

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

**Spécialité : MACHINES ELECTRIQUES**

*Présenté par*  
**Imane SAKHRAOUI**

Thème

# Commande avancée d'une machine asynchrone

*Mémoire soutenu publiquement le 25 Juin 2014 devant le jury composé de :*

**M Salah HADDAD**

Professeur, UMMTO, Président

**M Rachid MANSOURI**

Maitre de Conférences, UMMTO, Rapporteur

**Mme Ouiza MANSOURI/TOUDERT**

Maitre Assistante Classe A, UMMTO, Examineur

**Mme Malika IMADOUCHENE**

Maitre Assistante Classe A, UMMTO, Examineur

## ***Remerciements***

Mes sincères remerciements vont à plusieurs personnes qui ont contribué à la réalisation de ce modeste travail.

Je remercie mon promoteur Mr MANSOURI Rachid Maître de Conférence Classe A à l'université de Tizi-Ouzou qui a guidé ce travail, aussi d'avoir accepté de diriger ce travail, je le remercie pour sa disponibilité, ses encouragements, et pour l'aide qu'il m'a apportée durant la réalisation de ce mémoire.

Aux membres du jury à qui je remets mon travail dont les critiques et les remarques seront d'une valeur inestimable car elles permettront de meilleurs travaux futurs.

Je remercie aussi nos amis qui nous ont soutenus de près ou de loin pour réaliser ce travail.

# *Table des matières*

# Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone triphasée

## Introduction

I.	Modélisation de la machine asynchrone.....	1
I.1.	Hypothèses simplificatrices .....	2
I.2.	Equations des tensions et des flux.....	3
I.2.1.	Equations électriques .....	3
I.2.2.	Equations magnétiques (axes abc).....	4
I.2.3.	Equations mécaniques.....	5
I.3.	Transformation de Park.....	5
I.4.	Choix d <sup>u</sup> référentiel.....	6
I.4.1.	Représentation d'état de la machine asynchrone .....	7
I.5.	Schéma bloc de Simulation de la machine .....	8
I.5.1.	Bloc alimentation.....	9
I.5.2.	Bloc MAS (machine asynchrone) .....	10
I.5.3.	Bloc transformation de Park.....	12
I.5.4.	Bloc transformation inverse de Park.....	13
I.6.	Simulation de la machine asynchrone.....	14
I.7.	Interprétation de résultats.....	18
II.	Onduleur .....	19
II.1.	Stratégie de commande de l'onduleur .....	20
II.2.	Commande par Modulation de la Largeur Impulsion ( MLI) .....	20
II.3.	Schéma bloc global <sup>e</sup> de l'onduleur à MLI .....	21
II.3.1.	Schéma bloc de l'onduleur à MLI .....	22
II.3.2.	Schéma bloc de la porteuse .....	22
II.3.3.	Schéma bloc de la commande MLI .....	23
II.3.4.	Schéma bloc de l'onduleur .....	24
II.3.5.	Schéma bloc de la machine asynchrone-onduleur .....	26
II.4.	Interprétation des résultats .....	30
III.	Conclusion .....	30

## Chapitre 2 : Commande par les régulateurs classiques

Introduction.....	31
I. Principe de la commande vectorielle.....	31
II. Découplage par compensation.....	33

III.	Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique .....	35
III.1	Choix du Régulateur .....	36
III.2	Calcul des paramètres du régulateur.....	36
III.3.	Dimensionnement des régulateurs .....	37
III.3.1.	Régulation des courants statoriques $i_{ds}, i_{qs}$ .....	37
III.3.2.	Régulation de flux $\varphi_r$ .....	38
III.3.3.	Régulation de la pulsation mécanique $\omega$ (vitesse mécanique $\Omega$ ) .....	38
IV.	Schéma bloc de Simulation de la commande vectorielle .....	39
IV.1.	Bloc de compensation $eds$ .....	41
IV.2.	Bloc de compensation $eqs$ .....	41
IV.3.	Blocs des régulateurs .....	42
IV.4.	Calcul de $\omega_s$ et $\theta_s$ .....	42
V.	Résultats de simulation .....	42
VI.	Interprétation des résultats .....	45
VII.	Structure de commande IP .....	47
VII.1.	Calcul des paramètres du régulateur IP .....	47
VII.2.	Dimensionnement des régulateurs .....	48
VII.2.1.	Régulation des courants statoriques $i_{ds}, i_{qs}$ .....	48
VII.2.2.	Régulation de flux $\varphi_r$ .....	48
VII.2.3.	Régulation de la pulsation mécanique $\omega$ (vitesse mécanique $\Omega$ ) .....	49
VII.3.	Blocs des régulateurs .....	50
VIII.	Résultats de simulation.....	51
IX.	Interprétation des résultats .....	53
X.	Test de robustesse .....	54
X.1.	Changement de consigne .....	54
X.2.	Evaluation de L'influence des variations paramétriques .....	56
X.2.1.	Variation de la résistance statorique $R_s$ .....	56
X.2.2.	Résistance rotorique $R_r$ .....	58
X.2.3.	Moment d'inertie $J$ .....	61
X.2.4.	Bruits .....	65
Conclusion	.....	65
 <b>Chapitre 3 : Les régulateurs fractionnaires</b>		
Introduction	.....	67
1. Fonction de transfert idéale de Bode	.....	67

II.	Commande CRONE d'un système du premier ordre.....	69
III.	Synthèse d'un correcteur $PI\alpha$ fractionnaire .....	70
III.1.	Etude d'un système de second ordre dans le domaine fréquentiel.....	71
III.2.	Calcul des paramètres du régulateur $PI\alpha$ .....	72
III.3.	Schéma bloc de Simulation d'un régulateur $PI\alpha$ .....	75
III.4.	Résultats de simulation .....	75
III.5.	Interprétation des résultats.....	77
IV.	Synthèse d'un correcteur $I\alpha P$ fractionnaire .....	77
IV.1	Schéma bloc de Simulation d'un régulateur $I\alpha P$ .....	79
IV.2.	Résultats de simulation .....	80
IV.3.	Interprétation de résultats .....	82
V.	Test de robustesse.....	82
V.1.	Changement de consigne .....	88
V.2.	Evaluation de l'influence des variations paramétriques .....	91
V.2.1.	Variation de la résistance statorique $R_s$ .....	91
V.2.2.	Variation de la résistance rotorique $R_r$ .....	92
VI.	Comparaison entre IP entier et $I\alpha P$ fractionnaire .....	89
VII.	Conclusion .....	97

## Glossaire

---

MAS	Moteur Asynchrone ou Machine Asynchrone
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI	Proportionnel Intégral
s, r	Indices correspondants aux grandeurs statorique et rotorique
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et quadrature
s	Variable de LAPLACE
$\varphi$	Flux
$[V_s] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^t$	Vecteur tensions statoriques [V]
$[V_r] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^t$	Vecteur tensions rotoriques [V]
$[I_s] = [I_{as} I_{bs} I_{cs}]^t$	Vecteur courants statoriques [A]
$[I_r] = [I_{ar} I_{br} I_{cr}]^t$	Vecteur courants rotoriques [A]
$[\varphi_s] = [\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^t$	Vecteur flux statoriques [Wb]
$[\varphi_r] = [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^t$	Vecteur flux rotoriques [Wb]
$\Omega$	Vitesse de rotation mécanique du rotor [rd/s]
$\omega = p\Omega$	Vitesse de rotation électrique du rotor ( $\omega = p \Omega$ ) [rd/s]
$\omega_s = \omega_r + \omega$	Pulsation statorique [rd/s]
$\omega_r$	Pulsation de glissement [rd/s]
$M_s, M_r$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques et rotoriques
$L_s = l_s - M_s$	Inductance propre cyclique statorique [H]
$L_r = l_r - M_r$	Inductance propre cyclique rotorique [H]
$M_{rs}$	Inductance mutuelle maximale entre rotor et stator [H]
$L_m$	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor [H]
$R_s, R_r$	Résistance statorique et rotorique [ $\Omega$ ]
$g$	Glissement
$f$	Fréquence du réseau électrique d'alimentation [Hz]
$C_{em}$	Couple électromagnétique [Nm]

## **Glossaire**

---

$C_r$	Couple mécanique résistant [Nm]
$K_f$	Coefficient de frottement visqueux [Nm.s/rad]
$J$	Moment d'inertie de l'entraînement [kg.m <sup>2</sup> ]
$p$	Nombre de paire de pôles
$T_r$	Constante de temps rotorique $\left(T_r = \frac{L_r}{R_r}\right)$
$T_s$	Constante de temps statorique $\left(T_s = \frac{L_s}{R_s}\right)$
$\sigma$	Coefficient de dispersion $\left(\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}\right)$
$K_p$	Gain proportionnel.
$\tau_i$	Gain intégral.

```

%*****
%paramètres de la commande vectorielle
%en boucle fermée par des régulateurs IP
%*****

f=50;
pi=3.14159 ;
w=2*pi*f;
r=0.9;
Vrefmax=220*sqrt(2);
Vpmax=Vrefmax/r;
Ve0=515;
m=21;
P=2;p=2;
Ls=0.274;
Rs=4.85;
Rr=3.08;
Lr=0.274;
Kf=0.0016;
J=0.031;
Ts=Ls/Rs;
Tr=Lr/Rr;
Lm=0.258;
sigma=1-((Lm*Lm)/(Ls*Lr));
wn=800;
wn1=wn/7;
wn2=wn/50;

%*****
% Paramètres de découplage
%*****

Lsdecoup=0.274;
Lrdecoup=0.274;
Rrdecoup=3.08;
Trdecoup=Lrdecoup/Rrdecoup;
Lmdecoup=0.258;
sigmadecoup=1-((Lmdecoup*Lmdecoup)/(Lsdecoup*Lrdecoup));

%*****

```

## *Introduction Générale*

La machine asynchrone assure actuellement une part très importante grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible cout de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste plus complexe comparativement à celle de la machine à courant continu, vu que son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé.

L'objet de ce travail est d'illustrer le développement complet d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté dans un environnement Matlab/Simulink.

Tout d'abord, nous proposons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. Le choix de la représentation permet une simplification de l'écriture.

La commande vectorielle à flux orienté a été réalisé par Blaschke [6] sous le titre commande découplée: Découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Cependant, l'expérience a mis en valeur quelques faiblesses de cette méthode face à la perturbation dues aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme du rotor et du stator. Il devient important d'utiliser des méthodes de commandes robustes, linéaires ou non linéaires pour remédier à ce problème.

Le correcteur est en quelque sorte le cerveau du système asservi. C'est lui qui génère les décisions pour accomplir la tâche désirée. Le choix de ce correcteur dépend principalement de la structure du système à commander et des performances désirées. En général, ce correcteur se base sur l'erreur du système bouclé pour générer l'action appropriée.

Notre travail consiste à réaliser une étude comparative des régulateurs l'un du type classique intégral proportionnel et l'autre du type fractionnaire; avec la commande vectorielle par orientation du flux. L'onduleur de tension est du type MLI contrôlé en tension ainsi que l'étude faite sur l'influence de variation des paramètres de la machine sur la qualité de réglage.

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de l'association convertisseur-machine asynchrone en donnant une représentation mathématique à ces différentes grandeurs.

Le deuxième chapitre traite de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à l'aide des régulateurs entiers classiques.

Le troisième chapitre traite la régulation de la vitesse de la machine asynchrone par des régulateurs fractionnaires avec un choix de variables d'état ainsi que l'influence de la variation des paramètres de la machine sur les performances de la commande vectorielle à flux orienté.

Enfin, nous terminons notre travail avec une conclusion générale.

## Introduction

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Elle s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. [10].

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure simple et robuste. De plus les techniques de commande sont devenues performantes grâce aux progrès réalisés dans les domaines des semi-conducteurs de puissance et des technologies numériques.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone en s'appuyant sur la transformation de Park. On donne ensuite la modélisation de l'onduleur de tension triphasée, ce dernier est commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), nous effectuons enfin des tests de simulation à l'aide de Simulink sous Matlab. [17].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, d'un point de vue de l'automaticien, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repères, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant ( $d, q$ ), soit fixe au stator ( $\alpha, \beta$ ). Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adaptées.

### I. Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation est une étape fondamentale dans l'analyse d'un dispositif. Elle consiste à décrire mathématiquement un processus technique du système à étudier.

Le fonctionnement de la MAS est basé sur l'interaction électromagnétique des champs tournants créés par le système de tensions triphasé fourni au stator et par les courants induits dans le rotor. Grâce à cette interaction, le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, mais à une vitesse inférieure de celle du synchronisme, car, dans le cas contraire, le champ serait immobile par rapport au rotor, et aucun courant ne serait induit. [17]. La différence relative de la vitesse entre le champ tournant (flux du stator) et le rotor est appelée glissement ( $g$ ).

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (1.1)$$

La fréquence du courant rotorique induit est égale au produit du glissement par la fréquence du courant statorique

$$f_r = g \cdot f_s \quad (1.2)$$

La machine asynchrone triphasée repose sur plusieurs hypothèses [13].

### **I.1. Hypothèses simplificatrices**

Le modèle mathématique de la machine repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Le circuit magnétique est non saturé, il est parfaitement feuilleté au stator et au rotor, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements sont parcourus par des courants (les courants de Foucault sont négligés).
- La densité de courant est uniforme dans la section des conducteurs (l'effet de peau est négligé).
- La F.m.m créée par chaque phase du stator et du rotor est à distribution spatiale (le long de l'entrefer) sinusoïdale (on ne considère que le premier harmonique). Les inductances propres sont par conséquent constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales des angles que font les axes magnétiques.

En tenant compte de ces hypothèses la machine peut être représentée schématiquement comme indiquée sur la figure (1.1).

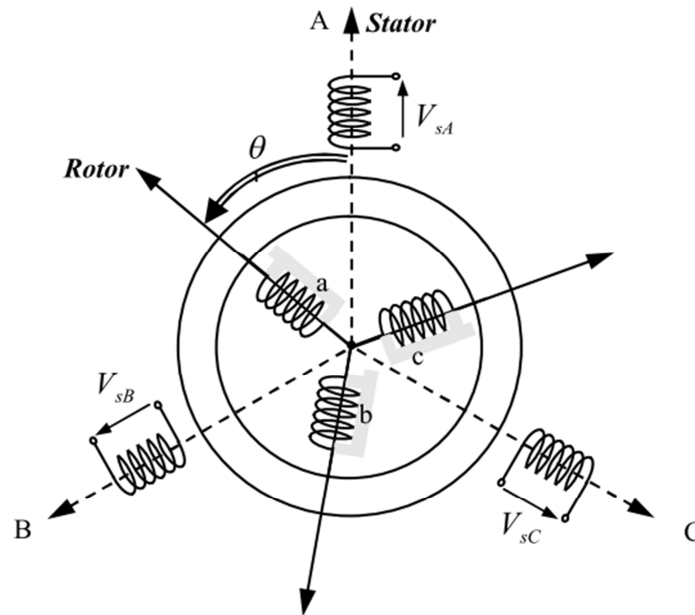


Fig.1.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée [13]

## I.2. Equations des tensions et des flux

### I.2.1. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm à chaque phase de la machine asynchrone, les équations différentielles de tension des trois phases du stator et du rotor s'écrivent [13] par:

- **Phase statorique**

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées par:

$$[V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt} [\varphi_S] \quad (1.3)$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Les équations des tensions rotoriques, écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par

- **Phase rotorique**

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] = 0 \quad (1.5)$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Où:  $R_s$  et  $R_r$  désignent les résistances par phase du stator et du rotor

### I.2.2. Equations magnétiques (axes abc)

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, s'expriment sous la forme:

$$\begin{cases} [\varphi_s] \\ [\varphi_r] \end{cases} = \begin{cases} [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (1.7)$$

$[L_{ss}]$ ,  $[L_{rr}]$ : représentent respectivement les matrices d'inductances statorique et rotorique.

Avec

$$\begin{cases} [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \\ [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Avec :  $\theta = \omega t$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur. Les matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  des inductances mutuelles dépendent de l'angle de rotation  $\theta$ . Pour cette raison nous

allons travailler par la suite avec un modèle transformé dans le repère à deux axes orthogonaux permettant de rendre toutes les inductances constantes. Cette transformation est dite de Park.

### I.2.3. Equations mécaniques

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (1.10)$$

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + K_f \cdot \omega_r \quad (1.11)$$

### I.3. Transformation de Park

La transformation de Park [6] permet de passer d'un système de grandeurs triphasées équilibrées du repère abc vers le repère  $\alpha\beta$  puis vers le système de grandeurs diphasées équivalent d'axe (d, q). Le repère  $\alpha\beta$  est toujours fixe par rapport au repère abc, par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe  $\alpha\beta$  un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotoriques)  $\theta_s$  (resp. par  $\theta_r$ ) voir la figure (1.2)

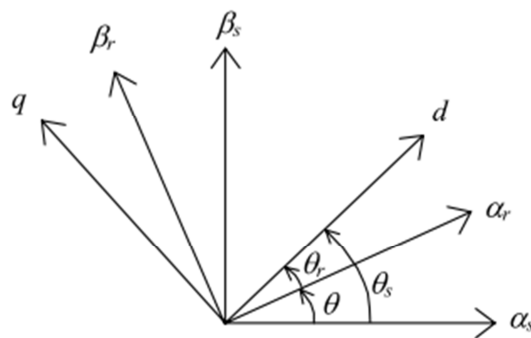


Fig.1.2: transformation de Park [2]

$\theta_s$ : Angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques

$\theta_r$ : Angle de la transformation de Park des grandeurs rotoriques

L'axe q est en avance par rapport à l'axe d (q/d) donc :

$$p(\theta) \frac{d}{d\theta} p(\theta)^{-1} = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

La matrice de Park de changement de base de (abc) vers (d, q),  $[p(\theta)]$  est définie par :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = p(\theta_s) \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Où  $\theta$  est l'angle de transformation, il dépend du choix du référentiel ainsi que des grandeurs statoriques et rotoriques.

La transformation de Park est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants et aux flux.

La matrice de passage inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} = [p(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_o \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

#### I.4. Choix de référentiel

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère dq est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park  $\theta_s$  et  $\theta_r$  afin d'effectuer les rotations. On peut donc le lier à un référentiel mobile comme le champ tournant, donc il tourne à la vitesse de synchronisme. Il est donc préférable pour notre étude, il permet de correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent ou la fréquence d'alimentation est constante.

### I.4.1. Représentation d'état de la machine asynchrone

La représentation dépend en premier lieu du référentiel choisi. Si on considère le repère commun tournant au synchronisme, l'avantage est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

Les équations du modèle de la machine s'écrivent comme suit

$$\begin{cases} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \\ \omega = \omega_s - \omega_r \end{cases} \quad (1.14)$$

- **Au stator**

On obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (1.15)$$

- **Au rotor**

De même, en appliquant la transformation de Park sur les équations rotoriques, on obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (1.16)$$

Par la suite, la modélisation de la machine dépend des variables d'états ; pour notre part le choix est basé sur les composantes du courant statorique et du flux du rotor sur les axes (d, q). Le système d'équations (1.14) peut alors être décrit par :

- **Equations électriques**

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} \varphi_{dr} + \left( \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \omega_r \right) \varphi_{qr} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} \right) i_{ds} + \omega i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{L_m \cdot \omega_r}{L_s L_r \sigma} \varphi_{dr} + \left( \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} \right) \varphi_{qr} - \omega i_{ds} - \left( \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r \cdot T_r} \right) i_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \end{cases} \quad (1.17)$$

- **Equations magnétiques**

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = g\omega \cdot \varphi_{qr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \frac{M}{T_r} i_{ds} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = g\omega \cdot \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} + \frac{M}{T_r} i_{qs} \end{cases} \quad (1.18)$$

Le modèle de la machine est réalisé à partir de ces équations par le schéma bloc de la figure (1.3).

### I.5. Schéma bloc de Simulation de la machine

Le schéma de la figure (1.3), représente le schéma général de simulation sous Matlab-simulink du modèle de la machine. Les entrées sont le couple résistant  $C_r$ , la vitesse  $\omega$ , l'angle  $\theta$ , et les tensions  $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$ . Il est constitué du bloc d'alimentation qui génère les tensions d'entrée  $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  sous forme d'un signal sinusoïdale d'amplitude  $V_{refmax}$  et de pulsation  $\omega t$ , déphasées de  $120^\circ$  entre elles.

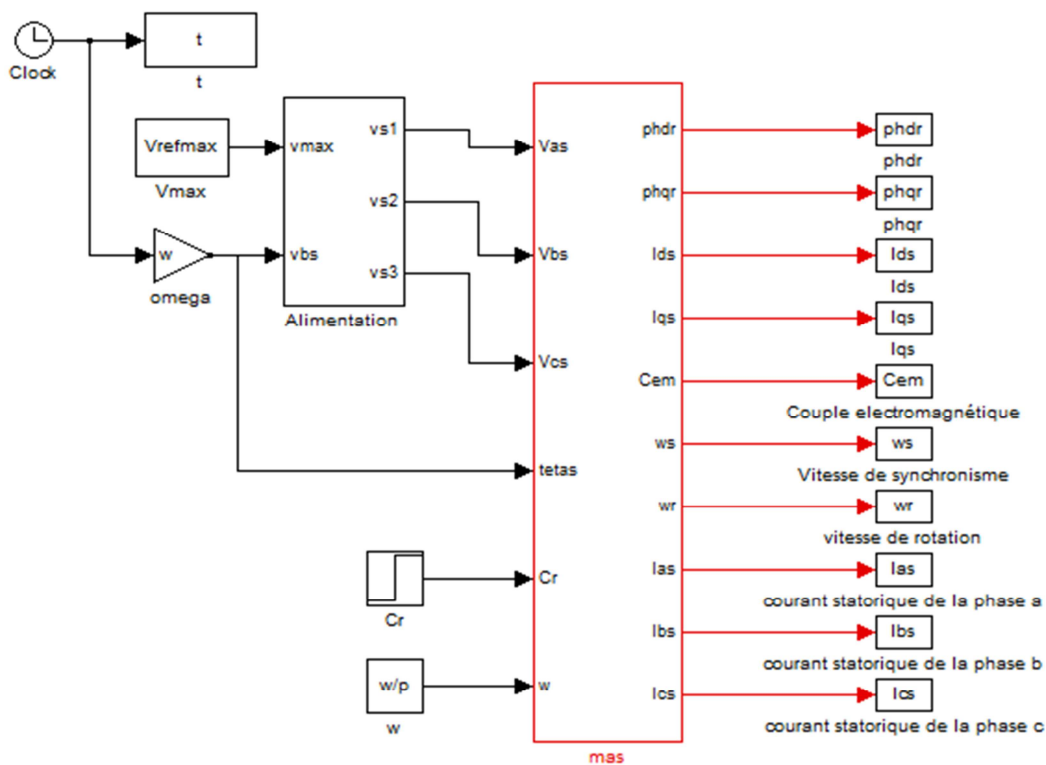


Fig.1.3 : Schéma bloc de simulation de MAS

### I.5.1. Bloc alimentation

Ce bloc permet de simuler les tensions statoriques sinusoïdales  $V_{as}$ ,  $V_{bs}$ ,  $V_{cs}$  décalées de  $120^\circ$ . Pour ce faire, l'angle  $\theta = \omega t$  est reconstitué par le produit de la source de temps (clock) par le coefficient  $\omega$ . Afin de simuler les trois tensions on utilise les fonctions Matlab-fonction, celle-ci nécessitent l'utilisation d'un multiplexeur 'Mux' qui permet de regrouper les grandeurs  $V_{refmax}$  (amplitude des tensions) et  $\theta = \omega t$  dans une seule grandeur que matlab note 'u'. le schéma de la figure (1.4) représente le schéma de simulation, les expressions des trois 'matlab-fonction' sont :

- Matlab function:  $u(1) \cdot \sin(u(2))$

- Matlab function1:  $u(1) \cdot \sin\left(u(2) - \frac{2\pi}{3}\right)$

- Matlab function2:  $u(1) \cdot \sin\left(u(2) - \frac{4\pi}{3}\right)$

Où:  $u = [V_{max}, teta]$

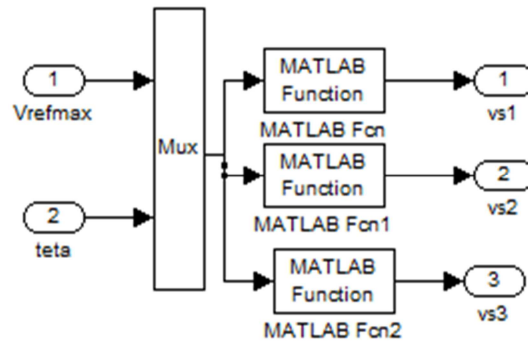


Fig.1.4 : Schéma de simulation du bloc alimentation

Pour les valeurs de la tension  $V_{refmax} = 220\sqrt{2}$  et  $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50 = 100\pi \text{ rd/s}$  on obtient les allures de la figure (1.5)

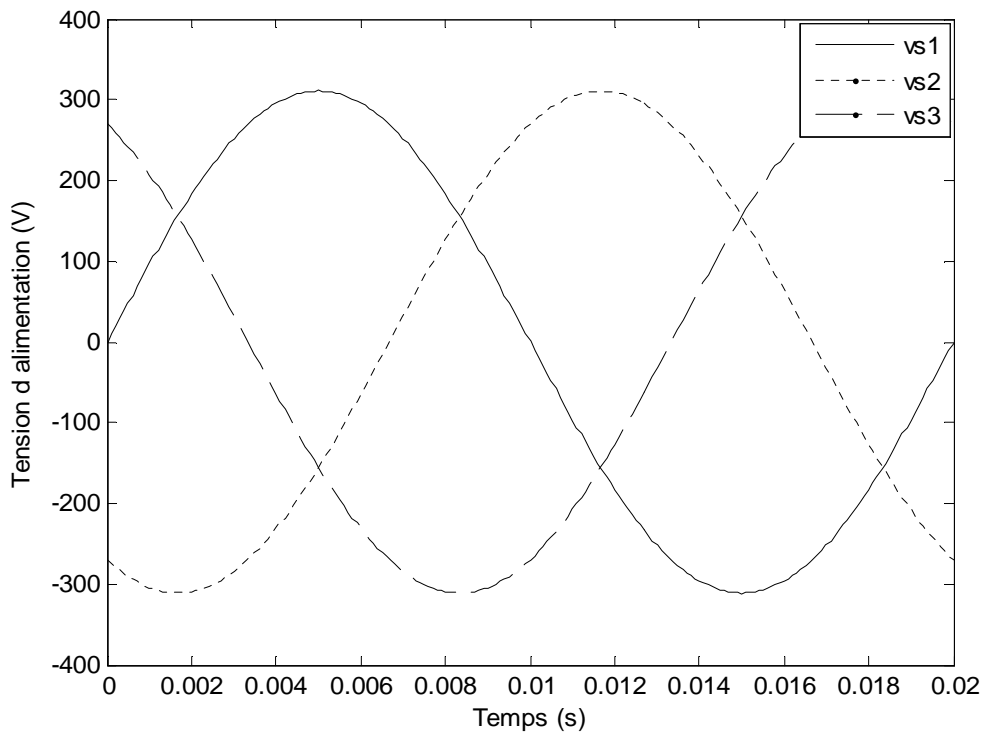


Fig.1.5: Tensions d'alimentation triphasée

### I.5.2. Bloc MAS (machine asynchrone)

Ce bloc permet de simuler les différentes sorties de la machine asynchrone  $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, C_{em}, \omega_s, \omega_r, i_{as}, i_{bs}$  et  $i_{cs}$ . Pour ce faire les tensions statoriques  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont reconstituées par le bloc de la transformation de Park. Afin de simuler les différentes sorties on utilise des fonctions Matlab-fonction, celles-ci nécessitent l'utilisation d'un

multiplexeur 'Mux' qui permet de regrouper les grandeurs  $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, V_{ds}, V_{qs}, C_r, \omega, \omega_r$  dans une seule grandeur que matlab note 'u', pour les courants statoriques on a besoin du bloc de la transformation inverse de Park. Le schéma de la figure (1.6) représente le schéma de simulation, les expressions des sept 'matlab-function' sont:

$$\text{- Matlab-function 1: } \frac{-u(1)}{T_r} + (u(8) - u(9)) * u(2) + \frac{L_m}{T_r} * u(3)$$

$$\text{- Matlab-function 2: } -(u(8) - u(9)) * u(1) - \frac{u(2)}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} * u(4)$$

$$\text{- Matlab-function 3: } \frac{L_m * u(1)}{\sigma * L_s L_r T_r} + \frac{L_m * u(9) * u(2)}{\sigma * L_s L_r} - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{L_m^2}{L_s L_r T_r} \right) * u(3) + u(8) * u(4) + \frac{u(5)}{\sigma * L_s}$$

$$\text{- Matlab-function 4: } \frac{-L_m * u(9) * u(1)}{\sigma * L_s L_r} + \frac{L_m * u(2)}{\sigma * L_s L_r T_r} - u(8) * u(3) - \frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_s} + \frac{L_m^2}{L_s L_r T_r} \right) * u(4) + \frac{u(6)}{\sigma * L_s}$$

$$\text{- Matlab-function 5: } p * \frac{L_m}{L_r} * (u(1) * u(4) - u(2) * u(3))$$

$$\text{- Matlab-function 6: } u(8) + u(9)$$

$$\text{- Matlab-function 7: } \frac{p}{j} * p * \frac{L_m}{L_r} * (u(1) * u(4) - u(2) * u(3)) - u(7) - \frac{k_f}{p} * u(9)$$

$$\text{Où: } u = [\varphi_{dr}, \varphi_{qr}, i_{ds}, i_{qs}, V_{ds}, V_{qs}, C_r, \omega_s, \omega_r]$$

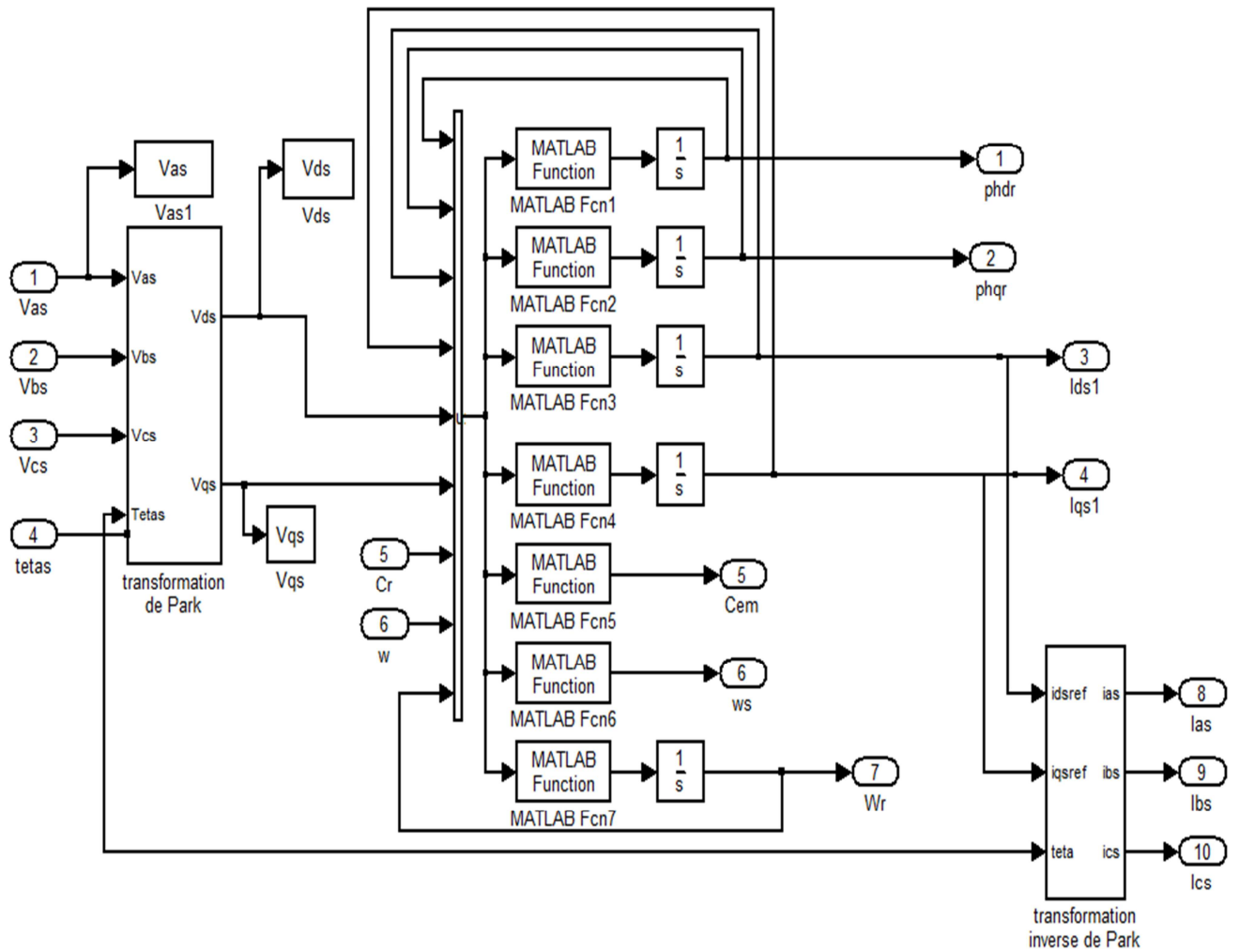


Fig.1.6 : Schéma de simulation du bloc Machine Asynchrone

### I.5.3. Bloc transformation de Park

Ce bloc permet de simuler les tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ . Afin de simuler les deux tensions on utilise les fonctions Matlab-fonction, celles-ci nécessitent l'utilisation d'un multiplexeur 'Mux' qui permet de regrouper les grandeurs des tensions statoriques  $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$  et l'angle  $\theta$  ( $\theta = \omega t$ ) dans une seule grandeur que matlab note 'u'. le schéma de la figure (1.7) représente le schéma de simulation, les expressions des deux 'matlab-fonction' de telle sorte que les tensions triphasées sont multipliées par la matrice de Park sont :

-Matlab-fonction

$$\sqrt{\frac{2}{3}} * u(1) * \cos(u(4)) + u(2) * \left( \cos\left(u(4) - \frac{2\pi}{3}\right) \right) + u(3) * \left( \cos\left(u(4) - \frac{4\pi}{3}\right) \right)$$

-Matlab-function 1

$$-\sqrt{\frac{2}{3}} * u(1) * \sin(u(4)) + u(2) * \left( \sin\left(u(4) - \frac{2\pi}{3}\right) \right) + u(3) * \left( \sin\left(u(4) - \frac{4\pi}{3}\right) \right)$$

Où:  $u = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}, teta]$

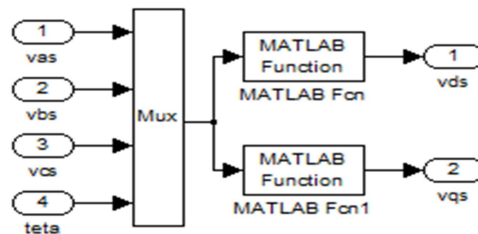


Fig.1.7 : Schéma de simulation du bloc transformation de Park

#### I.5.4. Bloc transformation inverse de Park

Ce bloc permet de revenir au système triphasé pour avoir les courants statoriques. Afin de simuler les trois courants on utilise les fonctions Matlab-function, celles-ci nécessitent l'utilisation d'un multiplexeur 'Mux' qui permettant de regrouper les grandeurs des courants statoriques  $i_{dsref}$ ,  $i_{qsref}$  et l'angle  $\theta$  ( $\theta = \omega t$ ) dans une seule grandeur que matlab note 'u'. Le schéma de la figure (1.8) représente le schéma de simulation, les expressions des trois 'matlab-function' de telle sorte que les tensions triphasées sont multipliées par la matrice inverse de Park sont comme suit:

- Matlab-function:  $\cos(u(3)) * u(1) - (\sin(u(3)) * u(2)$

- Matlab-function 1:  $\cos\left(u(3) - \frac{2\pi}{3}\right) * u(1) - (\sin\left(u(3) - \frac{2\pi}{3}\right) * u(2)$

- Matlab-function 2:  $\cos\left(u(3) - \frac{4\pi}{3}\right) * u(1) - (\sin\left(u(3) - \frac{4\pi}{3}\right) * u(2)$

Où:  $u = [i_{dsref}, i_{qsref}, teta]$

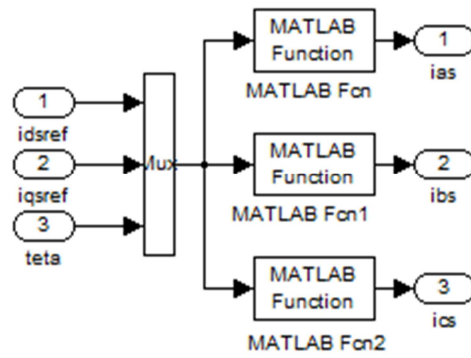


Fig.1.8 : Schéma de simulation du bloc transformation inverse de Park

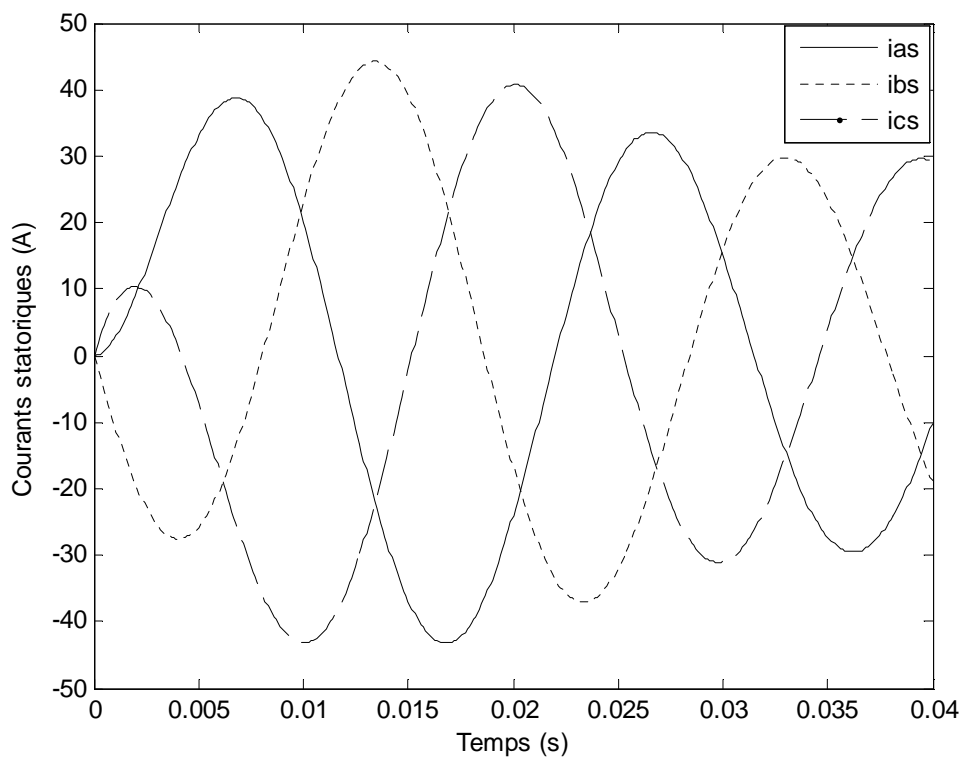


Fig.1.9: Courants statoriques  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$

## I.6. Simulation de la machine asynchrone

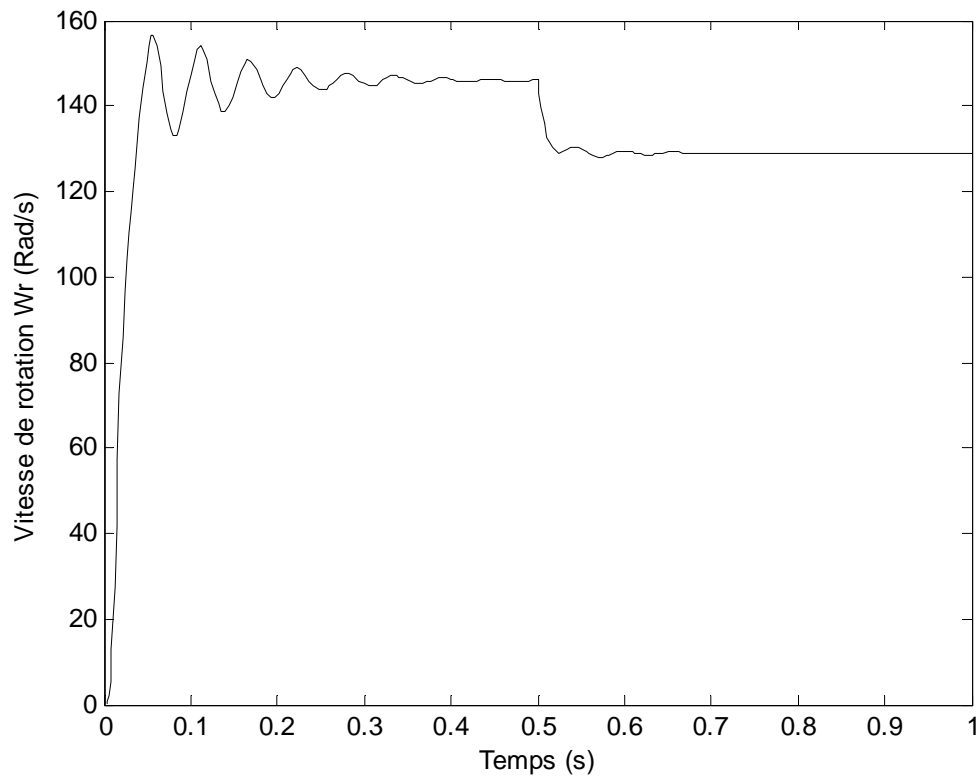
On a un réseau équilibré de tensions sinusoïdales d'une valeur efficace 220v et de fréquence fixe de 50Hz.

Conditions d'essai :

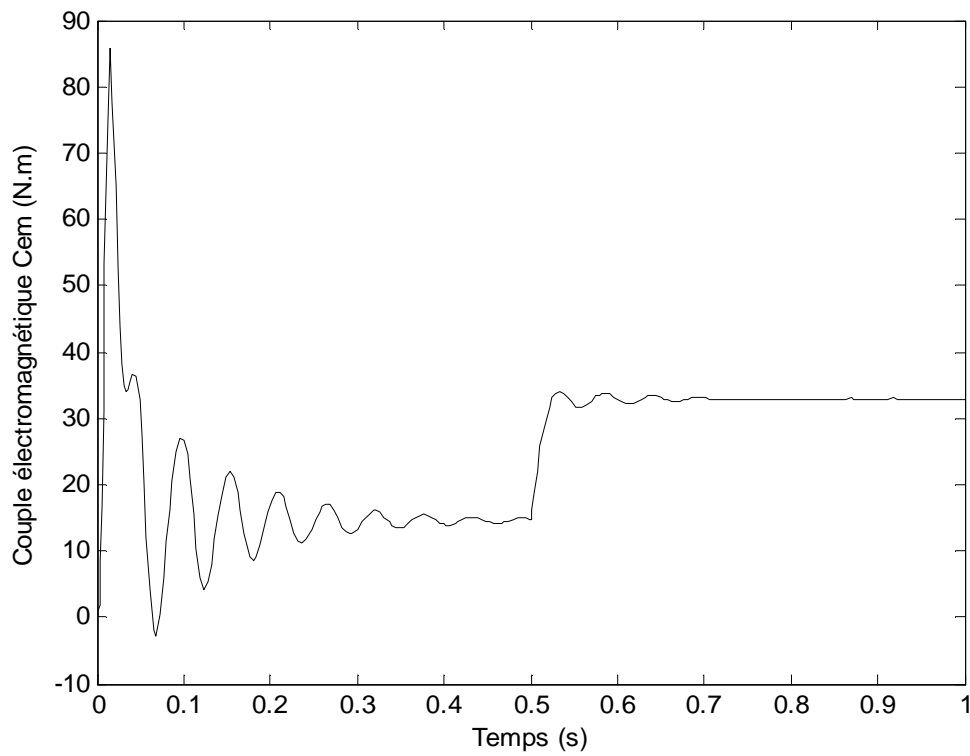
A  $t=0s$  : démarrage de la machine à vide

A  $t=0,5s$  : application d'un couple résistant de 20N.m

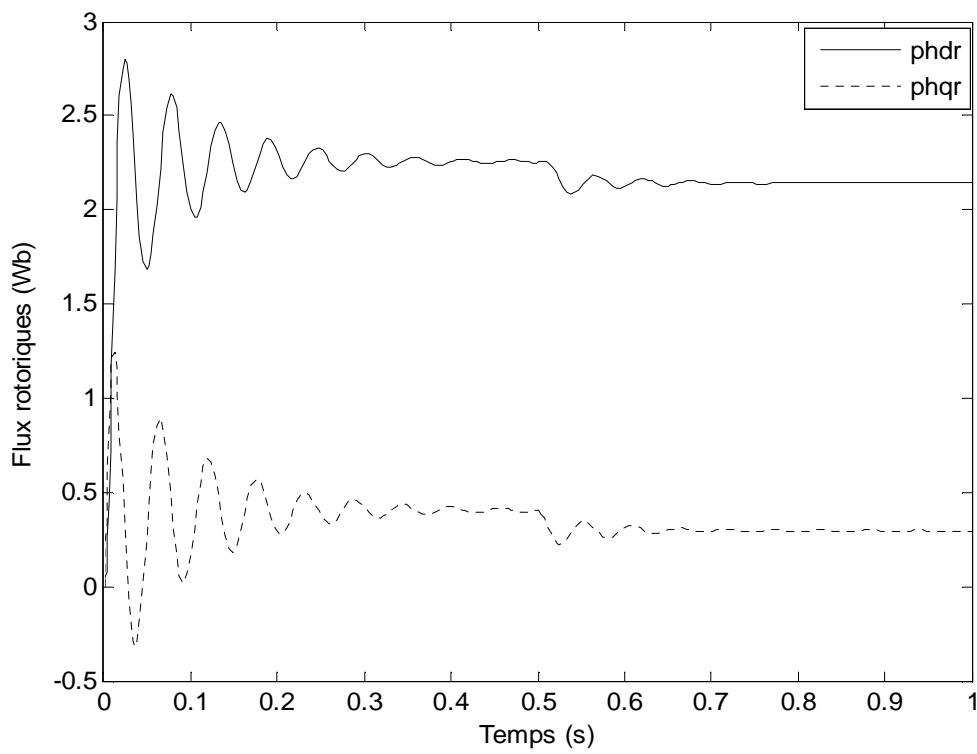
La simulation numérique des modèles mathématiques de la machine asynchrone utilisée permet d'avoir une idée globale et correcte de sa performance. Les résultats des simulations effectuées sous Matlab-Simulink, sont présentés dans les figures (1.10) à (1.14).



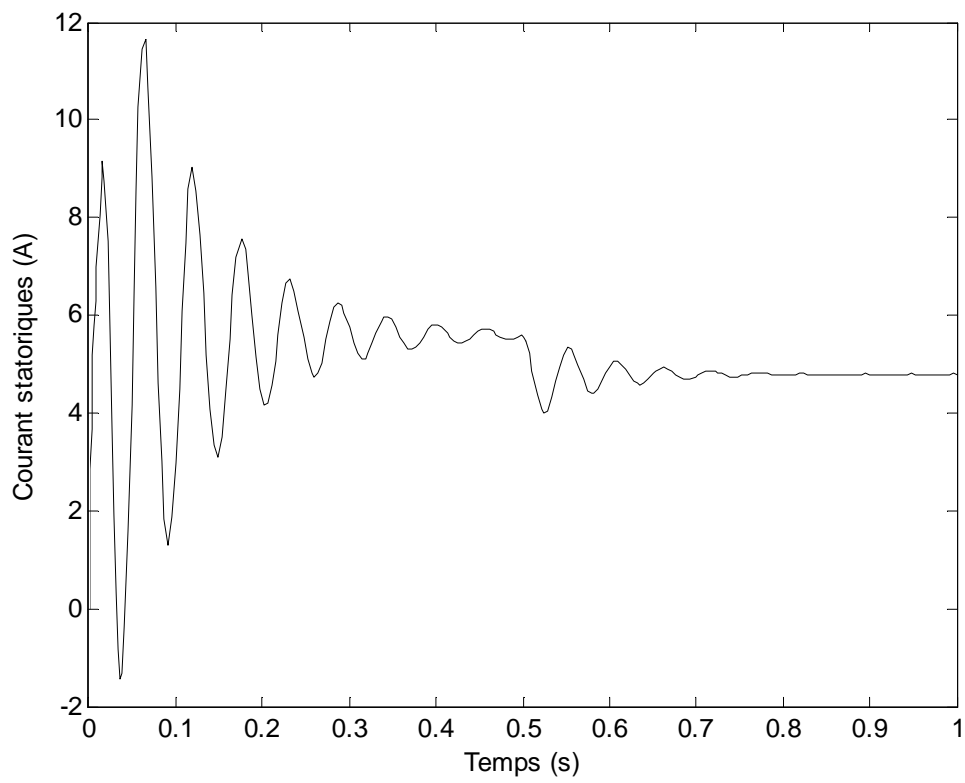
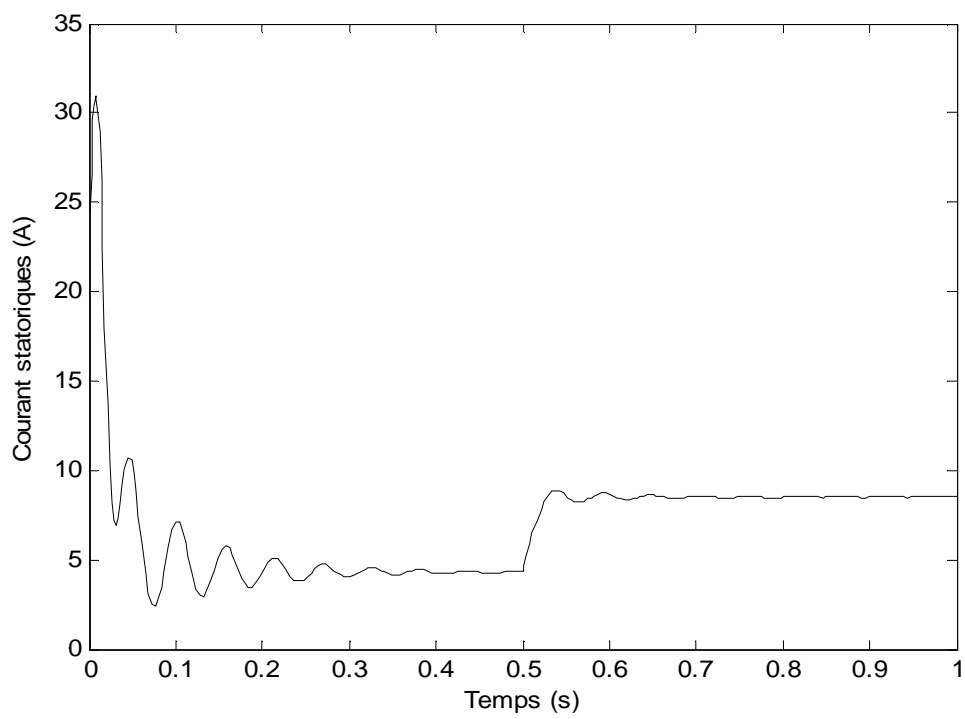
**Fig.1.10 : Vitesse de rotation  $\omega_r$**



**Fig.1.11: Couple électromagnétique**



**Fig.1.12 : Flux rotoriques  $\phi_{dr}$  et  $\phi_{qr}$**

**Fig.1.13 : Courant  $i_{ds}$** **Fig.1.14 : Courant  $i_{qs}$**

### I.7. Interprétation de résultats

Le couple électromagnétique en régime transitoire représente un couple pulsatoire pseudo périodique, avec un couple de démarrage qui atteint une valeur importante égale à  $95N.m$ . dès qu'on applique un couple résistant à  $t=0,5s$ , on observe que le couple tend à augmenter afin de compenser le couple résistant, il est passé par un petit régime transitoire après le couple reste à son régime permanent.

Les oscillations de couple se font ressentir sur l'évolution de la vitesse, pendant la phase de démarrage, l'amplitude de vitesse atteint une valeur voisine de (180rd/s) puis se stabilise à sa valeur nominale en régime permanent (140rd/s), l'équation du mouvement en régime permanent va devenir  $\omega_r = \frac{C_{em}-C_r}{f}$  c-à-d qu'on est en fonctionnement à vide donc le moteur tourne presque à la vitesse de synchronisme car à vide le glissement est faible, donc la vitesse reste constante. Dès qu'on applique un couple résistant, la vitesse du moteur diminue ce qui engendre une augmentation du glissement, donc la résistance fictive ( $R/g$ ) va diminuer donc le courant rotorique augmente, cela présente un échauffement pour le rotor lorsqu'il est mal aéré.

Les courbes représentant l'évolution des flux rotoriques prennent respectivement les valeurs (2,7wb) et (1,3wb) en régime transitoire, dès qu'on applique un couple résistant les flux rotoriques diminuent tendent vers : (2,1wb) et (0,3wb)

Le courant  $i_{qs}$  est caractérisé par une augmentation très forte, puis il commence de se stabiliser, dès qu'on applique un couple résistant il diminue jusqu'à atteindre son régime permanent.

Le courant  $i_{ds}$  est caractérisé par une légère diminution au début puis une forte augmentation jusqu'à avoir un régime permanent à une valeur constante, dès qu'on applique un couple résistant il augmente une autre fois puis il se stabilise à son régime permanent.

- L'utilisation de la transformation de Park nous a permis d'aboutir à un modèle simplifié de la machine asynchrone, mais il reste toujours non linéaire et fortement couplé. Il est donc nécessaire d'introduire une commande extérieure afin d'aboutir à un système linéaire, permettant ainsi de simplifier la commande de la vitesse.

## II. Onduleur

Il permet de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue, Il existe deux types d'onduleurs: les onduleurs de tension et les commutateurs de courant. On distingue aussi : les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes. [11].

La machine asynchrone est souvent alimentée par un convertisseur statique (onduleur de tension).

On note  $K_A, K_B, K_C$  les interrupteurs du haut, et  $K'_A, K'_B, K'_C$  les interrupteurs du bas. On suppose enfin que les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires, la figure (1.15) montre l'alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur triphasé

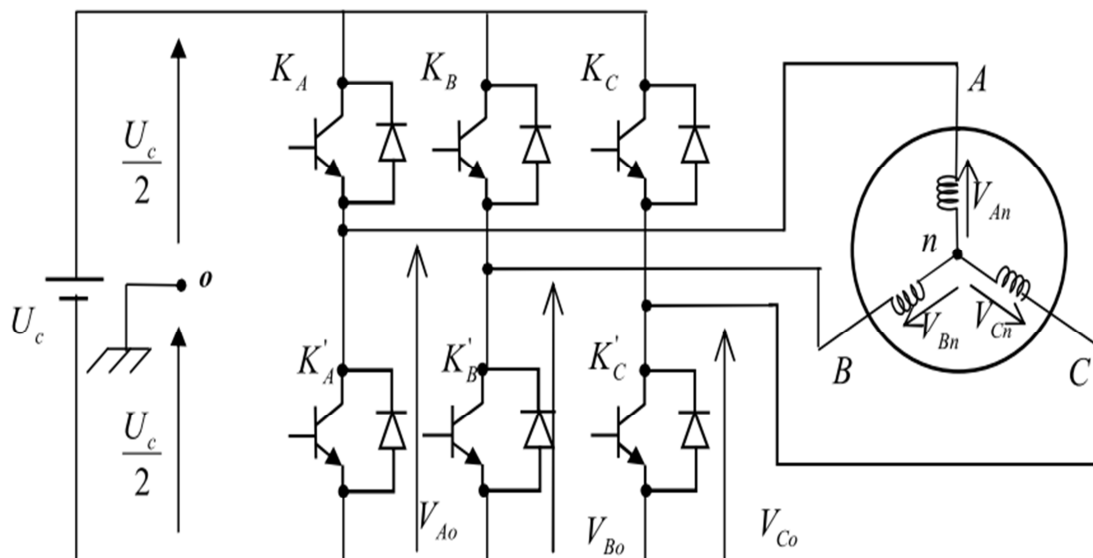


Fig.1.15: Représentation de l'ensemble onduleur –MAS [11]

Les couples d'interrupteurs ( $K_A, K_B, K_C$ ) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques et rotoriques de la machine et pour éviter de court-circuiter la source. Les diodes sont des diodes à roues libres assurant la protection des transistors.

Les signaux de commande envoyés à l'onduleur sont symbolisés par des grandeurs logiques  $C_i$   $\{i=A, B, C\}$

- si  $C_i=1$ , alors  $K_i$  est fermé et  $K'_i$  est ouvert,
- si  $C_i=0$ , alors  $K_i$  est ouvert et  $K'_i$  est fermé.

## II.1. Stratégie de commande de l'onduleur

Il est nécessaire d'établir une stratégie de commande de l'onduleur de sorte que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques. La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). [11].

Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont disponibles:

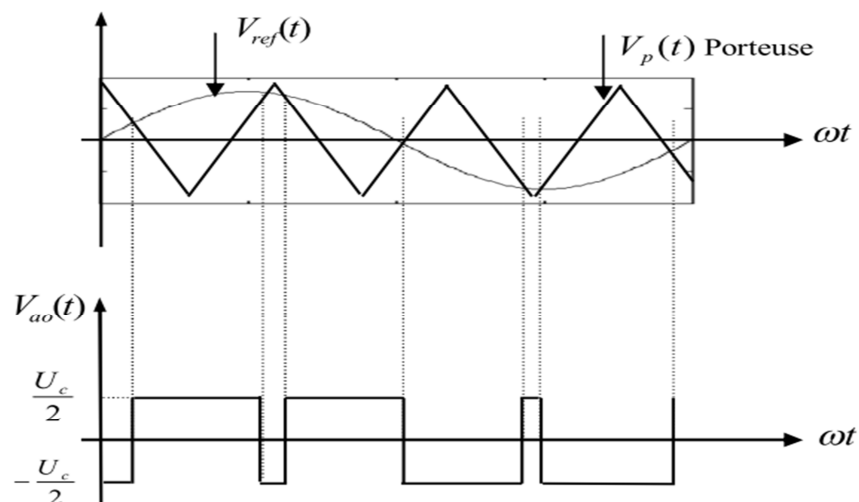
- MLI naturelle ou intersective.
- MLI avec contrôle d'amplitude.
- MLI vectorielle.

## II.2. Commande par Modulation de la Largeur Impulsion (MLI)

Il s'agit d'un mode de commande particulier des onduleurs. Les méthodes MLI ont comme principe l'échantillonnage du signal qui contient l'information devant être transmise et qui est le signal de référence. Cette information est ensuite convertie en une série d'impulsions dont la largeur est définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage. La commande MLI génère des signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur pour générer aussi fidèlement que possible le signal modulant

### - Principe de la stratégie sinus-triangulaire

Cette stratégie permet la génération des impulsions de commande à partir de l'instant où on a l'intersection d'une onde de référence généralement sinusoïdale ( $V_{ref}(t)$ ) d'une fréquence  $f$  avec une onde triangulaire appelée porteuse  $V_p(t)$  d'une fréquence  $f_p$  très élevée).



**Fig.1.16 : Principe de la MLI sinus-triangulaire [11]**

Deux paramètres caractérisent cette stratégie

- L'indice de modulation  $m$  : rapport entre la fréquence de la porteuse  $f_p$  et celle du signal de référence  $f_s$

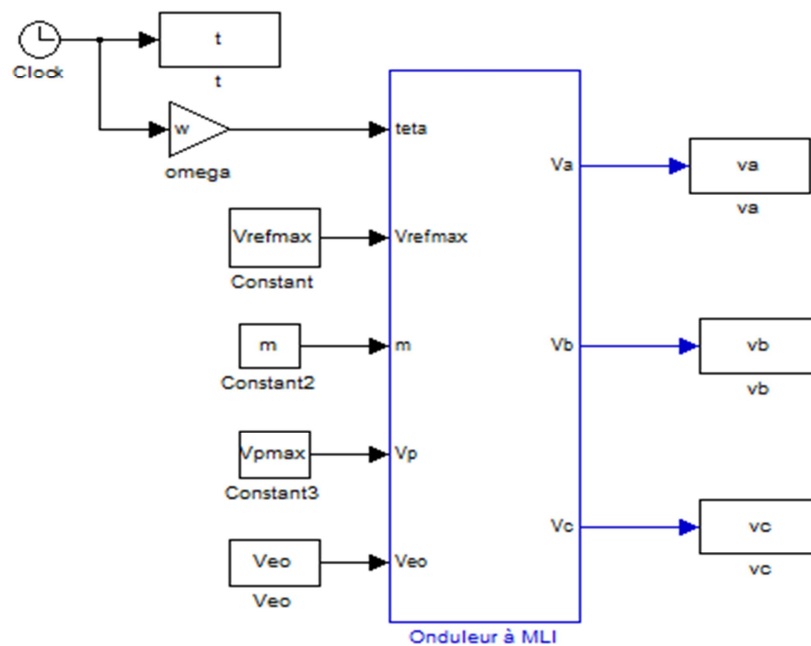
$$m = f_p / f_s \quad (1.19)$$

- Le coefficient de réglage en tension  $r$  : rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_s$  avec celle de la porteuse  $V_p$

$$r = V_s / V_p \quad (1.20)$$

### II.3. Schéma bloc global de l'onduleur à MLI

Le schéma de la figure (1.17), représente le schéma général de simulation sous Matlab-simulink du modèle d'un onduleur à MLI. Les entrées sont les tensions  $V_{refmax}$ ,  $V_{pmax}$  et  $V_{eo}$ , la constante  $m$  et l'angle  $\theta = \omega t$  est reconstitué par le produit de la source de temps (clock) par le coefficient  $\omega$ . Ce bloc est constitué de ; bloc de la commande MLI, bloc de tensions de référence et bloc de la porteuse (figure 1.18).

**Fig.1.17: Schéma global de simulation du bloc onduleur à MLI**

### II.3.1. Schéma bloc de l'onduleur à MLI

Ce bloc permet de simuler les tensions de l'onduleur  $V_a, V_b, V_c$  pour se faire les entrées  $C_1, C_2, C_3$  sont reconstituées par le bloc de la commande MLI et la tension  $V_{e0}$  ( $V_{e0} = 515V$ ). Afin de simuler les trois tensions on utilise deux autres bloc; bloc de tensions de référence et bloc de la porteuse qui permet de regrouper les différentes grandeurs de sorties des deux bloc  $V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$  et  $V_p$  dans le bloc de commande à MLI. Le schéma de la figure (1.18) représente le schéma de simulation.

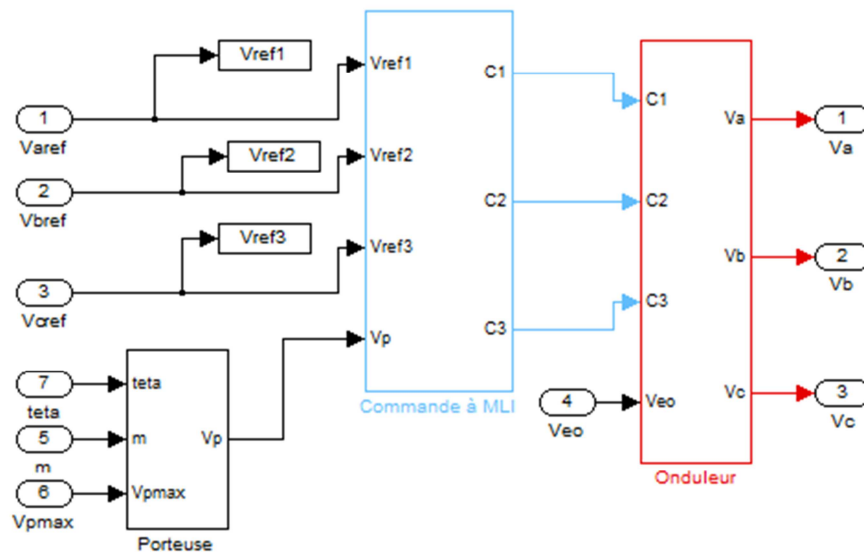


Fig.1.18: Détail du schéma de simulation du bloc onduleur à MLI

### II.3.2. Schéma bloc de la porteuse

Ce bloc permet de simuler la tension de la porteuse  $V_p$ . Pour se faire l'angle  $\theta = \omega t$  est reconstitué par le produit de la source de temps (clock) par le coefficient  $\omega$ . Afin de simuler la tension on utilise la fonction Matlab-function1, celle-ci nécessite l'utilisation d'un multiplexeur 'Mux' qui permet de regrouper les grandeurs  $V_p$  et une autre matlab-fonction qui regroupe aussi l'angle  $\theta = \omega t$  et la constante m ( $m=3$ ) dans une seule grandeur que matlab note 'u'. le schéma de la figure (1.19) représente le schéma de simulation, les expressions des deux 'matlab-fonction' sont :

- Matlab-fonction:  $\sin\left(u(2) * u(1) - \frac{\pi}{2}\right)$

- Matlab-fonction 1:  $u(2) * a \sin(u(1)) * \frac{2}{\pi}$

Où:  $u = [teta, m, V_p]$

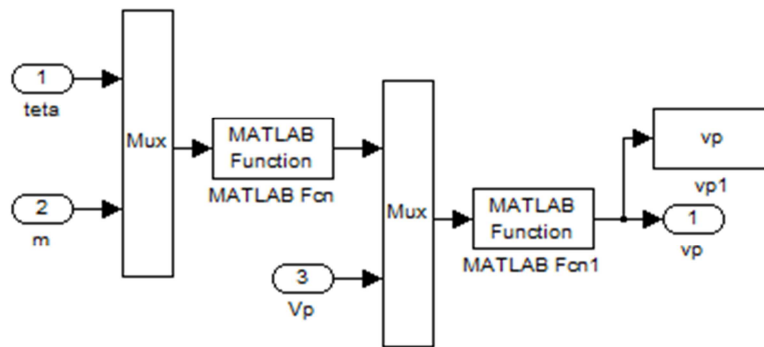


Fig.1.19 : Schéma de simulation du bloc porteuse

Le résultat de simulation est présenté sur la figure (2.20)

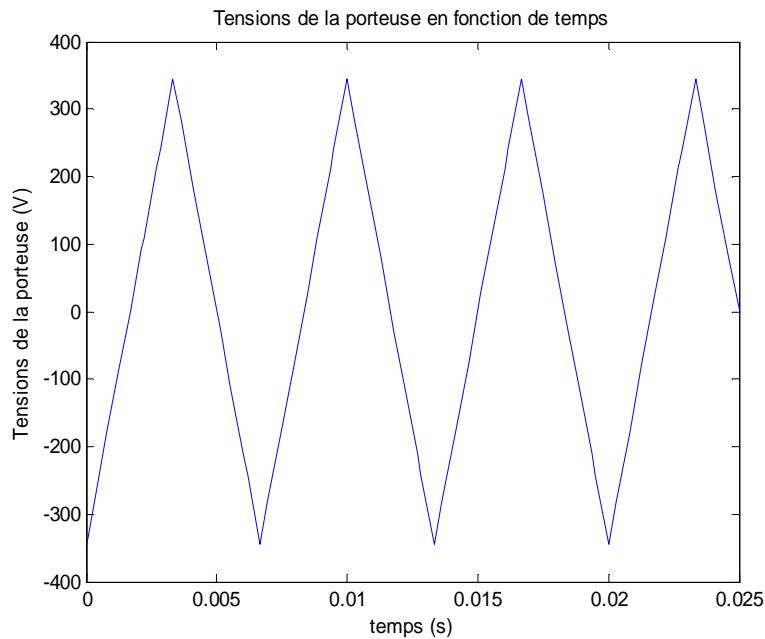


Fig.1.20 : Tension de la porteuse

### II.3.3. Schéma bloc de la commande MLI

Ce bloc permet de simuler les sorties de la commande MLI, on compare la tension de référence avec la tension de la porteuse, de telle sorte que si la somme de  $V_{ref}$  et  $V_p$  est positive ( $V_{ref} > V_p$ ) à un instant donné alors le Switch va donner une valeur de zéro à la sortie C ( $C_1, C_2, C_3$ ), dans le cas contraire la somme sera négative ( $V_{ref} < V_p$ ), le Switch délivre un 1 à la sortie.

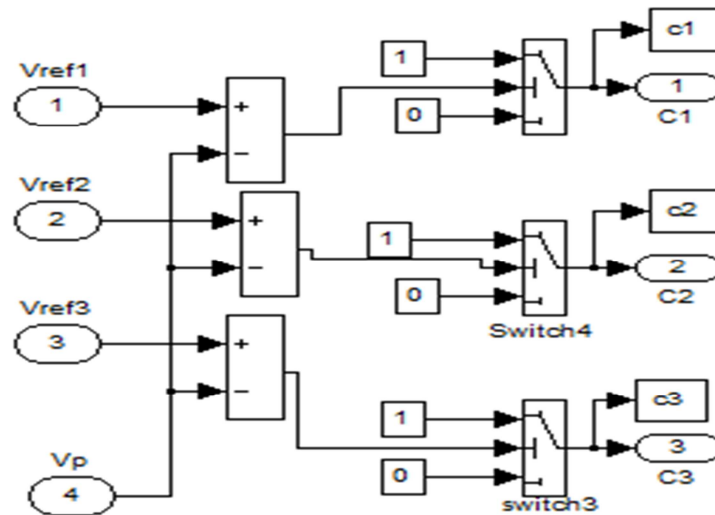


Fig.1.21 : Schéma de simulation du bloc MLI

### II.3.4. Schéma bloc de l'onduleur

Ce bloc permet de simuler les tensions de sortie de l'onduleur  $V_a, V_b, V_c$ . Dans le but de simuler les tensions on utilise la fonction Matlab-fonction, celle-ci nécessite l'utilisation d'un multiplexeur 'Mux' qui permet de regrouper les grandeurs  $C_1, C_2, C_3$  et  $V_{eo}$  dans une seule grandeur que matlab note 'u'. le schéma de la figure (1.22) représente le schéma de simulation, les expressions des trois 'matlab-fonction' sont :

- Matlab-fonction 1:  $\frac{u(4)}{3} (2 * u(1) - u(2) - u(3))$

- Matlab-fonction 2:  $\frac{u(4)}{3} * (-u(1) + 2 * u(2) - u(3))$

- Matlab-fonction 3:  $\frac{u(4)}{3} * (-u(1) - u(2) + 2 * u(3))$

Où:  $u = [C_1, C_2, C_3, V_{eo}]$

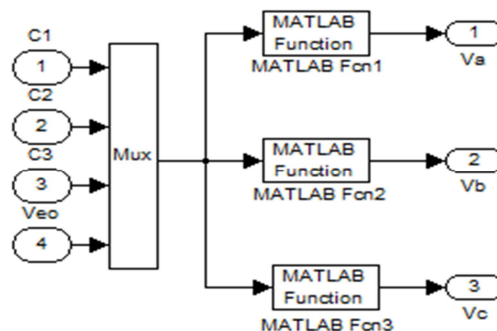
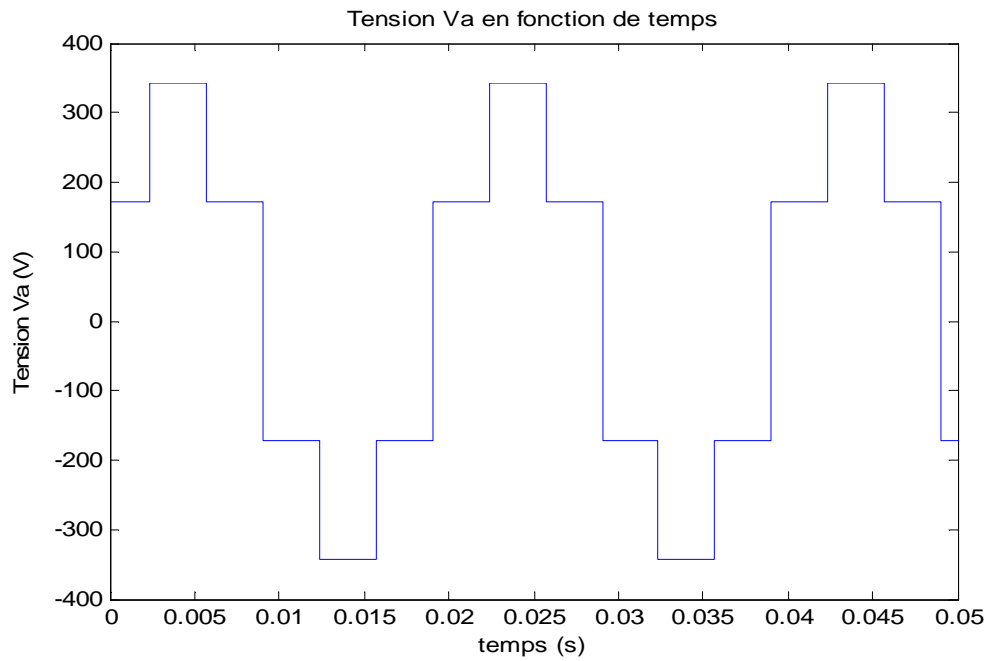
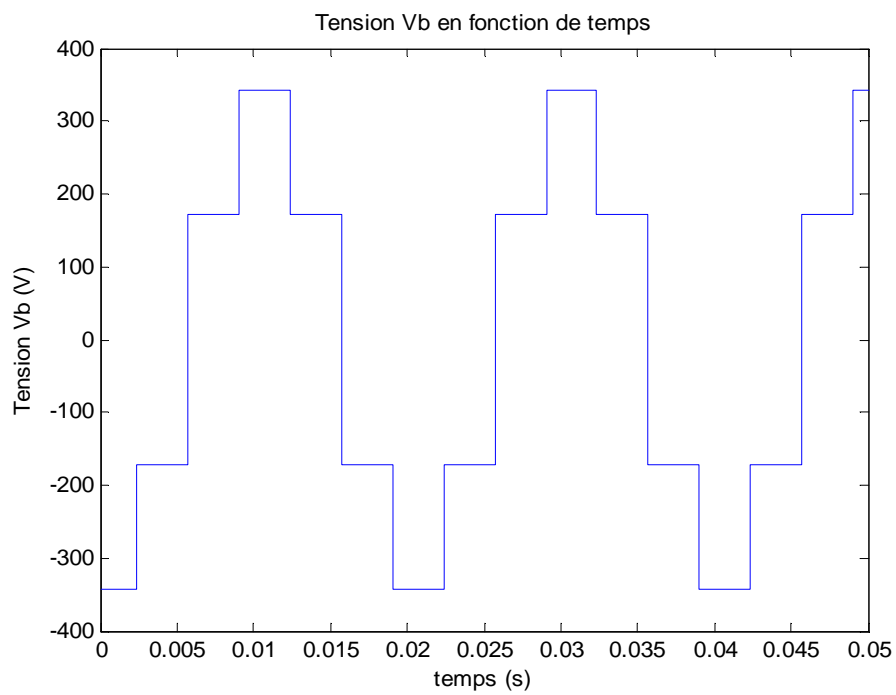
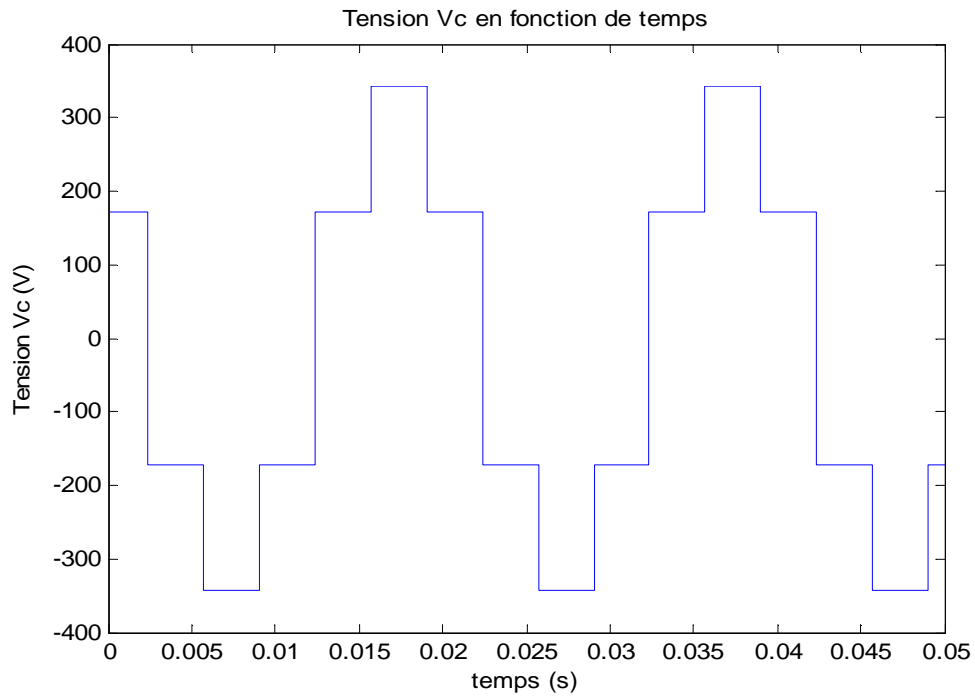


Fig.1.22 : Schéma de simulation du bloc onduleur

**Fig.1.23 : Tension simple de la phase a****Fig.1.24 : Tension simple de la phase b**



**Fig.1.25 : Tension de la phase c**

On voit que les trois tensions simples ont une forme en marches d'escalier.

### **II.3.5. Schéma bloc de la machine asynchrone-onduleur**

Ce bloc permet de simuler toute les sorties de la machine asynchrone alimentée par un onduleur. La figure (1.26) montre le schéma de simulation d'une machine asynchrone alimenté par un onduleur à MLI.

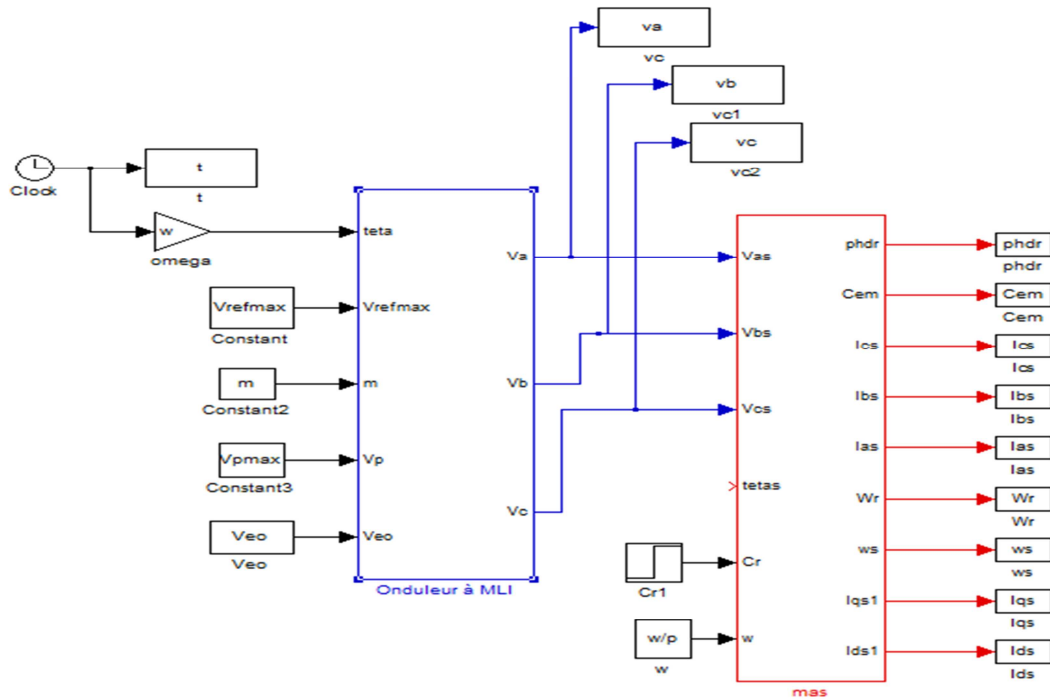


Fig.1.26 : Schéma bloc de l'ensemble

Les figures de (1.27) à (1.31) montrent les résultats de simulation lorsque la machine est couplée avec l'onduleur.

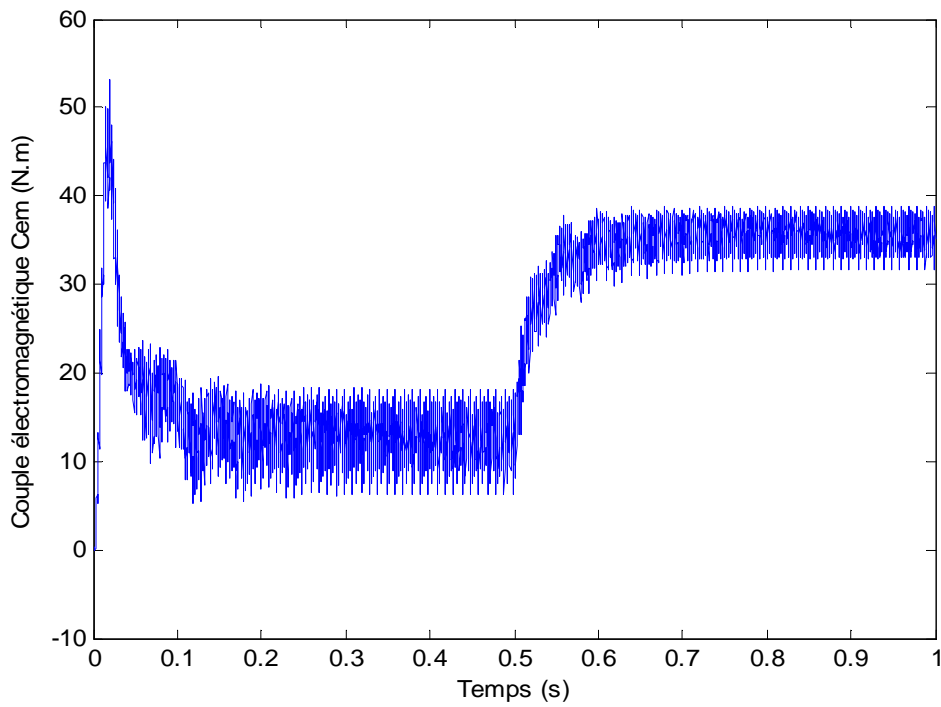


Fig.1.27 : Couple électromagnétique

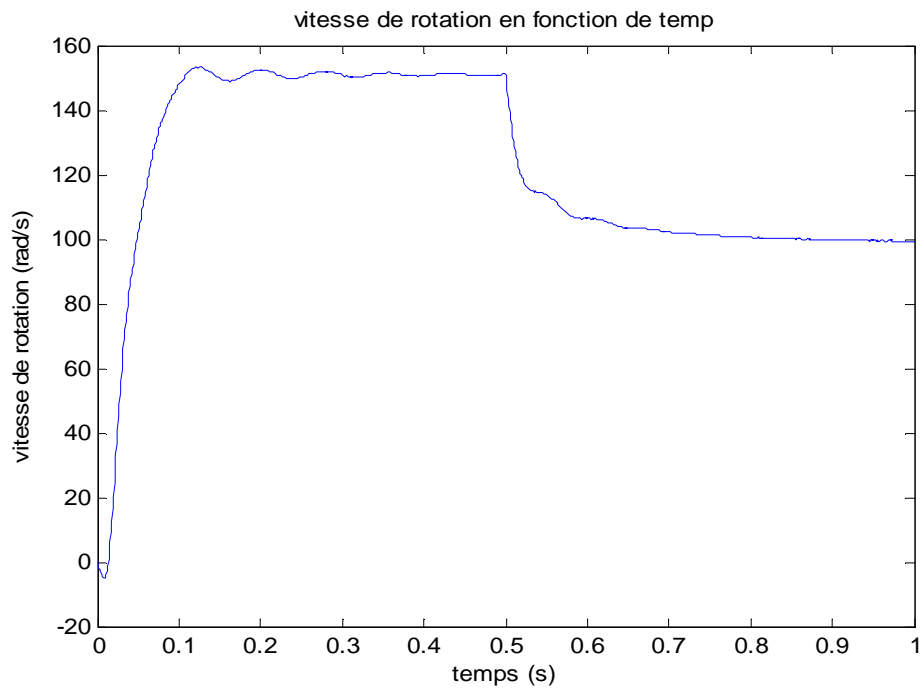


Fig.1.28: Vitesse de rotation  $\omega_r$

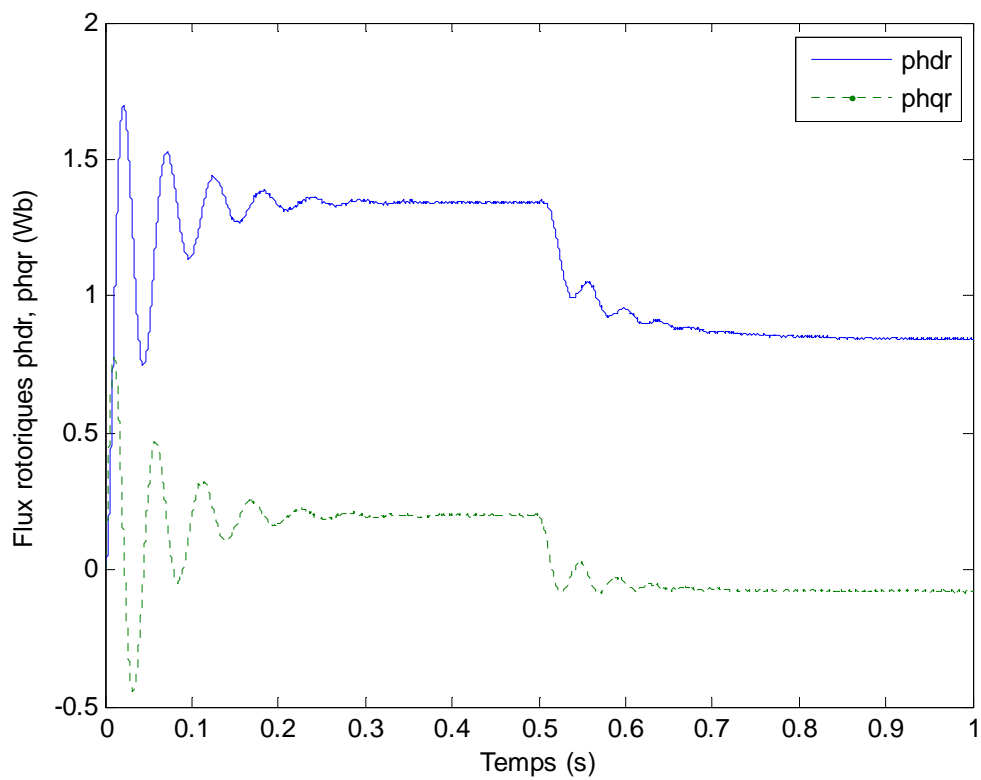
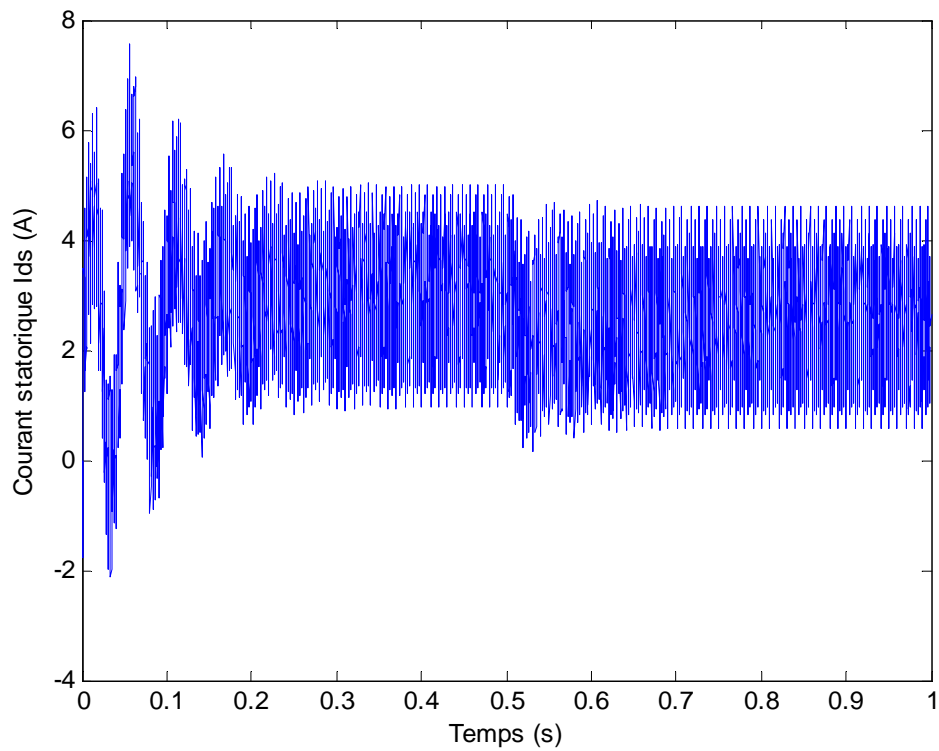
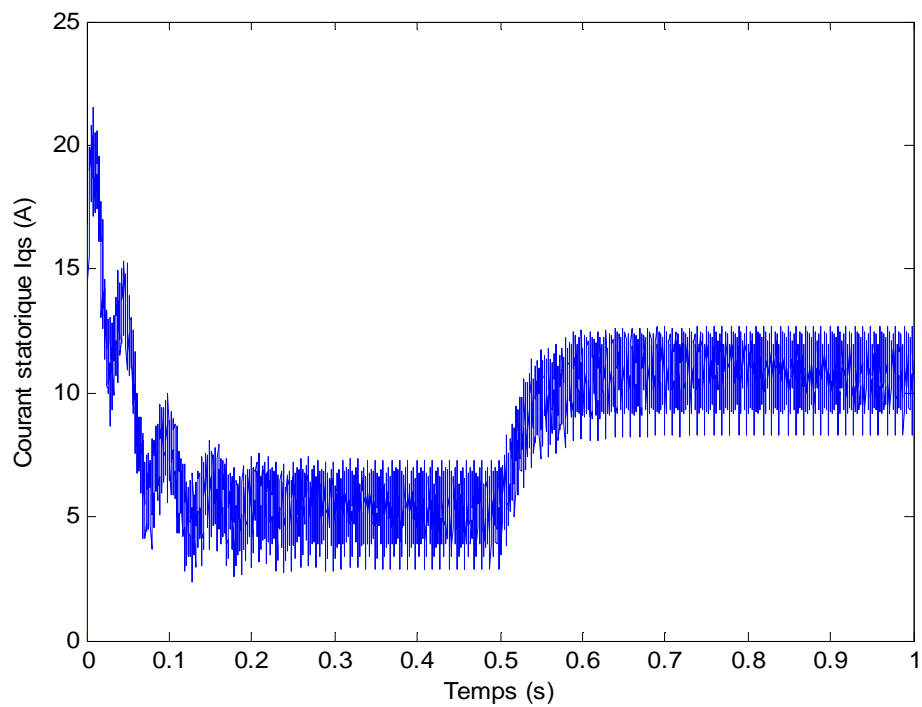


Fig.1.29: Flux  $\phi_{qr}$ ,  $\phi_{dr}$

**Fig.1.30: Courant  $i_{ds}$** **Fig.1.31: Courant  $i_{qs}$**

#### **II.4. Interprétation des résultats**

On remarque que les courbes du couple et de la vitesse obtenus sont oscillatoires (cas d'une alimentation en MLI), pour le couple et la vitesse qui sont dûs aux harmoniques de rang faible en raison des commutations non instantanées dans l'alimentation car la fréquence des composants est limitée, le régime permanent est établi lorsque la vitesse atteint la vitesse nominale au point de fonctionnement ou le couple électromagnétique égale le couple résistant.

Concernant les courants statoriques, en régime transitoire un pic de courant s'établit dans le moteur, ce sont les courants de démarrage, ces courants représentent l'un des grands problèmes de la machine asynchrone. La force contre-électromotrice qui s'oppose à la tension appliquée est nulle au démarrage, il apparaît un courant intense, ce qui crée à la fois une contrainte au moteur lui-même et une gêne pour le réseau.

Quant au flux rotorique, les courbes obtenues sont oscillatoires, elles commencent à stabiliser, dès qu'on applique un couple résistant on remarque une diminution du flux avec des petites oscillations qui se stabilisent dans le régime permanent.

### **III. Conclusion**

Le travail présenté dans ce chapitre concerne la modélisation de la MAS ; Au premier lieu nous avons abordé le modèle de la machine généralisée triphasée, la mise en œuvre informatique (simulation, de la machine en régime dynamique, les résultats et leurs interprétations). Puis la modélisation de la machine asynchrone qui a porté sur le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur triphasé, ainsi que le principe de la commande MLI, la simulation de l'ensemble onduleur-machine sous l'environnement du logiciel Matlab-Simulink, nous a permis d'obtenir des résultats en bonne concordance.

Dans le moteur asynchrone deux facteurs sont particulièrement à surveiller: le couple et l'intensité du courant de démarrage.

## Introduction

La commande par orientation de flux, proposée par Blaschke en 1972 [6], est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. L'idée fondamentale de la méthode est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu (MCC). Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux de la machine avec la composante  $i_{ds}$  du courant statorique qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. Tandis que, la composante  $i_{qs}$  permet de contrôler le couple électromagnétique correspondant au courant induit de la machine à courant continu [9] [12].

La principale difficulté rencontrée dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour réaliser ce découplage entre le couple et le flux, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence  $U/f$  (constant). Mais, et à cause du manque d'informations sur le rapport  $U/f$ , ce type de commande a monté ses limites en matière de qualité de ses performances [2]. En ce temps, le principe de découplage n'a pas été encore développé, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machines à courant continu.

Dans ce présent travail, nous présentons la commande d'une machine asynchrone dont l'objectif est de garantir les performances suivantes.

- Une réponse rapide de couple.
- Une grande plage de contrôle de vitesse.
- Une grande efficacité sur une grande plage de charge en régime permanent [3].

Il existe, essentiellement deux méthodes de commande à flux orienté: la première, directe repose sur une commande en boucle fermée, la seconde indirecte, caractérise par une régulation du flux en boucle ouverte.

### I. Principe de la commande vectorielle

Nous avons vu dans le premier chapitre, que le couple électromagnétique en régime transitoire s'exprime dans le repère (d, q) par:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (2.1)$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ( $\varphi_{qr} i_{ds}$ ), le couple ressemblerait à celui d'une MCC. Il suffit, pour se faire, d'orienter le repère (d, q) de manière à annuler la composante en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir ( $\varphi_{qr} = 0$ ). Ainsi  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  uniquement. De cette façon, L'axe directe « d » est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que:  $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr} = 0$ . La figure (2.1) montre ce principe.

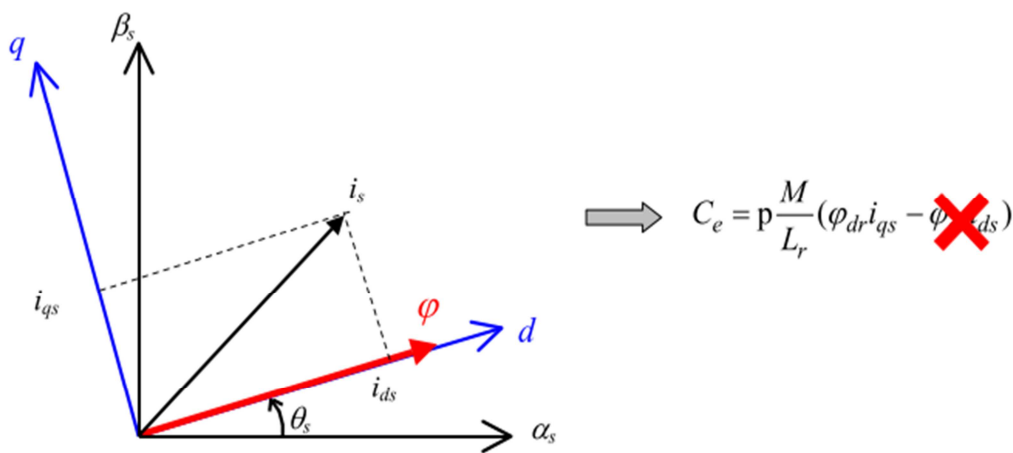


Fig.2.1: Principe du contrôle vectoriel [5]

Dans ce cas, les équations de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant sont données par :

- Au stator

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left( R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} R_r \varphi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \left( R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{qs} + \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \omega \varphi_r \end{cases} \quad (2.2)$$

- Au rotor

$$\begin{cases} T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = L_m i_{ds} \\ 0 - g\omega\varphi_r = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} \end{cases} \quad (2.3)$$

- Les équations mécaniques deviennent

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{qs} \\ C_{em} - C_r = J \frac{d\omega_r}{dt} + K_f \omega_r \end{cases} \quad (2.4)$$

Ces équations peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle, mais l'inconvénient réside dans la présence de dérivateur et des termes de couplage entre les axes (d, q),  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  influent à la fois sur  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage. C'est ce qui est montré par la figure (2.2).

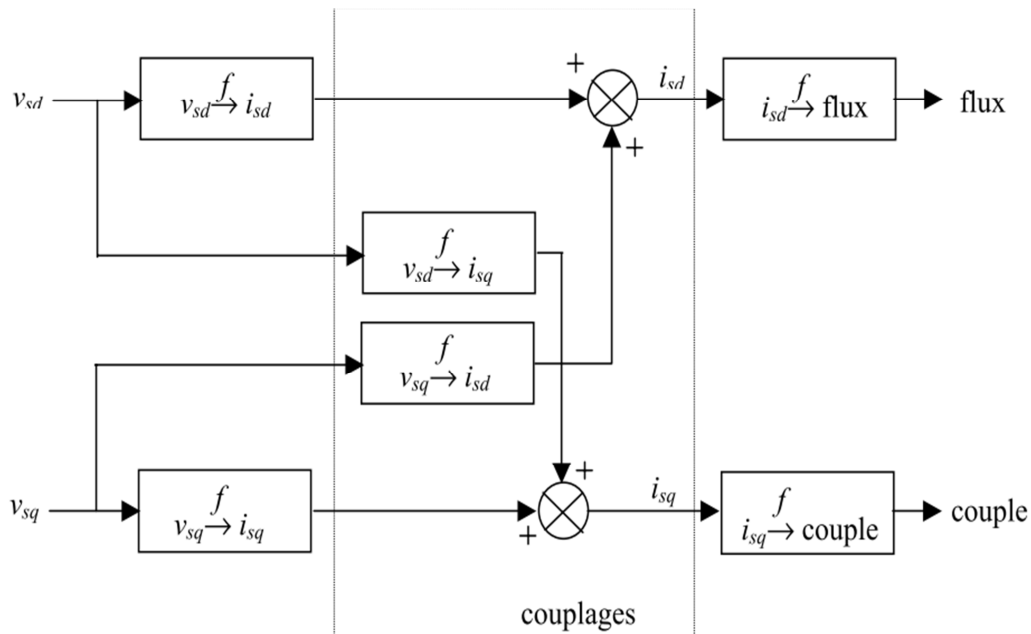


Fig.2.2: Description des termes de couplage [5]

## II. Découplage par compensation

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple.

Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état et découplage par compensation. [1]. Nous présentons dans ce qui suit ce dernier type de découplage

Le principe de découplage par compensation, illustré sur la figure (2.3), revient à définir deux nouvelles variables de commande  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  telles que  $V_{ds}^*$  n'agit que sur  $i_{ds}$  et  $V_{qs}^*$  n'agit que sur  $i_{qs}$ .

Ces deux nouvelles variables de commande  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  sont

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds} + e_{ds} \\ V_{qs}^* = V_{qs} + e_{qs} \end{cases} \quad (2.5)$$

On substituant ces expressions dans l'équation (2.2), on obtient

$$\begin{cases} V_{ds}^* = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left( R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{ds} \\ e_{ds} = \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \phi_r \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{cases} V_{qs}^* = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \left( R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{qs} \\ e_{qs} = -\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_r \end{cases} \quad (2.7)$$

En utilisant la transformation de Laplace, les équations (2.6), (2.7) deviennent

$$\begin{cases} V_{ds}(s) = \left( \left( R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) + \sigma L_s \cdot s \right) i_{ds}(s) \\ V_{qs}(s) = \left( \left( R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) + \sigma L_s \cdot s \right) i_{qs}(s) \end{cases} \quad (2.8)$$

- Au rotor

$$\begin{cases} (T_r s + 1) \phi_r(s) = L_m i_{ds}(s) \\ 0 - g \omega \phi_r(s) = \frac{L_m}{T_r} i_{qs}(s) \end{cases} \quad (2.9)$$

- Couple électromagnétique

$$\begin{cases} C_{em}(s) = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{qs}(s) \\ C_{em}(s) - C_r(s) = (Js + K_f)\omega_r(s) \end{cases} \quad (2.10)$$

Le principe de découplage par compensation est décrit en détail sur la figure (2.3)

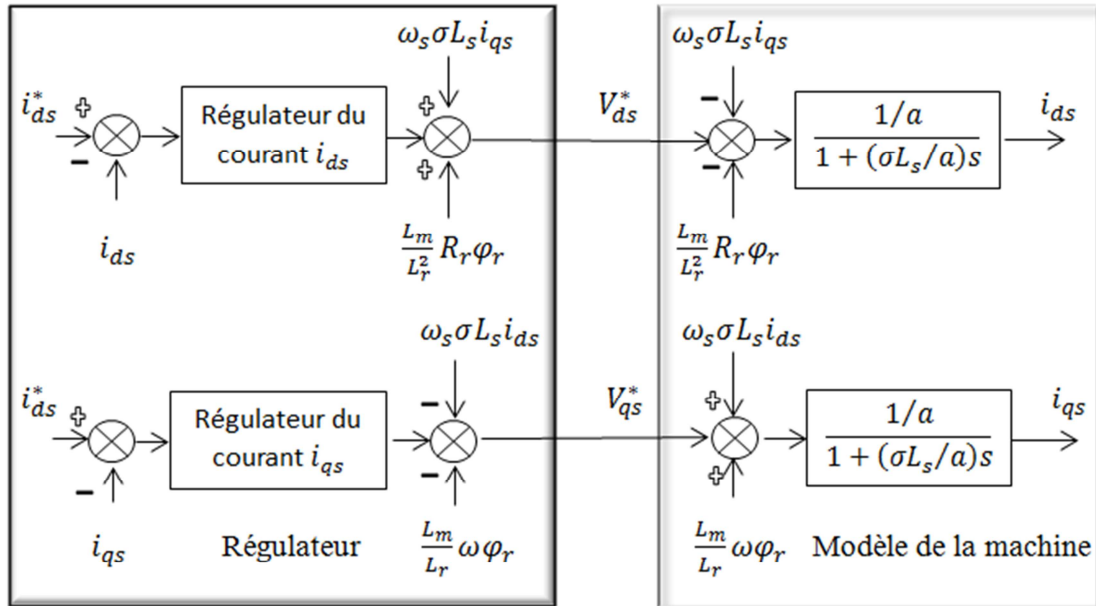


Fig.2.3: Découplage par addition des termes de compensation

Avec:  $a = \left( R_s + R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right)$

- La tension  $V_{ds}^*$  permet de commander le courant  $i_{ds}$ , donc le flux  $\varphi_r$ .
- La tension  $V_{qs}^*$  permet de commander le courant  $i_{qs}$ , donc le couple  $C_{em}$  ou la vitesse  $\Omega$

### III. Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

A partir des expressions du système (2.2) on peut réaliser la commande vectorielle, Dans le cas où la vitesse et le flux sont imposés comme grandeurs de référence. Le passage du repère tournant vers le repère fixe nécessite la connaissance de la position du vecteur flux rotorique. Cette dernière est obtenu à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$ . Pour cela, on associe une régulation de vitesse, des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  et du flux. Ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références  $V_{ds}^*$  et  $V_{qs}^*$  dans le repère (d, q). Les grandeurs de référence sont générées par deux autres régulateurs, celui du flux et celui de la vitesse respectivement.

Pour atteindre ces objectifs et en raison de sa simplicité de synthèse nous utilisons des régulateurs PI

### III.1 Choix du Régulateur

La première priorité dans le choix de tout régulateur est de s'assurer que ce dernier puisse garantir une bonne stabilité tout en assurant une précision satisfaisante et acceptable. La structure générale d'un régulateur proportionnel intégral, noté P-I, est composée de la fonction proportionnelle et de la fonction intégrale mises en parallèle comme le montre la figure (2.4):

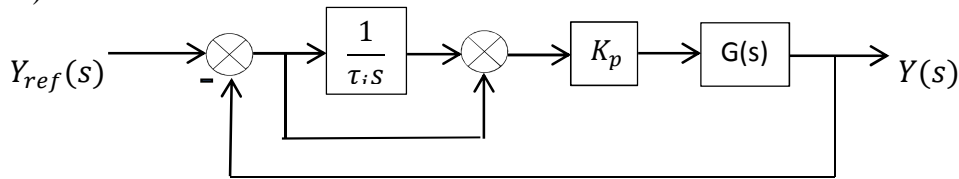


Fig.2.4: Schéma de commande utilisant la structure PI

Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne. La fonction de transfert d'un régulateur PI est donnée par

$$C(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (2.11)$$

### III.2 Calcul des paramètres du régulateur

Il existe plusieurs méthodes de synthèse du régulateur PI. On présente dans ce qui suit une méthode simple à mettre en œuvre. Elle se base sur un modèle de référence qui doit représenter toutes les performances à imposer à la boucle fermée. [16].

Soit  $G(s)$  un système de premier ordre donné par:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{G_0}{1 + Ts} \quad (2.12)$$

Soit  $H(s)$  la fonction que l'on souhaite imposer à la boucle fermée, de constante de temps  $T_{bf}$  répondant aux objectifs fixés.

$$H(s) = \frac{1}{1 + T_{bf} \cdot s} = \frac{y(s)}{y_{ref}(s)} \quad (2.13)$$

En utilisant la méthode de synthèse directe pour déterminer les différents paramètres de régulateur on obtient:

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \frac{H(s)}{1 - H(s)} \quad (2.14)$$

Donc:

$$C(s) = \frac{1 + Ts}{G_0} \frac{\frac{1}{1 + T_{bf}s}}{1 - \frac{1}{1 + T_{bf}s}} = \frac{1 + Ts}{G_0} \frac{1}{T_{bf}s} = \frac{T}{G_0 T_{bf}} \left(1 + \frac{1}{Ts}\right) \quad (2.15)$$

Les paramètres du régulateurs PI sont alors donnés par:

$$\begin{cases} K_p = \frac{T}{G_0 T_{bf}} \\ \tau_i = T \end{cases} \quad (2.16)$$

Le numérateur de la fonction de transfert du régulateur  $C(s)$  est  $(1+Ts)$ . Celui-ci représente également le dénominateur de la fonction de transfert du système à commander  $G(s)$ . C'est ce que l'on obtient lorsqu'on utilise la méthode de synthèse par compensation de pôle. [11].

Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants.

Une fois que l'on maîtrise la régulation du couple, on peut ajouter une boucle de régulation externe pour contrôler la vitesse. On parle alors de régulation en cascade; les boucles sont imbriquées l'une dans l'autre. Le couple de référence doit être imposé par l'application des courants; c'est le rôle des régulateurs de courants.

### III.3. Dimensionnement des régulateurs

#### III.3.1. Régulation des courants statoriques $i_{ds}$ , $i_{qs}$

En supposant que les termes de couplage  $e_{ds}$  et  $e_{qs}$  ont été compensés, il prend en entrée le courant de référence  $i_{qs}^*$  (Resp.  $i_{ds}^*$ ) et sa mesure il agit sur la tension de référence  $V_{qs}^*$  (Resp.  $V_{ds}^*$ ) pour ajuster le courant  $i_{qs}$  (Resp.  $i_{ds}$ ), on peut déduire les fonctions de transfert qui sont utilisées pour calculer les régulateurs de courant  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , on trouve:

$$G_{ids}(s) = \frac{i_{ds}(s)}{V_{ds}^*} = G_{iqs}(s) = \frac{i_{qs}(s)}{V_{qs}^*} = \frac{G_0}{1 + Ts} \quad (2.17)$$

Avec

$$\begin{cases} G_0 = \frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)} \\ T = \frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)} \end{cases}$$

### III.3.2. Régulation de flux $\varphi_r$

Le flux est imposé dans ce cas par  $i_{ds}$ , il prend en entrée le flux de référence  $\varphi_r^*$  et sa sortie est le courant de référence  $i_{ds}^*$ , à partir de l'équation (2.9) on peut écrire la fonction de transfert suivante

$$G_{\varphi r}(s) = \frac{\varphi_r(s)}{i_{ds}^*(s)} = \frac{L_m}{1 + T_r s} = \frac{G_0}{1 + Ts} \quad (2.18)$$

### III.3.3. Régulation de la pulsation mécanique $\omega$ (vitesse mécanique $\Omega$ )

Puisque les boucles de courant sont contrôlées à l'aide de régulateurs contenant la fonction d'intégration, alors la valeur finale des courants est égale à celle de référence imposée, par les régulateurs de vitesse (pour le courant  $i_{qs}$ ) et le régulateur de flux (pour le courant  $i_{ds}$ ). Et comme le régime transitoire des courants est très petit devant celui du flux et de la vitesse, on peut considérer que :

$$\frac{i_{ds}}{i_{ds}^*} = \frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = 1$$

À partir de l'équation (2.10) on peut alors écrire l'équation de transfert

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{p \frac{L_m}{L_r K_f} \varphi_r}{1 + \frac{J}{K_f} s} = \frac{G_0}{1 + Ts} \quad (2.19)$$

Le tableau Tab.1 résume les paramètres des quatre régulateurs utilisés

	Modèle du 1 <sup>ier</sup> ordre		Modèle en BF	Régulation	
	Gain statique	Cte du Temps	Cte du temps	Gain proportionnel	Cte de temps
	$G_0$	$T$	$T_{bf}$	$K_p$	$\tau_i$
Régulateur de Courant $i_{qs}$	$\frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{J}{35 K_f}$	$\frac{\sigma L_s}{T_{bf}}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$
Régulateur de Courant $i_{ds}$	$\frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{J}{35 K_f}$	$\frac{35\sigma L_s}{T_{bf}}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$
Régulateur de Vitesse $\omega$	$\frac{pL_m}{L_r K_f} \varphi_r$	$J/K_f$	$\frac{J}{K_f}$	$\frac{L_r K_f}{pL_m \varphi_r}$	$\frac{J}{K_f}$
Régulateur de flux $\varphi_r$	$L_m$	$T_r$	$\frac{J}{7 K_f}$	$\frac{7T_r K_f}{L_m J}$	$T_r$

Tab.1: Paramètres des quatre régulateurs PI

#### IV. Schéma bloc de Simulation de la commande vectorielle

Le schéma de la figure (2.5), représente le schéma général de simulation sous Matlab-simulink de la commande de la machine asynchrone. Les entrées sont les grandeurs de références du flux et de la vitesse. Il est constitué de quatre blocs de régulateurs PI ; bloc onduleur à MLI, bloc inverse de Park et bloc de la machine asynchrone avec orientation de l'angle de Park.

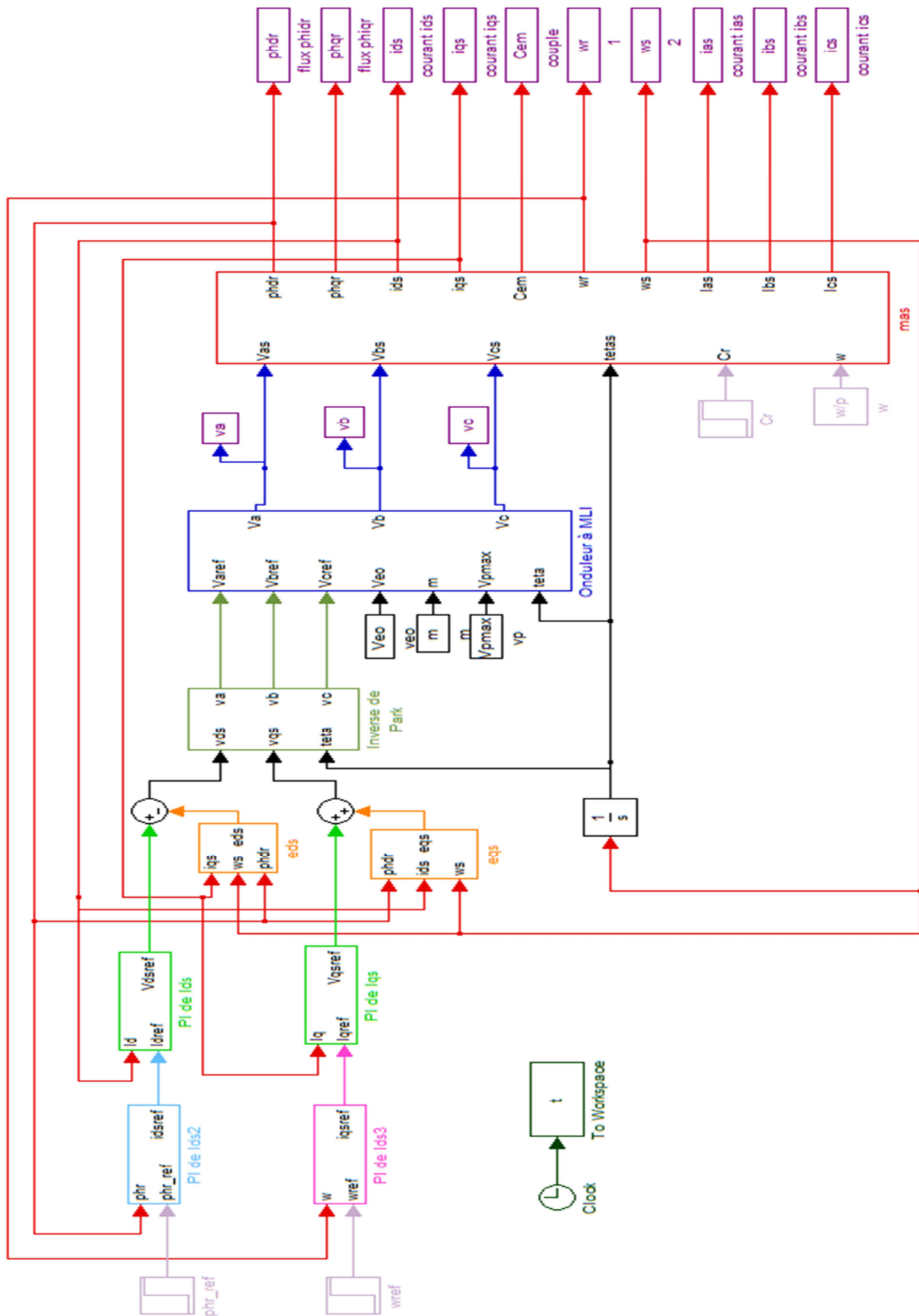


Fig.2.5: Schéma général de simulation

Ce bloc permet de reconstituer le terme de compensation  $e_{ds}$ . Comme l'expression de  $e_{ds}$  est non linéaire, pour simuler la sortie  $e_{ds}$  on utilise la fonction Matlab-fonction. Celle-ci nécessite l'utilisation d'un multiplexeur 'Mux' qui permet de regrouper les grandeurs  $i_{qs}$ ,  $\omega_s$  et  $\varphi_{dr}$  dans une seule grandeur que matlab note 'u'. Le schéma de la figure (2.6) représente le schéma de simulation du terme  $e_{ds}$ , l'expression de 'matlab-fonction' est

$$\text{- Matlab function: } (u(2) \cdot u(1) \cdot \sigma \cdot L_s) + \left( \frac{L_m}{L_r} R_r \cdot u(3) \right)$$

$$\text{Où: } u = [i_{qs}, \omega_s, \varphi_{dr}]$$

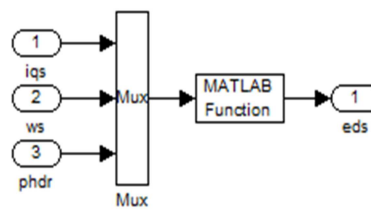


Fig.2.6: Schéma de simulation du terme de compensation  $e_{ds}$

#### IV.2. Bloc de compensation $e_{qs}$

Ce bloc permet de reconstituer le terme de compensation  $e_{qs}$ . Comme l'expression de  $e_{qs}$  est non linéaire, pour simuler la sortie  $e_{qs}$  on utilise la fonction Matlab-fonction. Celle-ci nécessite l'utilisation d'un multiplexeur 'Mux' qui permet de regrouper les grandeurs  $i_{ds}$ ,  $\omega_s$  et  $\varphi_{dr}$  dans une seule grandeur que matlab note 'u'. Le schéma de la figure (2.7) représente le schéma de simulation du terme  $e_{qs}$ , l'expression de 'matlab-fonction' est

$$\text{- Matlab function: } u(3) \left( \frac{L_m}{L_r} \cdot u(1) \right) + (\sigma \cdot L_s \cdot u(2))$$

$$\text{Où: } u = [\varphi_{dr}, i_{ds}, \omega_s]$$

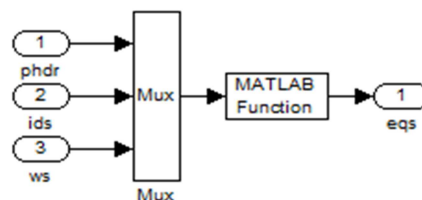


Fig.2.7: Schéma de simulation du terme de compensation  $e_{qs}$

### IV.3. Blocs des régulateurs

Les blocs régulateurs contiennent les boucles de régulation PI du flux, des courants et de la vitesse.

Le schéma de simulation d'un régulateur PI est montré par la figure (2.8):

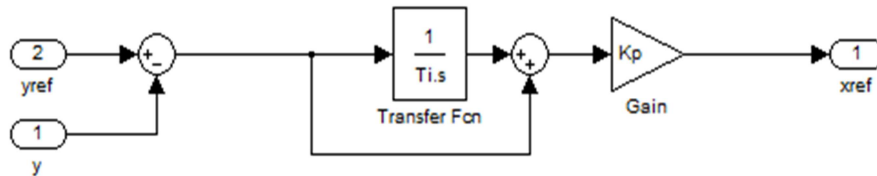


Fig.2.8: Schéma de simulation d'un régulateur PI

### IV.4. Calcul de $\omega_s$ et $\theta_s$

Le calcul de l'angle de la transformation de Park  $\theta_s$  utilise la vitesse de glissement  $\omega_r$ . La pulsation de glissement se calcule par  $\omega_r = \frac{i_{qs}}{T_r i_{ds}^*}$  ou en utilisant les références au lieu des mesures. Ainsi le calcul de l'angle des transformations directes et inverses peuvent se faire en sommant la pulsation de glissement avec la vitesse électrique, ce qui donne la pulsation statorique puis en intégrant cette dernière, on obtient  $\theta_s$  :

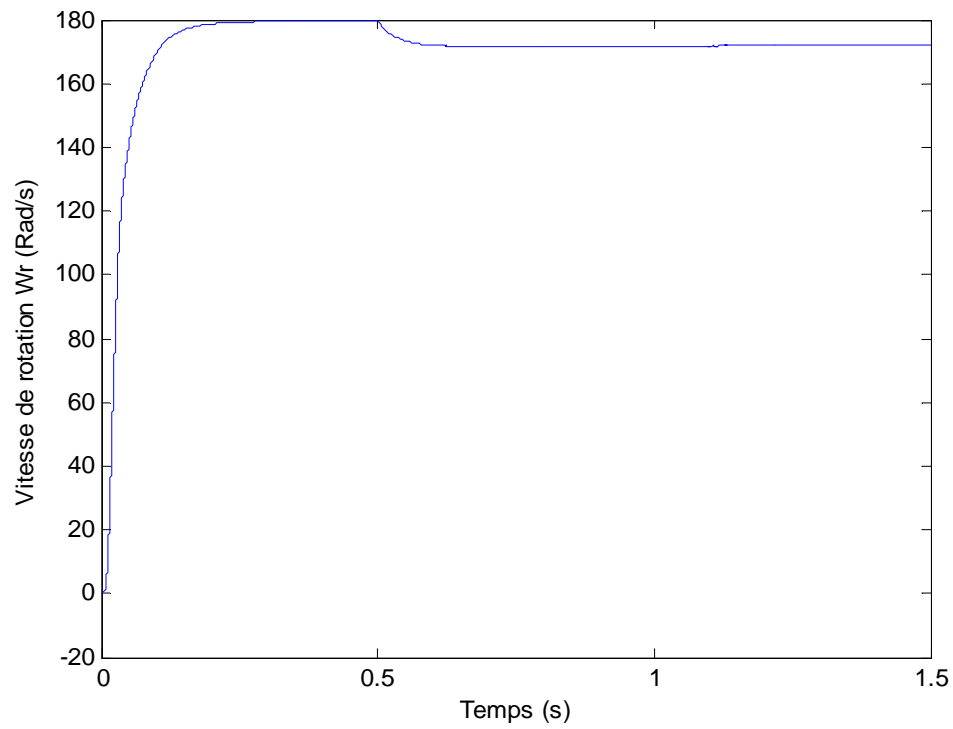
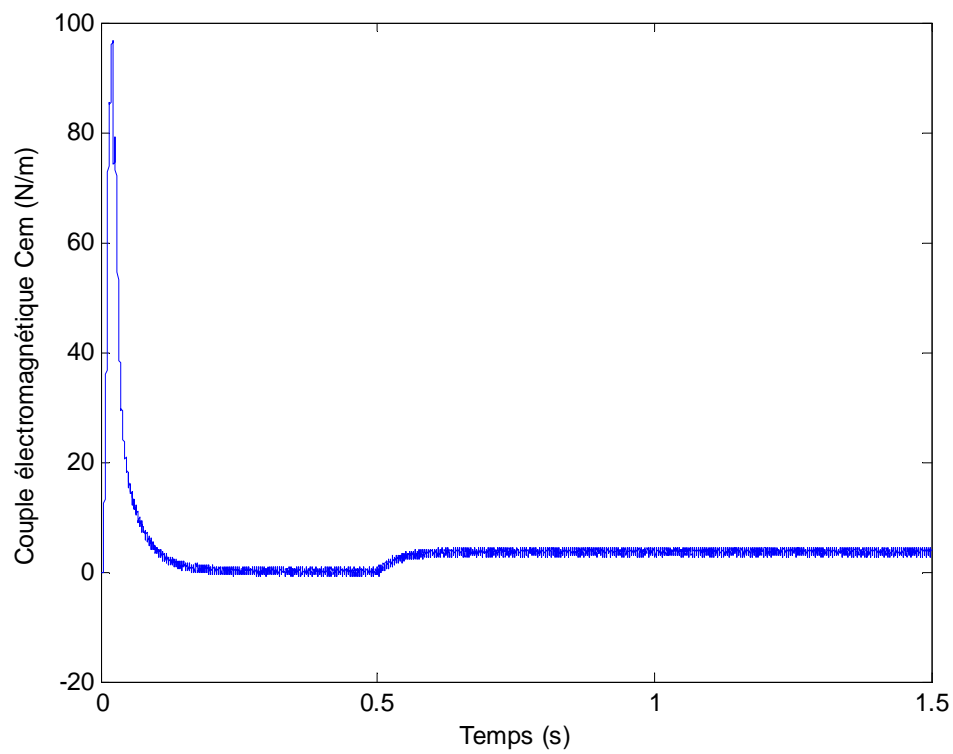
$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (\omega_r + \omega) dt = \int \left( p\Omega + \frac{i_{qs}^*}{T_r i_{ds}^*} \right) dt; \text{ Où } i_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{L_m}$$

Donc:

$$\theta_s = \int \left( p\Omega + \frac{L_m i_{qs}^*}{T_r \varphi_r^*} \right) dt \quad (2.20)$$

### V. Résultats de simulation

Après avoir donné le détail de calcul des paramètres des quatre régulateurs, et présenté les blocs de simulation, on présente dans les figures qui suivent les résultats de simulation des différentes grandeurs finalement obtenues.

**Fig.2.9: Vitesse de rotation  $\omega_r$** **Fig.2.10: Couple électromagnétique  $C_{em}$**

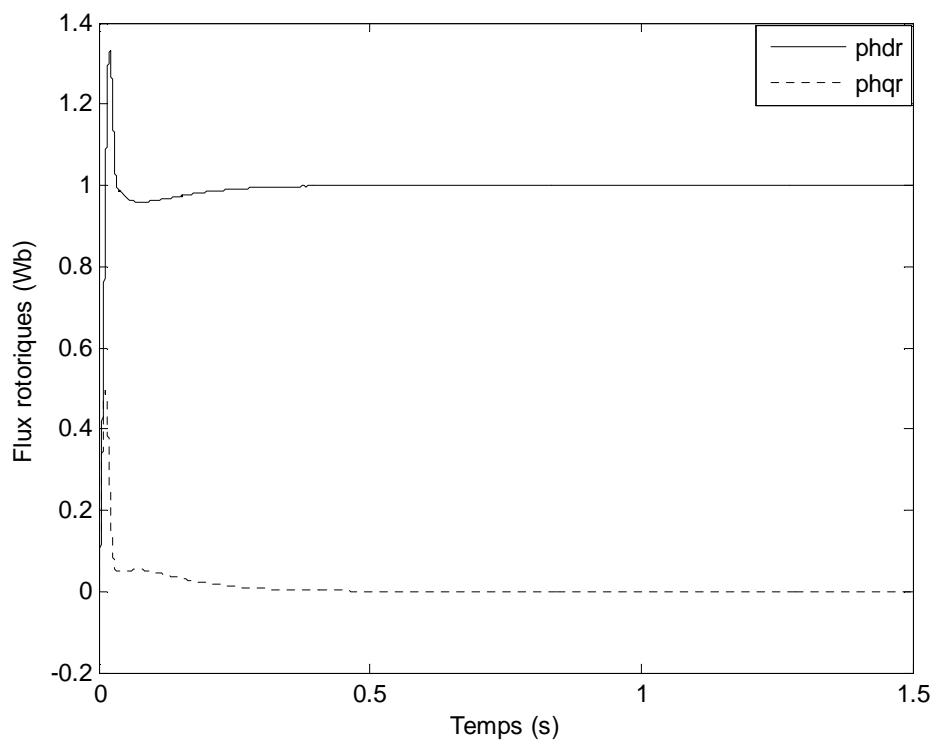


Fig.2.11: Flux rotoriques  $\phi_r$  et  $\phi_{qr}$

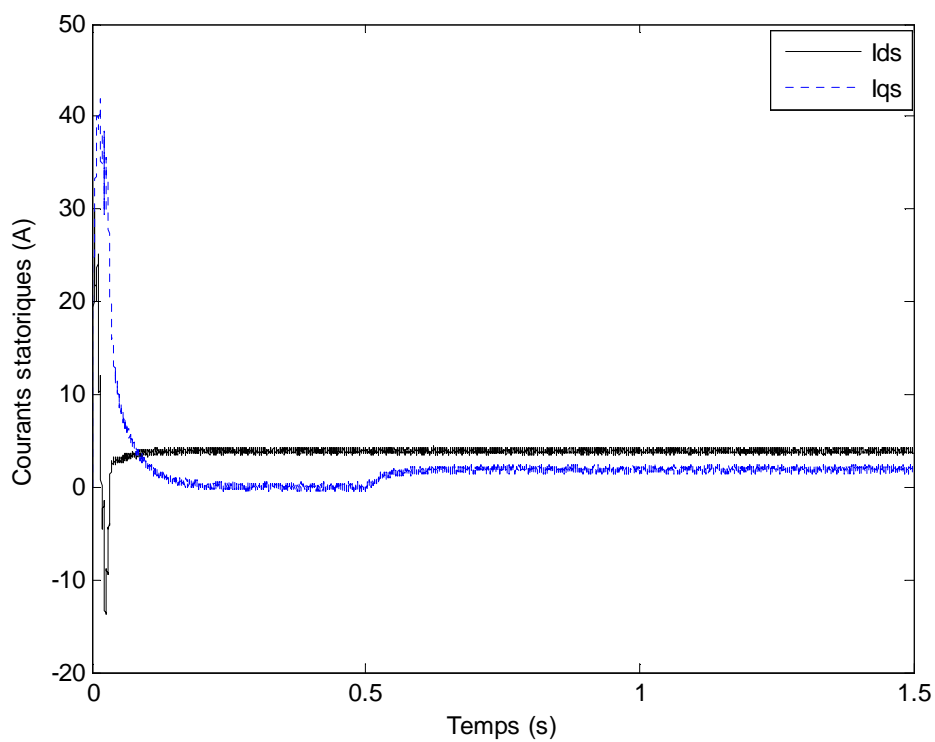


Fig.2.12: Courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$

## VI. Interprétation des résultats

La commande vectorielle est essentiellement basée sur l'orientation de l'une des composantes du flux rotorique. On choisit l'orientation de  $\varphi_{dr}$  dans le sens de l'axe  $od$  dans le repère de Park équivalent au flux total induit dans le rotor. Pour contrôler la vitesse à l'aide de régulateur PI, on applique une consigne choisie et réglable.

Les résultats de simulation donnés sur les figures (2.9) à (2.12) montrent l'intérêt de la commande vectorielle. La courbe (2.11) montre que le flux  $\varphi_{dr}$  suit la consigne imposé à 1 (Wb) et  $\varphi_{qr}$  s'annule au régime permanent, en présence d'un régulateur du type PI et avec compensation. L'analyse de ces figures montre qu'avec la prise en compte de la compensation, le régime transitoire des flux est nettement amélioré, les pics sont diminués et les oscillations sont amorties. Le couplage entre ces deux flux disparaît. Ainsi, le découplage entre ces deux flux se concrétise par la tendance de chacun deux vers son régime permanent.

La figure (2.12) montre l'évolution des courants qui présente un pique important au démarrage, puis se stabilise au régime permanent  $i_{ds} = 3.8(A)$  et  $i_{qs} = 0.28(A)$ , l'application d'un couple résistant à  $t=1(s)$  influe sur le courant  $i_{qs}$  qui devient égal à  $2.1(A)$ .

L'application d'un couple de charge affecte également la vitesse donnée sur la figure (2.9), et le régulateur réagit pour le ramener à sa valeur de référence. Par contre, la dynamique du rejet de perturbation est très lente. Ceci constitue l'inconvénient des régulateurs PI dimensionnés à l'aide de la méthode directe que nous avons utilisée.

- Précision de l'inconvénient de la méthode de la synthèse directe

On présente le schéma bloc de la vitesse de rotation:

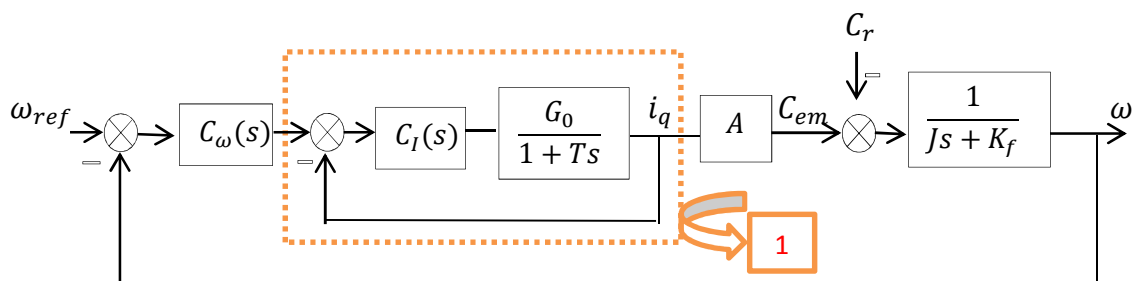


Fig.2.13: Boucle de régulation de la vitesse, structure PI

$$\text{Avec : } A = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r$$

On a: le régime transitoire de la vitesse ( $\omega$ ) varie lentement par rapport au courant statorique donc la dynamique des courants est très faible comparée à celle de la vitesse. Par conséquent, pour calculer le régulateur de vitesse on peut négliger la dynamique de la boucle interne de courant  $i_{qs}$ ; on a utilisé un régulateur PI qui annule l'erreur statique ( $\varepsilon = 0$ ) donc  $i_q^* = i_q$  alors le gain de la boucle interne de courant est égale à 1.

A partir de la figure (2.13) on peut écrire la fonction de transfert entre le couple résistant et la vitesse, on trouve :

$$G_{cr}(s) = \frac{\omega(s)}{C_r(s)} = -\frac{\frac{1}{Js + K_f}}{1 + \frac{AC\omega}{Js + K_f}} = -\frac{\frac{1}{Js + K_f}}{1 + \frac{1}{Js + K_f} \cdot A \cdot K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right)} = -\frac{\tau_i s}{\tau_i s (Js + K_f) + AK_p (\tau_i s + 1)}$$

$$= -\frac{\frac{\tau_i}{K_f} s}{\tau_i s \left(1 + \frac{J}{K_f} s\right) + \frac{AK_p}{K_f} (1 + \tau_i s)}$$

Comme :  $\tau_i = \frac{J}{K_f}$  ; on aura

$$G_{cr}(s) = -\frac{\frac{J/K_f}{K_f} s}{\left(1 + \frac{J}{K_f} s\right) \left(\frac{J}{K_f} s + \frac{AK_p}{K_f}\right)} = -\frac{\frac{J/K_f}{AK_p} s}{\left(1 + \frac{J}{K_f} s\right) \left(1 + \frac{J}{K_f} \frac{K_f}{AK_p} s\right)} = -\frac{G_0 s}{(1 + Ts)(1 + T_{bf} s)}$$

Où

$$\begin{cases} G_0 = \frac{J}{AK_p K_f} \\ T = \frac{J}{K_f} \\ T_{bf} = \frac{J}{AK_p} \end{cases} \quad (2.21)$$

Comme  $A=1.88 > 1$ , la constante de temps la plus lente est  $T$  (car  $T_{bf} = \frac{T}{2}$ ); Avec cette structure du régulateur, il n'a pas été possible d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de la vitesse (réponse par rapport à la consigne) dont le régime transitoire est imposé par la constante de temps  $T_{bf}$ , et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation) dont le régime transitoire est imposé par la constante de temps  $T$ .

Ceci nous a amené à prendre une structure IP. Le schéma de cette boucle de régulation prend alors la forme représentée par la figure (2.14).

## VII. Structure de commande IP

La structure générale d'un régulateur intégral proportionnel, noté I-P, qui est l'association d'une boucle interne munie du régulateur proportionnel et d'une boucle externe commandée par un régulateur intégrateur est illustrée sur la figure (2.14):

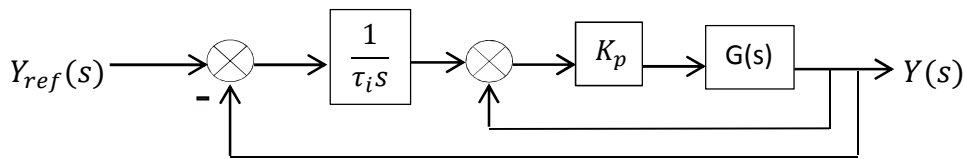


Fig.2.14: Schéma de commande utilisant la structure IP

### VII.1. Calcul des paramètres du régulateur IP

Le calcul des coefficients  $\tau_i$  et  $K_p$  du régulateur IP se fait seulement par la méthode de placement de pôles.

Soit  $G(s)$  un système de premier ordre donné par:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{G_0}{1 + Ts} \quad (2.22)$$

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

$$FTBF(s) = \frac{\frac{K_p G_0}{1 + Ts + K_p G_0} \frac{1}{\tau_i s}}{1 + \frac{K_p G_0}{1 + Ts + K_p G_0} \frac{1}{\tau_i s}} = \frac{K_p G_0}{(1 + Ts + K_p G_0)\tau_i s + K_p G_0}$$

Elle peut être mise sous la forme

$$FTBF(s) = \frac{K_p G_0 / T \tau_i}{s^2 + \frac{1 + K_p G_0}{T} s + \frac{K_p G_0}{T \tau_i}} \quad (2.23)$$

La fonction de transfert du système à commander en boucle fermée, peut être mise sous la forme d'un modèle de second ordre

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2z\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.24)$$

L'analogie entre la fonction de transfert en boucle fermée de l'équation (2.23) et celle du modèle du second ordre standard (2.24) est obtenue lorsque

$$\begin{cases} \frac{1 + K_p G_0}{T} = 2z\omega_n \\ \frac{K_p G_0}{T\tau_i} = \omega_n^2 \end{cases} \quad (2.25)$$

Les coefficients du régulateur sont alors calculés par les relations

$$\begin{cases} K_p = \frac{2z\omega_n T - 1}{G_0} \\ \tau_i = \frac{K_p G_0}{T\omega_n^2} \end{cases} \quad (2.26)$$

Dans la section suivante nous allons voir les avantages qu'apporte un régulateur de type IP par rapport au régulateur de type PI. Afin de tester et comparer ces deux régulateurs associés à la machine asynchrone, nous allons les soumettre aux mêmes conditions de fonctionnement.

## VII.2. Dimensionnement des régulateurs

### VII.2.1. Régulation des courants statoriques $i_{ds}$ , $i_{qs}$

$$G_{ids}(s) = \frac{i_{ds}(s)}{V_{ds}^*} = G_{iqs}(s) = \frac{i_{qs}(s)}{V_{qs}^*} = \frac{1/\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}{\left(1 + \frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)} s\right)} = \frac{G_0}{1 + Ts}$$

$$\begin{aligned} K_{pi} &= \frac{2z\omega_n T - 1}{G_0} = \frac{2z\omega_n \frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)} - 1}{1/\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)} = \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right) \left[ \frac{2z\omega_n \sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)} - 1 \right] \\ &= 2z\omega_n \sigma L_s - \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right) \end{aligned}$$

$$\tau_i = \frac{K_p G_0}{T\omega_n^2} = \frac{2z\omega_n \sigma L_s - \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}{\sigma L_s \omega_n^2}$$

**VII.2.2. Régulation de flux  $\varphi_r$**

$$G_{\varphi r}(s) = \frac{\varphi_r(s)}{i_{ds}^*(s)} = \frac{L_m}{1 + T_r s} = \frac{G_0}{1 + T s}$$

$$K_{p\varphi} = \frac{2z\omega_n T - 1}{G_0} = \frac{2z\omega_n T_r - 1}{L_m}$$

$$\tau_{i\varphi} = \frac{K_p G_0}{T\omega_n^2} = \frac{2z\omega_n T_r - 1}{T_r\omega_n^2} = \frac{2z}{\omega_n} - \frac{1}{T_r\omega_n^2}$$

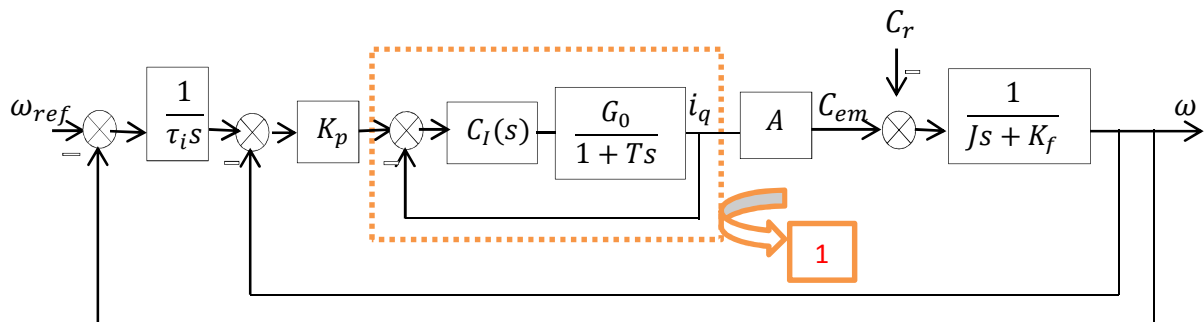
**VII.2.3. Régulation de la pulsation mécanique  $\omega$  (vitesse mécanique  $\Omega$ )**

$$G_{\omega}(s) = \frac{\omega(s)}{i_{qs}^*(s)} = \frac{p \frac{L_m}{L_r K_f} \varphi_r}{1 + \frac{J}{K_f} s} = \frac{G_0}{1 + T s}$$

$$K_{p\omega} = \frac{2z\omega_n T - 1}{G_0} = \frac{2z\omega_n \frac{J}{K_f} - 1}{p \frac{L_m}{L_r K_f} \varphi_r}$$

$$\tau_{i\omega} = \frac{K_p G_0}{T\omega_n^2} = \frac{2z\omega_n \frac{J}{K_f} - 1}{p \frac{L_m}{L_r K_f} \varphi_r} \frac{p \frac{L_m}{L_r K_f} \varphi_r}{\frac{J}{K_f} \omega_n^2} = \frac{2z\omega_n \frac{J}{K_f} - 1}{\frac{J}{K_f} \omega_n^2} = \frac{2z}{\omega_n} - \frac{1}{\frac{J}{K_f} \omega_n^2}$$

- On présente le schéma bloc de la vitesse de rotation:



**Fig.2.15: Boucle de régulation de la vitesse, structure IP**

A partir de la figure (2.15) on peut écrire l'équation de transfert suivante :

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{C_r(s)} = - \frac{\frac{1}{Js + K_f}}{1 + \frac{AK_p}{Js + K_f}} = - \frac{1}{Js + K_f + AK_p} = - \frac{\tau_i s}{\tau_i s (Js + K_f + AK_p) + 1}$$

$$= - \frac{\tau_i s}{s^2 + \left(\frac{K_f + AK_p}{J\tau_i}\right)s + \frac{1}{J\tau_i}}$$

Donc c'est une forme d'un système de second ordre; Avec cette structure du régulateur, il est possible d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de la vitesse (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

Le tableau 2 résume les paramètres des quatre régulateurs

	Modèle du 1 <sup>er</sup> ordre		Modèle BF	Régulation	
	Gain statique	Cte du Temps	Cte du temps	Gain proportionnel	Cte du temps
	$G_0$	$T$	$T_{bf}$	$K_p$	$\tau_i$
Régulateur de Courant $i_{qs}$	$\frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{J}{35 K_f}$	$\frac{2z\omega_n \sigma L_s}{-\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{2z\omega_n \sigma L_s - \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}{\sigma L_s \omega_n^2}$
Régulateur de Courant $i_{ds}$	$\frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{J}{35 K_f}$	$\frac{2z\omega_n \sigma L_s}{-\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{2z\omega_n \sigma L_s - \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}{\sigma L_s \omega_n^2}$
Régulateur de Vitesse $\omega$	$\frac{pL_m}{L_r K_f} \varphi_r$	$J/K_f$	$\frac{J}{K_f}$	$\frac{2z\omega_n \frac{J}{K_f} - 1}{p \frac{L_m}{L_r K_f} \varphi_r}$	$\frac{2z}{\omega_n} - \frac{1}{\frac{J}{K_f} \omega_n^2}$
Régulateur de flux $\varphi_r$	$L_m$	$T_r$	$\frac{J}{7 K_f}$	$\frac{2z\omega_n T_r - 1}{L_m}$	$\frac{2z}{\omega_n} - \frac{1}{T_r \omega_n^2}$

Tab.2: Paramètres des quatre régulateurs IP

### VII.3. Blocs des régulateurs

Le schéma d'un régulateur IP est montré par la figure (2.16):

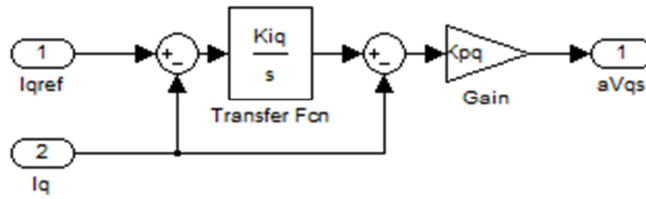


Fig.2.16: Schéma de simulation d'un régulateur IP

### VIII. Résultats de simulation

On présente dans les figures (2.17) à (2.20) les résultats de simulation des différentes boucles de régulation.

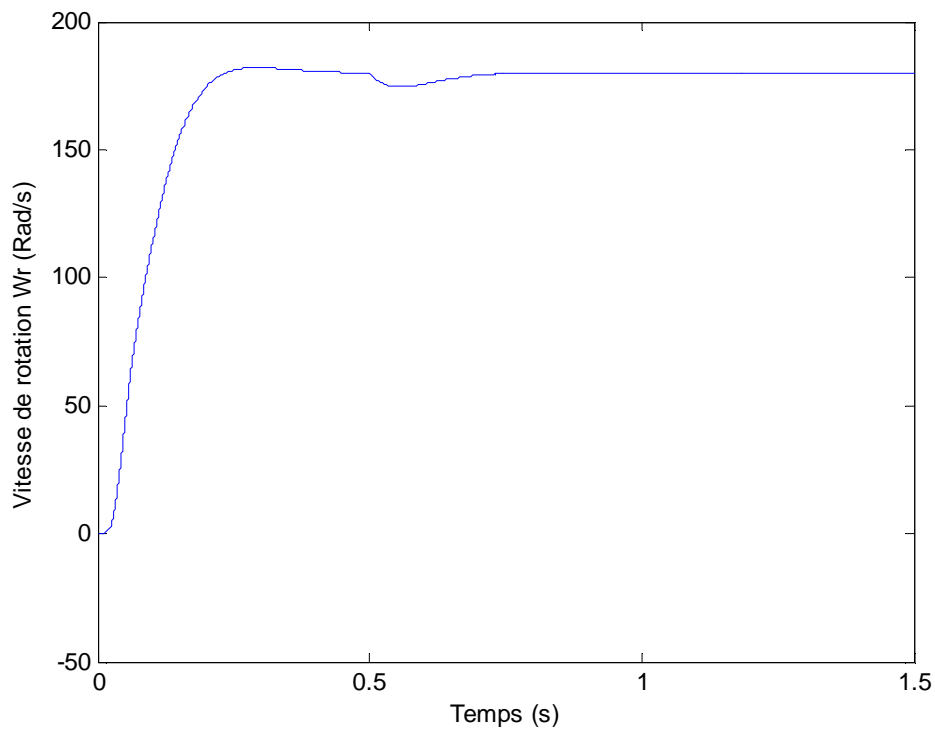


Fig.2.17: Vitesse de rotation  $\omega_r$

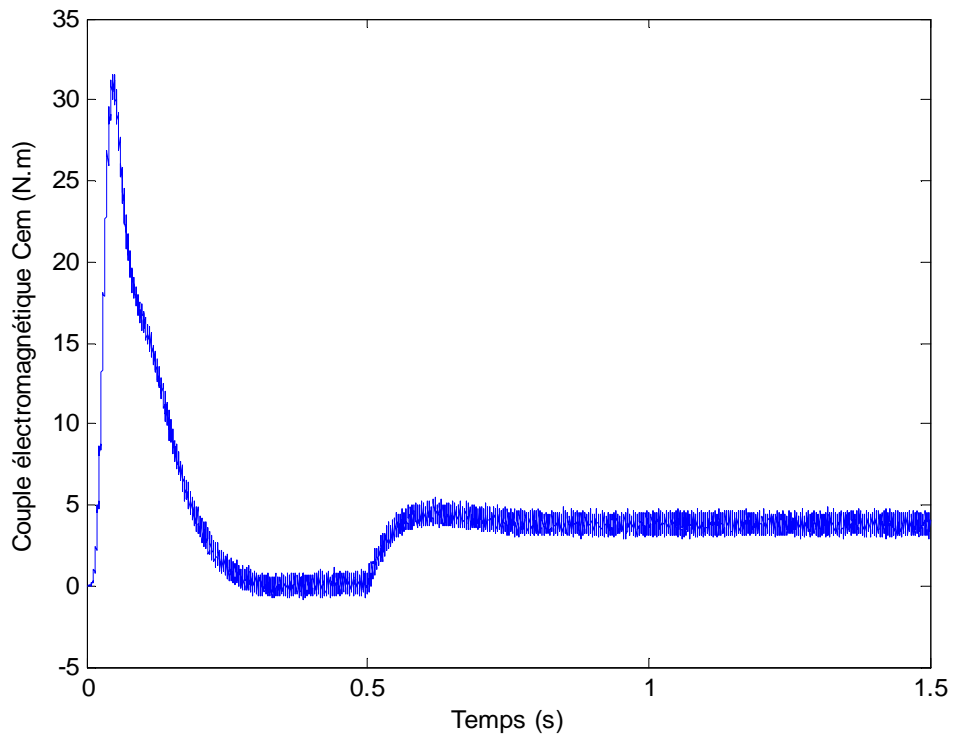


Fig.2.18: Couple électromagnétique  $C_{em}$

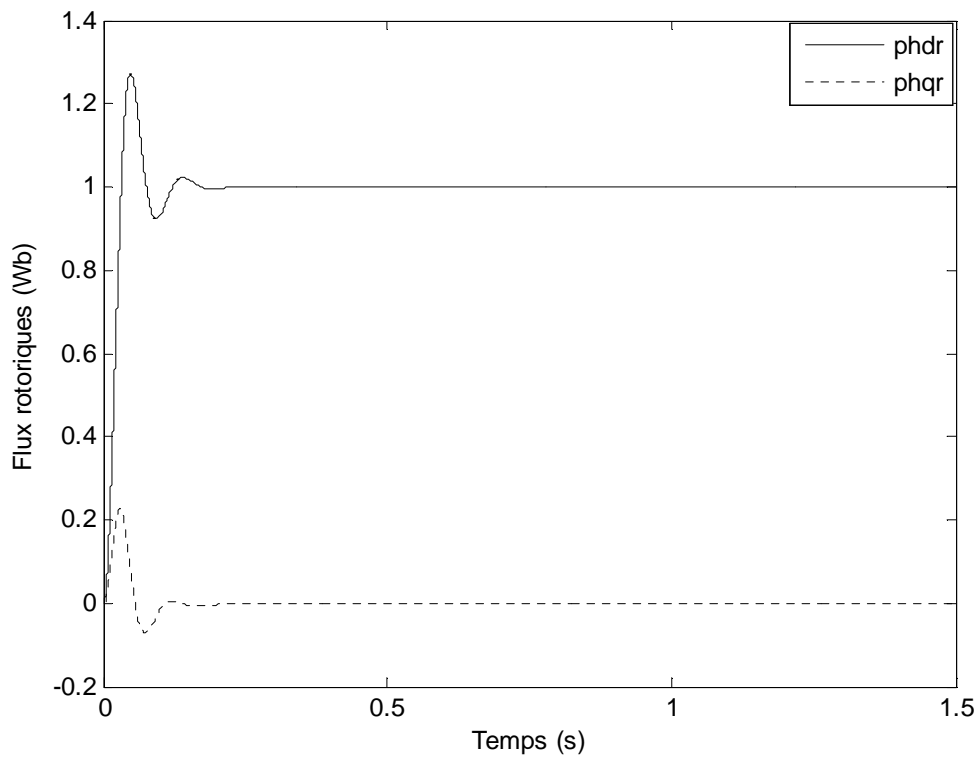


Fig.2.19: Flux rotoriques  $\phi_r$  et  $\phi_{qr}$

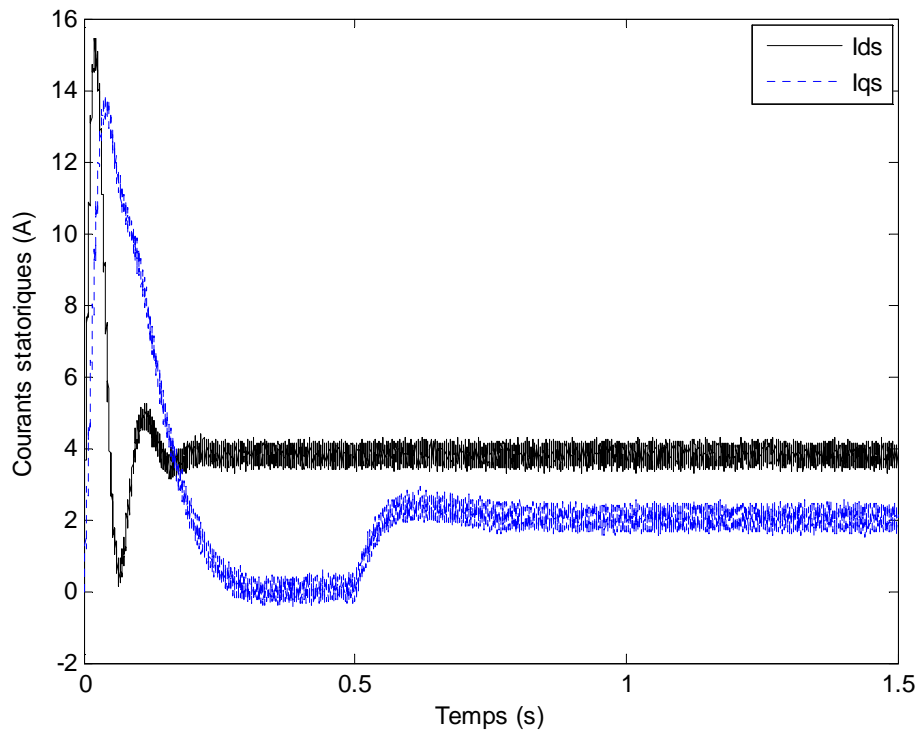


Fig.2.20: Courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$

### IX. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation donnés sur les figures (2.17), (2.18), (2.19) et (2.20) montrent l'intérêt de la commande vectorielle à l'aide d'un régulateur IP par la méthode de placement de pôle. La courbe (2.19) de flux montre que le flux  $\varphi_{dr}$  suit la consigne imposée à 1 (Wb) et  $\varphi_{qr}$  s'annule au régime permanent, en présence d'un régulateur du type IP et avec placement de pôle. Le couplage entre ces deux flux disparaît au premier instant. Ainsi, le découplage entre ces deux flux se concrétise par la tendance de chacun deux vers son régime permanent.

La figure (2.20) montre l'évolution des courants qui présente un pique important au démarrage, puis se stabilise au régime permanent  $i_{ds} = 3.8(A)$  et  $i_{qs} = 0.28(A)$ , l'application d'un couple résistant à  $t=1(s)$  influe sur le courant  $i_{qs}$  qui devient égal à  $2.1(A)$

L'application d'un couple de charge affecte également la vitesse donnée sur la figure (2.17), et le régulateur réagit pour le ramener à sa valeur de référence. Par contre, la dynamique du rejet de perturbation est dans ce cas d'un régulateur IP s'effectue très

rapidement contrairement à la figure (2.9) à l'aide d'un régulateur PI. Ceci constitue l'avantage des régulateurs IP dimensionnés à l'aide de la méthode de placement de pôle.

## X. Test de robustesse

Les paramètres de la machine asynchrone peuvent changés ou variés, lors de leurs applications aux cours des expériences qu'elles subissent.

### X.1. Changement de consigne

Après 1s du démarrage à vide du moteur à (0 rad/s), une charge de 1.8Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation, un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à (t=1s) à (180 Rad/s), après (2s) la vitesse est réduite à (-180rad/s) .Un autre test d'inversion du sens de rotation est réalisé à 3s à (0 rad/s).

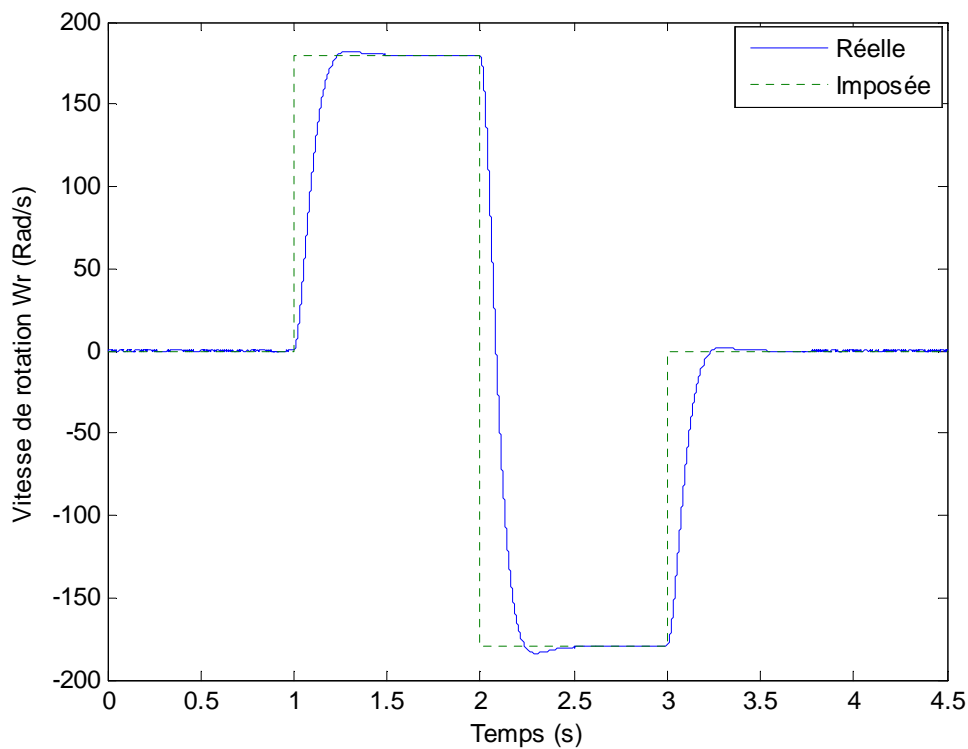


Fig.2.21: Evolution de la vitesse pour différentes valeurs de la consigne

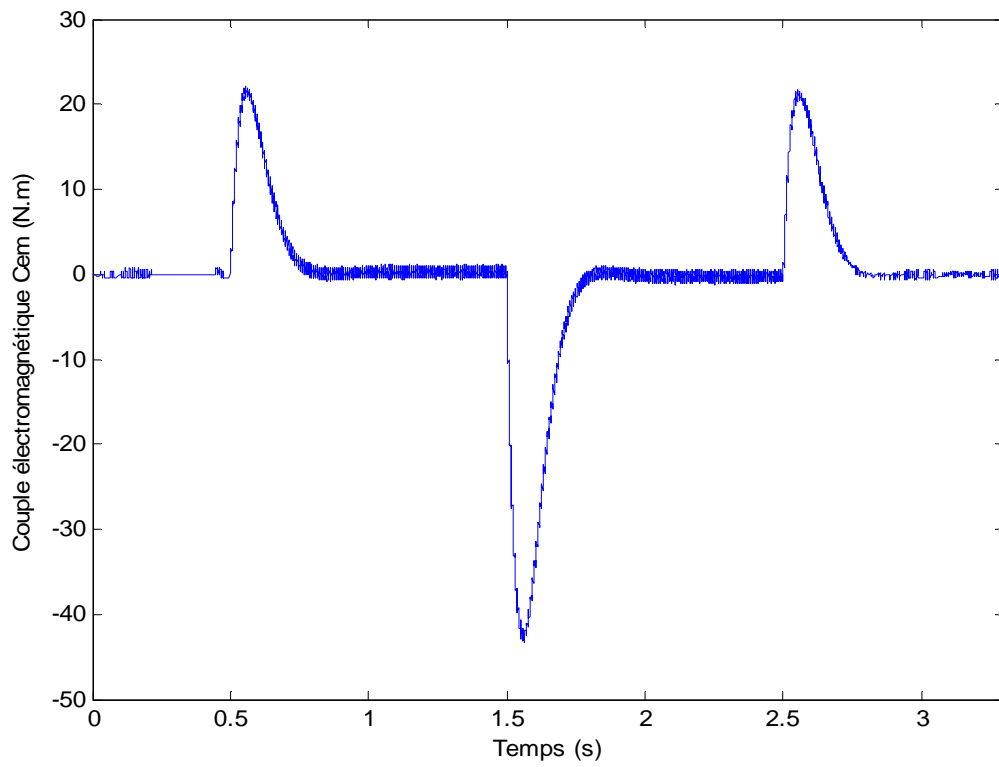


Fig.2.22: Evolution du couple pour différentes valeurs de la vitesse

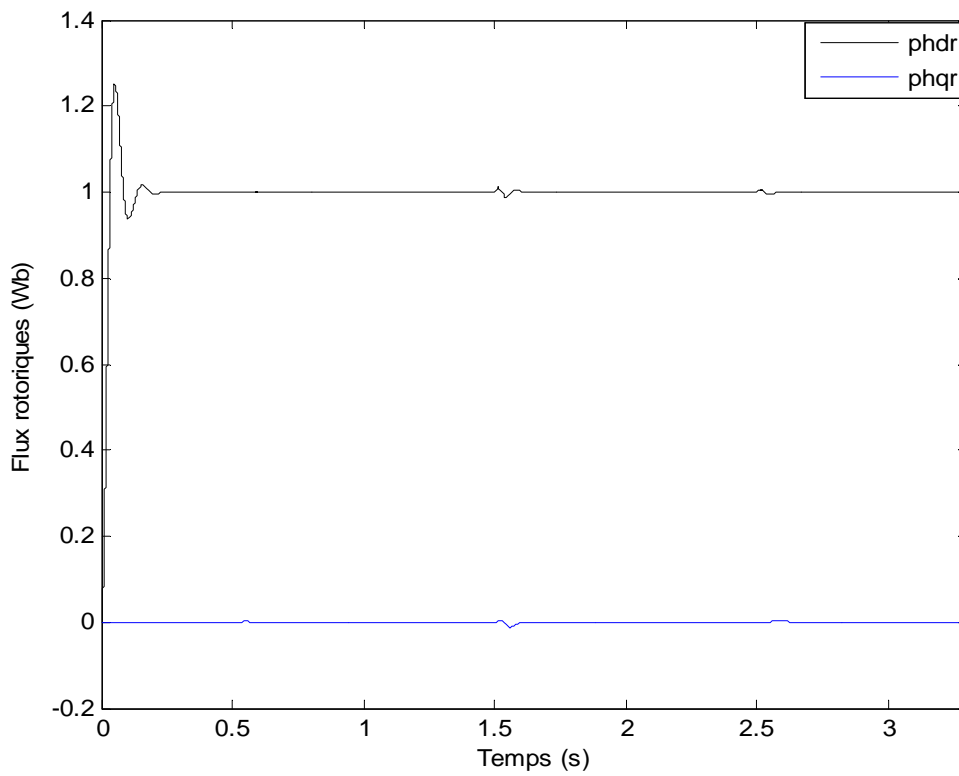
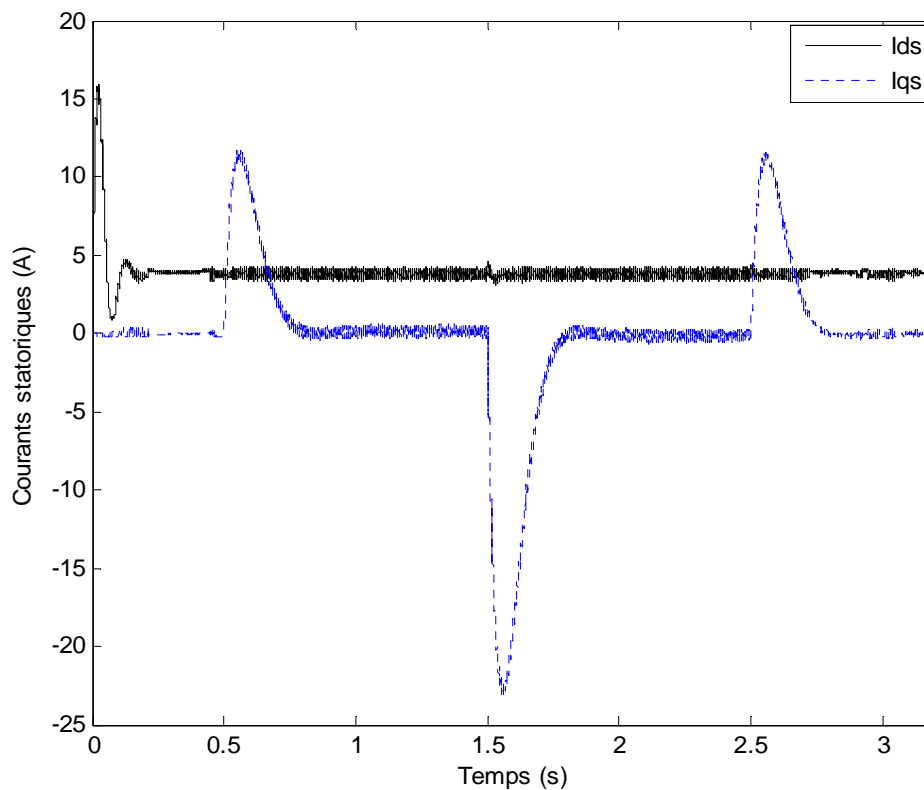


Fig.2.23: Evolution du flux pour différentes valeurs de la vitesse



**Fig.2.24: Evolution du courant pour différentes valeurs de la vitesse**

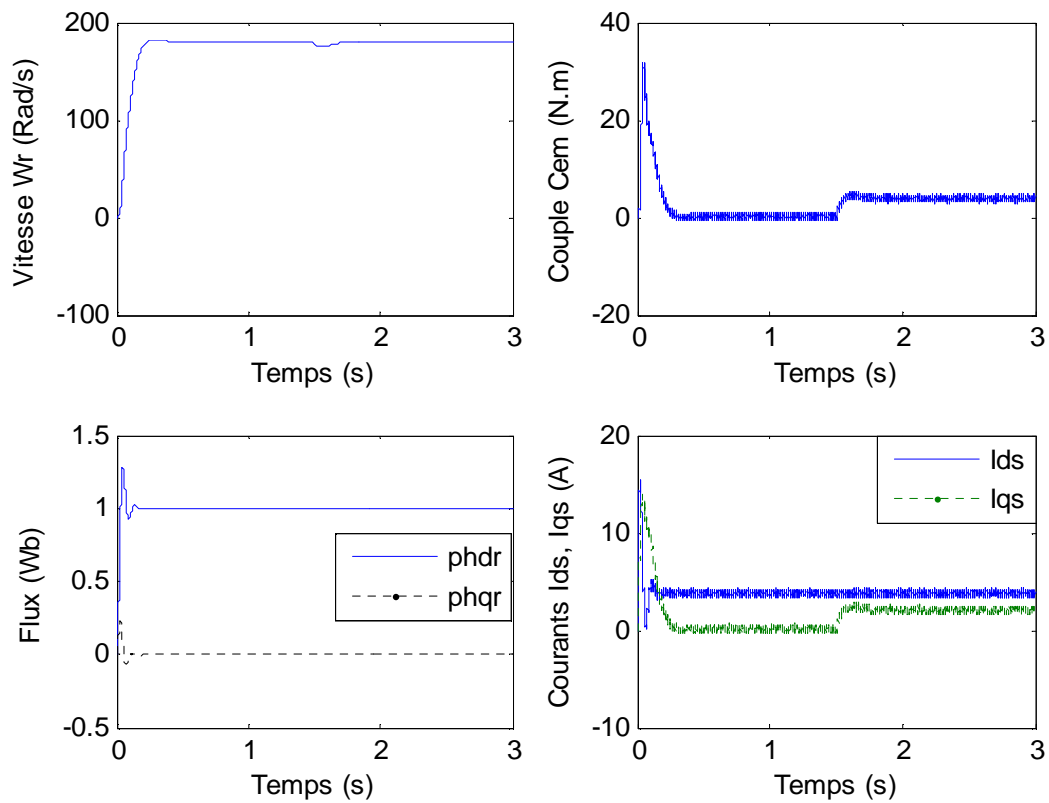
Le flux rotorique s'est installé à partir de l'instant initial et orienté sur l'axe d puisque la composante sur l'axe q est nulle. La vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur. La composante de courant  $I_{ds}$  image du flux rotorique est très peu perturbée pendant la phase d'inversion de sens de rotation ce qui montre l'efficacité du découplage. La composante de courant  $I_{qs}$  est une image du couple.

## **X.2. Evaluation de l'influence des variations paramétriques**

Afin de montrer l'influence de variation des paramètres sur la commande on réalise les tests de simulation suivants.

### **X.2.1. Variation de la résistance statorique $R_s$**

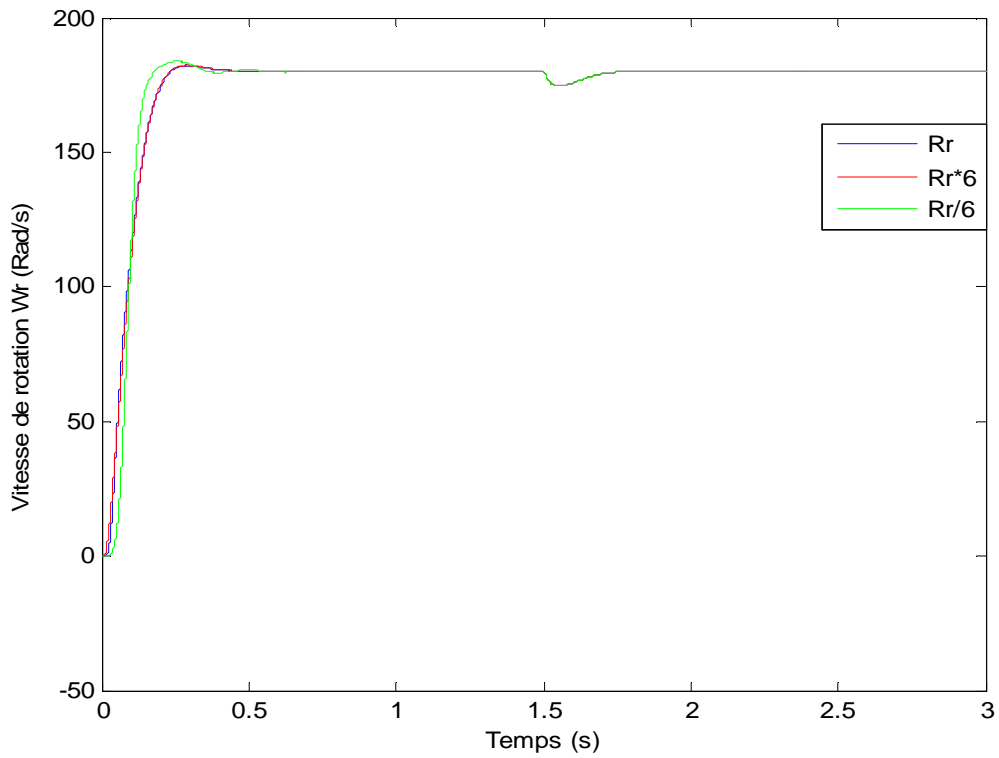
A noter qu'une variation paramétrique a été produite avec 50% d'augmentation sur la résistance statorique.



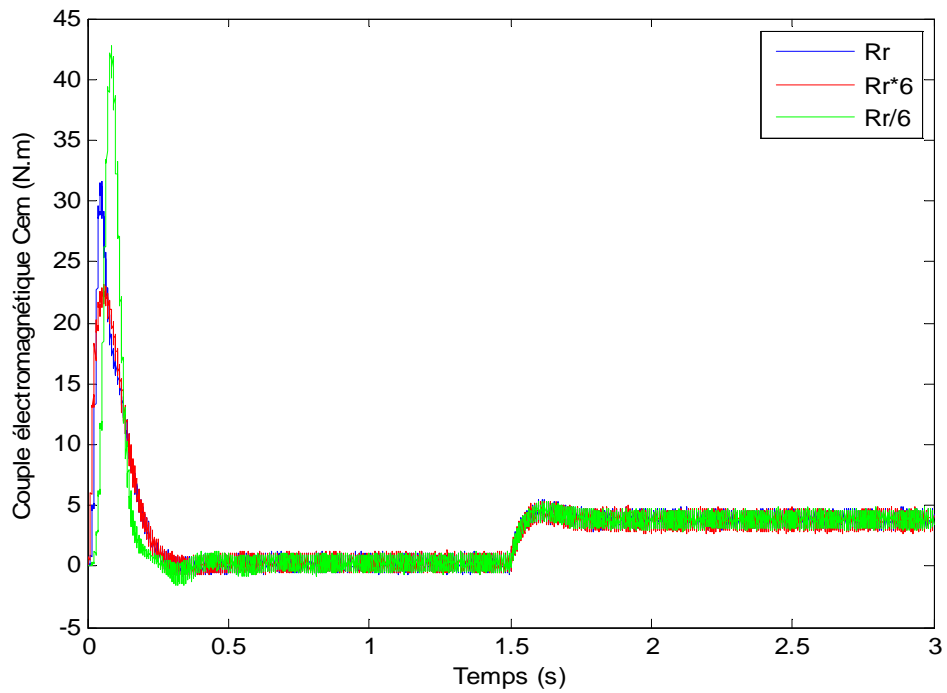
**Fig.2.25: Résultats de simulation pour  $R_s = +50\%R_{sn}$**

Sur la figure (2.25) est représentée en simulation les résultats avec variation de la résistance statorique. On peut constater que la résistance statorique a très peu d'influence sur le découplage et sur le temps de réponse.

**X.2.2. Résistance rotorique  $R_r$**



**Fig.2.26: Evaluation de la vitesse pour différente valeurs de  $R_r$**



**Fig.2.27: Evaluation de couple pour différente valeurs de  $R_r$**

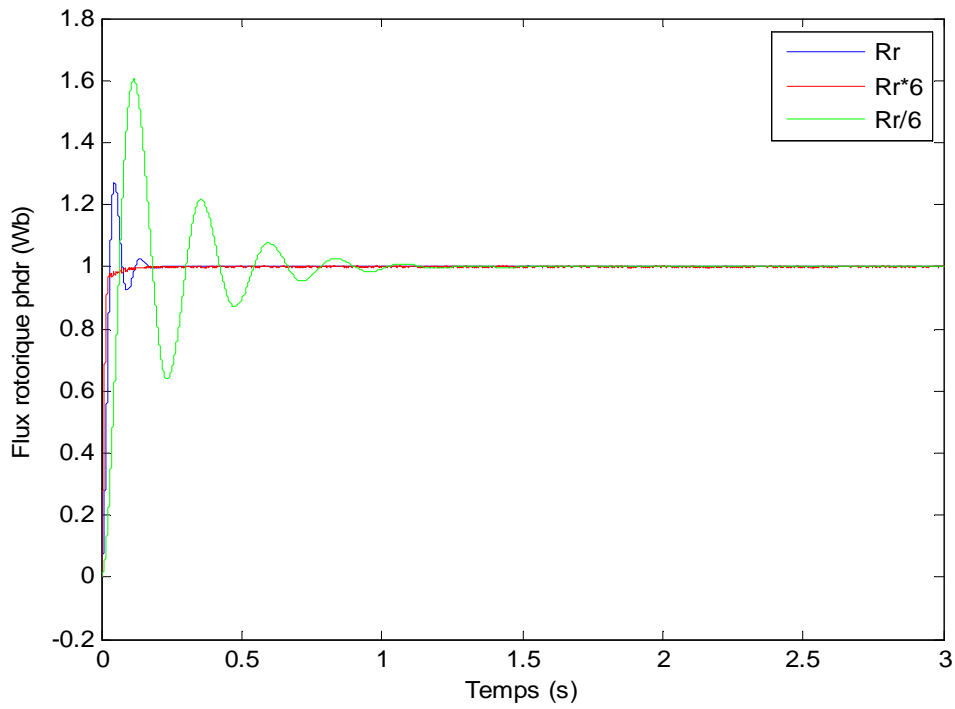


Fig.2.28: Evaluation de flux pour différentes valeurs de  $R_r$

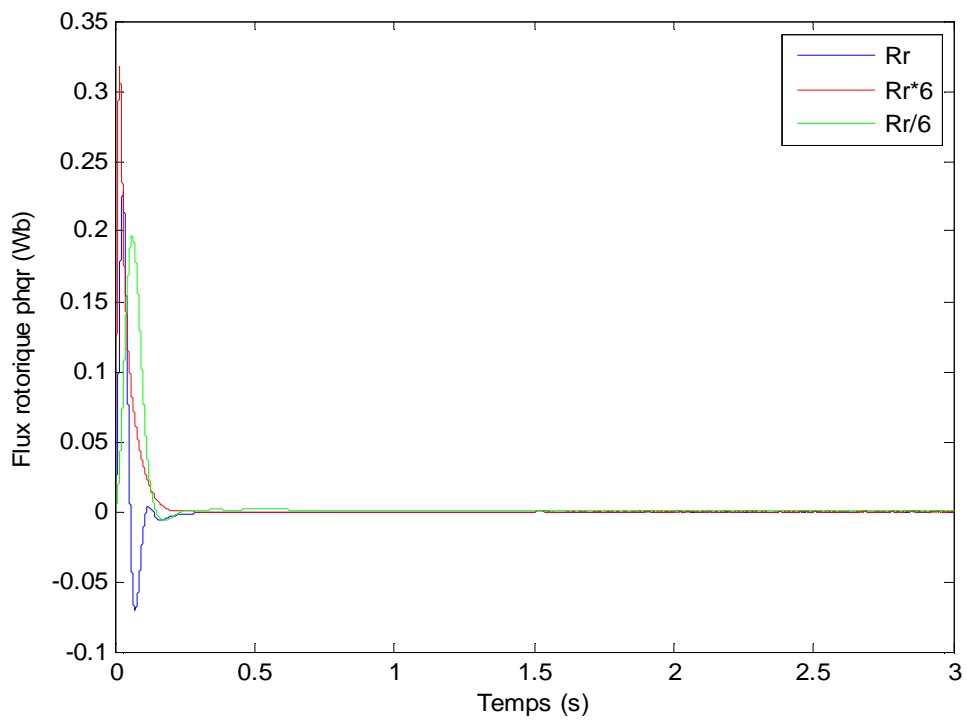


Fig.2.29: Evaluation de flux pour différentes valeurs de  $R_r$

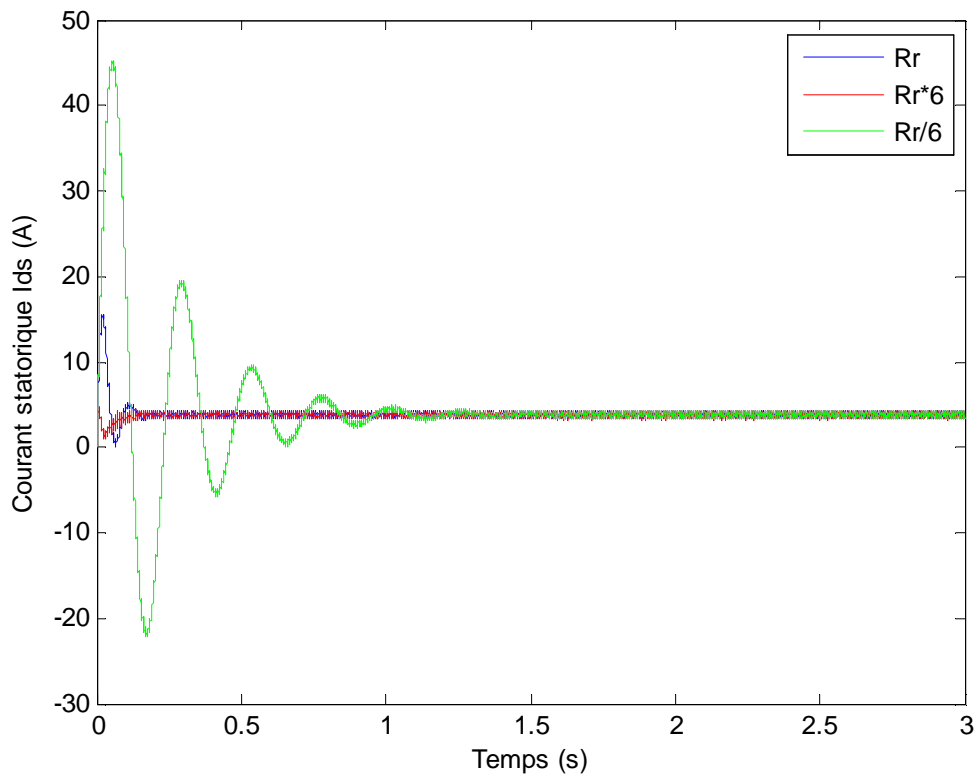


Fig.2.30: Evaluation de courant pour différente valeurs de  $R_r$

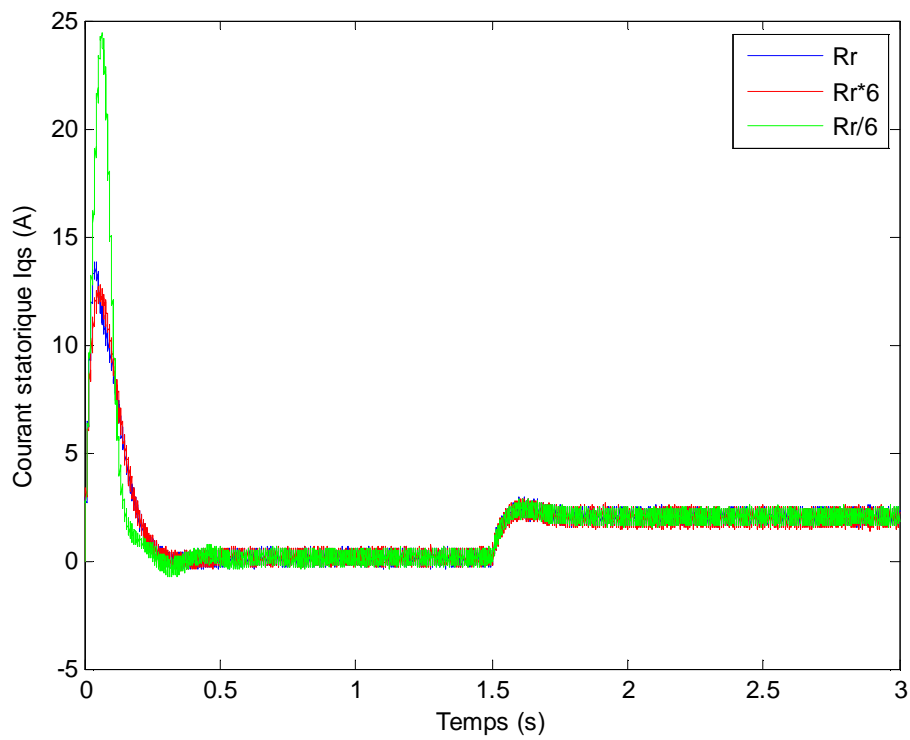


Fig.2.31: Evaluation de courant pour différente valeurs de  $R_r$

D'après les résultats de simulation on remarque que la sensibilité est très grande par rapport à ce paramètre, le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (pertes de découplage entre le flux et le couple). Un changement de valeur de la résistance rotorique conduit à une erreur sur l'amplitude du vecteur flux, donc la résistance rotorique influe sur la qualité de découplage.

### X.2.3. Moment d'inertie $J$

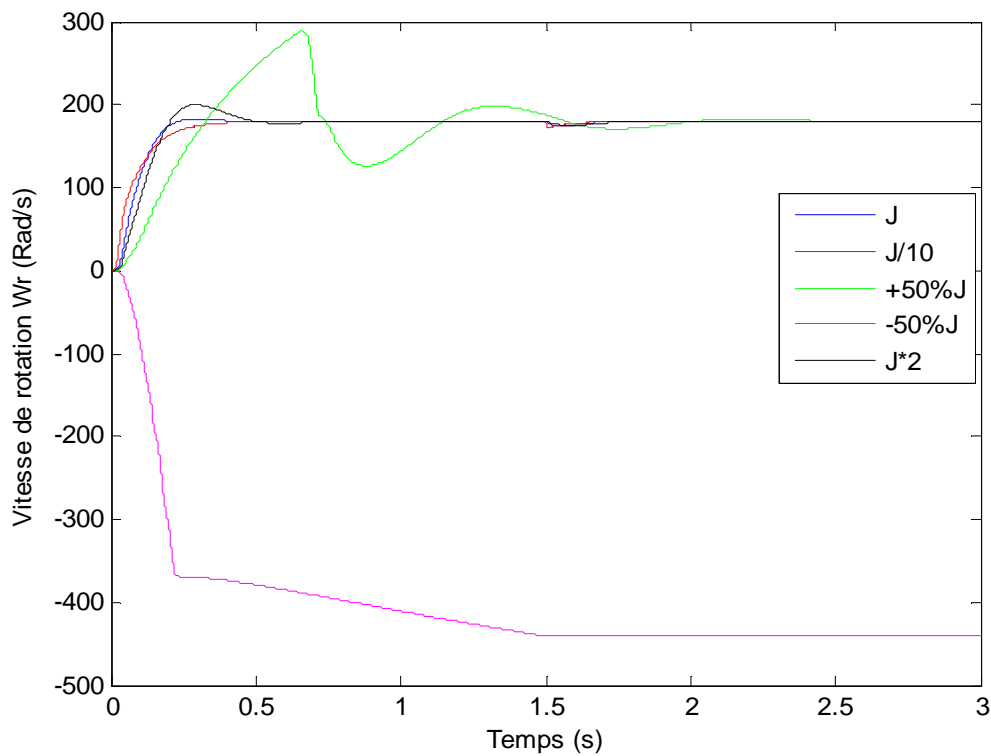


Fig.2.32: Evaluation de la vitesse pour différentes valeurs de  $J$

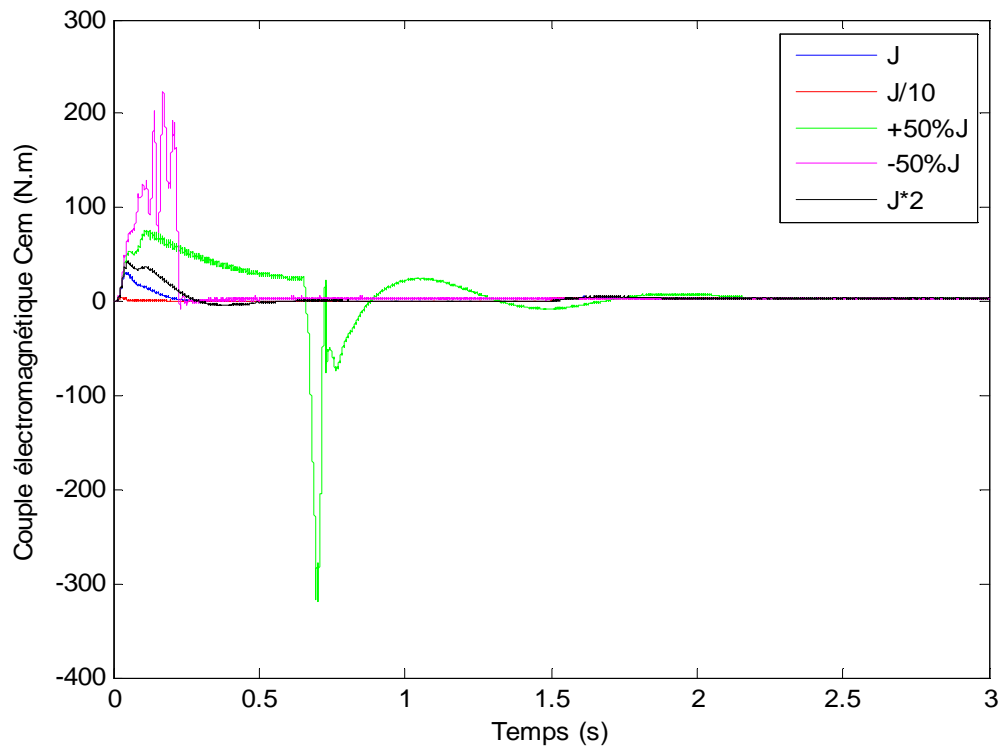


Fig.2.33: Evaluation de couple pour différentes valeurs de  $J$

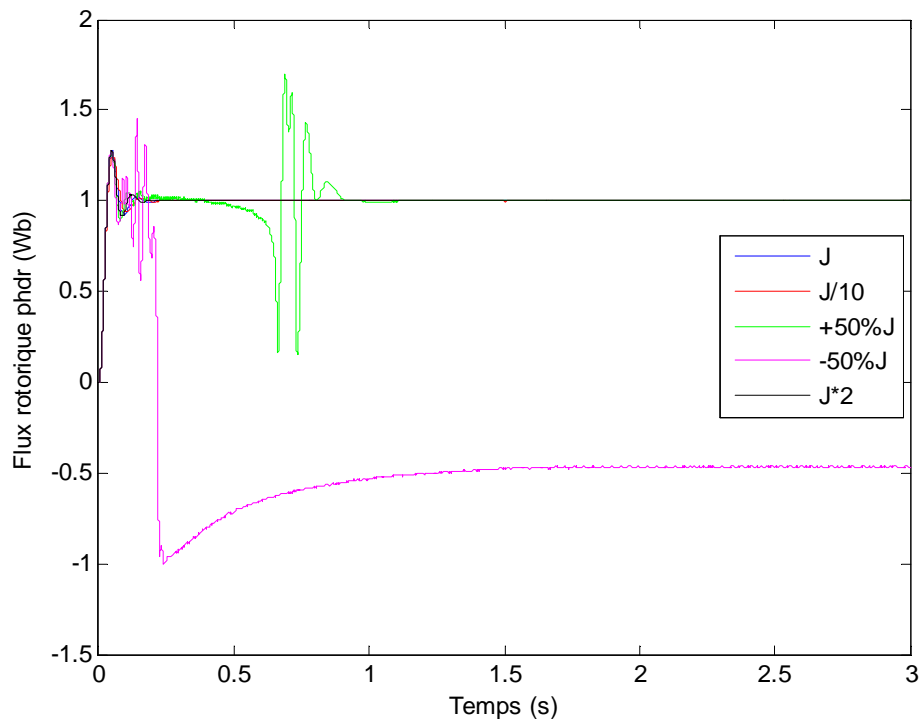


Fig.2.34: Evaluation du flux pour différentes valeurs de  $J$

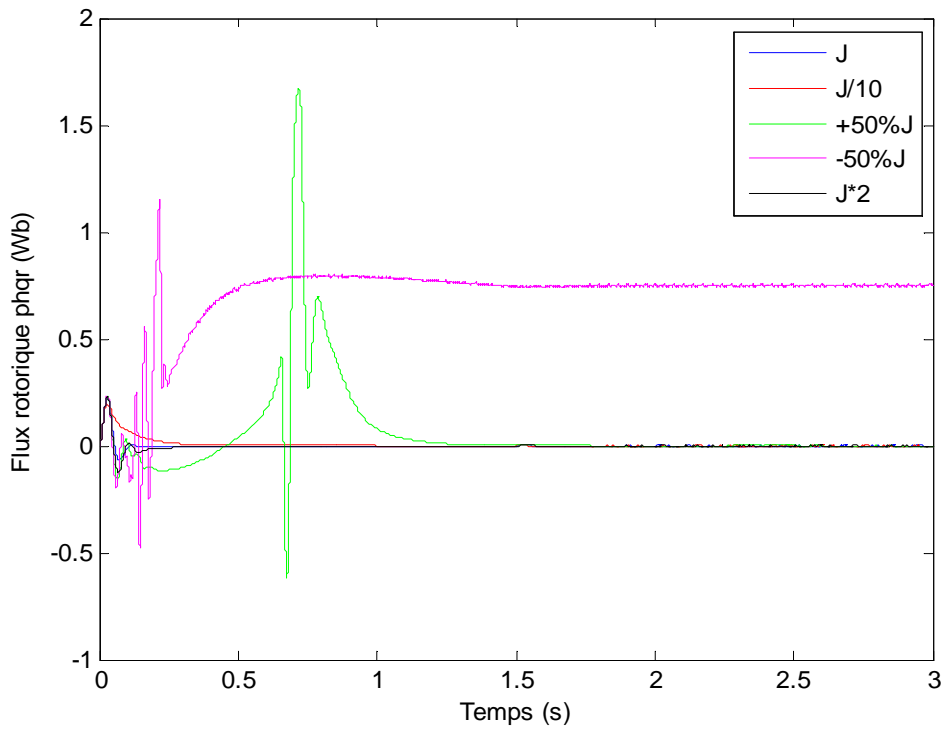


Fig.2.35: Evaluation du flux pour différentes valeurs de  $J$

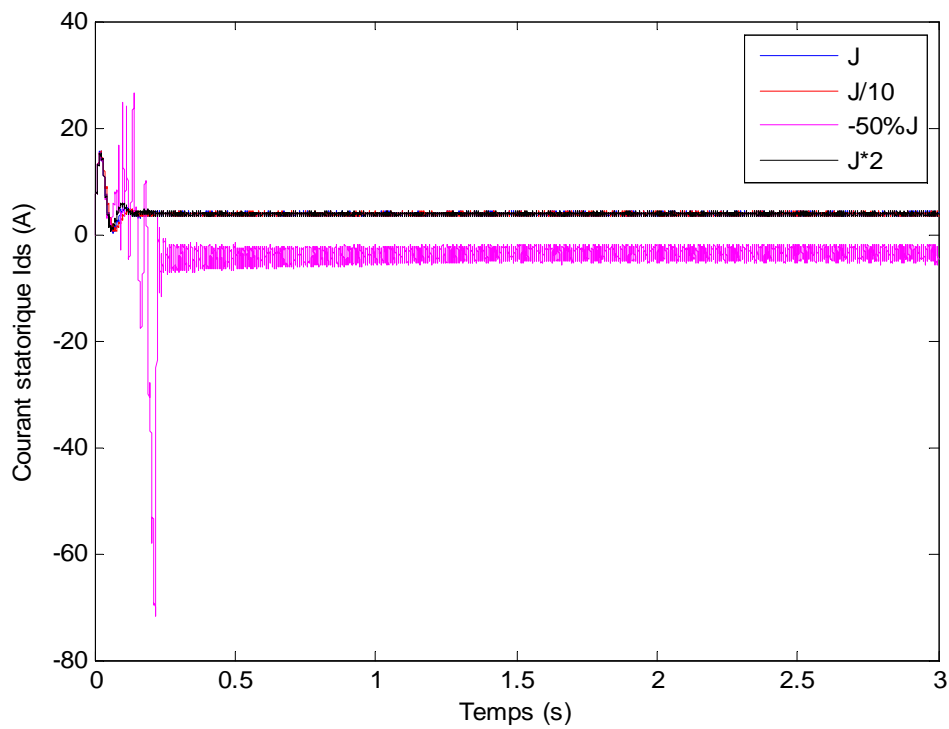
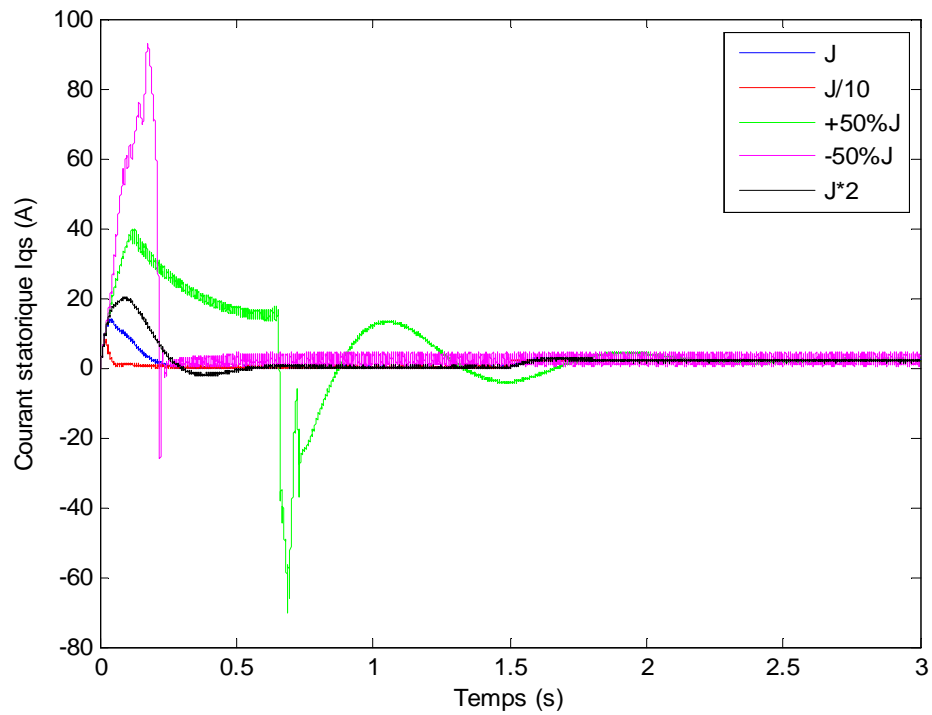


Fig.2.36: Evaluation de courant pour différentes valeurs de  $J$



**Fig.2.37: Evaluation du courant pour différentes valeurs de  $J$**

Afin d'étudier l'influence des variations de la résistance rotorique, on procède à la simulation suivante: Le moteur asynchrone est chargé à sa valeur nominale et commandé vectoriellement par orientation de flux rotorique,

Les figures montrent l'estimation de changement de la résistance rotorique. On constate que le comportement est très influencé lors de la variation de la résistance rotorique.

### X.2.4. Bruits

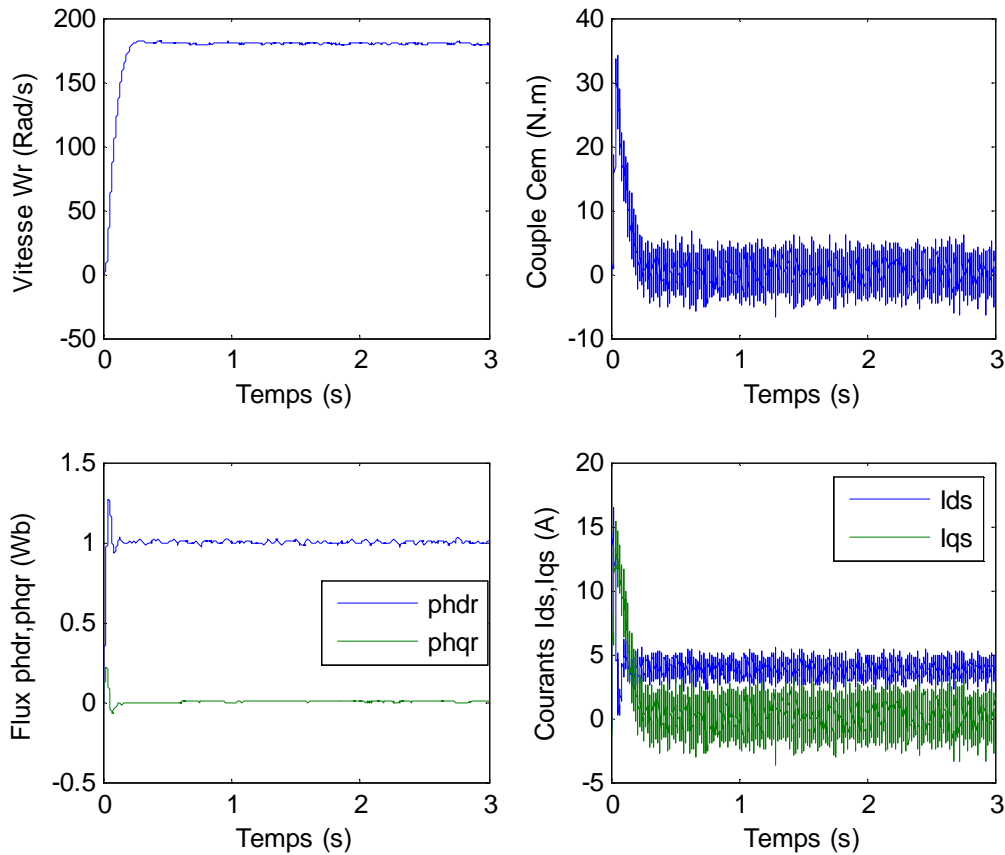


Fig.2.38: Résultats de simulation de la régulation en présence de bruit

Afin de tester la robustesse en présence des bruits de mesures, nous injectons pour cela un bruit dans les courants statoriques, les flux rotoriques, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation. La figure (2.38) montre le bruit de mesure injecté. Les résultats de simulation sont satisfaisants. En effet le bruit est rejeté et la vitesse, le flux rotorique  $\varphi_{qr}$  et le courant  $i_{ds}$  ne sont pas trop affectés par le bruit injecté.

### Conclusion

Au début, on fait appel aux lois de commande classique pour élaborer une commande vectorielle à base de régulateurs PI et IP classiques. On a appliqué la méthode de synthèse directe.

On conclut que le rejet de perturbation dans le cas des régulateurs PI suit une dynamique très lente, tandis qu'avec les régulateurs IP la dynamique de rejet de perturbation

est très rapide. Avec les régulateurs de la vitesse évolue comme un système de premier ordre, alors qu'avec les régulateurs IP on remarque l'apparition d'un dépassement au moment de la stabilisation de la vitesse.

Les résultats de simulation montrent la dégradation de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation. Cette variation provoque une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple, donc la commande vectorielle indirecte est très sensible aux variations paramétriques. Cette dégradation explique l'intérêt de réévaluer en temps réel la résistance rotorique donc la constante de temps rotorique.

## Introduction

Les premiers travaux portant sur les régulateurs fractionnaires remontent aux années 60 et 70. [15]. Néanmoins, le contrôleur fractionnaire a pris de l'essor grâce aux travaux d'Oustaloup et son équipe avec ses fameux régulateurs CRONE, abréviation de Commande Robuste d' Ordre Non Entier. [18].

L'intérêt principal des contrôleurs fractionnaires est sans doute les degrés de liberté supplémentaires qu'ils introduisent. Ces degrés étant les ordres non entiers des opérateurs de dérivation et d'intégration. Dans le cas des régulateurs  $PI^\alpha D^\beta$  fractionnaires par exemple, ils disposent des trois paramètres  $K_p, \tau_i$  et  $\tau_d$  du régulateur PID entier classique et des deux ordres non entier  $\alpha$  et  $\beta$  des opérateurs d'intégration et de dérivation respectivement.

Ainsi, le régulateur  $PI^\alpha D^\beta$  fractionnaire est une généralisation du régulateur PID classique (qui correspond au cas particulier ( $\alpha = \beta = 1$ )).

L'avantage de ce type de régulateur c'est que les performances de la boucle fermée imposée par les ordres non entiers du contrôleur fractionnaire seront indépendante des paramètres du système. C'est cette considération de robustesse qui très souvent souhaitée à obtenir. Néanmoins, les ordres non entiers étant des puissances de l'opérateur de Laplace dans le domaine de Laplace, il est très difficile de les relier aux performances de la boucle fermée. C'est ce qui rend leur synthèse très complexe.

Actuellement, la caractéristique souvent recherchée est l'invariance du dépassement de la réponse indicielle de la boucle fermée vis-à-vis des variations du gain statique de la fonction de transfert du système à commander. Cette caractéristique est obtenue lorsque la réponse fréquentielle en boucle ouverte, une forme calibrée particulière décrite par la 'fonction de transfert idéale de Bode'.

### I. Fonction de transfert idéale de Bode

Imaginée par Bode au milieu des années 1940, la fonction de transfert idéale de Bode est sensée assurer, lorsqu'elle décrit la boucle ouverte, l'indépendance du dépassement de la réponse indicielle de la boucle fermée vis-à-vis du gain statique du système à commander. [20] [21] [19]. Cette fonction idéale au moyen d'un intégrateur d'ordre non entier compris entre 1 et 2. Le système résultant en boucle fermée, dans le cadre d'une configuration typique à retour unitaire, présente le même comportement qu'un système de second ordre standard

faiblement amortie, mais avec des paramètres caractéristiques (pulsation naturelle, coefficient d'amortissement, pulsation propre...). Ce système est considéré comme un modèle de référence par la plupart des stratégies de commande fractionnaire [8] [18].

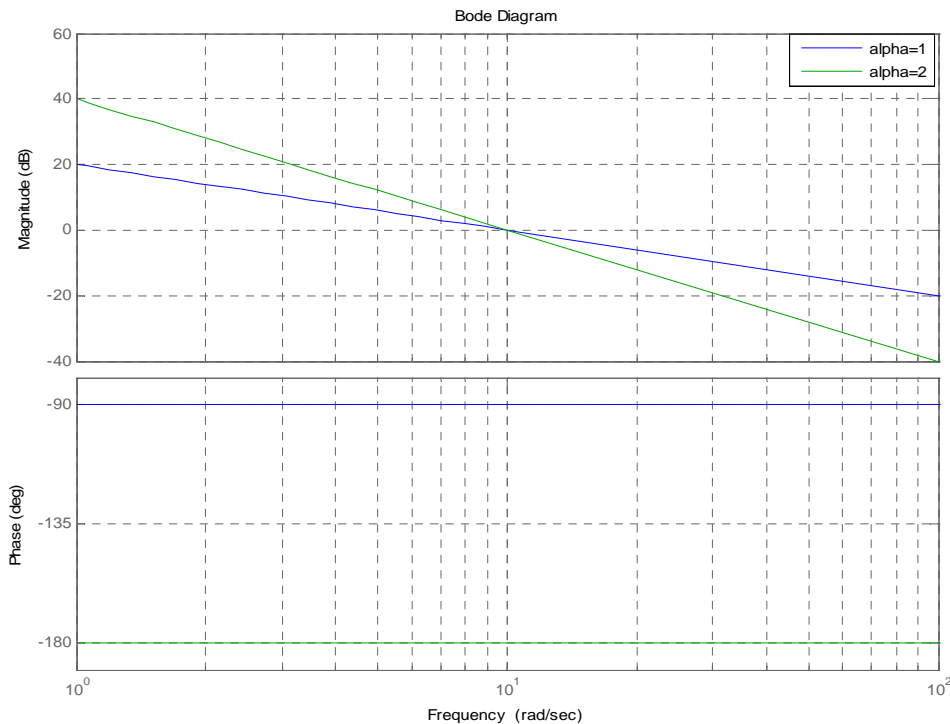
Pour illustrer cette fonction de Bode, considérons le cas des intégrateurs d'ordre 1 et 2 pour lesquels on associe les transmittances  $D_1(s)$ ,  $D_2(s)$  et la fréquence de coupure  $\omega_c$  :

$$D_\alpha(s) = \left(\frac{\omega_c}{s}\right)^\alpha \quad \alpha = \{1,2\} \quad (3.1)$$

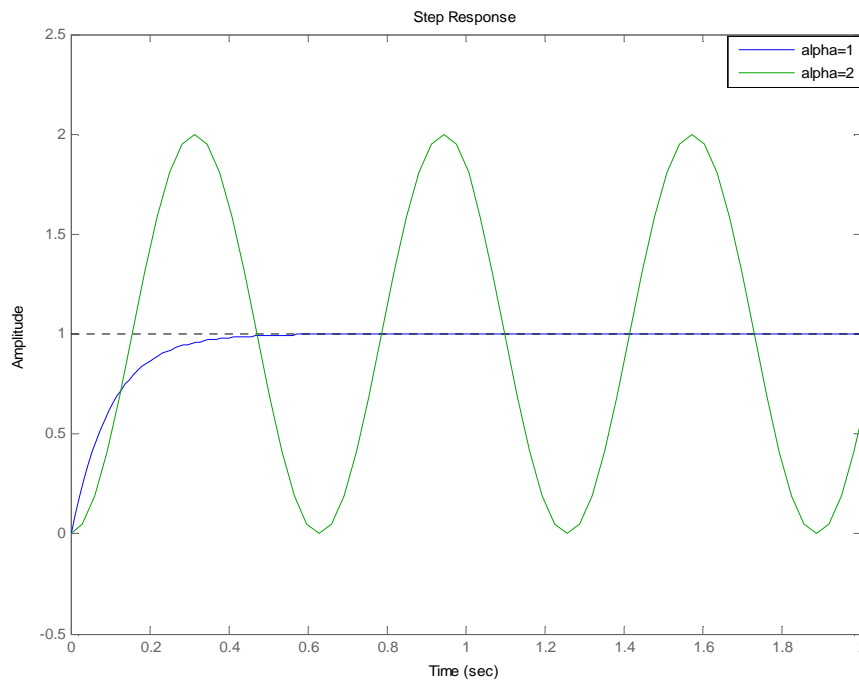
La fonction de transfert en boucle fermée correspondante est donnée par :

$$T(s) = \frac{(\omega_c/s)^\alpha}{1 + (\omega_c/s)^\alpha} = \frac{\omega_c^\alpha}{s^\alpha + \omega_c^\alpha} \quad \alpha = \{1,2\} \quad (3.2)$$

Les digrammes de Bode, les réponses indicielles de la boucle fermée des fonctions de transfert en boucle ouverte  $D_\alpha(s)$  avec une fréquence de coupure  $\omega_c = 10 \text{ rad/s}$  sont représentées sur les figures (3.1), (3.2):



**Fig.3.1: Diagramme de Bode d'un intégrateur entier d'ordres 1 et 2 en boucle ouverte**



**Fig.3.2 : Réponse indicielle d'un intégrateur d'ordres 1 et 2 en boucle fermée**

La figure (3.1) montre que l'amplitude des deux fonctions de transfert  $D_\alpha(s)$  en boucle ouverte sont des droites de pente  $(-20\alpha \text{ dB/dec})$ , et les courbes de phase sont horizontales de  $(-\alpha \frac{\pi}{2} \text{ rad})$ . A l'ordre 1 correspond une phase égale à  $-90^\circ$  donc une marge de phase  $\Delta\phi = 180^\circ - 90^\circ = 90^\circ$ . A l'ordre 2, il correspond à une phase égale à  $-180^\circ$  donc une marge de phase  $\Delta\phi = 180^\circ - 180^\circ = 0^\circ$ . Cette marge de phase nulle indique que le système est sur la limite de stabilité.

La figure (3.2) montre les réponses indicielles des deux fonctions de transfert  $D_\alpha(s)$  en boucle fermée. A l'ordre 1 le système est du premier ordre, à l'ordre 2 est celle d'un système de second ordre.

L'inconvénient que l'ordre de l'intégrateur soit égal à 1 ou 2, c'est que les marges de phase sont trop importantes pour  $D_1(s)$  donc une réponse indicielle trop amortie, soit une marge de phase nulle pour  $D_2(s)$ , donc une réponse indicielle oscillatoire.

## II. Commande CRONE d'un système du premier ordre

L'objectif de la commande CRONE est le maintien de la stabilité ou de la robustesse en stabilité d'un système à commander quel que soit les variations du gain de la fonction de

transfert du système à commander. Soit à commander un système dont le modèle est de premier ordre de gain statique  $G_0$  et de constante de temps  $T$

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + Ts} \quad (3.3)$$

On souhaite, calculer un régulateur  $C(s)$  de sorte à imposer à la fonction de transfert en boucle ouverte, une marge de phase  $\Delta\phi$  constante autour de la fréquence de coupure  $\omega_c$ . Pour atteindre cet objectif on doit imposer à ce que la fonction de transfert en boucle ouverte  $C(s)G(s)$  soit égale à la fonction de transfert idéale de Bode. L'équation (3.4) illustre cette relation.

$$G_{BO}(s) = C(s)G(s) = \frac{\omega_c}{s^\alpha} \quad 1 < \alpha < 2 \quad (3.4)$$

La fonction de transfert du régulateur est alors :

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \frac{\omega_c}{s^\alpha} = \frac{\omega_c(1 + Ts)}{G_0 s^\alpha} \quad (3.5)$$

Il faut remarquer le fait que cette manière de calculer le régulateur nécessite l'inversion de la fonction de transfert du système. Le contrôleur peut donc ne pas être causal. Pour corriger ce problème Oustaloup propose d'ajouter au contrôleur  $C(s)$  des filtres passe bas [21] [19]. On propose dans ce qui suit une autre méthode basée sur les caractéristiques fréquentielles de la boucle ouverte, on souhaite obtenir des caractéristiques similaires à celle d'un système du second ordre entier classique.

### III. Synthèse d'un correcteur $PI^\alpha$ fractionnaire

Le problème consiste à trouver un lien entre les paramètres  $z$  et  $\omega_n$  d'un système du second ordre et les caractéristiques de la boucle ouverte: pulsation de coupure  $\omega_c$  (qui caractérise la durée du régime transitoire de la réponse indicielle) et la marge de phase  $\Delta\phi$  (dépassement de la réponse indicielle).

La structure générale d'un régulateur proportionnel intégral fractionnaire est montrée par la figure (3.3):

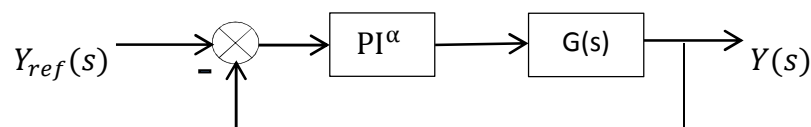


Fig.3.3: Schéma de commande utilisant la structure  $PI^\alpha$  fractionnaire

### III.1. Etude d'un système de second ordre dans le domaine fréquentiel

Soit la fonction de transfert d'un système de second ordre

$$G_{2nd}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2z\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.6)$$

Le problème est de calculer la pulsation de coupure  $\omega_c$  et la marge de phase  $\Delta\phi$  du système.

Le transfert en boucle ouverte  $H(s)$  qui, mis en boucle fermée donnerait  $G_{2nd}(s)$  est

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2z\omega_n)} \quad (3.7)$$

Pour calculer la pulsation de coupure  $\omega_c$ , il faut

$$|H(j\omega)|_{\omega=\omega_c} = 1 \rightarrow |H(j\omega)|_{\omega=\omega_c}^2 = 1$$

Donc

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{\omega_n^4}{\omega^2(\omega^2 + 4z^2\omega_n^2)} = \frac{\omega_n^4}{\omega^4(1 + 4z^2\omega_n^2/\omega^2)} \quad (3.8)$$

On pose

$$x = \frac{\omega_n^2}{\omega^2} \rightarrow |H(x)|^2 = \frac{x^2}{1 + 4z^2x} = 1$$

Le problème revient à résoudre l'équation:

$$x^2 - 4z^2x - 1 = 0$$

$$\begin{cases} x_1 = 2z^2 - \sqrt{1 + 4z^4} \\ x_2 = 2z^2 + \sqrt{1 + 4z^4} \end{cases}$$

-  $x_1$  est négative donc à rejeter

$$\text{Finalement: } x = 2z^2 + \sqrt{1 + 4z^4} = \frac{\omega_n^2}{\omega^2}$$

Donc :

$$\omega_c = \frac{\omega_n}{\sqrt{2z^2 + \sqrt{1 + 4z^4}}} \quad (3.9)$$

Pour déterminer la marge de phase, on calcule simplement

$$\Delta\phi = \pi + \arg(H(j\omega))$$

On trouve:

$$\text{Arg}(H(j\omega)) = -\frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{\omega_c}{2z\omega_n} \quad (3.10)$$

Finalement la marge de phase s'exprime par:

$$\Delta\phi = \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \frac{1}{2z\sqrt{2z^2 + \sqrt{1 + 4z^4}}} \quad (3.11)$$

### III.2. Calcul des paramètres du régulateur $PI^\alpha$

La fonction de transfert d'un régulateur  $PI^\alpha$  est donnée par:

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{s^\alpha} \quad (3.12)$$

La fonction de transfert du système à commander est supposée être du premier ordre :

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + Ts} \quad (3.13)$$

On souhaite calculer les paramètres  $K_p, K_i$  et  $\alpha$  du régulateur  $PI^\alpha$  à partir des caractéristiques  $\omega_c$  (pulsation de coupure) et  $\Delta\phi$  (marge de phase) à imposer à la fonction de transfert en boucle ouverte qui est donnée par:

$$G_{BO}(s) = \left( \frac{K_i + K_p s^\alpha}{s^\alpha} \right) \left( \frac{G_0}{1 + Ts} \right) \quad (3.14)$$

Qui dans le domaine fréquentiel s'écrit:

$$G_{BO}(j\omega) = \left( \frac{K_i + K_p(j\omega)^\alpha}{(j\omega)^\alpha} \right) \left( \frac{G_0}{1 + T(j\omega)} \right) \quad (3.15)$$

Cette expression montre que le calcul analytique des paramètres  $K_p, K_i$  et  $\alpha$  du régulateur  $PI^\alpha$  est très complexe, voir même impossible.

A partir de la figure (3.3) on a:

$$\frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad (3.16)$$

Soit  $H(s)$  la fonction que l'on souhaite imposer à la boucle fermée ( $H(s)$  étant la fonction idéale de Bode, de constante de temps  $\tau_c$  répondant aux objectifs fixés).

$$H(s) = \frac{Y(s)}{Y_{ref}(s)} = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{1}{1 + \tau_c s^{\alpha+1}} \quad (3.17)$$

En utilisant la méthode de synthèse directe pour déterminer les différents paramètres du régulateur on obtient:

$$C(s) = \frac{1}{G(s)} \frac{H(s)}{1 - H(s)} \quad (3.18)$$

Donc

$$C(s) = \frac{1 + Ts}{G_0} \frac{\frac{1}{1 + \tau_c s^{\alpha+1}}}{1 - \frac{1}{1 + \tau_c s^{\alpha+1}}} = \frac{1 + Ts}{G_0} \frac{1}{\tau_c s^{\alpha+1}} = \frac{1}{s^\alpha} \left[ \frac{T}{G_0 \tau_c} \left( 1 + \frac{1}{Ts} \right) \right] \quad (3.19)$$

Cette expression peut être décomposée selon:

$$C(s) = \underbrace{\frac{1}{s^\alpha}}_{\text{Intégrateur fractionnaire}} \underbrace{K_p \left( 1 + \frac{1}{\tau_i s} \right)}_{\text{PI}}$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors donnés par

$$\begin{cases} K_p = \frac{T}{G_0 \tau_c} \\ \tau_i = T \end{cases} \quad (3.20)$$

$C(s)$  présente une structure intéressante puisqu'il est constitué d'un régulateur PI classique en cascade avec un régulateur fractionnaire. Bettayeb et al. [4] [5] appelle cette nouvelle structure FOC-FOF Controller (Fractional Order Controller Cascaded with a Fractional order filter).

La fonction de transfert en boucle ouverte de la fonction  $H(s)$  est:

$$H_{BO}(s) = \frac{1}{\tau_c s^{\alpha+1}} \quad (3.21)$$

Qui dans le domaine fréquentiel s'écrit:

$$H_{BO}(j\omega) = \frac{1}{\tau_c (j\omega)^{\alpha+1}} \quad (3.22)$$

L'argument de  $H_{BO}(j\omega)$  est

$$|H_{BO}(j\omega)| = \frac{1}{\tau_c \omega^{\alpha+1}} \quad (3.23)$$

Pour  $\omega = \omega_c$ , le module  $H_{BO}(j\omega)$  en dB égale à 1, de l'équation (3.16) on peut déduire la relation (3.17) qui constitue la première équation permettant de calculer les paramètres du régulateur  $K_i$  et  $K_p$  :

$$\tau_c = \frac{1}{\omega_c^{\alpha+1}} \quad (3.24)$$

On a:  $arg(H_{BO}(j\omega)) = -(\alpha + 1) \frac{\pi}{2}$

Donc

$$\Delta\phi = \pi - (\alpha + 1) \frac{\pi}{2}$$

Alors

$$\alpha = 1 - \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \quad (3.25)$$

Ainsi, à partir de la marge de phase, on calcule la valeur de l'ordre non entier  $\alpha$  et à partir de la pulsation de coupure, on calcule la valeur de la constante de temps  $\tau_c$ . La marge de phase étant constante, le dépassement de la réponse indicielle sera indépendant des paramètres du système.

Le tableau 3 résume les expressions de différentes fonctions de la vitesse, du flux et des courants ainsi que les paramètres des régulateurs correspondants

	Modèle du 1 <sup>er</sup> ordre		Régulation	
	Gain statique	Cte du temps	Gain proportionnel	Cte du temps
	$G_0$	$T$	$K_p$	$\tau_i$
Régulateur de Courant $i_{qs}$	$\frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\tau_c}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$
Régulateur de Courant $i_{ds}$	$\frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\tau_c}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$
Régulateur de Vitesse $\omega$	$\frac{pL_m}{L_r K_f} \varphi_r$	$J/K_f$	$\frac{JL_r}{pL_m \varphi_r \tau_c}$	$\frac{J}{K_f}$
Régulateur de flux $\varphi_r$	$L_m$	$T_r$	$\frac{T_r}{L_m \tau_c}$	$T_r$

Tab.3: Paramètres des différents régulateurs PI-FF

### III.1. Schéma bloc de Simulation d'un régulateur PI<sup>α</sup>

Le schéma de la figure (3.4), représente le schéma général de simulation sous Matlab-simulink du régulateur PI-FF.

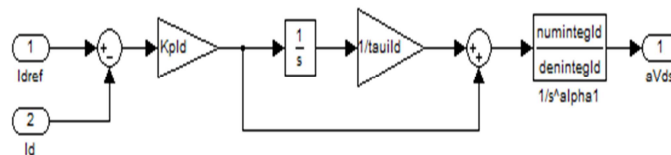


Fig.3.4: Schéma de simulation d'un régulateur PI<sup>α</sup>

### III.4. Résultats de simulation

Après avoir donné le détail de calcul des paramètres des différents régulateurs et présenté les blocs de simulation, on présente dans les figures qui suivent les résultats de simulation finalement obtenus.

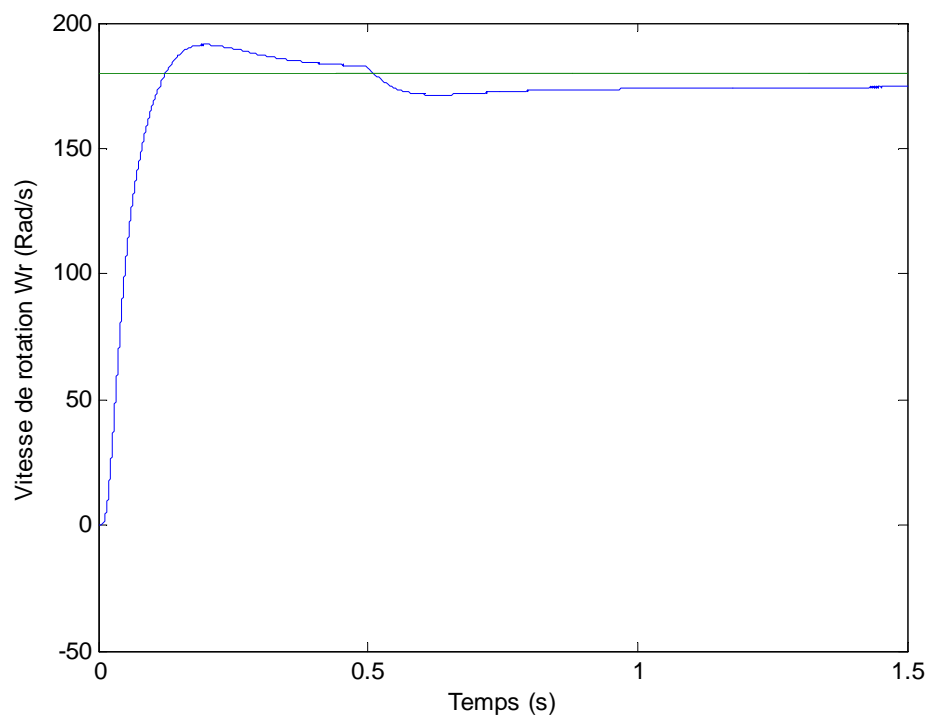


Fig.3.5: vitesse de rotation  $\omega_r$  avec un  $PI^\alpha$

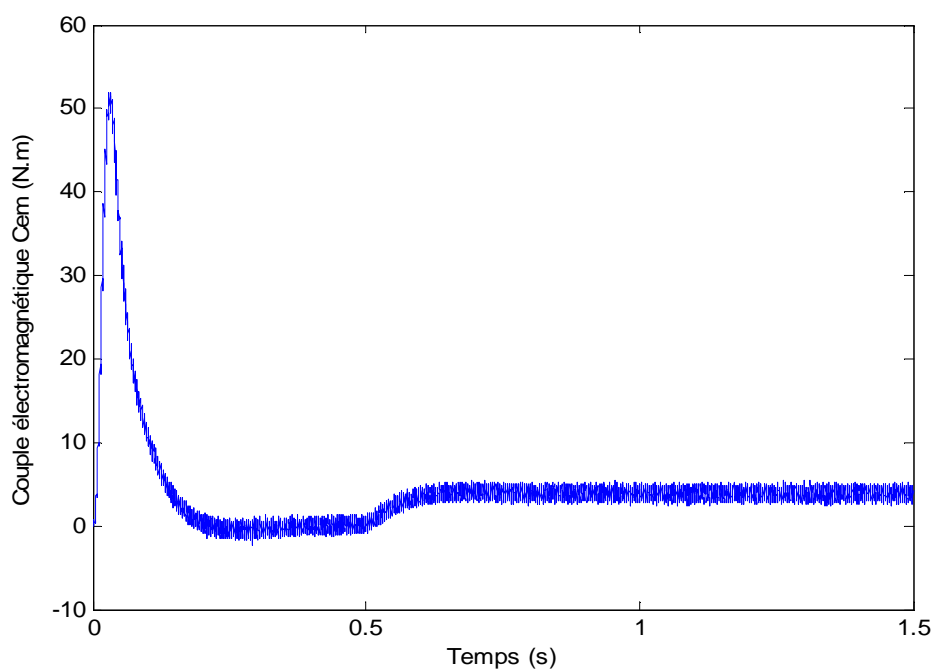


Fig.3.6: Couple électromagnétique  $C_{em}$  avec un  $PI^\alpha$

### III.5. Interprétation des résultats

L'application d'un couple de charge affecte également la vitesse donnée sur la figure (3.5), et le régulateur réagit pour le ramener à sa valeur de référence. Par contre, la dynamique du rejet de perturbation est très lente.

### IV. Synthèse d'un correcteur $I^\alpha P$ fractionnaire

Dans cette partie on utilise la structure de commande IP déjà illustré dans le chapitre précédent par la figure (3.7), en remplaçant l'intégrateur d'ordre entier par un intégrateur d'ordre non entier.

La structure générale d'un régulateur  $I^\alpha P$  est montrée par la figure (3.7)

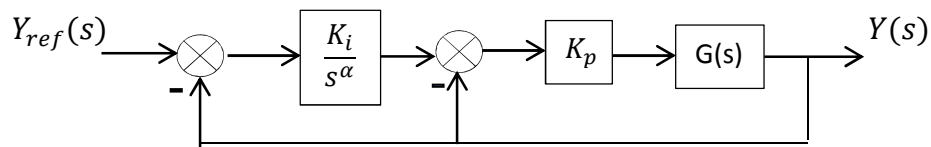


Fig.3.7: Schéma de commande utilisant la structure  $I^\alpha P$

La fonction de transfert du système à commander de premier ordre:

$$G(s) = \frac{G_0}{1 + Ts} \quad (3.26)$$

On souhaite calculer les paramètres  $K_p, K_i$  et  $\alpha$  du régulateur  $I^\alpha P$  à partir des caractéristiques  $\omega_c$  (pulsation de coupure) et  $\Delta\phi$  (marge de phase) à imposer à la fonction de transfert en boucle ouverte.

La fonction de transfert en boucle fermée correspondant au schéma de commande de la figure (3.7) est donné par:

$$G_{BF}(s) = \frac{\frac{K_p K_i G_0}{T}}{s^{\alpha+1} + \frac{1 + K_p G_0}{T} s^\alpha + \frac{K_p K_i G_0}{T}} \quad (3.27)$$

Le transfert en boucle ouverte correspondant est :

$$G_{BO}(s) = \frac{\frac{K_p K_i G_0}{T}}{s^\alpha \left( s + \frac{1 + K_p G_0}{T} \right)} \quad (3.28)$$

Qui, dans le domaine fréquentiel, s'écrit :

$$G_{BO}(j\omega) = \frac{\frac{K_p K_i G_0}{T\omega}}{(j\omega)^\alpha \left( j\omega + \frac{1 + K_p G_0}{T} \right)} \quad (3.29)$$

Le correcteur IP fractionnaire est calculé de façon à satisfaire une bonne précision, une bonne stabilité et un bon degré de stabilité. Le problème est de déterminer les trois paramètres du régulateur  $K_p$ ,  $K_i$  et  $\alpha$ . Pour se faire, on impose trois objectifs :

- Une phase constante autour de  $\omega_c$  pour garantir la robustesse (invariance du dépassement) vis-à-vis des variations des paramètres du modèle. Pour ça, il faut résoudre l'équation :

$$\frac{d}{d\omega} (\text{Arg}(G_{BO}(j\omega))) = 0 \quad (3.30)$$

Comme:  $\frac{d}{dx} (\text{arctg}(f(x))) = \frac{1}{1+f(x)^2} \frac{d}{dx} f(x)$ , alors

$\frac{d}{d\omega} (\text{Arg}(G_{BO}(j\omega))) = 0$ , lorsque:

$$K_p = -\frac{1}{G_0} \quad (3.31)$$

- Imposer La pulsation de coupure  $\omega = \omega_c$

Le gain  $K_i$  est une nouvelle fois calculé pour imposer la pulsation  $\omega_c$ . On utilise pour ce faire l'équation :

$$|G_{BO}(\omega)|_{\omega=\omega_c} = 1$$

Donc:  $\frac{K_p K_i G_0}{T\omega_c^2} = \left[ \omega_c^2 + \left( \frac{1+K_p G_0}{T} \right)^2 \right]^{1/2}$

Comme:  $K_p = -\frac{1}{G_0}$  et  $\frac{1+K_p G_0}{T} = 0$ , alors

$$K_i = -T\omega_c^{\alpha+1} \quad (3.32)$$

- Imposer une marge de phase  $\Delta\phi$

$$\text{Arg}(G_{BO}(j\omega)) = -\alpha \frac{\pi}{2} - \text{arctg} \left( \frac{\omega}{\frac{1 + K_p G_0}{T}} \right) \quad (3.33)$$

La phase de la boucle ouverte est:

$$Arg(G_{BO}(j\omega)) = -\alpha \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} = -(\alpha + 1) \frac{\pi}{2} \quad (3.34)$$

Et la marge de phase est:

$$\Delta\phi = \pi - (\alpha + 1) \frac{\pi}{2} \text{ Donc } \Delta\phi = (1 - \alpha) \frac{\pi}{2}$$

Alors:

$$\alpha = 1 - \frac{\Delta\phi}{\pi/2} \quad (3.35)$$

Le tableau 4 résume les expressions des fonctions de transfert de la vitesse, du flux et des courants ainsi que les paramètres des quatre régulateurs

	Modèle du 1 <sup>er</sup> ordre		Régulation	
	Gain statique	Cte du temps	Gain proportionnel	Cte du temps
	$G_0$	$T$	$K_p$	$K_i$
Régulateur de Courant $i_{qs}$	$\frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$-\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)$	$\frac{\sigma L_s \omega_c^{\alpha+1}}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$
Régulateur de Courant $i_{ds}$	$\frac{1}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$\frac{\sigma L_s}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$	$-\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)$	$\frac{\sigma L_s \omega_c^{\alpha+1}}{\left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\right)}$
Régulateur de Vitesse $\omega$	$\frac{pL_m}{L_r K_f} \varphi_r$	$J/K_f$	$-\frac{L_r K_f}{pL_m \varphi_r}$	$\frac{J}{K_f} \omega_c^{\alpha+1}$
Régulateur de flux $\varphi_r$	$L_m$	$T_r$	$\frac{-1}{L_m}$	$T_r \omega_c^{\alpha+1}$

Tab.4: Paramètres des différents régulateurs  $I^\alpha P$

#### IV.1. Schéma bloc de Simulation d'un régulateur $I^\alpha P$

Le schéma de la figure (3.8), représente le schéma général de simulation sous Matlab-simulink d'un intégrateur fractionnaire  $I^\alpha P$ .

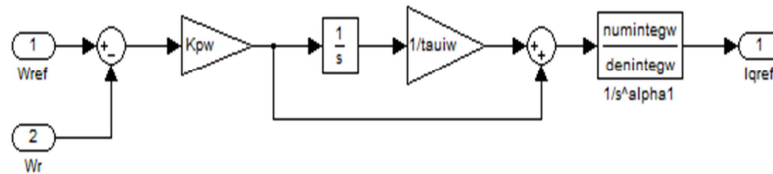


Fig.3.8: Schéma de simulation d'un régulateur  $I^\alpha P$

#### IV.2. Résultats de simulation

Après avoir donné le détail de calcul des paramètres des différents régulateurs et présenté les blocs de simulation, on présente dans les figures qui suivent les résultats de simulation finalement obtenus.

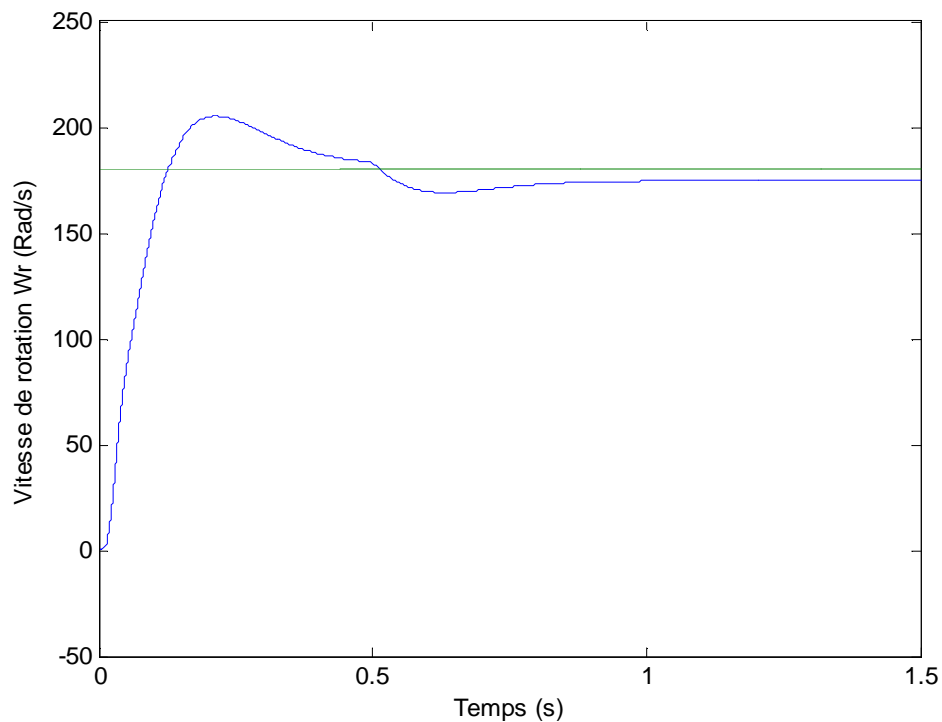


Fig.3.9: vitesse de rotation  $\omega_r$  avec un  $I^\alpha P$

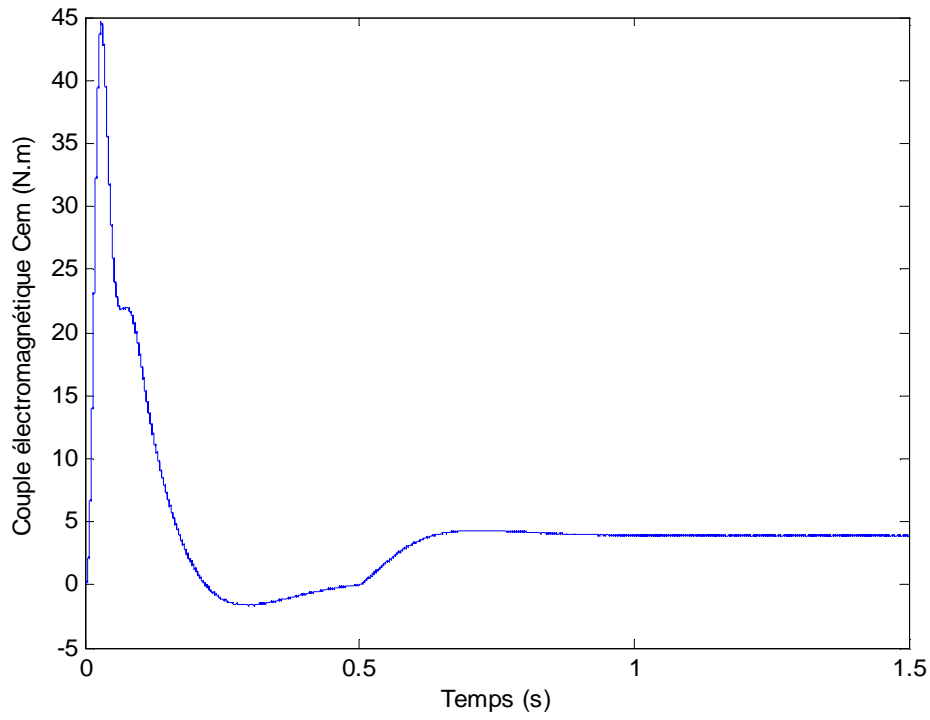


Fig.3.10: Couple électromagnétique  $C_{em}$  avec un  $I^\alpha P$

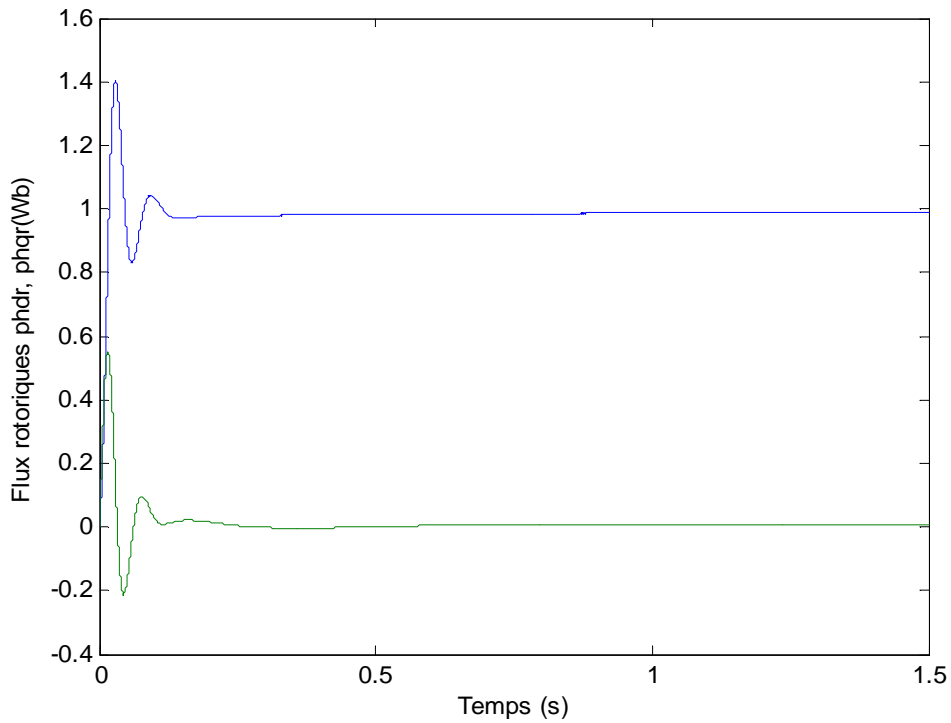


Fig.3.11: Flux rotoriques  $\phi_{dr}, \phi_{qr}$  avec un  $I^\alpha P$

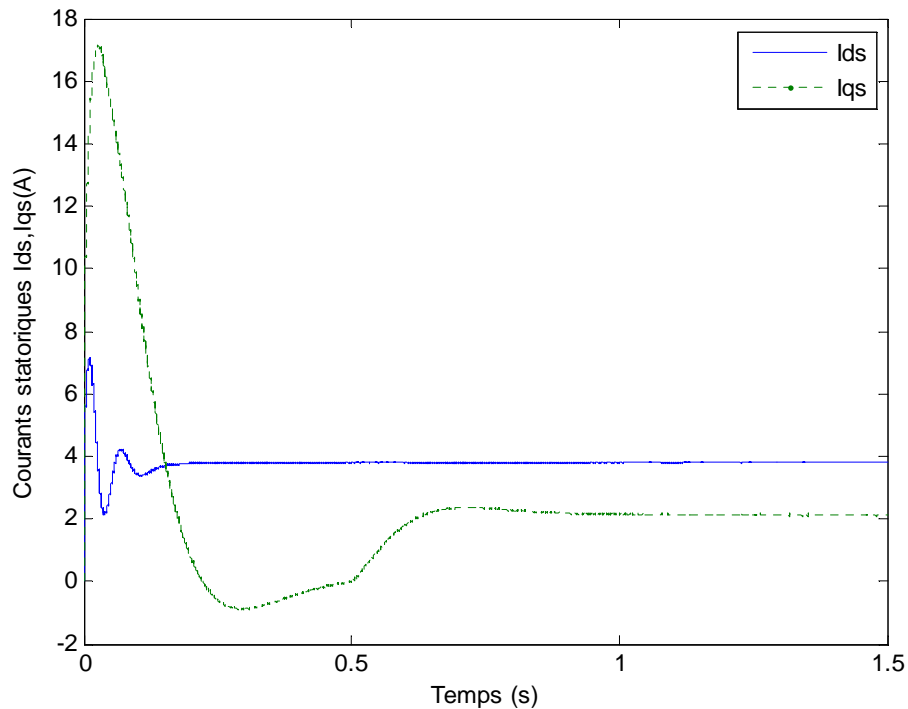


Fig.3.12: Courants statoriques  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$  avec un  $IP^\alpha$

### IV.3. Interprétation de résultats

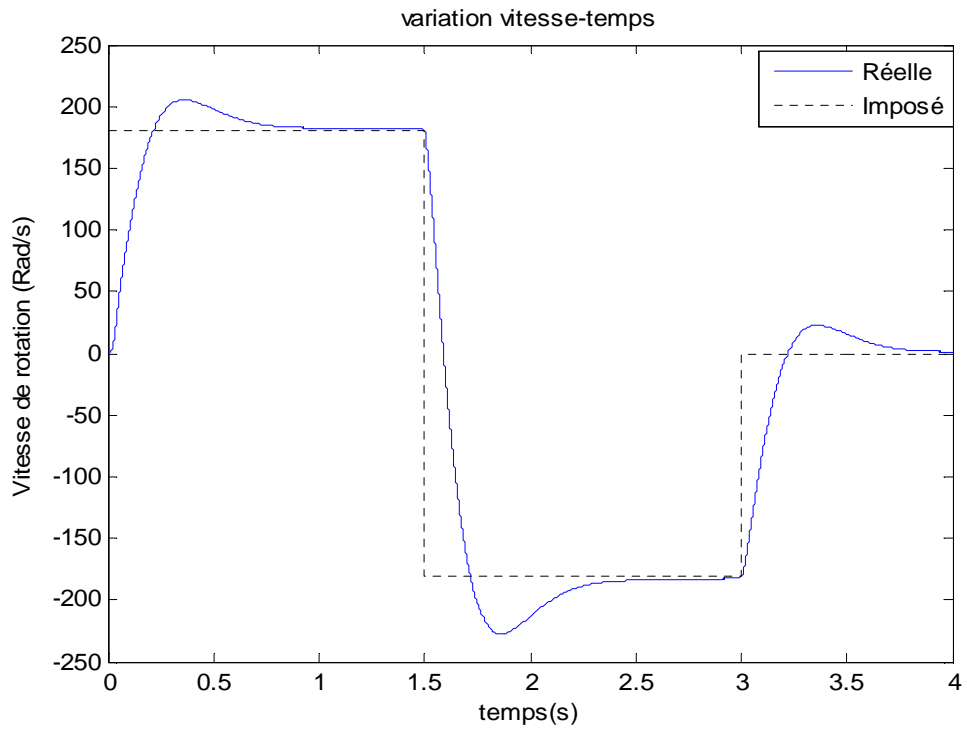
La réponse de la vitesse est donnée par un dépassement, Il est possible d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de la vitesse (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

### V. Test de robustesse

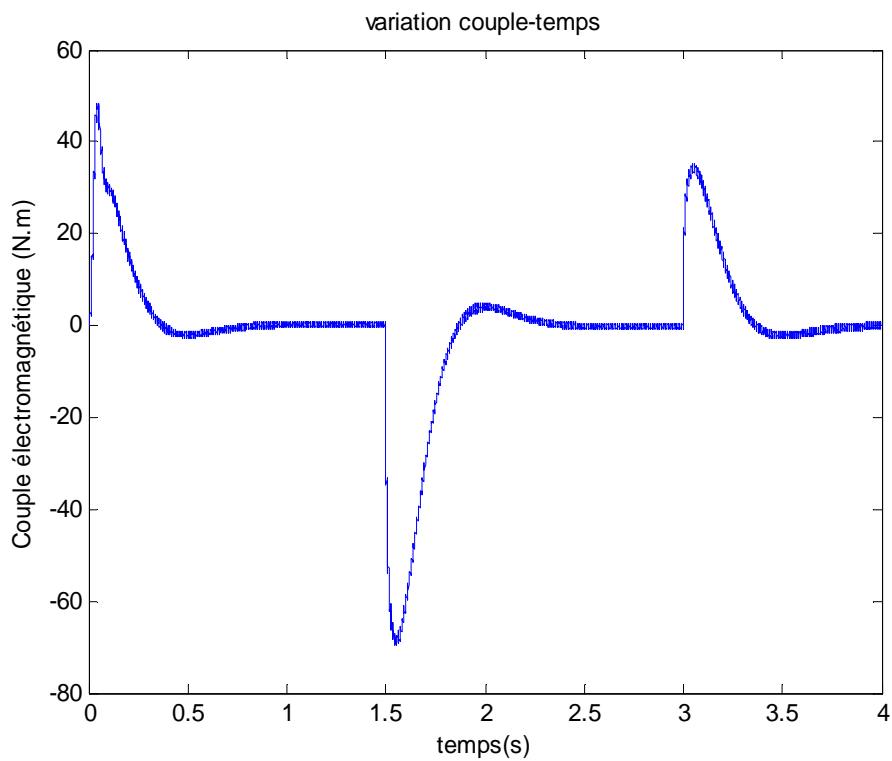
Les paramètres de la machine asynchrone peuvent changer ou varier, lors de leurs applications aux cours des expériences qu'elles subissent.

#### V.1. Changement de consigne

Après 1s du démarrage à vide du moteur à (180 rad/s), un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à ( $t=1.5s$ ) à (-180 Rad/s). Un autre test d'arrêt de la machine est réalisé à  $t=3s$  à (0 rad/s).



**Fig.3.13: Evolution de la vitesse pour différentes valeurs de la consigne**



**Fig.3.14: Evolution du couple pour différentes valeurs de la vitesse**

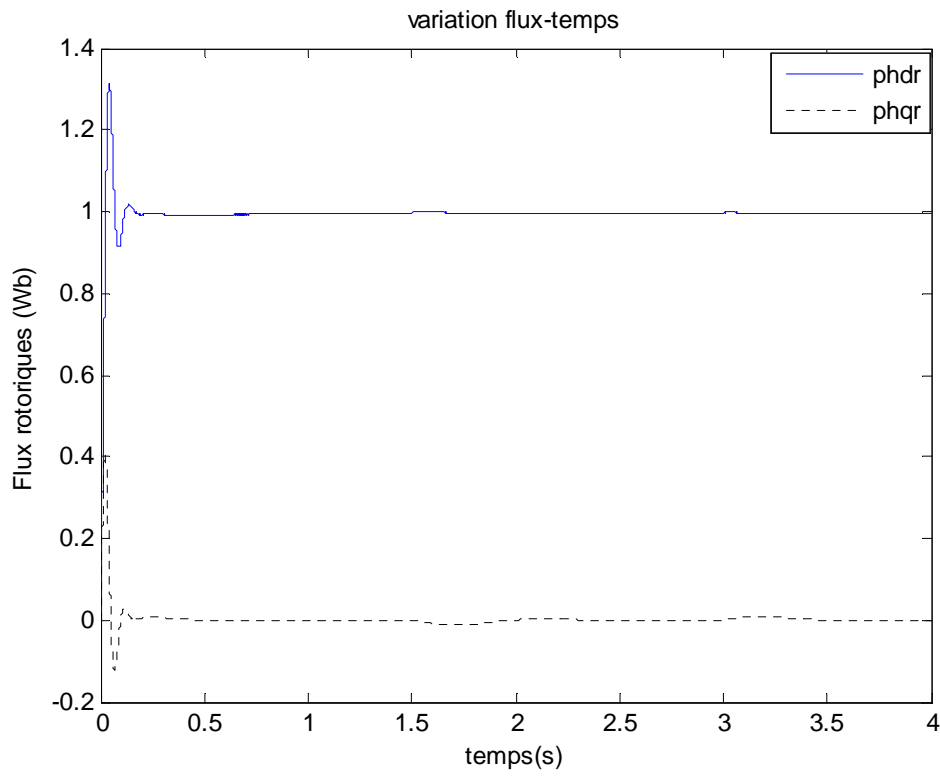


Fig.3.15: Evolution des flux pour différentes valeurs de la vitesse

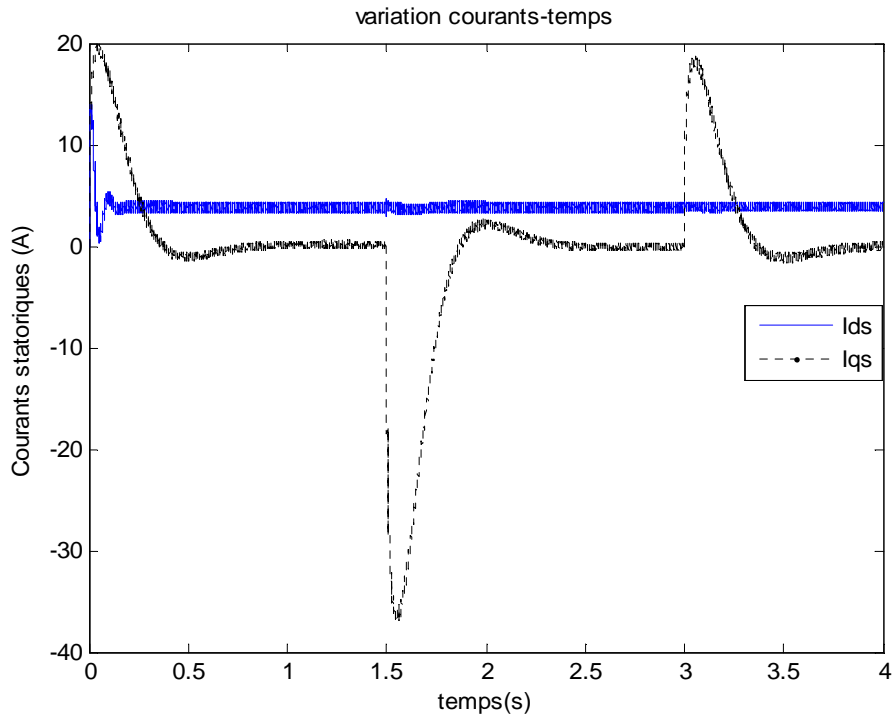


Fig.3.16: Evolution des courants pour différentes valeurs de la vitesse

Le flux rotorique s'est installé à partir de l'instant initial et orienté sur l'axe d puisque la composante sur l'axe q est nulle. La vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur. La composante de courant  $I_{ds}$  image du flux rotorique est très peu perturbée pendant la phase d'inversion de sens de rotation. La composante du courant  $I_{qs}$  est une image du couple.

## V.2. Evaluation de l'influence des variations paramétriques

Afin de montrer l'influence de variation des paramètres sur la commande on réalise les tests de simulations suivants.

### V.2.1. Variation de la résistance statorique $R_s$

A noter qu'une variation paramétrique a été produite avec 50% d'augmentation sur la résistance statorique.

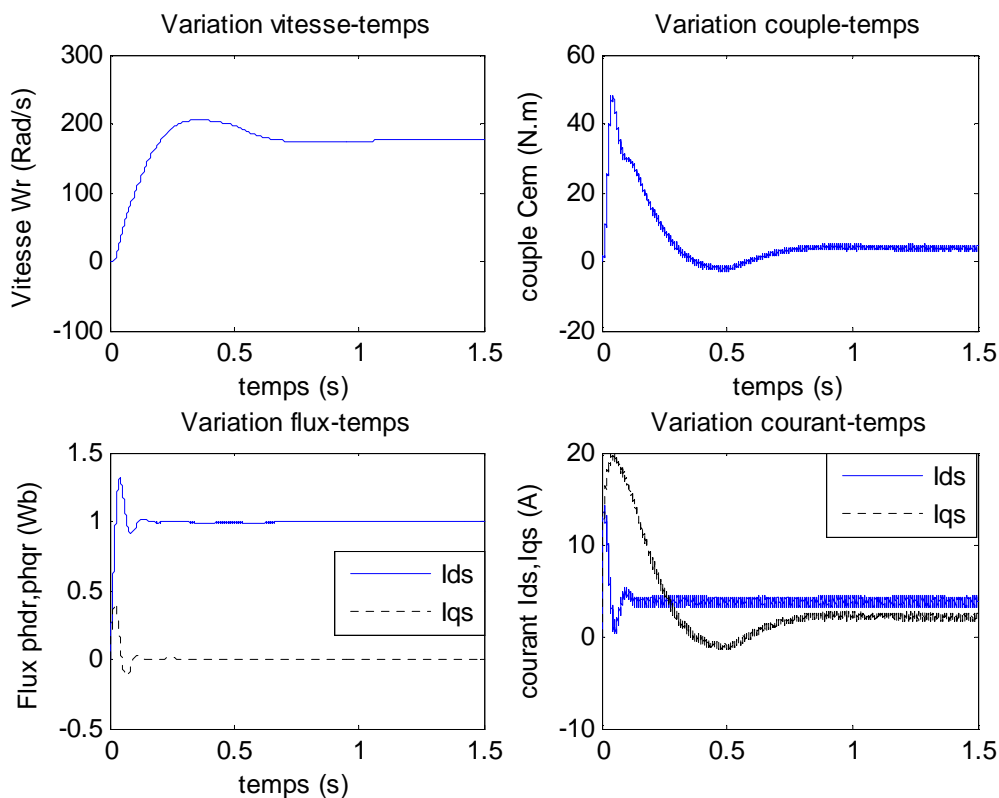


Fig.3.17: Résultats de simulation de la régulation pour  $R_s = +50\%R_{sn}$

La figure (3.17) montre les résultats avec variation de la résistance statorique. On peut constater que la résistance statorique a très peu d'influence sur le découplage et le temps de

réponse. Ces résultats étaient prévisibles car les termes de découplage ne dépendent pas de la résistance  $R_s$ .

### V. Variation de la résistance rotorique $R_r$

De la même manière nous avons effectué des simulations de la machine pour différentes valeurs de la résistance rotorique, les figures de (3.17) à (3.22) montrent les résultats obtenus. Ces figures montrent que dans les cas des régulateurs fractionnaires aussi toutes les grandeurs sont perturbées par ces variations de la résistance rotorique  $R_r$ .

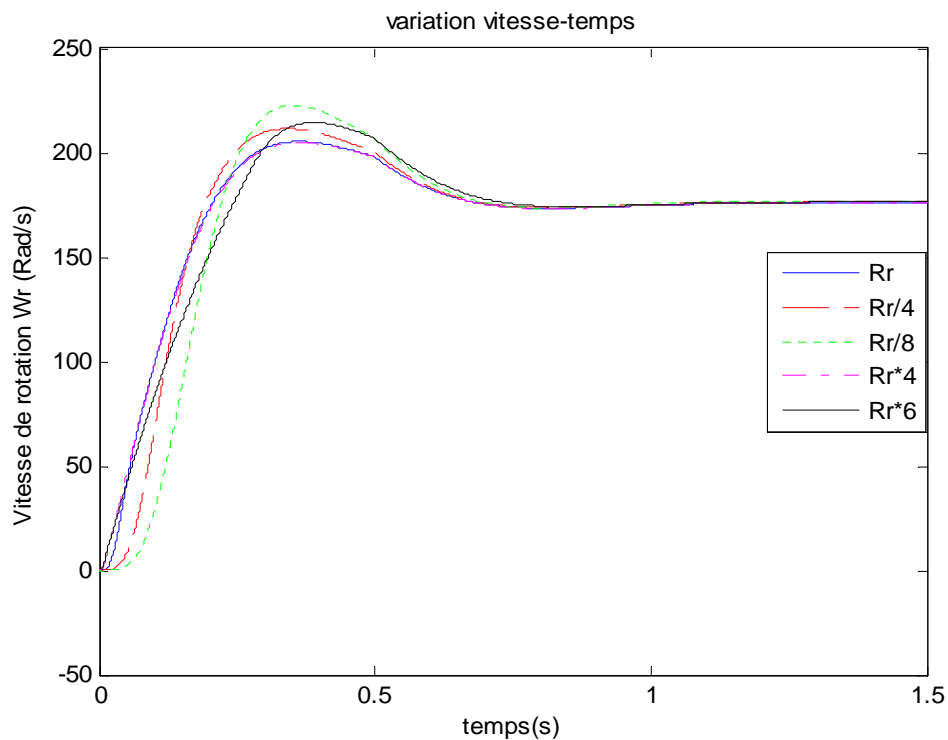


Fig.3.18: Evaluation de la vitesse pour différentes valeurs de  $R_r$

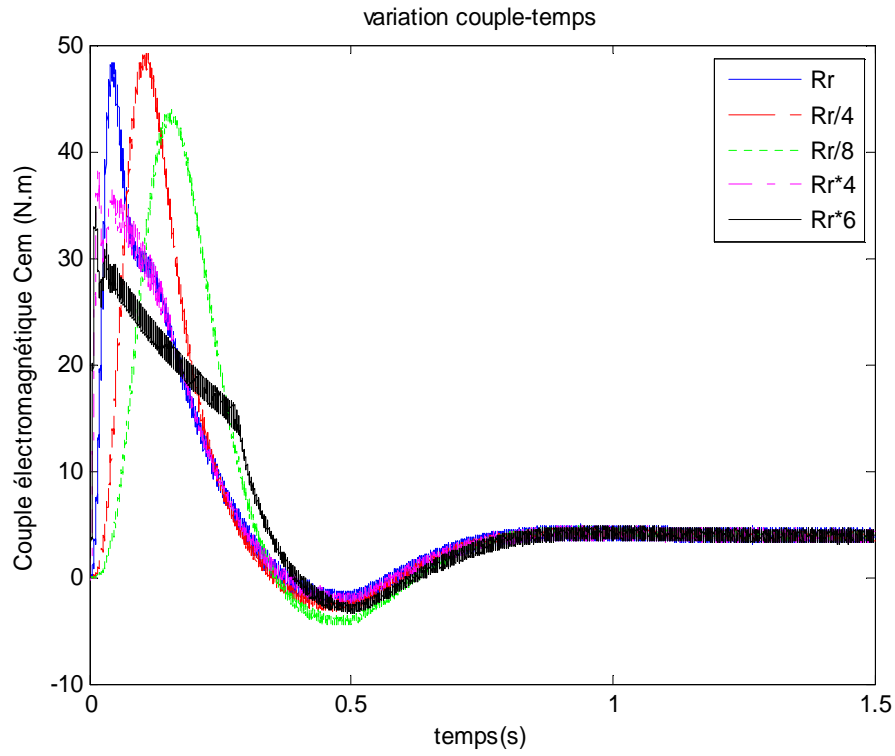


Fig.3.19: Evaluation du couple pour différentes valeurs de  $R_r$

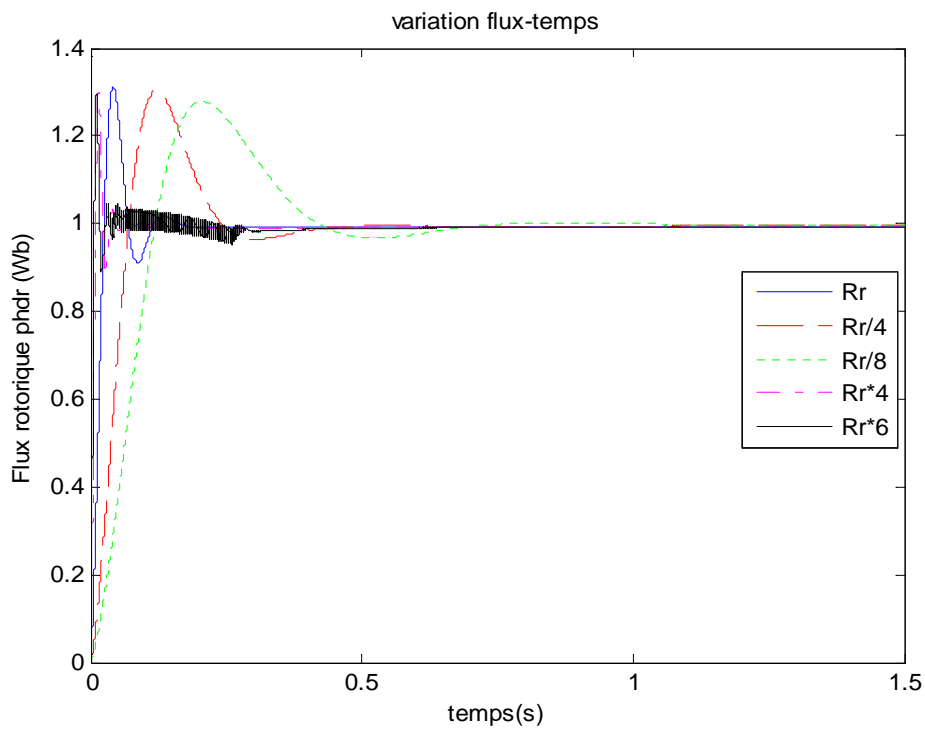


Fig.3.20: Evaluation de flux pour différentes valeurs de  $R_r$

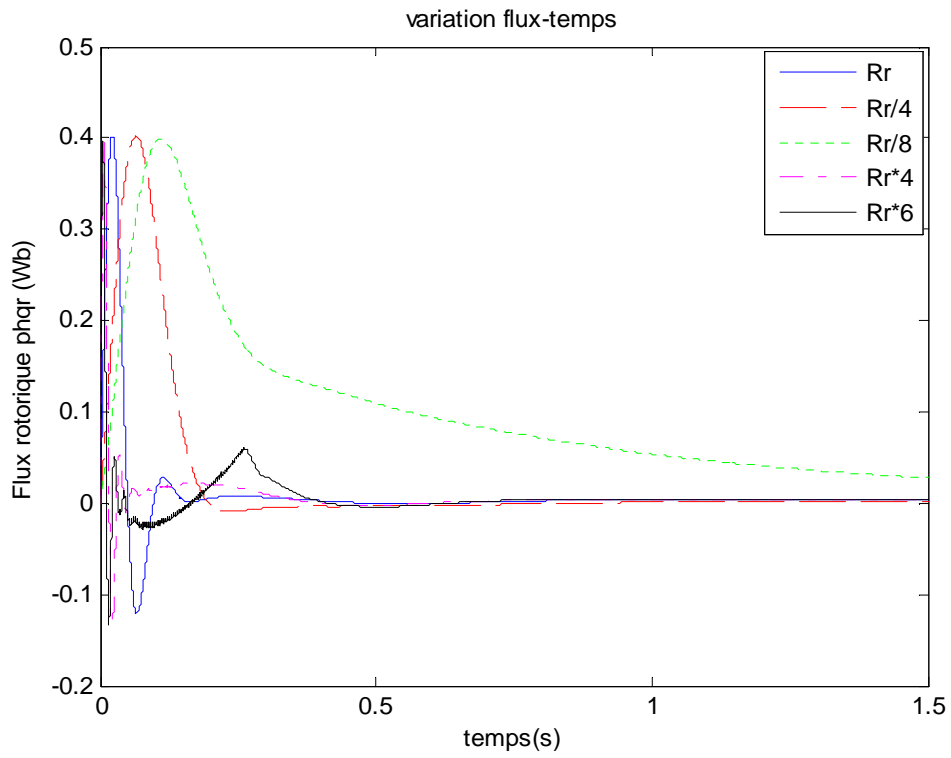


Fig.3.21: Evaluation de flux pour différentes valeurs de  $R_r$

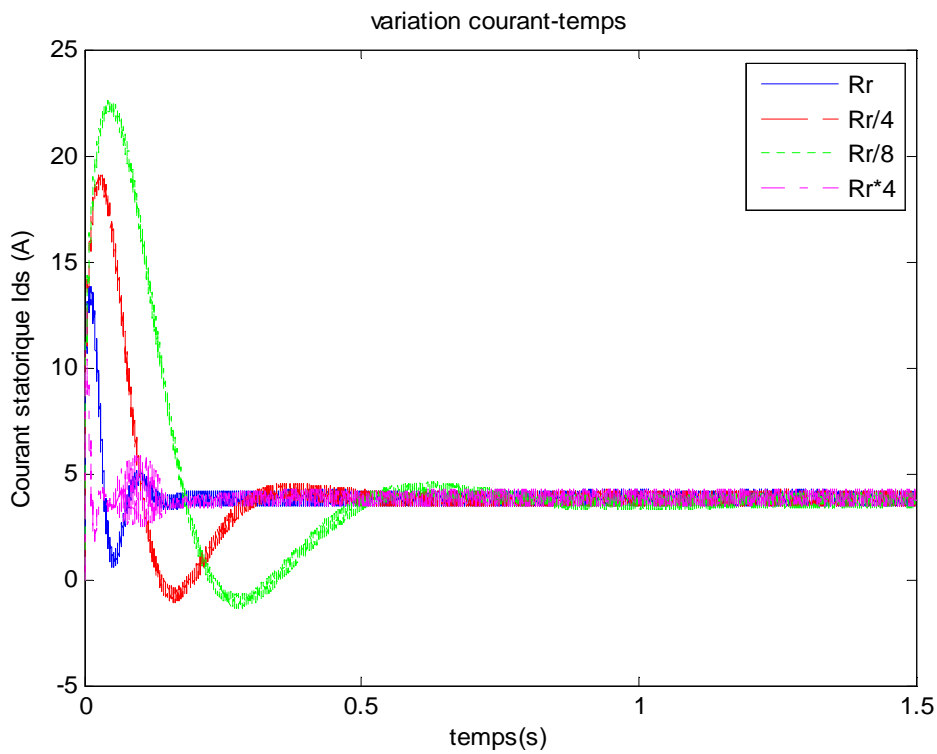


Fig.3.22: Evaluation de courant pour différentes valeurs de  $R_r$

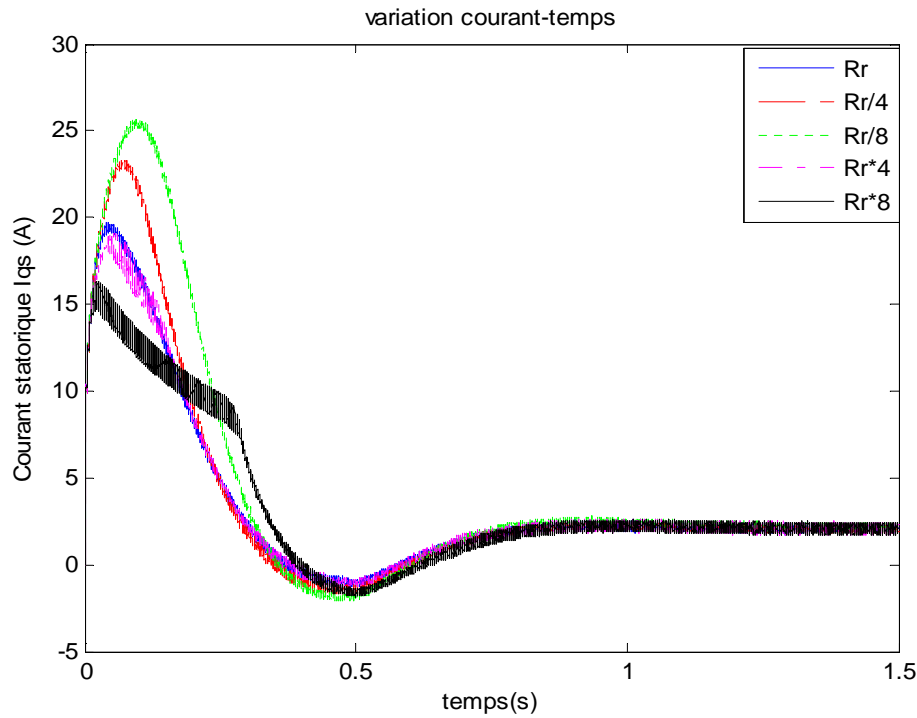


Fig.3.23: Evaluation de courant pour différentes valeurs de  $R_r$ .

## VI. Comparaison entre IP entier et $I^\alpha P$ fractionnaire

Selon les résultats que nous avons obtenus, nous avons vu que les régulateurs IP entier et non entier, donnent des résultats meilleurs que les régulateurs PI. Dans cette section, on compare ces performances obtenues en utilisant les régulateurs IP entier et non entier. Pour ce faire, nous avons choisi la même marge de phase et la même pulsation de coupure afin que le dépassement de la réponse indicielle et la durée de son régime transitoire obtenu à l'aide des deux régulateurs soient approximativement les mêmes comme les montre la figure (3.23). La figure (3.24) montre l'évolution du courant  $i_{qs}$  lors du régime transitoire de la vitesse. Cette figure montre que le courant est plus important lorsqu'on utilise le régulateur fractionnaire.

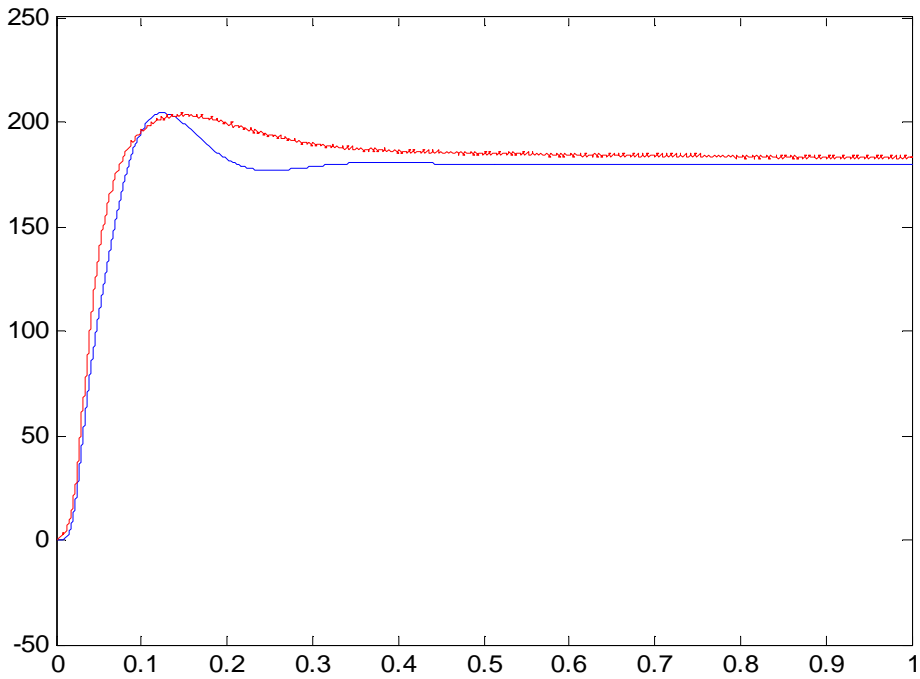


Fig.3.24: Variation vitesse-temps

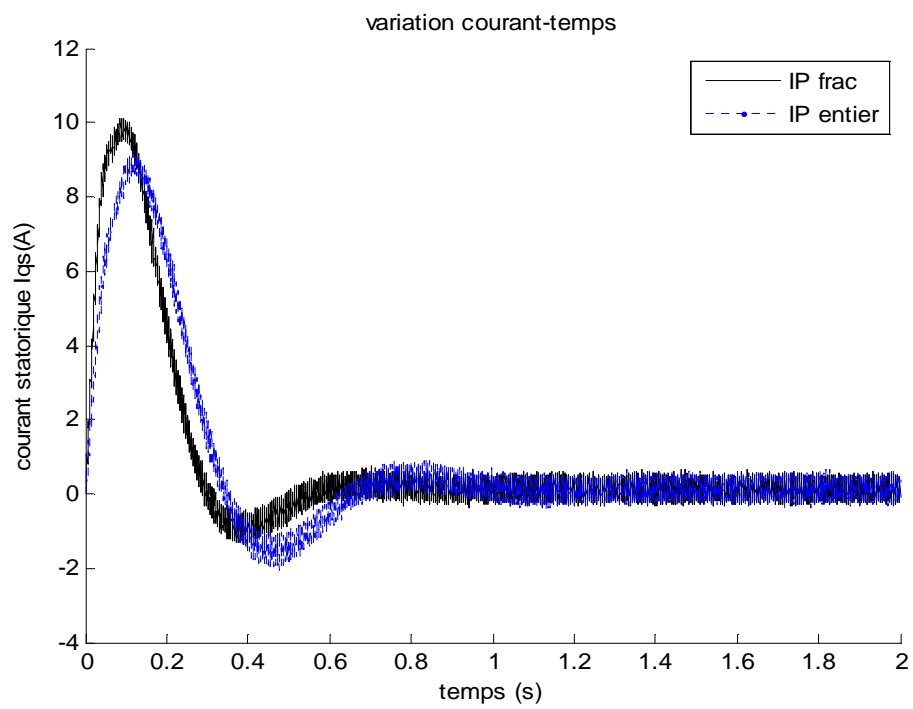


Fig.3.25: Variation courants-temps

Afin de comparer la robustesse des deux régulateurs, on présente dans la figure (3.25) l'évolution de la vitesse de la machine, lorsque le moment d'inertie varie de +50% de sa valeur nominale. Cette figure montre que le régulateur IP fractionnaire présente des performances supérieures à celle du régulateur IP entier.

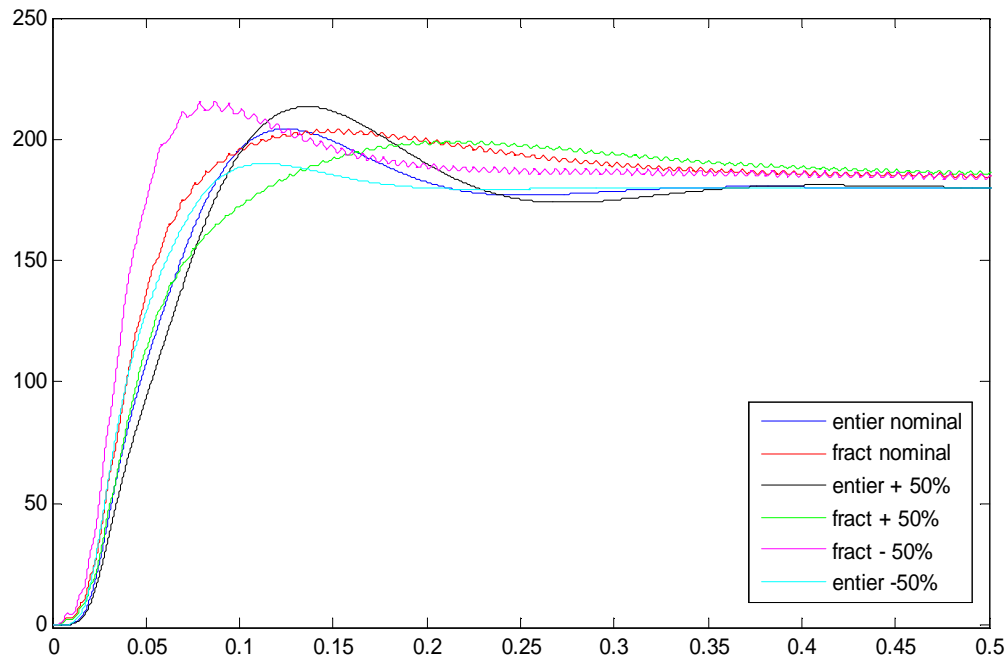


Fig.3.26: Variation vitesse-temps avec variation de J pour IP entier et fractionnaire

## VII. Conclusion

La première partie de ce chapitre a été consacrée à la présentation de quelques notions de base des régulateurs non entiers.

Nous avons ensuite abordé l'analyse fréquentielle et le calcul des régulateurs dans le domaine fréquentiel. L'étude de l'asservissement et de la commande des systèmes asservis se révèle très pratique dans le domaine fréquentiel. Des régulateurs classiques PI et IP sont étudiés et dimensionnés, dans le but de démontrer les limites et les capacités des régulateurs classiques entiers, afin de les comparer aux régulateurs fractionnaires.

Cependant, le développement avancé des mathématiques et de la dérivée d'ordre non entier, qui ont apporté un degré de liberté supplémentaire aux contrôleurs des systèmes, ont donné naissance à la commande CRONE et aux régulateurs  $PI^\alpha$  et  $I^\alpha P$  fractionnaires. Elle procure un avantage particulier au réglage de la transmittance des systèmes régulés dans le

domaine fréquentiel. Cet avantage apparaît clairement, en agissant séparément sur l'ordre non entier  $\alpha$ , la marge de phase et le module de la transmittance de la boucle ouverte. Deux méthodes de synthèse des paramètres des régulateurs  $PI^\alpha$  et  $I^\alpha P$  ont ensuite été présentés. Des résultats de simulation de la machine asynchrone à l'aide de ces deux régulateurs ont fait l'objet de la seconde partie de ce chapitre.

Nous avons constaté que la méthode de synthèse directe présentait les mêmes inconvénients que dans le cas du régulateur PI entier puisque la dynamique du rejet était très lente. La comparaison entre le régulateur IP entier et le régulateur fractionnaire a montré la supériorité du contrôleur fractionnaire lors des variations du moment d'inertie de la machine.

## *Conclusion Générale*

Ce présent travail est consacré à l'étude comparative d'une commande par orientation du flux rotorique par des régulateurs classiques, et des régulateurs fractionnaires appliqués à un moteur asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous avons utilisé le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère de Park associé à un onduleur de tension suivi par une représentation d'état du modèle de la machine. Nous avons également présenté les modèles de simulation des modules intervenant dans la simulation de l'ensemble onduleur-machine, ceci nous a permis de mettre en évidence le fort couplage existant entre le flux magnétique et le couple électromagnétique, d'après les équations de la machine et des résultats obtenus par simulation sous logiciel Matlab/Simulink.

La structure de contrôle considérée est une commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique. Ensuite nous avons présenté les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte en utilisant quatre structures de régulateurs PI et IP entier et  $PI^\alpha$  et  $IP^\alpha$  fractionnaire.

L'analyse de la robustesse de la commande vis-à-vis des variations des paramètres de la machine a montré que la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine. En effet nous avons montré que les variations de la résistance rotorique influençaient beaucoup les performances de la commande.

Une étude comparative élaborée entre les deux types de régulateurs a montré l'efficacité du type IP fractionnaire. En dernier lieu pour bien comprendre les caractéristiques de la commande vectorielle nous avons réalisé des tests de robustesse mais, les régulateurs fractionnaires restent les plus performants.

- 
- [1] Aït Kaïd D., « *Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateur fractionnaire* », Mémoire de Magister, Option : Machines Electriques, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2011.
  - [2] Baghli L., « *Modélisation et commande de la machine asynchrone* », Note de cours, IUFM de Lorraine-UHP, 2005.
  - [3] Benyahia N., Srain K., et Mimoune M., « *Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique* », Article Laboratoire de modélisation des systèmes énergétiques, Département d'électrotechnique, université de Biskra.
  - [4] Bettayeb M. and Mansouri R. «*Fractional IMC-PID-Filter Controllers Design for Integer Order Systems*» accepted for publication in ISA Transactions, 2014.
  - [5] Bettayeb M., and R. Mansouri R. « *Fractional IMC-PID-Filter Controllers Design for Non Integer Order Systems* » Journal of Process control, Volume 24, Issue 4, pp. 261–271, 2014.
  - [6] Blaschke F., « *The principal of field orientation as applied to the new trans-vector closed-loop control system for rotating Field Machines* », Siemens Review, Vol. 39, pp. 217-229, 1972.
  - [7] Buche G., « *Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab-Simulink* », Mémoire de fin d'études, ingénieur, Option : Automatismes industriels, centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A), 2001.
  - [8] Canat S., «*Contribution à la modélisation dynamique d'ordre non entier de la machine asynchrone à cage*» thèse de doctorat. Institut National Polytechnique De Toulouse 2005.
  - [9] Canudas se Wir C., « *Commande des moteurs asynchrones Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*, Hermès Science Publication. France, 2000.
  - [10] Ezziani N., « *Commande adaptative Floue Backstepping d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique*», thèse de doctorat, Option : Génie Informatique, Automatique et Traitement du signal, université de Reims Champagne Ardenne, 2010.
  - [11] Fezzani A., « *Commande robuste de la machine à induction par adaptation paramétrique* », Mémoire de fin d'étude d'ingénieur d'état en électronique, université de Batna, 2009.
  - [12] Grellet G. et Clerc G., « *Actionneur électriques*, Eyrolles. France, 1996.
  - [13] Haddad S., « *Régime transitoire des machines électriques, polycopié de cours, Master I* », université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013.

- 
- [14] Janat Y., «Commande CRONE mono-variable et multi-variable de systèmes peu amortis», thèse de doctorat, Université Toulouse II- Paul Sabatier, 2007.
- [15] Manabe S., «*The Non-Integer Integral and its Application to Control Systems*». English Translation Journal of Japan, vol.6, n°3-4, pp.83-87, 1961.
- [16] Mansouri R., «Synthèse des régulateurs linéaires» Note de cours, Option Automatique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013.
- [17] Merabet A., «*Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone*», thèse de doctorat en ingénierie, université du Québec à Chicoutimi, 2007
- [18] Moussi D. Benamar G., «*Etude comparative de la commande d'une machine asynchrone par des régulateurs IP classique et par des régulateurs fractionnaires*», Mémoire de fin d'études, d'ingénieur d'état en Electrotechnique, Option : Machines Electriques, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2004.
- [19] Oustaloup A., «*La Commande CRONE*», Edition HERMES, Paris, 1991.
- [20] Oustaloup A., «*la dérivation non entière*», Edition HERMES, Paris, 1995.
- [21] Oustaloup A. Mathieu B., «*La Commande CRONE du scalaire au multi-variable*» Edition HERMES, Paris, 1999.