

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université A. MIRA-BEJAIA

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

# Mémoire de Fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Automatique

**Spécialité: Automatique et Systèmes**

*Thème :*

**COMMANDE ADAPTATIVE VECTORIELLE D'UN MOTEUR  
ASYNCHRONE TRIPHASÉ**

**Réalisé par :**

M<sup>elle</sup>: Makhlouf Thiziri

M<sup>elle</sup>: Himane Soraya

**Encadrées par :**

M<sup>r</sup>: Ouari Kamel

**Examineurs:**

M<sup>r</sup>: Haddar

M<sup>r</sup>: Charikh

*Année Universitaire 2018/2019*

## **Remerciements**

## ***Remerciements***

*Nous tenons à remercier, tout d'abord, le dieu le plus puissant qui nous a donné la santé, le courage et la patience pour achever ce travail.*

*Nos plus vifs remerciements s'adressent à notre promoteur, Mr OUARI pour sa patience, son orientation et ses remarques constructives.*

*Nos remerciements s'adressent également aux membres de jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de notre travail.*

*Nous remercions aussi tous les enseignants de département ATE qui ont participé à notre formation.*

## ***Dédicaces***

***Nous dédions ce travail à :***

*Nos parents, et le dévouement dont ils font preuve. A nos familles et amis(es), et à tous ceux qui nous sont chers.*

***Thiziri et Soraya.***

## **Table des matières**

# Table des matières

Introduction générale .....	1
<b>Chapitre I : Généralités sur la commande adaptative.</b>	
I.1. Introduction .....	3
I.2. Principe de la commande adaptative .....	3
I.3. Approches de la commande adaptative .....	3
I.3.1. Commande adaptative auto-ajustable .....	3
I.3.2. La commande adaptative à modèle de référence .....	4
I.4. Synthèse des algorithmes de commande adaptative à modèle de référence.....	5
I.4.1 Notion de critère de performance .....	5
I.4.2. Principe d'adaptation des paramètres .....	6
I.5. Méthodes de synthèse des algorithmes de commande adaptative .....	6
I.5.1. Méthodes de le MRAC basées sur l'optimisation .....	6
I.5.2. Méthodes de le MRAC basées sur la stabilité .....	8
I.5.2.1. Méthode de Lyaponov.....	8
I.5.2.2. Méthode L'hyper-stabilité .....	9
I.6. Conclusion .....	12
<b>Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension</b>	
II.1. Introduction .....	13
II.2. Modélisation de la machine asynchrone .....	13
II.2.1. Présentation de la machine asynchrone .....	13
II.2.2. Mise en équation matricielle du modèle de la machine .....	14
II.2.2.1. Equations électriques .....	15
II.2.2.2 Equations magnétiques .....	15
II.2.2.3. Equation mécanique .....	16
II.2.2.4. Transformation de Park .....	16
II.3. Mise en équations de la MAS dans le repère de Park.....	18
II.3.1. Equation des tensions .....	18
II.3.2. Choix du référentiel .....	19
II.3.3. Référentiel lié au champ tournant (système d,q) .....	19
II.1.3.4. Equations magnétiques .....	19
II.3.5. Equations électromagnétique et mécanique .....	20
II.4. Représentation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d,q) .....	20
II.5. Simulation de la machine asynchrone triphasée .....	21
II.6. Alimentation de la machine asynchrone par un onduleur de tension.....	24
II.6.1 Modélisation de l'onduleur de tension commande MLI .....	24
II.6.1.1. Tension de sortie de phase de l'onduleur .....	25
II.6.1.2. Stratégie de la commande MLI (sinus -triangle) .....	26
II.7. Simulation de l'association convertisseur-MAS .....	27
II.8. Conclusion .....	30

## **Chapitre III : Application de la commande vectorielle à la machine asynchrone**

<b>III.1. Introduction</b> .....	<b>31</b>
<b>III.2.Principe de la commande vectorielle à flux orienté</b> .....	<b>31</b>
<b>III.3. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)</b> .....	<b>31</b>
<b>III.3.1. Mise en équation de la IRFOC</b> .....	<b>32</b>
<b>III.4.Régulation de la vitesse</b> .....	<b>34</b>
<b>III.5. Simulation et interprétation des résultats</b> .....	<b>35</b>
<b>III.5.1. Test de suivi de consigne</b> .....	<b>35</b>
<b>III.5.2. Test rejet de perturbation</b> .....	<b>35</b>
<b>III.5.3. Tests des variations paramétriques</b> .....	<b>40</b>
<b>III.6. Conclusion</b> .....	<b>44</b>

## **Chapitre IV : Application de la commande adaptative vectorielle à modèle de référence**

<b>IV.1. Introduction</b> .....	<b>45</b>
<b>IV.2.Commande adaptative par modèle de référence dans le cadre de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone</b> .....	<b>45</b>
<b>IV.2.1.Commande adaptative par modèle de référence simplifié</b> .....	<b>45</b>
<b>IV.3.Simulation et interprétation des résultats</b> .....	<b>47</b>
<b>IV.3.1.Test de suivi de consigne</b> .....	<b>47</b>
<b>IV.3.2. Test de rejet de perturbation</b> .....	<b>47</b>
<b>IV.3.3. Tests des variations paramétriques</b> .....	<b>52</b>
<b>IV.4: Comparaison des résultats de la commande adaptative et vectorielle</b> .....	<b>56</b>
<b>IV.5. Conclusion</b> .....	<b>57</b>
<b>Conclusion et perspectives</b> .....	<b>58</b>

**Annexes**

**Bibliographie**

## **LISTE DES FIGURES**

<b>Figure I.1 :</b> Schéma de la commande adaptative auto ajustable .....	4
<b>Figure I.2 :</b> Schéma de la commande adaptative à modèle de référence .....	5
<b>Figure I.3 :</b> Schéma représentant la règle du M.IT.....	8
<b>Figure I.4 :</b> Schéma de la décomposition pour l'étude de l'hyper-stabilité .....	9
<b>Figure I.5 :</b> Schéma de commande adaptative avec modèle de référence par la méthode d'hyper-stabilité .....	10
<b>Figure II.1:</b> Représentation schématique de la MAS .....	14
<b>Figure II.2 :</b> Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents .....	17
<b>Figure II.3 :</b> Modèle Matlab/Simulink de la MAS .....	22
<b>Figure II.4:</b> Démarrage de la MAS à vide à $t=0s$ et avec un couple résistant $C_r=5N.m$ à $t=2s$ .....	23
<b>Figure II.5:</b> Structure d'un onduleur de tension triphasé .....	25
<b>Figure II.6:</b> Structure simplifiée d'un onduleur de tension triphasé .....	25
<b>Figure II.7:</b> Tensions de référence et tension de la porteuse ( $V_{pm}$ ) .....	27
<b>Figure II.8 :</b> Modèle MATLAB SIMULINK représentant Onduleur MLI- MAS .....	27
<b>Figure II.9 :</b> Modèle MATLAB SIMULINK représentant Onduleur et MLI .....	28
<b>Figure II.10 :</b> La tension de sortie de l'Onduleur-MLI $V_a$ .....	28
<b>Figure II.11 :</b> Résultats de simulation de l'ensemble (Onduleur+MAS) en charge.....	29
<b>Figure III.1 :</b> Représentation de l'orientation du repère ( $O_d, O_q$ ) .....	32
<b>Figure III.2 :</b> Schéma du découplage en tension (IFOC) .....	33
<b>Figure III.3 :</b> Structure du régulateur de vitesse PI .....	34
<b>Figure III.4 :</b> Schéma de régulation de vitesse de la machine asynchrone commandée par une commande vectorielle indirecte .....	35
<b>Figure III.5 :</b> Simulation avec variation de vitesse .....	36
<b>Figure III.6 :</b> Simulation de l'inversion de vitesse .....	37
<b>Figure III.7 :</b> Simulation avec variation de la charge .....	38
<b>Figure III.8 :</b> Simulation en charge avec variation de $R_r$ de 50% .....	40
<b>Figure III.9 :</b> Simulation en charge avec variation de $R_r$ de 100% .....	41
<b>Figure III.10 :</b> Simulation en charge avec variation de $R_s$ de 100% .....	42
<b>Figure III.11 :</b> Simulation en charge avec variation de $f$ de 100% .....	43

<b>Figure IV.1:</b> Structure de la commande adaptative par modèle de référence simplifiée....	45
<b>Figure IV.2:</b> Commande Adaptative par modèle de référence simplifiée en vue de la commande vectorielle .....	47
<b>Figure IV.3:</b> Simulation avec variation de vitesse de référence .....	48
<b>Figure IV.4 :</b> Simulation avec inversion de vitesse .....	49
<b>Figure IV.5 :</b> Simulation avec variation de la charge .....	50
<b>Figure IV.6 :</b> Simulation en charge avec variation de $R_r$ de 50% .....	52
<b>Figure IV.7 :</b> Simulation en charge avec variation de $R_r$ de 100% .....	53
<b>Figure IV.8 :</b> Simulation en charge avec variation de $R_s$ de 100% .....	54
<b>Figure IV.9 :</b> Simulation en charge avec variation de $f$ de 100% .....	55



## **Notations et symboles**

## Notations et symboles

### Paramètres de modélisation de la machine

$R_s$	Résistance statorique
$R_r$	Résistance rotorique
$L_s$	Inductance cyclique propre du stator
$L_r$	Inductance cyclique propre du rotor
$M$	Inductance mutuelle propre de l'effet des trois phases statoriques sur une phase du stator
$M_s$	Inductance mutuelle entre deux enroulements au stator
$M_r$	Inductance mutuelle entre deux enroulements au rotor
$M_{sr}$	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor)
$\sigma$	Coefficient de dispersion.
$T_s$	Constante de temps statorique
$T_r$	Constante de temps rotorique
$p$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie
$F$	Coefficient de frottement visqueux
$C_e$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant

### Grandeurs mécaniques

$\omega$	Pulsation correspondante à la vitesse de rotation
$\omega_s$	La vitesse angulaire des axes d, q dans le repère statorique (S, abc)
$\omega_r$	La vitesse angulaire des axes d, q dans le repère rotorique (R, abc)
$g$	Glissement de la vitesse de rotation
$\Omega$	Vitesse mécanique de rotation

### Indices

$s,r$	Indice du repère statorique et rotorique
*	Indice de la valeur de référence

## Grandeurs électriques au stator

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tensions statoriques triphasées
$V_s$	Vecteur des tensions statoriques triphasées
$V_{sd}, V_{sq}$	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d,q)
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	Courants statoriques triphasées
$i_s$	Vecteur des courants statoriques triphasées
$i_{sd}, i_{sq}$	Courants statoriques diphasées dans le repère (d,q)

## Grandeurs électriques au rotor

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$	Tensions rotoriques triphasées
$V_r$	Vecteur des tensions rotoriques triphasées
$V_{rd}, V_{rq}$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d,q)
$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$	Courants rotoriques triphasées
$i_r$	Vecteur des courants rotoriques triphasées
$i_{rd}, i_{rq}$	Courants rotoriques diphasées dans le repère (d,q)

## Les abréviations

<b>MAS</b>	Machine asynchrone
<b>IRFOC</b>	Indirect Rotor Field Oriented Control
<b>FOC</b>	Field Oriented Control
<b>CAMR</b>	Commande Adaptative à Modèle de Référence
<b>CAMRS</b>	Commande Adaptative par Modèle de Référence Simplifié

## **Introduction générale**

## Introduction générale

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne par l'existence d'un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position, ce couplage rend la commande beaucoup plus délicate.

Par conséquent, et depuis de nombreuses années des solutions pratiques de la commande sont appliquées pour le contrôle de la MAS. La commande vectorielle du flux rotorique se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Les bases de la théorie sur le contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté (FOC) ont été développées par Blaschke dès 1971, ce type de commande permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu. Cependant cette structure nécessite, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par les régulateurs classiques (PI), en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge [1].

Afin de pallier au problème des variations paramétriques, la commande adaptative à modèle de référence trouve un grand essor et elle est la voie de recherche de plusieurs travaux. Cette technique de commande est destinée à ajuster automatiquement les paramètres du contrôleur des systèmes de commande. Le comportement dynamique du système est défini par modèle de référence et les paramètres du contrôleur sont ajustés par la boucle externe de façon à minimiser l'erreur de sortie entre le système et le modèle.

L'objectif assigné à ce travail est de concevoir une commande adaptative vectorielle appliquée à la MAS alimentée par un convertisseur de fréquence et de faire une comparaison par les résultats de simulation, entre la commande vectorielle classique et la commande adaptative vectorielle à modèle de référence.

Pour satisfaire les besoins de cette étude, le travail est organisé comme suit :

- Dans le premier chapitre nous présentons l'aspect théorique de la commande adaptative tout en se focalisant sur la commande adaptative à modèle de référence.
- Dans le second chapitre nous détaillons la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en utilisant la représentation d'état ; ainsi que la modalisation du convertisseur statiques.
- Dans le chapitre trois nous introduisons le principe de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique. Ensuite nous détaillerons la synthèse du régulateur proportionnel intégrale;
- Dans le dernier chapitre nous élaborons la commande adaptative vectorielle par modèle de référence et nous présentons les résultats de simulations des deux commandes conçues dans un tableau comparatif.
- Le travail est clôturé par une conclusion générale ainsi que les perspectives envisagées.

## **Chapitre I :**

**Généralités sur la commande adaptative.**

## **I.1. Introduction :**

La commande des machines asynchrones doit prendre en compte des spécificités propres à ces machines : l'ordre du modèle, les non-linéarités de fonctionnement et le couplage entre les différentes grandeurs de commande. De plus les paramètres de la machine variaient dans le temps, soit avec la température (résistances), soit avec l'état magnétique de la machine (inductances) sans compter que la charge peut être variable. En effet l'utilisation d'un régulateur robuste à paramètres fixes ne suffit plus pour garantir les performances requises dans l'ensemble des régimes de fonctionnement possibles. Pour cela la commande adaptative trouve un grand essor pour améliorer la robustesse de la commande de la machine asynchrone [2].

Dans le présent chapitre, nous détaillons l'aspect théorique et le principe de la commande adaptative, notamment la commande adaptative à modèle de référence qui est l'objet de notre travail. Nous introduisons également la synthèse d'adaptation des paramètres qui est considérée comme l'étape la plus délicate de cette commande.

## **I.2. Principe de la commande adaptative :**

La Commande Adaptative est définie comme une commande permettant au régulateur de s'adapter de lui-même aux changements du processus. En conséquence, l'objectif de la Commande Adaptative est l'ajustement automatique en ligne et en temps réel des régulateurs, des boucles de commandes afin de réaliser ou maintenir un certain niveau de performances, quand les paramètres du procédé à commander varient dans le temps [1].

Un régulateur adaptatif peut également s'envisager comme une structure à deux boucles, une boucle principale classique qui prend en compte les variations des signaux d'entrée et de sortie, et une boucle secondaire qui réagit aux variations des paramètres du processus.

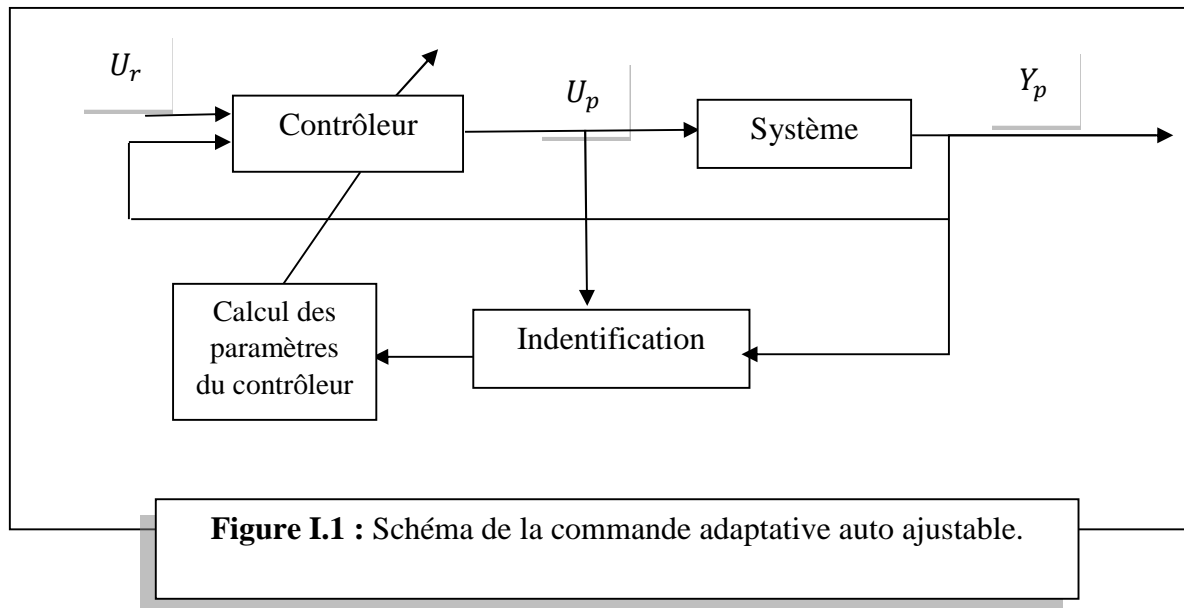
## **I.3. Approches de la commande adaptative :**

### **I.3.1. Commande adaptative auto-ajustable :**

Cette approche a été proposée en 1958 par Kalman. Le modèle du processus servant pour le calcul du régulateur est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du système à réguler [3]. L'hypothèse de base consiste à supposer que le bloc d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédent le calcul proprement dit de la loi de commande. L'avantage de la séparation entre identification et commande est de pouvoir estimer les paramètres. Le régulateur est élaboré sans que l'erreur d'estimation ne soit prise en compte. Cependant, la stabilité de cette commande dépend fortement de la compatibilité des modèles utilisés pour les tâches d'identification et de calcul de la commande [4].



Le schéma représentatif de cette approche de commande est illustré par la figure I.1:



### I.3.2. La commande adaptative à modèle de référence (CAMR):

Cette méthode de commande a été élaborée pour la première fois en 1958, par **M.P. Whitaker, J. Yamron et A. Keser**, se basant sur la minimisation d'un indice de performance (MIT) [5]. La stratégie **CAMR** spécifie en utilisant un modèle mathématique dit de référence, la réponse désirée du système à un signal de commande. Ensuite, un mécanisme d'adaptation élabore, à partir de la sortie du processus et de la sortie du modèle un ensemble de paramètres conçu de telle sorte que l'écart entre ces deux sorties tend vers zéro [6].

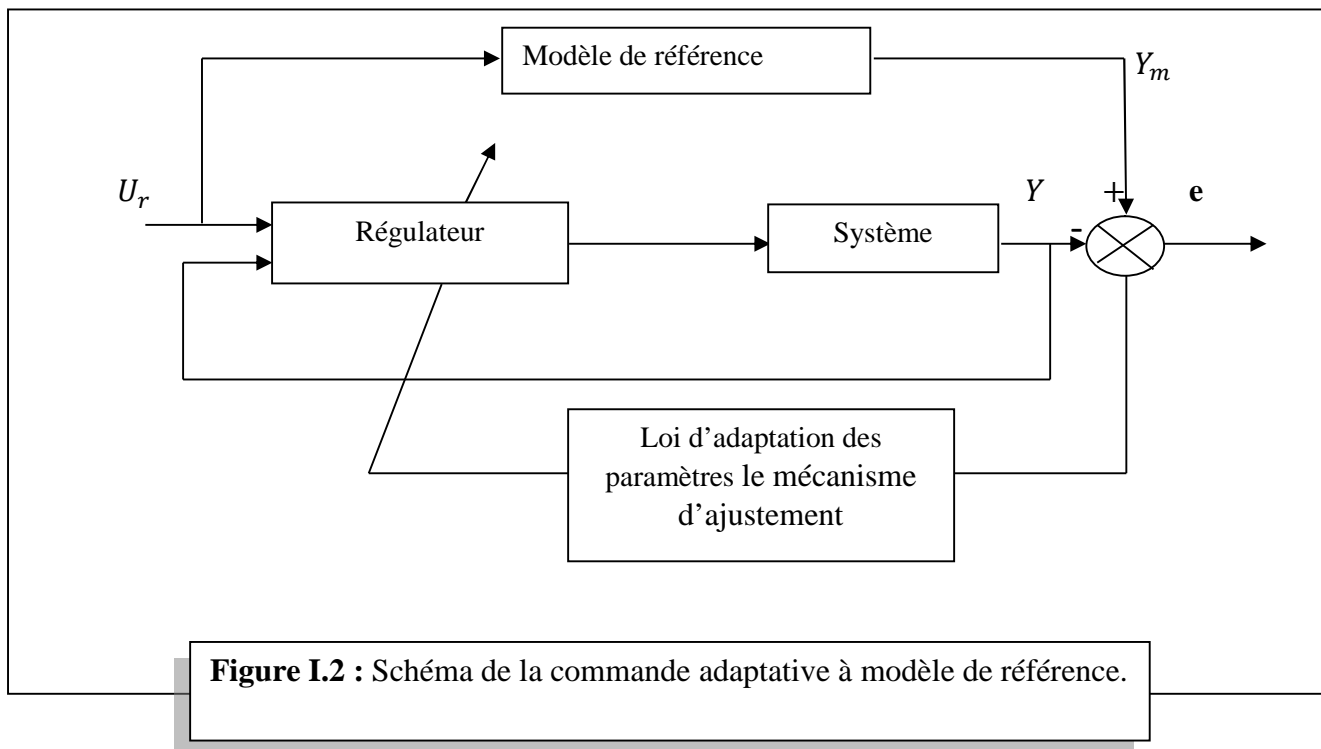
La fonction du contrôleur consiste à éliminer toutes les divergences entre la réponse du modèle et celle du système pour n'importe quelle entrée et dans n'importe quelle condition.

Pour concevoir cette commande il est impératif que le modèle de référence soit un modèle du système linéaire, invariant dans le temps.

L'intérêt suscité par la commande adaptative à modèle de référence, par rapport aux systèmes de réglage classique, comprend certains avantages :

- Elle assure la stabilité et la qualité de commande pour des limites assez grandes de variation des caractéristiques du système à commander
- Elle est simple à réaliser. Par conséquent, la fiabilité de cette commande est relativement élevée par rapport aux commandes classiques.

La figure I.2 illustre le schéma de la CAMR :



Dans la suite de notre travail, on s'intéresse à la commande adaptative à modèle de référence.

#### I.4. Synthèse des algorithmes de commande adaptative à modèle de référence:

##### I.4.1 Notion de critère de performance :

La sortie  $y_m(\mathbf{t})$  du modèle de référence est comparée avec le signal de sortie du système réel. L'écart d'asservissement  $e(t) = y_m(t) - y(t)$  est un signal d'entrée pour le mécanisme d'ajustement qui doit modifier les paramètres du régulateur de telle sorte que l'erreur s'annule. L'étape la plus délicate dans la synthèse des systèmes de **CAMR** est l'élaboration de l'algorithme du mécanisme d'ajustement destiné à réduire ou à annuler l'erreur  $e(t)$ . Cet algorithme est introduit en fonction de critère de performance utilisé.

Le choix du modèle de référence s'avère très important pour la conception de la commande adaptative. Ainsi la particularité des systèmes de commande **CAMR** réside dans l'optimisation de l'ajustement du système de la boucle interne par rapport au modèle de référence. La qualité de commande automatique est déterminée par le critère de l'auto ajustement qui présente une certaine fonction  $J$  qui dépend de l'erreur  $\mathbf{e}(\mathbf{t})$  définie précédemment :

$$J(e) = J[\mathbf{y}_m(\mathbf{t}) - \mathbf{y}(\mathbf{t})] \quad (\text{I.1})$$

L'utilisation de critère de performance  $J(e)$  permet de déterminer les algorithmes d'adaptation des paramètres du contrôleur. Le but de ces algorithmes est de minimiser l'erreur entre la valeur désirée  $\mathbf{y}_m(t)$  et la variable instantanée  $y(t)$ , c.-à-d.  $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ .

### I.4.2. Principe d'adaptation des paramètres:[4]

Afin de synthétiser une commande adaptative à modèle de référence, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses:

- Le modèle de référence doit être linéaire invariant dans le temps
- Le système à commander et le modèle de référence doivent être de même ordre.
- En cas d'adaptation paramétrique, tous les paramètres du système à commander doivent être accessibles pour l'adaptation.
- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système à commander ajustable dépendent uniquement de mécanisme d'adaptation (condition de non stationnarité).
- Aucun vecteur autre que celui du vecteur d'entrée, n'agit sur le système.
- La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue.
- Le vecteur d'état et sortie sont mesurable

Cependant ces hypothèses constituent le cas idéal et elles ne sont pas toujours satisfaites dans des situations réelles.

Dans les situations réelles on a les conditions suivantes :

- Le système ajustable est un système non linéaire variable dans le temps.
- Le modèle de référence et le système à commander n'ont pas la même dimension.
- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable ne dépendent pas seulement du mécanisme d'adaptation mais ils sont aussi soumis à d'autres perturbations paramétriques.

### I.5. Méthodes de synthèse des algorithmes de commande adaptative :

Il existe deux méthodes pour l'analyse et la synthèse des schémas de commande adaptative avec modèle de référence :

#### I.5.1. Méthodes de la CAMR basées sur l'optimisation :[4]

Ces méthodes consistent en une recherche rapide pour minimiser la fonction erreur entre le système à commander et le modèle de référence.

L'exemple connu pour cette approche est appelé en littérature la règle du MIT. La fonction du cout étant :

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (I.2)$$

Avec :

e : erreur entre la sortie du système et celle du modèle.

$\theta$  : représente le vecteur des paramètres du contrôleur a adapter.

Pour la minimisation du critère  $J$ , il est logique de faire varier les paramètres dans la direction négative du gradient de  $J$  :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (\text{I.3})$$

C'est la règle dite de M.I.T.

$\frac{\partial e}{\partial \theta}$  : dérivée desensibilité

Exemple d'application de la règle **MIT** sur un système de premier ordre :

On considère le système du premier ordre suivant :

$$\frac{dY}{dt} = -a.Y + b.U \quad (\text{I.4})$$

Soit le modèle de référence :

$$\frac{dY_m}{dt} = -a_m Y_m + b_m U_c \quad (\text{I.5})$$

Le contrôleur :

$$U(t) = \theta_1 U_c(t) - \theta_2(t) \quad (\text{I.6})$$

Les paramètres idéaux :

$$\begin{cases} \theta_1 = \frac{b_m}{b} \\ \theta_2 = \frac{a_m - a}{b} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

L'erreur de sortie :

$$e = Y_m - Y \quad (\text{I.8})$$

La sortie s'écrit :

$$Y = \frac{b \theta_1}{p + a + b \theta_1} U_c \quad (\text{I.9})$$

La dérivée de l'erreur par rapport aux paramètres donne :

$$\begin{cases} \frac{\partial e}{\partial \theta_1} = \frac{b}{p + a + b \theta_1} U_c \\ \frac{\partial e}{\partial \theta_2} = \frac{b^2 \theta_1}{(p + a + b \theta_2)^2} U_c = \frac{b}{p + a + b \theta_2} Y \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

On considère maintenant l'approximation :

$$p + a + b \theta_2 \approx p + a_m$$



### I.5.2.2. Méthode L'hyper-stabilité :[7]

La théorie de l'hyper-stabilité a été développée par la nécessité d'avoir une technique capable d'étudier les systèmes linéaires à contre-réaction non linéaire. Le problème essentiel était de déterminer les conditions sur la partie linéaire d'un système assurant la stabilité de l'ensemble, sachant seulement quelques caractéristiques de la partie non linéaire. Cette théorie introduite initialement par Popov en 1963, et développée par plusieurs auteurs et s'appelle aussi théorie de la stabilité absolue.

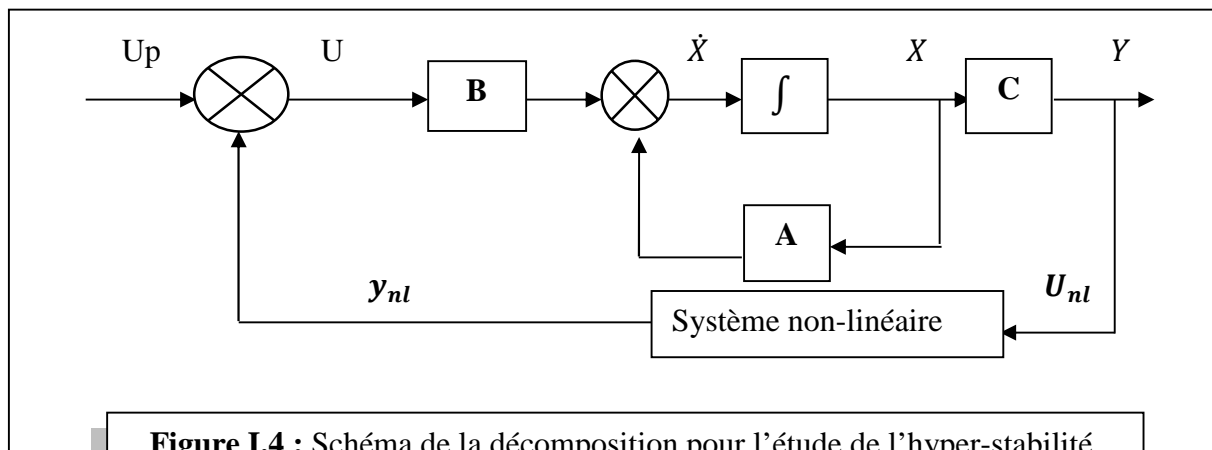
On considère le système multivariable de la figure I.4:

Il est décrit par le système :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Avec : A, B et C sont des matrices à coefficients réel. La matrice de transfert du bloc linéaire est donnée par :

$$F(s) = C(S[I] - A)^{-1}B \quad (\text{I.13})$$



**Figure I.4 :** Schéma de la décomposition pour l'étude de l'hyper-stabilité.

Le système de la figure I.4 est stable si :

- La fonction de transfert F représentant la partie linéaire est une fonction réelle strictement positive.
- La partie non linéaire satisfait à l'intégralité de POPOV :

Il existe une constante  $\gamma$  indépendante de t telle que :

$$\int_0^t y_{nl}^T U_{nl} d\tau \geq -\gamma^2 \text{ Pour } t \text{ positive}$$

Avec :  $y_{nl}$  : La sortie de la partie non linéaire.

$U_{nl}$  : L'entrée de la partie non linéaire.

$\gamma$  : Constante indépendante du temps.

Pour illustrer cette méthode il faut considérer la déviation de la loi de contrôle adaptative. Le système est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = AX + BU_p \\ Y = CX \end{cases} \quad (I.14)$$

Le modèle est décrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dX_m}{dt} = A_m X_m + B_m W \\ Y_m = C_m X_m \end{cases} \quad (I.15)$$

Avec :

$A_m$  : est une matrice stable.

$X_m$  et  $X$  : sont deux vecteurs de dimension  $n$ .

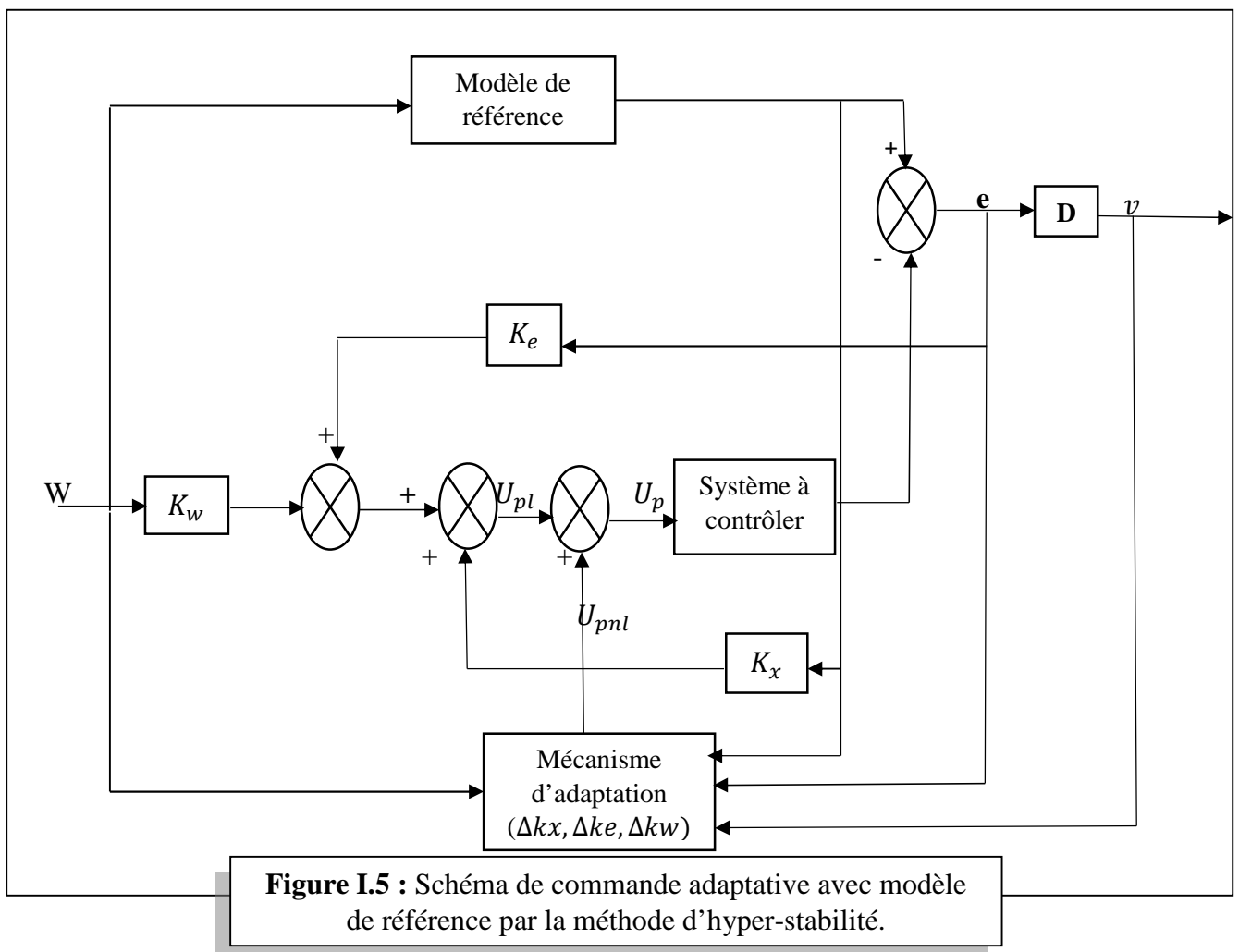
$U_p$  et  $W$  : sont deux vecteurs.

$Y$  et  $Y_m$  : sont deux vecteurs de dimension  $q$ .

Notons :  $e_x = X_m - X$  l'erreur sur l'état.

$e_y = Y_m - Y$  l'erreur sur la sortie.

On détermine la loi d'adaptation rendant le système  $\frac{de_x}{dt} = f(e_x, t)$  asymptotiquement hyper-stable par la figure I.5 :



La commande  $U_p$  est la somme d'une composante linéaire  $U_{pl}$  et d'une composante non linéaire  $U_{pnl}$ , compensant l'influence des variations de paramètres.

$$\begin{cases} U_{pl} = K_x X_m + K_e e_y + K_w W \\ U_{pnl} = \Delta K_x(v, t) X_m + \Delta K_e(v, t) e_y + \Delta K_w(v, t) W \end{cases} \quad (I.16)$$

$K_x$ ,  $K_e$  et  $K_w$  sont des correcteurs calculés à partir du système nominal  $\Delta K_x$ ,  $\Delta K_e$  et  $\Delta K_w$  sont les gains d'adaptation.

$$v = D.e_y = D.C.e_x = H.e_x$$

Et D est une matrice de gain de dimension  $1 \times q$ . Le suivi du modèle si  $C = C_m$  et en absence de variation des paramètres et pour  $U_{pnl} = 0$  l'erreur d'état est donnée par :

$$\frac{de_x}{dx} = (A - BK_e C)e + (A_m - A - BK_x)X + (B_m - BK_w)W \quad (I.17)$$

On choisissant :

- $K_e$  telle que  $(A - BK_e C)$  soit une matrice d'Hurwitz
- $K_x = (B^T B)^{-1} \cdot B (A_m - A)$
- $K_w = (B^T B)^{-1} B \cdot B_m$

L'erreur  $e_x$  converge asymptotiquement vers zéro. Mais les paramètres peuvent varier. Le système corrigé s'écarte alors du modèle. On ajoute le terme  $U_{pnl}$  pour compenser l'influence de cette dérive sur les paramètres.

Dans ce cas l'écriture d'état de l'erreur vérifie :

$$\frac{de_x}{dt} = (A - BK_e C)e + B \Delta U \quad (I.18)$$

$$\Delta U = [(B^T B)^{-1} B \cdot (A_m - A) - K_x - \Delta K_x] X_m - \Delta K_e e_y + [(B^T B)^{-1} B \cdot B_m - K_w - \Delta K_w] W$$

D'après le théorème de l'hyper-stabilité le système précédent est asymptotiquement hyper-stable si :

- La matrice de transfert  $H(s[I] - A + BK_e C)^{-1} B$  est réelle positive.
- La partie non linéaire vérifie  $\int_0^t (\Delta U)^T v d\tau \geq -\gamma^2$

L'inégalité précédente est satisfaite en adoptant une loi d'adaptation proportionnelle intégrale du type :

$$\begin{cases} \Delta K_x = \int_0^t L_1 v (Q_1 X_m)^T d\tau + L_2 v (Q_2 X_m)^T + \Delta K_x(v(0), 0) \\ \Delta K_e = \int_0^t M_1 v (R_1 e_y)^T d\tau + M_2 v (R_2 e_y)^T + \Delta K_e(v(0), 0) \\ \Delta K_w = \int_0^t N_1 v (S_1 W)^T d\tau + N_2 v (S_2 W)^T + \Delta K_w(v(0), 0) \end{cases} \quad (I.19)$$



Avec :

- $L_i, M_i$  et  $N_i$  : sont des réels positive non nuls.
- $S_i$  : des réels.
- $Q_i$  et  $R_i$  : des matrices réelles.
- $v = D e_y$  : un vecteur.

### **I.6. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons abordé le concept de la commande adaptative, par la suite nous avons présenté les différentes techniques de cette commande notamment la commande adaptative par modèle de référence.

Après avoir détaillé cette approche de commande ; nous avons présenté les différentes synthèses utilisées pour l'adaptation des paramètres ; en mettant l'accent sur le mécanisme d'adaptation basé sur la théorie de l'hyper-stabilité qui sera utiliser dans la suite de notre projet.

## **Chapitre II :**

### **Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension**

## II.1. Introduction :

Lors de la conception de la commande d'un processus physique, il est impératif de passer par la modélisation mathématique du système. Dans le présent chapitre, nous allons élaborer la modélisation de la machine asynchrone triphasée.

Dans un premier temps nous présenterons une brève description de la machine asynchrone, nous définirons un modèle mathématique de la machine en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé (a, b, c). Cette représentation selon donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Afin de remédier à cette complexité, on aura recours à une modélisation dite « transformation de park ». Cette dernière nous permettra d'établir une nouvelle modélisation de la machine asynchrone dans le référentiel biphasé de Park (d, q, 0). Par la suite, il est nécessaire de valider les modèles par une série de simulation numérique à l'aide du logiciel *MATLAB/SIMULINK* dans le but de vérifier les performances du moteur asynchrone en boucle ouverte.

Dans un second temps nous rappellerons la modélisation de l'onduleur de tension triphasé et nous terminerons ce chapitre par une simulation de l'association onduleur de tension –Machine asynchrone.

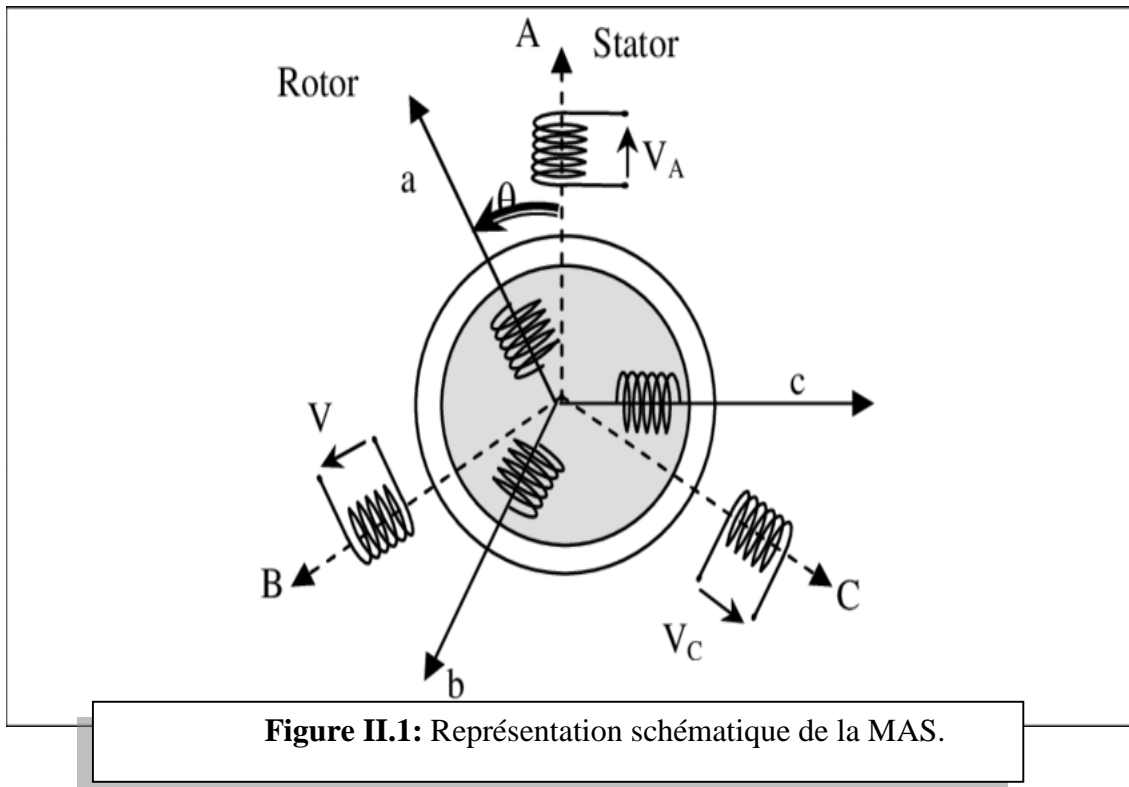
## II.2. Modélisation de la machine asynchrone :

### II.2.1. Présentation de la machine asynchrone :

Une machine asynchrone est principalement constituée de deux parties le rotor et le stator. Le stator est composé schématiquement de trois bobinages écarté l'un par rapport à l'autre de  $120^\circ$ . Le rotor à son tour est composé soit d'un bobinage, soit tout simplement de barres de cuivre. Les enroulements ou les barres de cuivre constituant le rotor sont mis en court-circuit les unes avec les autres, formant une sorte de cage, d'où l'appellation de « rotor à cage d'écureuil » [8].

La machine est dite asynchrone suite au fait que la vitesse de rotation du rotor n'est pas exactement égale à la vitesse de rotation du champ tournant. D'où un écart de vitesse appelé glissement.

La machine asynchrone à cage est une machine robuste et peu onéreuse aussi bien à l'achat qu'à la maintenance, contrairement à la machine à courant continu. Cependant elle présente une complexité vis-à-vis de la commande, dans la mesure où elle est à simple alimentation ; il est donc délicat d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux et le couple électromagnétique [8].



### II.2.2. Mise en équation matricielle du modèle de la machine :

Le comportement de la machine est globalement décrit par trois types d'équations à savoir :

- Equations électriques.
- Equations magnétique.
- Equations mécaniques.

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices, on dénombre [9] :

- Entrefer constant.
- Effet d'encoche et pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement négligeable.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.
- Circuit magnétique parfaitement feuilleté et non saturé (perméabilité magnétique constante).

Il en résulte :

- Un champ magnétique sinusoïdal.
- L'additivité vectorielle des flux.
- Des inductances propres constantes.

Nous procédons, dans ce paragraphe, à la mise en équations de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment.

### II.2.2.1. Equations électriques :

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages [10]

Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements :

Au stator :

$$[V_{3s}] = [R_s] \cdot [i_{3s}] + \frac{d[\Phi_{3s}]}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Au rotor :

$$[V_{3r}] = [R_r] \cdot [i_{3r}] + \frac{d[\Phi_{3r}]}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$V_{3s} = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$$

$$V_{3r} = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$$

$$I_{3s} = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$$

$$I_{3r} = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$$

$$[\Phi_{3s}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[\Phi_{3r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

### II.2.2.2 Equations magnétiques :

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par les équations ci-dessous, telles que les inductances propres des phases du stator sont égales, puisque la machine est considérée symétrique. Il est de même pour le rotor [10].

Sous forme matricielle, on écrit :

$$\begin{cases} [\Phi_{3s}] = [L_{ss}] \cdot [i_{3s}] + [M_{sr}] [i_{3r}] \\ [\Phi_{3r}] = [L_{rr}] \cdot [i_{3r}] + [M_{rs}] [i_{3s}] \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

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

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t = \pi_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

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

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

$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t$  : Matrice d'inductance mutuelle, statorique/rotorique.

$\pi_{sr}$  : Maximum d'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

En faisant substituer les expressions des flux par les matrices des inductances dans les équations (II.1) et (II.2), on aboutit à :

$$[V_{3s}] = [R_s] [i_{3s}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}] [i_{3s}] + [M_{sr}] [i_{3r}] \} \quad (\text{II.5})$$

$$[V_{3r}] = [R_r] [i_{3r}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}] [i_{3r}] + [M_{rs}] [i_{3s}] \} \quad (\text{II.6})$$

Les équations (II.5) et (II.6) représentent le modèle asynchrone triphasé réel. La résolution de ces équations se heurte à des difficultés du fait que le terme trigonométriques de la matrice des mutuelles inductances (II.4) étant variable dans le temps d'où la nécessité du passage dans le modèle de Park qui sera présenté dans la suite du chapitre.

### II.2.2.3. Equation mécanique :

L'étude des caractéristiques dynamiques de la MAS fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{f\omega}{p} + C_r \quad (\text{II.7})$$

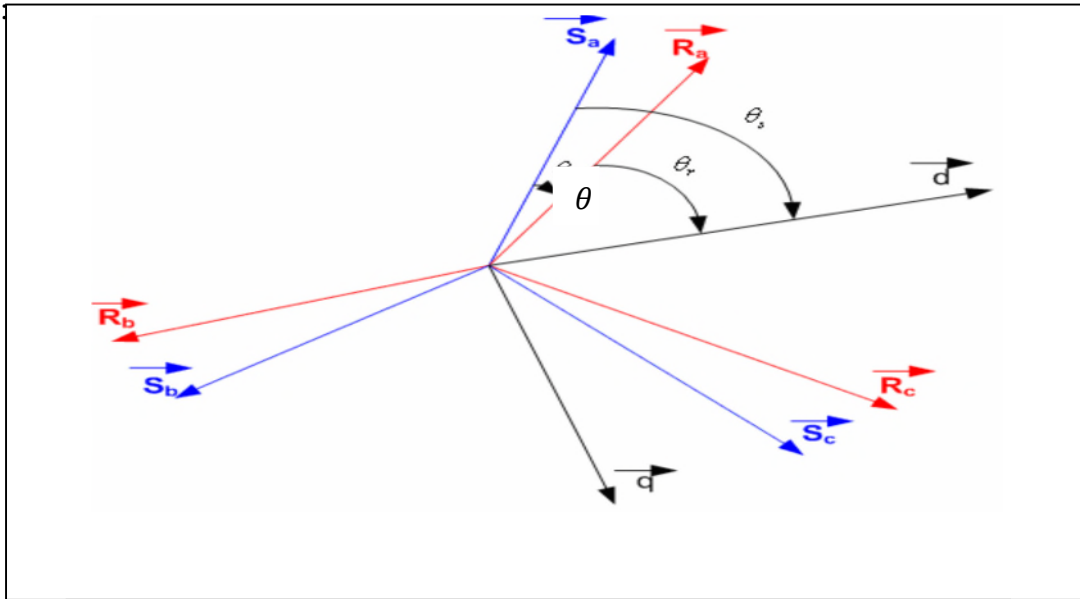
$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.8})$$

### II.2.2.4. Transformation de Park :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park.

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes d, q créant la même force magnétomotrice. La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d, q) [11].

La figure II.2 permet de définir les divers référentiels et les relations spatiales qui les lient [12]



**Figure II.2 :** Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents.

On désigne par :

Od : axe direct.

Oq : axe en quadrature.

$\frac{d\theta_s}{dt}$  : La vitesse du référentiel (Od,Oq) par rapport au stator.

$\frac{d\theta_r}{dt}$  : La vitesse du référentiel (Od,Oq) par rapport au rotor.

$\frac{d\theta}{dt}$  : La vitesse du rotor par rapport au stator.

La matrice de Park et sa matrice inverse sont données sous la forme suivante :

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

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

En appliquant cette transformation aux courants, tensions et des flux, on obtient :

Au stator :

$$\begin{cases} [V_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][V_{3s}] \\ [i_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][i_{3s}] \quad (\text{II.11}) \\ [\Phi_{dq0}]_s = [P(\theta_s)][\Phi_{3s}] \end{cases}$$

La transformé de Park inverse donne :

$$\begin{cases} [V_{3s}] = [P(\theta_s)]^{-1}[V_{dq0}]_s \\ [i_{3s}] = [P(\theta_s)]^{-1}[i_{dq0}]_s \\ [\Phi_{3s}] = [P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{dq0}]_s \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$[V_{dq0}]_s = [V_{sd} V_{sq} V_{s0}]^T$  : Vecteur des tensions statoriques dans le repère de Park.

$[i_{dq0}]_s = [i_{sd} i_{sq} i_{s0}]^T$  : Vecteur des courants statoriques dans le repère de Park.

$[\Phi_{dq0}]_s = [\Phi_{sd} \Phi_{sq} \Phi_{s0}]^T$  : Vecteur des tensions statoriques dans le repère de Park

NB : La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant l'indice (s) par l'indice (r).

### II.3. Mise en équations de la MAS dans le repère de Park :

La transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques est donnée par les équations suivantes:

#### II.3.1. Equation des tensions :

En appliquant la transformation de Park dans les équations (II.1) et (II.2) et en tenant compte du court-circuit du rotor dans les moteurs asynchrones à cage, Les équations de Park statoriques et rotoriques [13], s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}; \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$



### II.3.2. Choix du référentiel :

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes (Od-Oq) qui dépendent des objectifs de l'application. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels [14]:

- a) Axes tournants à la vitesse du rotor ( $\theta_r = 0$ ) ;
- b) Axes liés au stator ( $\theta_s = 0$ ) ;
- c) Axes solidaires du champ tournant.

Dans la suite du chapitre nous détaillerons le référentiel lié au champ tournant, car il n'introduit aucune simplification dans les équations de la machine.

### II.3.3. Référentiel lié au champ tournant (système d,q) :

Dans ce référentiel les axes de référence sont tournants au synchronisme, il est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = \omega_s - \omega \quad (\text{II.14})$$

Ce choix est opté dans le cas où la fréquence d'alimentation est constante.

Le système (II.14) devient alors:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + \omega_r \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

### II.3.4. Equations magnétiques:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Avec:

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique propre du rotor.

$M = 3/2 \pi_{sr}$  : Inductance mutuelle propre entre stator et rotor.

On introduisant les équations des flux (II.16) dans les équations (II.15) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + M \cdot \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_s L_s i_{sq} - \omega_s M \cdot i_{rq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + M \cdot \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_s L_s i_{sd} + \omega_s M \cdot i_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + L_r \frac{d}{dt} i_{rd} + M \cdot \frac{d}{dt} i_{rd} - \omega_r L_r i_{rq} - \omega_r M \cdot i_{sq} \\ 0 = R_r i_{rq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} + M \cdot \frac{d}{dt} i_{rq} + \omega_r L_r i_{rd} + \omega_r M \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

### II.3.5. Equations électromagnétique et mécanique :

L'équation du couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} i_{sq} - \Phi_{qr} i_{sd}) \quad (\text{II.19})$$

L'équation mécanique :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.20})$$

### II.4.Représentation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d,q) :

Soit le modèle d'état de la MAS :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = f(X(t), u(t), t) \\ Y(t) = h(X(t), t) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Dans notre étude, le vecteur d'état est composé des courants statoriques et des flux rotoriques :

$$X = [i_{ds} i_{qs} \Phi_{dr} \Phi_{qr}]^T$$

On cherche à obtenir un modèle d'état sous la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{II.22})$$

D'après les équations (II.17) et (II.18) et en choisissant le vecteur d'état décrit plus en haut on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \omega_s & \frac{1-\sigma}{S.M.T_r} \frac{1-\sigma}{S.M} \omega & 0 & 0 \\ M & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$\omega_s = \omega_r + \omega$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{LrLs}$$

$$T_s = \frac{Ls}{Rs}$$

$$T_r = \frac{Lr}{Rr}$$

Afin de simplifier l'implémentation de la matrice [A] sur MATLAB/SIMULINK nous avons procédé à une décomposition en trois sous matrices tel que :

$$[A] = [A1] + \omega[A2] + \omega_s[A3]$$

Avec :

$$A1 = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma.Ts} + \frac{1-\sigma}{\sigma.Tr}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma.M.Tr} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma.Ts} + \frac{1-\sigma}{\sigma.Tr}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma.M.Tr} \\ \frac{M}{Tr} & 0 & \frac{-1}{Tr} & 0 \\ 0 & \frac{M}{Tr} & 0 & \frac{-1}{Tr} \end{bmatrix} \quad (II.24)$$

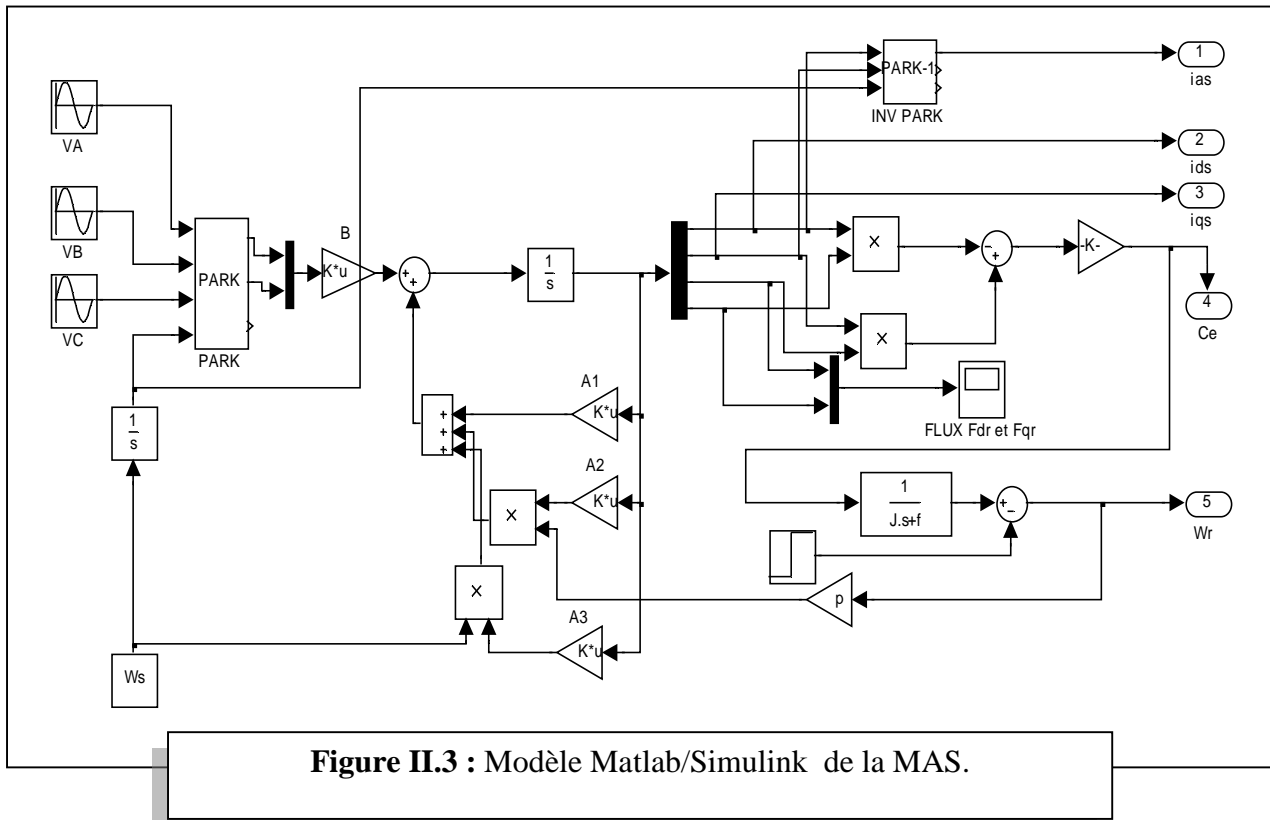
$$A2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma.M} \\ 0 & 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma.M}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.25)$$

$$A3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

## II.5. Simulation de la machine asynchrone triphasée :

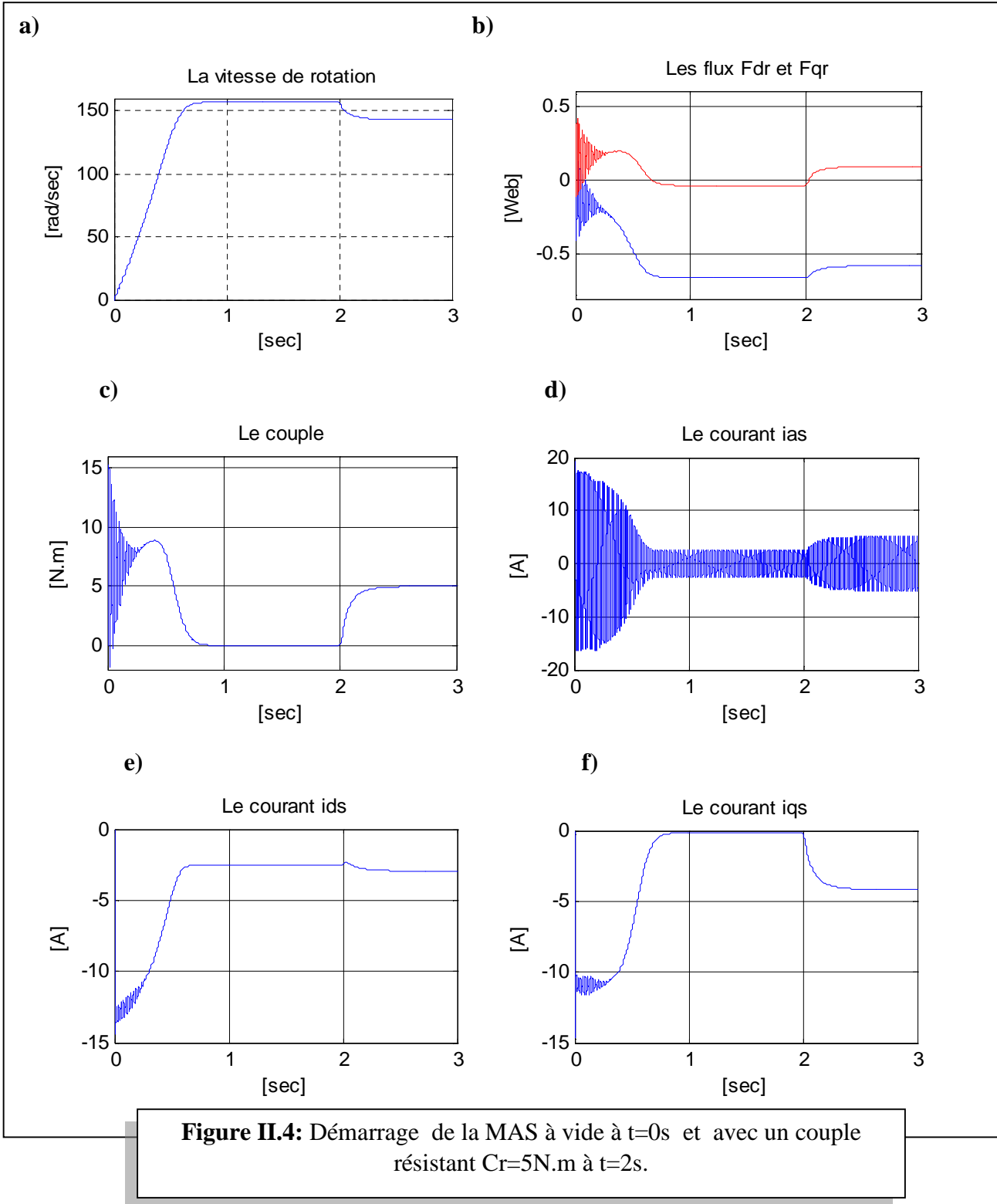
La figure II.3 représente le modèle MATLAB/SIMULINK pour la simulation de la machine asynchrone triphasée. Ce modèle a été obtenu en utilisant les équations d'état définies plus en haut ainsi que les équations (II.18) et (II.19).

Les paramètres de la machine utilisés sont mentionnés dans l'annexe A.



Pour vérifier le bon fonctionnement du modèle **Matlab/Simulink** de la machine asynchrone, nous avons simulé en utilisant comme alimentation à son stator, des tensions sinusoïdales. Nous avons appliqué un échelon de perturbation  $C_r$  d'une valeur égale à  $5\text{N.m}$  à partir de l'instant ( $t=2\text{s}$ ) dans le but d'observer la variation temporelle de la vitesse et du couple électromagnétique à vide lors du démarrage.

Nous avons obtenu les résultats dans les figures suivantes :



### ➤ Discussion des résultats :

Les résultats de simulation présentée aux figures (II.4) concernent donc une machine asynchrone triphasée. Ces figure détaillent séparément l'évolution des courants ( $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{as}$ ), des flux ( $\Phi_{dr}$ ,  $\Phi_{qr}$ ), du couple électromagnétique ( $C_e$ ) et de la vitesse ( $\Omega$ ) lors d'un démarrage du moteur à vide, suivi d'une application d'un couple de charge ( $C_r$ ).

Lors du démarrage aux premiers instants, le courant statorique présente des dépassements excessifs, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et tend vers une amplitude constante.

L'oscillation du couple électromagnétique est l'élément marquant de cette figure pendant le régime transitoire. Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui oscille légèrement en régime transitoire avant de se stabiliser à une valeur proche de la vitesse de synchronisme en régime permanent.

Après que le régime permanent est atteint la machine est sollicitée par une charge de (5 N.m), le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant en régime permanent. Dans les mêmes circonstances le flux magnétique subit une augmentation, ce qui explique le couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique. Quant à la vitesse, on constate une chute qui est due à l'application de la charge.

## II.6. Alimentation de la machine asynchrone par un onduleur de tension:

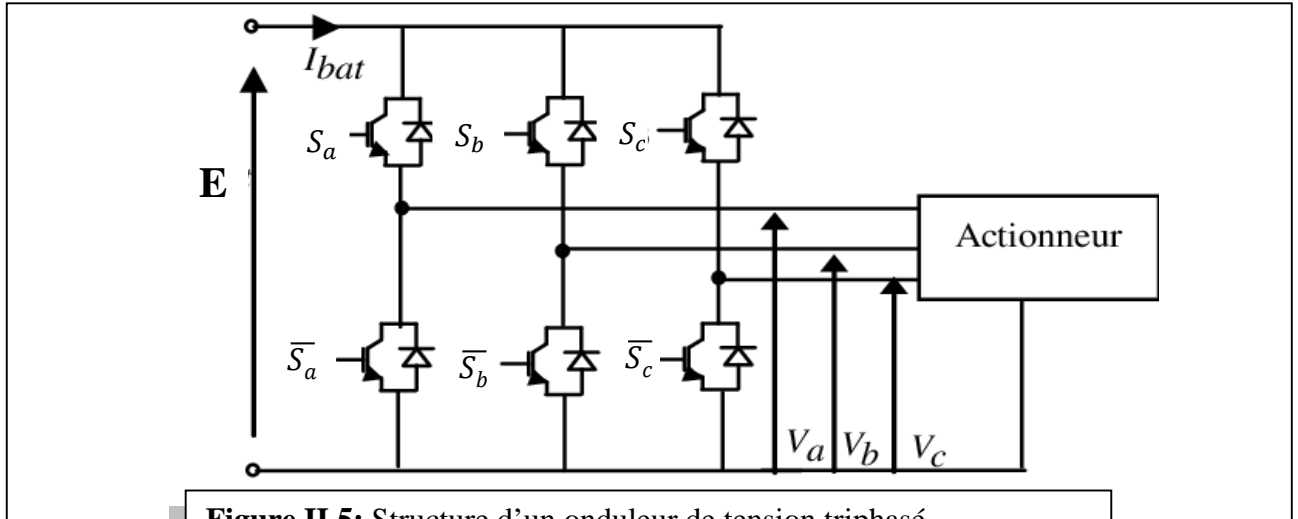
L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie. L'onduleur utilisé est constitué de transistors commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence. La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système [15].

### II.6.1. Modélisation de l'onduleur de tension commande MLI :

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

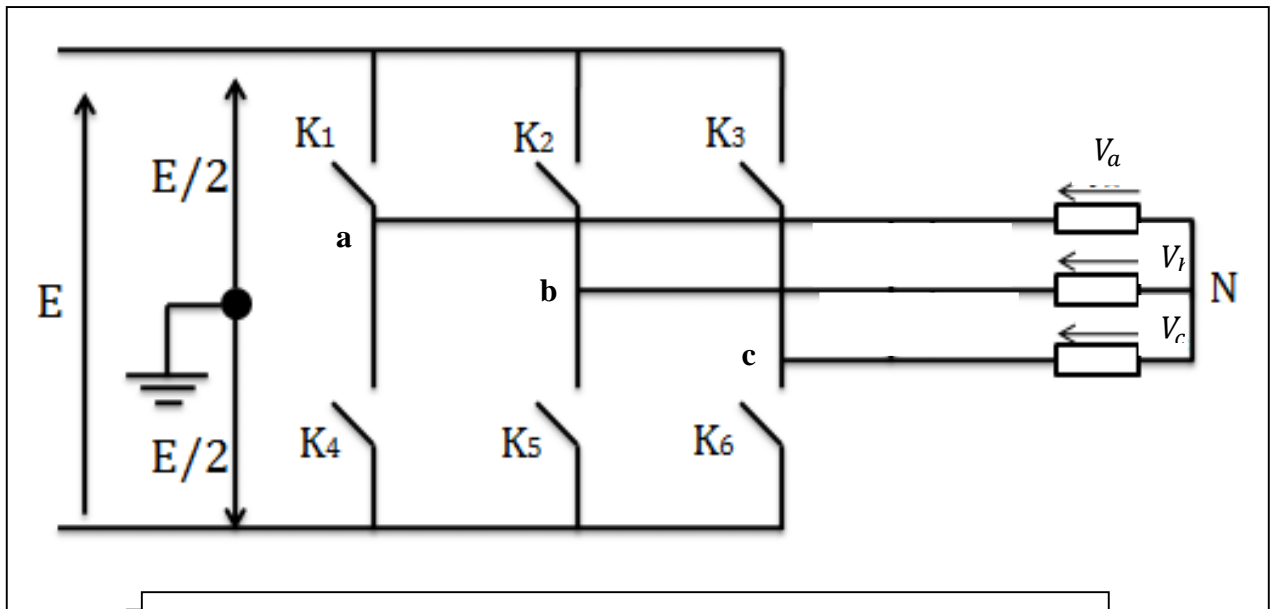
Le principe de fonctionnement s'exprime par les séquences imposées aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions (MLI) des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine. Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque paire transistor-diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bas), commandé à l'ouverture et à la fermeture et chaque demi-bas possède son complémentaire [11].

La figure II.5 illustre la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée:



**Figure II.5:** Structure d'un onduleur de tension triphasé.

Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur. La figure II.6 représente donc le schéma équivalent simplifié :



**Figure II.6:** Structure simplifiée d'un onduleur de tension triphasé.

**II.6.1.1. Tension de sortie de phase de l'onduleur :**

Dans le régime équilibré on a  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$  et d'après la figure II.6 nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{a0} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{b0} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{c0} + V_{on} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

En faisant la somme des équations du système(II.27), on aura :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{on} = 0 \quad (\text{II.28})$$

D'où :

$$V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} = -3V_{on} \quad (\text{II.29})$$

Donc :

$$V_{on} = -1/3(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{II.30})$$

En substituant l'équation (II.30) dans le système (II.27) il vient la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = 1/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

### II.6.1.2. Stratégie de la commande MLI (sinus –triangle) :

Afin de déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections entre une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation (porteuse) triangulaire [11].

Les tensions de références sinusoïdales sont données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} V_a = V_r \sin(2\pi ft) \\ V_b = V_r \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_r \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left( 4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 < t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

La commande MLI est caractérisée par :

- L'indice de modulation (m) égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ).
- Le coefficient de réglage (r) égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ( $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$ ).

Les états des interrupteurs ( $S_k$ ) de l'onduleur commandé par MLI sont données par :

$$\text{Si } V_k \geq V_p(t) \text{ donc } S_k=1 \text{ sinon } S_k=0$$



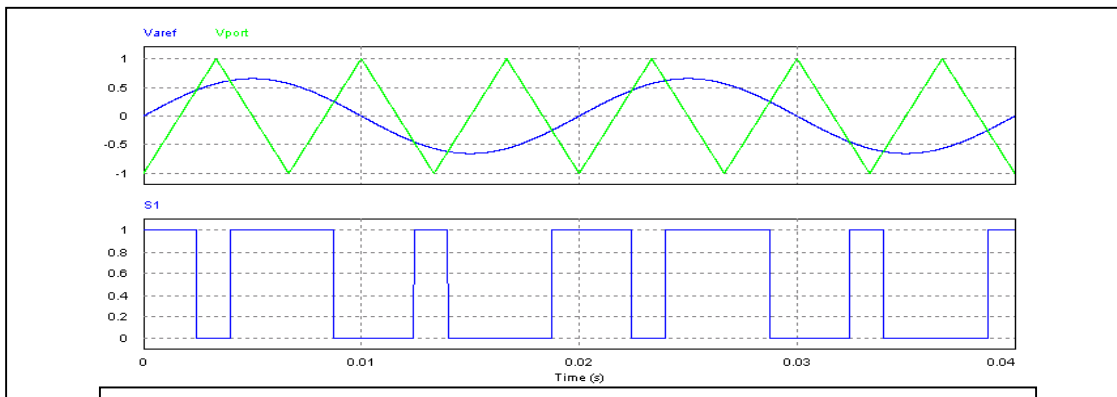
( $S_k=1$  : interrupteur fermé ;  $S_k=-1$  interrupteur ouvert, avec  $k=a,b,c$ )

Les tensions de branches  $V_{ko}$  peuvent être exprimées en fonction des états des interrupteurs «  $S_k$  » par :

$$V_{ko}=S_k.E/2 \tag{II.34}$$

En remplaçant l'équation (II.34) dans l'équation (II.32), on obtient :

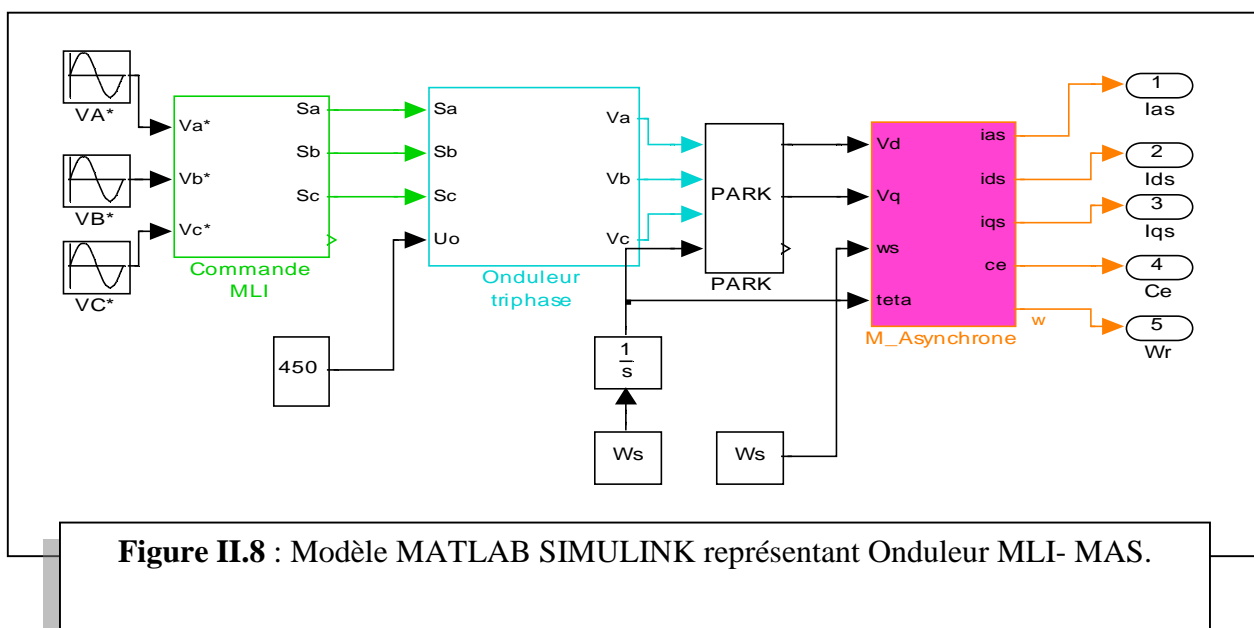
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = E/6 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{II.35}$$



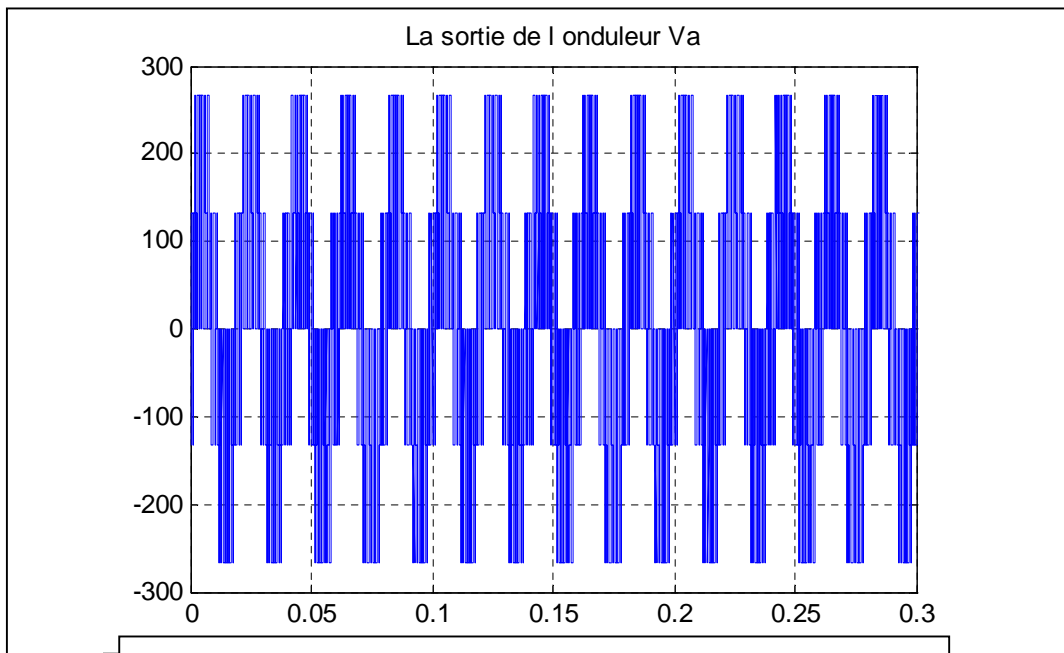
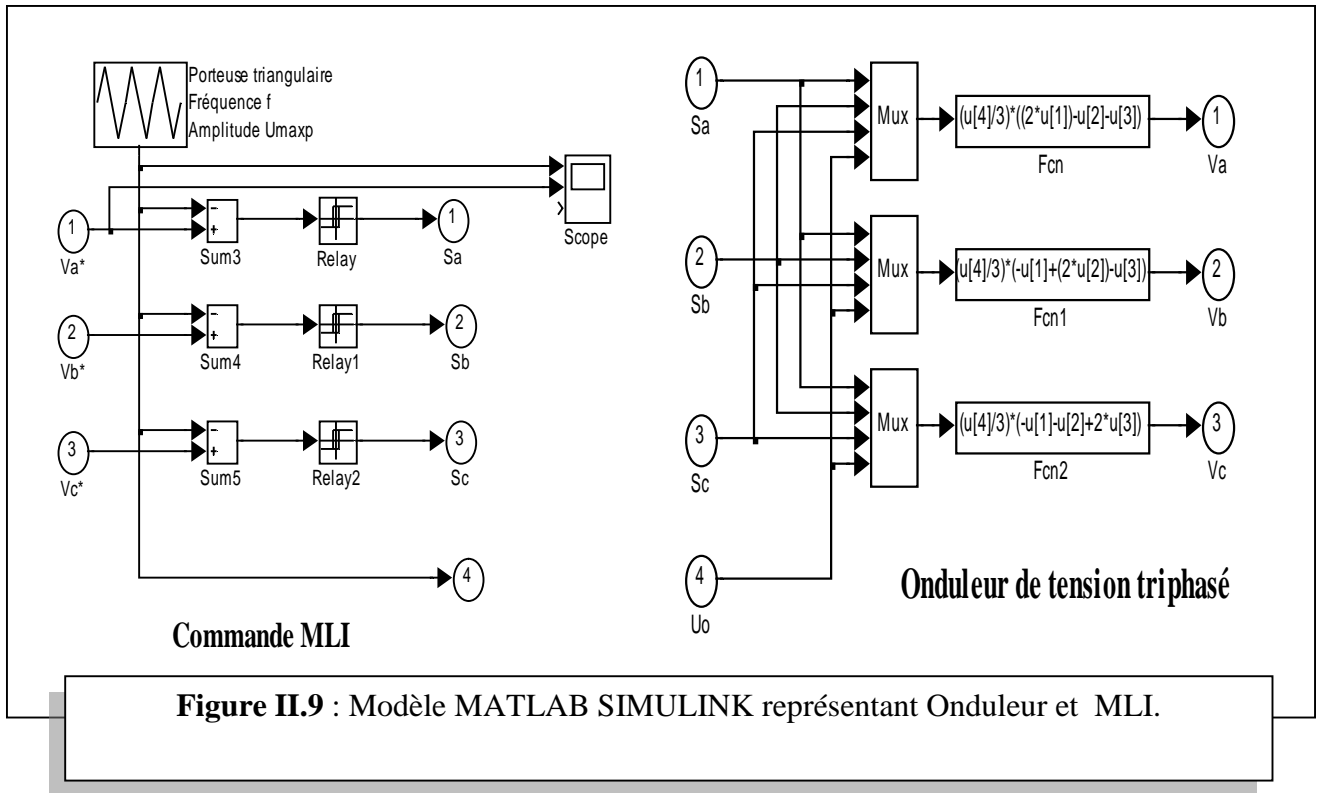
**Figure II.7:** Tensions de référence et tension de la porteuse ( $V_{pm}$ ).

**II.7.Simulation de l'association convertisseur-MAS:**

La figure II.8 représente le schéma Simulink de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension :

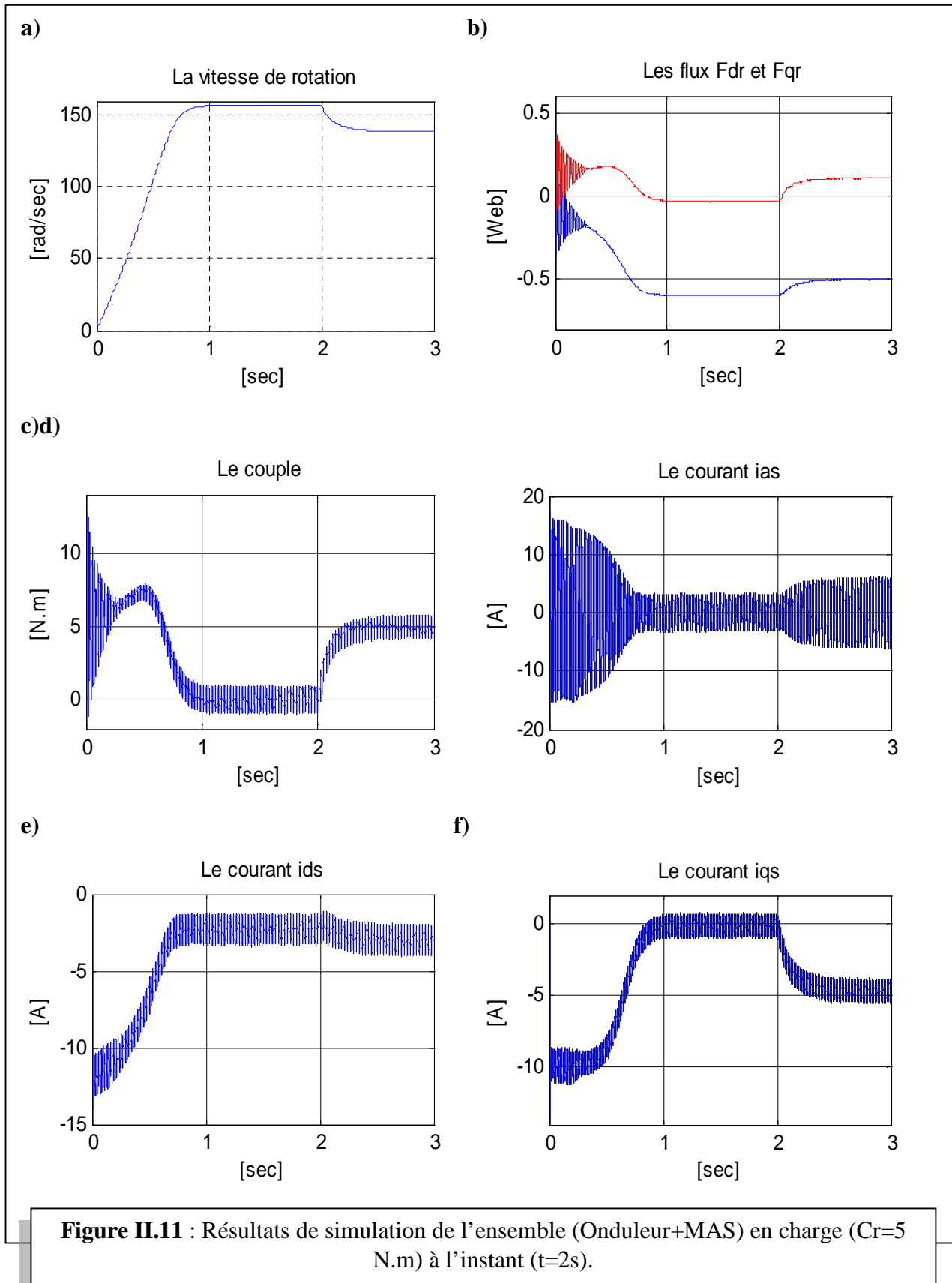


**Figure II.8 :** Modèle MATLAB SIMULINK représentant Onduleur MLI- MAS.



**Figure II.10 : La tension de sortie de l'Onduleur-MLI  $V_a$ .**

Après la simulation du modèle qui précède nous avons obtenus la figure ci-dessous :



➤ **Discussion et interprétation des résultats de simulation :**

Les résultats obtenus sont semblables à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent des oscillations du couple dues à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

**II.8. Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons étudiés la modélisation de la machine asynchrone à cage. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite par le biais d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Afin de simplifier le modèle de la MAS, nous avons utilisé la transformation de Park. Ainsi, le système d'équation d'état de la machine a été réduit où nous l'avons validé à travers une simulation numérique.

L'étude des caractéristiques de la MAS alimenté directement par le réseau en appliquant une charge après un moment du démarrage, puis par un onduleur de tension à commande MLI sinusoïdale triangle en appliquant la même charge a été présentée. Les résultats de simulation numérique obtenus montrent bien le fort couplage existant entre le couple et le flux et cela nécessite une régulation de la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

Le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle par orientation de flux qui permettra d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux.

## **Chapitre III :**

### **Application de la commande vectorielle à la machine asynchrone**

### III.1. Introduction :

De multiples applications industrielles sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position. La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple ce qui rend sa commande plus aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle à flux orienté n'a été introduite qu'au début des années 70 grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal, car elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante.

Dans le présent chapitre nous introduisons le principe de la commande vectorielle par orientation de flux. Ensuite nous détaillerons la synthèse de la commande ; et pour clôturer cette partie de notre travail nous validerons l'étude théorique par une simulation numérique.

### III.2. Principe de la commande vectorielle à flux orienté:

Le principe de base de la commande FOC est que le couple et le flux de la machines ont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée. Les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique, ou celui de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe  $d$ (contrôle du flux) et selon l'axe  $q$  (contrôle du couple).

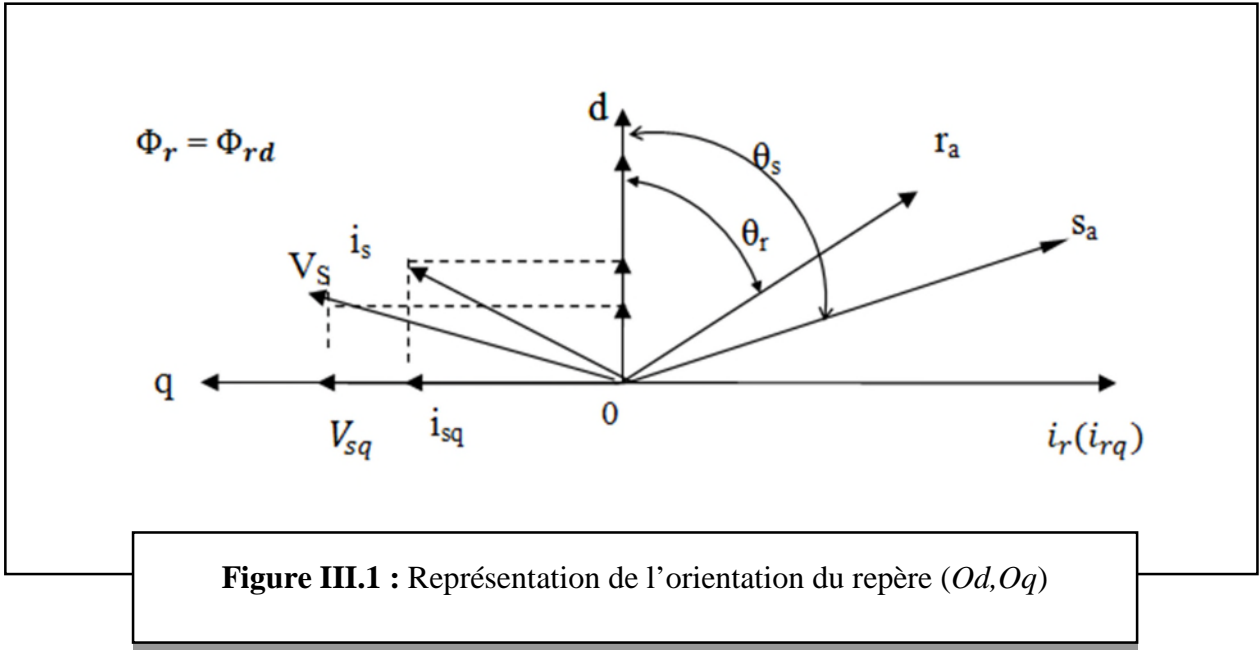
Deux méthodes de la commande FOC sont à distinguer : directe et indirecte. La méthode directe utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux. Quant à la méthode indirecte l'assurance de l'orientation du flux s'effectue en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation de la dynamique du flux rotorique. Il est essentiel de noter que Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique [13].

Dans la suite de notre travail nous nous intéressons à la méthode indirecte vue sa configuration relativement simple comparée à la méthode directe.

### III.3. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) :

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé).Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle  $\theta_s$  qui est obtenu à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique  $\omega_r$  estimée et la pulsation mécanique  $P.\Omega$  mesurée.

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur orientation du repère tournant d'axes  $d,q$ , tel que l'axe  $d$  soit confondu avec la direction du flux rotorique comme l'illustre la figure III.1 :



L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors:

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (III.1)$$

### III.3.1. Mise en équation de la IRFOC :[2]

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent (après l'injection de la condition (III.1)) :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}^*}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ \left( R_s + \frac{L_s(1-\sigma)}{T_r} \right) i_{sd}^* + \omega_s^* \sigma L_s i_{sq}^* + L_s \frac{(1-\sigma)}{MT_r} \Phi_r^* + V_{sd}^* \right] \\ \frac{di_{sq}^*}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + \frac{L_s(1-\sigma)}{T_r} \right) i_{sq}^* - \omega_s^* \sigma L_s i_{sd}^* + L_s \frac{(1-\sigma)}{MT_r} \omega \Phi_r^* + V_{sq}^* \right] \\ \frac{d\Phi_r^*}{dt} = \frac{Mi_{sq}^* - \Phi_r^*}{T_r} \end{cases} \quad (III.2)$$

Il en résulte:

$$\begin{cases} V_{sd}^* = \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd}^* + \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{M}{L_r^2} \Phi_r^* R_r - \omega_s^* \sigma L_s i_{sq}^* \\ V_{sq}^* = \sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + \omega_s^* \sigma L_s i_{sd}^* + \left( R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq}^* + \frac{M}{L_r^2} \omega \Phi_r^* \\ \Phi_r^* = \frac{M}{1 + sT_r} i_{sd}^* \\ \omega_r^* = \frac{M}{\Phi_r^* T_r} i_{sq}^* \\ C_e^* = \frac{pM}{L_r} \Phi_r^* i_{sq}^* \end{cases} \quad (III.3)$$

$\Phi_r^*$  : Flux de référence.

$C_e^*$  : Couple de référence.

Après le passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd}^* = (R_s + s\sigma L_s)i_{sd}^* + s\frac{M}{L_r}\Phi_r^* - \omega_s^*\sigma L_s i_{sq}^* \\ V_{sq}^* = (R_s + s\sigma L_s)i_{sq}^* + \omega_s^*\frac{M}{L_r}\Phi_r^* + \omega_s^*\sigma L_s i_{sd}^* \\ \Phi_r^* = \frac{M}{1 + sT_r}i_{sd}^* \\ \omega_r^* = \frac{M}{\Phi_r^* T_r}i_{sq}^* \\ \omega_s^* = p\Omega + \frac{M}{\Phi_r^* T_r}i_{sq}^* \end{array} \right. \quad (III.4)$$

Nous constatons que seule la composante directe du courant statorique  $i_{sd}$  détermine l'amplitude du flux rotorique  $\Phi_r$  alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $i_{sq}$  si le flux rotorique est maintenue constant.

A partir des équations précédentes nous tirons une commande découplée en tension qui consiste à contrôler la composante directe  $V_{sd}$  et en quadrature  $V_{sq}$  de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaité dans la machine.

Le bloc Simulink de découplage en tension appelé FOC, est donné par la figure III.2 :

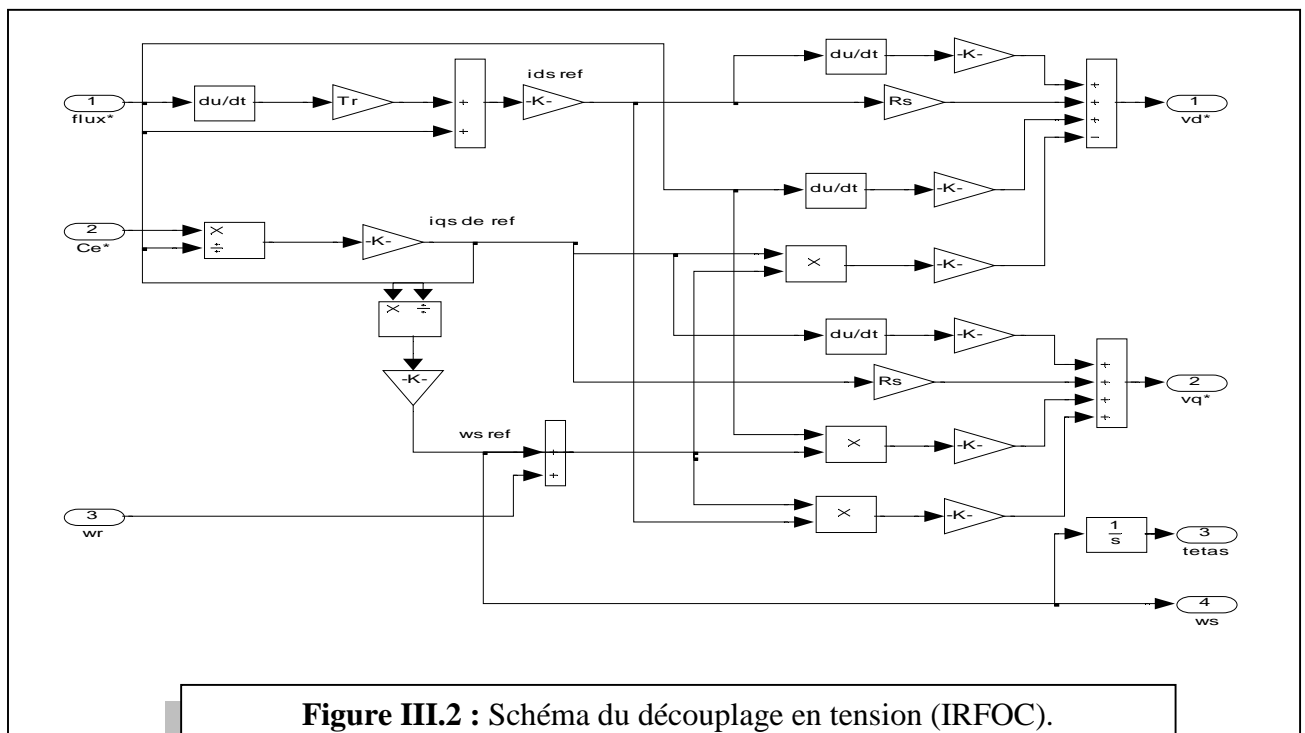


Figure III.2 : Schéma du découplage en tension (IRFOC).



### III.4. Régulation de la vitesse :

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle  $P$  assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Dans notre commande il n'y a qu'un régulateur PI pour la régulation de la vitesse. La structure du régulateur est représentée dans la figure III.3

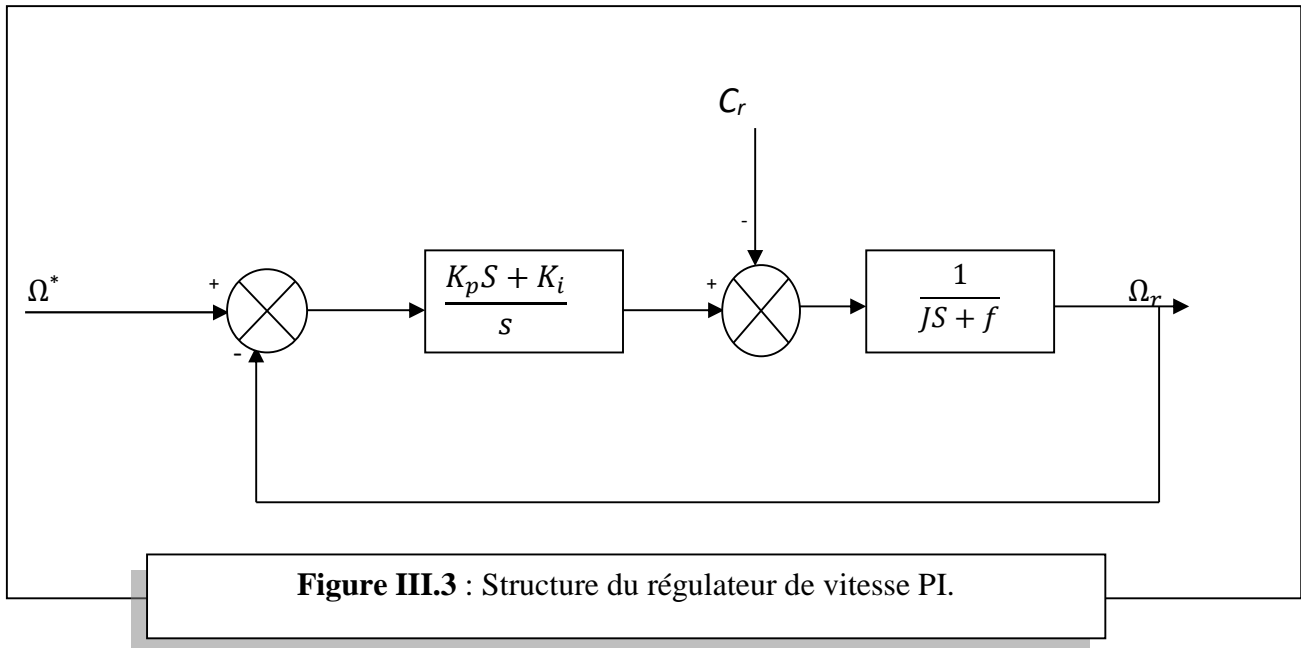


Figure III.3 : Structure du régulateur de vitesse PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F(S) = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_p S + K_i}{s(JS + f)} \quad (III.5)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G(s) = \frac{K_p S + K_i}{JS^2 + (K_p + f)S + K_i} \quad (III.6)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la fonction canonique :

$$F(S) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad (III.7)$$

Par identification on obtient :

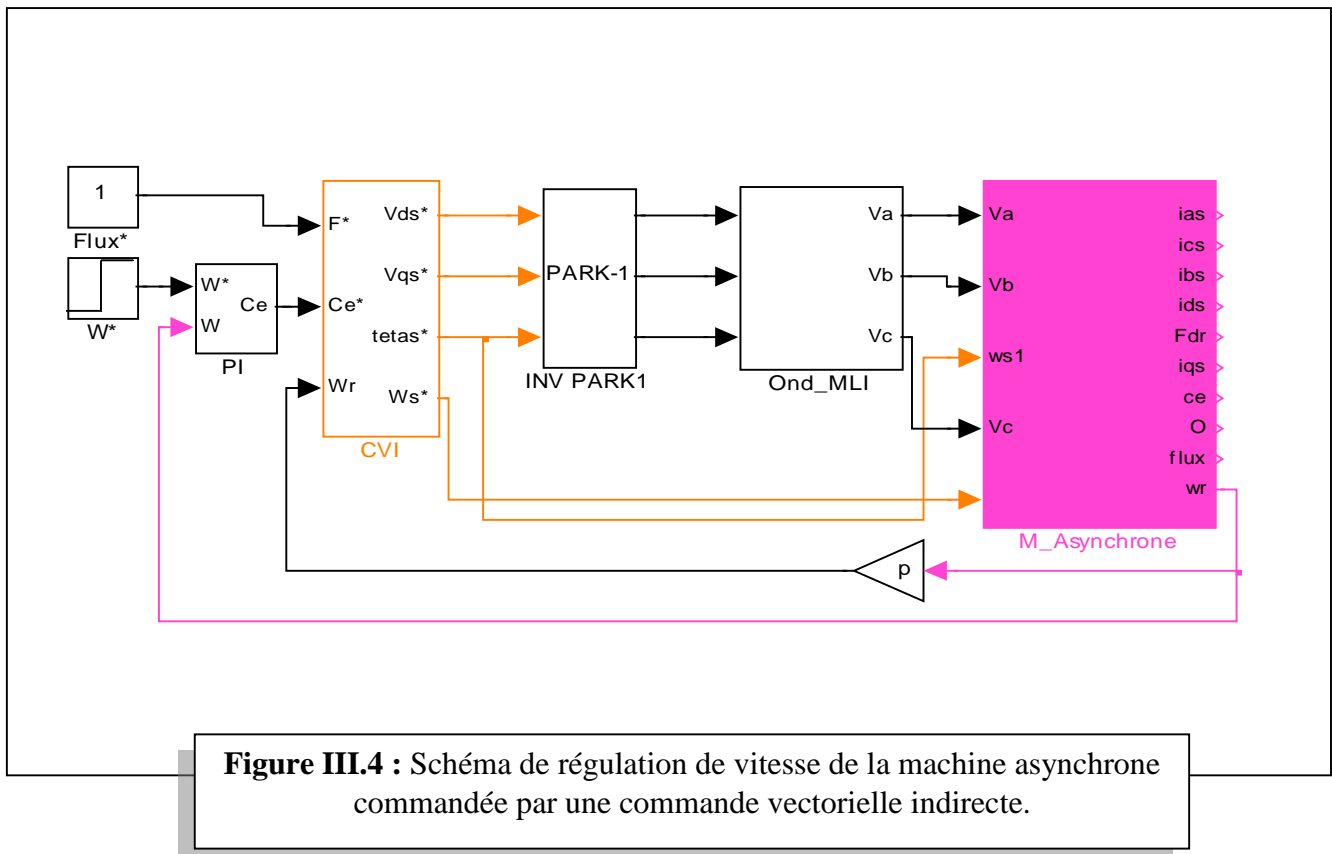
$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2\xi J\omega_n - f \end{cases} \quad (III.8)$$

### III.5. Simulation et interprétation des résultats :

Nous simulons le modèle de la figure III.4, afin d'étudier les performances de la commande conçue et ceci suite à une série de tests.

Les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_i = 12 \\ K_p = 0.8399 \end{cases}$$

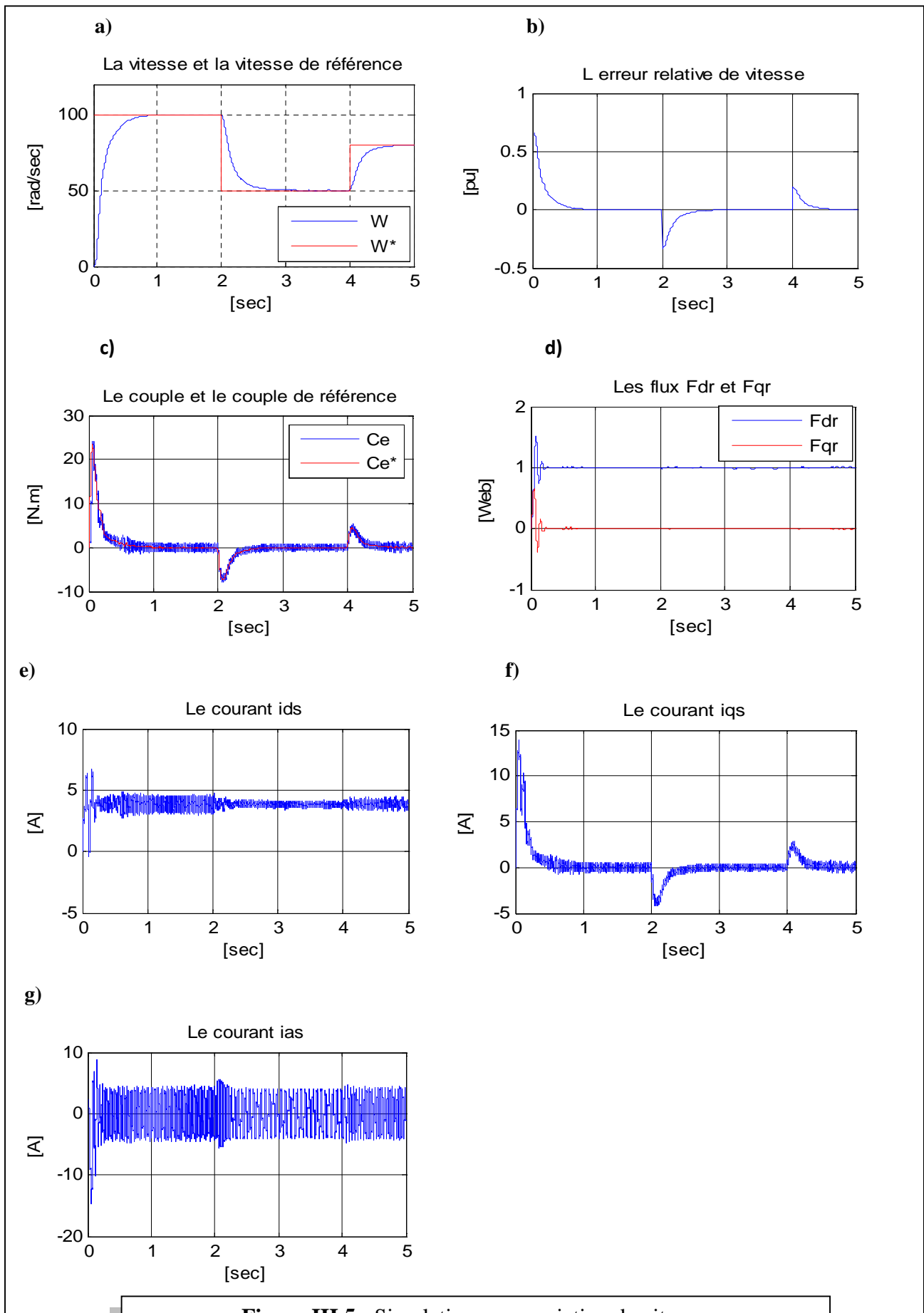


#### III.5.1. Test de suivi de consigne

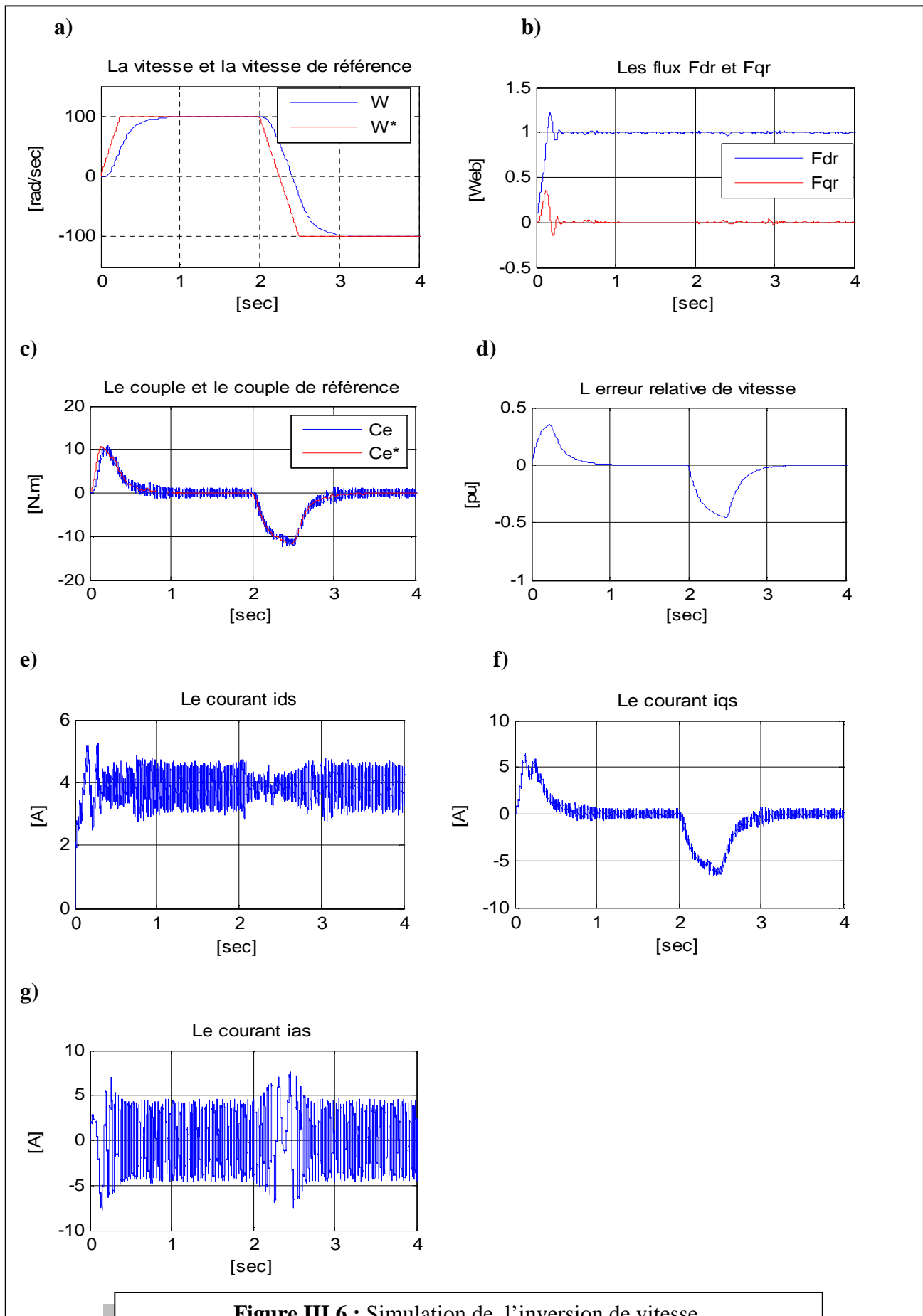
Dans le but de vérifier le suivi de consigne nous effectuons dans un premier temps deux tests pour la machine à vide ; l'un en appliquant une référence de vitesse variable figure III.5 et l'autre en inversant le sens de rotation de vitesse voir figure III.6

#### III.5.2. Test rejet de perturbation

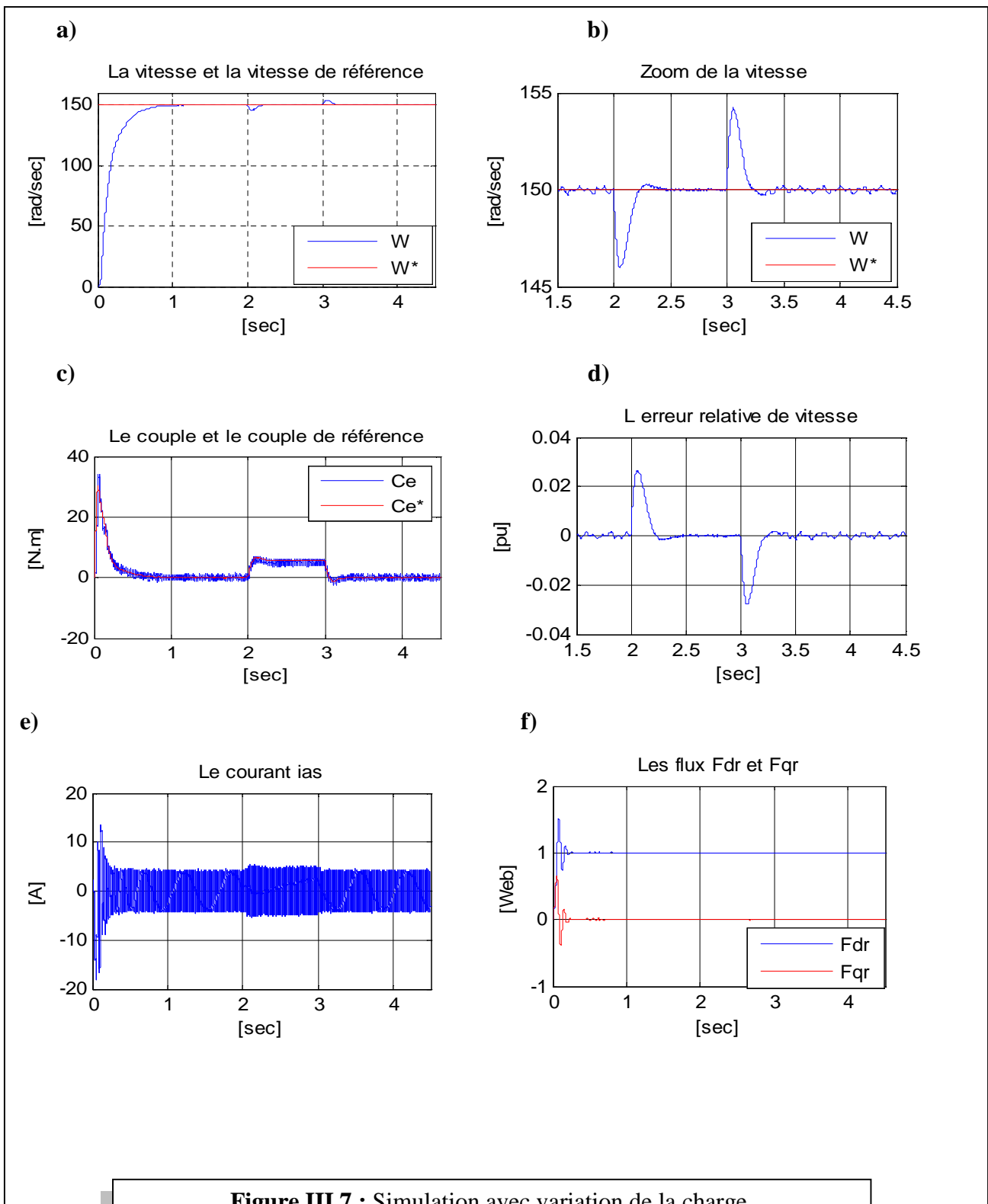
Nous testons le rejet de perturbation en appliquant une charge de valeur  $C_r=5N.m$  entre 2sec et 3sec. Voir figure III.7



**Figure III.5 : Simulation avec variation de vitesse.**



**Figure III.6 :** Simulation de l'inversion de vitesse.



**Figure III.7 :** Simulation avec variation de la charge.

➤ **Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse voir figure III.5 montrent que la vitesse suit sa vitesse de référence ; cette variation entraîne une erreur de 0.35pu (figure III.4.b). La figure III.5.b illustre le fait que le flux rotorique est bien orienté vers le flux suivant l'axe direct est la composante en quadrature est nulle, ce qui montre bien le découplage entre flux et le couple. Le courant statorique subit des augmentations dans l'amplitude le moment du changement de la vitesse tout en gardant sa forme sinusoïdale.

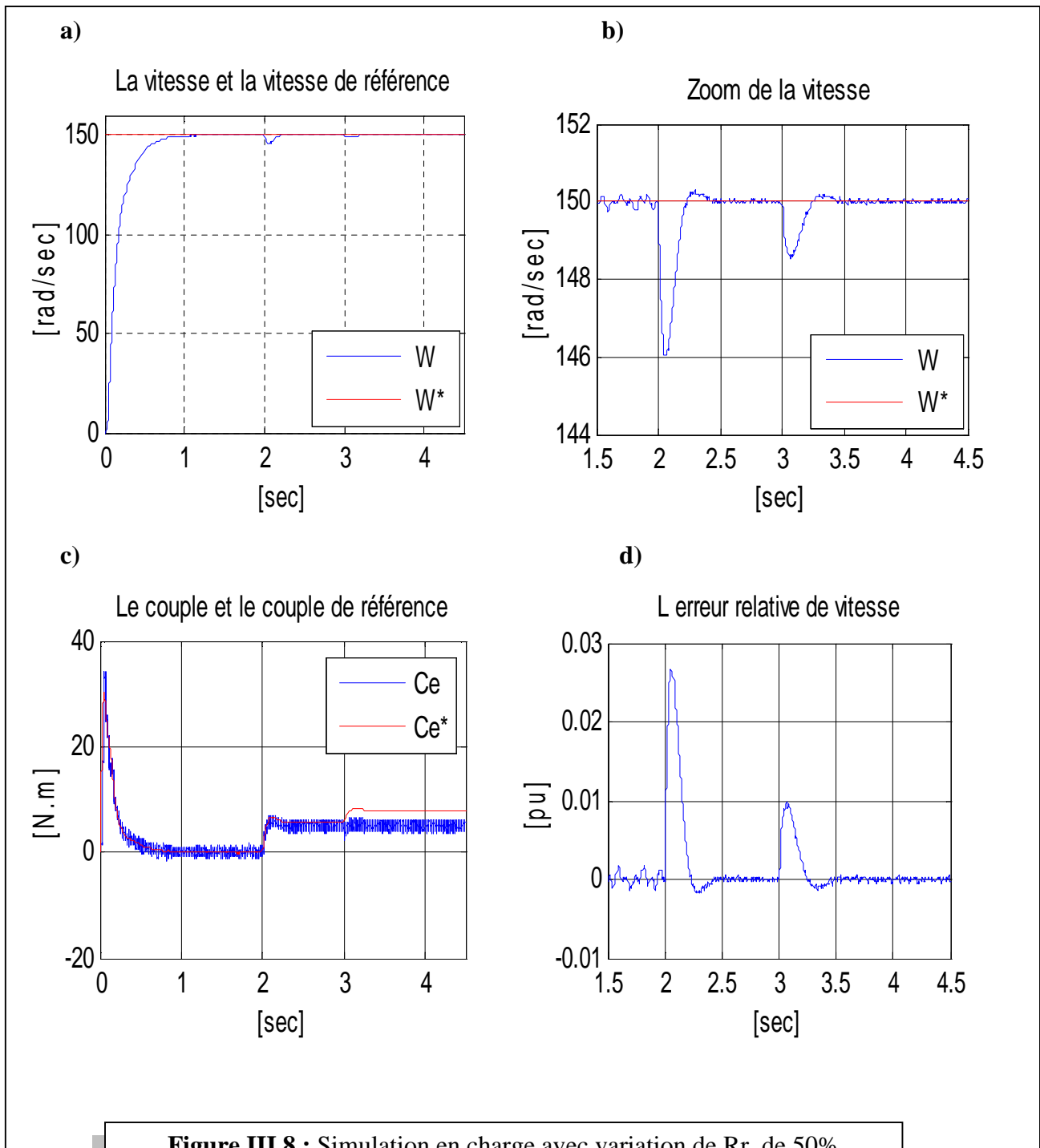
Lors de l'inversion de la vitesse, la figure III.6.a, la réponse en vitesse suit la consigne avec une erreur de 0.45pu, le couple suit le couple de référence avec (figure III.6.c) ; également la forme du courant statorique subit des fluctuations (figure III.6.g).

Pour le test du rejet de perturbation, voir figure III.7 le suivi de consigne est maintenu avec une erreur de 0.027pu aux instant de la charge et décharge. Les grandeurs telles le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé. Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la valeur du couple résistant imposée et le courant de phase statorique suit la variation de la charge.

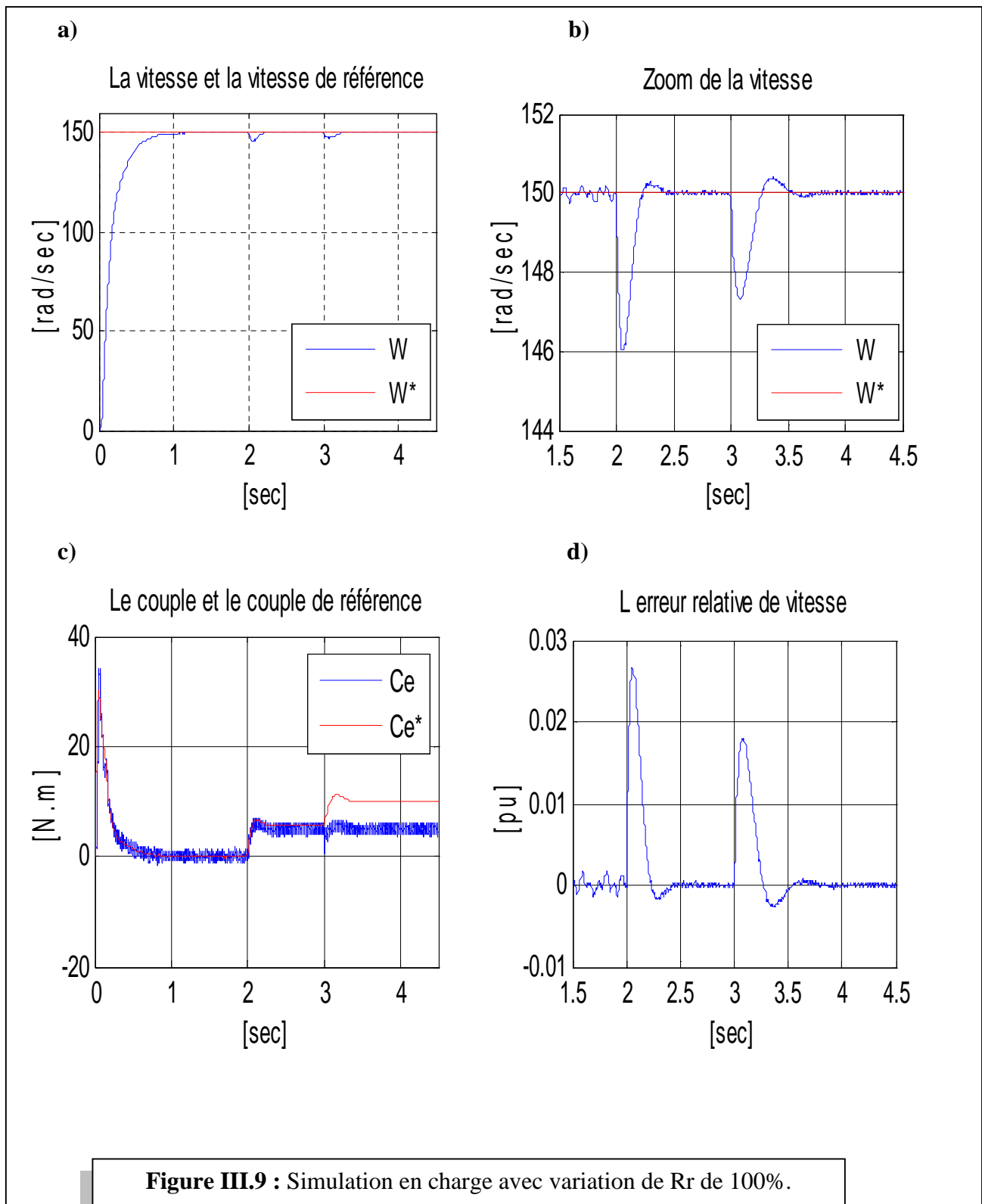
### III.5.3. Tests des variations paramétriques :

Nous vérifions la sensibilité de la commande dans le cas des variations paramétriques (résistance rotorique, statorique et coefficient de frottement). l'instant de la variation est  $t=3\text{sec}$  voir figures III.8 ; III.9, III.10 et III.11.

#### a) Variation de la résistance rotorique de 50% à $t=3\text{s}$ en charge :

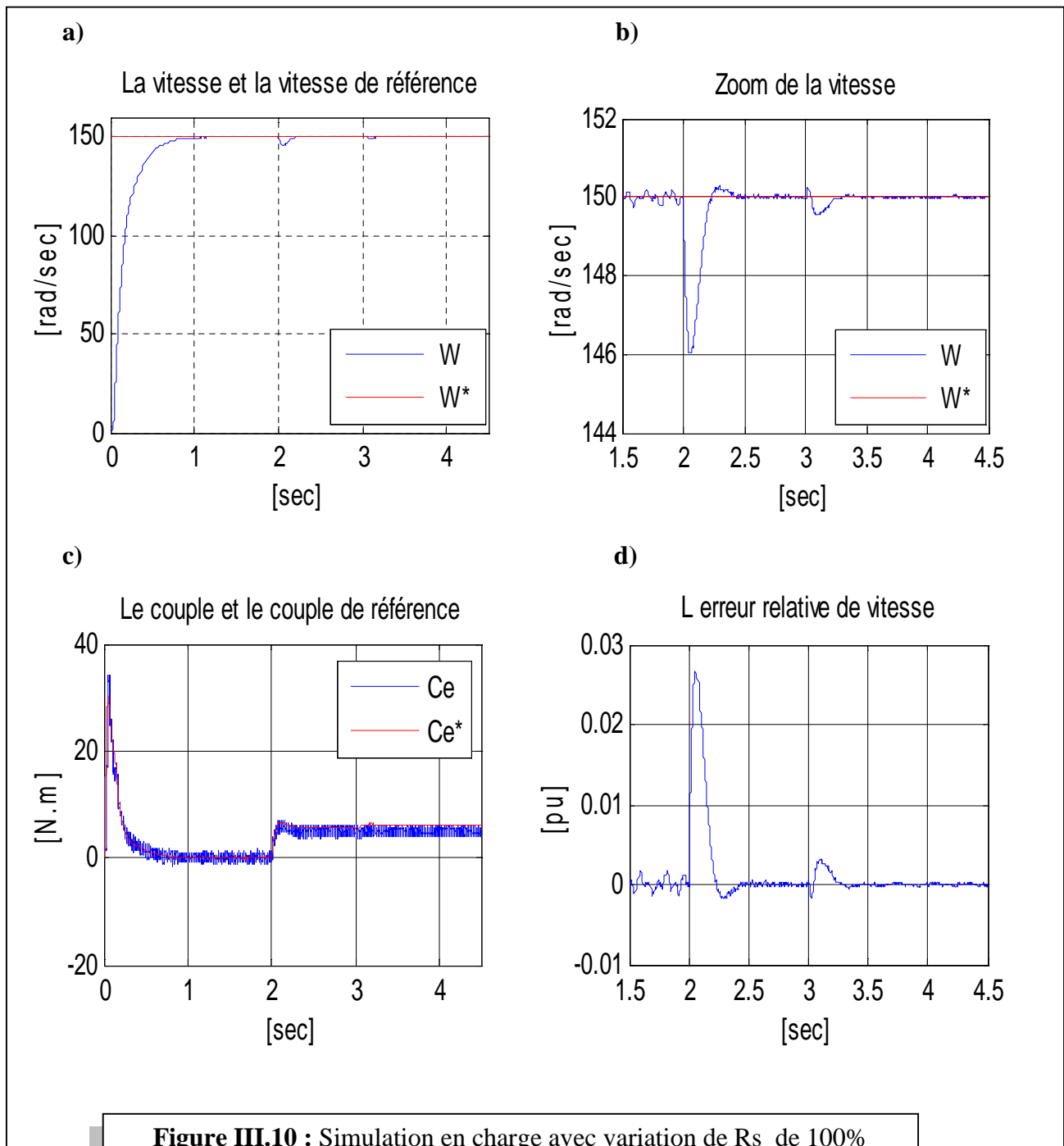


**Figure III.8 :** Simulation en charge avec variation de  $R_r$  de 50%

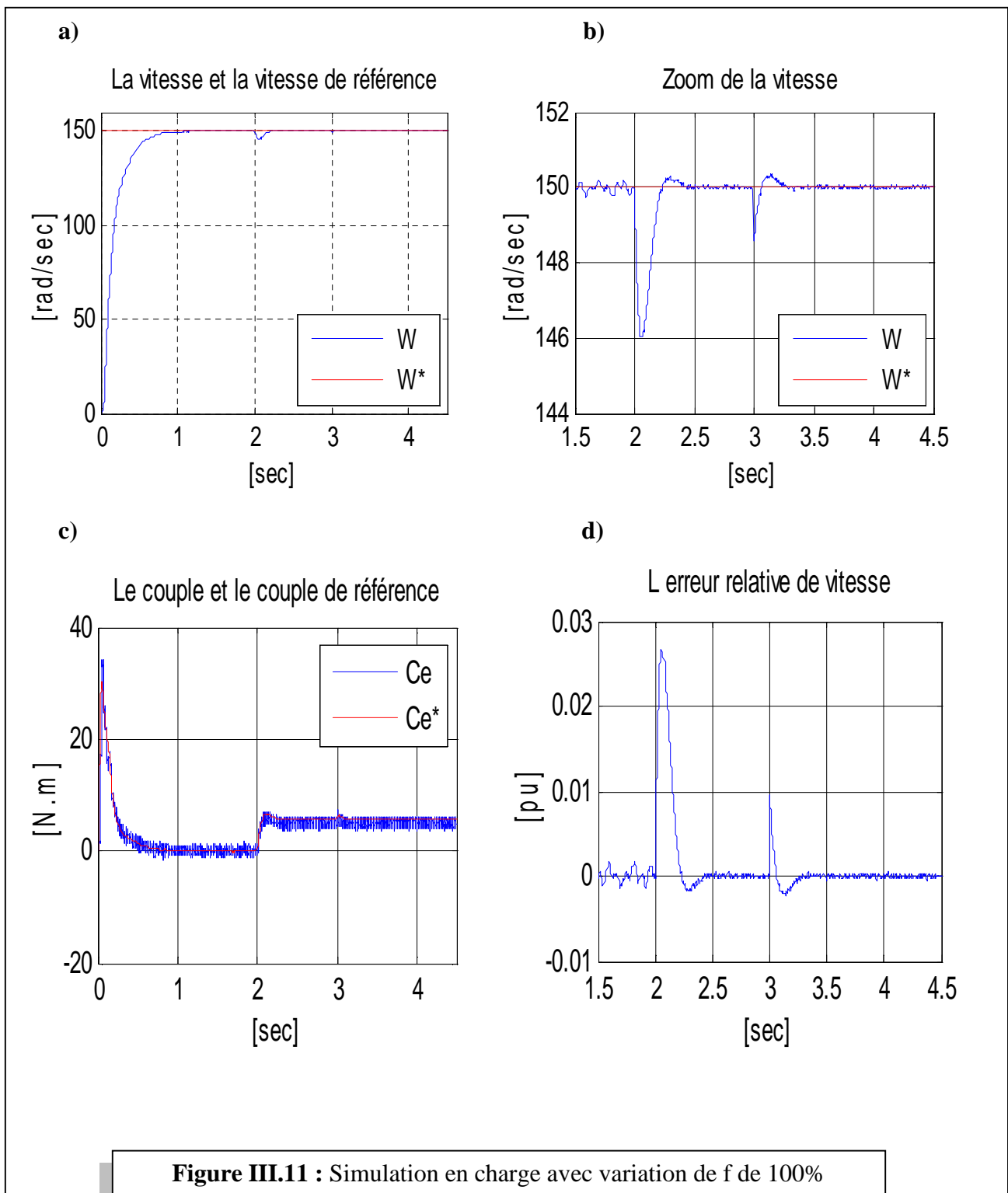
b) Variation de la résistance rotorique de 100% à  $t=3s$  en charge :Figure III.9 : Simulation en charge avec variation de  $R_r$  de 100%.



## c) Variation de la résistance statorique de 100% en charge :



**d) Variation du coefficient de frottement de 100% en charge :**



**Figure III.11 :** Simulation en charge avec variation de  $f$  de 100%

➤ **Interprétation de résultats:**

D'après les tests de variations paramétriques effectués plus en haut nous tirons les remarques suivantes :

• **Pour la variation de la résistance rotorique de +100% :**

D'après la figure (III.9.b), nous remarquons au moment de variation de la résistance rotorique entrain une erreur de 0.025 pu. Quant au couple (figure (III.9.c) un écart entre le couple et couple référence remarquable après l'instant de la variation.

Ces changements dans le comportement de la machine sont dus à la dépendance de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique  $T_r$  et surtout la résistance rotorique  $R_r$ .

• **Pour la variation de la résistance statorique de +100% :**

La variation de la résistance statorique conduit à une erreur de 0.003 pu avec un écart très faible entre le couple et le couple de référence.

• **Pour la variation de coefficient de frottement de +100% :**

La variation du coefficient de frottement entraine également une erreur relative de 0.001pu pendant une durée très courte comparant aux autres variations ; aucun écart entre le couple et le couple de référence remarquable.

### **III.6. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. Dans le but de régulation de la vitesse, la synthèse d'un régulateur proportionnel intégrale est détaillée. Enfin une série de tests de simulation est effectuée pour valider la commande vectorielle.

Nous concluons d'après les résultats de simulations obtenus que la commande IRFOC présente des performances satisfaisantes avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet appréciable des perturbations ; sans omettre que la commande en question est sensible aux variations paramétrique.

## **Chapitre IV :**

**Application de la commande adaptative  
vectorielle avec modèle de référence à la  
machine asynchrone**

### IV.1. Introduction :

Le control vectoriel permet un découplage entre les variables de la commande, et donne de hautes performances dynamiques pour une large gamme d'application. Cependant, pour pallier aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes, des techniques modernes telles que le contrôle adaptatif ont été appliquées. La commande adaptative par modèle de référence permet de forcer le système commandé à suivre le modèle de référence désiré en utilisant des lois d'adaptation, pour l'ajustement automatique en temps réel des régulateurs des boucles de commande.

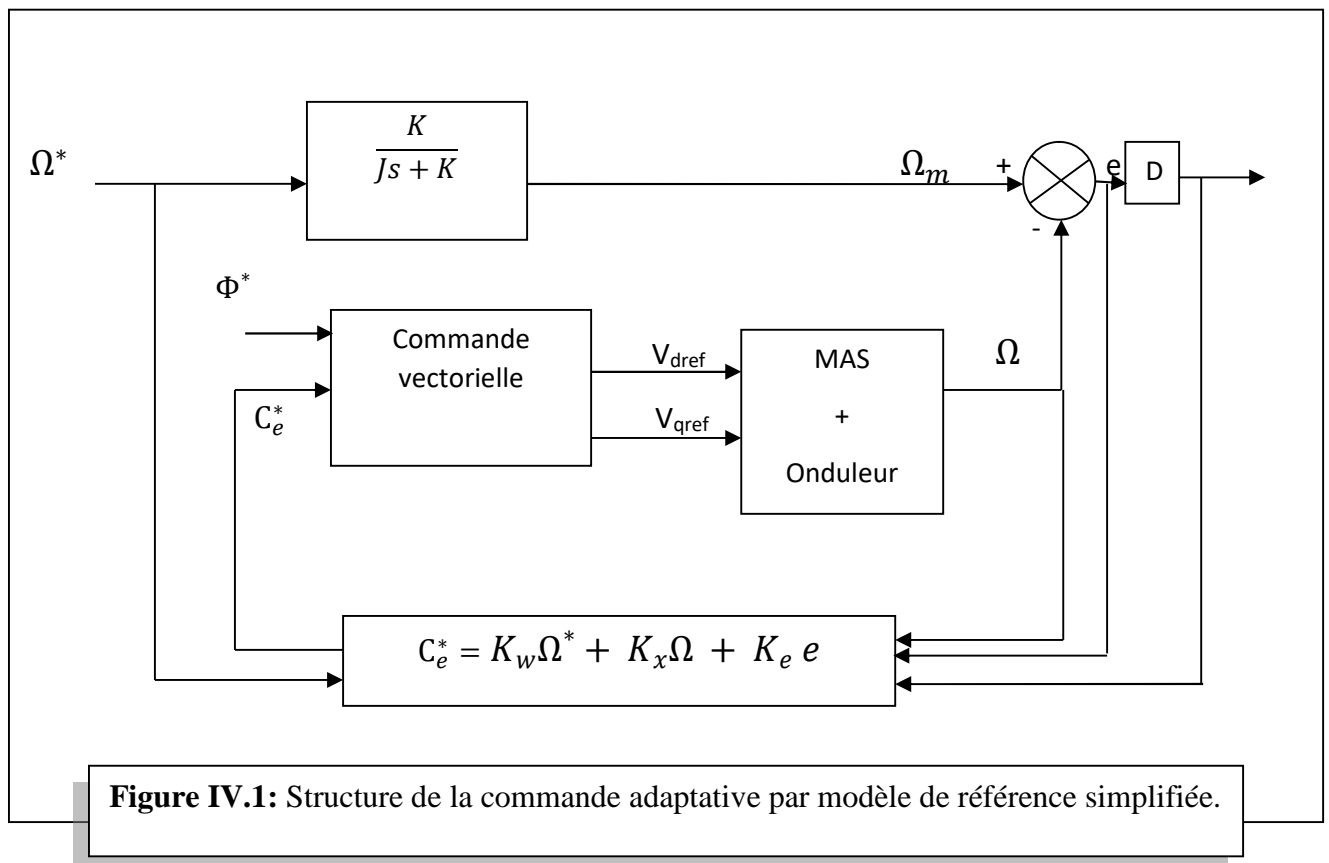
### IV.2. Commande adaptative par modèle de référence dans le cadre de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone :

On considère le cas de la machine asynchrone alimenté en tension avec orientation du flux rotorique sur l'axe (d) du repère (Od,Oq) lié au champ tournant. Les entrées de la commande sont le flux de référence et le couple de référence. L'adaptation des paramètres se calcule à partir de l'écart entre la vitesse du système et celle du modèle de référence.

#### IV.2.1. Commande adaptative par modèle de référence simplifié (CAMRS): [17]

Cette méthode de contrôle (CAMRS) est choisie pour la réduction dans la complexité des calculs pour la mise en œuvre des algorithmes.

La figure IV.1 illustre la structure de la méthode de la commande adaptative par modèle de référence simplifiée :



**Figure IV.1:** Structure de la commande adaptative par modèle de référence simplifiée.

Nous choisissons un modèle de référence de premier ordre avec une constante de temps  $K$  :

$$\frac{J}{K} \frac{d\Omega_m}{dt} + \Omega_m = \Omega^* \quad (IV.1)$$

D'où :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega^*} = \frac{K}{Js+K} \quad (IV.2)$$

L'erreur de sortie est :

$$e = \Omega_m - \Omega \quad (IV.3)$$

La commande vectorielle est basée sur les lois de la théorie du flux orienté du chapitre précédent, et en considérant le régime permanent il vient :

$$\begin{cases} I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\ \omega_r^* = \frac{1}{Tr} \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \\ \omega_s^* = w_r^* + p\Omega \\ V_{ds}^* = Rs(I_{ds}^* - \sigma Ts w_s^* I_{qs}^*) \\ V_{qs}^* = Rs(\sigma Ts \frac{dI_{qs}^*}{dt} + I_{ds}^* + Ts \omega_s^* I_{ds}^*) \end{cases} \quad (IV.4)$$

Pour que le système suive le modèle de référence même après la variation paramétrique, un mécanisme d'adaptation est introduit dans la structure de la commande adaptative avec modèle de référence simplifiée, l'entrée de commande (consigne), est générée par le mécanisme d'adaptation pour éliminer ou réduire les effets de variation des paramètres.

Le passage du modèle de référence à la commande découplé se fait par les relations suivantes :

$$\begin{cases} e = \Omega_m - \Omega \\ I_{qs}^* = \frac{L_r C_e^*}{pM} \frac{1}{\Phi_r^*} \\ C_e^* = K_w \Omega^* + K_x \Omega + K_e e \end{cases} \quad (IV.5)$$

Dans notre cas d'après la théorie de la stabilité des systèmes non linéaires les coefficients de l'algorithme d'adaptation sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} K_w = K_{w0} + F \int_0^t v \Omega^* dt \\ K_x = K_{x0} + L \int_0^t v \Omega dt \\ K_e = K_{e0} + P \int_0^t v e dt \\ v = De \end{cases} \quad (IV.6)$$

$G, M, Q$  sont positifs ;  $F, L, P, D$  sont non négatifs.

Après des essais pour diminuer l'erreur on a trouvé :

$$K_{w0} = K; \quad K_{x0} = -(K - F); \quad K_{e0} = 2; \quad D=5.$$

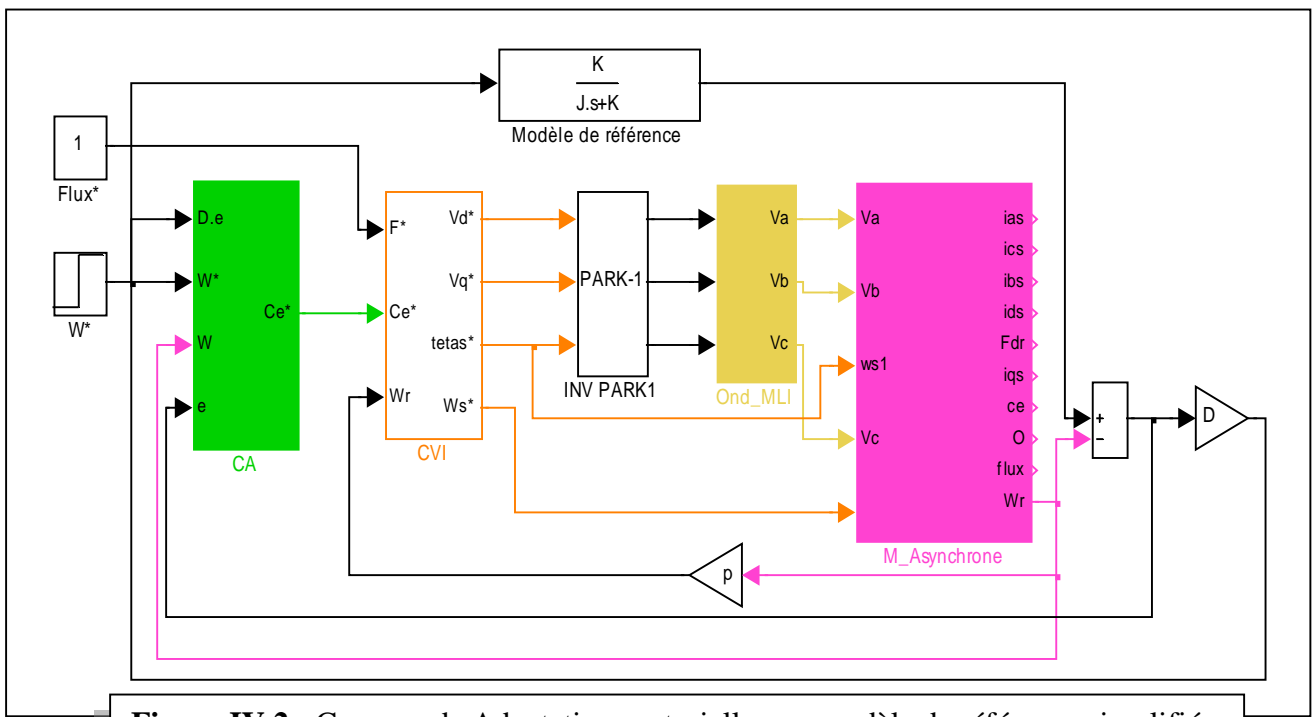
$$F=L=P = 0.00004 \quad ; \quad G=M=Q = 0.0004 \quad ; \quad K = J/(2,5.Tr)$$

### IV.3. Simulation et interprétation des résultats :

Afin de valider le modèle de la commande adaptative vectorielle de la figure IV.2 ; nous Simulons pour une séries de test similaire à ceux appliquée à la commande vectorielle dans le chapitre précédent. Les tests effectués sont alors :

- Suivi de consigne et inversion de la vitesse de rotation de la machine.
- Rejet de perturbation.
- Variations paramétriques (résistance rotorique, statorique et coefficient de frottement) à  $t=3\text{sec}$ .

Le bloc de la commande adaptative est donné dans l'annexe B.



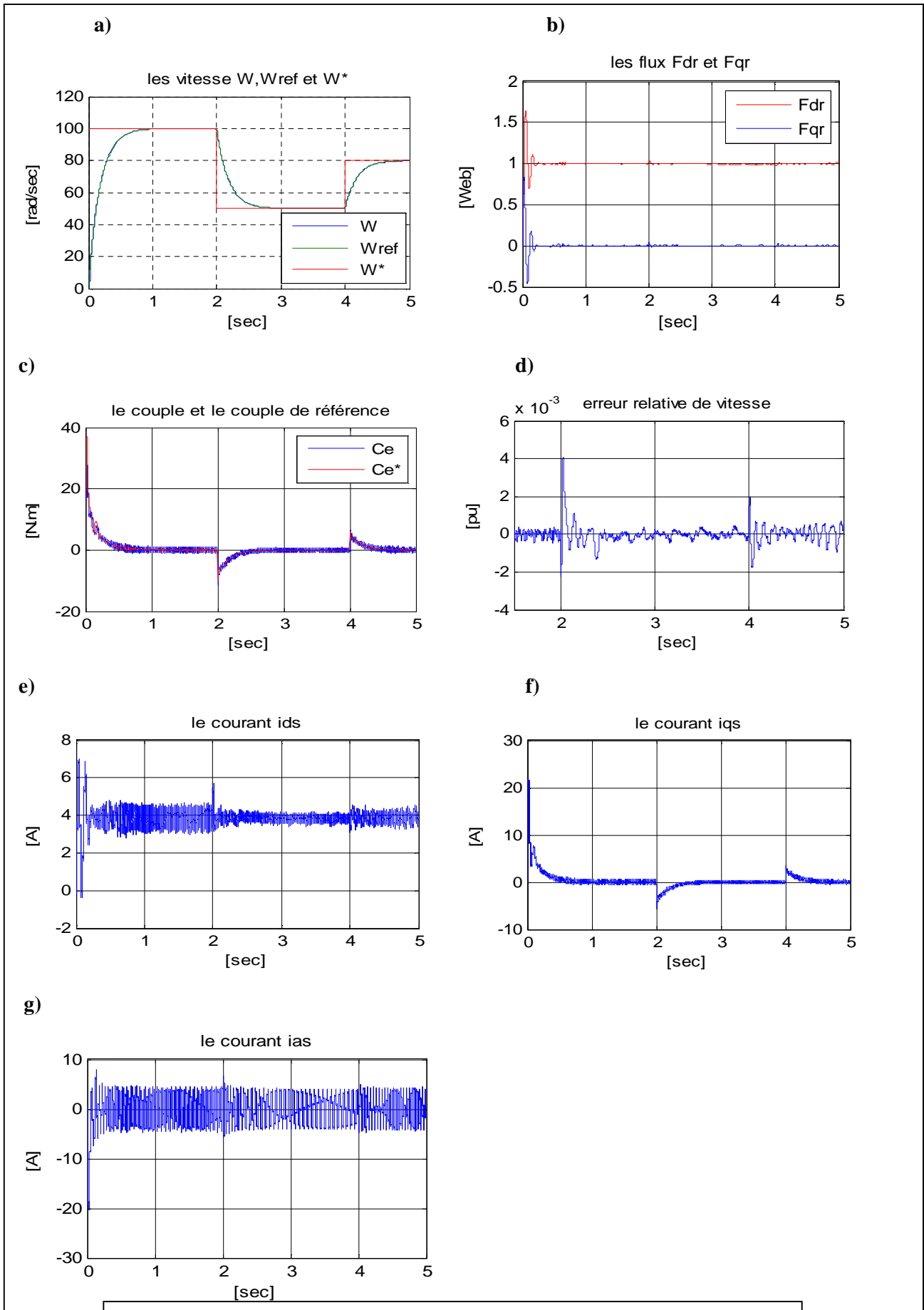
**Figure IV.2 :** Commande Adaptative vectorielle par modèle de référence simplifiée.

#### IV.3.1. Test de suivi de consigne

Dans le but de vérifier le suivi de consigne nous effectuons dans un premier temps deux tests pour la machine à vide ; l'un en appliquant une référence de vitesse variable figure IV.3 et l'autre en inversant le sens de rotation de vitesse voir figure IV.4

#### IV.3.2. Test rejet de perturbation

Nous testons le rejet de perturbation en appliquant une charge de valeur  $Cr=5\text{N.m}$  entre 2sec et 3sec. Voir figure IV.5



**Figure IV.3 : Simulation avec variation de vitesse de référence.**



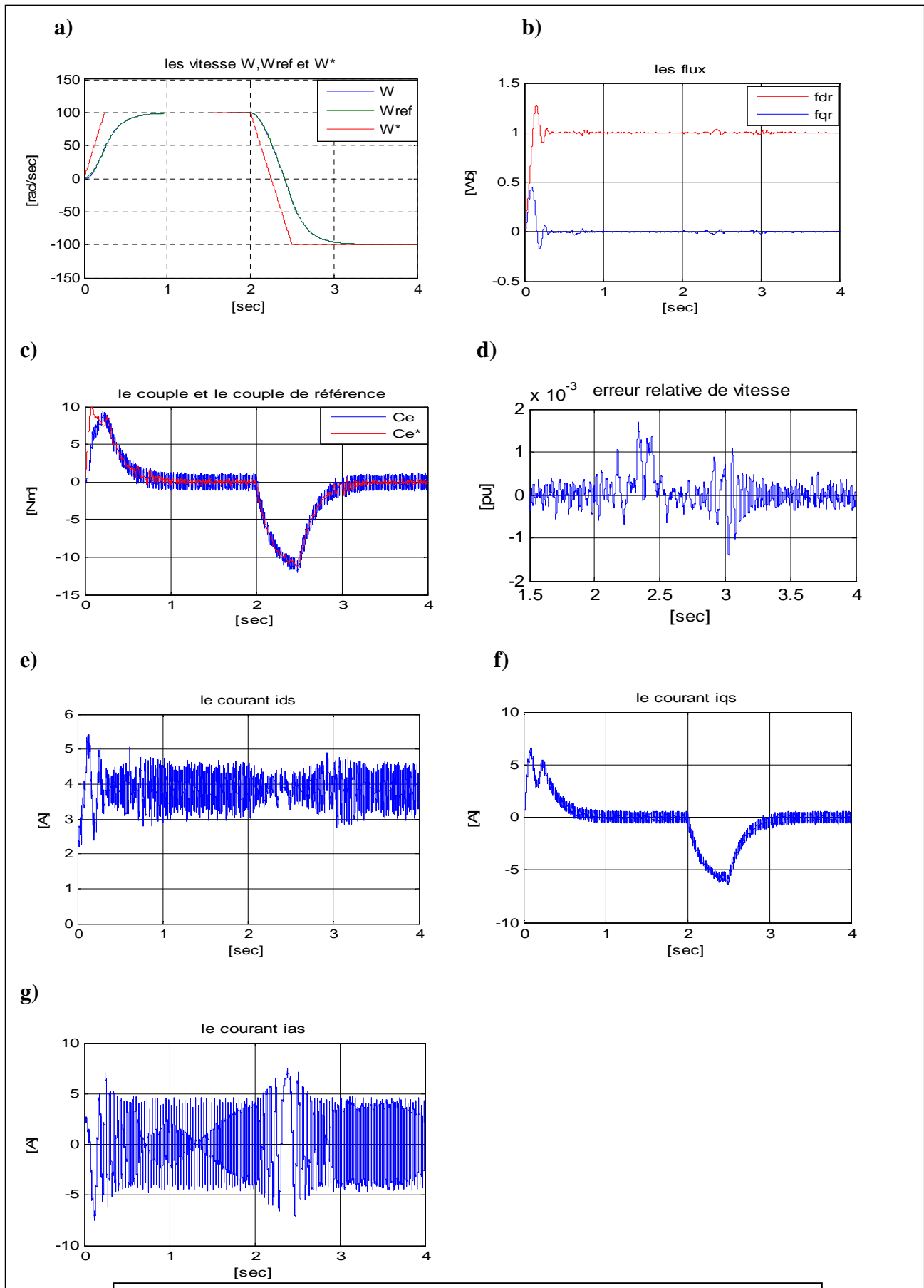
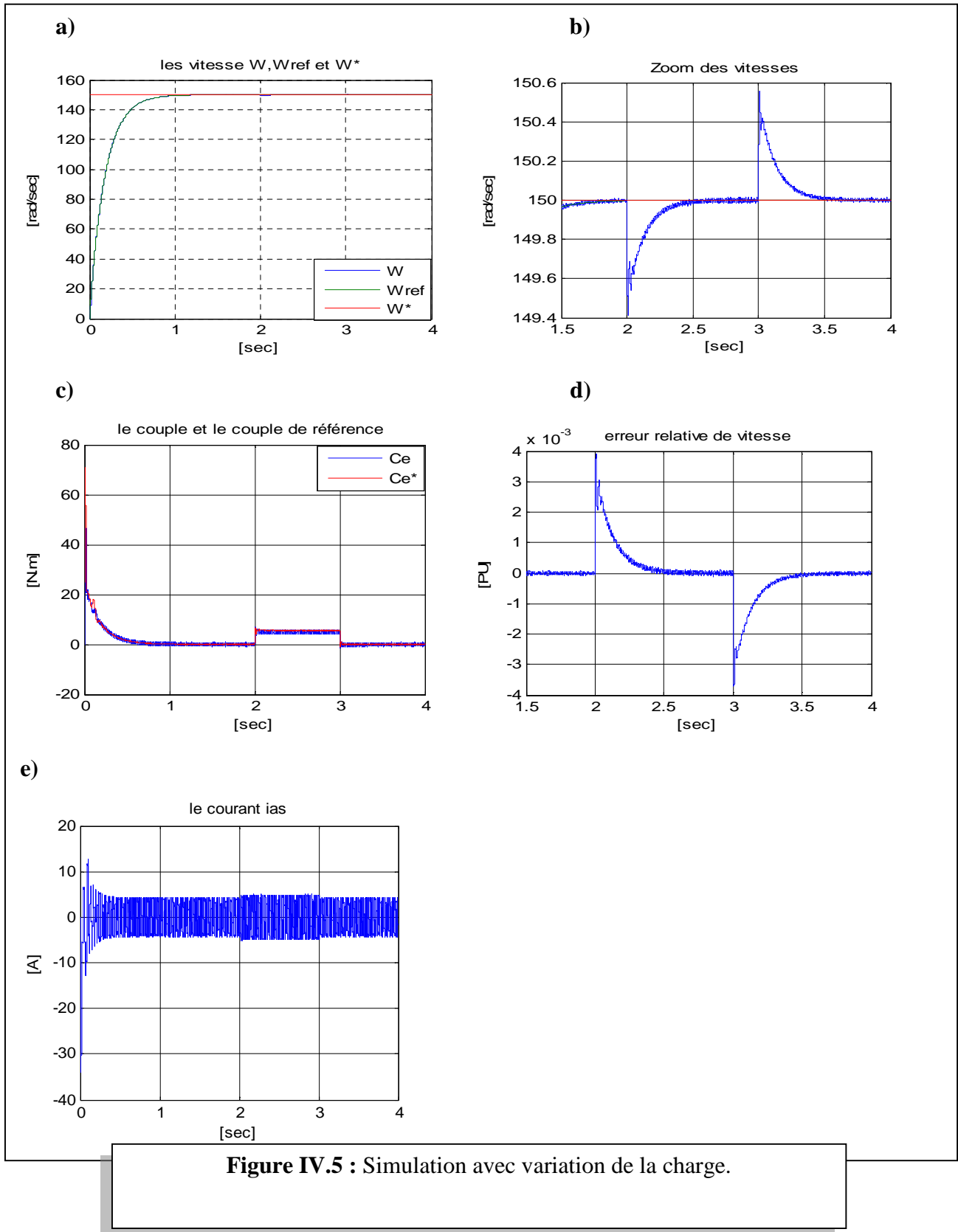


Figure IV.4 : Simulation avec inversion de vitesse.



➤ **Interprétations des résultats :**

Les résultats de simulation de la figure IV.3 représentent l'évolution de la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, flux rotorique et le courant statorique de la machine asynchrone pour différentes consignes de vitesse de référence lors du démarrage à vide puis l'application de la charge.

La figure IV.3.a montre que la vitesse réelle de la machine suit avec précision son modèle de référence l'erreur statique est  $4 \times 10^{-3}$  pu. La figure IV.3.c montre que le couple suit le couple de référence. Le flux rotorique est bien orienté vers le flux suivant l'axe direct est la composante en quadrature est nulle (figure IV.3.b), ce qui montre bien le découplage entre flux et le couple. Le courant de phase à une forme sinusoïdale (figure IV.3.g).

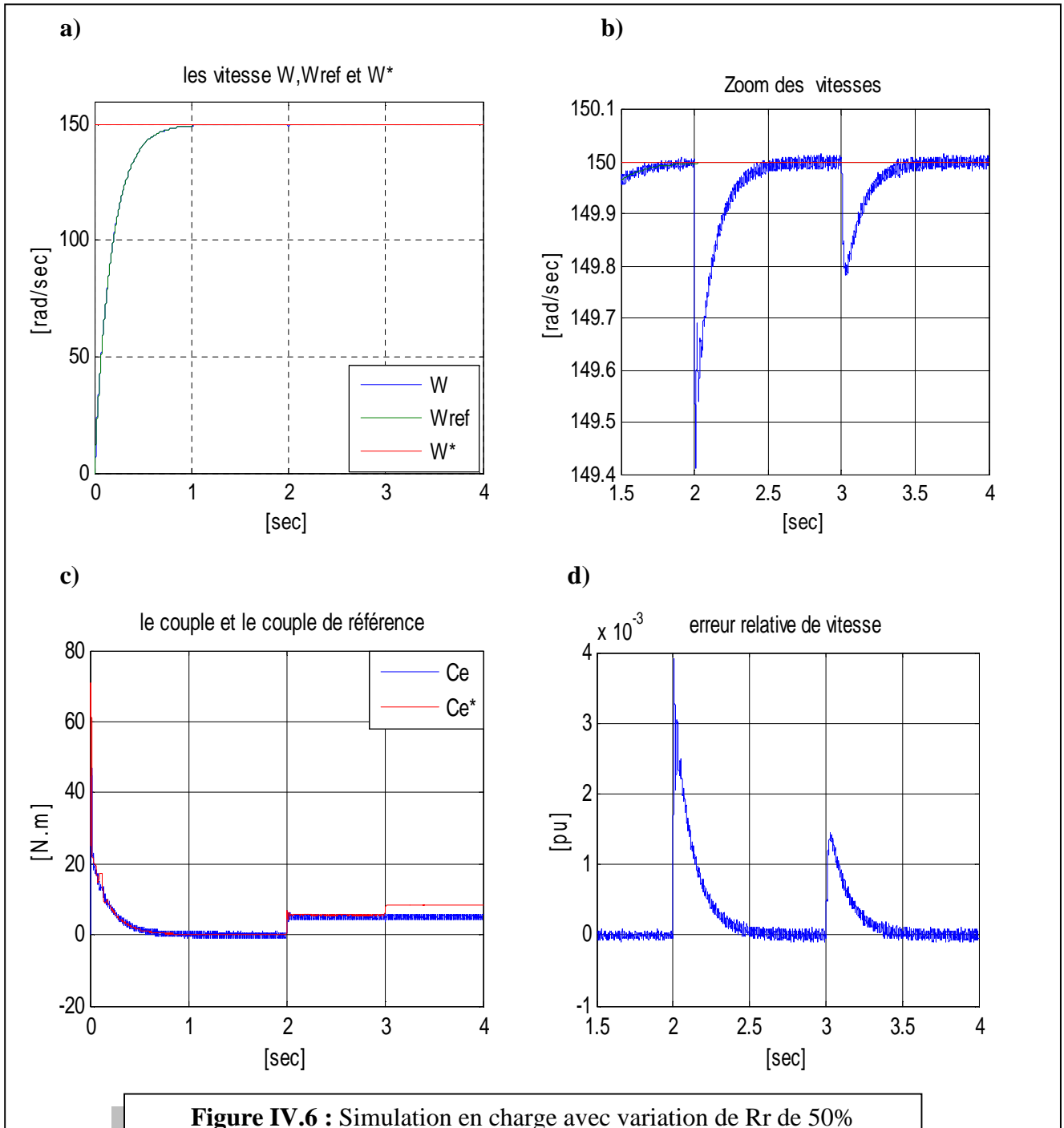
Lors de l'inversion du sens de rotation, la figure IV.4 montre que la vitesse rotorique, le couple électromagnétique suivent leurs de références. La figure IV.4.b montre, que la dynamique du flux est stable après un régime transitoire avec des dépassements acceptables, au régime établi le flux est bien contrôlé et le découplage vectoriel entre le flux et le couple est maintenue.

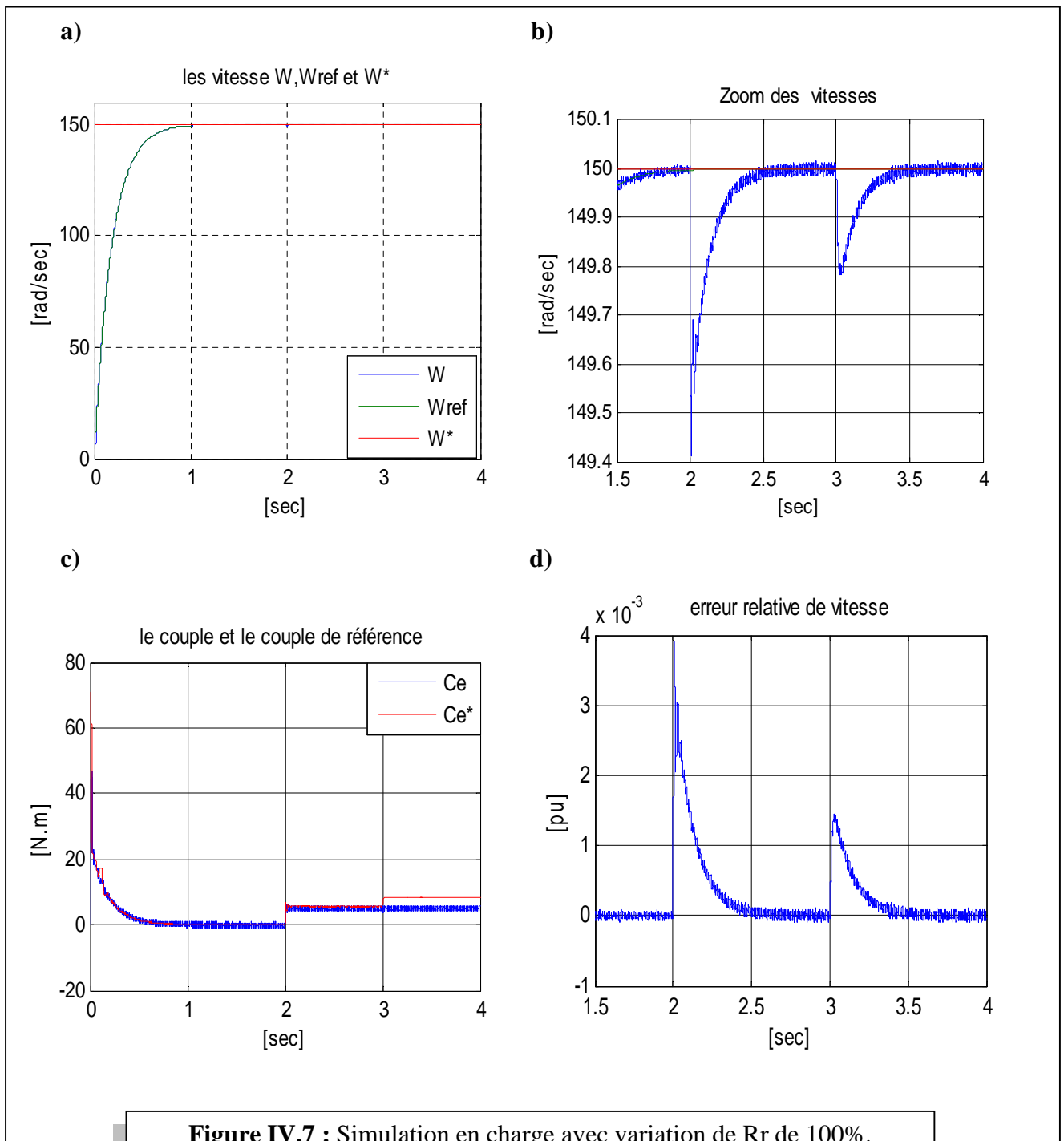
La variation de la charge conduit à une erreur relative de  $4 \times 10^{-3}$  pu ce qui valide le rejet de perturbations en un temps bref.

### IV.3.3. Tests des variations paramétriques :

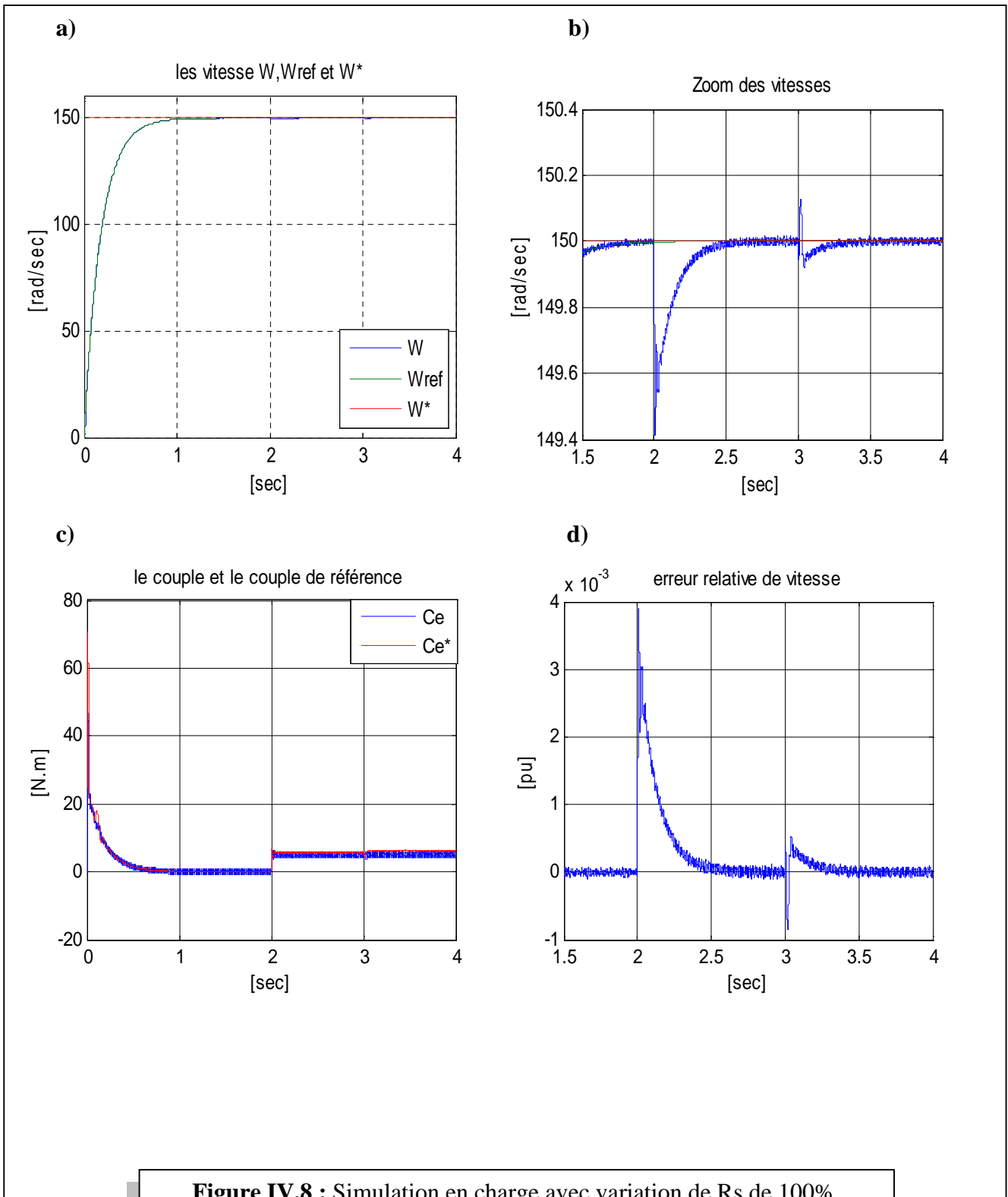
Nous vérifions la sensibilité de la commande dans le cas des variations paramétriques (résistance rotorique, statorique et coefficient de frottement). Voir figure IV.6 ; IV.7, IV.8 et IV.9.

#### a) Variation de la résistance rotorique de 50% à $t=3s$ en charge :

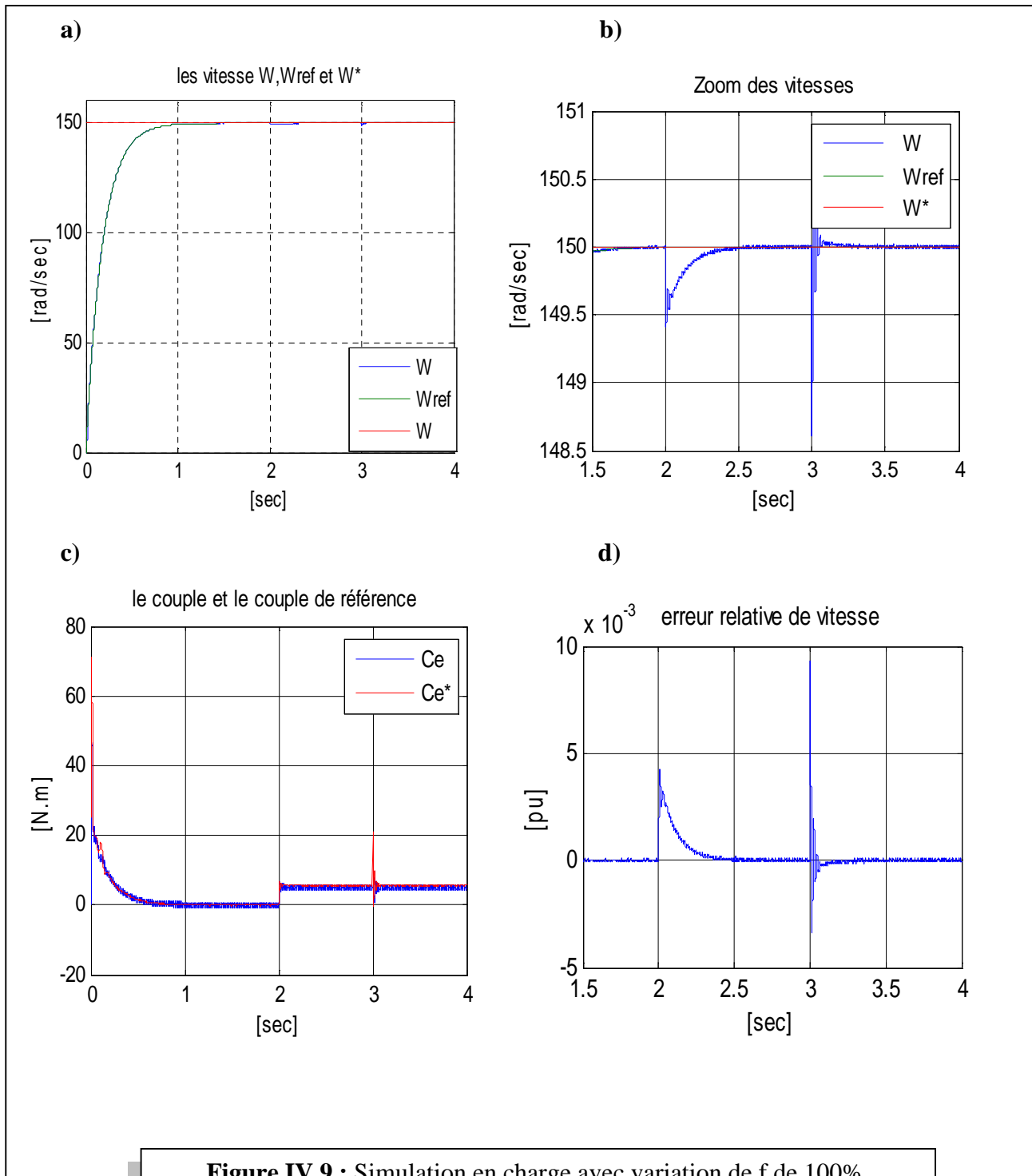


**b) Variation de la résistance rotorique de 100% à  $t=3s$  en charge :****Figure IV.7 : Simulation en charge avec variation de  $R_r$  de 100%.**

c) Variation de la résistance statorique de 100% en charge :



**d) Variation du coefficient de frottement de 100% en charge :**



➤ **Interprétation des résultats :**

D'après les résultats des tests précédents nous constatons :

- **Pour la variation de la résistance rotorique de +100% :**

D'après la figure IV.7.a, nous remarquons à l'instant de la variation de la résistance rotorique une chute faible de la vitesse par rapport à celle du modèle de référence de, la figure (III.7.c) du couple montre un écart entre le couple et sa référence à partir de l'instant d'application de la variation.

- **Pour la variation de la résistance statorique de +100% :**

La variation de la résistance statorique entraîne une chute de vitesse très faible d'une valeur de 0.1 rad/sec. Le couple suit le couple de référence sans aucune déférence remarquable.

- **Pour la variation de coefficient de frottement de +100% :**

La variation du coefficient de frottement apparait sous forme d'impulsion de  $9 \times 10^{-3}$ ; aucun écart entre le couple et le couple de référence n'est constaté.

#### IV.4 : Comparaison des résultats de la commande vectorielle classique et adaptative vectorielle :

Les résultats obtenus en appliquant les mêmes tests sur les deux commandes conçues sont récapitulés dans le tableau ci-dessous :

Type de commande Les variations	Commande vectorielle avec PI		Commande vectorielle adaptative	
	Chute de vitesse (rad/sec)	L'erreur relative (pu)	Chute de vitesse (rad/sec)	L'erreur relative (pu)
Reject de perturbation	4	0.027	0.6	$4 \times 10^{-3}$
Variation de $R_r$ de 50%	1.5	0.01	0.2	$1.5 \times 10^{-3}$
Variation de $R_r$ de 100%	2.7	0.018	0.4	$3 \times 10^{-3}$
Variation de $R_s$ de 100%	0.5	0.003	0.1	$0.5 \times 10^{-3}$
Variation de $f$ de 100%	2.5	0.01	1.4	$9 \times 10^{-3}$

**Tableau IV.1 :** Tableau comparatif de la commande vectorielle et la commande vectorielle adaptative.

Nous constatons d'après les résultats du tableau ci-dessus que la commande vectorielle adaptative est plus robuste ; vis-à-vis des variations paramétriques par rapport à la commande vectorielle classique.



**IV.5. Conclusion :**

Dans cette partie, nous avons présenté une commande vectorielle adaptative à modèle de référence appliquée à la **MAS**. La contribution proposée est l'introduction des gains adaptatifs variables pour le calcul de la loi de commande, ce qui permettra d'augmenter les performances du système. Nous avons remarqué, à travers les résultats de simulation, que la réponse du système et celle du modèle sont en bonne concordance. Aussi, nous avons présenté une comparaison entre les deux commandes vectorielle classique et la commande vectorielle adaptative. On remarque alors à travers les résultats de simulation que le contrôle adaptatif est plus robuste, vis-à-vis des variations paramétriques, par rapport au contrôle vectoriel.

## **Conclusion et perspectives**

## **Conclusion**

Selon le travail que nous avons effectué nous constatons que la commande d'une machine asynchrone peut se faire suivant plusieurs techniques ; chacune d'elles offre des performances dynamiques définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou de telle méthode. Le recours à une méthode ou l'autre se fait normalement en fonction des cahiers des charges, auxquelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie de l'économie du matériel qui devraient être prise en compte.

Nous nous sommes intéressées au début à l'application de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique; dans le but d'égaliser la machine asynchrone à un moteur à courant continu pour faciliter de la commande .En suite une association d'un régulateur PI classique pour la régulation de la vitesse est élaborée puis nous avons effectué une série de tests pour juger la robustesse de cette commande. Les résultats de simulation numérique ont montré que la commande est sensible aux variations des paramètres notamment de la résistance rotorique et ceci est dû à la dépendance de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté des paramètres de la machine.

Pour pallier aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes, nous avons fait appel à la commande adaptative par modèle de référence, l'idée est la mise en œuvre d'un régulateur adaptatif pour le calcul de la loi de commande. Les résultats de simulations ont montré que l'apport de la commande adaptative développée pour le contrôle d'une machine asynchrone est appréciable au niveau de la robustesse par rapport à ces variations paramétriques et par rapport aux variations du couple de charge.

## **Perspectives :**

- Etude plus profonde de l'influence des paramètres de la commande adaptative sur le comportement dynamique de la machine asynchrone.
- Validation de la commande sur un banc d'essai.

## **Bibliographie**

**Références bibliographiques :**

[1] : **S. Meziane** « Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone », Thèse doctorat en électromécanique, Université Mentouri Constantine, 2009.

[2] : **Olivier Pages**, « Etude et comparaison de différentes structures de commande multi contrôleurs application à un axe robotise », L'Ecole Supérieure d'Ingénieurs d'Annecy, Université de Savoie, Juillet 2001

[3] : **I.D. Landau Et L. Dugard**, « Commande adaptative aspects pratiques et théoriques », Editions Masson, Parie, 1996.

[4] : **M. Zelmat.**, « Automatisation des processus industriels Tome 2, Commande modale et adaptative », Office des publications universitaires, Algérie 2001.

[5] : **Osburun, P.V, H.P. Whitaker and A. Kezer**, « New developments in the design of adaptive control systems », In: Institute of Aeronautical sciences, pp.61-39.1961.

[6] : **G. Ramond**, « Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application », thèse doctorat , université Paris XI U.F.R. Scientifique D'Orsay Sept 2001.

[7] : **H. Aouina** « Commande adaptative par modèle de référence d'une machine asynchrone », thèse magister en électrotechnique, université Mohamed Boudiaf-M'SILA 2009.

[8] : **S. Bennedjai**, « Contribution à l'amélioration de la sûreté d'exploitation des moteurs à induction. », thèse de doctorat en génie industriel, université Badji Mokhtar Annaba 2016.

[9] : **H. Trabelsi** « Commande vectorielle d'une machine asynchrone » thèse de magistère, Université de Bejaia 2002.

[10] : **G. SURTZER et F. SMIGEL** « Modélisation et commande des moteur triphasée », ENS arts industriels, Stasbourg.

[11] : **F. Berrabah** « Commande sans capteurs de la machine asynchrone », Thèse doctorat en électromécanique, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.

[12] : **J.P. Caron, J.P. Hautier**, « Modélisation et Commande de MAS », Edition Technique, 1995.

[13] : **M. ATIG** « Différentes Structures MRAS pour l'Estimation de la vitesse du Moteur Asynchrone » thèse de magister ; université des sciences et technologies d'Oran 2011.

[14] : **G. Grellet, G. Clerc**, « Actionneurs Electriques (Principes –Modèles -Commandes) » Edition Eyrolles, 1997.

[15] : **B. Fatima** « Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone : “ application au diagnostic des défauts statoriques ” » Thèse de doctorat en science, université Constantine 1, 2014.

[16] : **S. Rezgui** « Techniques de commande avancées », Thèse doctorat en science, Université Des Frères Mentouri Constantine, 2015.

[17] : **N. RAHOUA** « Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrone Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension », thèse de magistère en électrotechnique, Université de Biskra 2004.

## **Annexes**

## Annexe A

### Paramètres de la machine asynchrone utilisée

La machine utilisée est une machine asynchrone triphasée. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Puissance nominale	1.5 KW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	6.4/3.7A
Nombre paire de pole	2
La vitesse de rotation	1500 tr/min
Fréquence nominale	50 Hz

#### Paramètres électriques :

Résistance statorique	4.85 $\Omega$
Résistance rotorique	3.805 $\Omega$
Inductance cyclique du stator	0.274 H
Inductance cyclique du rotor	0.274 H
Inductance mutuelle	0.258 H

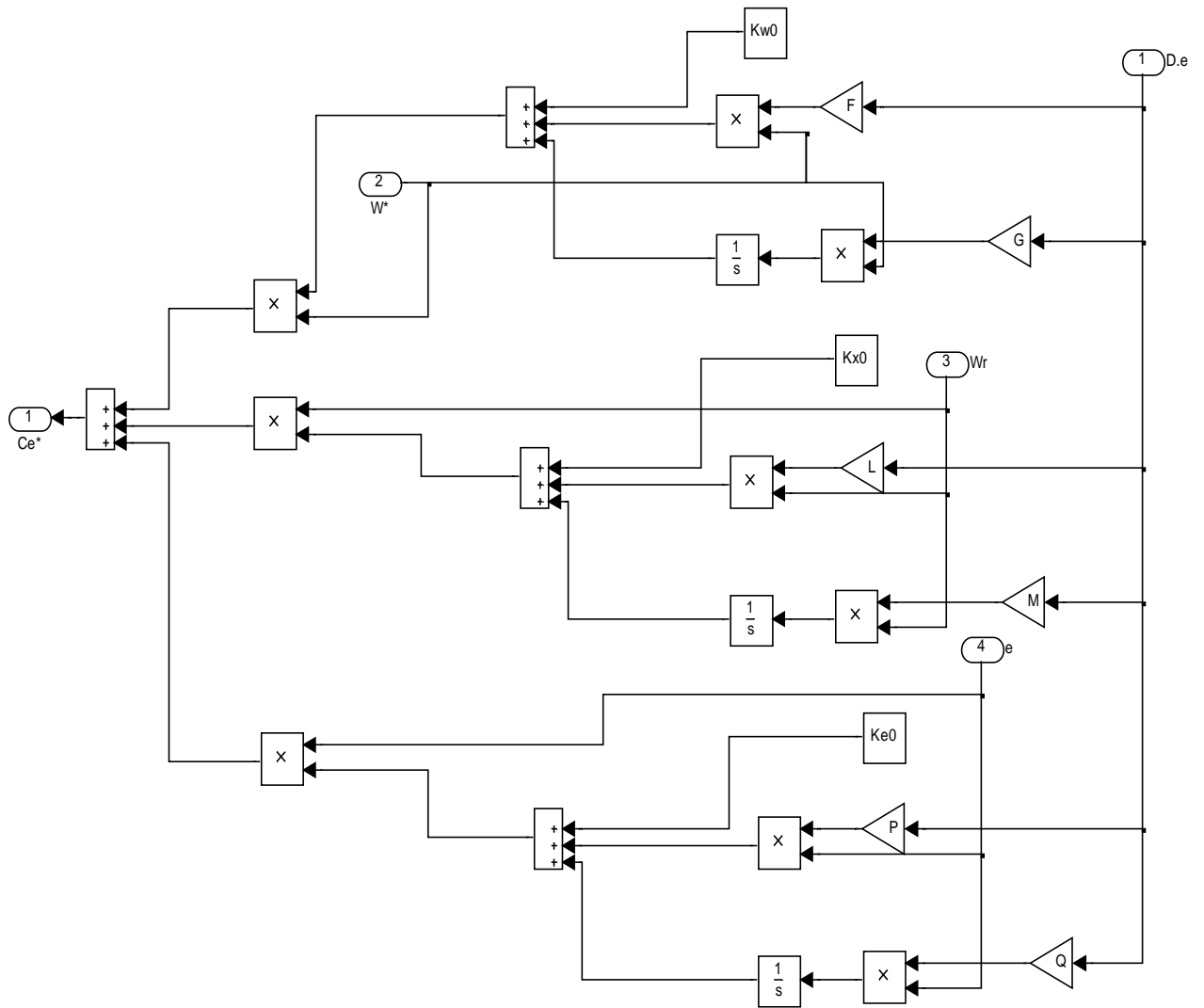
#### Paramètres mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor	0.031 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement	0.0001 SI



# Annexe B

## Mécanisme d'adaptation



**Résumé :**

La machine asynchrone offre de nouvelles perspectives technologiques dans de nombreux domaines industriels, où l'on apprécie principalement sa simple structure mécanique, sa robustesse et son faible coût. Cependant son comportement dynamique est très complexe rend sa commande compliquée et exige des algorithmes de contrôle complexes.

La commande vectorielle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cependant cette technique nécessite, d'une part la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et d'autre part elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine.

Afin de pallier au problème des variations paramétriques, la commande adaptative à modèle de référence trouve un grand essor et elle est la voie de recherche de plusieurs travaux. Cette technique de commande est destinée à ajuster automatiquement les paramètres du contrôleur des systèmes de commande.

Le but assigné à ce travail est de concevoir une commande adaptative vectorielle à modèle de référence afin d'améliorer la poursuite de trajectoire, le rejet de perturbation et la robustesse aux variations des paramètres.

**Mot clé :** machine asynchrone, commande adaptative, commande vectorielle.