour tester les performances de la commande DTC, nous effectuons une simulation pour une machine dont les paramètres sont présentés dans l'annexe (A).

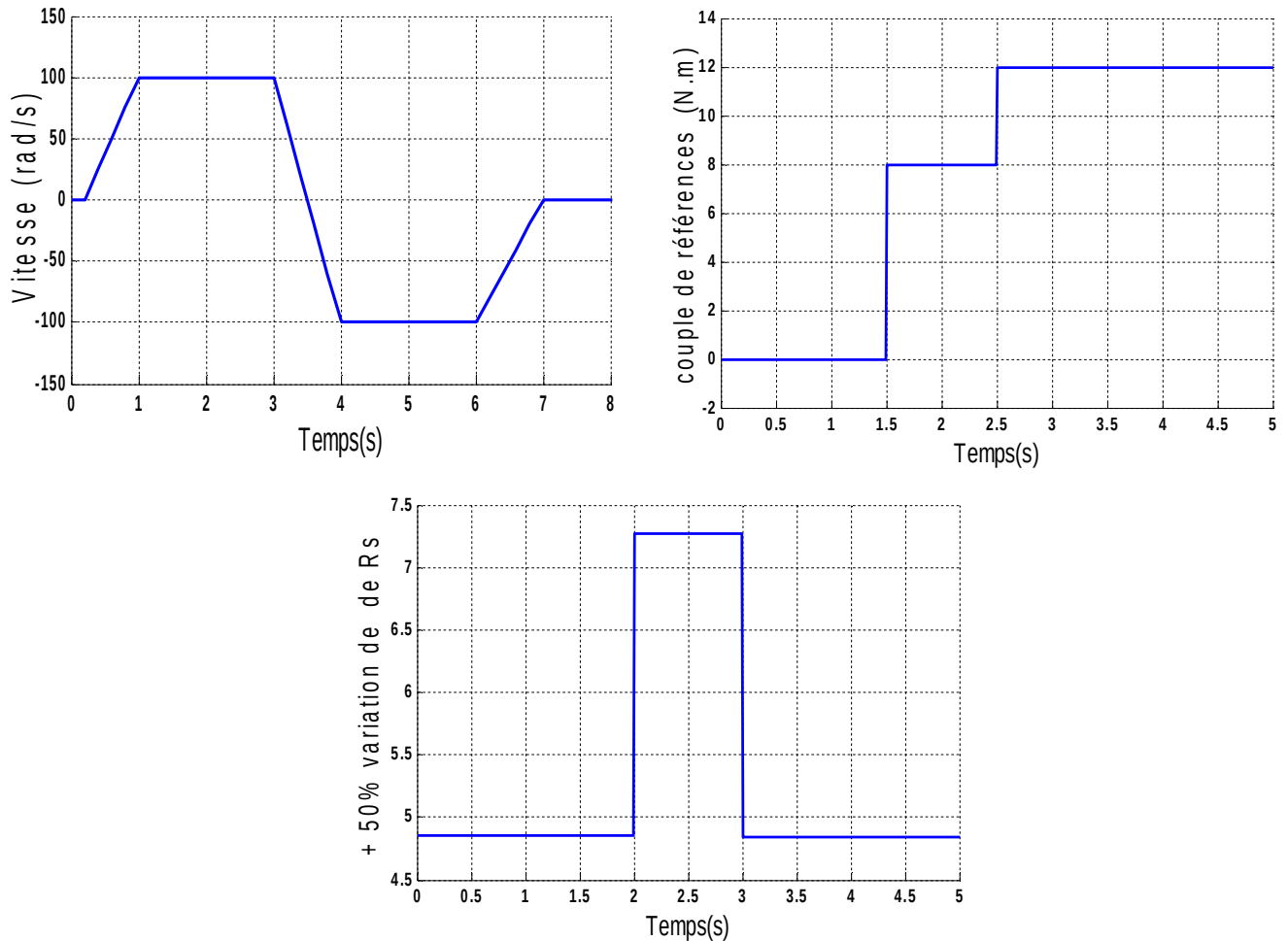


Figure (III.5) : Profils de références appliqués à la MAS

III.6.1.Test de poursuit vis-à-vis la variation de la vitesse

En appliquant un changement de la consigne de vitesse avec la présence de couple de charge ($C_r=8$ N.m à $t=1.8$ s). Les résultats obtenus sont présentés dans la figure(III.6).

D'après les résultats de simulation de la figure (III.6), on constat que la vitesse estimé suit parfaitement sa valeur de référence. Le courant statorique présente en général une variation légère par rapport au courant mesuré. Le flux reste toujours constant quelque soit la variation du couple ce qui explique le découplage entre le flux et le couple

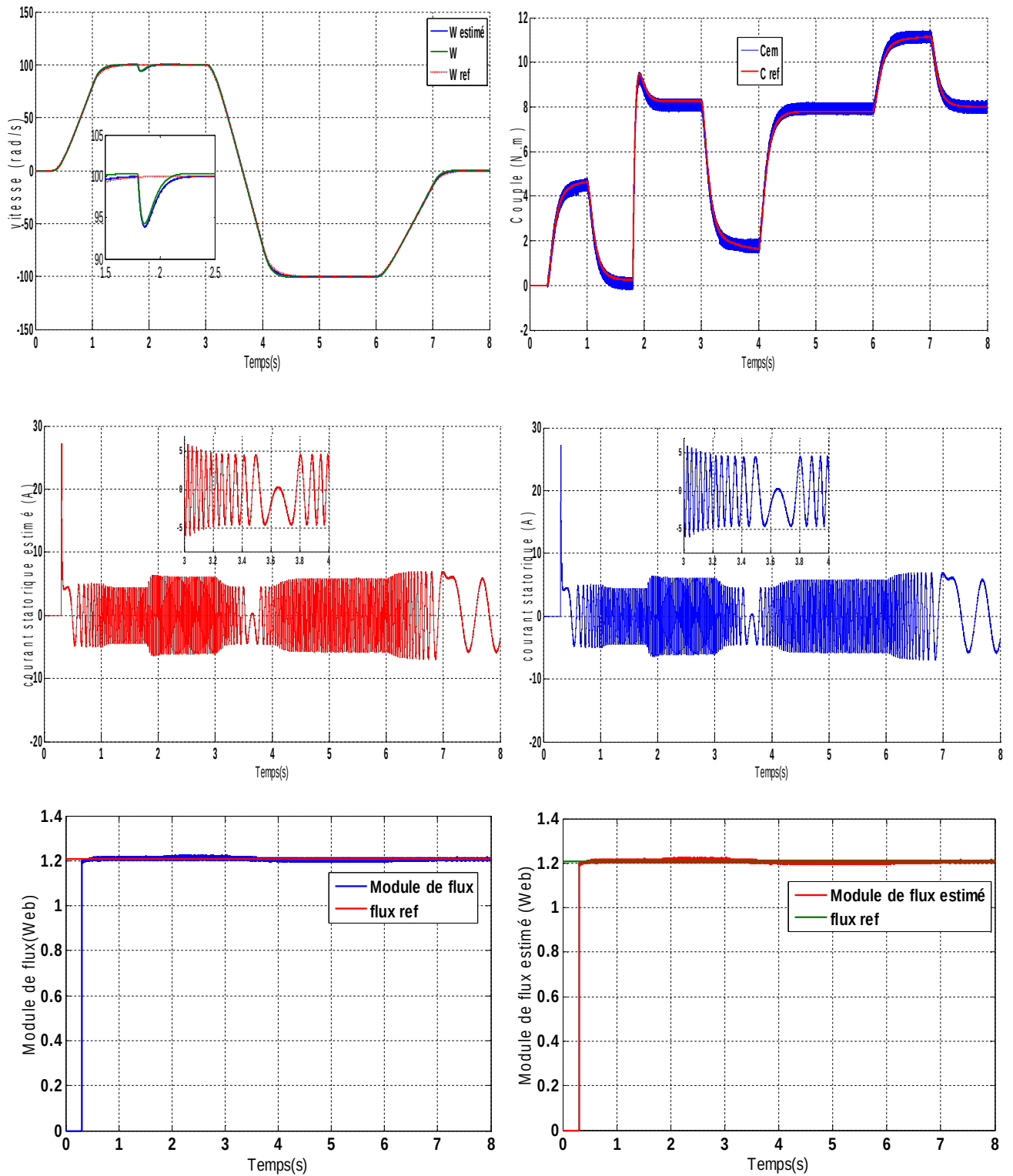


Figure (III.6) : Résultats de simulation de la DTC-Observateur de Luenberger pour l'inversion de sens de rotation à $t = 3$ s

III.6.2. Test vis-à-vis la variation de la charge

Pour ce test on fait une variation de la charge de 12 N.m appliqué à $t=2.5$ sec après un démarrage à une charge nominale appliquée à l'instant $t= 1.5$ sec. La figure (III.7) illustre le comportement de la MAS lors de la variation de la charge. Les résultats de simulation obtenus, montre bien que cette loi de contrôle permet d'obtenir des performances dynamiques remarquables.

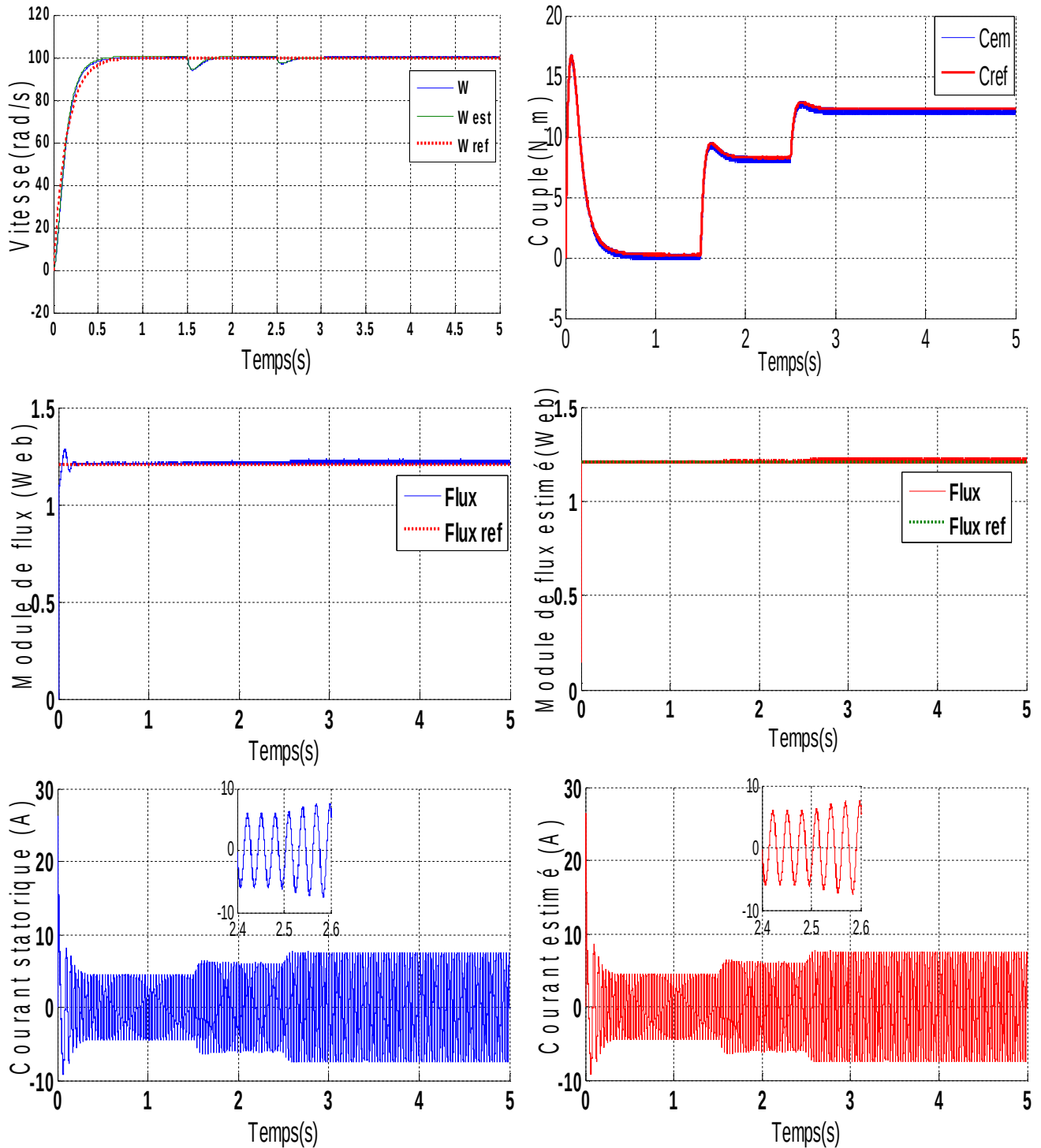


Figure III 7: Comportement de la MAS vis-à-vis une variation de la charge $C_r = 8$ à 12 N.m

III.6.3. Test vis-à-vis de la variation paramétrique

D'après les résultats obtenus (figure.III.8), on peut constater que la variation de la résistance statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de l'observateur et ceci montre la robustesse de système de commande.

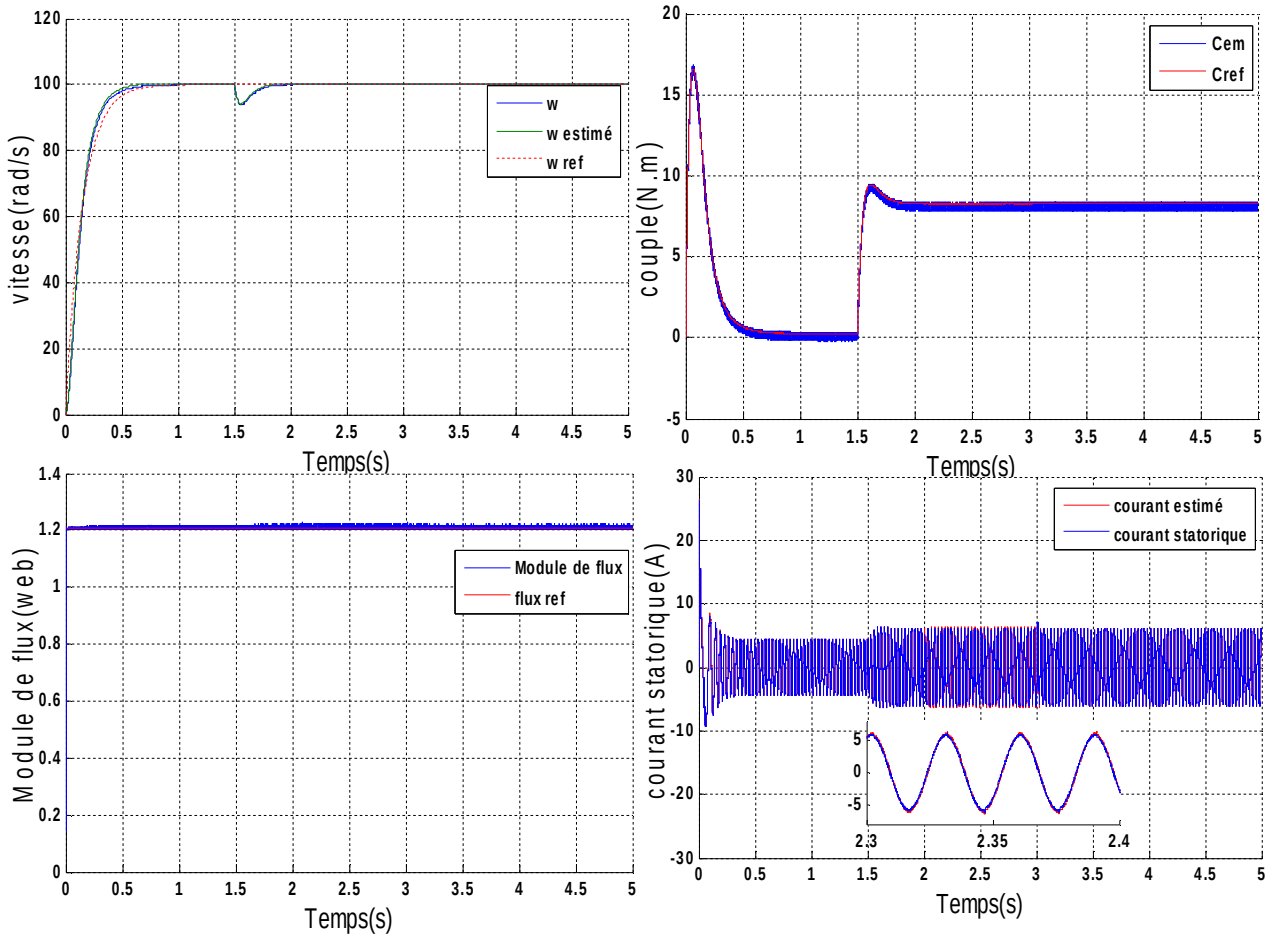


Figure (III.8) : Performances du système avec +50% variation de la R_s

III.6.4. Test pour une charge type véhicule électrique (VE)

Des simulations numériques ont été effectuées sur un VE propulsé par un actionneur de traction (MAS) de 1.5 kW. L'objectif des simulations effectuées est l'évaluation des performances dynamiques de la stratégie de commande proposée.

Le véhicule sur lequel sera implémentée l'architecture de contrôle est schématisé par une plateforme rectangulaire montée sur quatre roues. Le véhicule est constitué de deux roues motrices parallèles en avant. Chacune de ces deux roues est entraînée indépendamment l'une de l'autre par un actionneur asynchrone.

La réponse de cette structure de commande est donnée dans la figure (III.9), en imposant au véhicule une trajectoire telle que représentée sur la figure. Les résultats de simulation de la figure (III.9) présentent la vitesse de rotation mesurée et estimée de l'actionneur asynchrone avec sa

référence, le flux statorique, le courant statorique, la vitesse linéaire du véhicule, et le couple résistant de caractéristiques de charge du VE.

On constate également, cette structure de commande elle est capable pour piloté un actionneur de traction d'un véhicule électrique avec des bonnes performances et une grande souplesse.

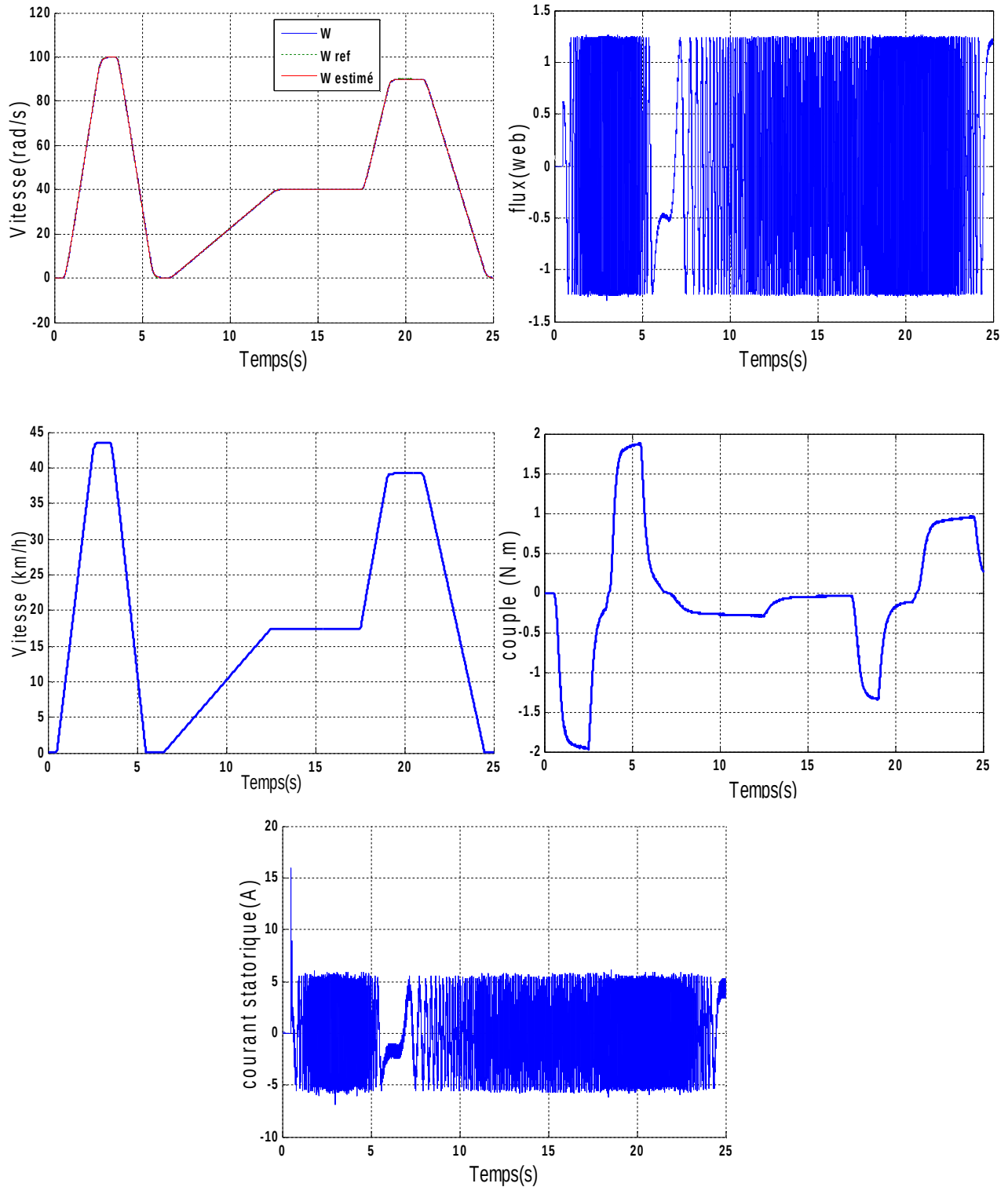


Figure (III.9) : Performances du système avec véhicule électrique

III.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons analysé les propriétés statiques et dynamiques de la commande DTC sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant l'observateur de Luenberger.

Les résultats de simulation obtenus, montre bien que cette loi de contrôle permet d'obtenir des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis de certains écarts de paramètres du moteur. En outre, nous avons étudié la technique MRAS pour estimée la vitesse de la machine.

En plus d'après les résultats de simulation on conclure que le moteur asynchrone avec la commande DTC sans capteur mécanique de vitesse constitue une très bonne alternative pour la propulsion du véhicule électrique

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la commande sans capteur de vitesse appliquée à la propulsion d'un véhicule électrique. On a présenté une structure de contrôle direct (DTC) de la machine asynchrone à base d'observateur de Luenberger, d'après les résultats de simulations obtenus on peut tirer ce qui suit :

Dans une première étape, nous avons présenté la modélisation de l'actionneur de traction (MAS) en se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MAS. Cette modélisation est validée par une simulation qui a permis d'étudier le comportement des grandeurs électromagnétiques et mécaniques.

Dans la deuxième partie, une étude théorique sur le principe du control direct du couple ainsi cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. L'obtention de la grandeur de commande pour le convertisseur est réalisée simplement à partir des projections des vecteurs du flux statorique estimé et de la consigne sur les coordonnées $(\alpha \beta)$ liée au stator de la machine. Puis, nous avons étudié la robustesse du système du control direct du couple avec test de poursuite vis-à-vis la variation de la vitesse, la variation paramétrique, et la variation de la charge.

Dans la dernière partie, on a présente une commande directe de couple de la machine asynchrone utilisant un observateur d'ordre complet basé sur Luenberger. On a bien détaillé les étapes d'élaboration de l'algorithme d'estimation de cet observateur. Des tests de robustesse par simulation sont faits pour examiner la performance de la commande sans capteur ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement. L'étude par simulation numérique du fonctionnement de cette structure du control direct du couple nous a permis d'obtenir de très bonnes performances statique et dynamique, c-a-d des modifications rapides du couple développé par la machine, ce qui est recherché dans certains processus (machine-outils, robotique, véhicule électrique,...etc). Par ailleurs, on a pu relever que le control direct du couple répond bien aux exigences de la propulsion du véhicule électrique.

Cependant, on propose quelques perspectives pour l'avenir :

- L'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones) pour remplacer les régulateurs classique de type PI, au sein de la commande DTC, par un régulateur flou ou par un régulateur neuronal.
- L'implantation des stratégies de commande des actionneurs de roues destinée à la simulation en temps réel de caractéristiques de charge du véhicule électrique.

ANNEXE A

Les paramètres de la machine utilisée :

<i>Tension nominale</i>	$220 / 380 \text{ (V)}$
<i>Courant nominal</i>	$6.4 / 3.7 \text{ (A)}$
<i>Puissance nominale</i>	1.5 (kW)
<i>Nombre de paires de pôles</i>	$p = 2$
<i>Résistance statorique par phase</i>	$R_s = 4.85 \text{ (}\Omega\text{)}$
<i>Résistance rotorique par phase</i>	$R_r = 3.805 \text{ (}\Omega\text{)}$
<i>Inductance cyclique du stator</i>	$L_s = 0.274 \text{ (H)}$
<i>Inductance cyclique du rotor</i>	$L_r = 0.274 \text{ (H)}$
<i>Inductance mutuelle cyclique</i>	$L_m = 0.258 \text{ (H)}$
<i>Moment d'inertie de la partie tournante</i>	$J = 0.031 \text{ (Kg.m}^2\text{)}$
<i>Vitesse nominale</i>	$N = 1420 \text{ (tr /min)}$
<i>Coefficient du frottement visqueux</i>	$f_r = 0.000114 \text{ (kg.m}^2\text{ / sec)}$
<i>Tension d'entrée de l'onduleur</i>	$U_{dc} = 514 \text{ (V)}$

Bibliographie

- [1] **N. benyahia, K. srairi, S. M. mimoune** "commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique ", Courrier du Savoir, N°06, pp.147-150. Biskra, 2005.
- [2] **C. Xianrong, C. Vincent, C. Cyrille** , " Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes stator ", Conférence Internationale Francophone d'Automatique, Nantes, 2002.
- [3] **A. chebabhi** "application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une MAS ". Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2009
- [4] **I. issad, A. larabi, F. mezaach** "Commande par la méthode DTC à fréquence de modulation constante d'une machine asynchrone sans capteur mécanique ". Laboratoire des systèmes électriques et industriels .LSEI. USTHB, Alger.
- [5] **F. Khoucha, A. Khoudiri, M. Benbouzid, A. Khelou** "Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone / onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique ".Ecole Militaire Polytechnique, UER Electrotechnique 2011.
- [6] **S. Bouhafna**" Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones" Mémoire de magister, Université de Batna, 2013.
- [7] **H.E. Zaiter**, «Amélioration de la Robustesse d'une Commande d'une Machine Asynchrone en présence d'un défaut statorique », Mémoire de master, Université de M'sila, 2015.
- [8] **M. Saoudi**" Contrôle par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone". Mémoire de Magister -Université de Biskra, 2014.
- [9] **M. Bedboudi**" Commande et diagnostic des défauts de la machine asynchrone ".Thèse de doctorat, Université d'Annaba, 2016.
- [10] **I. Benlaloui** " Commande, Observation et Diagnostic d'un Système Non-linéaire : Application à la Machine Asynchrone en Présence de Défauts". Thèse de doctorat, Université de Batna, 2016.
- [11] **M. Benaissa** "minimisation des pulsations du couple dans une commande directe de couple "DTC" d'une machine asynchrone". Mémoires de magister, université de Batna.
- [12] **A. Ameur** "commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants". Mémoire de magister, Université de Batna 2005.
- [13] **M. Benameur** "commande par dtc de la machine à induction sans capteur de vitesse, utilisation de filtre de kalman pour l'estimation de la vitesse". Mémoire de magister, université de Batna, 2012.

- [14] **A. Zekkour, A. Djallal, and F. Naceri** "Contrôle Direct de Couple (DTC) de La Machine à Induction", The international conférence on electronics & oil: from theory to applications March 05-06, 2013, Ouargla, Algeria.
- [15] **F. Berrabah** "commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université d'Annaba, 2016.
- [16] **S. Rezgui** "techniques de commande avancées de la machine asynchrone : étude comparative et applications". Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2015.
- [17] **L. Djaghdali** "contribution a la commande prédictive directe du couple de la machine à induction" Thèse de doctorat, Université de Batna, 2016.
- [18] **K. Marouani, K. Chakou, F. Khoucha, B. Tabbache, and A.Kheloui**, " Observation and Measurement of Magnetic Flux in a Dual Star Induction Machine", IEEE, 978-1 4577-0123-N° 8, Vol.11, 2011.
- [19] **Dj. Cherifi** "Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique" , Thèses de doctorat, d'Oran 2014.
- [20] **A. Chebbi** "Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse" Mémoires de magister, Université de Batna, 2011.
- [21] **B.Mokhtari** "dte intelligente applique a la commande de la machine asynchrone" Thèse de doctorat, Université de Batna, 2014.
- [22] **M. Melle Atig** "Différentes Structures MRAS pour l'Estimation de la vitesse du Moteur Asynchrone" Mémoires de magister, Université d'Oran.
- [23] **P. Karlovsk. J. Lettl** "Application of MRAS algorithm to replace the speed sensor in induction motor drive system" International scientific conference Czech Technical University in Prague , 2017.
- [24] **H. Benderradji** " Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction" Thèse de doctorat, Université de Batna ,2013.
- [25] **A. Belherazem** "commande sans capteur de la machine asynchrone application au véhicule électrique". Mémoires de magister, Ecole nationale polytechnique, Oran, 2014.
- [26] **A. Arif** "Amélioration des performances d'un véhicule électrique alimenté par une source photovoltaïque". Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2013.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
MASTER EN ELECTROTECHNIQUE

SPECIALITE : COMMANDE ELECTRIQUE

Proposé et dirigé par : Mr. ROUBACHE Toufik

Présenté par : MAGOURA Tarek

LEBOUKH Rahabi

Thème

Commande sans Capteur d'un Actionneur de Traction d'un Véhicule Électrique

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire a pour objectif d'apporter une contribution aux méthodes de commande et d'observation des machines asynchrones destinées à la traction électrique. Dans ce contexte, nous avons exposé une contribution à la commande sans capteur d'un actionneur de traction d'un véhicule électrique (VE) avec deux roues motrices indépendantes en avant. Le travail présente la stratégie de commande sans capteur des deux actionneurs de roues pour assurer les bonnes performances de la chaîne de traction du VE. Ainsi, Il est strictement nécessaire d'étudier le système de commande pour avoir un contrôle de couple dans chaque roue motrice. Ceci permet un contrôle amélioré de traction et par conséquent l'optimisation de la stabilité et de la fiabilité du véhicule.

D'autre part nous avons utilisé la technique de commande direct de couple (DTC) sans capteur mécanique de vitesse, basé sur la technique MRAS et l'observateur de Luenberger.

La validité et l'efficacité de ce contrôle est démontré par des résultats de simulation.

Mots clés :

Actionneur de traction, Commande direct du couple (DTC), Observateur de Luenberger, Véhicule électrique(VE).

N° d'ordre : 284