

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



*FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE*  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etudes**  
**De MASTER ACADEMIQUE**  
Domaine : **Sciences et Technologies**  
Filière : **Génie Electrique**  
Spécialité : **Machine électrique**

Présenté par  
**AIT AMARA Amirouche**  
**SAD CHAUCHE Said**

Thème  
**Commande par orientation du flux D'une  
machine asynchrone.**

*Mémoire soutenu publiquement le 06 juillet 2017. Devant les jurys composé de :*

**Mr Mohand Tahar BELLASSEL**

Maitres de conférences classe A, U.M.M.T.O. Président.

**Mr Abdelghani KIMOUCHE**

Maitre Assistant Classe A, U.M.M.T.O, Encadreur.

**Mr Azzouz MIOUAT**

Maitre Assistant Classe A, U.M.M.T.O, Examineur.

**Mr Hakim DJOUDI**

Maitre Assistant Classe A, U.M.M.T.O, Examineur.

**le travail a été réalisé au laboratoire de construction des machines électriques**

## **REMERCIEMENT**

*Au terme de ce travail .Tout d'abord, nous remercions le dieu tout puissant qui nous a donné le courage, la volonté, la patience nécessaire pour réaliser ce modeste travail.*

*Mes vifs remerciements à monsieur ABDELGHANI KIMOUCHE, Maitre-Assistant classe A pour son encadrement constant, son aide et ses conseils avisés durant la réalisation de ce travail.*

*Je remercie tous les membres de jury pour l'honneur qu'ils me font en acceptant de participer au jury, en l'occurrence : Monsieur Mohand tahar BELLASSEL Maître de conférences classe A à l'université Mouloud Mammeri. Monsieur Azzouz MIOUAT Maître Assistant classe A à l'université Mouloud Mammeri. Monsieur Hakim DJOUDI Maître Assistant classe A à l'université Mouloud Mammeri.*

# *Dédicace*

*Ames très chers parents*

*A mes frères et mes sœurs*

*A la mémoire de mes grands parents*

*A toutes ma famille*

*A tous mes amis*

*Amirouche*

# *Dédicace*

*A ma mère*

*A mon père*

*A la mémoire de yemazizou*

*A mes frères et sœurs*

*A toutes ma famille*

*A mes amis*

*Said*

# Sommaire

## Sommaire

<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : Modélisation et simulation d'une machine asynchrone .....</b>	<b>3</b>
<b>I.1 Introduction .....</b>	<b>3</b>
<b>I.2 Généralité sur les machines asynchrone .....</b>	<b>4</b>
<b>I.3 Principe de fonctionnement .....</b>	<b>4</b>
I.4 Constitution.....	6
I.4.1 Le stator.....	7
I.4.2 Le rotor.....	7
<b>I.5 Modélisation de la machine asynchrone .....</b>	<b>9</b>
<b>I.5.1 Hypothèses simplificatrice pour la modélisation .....</b>	<b>9</b>
<b>I.5.2 Représentation de la machine dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation .....</b>	<b>10</b>
<b>I.5.3 Mise en équation de la machines asynchrone.....</b>	<b>11</b>
<b>I.5.4 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée.....</b>	<b>14</b>
<b>I.5.5 Équation de la machine asynchrone dans les axes d et q.....</b>	<b>16</b>
<b>I.5.6 Choix du référentiel.....</b>	<b>18</b>
<b>I.6 Simulation du démarrage directe de la machine synchrone dans la base de Park .....</b>	<b>21</b>
<b>I.7 Résultats de la simulation.....</b>	<b>24</b>
<b>I.8 Interprétation des résultats de simulation.....</b>	<b>25</b>
<b>Conclusion.....</b>	<b>26</b>
<b>Chapitre II : Commande par orientation des flux rotoriques.....</b>	<b>27</b>
<b>II.1 Introduction .....</b>	<b>27</b>
<b>II.2 Principe de la commande vectoriel .....</b>	<b>28</b>
<b>II.2.1 Choix de la méthode du contrôle vectoriel .....</b>	<b>28</b>
<b>II.3 Orientation du flux rotorique.....</b>	<b>29</b>
<b>II.4 Estimateurs pour la commande .....</b>	<b>30</b>
<b>II.4.1 Estimateur pour <math>\Psi_{dr}</math> .....</b>	<b>30</b>
<b>II.4.2 Estimateur pour <math>\omega_r</math> et <math>\theta_s</math> .....</b>	<b>31</b>
<b>II.5 Processus a commandé .....</b>	<b>32</b>
<b>II.5.1 Loi des mailles pour <math>V_{ds}</math> et <math>V_{qs}</math>.....</b>	<b>32</b>
<b>II.5.2 Représentation des lois des mailles .....</b>	<b>33</b>
<b>II.6 Organisation de la commande .....</b>	<b>35</b>
<b>II.6.1 Découplage du courant <math>i_{qs}</math> et <math>I\Psi</math> .....</b>	<b>37</b>

# Sommaire

<b>II.6.2</b> Détermination des correcteurs .....	38
<b>II.6.3</b> Etude du régulateur proportionnel intégral .....	39
<b>Conclusion</b> .....	44
<b>Chapitre III : simulation et résultats</b> .....	46
<b>III.1</b> Introduction .....	46
<b>III.2</b> Calcul des correcteurs .....	46
<b>III.2.1</b> Correcteur de flux.....	46
<b>III.2.2</b> Correcteur du couple.....	47
<b>III.3</b> Calcul de $I\Psi$ .....	48
<b>III.4</b> Contrôleur de vitesse .....	49
<b>III.4.1</b> Détermination de du contrôler .....	49
<b>III.5</b> Condition d'essai.....	51
<b>III.4</b> Résultats de la simulation commande directe par orientation des flux rotorique de la machine asynchrone .....	53
<b>III.6</b> Interprétation des résultats.....	58
<b>Conclusion</b> .....	58
<b>Conclusion générale</b> .....	58

### INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone et très appréciée dans les milieux industriels pour sa robustesse, son couple massique important et son faible coût, apparaît maintenant comme un élément de base d'actionneurs électriques performants au même titre que les machines à courant continu.

Cependant, lors de la mise en place d'une commande, la fiabilité du modèle électrique utilisé détermine bien souvent la performance du système. S'agissant d'une machine asynchrone à cage, le manque d'information sur les grandeurs électriques rotoriques ajoute à la difficulté de réalisation d'un tel système.

Toutefois, sa commande reste complexe et difficile à mettre en œuvre. Cela est dû, en particulier, au problème de couplage magnétique étroit entre les diverses variables, et aux fortes non-linéarités que présente le modèle de la machine, au risque d'aboutir à de mauvaises performances dynamiques, comparées à celles obtenues avec le moteur à courant continu.

L'une des premières commandes apportant une solution à ce problème, est la commande vectorielle, appelée également commande par flux orienté (CFO), Elle a été introduite par Blaschke.

Le principe de cette méthode de commande consiste à ramener les performances du moteur asynchrone vers celles de la machine à courant continu, en orientant le vecteur flux sur un axe du référentiel lié au champ tournant. Cela a permis d'éliminer le problème de couplage entre les deux variables "couple et flux". Néanmoins, ce type de contrôle présente un inconvénient majeur qui réside dans sa sensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine, en particulier, de la constante de temps rotorique.

L'objet de ce travail est d'illustrer le développement complet d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté dans un environnement MATLAB/ SIMULINK de la modélisation à l'implantation temps réel.

Ce travail se compose de trois chapitres.

Dans le premier chapitre nous proposons les généralités, modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park. Le choix de la représentation

## INTRODUCTION GENERALE

---

complexe permet Une simplification de l'écriture. Une simulation du fonctionnement en régime dynamique est effectuée à la fin du chapitre

Dans le deuxième chapitre, on étudie les différentes méthodes de réglage d'un régulateur **PI**. L'étude d'une commande à flux rotorique orienté, Une technique de découplage est proposée. Nous évoquons ses limitations, liées à celles de l'estimateur de flux utilisé, ainsi qu'une technique permettant d'éviter une éventuelle divergence du système due à l'évolution des paramètres du modèle en cours de fonctionnement.

Le troisième chapitre présente un calcul pratique des différents régulateurs (flux, couple, vitesse), ensuite on teste la technique de commande vectorielle par orientation de flux rotorique par une simulation réalisée sous Matlab Simulink. Les résultats de simulation obtenus son analysés.

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale.

**Chapitre I : Modélisation et simulation d'une machine asynchrone****I.1 Introduction :**

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître.

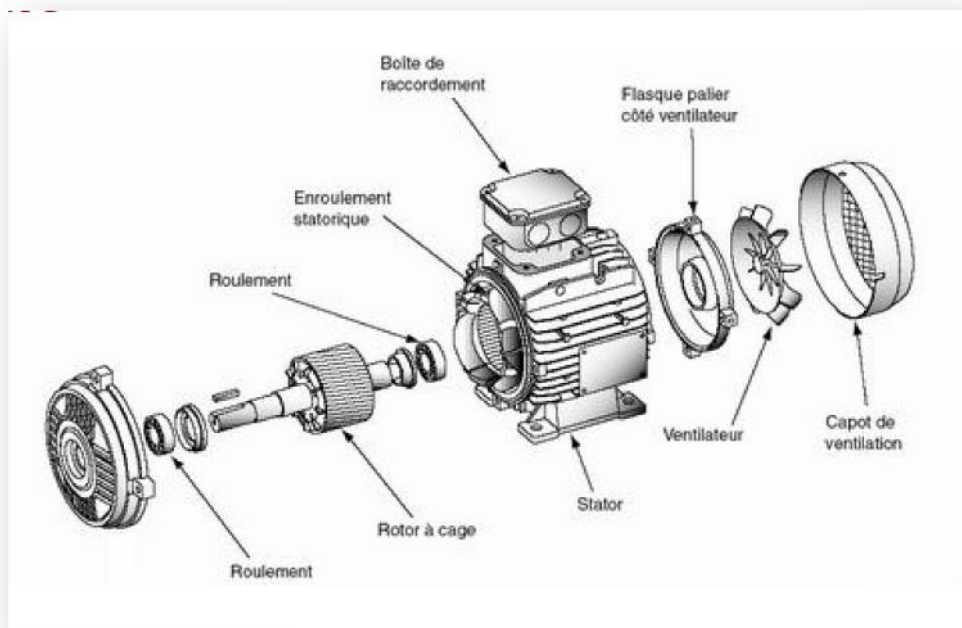
Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la commande des machines électriques : ATOSEC5, EMTP, SPICE, SIMNON, MATLAB, SIMULINK, etc. La difficulté de simulation du moteur asynchrone provient de sa structure fortement non-linéaire.

## I.2 Généralité sur les machines asynchrone :

Le moteur asynchrone couplé à un variateur de fréquence est de loin le type de moteur le plus utilisé pour les applications où il est nécessaire de contrôler la vitesse et le déplacement d'une charge.

Le système moteur-variateur convient bien pour des applications tels que les ascenseurs car on recherche une excellente précision à fois au niveau de la vitesse (confort des utilisateurs) et de la précision de la position de la cabine par rapport aux paliers.

Quant au moteur asynchrone seul, sa popularité résulte du peu d'entretien nécessaire, de sa simplicité de construction, de sa standardisation et de sa robuste.



*Figure I.1 : Machine Asynchrone à Cage*

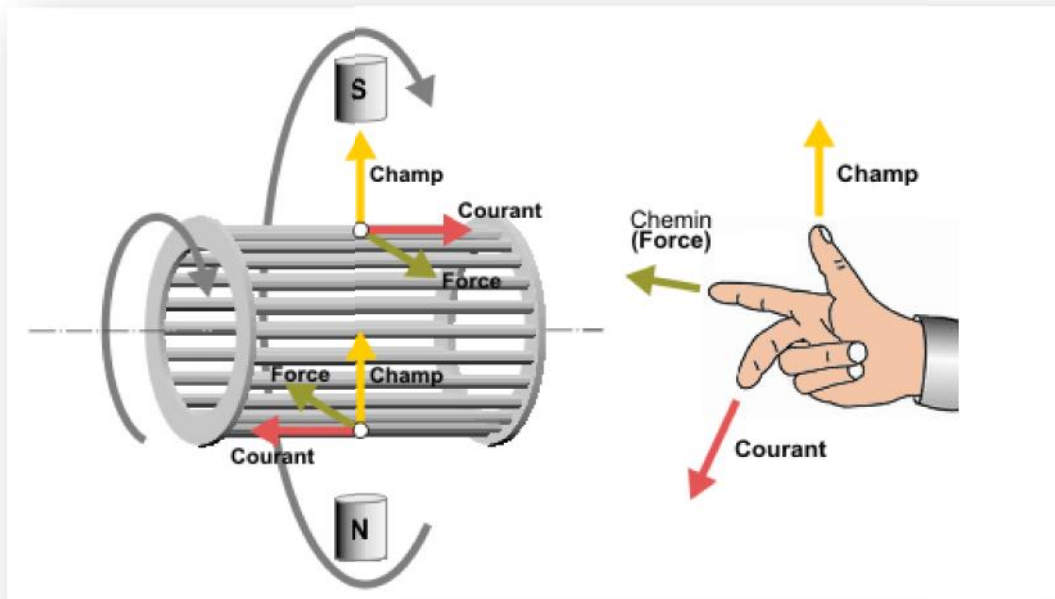
## I.3 Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose :

- D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant. Le conducteur en question est un des barreaux de la cage d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne

peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux).

- D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite.



**Figure I.2 :** *La règle des trois doigts de la main droite pour trouver la direction de la force.*

Comme montré sur le schéma ci-dessus, le champ tournant, à un instant donné, est orienté vers le haut. En considérant deux conducteurs diamétralement opposés, on constate que les courants induits dans ces deux conducteurs sont en sens inverse et, associés au champ magnétique, créent des forces motrices en sens inverse. Le rotor étant libre de tourner sur l'axe X-Y, les deux forces s'associent pour imprimer aux deux conducteurs un couple permettant la rotation de la cage d'écurieil : le moteur électrique est inventé.

Pour entretenir la rotation du moteur, il est nécessaire de faire varier soit le courant dans les conducteurs de la cage, soit le champ magnétique. Dans un moteur asynchrone, c'est le champ magnétique qui varie sous forme de champ tournant créé dans le stator.

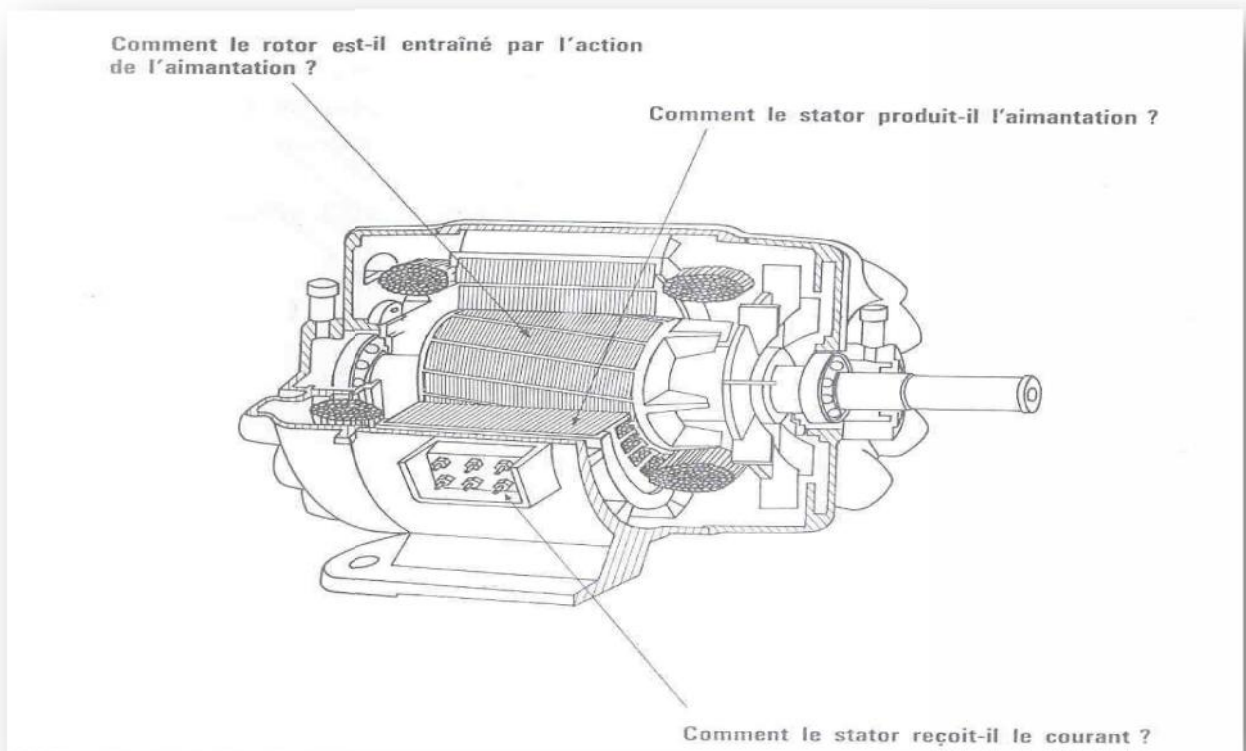
Au démarrage le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire de synchronisme. Le rotor mis en rotation tend à rattraper le champ tournant. Pour

qu'il y ait un couple entretenu au niveau des conducteurs, la variation de flux doit être présente en permanence; ce qui signifie que si les conducteurs tournent à la vitesse de synchronisme comme le champ tournant, la variation de flux sur les conducteurs devient nulle et le couple moteur disparaît.

Un rotor de moteur asynchrone ne tourne donc jamais à la vitesse de synchronisme (50 Hz). Pour un moteur à une paire de pôles (à 50 Hz, la vitesse de rotation du champ tournant est de 3 000 [tr/min]) la vitesse de rotation du rotor peut être de 2 950 [tr/min] par exemple; intervient ici la notion de glissement.

#### I.4 Constitution:

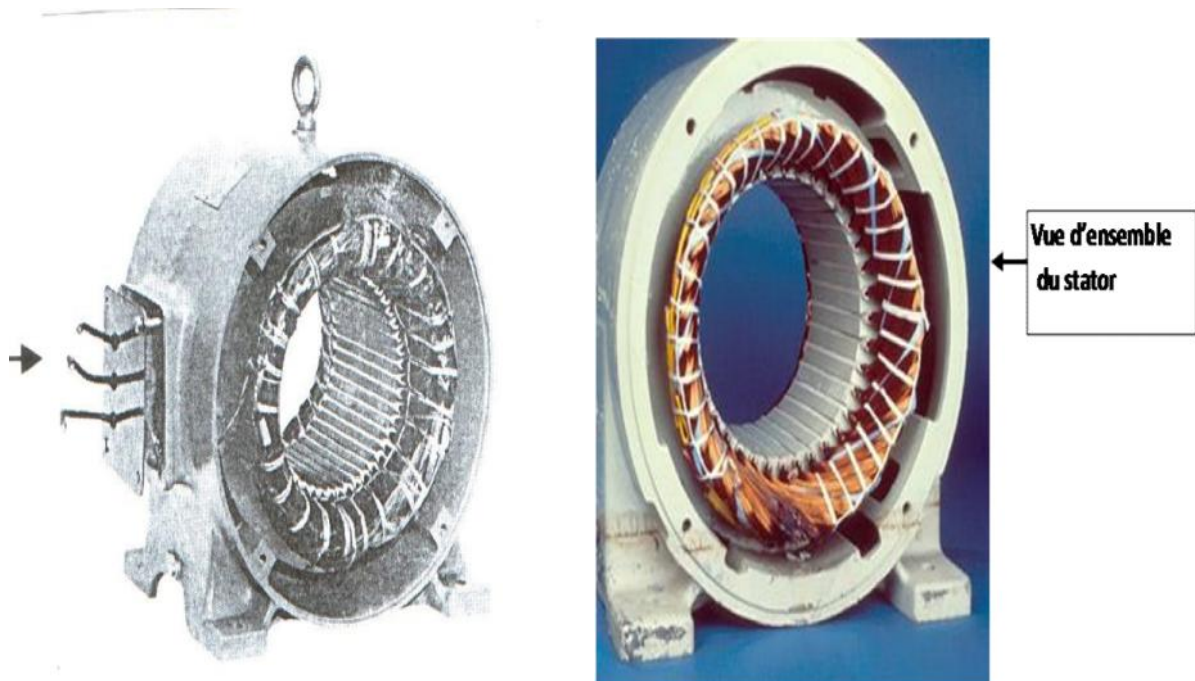
Le moteur d'induction triphasé (souvent appelé moteur asynchrone triphasé) comprend deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor.



*Figure I.3 : moteur asynchrone triphasé*

### I.4.1 Le stator:

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte.



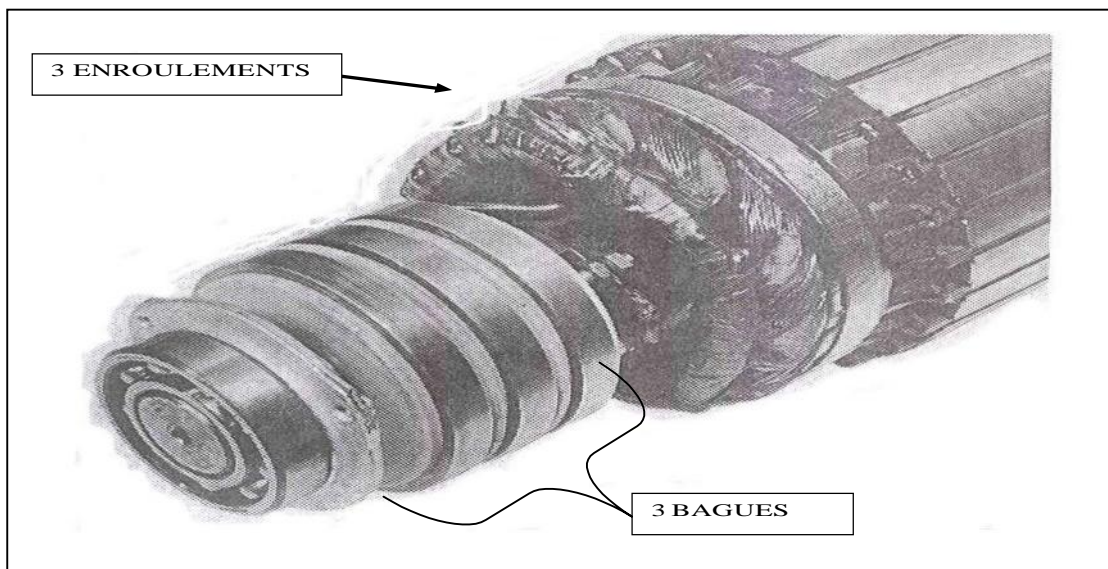
*Figure I.4 : Le stator*

### I.4.2 Le rotor:

Le rotor, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0,4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor : le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

**a) Le rotor bobiné :**

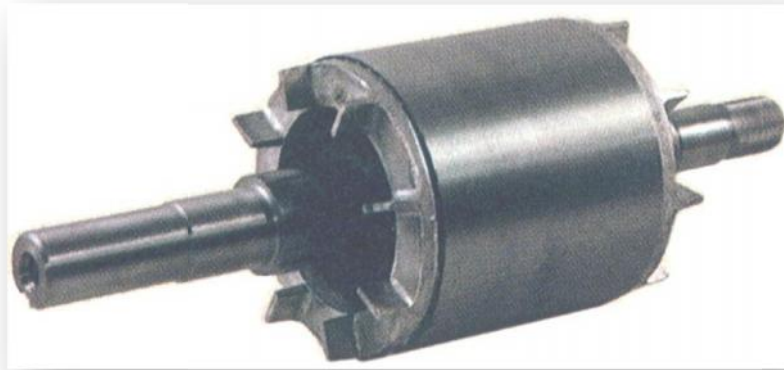
Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités.



*Figure I.5 : Rotor bobinée*

**b) Le rotor à cage d'écureuil:**

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constituée de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées ou rivées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil. Dans les moteurs de petite moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé, généralement ce type de machines est plus utilisée en moteur asynchrone (en triphasé).



*Figure I.6 : Rotor à cage d'écureuil*

## **I.5 Modélisation de la machine asynchrone :[1],[7]**

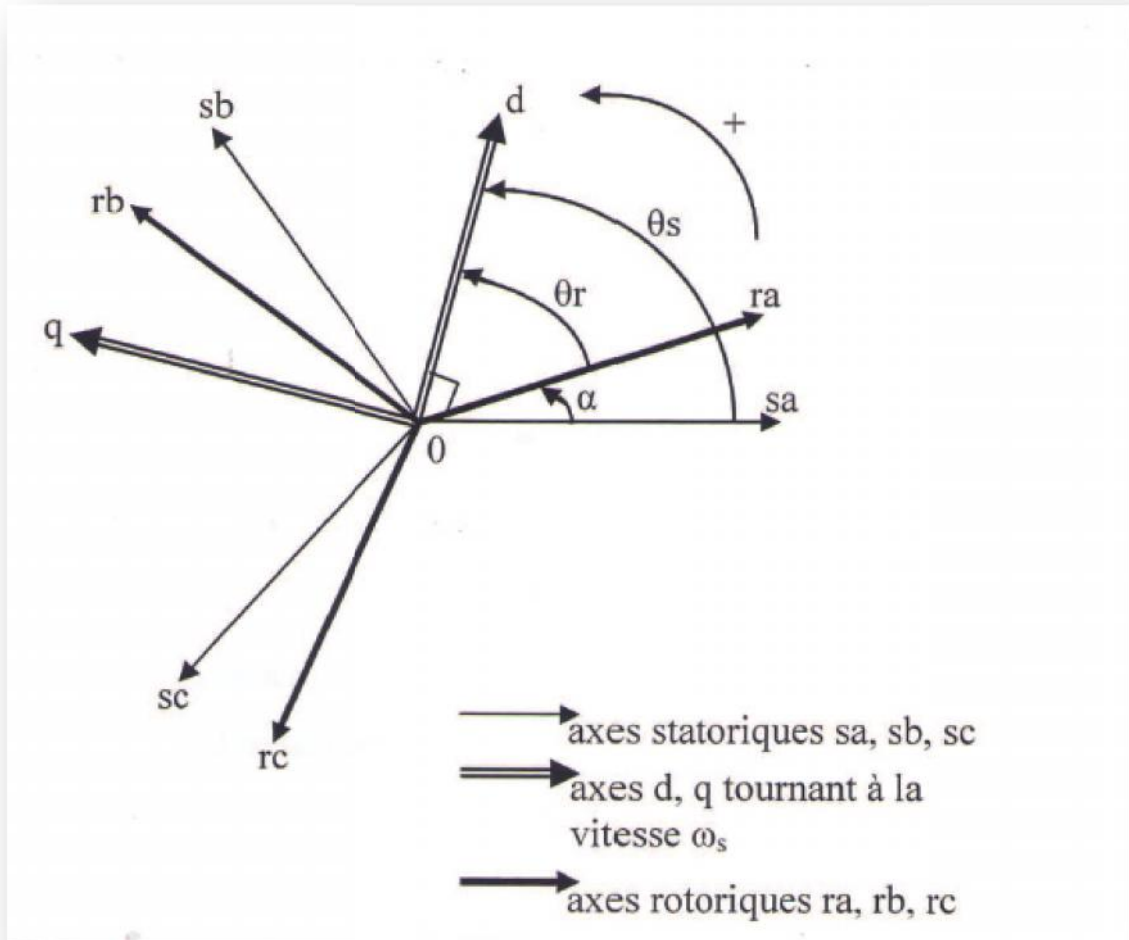
### **I.5.1 Hypothèses simplificatrice pour la modélisation :[1]**

l'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrice.

- entrefer constant.
- effet des encoches négligé.
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- circuit magnétique non saturé et a perméabilité magnétique constante.
- pertes ferromagnétique négligeable.
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristique n'est pas prise en compte .

### I.5.2 Représentation de la machine dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation:

Dans la figure (I.7) est schématisée la machine asynchrone triphasée avec ses trois axes a ; b et c qui représente les enroulements statorique et rotorique, et les deux axes magnétiques (**od**) qui est l'axe direct et (**oq**) qui est l'axe en quadrature



**Figure I.7 : Repérage angulaire des axes magnétiques d'une machine asynchrone triphasée**

Les angles définis sur la fig. (I.7) sont :

$(O_{as}, od) = \alpha$  : angle entre l'axe statorique  $as$  et l'axe direct  $Od$ .

$(O_{bs}, Od) = \alpha - (2\pi/3)$  : angle entre l'axe statorique  $bs$  et l'axe direct  $Od$ .

$(O_{cs}, O_d) = \pi/3$  : angle entre l'axe rotorique  $C_s$  et l'axe directe  $O_d$

$(O_{ar}, O_d) = \pi/3$  angle entre l'axe rotorique **ar** et l'axe directe  $O_d$ .

$(O_{br}, O_d) = \pi/3$  angle entre l'axe rotorique **br** et l'axe directe  $O_d$ .

$(O_{cr}, O_d) = \pi/3$  angle entre l'axe rotorique  $C_r$  et l'axe directe  $O_d$ .

$(O_d, O_q) = \pi/2$  angle entre l'axe direct  $O_d$  et l'axe quadratique  $O_q$ .

Les trois enroulements identiques du stator et du rotor sont respectivement décalés dans l'espace d'un angle de  $120^\circ$  et on désigne par :

- $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  : la vitesse de rotation angulaire du champ tournant.
- $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  : la vitesse de rotation angulaire.
- $\omega = \omega_s - \omega_r = \frac{d\alpha}{dt} = P\Omega$  : la vitesse angulaire électrique.
- $\Omega = \frac{1}{P} \frac{d\theta}{dt}$  : la vitesse angulaire de rotation.

Avec  $P$  : le nombre de pair de pôles.

### I.5.3 Mise en équation de la machines asynchrone :

En définit trois type d'équation : équations électrique, magnétique, mécanique.

#### I.5.3.1 Equation électrique :

Soient  $(V_{sabc})$ ,  $(i_{sabc})$  et  $(\psi_{sabc})$ , respectivement, le vecteur tensions, courant et flux des trois phases statorique de la machine.

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}, \quad [i_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, \quad [\psi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix}. \quad (I.1)$$

La même chose pour les grandeurs rotorique en remplace l'indice "s" par l'indice "r"

On définit les tensions statoriques et rotorique comme suit :

**a) Phase statorique**

Pour l'ensemble des enrôlements statoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{matrix} V_{sa} & R_s & 0 & 0 & i_{sa} & \Psi_{sa} \\ V_{sb} & = & 0 & R_s & 0 & i_{sb} + \frac{d}{dt} \Psi_{sb} \\ V_{sc} & & 0 & 0 & R_s & i_{sc} \end{matrix} \Psi_{sc} \quad (I.2)$$

$R_s$  : résistance de la phase du stator

**b) Phase rotorique :**

Pour l'ensemble des enrôlements rotorique, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{matrix} V_{ra} & R_r & 0 & 0 & i_{ra} & \Psi_{ra} \\ V_{rb} & = & 0 & R_r & 0 & i_{rb} + \frac{d}{dt} \Psi_{rb} \\ V_{rc} & & 0 & 0 & R_r & i_{rc} \end{matrix} \Psi_{rc} \quad (I.3)$$

$R_r$  : résistance de la phase du rotorique

**I.5.3.2 Equation magnétiques :**

Les hypothèses citées précédâmes, entérinent les relations suivante entre les flux ( $\Psi$ )

Et les courant ( $i$ ) des phases statoriques et rotoriques

$$\begin{matrix} \Psi_{sabc} \\ \Psi_{rabc} \end{matrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{matrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{matrix} \quad (I.4)$$

Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{as} & M_s & M_s \\ M_s & L_{as} & M_s \\ M_s & M_s & M_{as} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{ar} & M_r & M_r \\ M_r & L_{ar} & M_r \\ M_r & M_r & M_{ar} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Les mutuelles inductances stator-rotor dépendant de l'angle (position du rotor) et ont pour valeur crête  $M_{sr}$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t = \begin{matrix} M1 & M3 & M2 \\ M2 & M1 & M3 \\ M3 & M2 & M1 \end{matrix} \quad (I.7)$$

$$= M_{sr} \begin{matrix} \cos\alpha & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos\alpha & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos\alpha \end{matrix} \quad (I.8)$$

Avec  $\alpha = \omega t$

On aura finalement les équations magnétique sous forme matricielle pour les phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{matrix} \Psi_{sa} & L_{as} & M_s & M_s & M1 & M3 & M2 & i_{sa} \\ \Psi_{sb} & M_s & L_{as} & M_s & M2 & M1 & M3 & i_{sb} \\ \Psi_{sc} & M_s & M_s & L_{as} & M2 & M2 & M1 & i_{sc} \\ \Psi_{ra} & M1 & M2 & M3 & L_{ar} & M_r & M_r & i_{ra} \\ \Psi_{rb} & M3 & M1 & M2 & M_r & L_{ar} & M_r & i_{rb} \\ \Psi_{rc} & M2 & M3 & M1 & M_r & M_r & L_{ar} & i_{rc} \end{matrix} \quad (I.9)$$

Avec :

$L_{as}$  : inductance propre d'une phase statorique

$L_{ar}$  : inductance propre d'une phase rotorique

$M_s$  : inductance mutuelle entre 2 phases statorique.

$M_r$  : inductance mutuelle entre 2 phases rotorique.

$M_{sr}$  : le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

A partir des relations (I.2), (I.3), (I.4) les équations électriques deviennent

$$[V_{sabc}] = [R_s] [i_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \} \quad (I.9)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [i_{sabc}] + [L_r] [i_{rabc}] \} \quad (I.10)$$

**I.5.3.3) Equation mécanique :**

L'équation mécanique régissant la vitesse de rotation de la machine et donne par :

$$J \frac{d}{dt} \omega = C_{em} - C_r - f \omega \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$J$  : moment d'inertie ramené sur l'arbre de la machine.

$C_{em}$  : couple électromagnétique développé par la machine.

$C_r$  : couple résistant de la charge.

$f$  : coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique est la dérivée partielle de la coénergie magnétique par rapport à la position. Sachant que les inductances propres sont de dérivées nulles, il ne reste que le terme relatif aux dérivées des inductances mutuelles. Son expression est donnée par:

$$C_{em} = \frac{1}{2} p [i_{sabc}]^t \frac{d}{d} [M_{sr}] (i_{rabc}) \quad (\text{I.12})$$

$p$  étant le nombre de paires de pôles

La résolution des systèmes d'équations (I.10) ; (I.11) et (I.12) du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Pour faciliter le processus de résolution l'utilisation de la transformation de Park s'impose.

**I.5.4 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée :**

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes  $\mathbf{d}$ ,  $\mathbf{q}$ , l'angle  $\theta_s$  intervient pour les grandeurs du stator et l'angle  $\theta_r$  pour les grandeurs du rotor.

La matrice de Park transforme un système de grandeurs triphasées équilibré en un système de grandeurs diphasées équivalent d'axe (d, q).

Les composantes relatives et réelles sont liées par l'équation:

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)] \cdot [X_{abc}] \quad (\text{I.13})$$

Où: **d, q, 0** sont respectivement indice des composantes direct, quadratique et homopolaire.

La matrice de Park de changement de base  $[P(\theta)]$  est définie comme suit :

$$P(\theta) = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} \cos(\theta) & \frac{2}{3} \cos(\theta - 2\pi/3) & \frac{2}{3} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.14})$$

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

Le choix du coefficient  $\frac{2}{3}$  repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation.

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

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice  $[P(\theta)]$ . Cette dernière transposée est par ailleurs égale à l'inverse de la matrice  $[P(\theta)]$

$$P(\theta)^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \frac{2}{3} \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \frac{2}{3} \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Le modèle de la machine est établi dans le repère des axes d et q solidaire au champ tournant suite à la nullité des composants homopolaires (système équilibré).

On obtient après transformation de l'équation (I.15), le système suivant :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

### I.5.5 Équation de la machine asynchrone dans les axes d et q

La représentation de la machine dans les axes d et q est donnée par la figure (I.02)

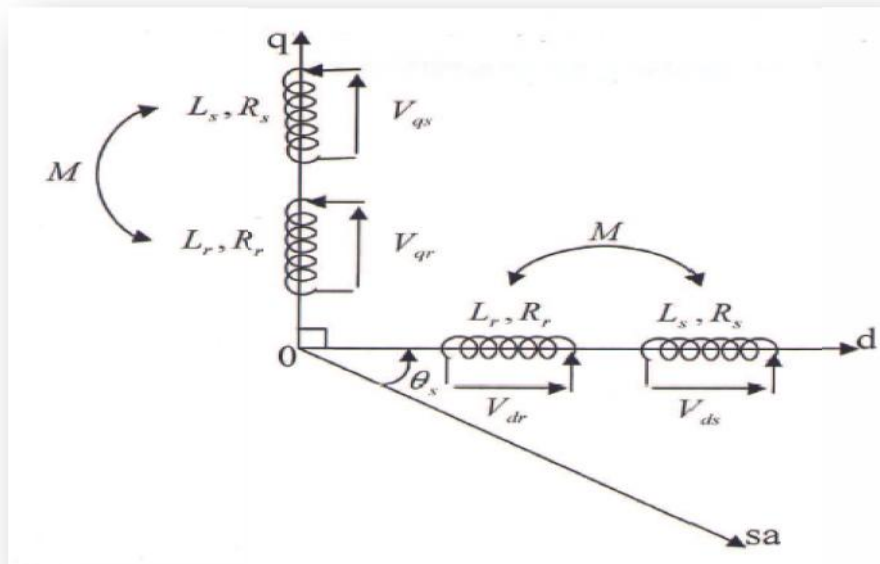


Figure I.8 : Représentation des enroulements fictifs des axes "d" et "q"

### I.5.5.1 Equations électriques

$$V_{ds} = - \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{ds} + R_s \cdot i_{ds} \quad (I.17)$$

$$V_{qs} = - \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Psi_{qs} + R_s \cdot i_{qs} \quad (I.18)$$

$$V_{dr} = - \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{dr} + R_r \cdot i_{dr} \quad (I.19)$$

$$V_{qr} = - \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Psi_{qr} + R_r \cdot i_{qr} \quad (I.20)$$

### I.5.5.2 Equations magnétiques :

$$\Psi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M_{sr} \cdot i_{dr} \quad (I.21)$$

$$\Psi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M_{sr} \cdot i_{qr} \quad (I.22)$$

$$\Psi_{dr} = M_{sr} \cdot i_{ds} + L_r \cdot i_{dr} \quad (I.23)$$

$$\Psi_{qr} = M_{sr} \cdot i_{qs} + M_{sr} \cdot i_{qr} \quad (I.24)$$

Sous forme matricielle

$$\begin{pmatrix} \Psi_{ds} \\ \Psi_{qs} \\ \Psi_{dr} \\ \Psi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & L_r \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (I.25)$$

Avec

$$L_s = L_s - M_{sr} \text{ Inductance cyclique statorique}$$

$$L_r = L_r - M_{sr} \text{ Inductance cyclique rotorique}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} \text{ Inductance mutuelle cyclique stator-rotor}$$

Le modèle peut être complété par son équation mécanique donnant l'évolution de la vitesse en fonction du couple électromagnétique  $C_{em}$  et la charge de la machine représentée par son couple résistant  $C_r$  sur l'arbre.

### I.5.5.3 Equation mécanique et le couple électromagnétique :

L'équation mécanique reste inchangée dans le repère (d, q).

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.26)$$

Par contre le couple électromagnétique est concerné par la transformation; en dérivant les inductances mutuelle et en appliquant la transformé de Park pour l'expression (I.12) on aura l'expression suivante:

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} \Psi_{dr} \cdot i_{qs} - \Psi_{qr} \cdot i_{ds}. \quad (I.27)$$

### I.5.6 Choix du référentiel :

Trois types de référentiel sont intéressants en pratique, le choix se fait en fonction du problème à étudier. Parmi les équations que nous avons exposées précédemment les seules dont la formulation soit affectée par le choix du référentiel, sont les équations (I.22),(I.23), (I.24) et (I.25).

#### I.5.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator (lié au stator) :

Ce référentiel est choisi de préférence dans le cas d'étude de variations importantes de vitesse de rotation associée ou non avec les variations de la fréquence d'alimentation, c'est le référentiel choisi lors de notre étude.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r, \frac{d\theta_r}{dt} = 0, (\theta_s = ) \quad (I.28)$$

Il se traduit par les conditions suivantes

$$V_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + R_s \cdot i_{ds} \quad (I.29)$$

$$V_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + R_s \cdot i_{qs} \quad (I.30)$$

$$V_{dr} = \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + r_{qr} + R_r \cdot i_{dr} \quad (I.31)$$

$$V_{qr} = \frac{d\Psi_{qr}}{dt} - r_{qs} + R_s \cdot i_{dr} \quad (I.32)$$

### I.5.6.2 Référentiel immobile par rapport au rotor :

Ce référentiel est lié au rotor donc il tourne à la même vitesse que lui. Ce référentiel est donc préférable pour l'étude des exemples où la vitesse de rotation peut être considérée comme constante.

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_r}{dt} = 0, \quad (s=r) \quad (I.33)$$

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$V_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + \omega_r \Psi_{qs} + R_s \cdot i_{ds} \quad (I.34)$$

$$V_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} - \omega_r \Psi_{ds} + R_s \cdot i_{qs} \quad (I.35)$$

$$V_{ds} = \frac{d\Psi_{ds}}{dt} + R_s \cdot i_{ds} \quad (I.36)$$

$$V_{qs} = \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + R_s \cdot i_{qs} \quad (I.37)$$

### I.5.6.3 Référentiel immobile par rapport au champ tournant :

Ce référentiel est lié au champ tournant, ce choix est intéressant lors de l'étude des exemples où la fréquence d'alimentation est constante. Il est aussi utilisé dans l'alimentation à fréquence variable, lorsqu'on désire étudier sa fonction de transfert vis-à-vis des petites perturbations.

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.38)$$

$$\omega = \omega_s - \omega_r = p \quad (I.39)$$

Il se traduit par les conditions suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_s \Psi_{qs} \end{array} \right. \quad (I.40)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{ds} \end{array} \right. \quad (I.41)$$

$$\begin{cases} R_s \cdot i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \Psi_{qr} = 0 & (I.42) \\ R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \Psi_{dr} = 0 & (I.43) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} \cdot i_{dr} & (I.44) \\ \Psi_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} \cdot i_{qr} & (I.45) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} \cdot i_{ds} & (I.46) \\ i_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} \cdot i_{qs} & (I.47) \end{cases}$$

Rajoutons une équation du couple

$$C_{em} = P \Psi_{ds} \cdot i_{qs} - \Psi_{qs} \cdot i_{ds} \quad (I.48)$$

On a:

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} \cdot i_{ds} & i_{dr} = \frac{\Psi_{dr} - M_{sr} \cdot i_{ds}}{L_r} & (I.49) \\ i_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} \cdot i_{qs} & i_{qr} = \frac{\Psi_{qr} - M_{sr} \cdot i_{qs}}{L_r} & (I.50) \end{cases}$$

En remplaçant (I.49) et (I.50) dans (I.44) et (I.45) on aura

$$\begin{cases} i_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} \cdot \frac{\Psi_{dr} - M_{sr} \cdot i_{ds}}{L_r} & (I.51) \\ i_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} \cdot \frac{\Psi_{qr} - M_{sr} \cdot i_{qs}}{L_r} & (I.52) \end{cases}$$

En remplaçant (I.51) et (I.52) dans (I.40) et (I.41) on aura

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} [L_s i_{ds} + M_{sr} \cdot \frac{\Psi_{dr} - M_{sr} \cdot i_{ds}}{L_r}] - s [L_s i_{qs} + M_{sr} \cdot \frac{\Psi_{qr} - M_{sr} \cdot i_{qs}}{L_r}] \quad (I.53)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} [L_s i_{qs} + M_{sr} \cdot \frac{\Psi_{qr} - M_{sr} \cdot i_{qs}}{L_r}] - s [L_s i_{ds} + M_{sr} \cdot \frac{\Psi_{dr} - M_{sr} \cdot i_{ds}}{L_r}] \quad (I.54)$$

$$V_{ds} = [R_s + \frac{d}{dt} L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}] i_{ds} - s [L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}] i_{qs} + \frac{d}{dt} \frac{M_{sr} \Psi_{dr}}{L_r} - s \frac{M_{sr} \Psi_{qr}}{L_r} \quad (I.55)$$

$$V_{ds} = [R_s + \frac{d}{dt} L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}] i_{qs} - \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_{ds} + \frac{d}{dt} \frac{M_{sr} \Psi_{qr}}{L_r} - \frac{M_{sr} \Psi_{dr}}{L_r} \quad (I.56)$$

$$L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} = L_s \left( 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r L_s} \right) \quad (I.57)$$

On posant :

$$1 - \frac{M_{sr}^2}{L_r L_s} = \sigma \quad (I.58)$$

$$V_{ds} = [R_s + \frac{d}{dt} L_s \sigma] i_{ds} - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \sigma i_{qs} + \frac{d}{dt} \frac{M_{sr}}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{\omega_s M_{sr}}{L_r} \Psi_{qr} \quad (I.59)$$

$$V_{qs} = [R_s + \frac{d}{dt} L_s \sigma] i_{qs} - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \sigma i_{ds} + \frac{d}{dt} \frac{M_{sr}}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{\omega_s M_{sr}}{L_r} \Psi_{dr} \quad (I.60)$$

De même manière on obtient : a

$$\frac{dr}{dt} \left( 1 + T_r \frac{d}{dt} \right) = M_{sr} \cdot i_{ds} + T_r \cdot r \cdot \Psi_{qr} \quad (I.61)$$

$$\frac{qr}{dt} \left( 1 + T_r \frac{d}{dt} \right) = M_{sr} \cdot i_{qs} - T_r \cdot r \cdot \Psi_{dr} \quad (I.62)$$

dans le domaine de Laplace :

$$V_{ds} = [R_s + L_s \sigma P] i_{ds} - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \sigma i_{qs} + P \frac{M_{sr}}{L_r} \Psi_{dr} - \frac{\omega_s M_{sr}}{L_r} \Psi_{qr} \quad (I.63)$$

$$V_{qs} = [R_s + L_s \sigma P] i_{qs} - \frac{M_{sr}^2}{L_r} \sigma i_{ds} + P \frac{M_{sr}}{L_r} \Psi_{qr} - \frac{\omega_s M_{sr}}{L_r} \Psi_{dr} \quad (I.64)$$

$$\frac{dr}{dt} \left( 1 + T_r P \right) = M_{sr} \cdot i_{ds} + T_r \cdot r \cdot \Psi_{qr} \quad (I.65)$$

$$\frac{qr}{dt} \left( 1 + T_r P \right) = M_{sr} \cdot i_{qs} - T_r \cdot r \cdot \Psi_{dr} \quad (I.66)$$

$$C_{em} - C_r = J P + f \Omega \quad (I.67)$$

## I.6 Simulation du démarrage directe de la machine asynchrone dans la base de Park :

En écrivant ces équations ci-dessous dans le plant de la place, on peut réaliser le schéma de la machine asynchrone

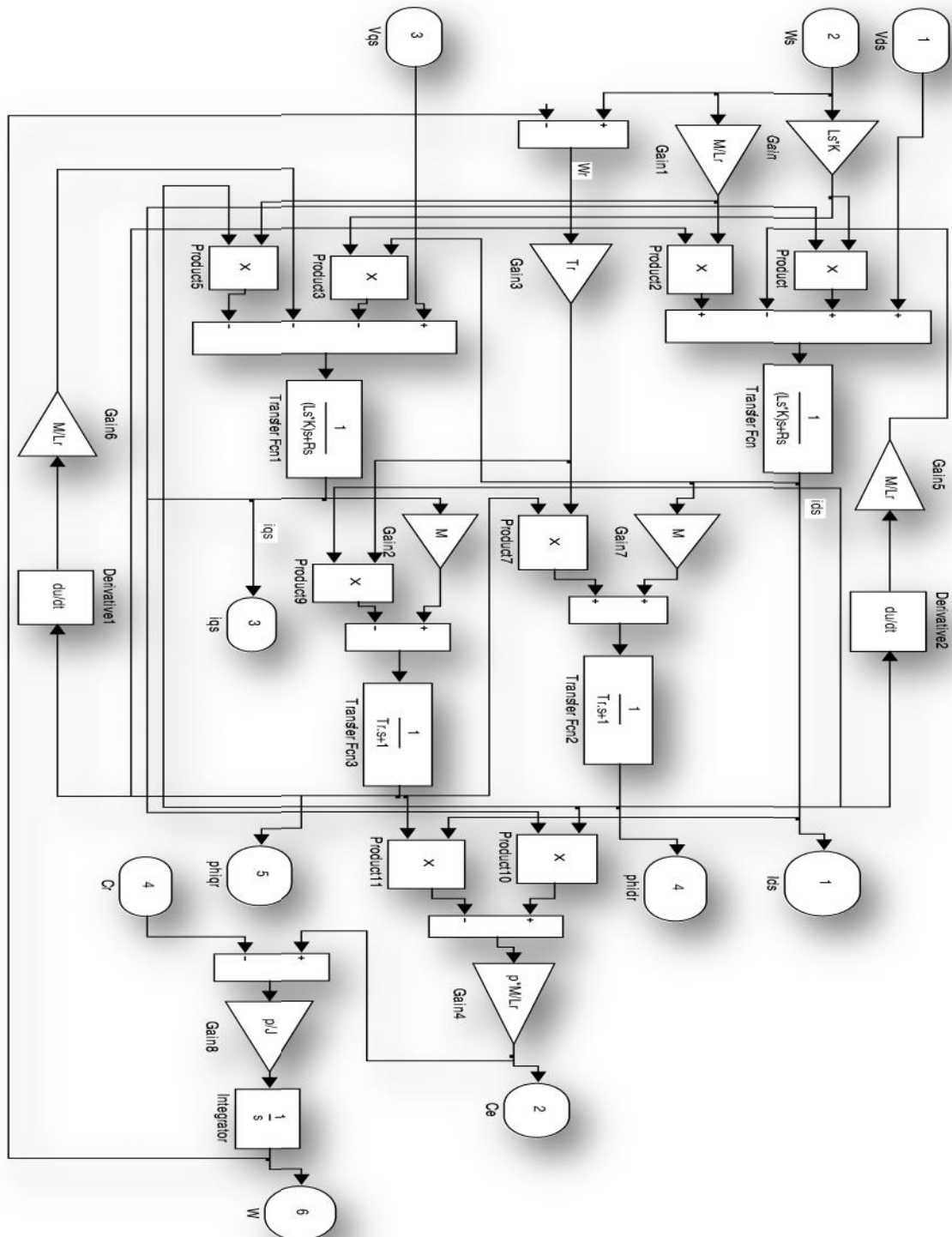


Figure I.9 : schéma de la machine asynchrone dans la base de Park

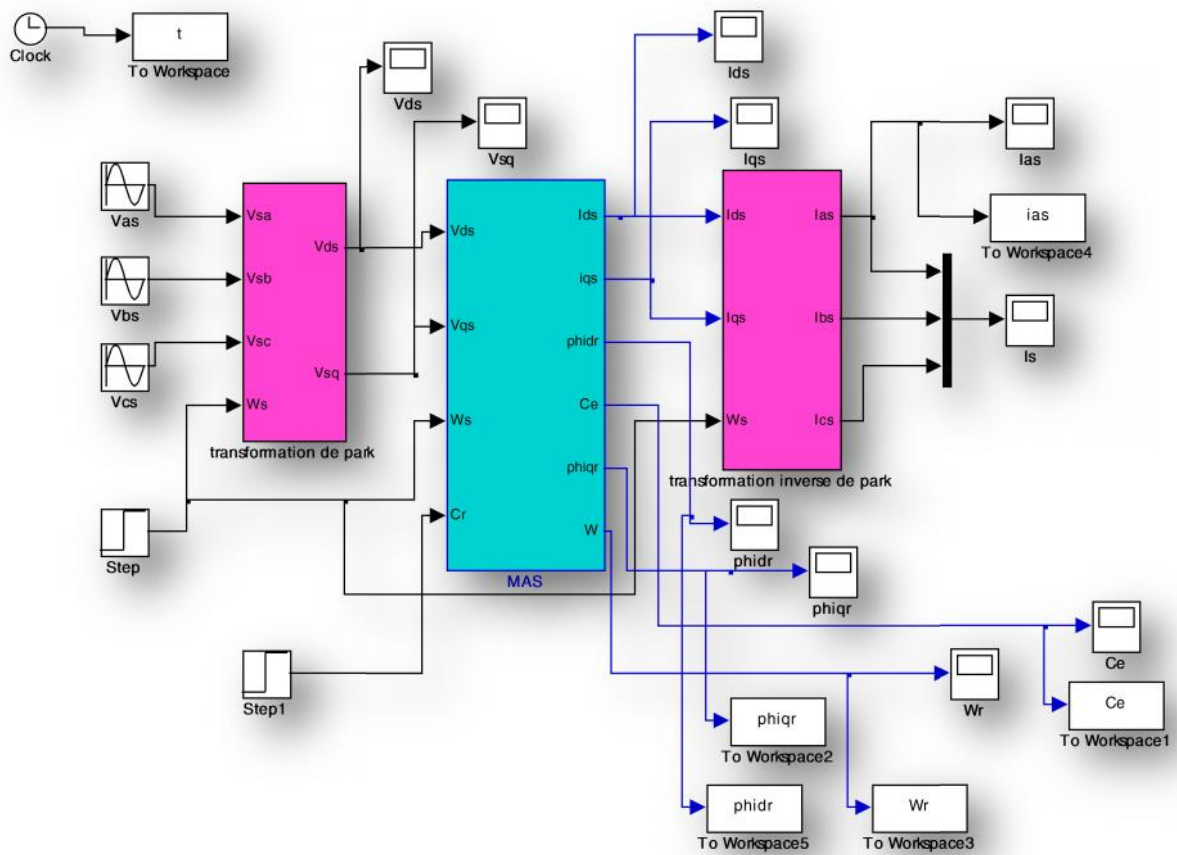


Figure I.10 :schéma global de la simulation.

## I.7 Résultats de la simulation :

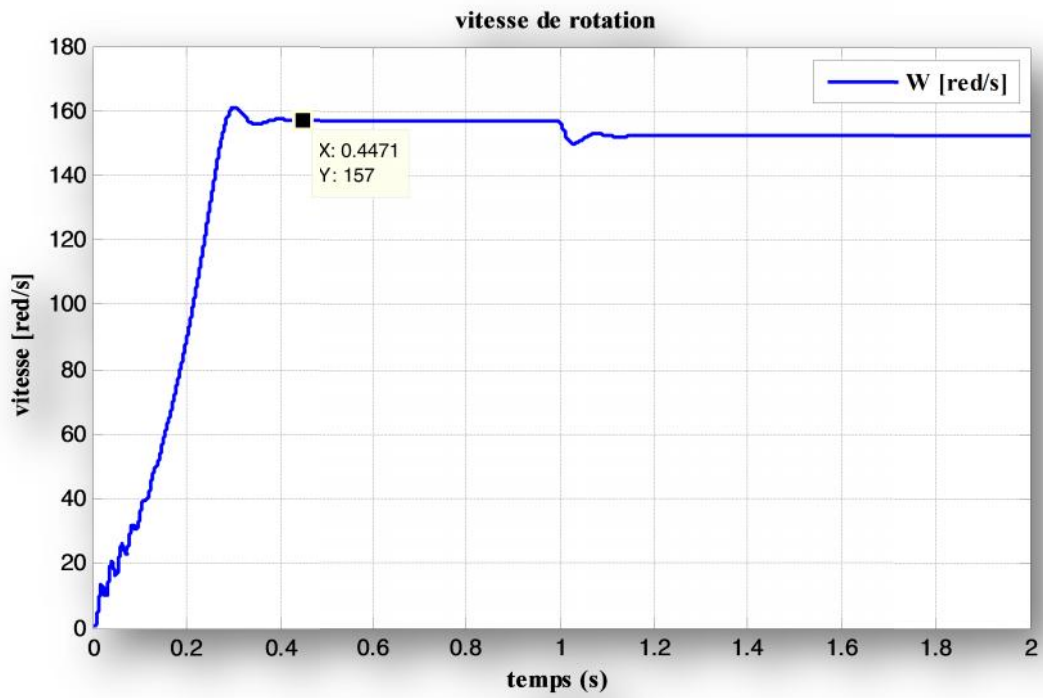


Figure I.11: La vitesse de rotation

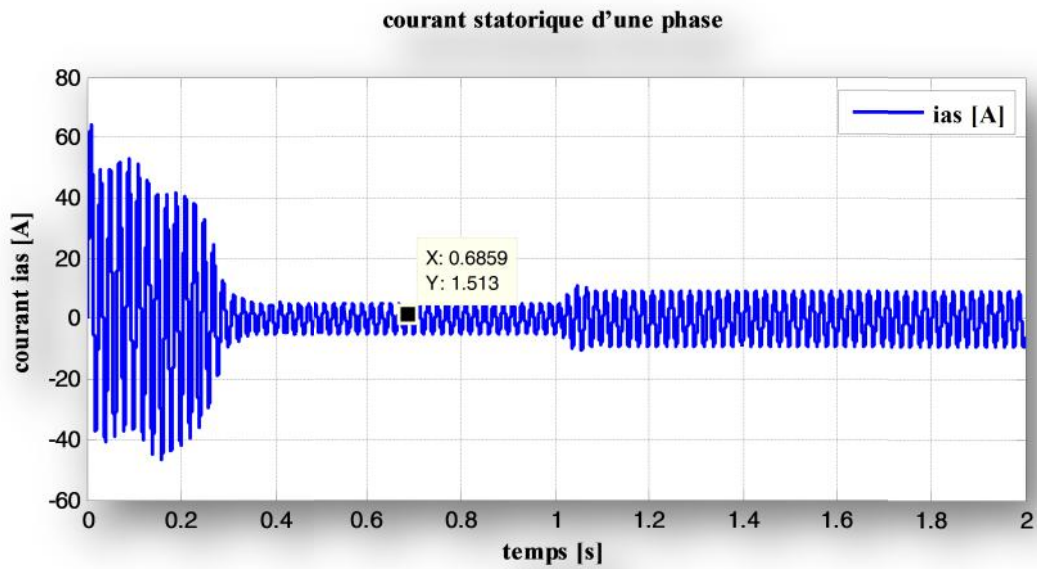
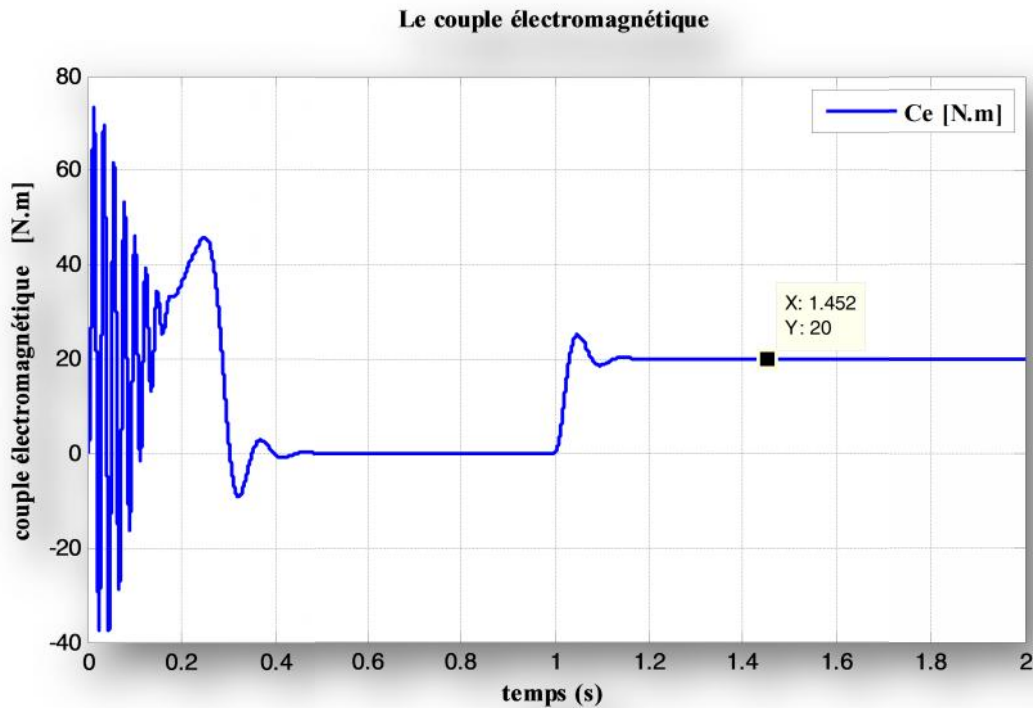


Figure I.12: Le courant statorique d'une phase



*Figure I.13 : Le couple électromagnétique*

### I.8 Interprétation des résultats de simulation :

Nous observons d'après la figure I.11 que l'allure de vitesse correspond à une réponse d'un premier ordre de l'allure avec un faible dépassement et une valeur en régime permanent à 157.1 rad/s correspondante à deux paires de pôles. Un glissement s'établit après application de la charge.

La figure I.12 montre le courant statorique où on reconnaît le classique appel courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal (le courant est mesuré en A). Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Après application de la charge le moteur absorbe un courant plus grand afin de compenser le couple de charge

La figure I.13 montre le couple qui présente des pics atteignant 70 N.m correspondant au démarrage du moteur. En régime permanent le couple tend vers à zéro (démarrage à vide). A  $t=1$ s le couple remonte à 20 N.m (valeur du couple résistant).

**Conclusion :**

Ce travail présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisée et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé. D'autres régimes de fonctionnement du moteur peuvent être facilement étudiés.



**chapitre II : Commande par orientation des flux rotoriques****II.1 Introduction :**

Le diagnostic de la machine asynchrone, dans le cas de commande, est devenu très important à cause du développement qu'a connu le milieu industriel surtout pour les entraînements électriques.

La machine asynchrone est difficilement commandable. La difficulté réside dans le fait que son modèle mathématique dans le repère de Park est non linéaire, multi variable et fortement couplé.

Dans La machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court circuit. Ainsi, toute variation du couple par variation du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor.

Pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage entre le couple et le flux.

Ce découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en appliquant la commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blaschke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe directe du repère (d, q).

## II.2 Principe de la commande vectoriel :

d'une façon générale la commande vectorielle est le contrôle simultané de l'amplitude et de la phase d'un vecteur, soit le vecteur flux (rotorique, statorique, ou de l'entrefer).

- ❖ l'un des objectifs de cette commande est de pouvoir retrouver une caractéristique de réglage du couple similaire a celle rencontrée dans un système a courant continu.

l'expression du couple dans la machine a courant continu et traduite par :

$$C_e = K I_{ds} \Psi I_{qs}$$

(II.01)

- $I_d$ : c'est le courant producteur du couple, il est en quadrature avec le courant induit  $I_i$  producteur de flux.
- comme nous l'avons vu dans la modélisation, ou nous avons ramené le modèle de la machine asynchrone a celui d'une machine diphasée a l'aide de la transformation de **Park**.
- une orientation particulière du vecteur flux sur un des deux axes du repère de Park ramène l'équation du couple de la machine asynchrone similaire a celui de la machine a courant continu.

### II.2.1 Choix de la méthode du contrôle vectoriel :

suivant le choix du flux a orienter sur l'axe **d** du repère de Park trois type de commande sont possible

- commande avec orientation du flux rotorique
- commande avec orientation du flux statorique
- commande avec orientation du flux d'entrefer

chacune de ces méthodes a ses spécificités ses avantages et ses inconvénients. mais toutes permettent de réaliser un découplage entre le flux et le couple.

### II.3 Orientation du flux rotorique : [7],[1]

En assurant  $\Psi'_{rq} = 0$ , cela débouche sur les propriétés suivantes :

- L'axe **d** est aligné sur le vecteur flux rotorique donc  $\Psi_{rd} = \Psi_r$
- Le courant  $I_{rd}$  est toujours nul si l'on maintenant  $\Psi_{rd}$  constant
- Le flux et le courant rotorique restent en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit de  $I_{rq}$  qui peut être contrôlé par  $I_{sq}$  puisque

$$\Psi'_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} = 0 \tag{II.02}$$

$$i_{rq} = - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{sq} \tag{II.03}$$

Ce qui conduit à :

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} \Psi_r i_{sq} \tag{II.04}$$

Le diagramme suivant illustre l'orientation du repère d,q.

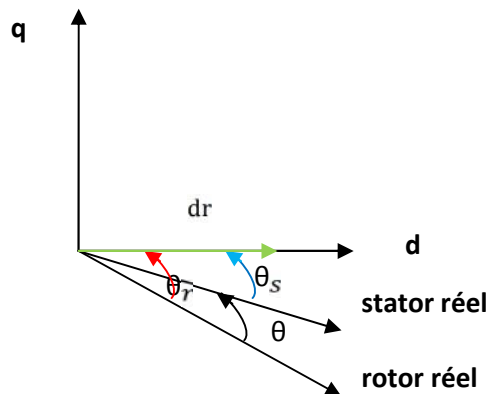


Figure II.1 : le flux rotorique orienté sur l'axe d.

Donc l'orientation choisie impose  $\Psi_{rq} = 0$ , ainsi les équation de park se transforme de telle sorte que l'axe **d** porte le flux rotorique et prennent une même direction, ceci conduit à :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_s \Psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_s \Psi_{ds} \end{cases} \quad \text{(II.05)}$$

$$\begin{cases} R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} = 0 \\ R_r \cdot i_{qr} + \omega_r \Psi_{dr} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.06)}$$

$$\begin{cases} \Psi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} \cdot i_{ds} \\ L_r i_{qr} + M_{sr} \cdot i_{qs} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.07)}$$

$$\begin{cases} L_r i_{qr} + M_{sr} \cdot i_{qs} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.08)}$$

Ce groupe de relations reprisent le fonctionnement de la machine lorsque le flux rotorique est orienté sur l'axe **d**.

#### II.4 Estimateurs pour la commande :

Certaines grandeurs caractérisant le fonctionnement de la machine nécessaires à sa commande sont difficiles ou inaccessibles à la mesure, pour cela on utilise des estimateur ou des observateurs pour les évaluer à tout instant. Dans le cas de la commande par orientation du flux rotorique , on doit estimer  $i_{dr}$  ,  $\Psi_{dr}$  et  $\omega_r$ .

##### II.4.1 Estimateur pour $i_{dr}$ :

$i_{dr}$  Etant une grandeur rotorique non accessible à la mesure, il faut donc prévoir un estimateur pour son évaluation.

A partir de l'équation (III.26). En utilisant la transformation de LAPLACE, on aura l'expression du flux estimé  $\Psi_{dr-est}$

A partir des équations

$$\Psi_{dr} = - \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + M_{sr} \cdot i_{ds} \quad \text{(II.11)}$$

Dans le plant de LAPLACE :

$$\text{On aura : } \Psi_{dr-est} = \frac{M_{sr}}{1+T_r S} i_{ds} \quad \text{(II.12)}$$

On pose  $I_\Psi = \frac{\Psi_{dr}}{M_{sr}}$  Avec  $I_\Psi$  le courant magnétisant

$$\text{donc } I_{\Psi} = \frac{1}{1+T_r s} i_{ds} \quad (\text{II.13})$$

**II.4.2 Estimateur pour  $r$  et  $s$  :**

On a:

l'estimateur du flux peut se faire si la transformation de PARK est réalisable ce qui suppose la connaissance de  $s$ .

$$s = \alpha + r \quad (\text{II.14})$$

cette relation permet d'estimer  $s$  en connaissant  $r$  et  $\alpha$ .

$\alpha$  : est mesurable directement en utilisant un capteur de position

$r$  : s'obtient en intégrant  $r$  qui a son tour peut être estimée a partir de la relation d'ou on tire

$$r = -\frac{R_r}{\Psi_{dr}} i_{qr} \quad (\text{II.15})$$

en remplaçant  $i_{qr}$  par son expression en équation (II.02) on obtient la pulsation relative estimée  $r\text{-est}$  :

$$r\text{-est} = \frac{1}{I_{\Psi} T_r} i_{qs} \quad (\text{II.16})$$

d'ou la position relative estimée  $r\text{-est}$  :

$$r\text{-est} = \int r\text{-est} dt + r_0 \quad (\text{II.17})$$

$$s\text{-est} = r\text{-est} + \alpha \quad (\text{II.18})$$

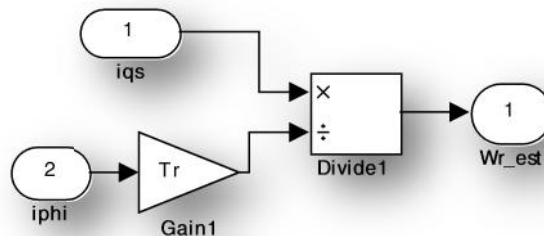


Figure II.8: schéma fonctionnel de l'estimateur de  $W_s$ .

### II.5 Processus a commandé :

La réalisation du contrôleur du couple a partir d'une seule grandeur de régulateur et en maintenant le flux a la valeur désire,

$$C_e = P \frac{M_{sr}}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} \quad (II.19)$$

Sachant que les grandeurs de réglages de  $\Psi_{rd}$  et  $i_{sq}$  sont  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , il convient donc d'élaborer un modèle du processus, afin de définir les loi de commande en fonction de l'objectif a atteindre : le contrôle séparé de  $\Psi_{rd}$  et  $i_{sq}$

#### II.5.1 Loi des mailles pour $V_{ds}$ et $V_{qs}$ :

##### II.5.1.1 Loi des mailles pour $V_{ds}$

On a :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} \quad (II.20)$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} \cdot i_{dr} \quad (II.21)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} \cdot i_{qr} \quad (II.22)$$

$$i_{qr} = - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{qs} \quad (II.23)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\lambda_{dr} - M_{sr} \cdot i_{ds}) \quad (II.24)$$

on remplace  $i_{qr}$  et  $i_{dr}$  dans  $\lambda_{qs}$  et  $\lambda_{ds}$  on aura :

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + \frac{M_{sr}^2}{L_r} (I_\Psi - i_{ds}) \quad (II.25)$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} - \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_{qs} \quad (II.26)$$

En remplaçant  $\lambda_{qs}$  et  $\lambda_{ds}$  dans  $V_{ds}$  on aura :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + (1 - \sigma) L_s \frac{d}{dt} I_\Psi - \omega_s \sigma L_s \cdot i_{qs} \quad (II.27)$$

### II.5.1.2 Lois des maille pour $V_{qs}$

de la même façon pour  $V_{qs}$

On a :

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} \quad (\text{II.28})$$

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} \cdot i_{dr} \quad (\text{II.29})$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} \cdot i_{qr} \quad (\text{II.30})$$

$$i_{qr} = - \frac{M_{sr}}{L_r} i_{qs}$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\lambda_{dr} - M_{sr} \cdot i_{ds}) \quad (\text{II.31})$$

On remplace  $i_{qr}$  et  $i_{dr}$  dans  $\lambda_{ds}$   $\lambda_{qs}$  on obtient :

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + \frac{M_{sr}^2}{L_r} (I_\Psi - i_{ds}) \quad (\text{II.32})$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} - \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_{qs} \quad (\text{II.33})$$

On remplace  $\lambda_{ds}$  et  $\lambda_{qs}$  dans  $V_{qs}$  on obtient

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + (1 - \sigma) L_s \frac{d}{dt} I_\Psi - \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} \quad (\text{II.34})$$

en remplace  $i_{ds}$  par sa valeur on aura

$$e_d = -\sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds} \quad (\text{II.35})$$

$$e_q = -L_s \frac{d}{dt} I_\Psi + \sigma T_r S I_\Psi \quad (\text{II.36})$$

$$V_{ds} + e_d = R_s I_\Psi + T_s + T_r S + \sigma T_r T_s S^2 I_\Psi \quad (\text{II.37})$$

$$V_{qs} + e_q = R_s I_\Psi + \sigma T_s S I_\Psi \quad (\text{II.38})$$

### II.5.2 Représentation des lois des mailles :

Puisque la machine sera alimentée par les grandeurs  $V_{qs}$  et  $V_{ds}$  et les grandeurs commandées sont  $i$  et  $i_{qs}$  et le schéma sera comme suit :

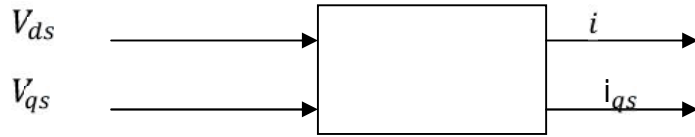


Figure II.2 : schéma fonctionnel interne de la machine.

Déterminons le schéma fonctionnel interne de la machine.

de l'équation (II.37) en tire  $I_{\Psi} S$

$$I_{\Psi} S = \frac{V_{ds} + ed}{R_s (1 + T_s + T_r S + \sigma T_r T_s S^2)} \quad (II.39)$$

$$i S = F V_{ds} + B \cdot i_{qs} \quad (II.40)$$

avec

$$B = \sigma L_s \quad (II.41)$$

$$F_{\Psi} = \frac{1}{R_s (1 + T_s + T_r S + \sigma T_r T_s S^2)} \quad (II.42)$$

de l'équation (II.38) en tire  $I_{\Psi} S$

$$i_{qs} = \frac{V_{qs} + eq}{R_s (1 + \sigma T_s S)} \quad (II.43)$$

$$i_{qs} = F_q(s) V_{qs} - D(s) I_{\Psi} \quad (II.44)$$

Avec :

$$F_q S = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s S)} \quad (II.45)$$

$$\text{Et } D S = \sigma L_s (1 + \sigma T_r S) \quad (II.46)$$

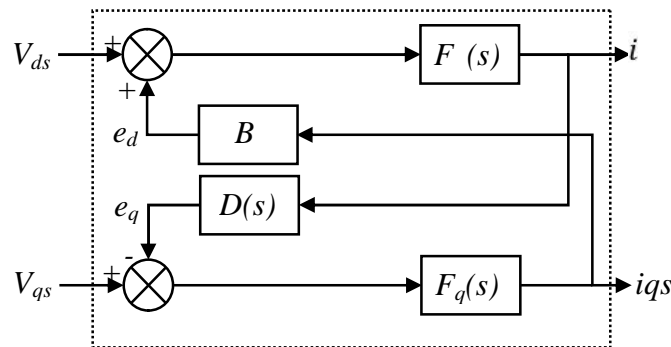


Figure II.3 : schéma fonctionnel interne de la machine.

On remarque que les deux grandeurs à réguler sont fortement couplées, pour  $i_{\psi}$  on trouve le terme  $ed = B(S) \cdot i_{ds}$ , et pour  $i_{qs}$  le terme  $eq = D(s) i_{\psi}$  donc l'objectif est de découpler ces deux grandeurs et de déterminer une loi de commande bien adaptée pour réaliser ce découplage.

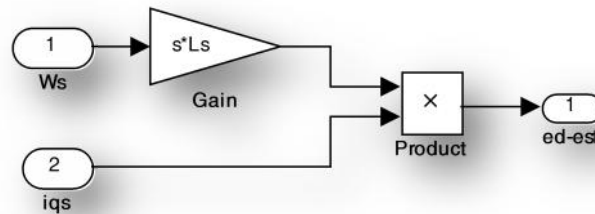


Figure II.4 : compensateur de flux.

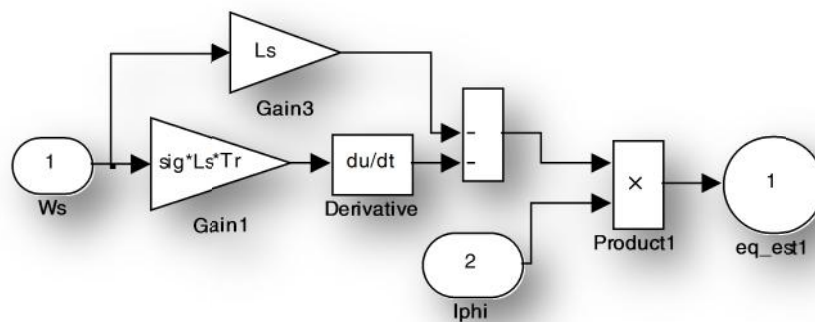


Figure II.5 : compensateur du couple.

## II.6 Organisation de la commande :

Il s'agit ici d'établir un schéma réalisant la commande de la machine, explicitant les grandeurs de références et les grandeurs mesurées. Comme déjà vu les transformations direct et inverse de PARK doivent apparaître pour l'obtention des courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  à partir des mesures des courants réels  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$ . Le schéma consistera essentiellement en un bloc estimateur de courant magnétisant  $i$ , la vitesse  $\omega_r$  et  $\omega_s$  puisque ces grandeurs sont difficilement accessibles à la mesure, et un sommateur réalisant l'autopilotage et l'intégration de la vitesse  $\omega_s$  ainsi obtenue donne l'angle de calage  $\theta_s$  d'une part, et un bloc correcteur et découplage assurant le calcul de la loi de commande découplant le courant  $i_{qs}$  et le courant magnétisant  $i_{\psi}$  et la régulation des boucles. La Figure (II.6) montre le schéma de connexion des blocs (la partie puissance n'est pas représentée).

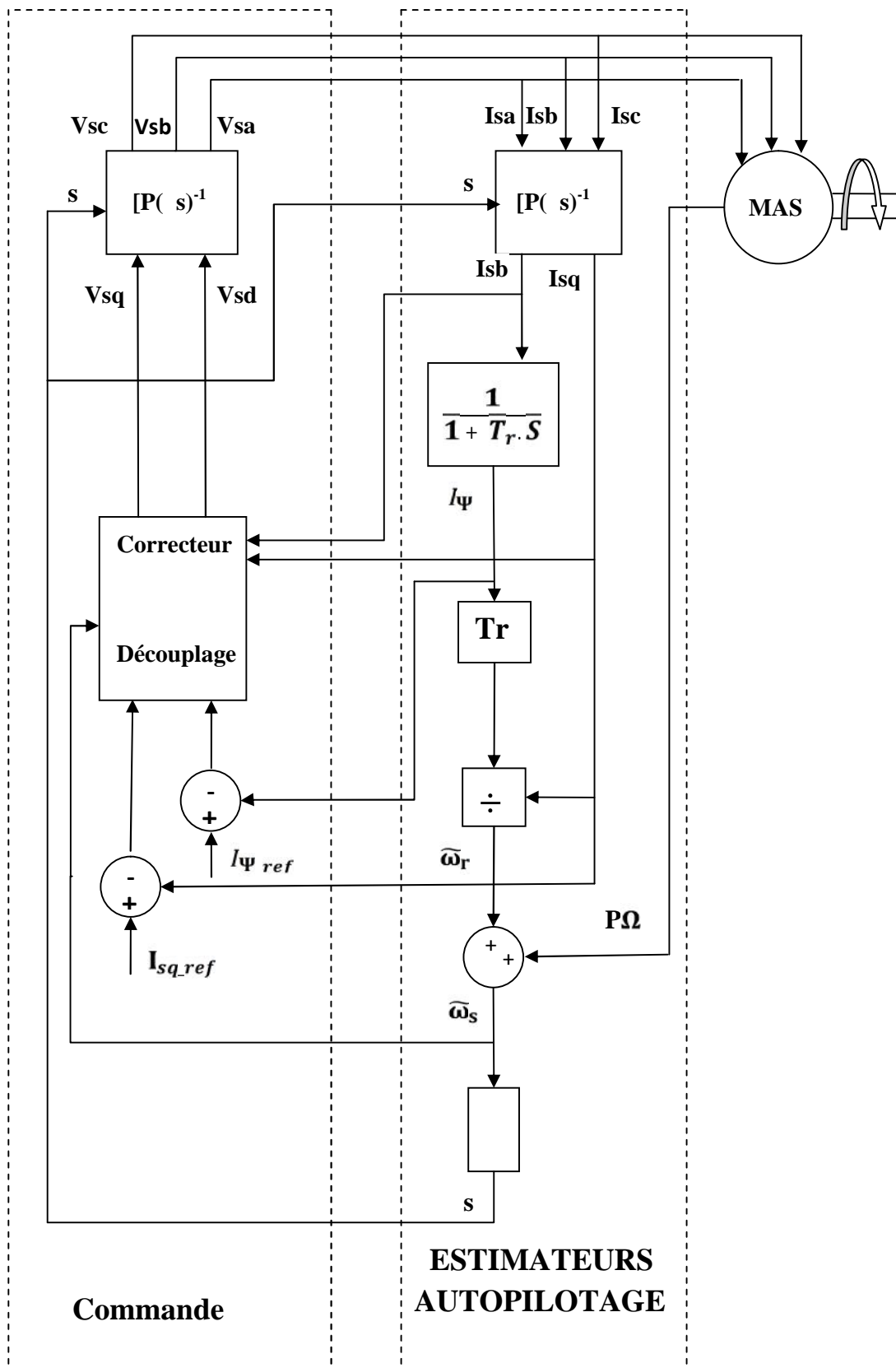


Figure II.6 : organisation fonctionnelle de la commande.

### II.6.1 Découplage du courant $i_{qs}$ et $I_{\Psi}$ :

Le découplage de la commande du courant magnétisant  $I_{\Psi}$  et du courant  $i_{qs}$  nécessite la compensation des perturbations  $ed$  et  $eq$  de la Figure (II.6), cela a pour effet de découpler

Les deux processus. A fin de mettre en œuvre la compensation, les perturbations seront reconstruction en temps réel, ce qui donnera  $ed_{est}$  et  $eq_{est}$ .

Pour se faire, on introduit deux nouvelles grandeurs de commande  $u_{ds}$  et  $u_{qs}$  telle que :

$$v_{ds} = u_{ds} - ed_{est} \quad (II.47)$$

$$v_{qs} = u_{qs} - eq_{est} \quad (II.48)$$

En remplaçant  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  dans les équation (II.40) et (II.44) respectivement et en supposant que la compensation est parfait, on trouve :

$$I_{\Psi} = F(s)u_{ds} \quad (II.49)$$

$$i_{qs} = F_q(s)u_{qs} \quad (II.50)$$

Les deux processus se trouve découplés et contrôlés par  $u_{ds}$  pour  $I_{\Psi}$  et par  $u_{qs}$  pour  $i_{qs}$ . En rajoutant un correcteur pour chacune des boucles de réglage, on aboutit au schéma fonctionnel suivant :

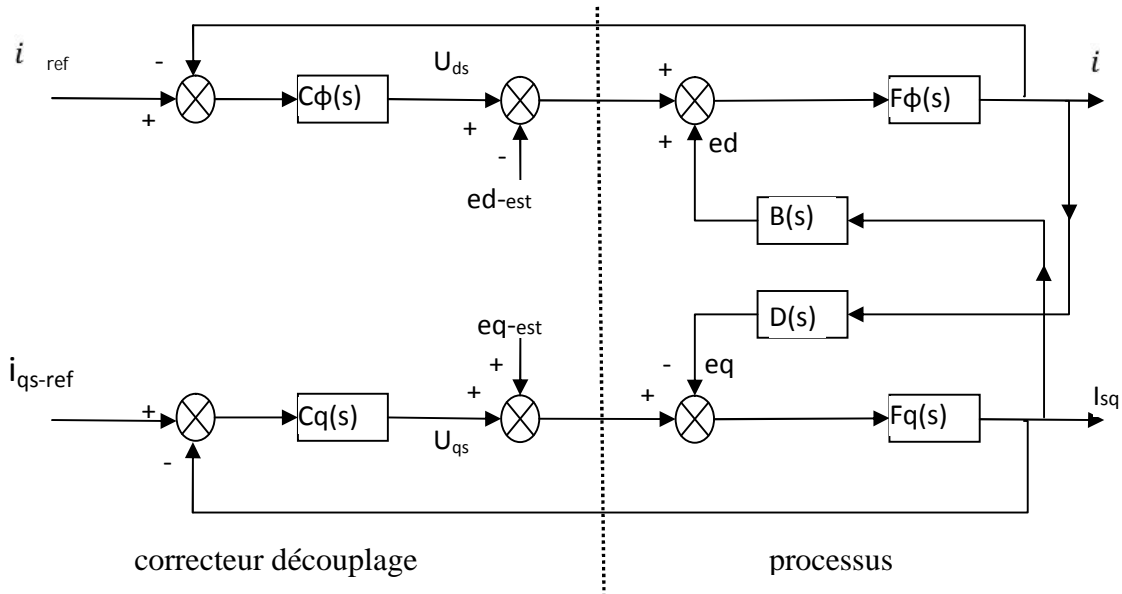


Figure II.9: schéma fonctionnel du contrôle du couple.

**II.6.2 Détermination des correcteurs :**

Dans les deux cas qui se proposent, un correcteur PI suffit pour l'obtention de performances tout à fait satisfaisantes, le choix de la dynamique en boucle fermée est libre mais doit respecter les limitations imposées par l'alimentation( onduleur) notamment ce qui concerne la vitesse de commutation. Dans le cas général, l'effet de perturbation, ici le couplage, est d'autant plus limité que le gain de boucle est élevé, mais une telle disposition peut amener des dépassements des valeurs maximales permises sur les grandeurs de réglage ainsi qu'une amplification des bruits indésirables

Les deux processus qui contrôlent  $i_{qs}$  et  $I_{\psi}$  sont indépendants et les boucles de régulation peuvent se schématiser comme suit :

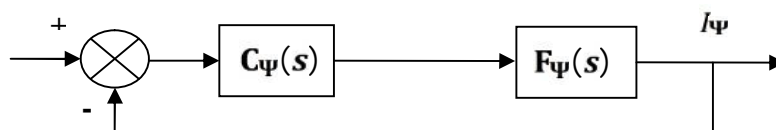


Figure II.10: boucle de contrôle de  $I_{\psi}$ .

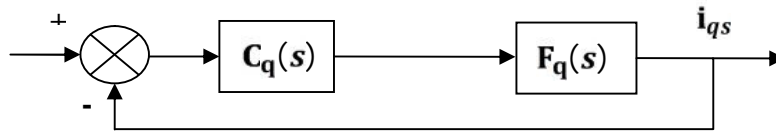


Figure II.11: boucle de contrôle de  $i_{qs}$ .

### II.6.3 Etude du régulateur proportionnel intégral :[2],[5]

La structure générale d'un régulateur proportionnel intégral, noté PI, est composée de la fonction proportionnelle et de La fonction intégrale mises en parallèle. Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C_p = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p s + k_i}{s} = k \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (II.51)$$

$$\text{Avec : } k = k_p \quad (II.52)$$

$$\text{et } T_i = \frac{k_p}{k_i} \quad (II.53)$$

L'avantage principal d'un régulateur PI est qu'il annule l'erreur statique grâce à la fonction intégrale et non pas en utilisant Les coefficients  $k_p$  et  $k_i$ . En effet, il calcule la commande  $\mathbf{u}(t)$  à injecter au système en intégrant la grandeur d'erreur  $e(t)$ .

Ainsi, le signal de commande augmente tant que le signal d'erreur est non nul, la commande  $\mathbf{u}(t)$  ne cesse de croître tant que L'erreur entre la sortie  $\mathbf{y}(t)$  et la référence  $\mathbf{y}_{ref}(t)$  n'est pas nulle. La fonction de transfert de la boucle fermée est donnée par :

$$G_{bf}(s) = \frac{k_p s + \frac{k_i}{k_p} G(s)}{1 + k_p s + \frac{k_i}{k_p} G(s)} \quad (II.54)$$

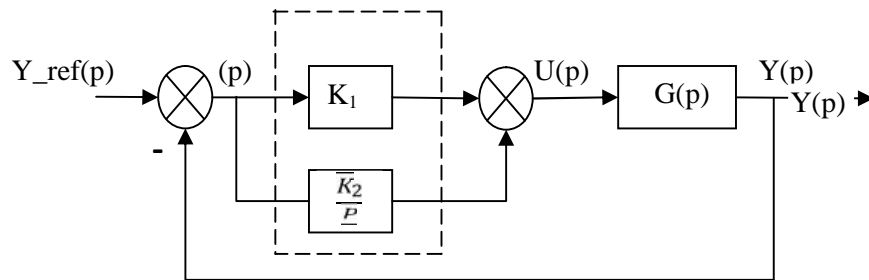


Figure II.12: Structure de commande utilisant un régulateur PI.

Qui montre que le régulateur PI ajoute un zéro à la fonction de transfert en boucle fermée. Celui-ci peut éventuellement être utilisé pour compenser un pôle de la fonction de transfert du système à commander, simplifiant ainsi l'ordre du transfert en boucle fermée. Il existe donc deux méthodes pour déterminer les paramètres  $k_p$  et  $k_i$  du régulateur.

### II.6.3.1 La méthode par compensation de pôle :

Cette méthode se déroule en deux étapes, elle consiste, dans une première étape, à utiliser le zéro du régulateur ( $-\frac{k_i}{k_p}$ ) pour compenser un pôle du système à commander. Elle permet ainsi de simplifier l'ordre de la fonction de transfert en boucle ouverte. Cette compensation donne la première équation permettant de calculer les deux paramètres  $k_p$  et  $k_i$ .

Dans une seconde étape, on calcule la fonction de transfert en Boucle fermée, et on détermine une seconde équation permettant de calculer le deuxième coefficient du régulateur.

### II.6.3.2 La méthode par placement de pôle de la boucle fermée :

Cette méthode consiste à déterminer la fonction de transfert en boucle fermée directement. Les deux paramètres  $k_p$  et  $k_i$  sont alors déterminés afin d'imposer deux pôles du dénominateur de la fonction de transfert de la boucle fermée.

Dans ce paragraphe on étudie les objectifs qui peuvent être atteints lorsqu'on utilise un régulateur **PI** pour commander un système du premier et du second ordre. Dans chaque cas,

on présente aussi les expressions des paramètres  $k_p$  et  $k_i$  selon les objectifs qui peuvent être atteints.

### II.6.3.3 Utilisation du régulateur PI pour commander un système du premier ordre :

Etant donné un système linéaire du premier ordre dont la fonction de transfert est donnée par :

$$G(s) = \frac{G_0}{1+Ts} \quad G_0 > 0 \text{ et } T > 0 \quad (\text{II.55})$$

Etudier les caractéristiques de la fonction de transfert en boucle fermée obtenue lorsqu'on utilise le régulateur proportionnel **PI** pour commander ce système. On déterminera en particulier la stabilité et la rapidité.

La fonction de transfert en boucle fermée est dans ce cas donnée par :

$$G_{bf}(s) = \frac{k_p(s + \frac{k_i}{k_p}) \frac{G_0}{1+Ts}}{1+k_p s + \frac{k_2}{k_1} G(s)} \quad (\text{II.56})$$

$$= \frac{k_p(s + \frac{k_i}{k_p}) G_0}{Ts^2 + 1+k_p G_0 s + k_i G_0} \quad (\text{II.57})$$

Pour que le système en boucle fermée soit stable, il suit de prendre  $k_p > 0$  et  $k_i > 0$

#### II.6.3.3.1 Méthode de compensation de pôle :

En boucle ouverte on a :

$$G_{b0}(s) = \frac{k_p}{s} (s + \frac{k_i}{k_p}) \frac{G_0}{T(s + \frac{1}{T})} \quad (\text{II.58})$$

Pour simplifier le polynôme  $s + \frac{1}{T}$  du dénominateur de  $G(p)$  par le polynôme  $\frac{s+k_i}{k_p}$  du numérateur du régulateur, il faut imposer :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{1}{T} \quad (\text{II.59})$$

En tenant compte de cette relation, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$G_{b0}(s) = \frac{k_p G_0}{Ts} \quad (\text{II.60})$$

qui en boucle fermée donne :

$$G_{bf} S = \frac{\frac{k_p G_0}{T}}{s + \frac{k_p G_0}{T}} = \frac{1}{1 + T_{bf} s} \quad (\text{II.61})$$

avec :  $T_{bf} = \frac{T}{k_p G_0}$  la constante de temps de la boucle fermée.

- Le modèle en boucle fermée est du premier ordre et toujours stable pour  $k_p > 0$  et  $k_i > 0$ . La réponse indicielle est toujours apériodique,
- l'erreur statique est nulle quelque soient les valeurs numériques des paramètres  $k_p$  et  $k_i$  du régulateur,
- La constante de temps  $T_{bf}$  de la fonction de transfert en boucle fermée dépend du gain  $k_p$  du régulateur.

Elle peut donc imposée arbitrairement. Si on impose  $T_{bf} = T r$  ( $r$  étant un nombre réel positif quelconque), alors :

$$T_{bf} = \frac{T}{k_p G_0} = \frac{T}{r} \Leftrightarrow k_p = \frac{r}{G_0} \quad (\text{II.62})$$

De l'équation (II.56), on déduit l'expression de  $k_i$  donnée par :

$$k_i = \frac{r}{G_0 T} \quad (\text{II.63})$$

Finalement, les paramètres du régulateurs sont dans ce cas donnés par :

$$k_p = \frac{r}{G_0} \quad (\text{II.64})$$

$$\text{et } k_i = \frac{r}{G_0 T} \quad (\text{II.65})$$

En utilisant le régulateur PI pour commander un système du premier ordre on peut atteindre tous les objectifs de commande stabilité, rapidité et précision.

### II.6.3.3.2 Méthode de placement de pôles de la boucle fermée :

La fonction de transfert en boucle fermée étant égale à :

$$G_{bf} = \frac{\frac{k_p G_0}{T} (s + \frac{k_i}{k_p})}{s^2 + \frac{1+k_p G_0}{T} s + \frac{k_i G_0}{T}} \quad (\text{II.66})$$

$G_{bf} s$  Étant du second ordre, on peut utiliser les deux paramètres  $k_p$  et  $k_i$  du régulateur afin d'imposer les deux pôles de son dénominateur.

On peut par exemple, faire en sorte que le polynôme dénominateur de  $G_{bf}(s)$  soit égal à celui d'un système du second ordre sinusoïdal amorti standard donné par :

$$\Delta s = s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2 \quad (\text{II.67})$$

Les paramètres  $\xi$  et  $w_n$  sont choisis de sorte à imposer les caractéristiques dynamiques (temps d'établissement et dépassement de la réponse indicielle) de la réponse indicielle en boucle fermée. Dans ce cas, il suit que :

$$\frac{1+k_p G_0}{T} = 2\xi w_n \quad (\text{II.68})$$

Et

$$\frac{k_i G_0}{T} = w_n^2 \quad (\text{II.69})$$

Donc :

$$k_p = \frac{2\xi w_n T - 1}{G_0} \quad (\text{II.70})$$

Et

$$k_i = \frac{w_n^2 T}{G_0} \quad (\text{II.71})$$

Pour obtenir, en boucle fermée, un système à phase minimale, il faut que les deux paramètres du régulateur soient tous les deux positifs, par conséquent, il faut choisir les paramètres  $\xi$  et  $w_n$  de sorte que :

$$2\xi w_n T - 1 > 0 \quad (\text{II.72})$$

$$\text{Et } \xi w_n > \frac{1}{2T} \quad (\text{II.73})$$

Finalement, pour ces valeurs de  $k_p$  et  $k_i$  du régulateur **PI**, la fonction de transfert en boucle fermée obtenue est donnée Par :

$$G_{bf} = \frac{\frac{2\xi\omega_n - 1}{T}s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.74})$$

qui montre que le dénominateur de  $G_{bf}(s)$  est bien celui qu'on a voulu imposer. On constate néanmoins que  $G_{bf}(s)$  possède un zéro qui dépend des paramètres  $\xi$  et  $\omega_n$  choisis. Pour ne pas obtenir en boucle fermée un système à phase non minimale, il faut que ce zéro soit stable, il faut donc choisir les paramètres  $\xi$  et  $\omega_n$  tels que  $\xi\omega_n > \frac{1}{2}$ .

On étudie dans ce qui suit l'influence de zéro sur la réponse indicielle de la boucle fermée.

### Conclusion :

La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté permet de piloter le moteur asynchrone de façon analogue à une machine à courant continu. Ceci est traduit par un découplage entre le contrôle du flux rotorique et celui du Couple électromagnétique.

Nous avons pu à travers cette étude mettre en évidence la commande vectorielle d'un moteur asynchrone par orientation de flux rotorique en utilisant un nouveau schéma de commande constitué de deux régulateurs PI, le Premier pour le réglage du flux rotorique et le second.

## Chapitre III : simulation et résultats

### III.1 Introduction :

Dans cette partie, il s'agira essentiellement de concevoir dans l'outil Matlab/Simulink, les différents blocs et les assembler ensuite, pour construire le schéma-blocs de simulation de la commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone.

Ainsi, le travail commencera dans un premier temps, par la conception des différents correcteurs et après, de la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté avec régulations de courant, de couple et de vitesse

### III.2 Calcul des correcteurs :

Un correcteur à action proportionnelle et intégrale (**PI**), suffit pour l'obtention des performances tout à fait satisfaisantes.

#### III.2.1 Correcteur de flux :

$$F_i(s) = \frac{1}{R_S(1 + T_S + T_r s + \sigma T_S T_r s^2)} \quad (\text{III.1})$$

$$\text{On a } \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_S L_r} \quad (\text{III.2})$$

$$\text{AN : } \sigma = 1 - \frac{0.052^2}{(0.191 \cdot 0.0159)} = 0.1096 \quad (\text{III.3})$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = 0.1709 \quad (\text{III.4})$$

$$T_S = \frac{L_S}{R_S} = 0.191 \quad (\text{III.5})$$

En remplace dans l'équation de transfert pour le correcteur :

$$F_i(s) = \frac{1}{0.00357s^2 + 0.3519s + 1} = \frac{1}{(1 + 0.0104s)(1 + 0.341s)} \quad (\text{III.6})$$

Par le choix de la fonction de transfert pour le correcteur :

$$C(s) = K_i \frac{1 + 0.341s}{s} \quad (\text{III.7})$$

$$\text{On a : } C(s)F(s) = K_i \frac{1}{(1+0.0104s)s} \quad (\text{III.8})$$

Le système de régulation du flux est de deuxième ordre.

Donc

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{C(s)F(s)}{1+C(s)F(s)} = \frac{1}{1+2\xi T_n s + T_n^2 s^2} \quad (\text{III.9})$$

AN :

$$\frac{i}{i_{ref}} = \frac{1}{\frac{0.0104}{K} s^2 + \frac{1}{K} s + 1} \quad (\text{III.10})$$

$$\varnothing T_n^2 = \frac{0.0104}{K} \Rightarrow T_n = \frac{0.0104}{K} \quad (\text{III.11})$$

$$2\xi T_n = \frac{1}{K} \varnothing \xi = \frac{1}{2K T_n} \quad (\text{III.12})$$

$$K_i = \frac{24.03}{\xi^2} \quad (\text{III.13})$$

Si on impose  $\xi = 1$  (coefficient d'amortissement), on trouve :

$$K_i = 24.03$$

$$C(s) = 24.03 \frac{1+0.341s}{s} \quad (\text{III.14})$$

Ce qui donne 
$$\begin{aligned} K_p &= 8.19 \\ K_i &= 24.03 \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

### III.2.2 Correcteur du couple :

$$\text{On a } F_q(s) = \frac{1}{R_s(1+\sigma T_s s)} \quad (\text{III.16})$$

$$\text{AN : } F_q(s) = \frac{1}{1+0.0209s} \quad (\text{III.17})$$

$$C_q(s) = K_q \frac{1+0.0209S}{s} \quad (\text{III.18})$$

$$C_q \text{ s } F_q(s) = K_q \frac{1}{s} \quad (\text{III.19})$$

Le système de régulation du courant il est du premier ordre.

$$\frac{i_{qs}}{i_{qsref}} = \frac{1}{1+\frac{1}{K_q}S} = \frac{1}{1+T_{qs}} = F_{qs} \quad (\text{III.20})$$

Si on pose  $T_q = 10ms$  on aura :

$$\frac{1}{K_q} = 0.01 \quad \Leftrightarrow \quad K_q = 100 \quad (\text{III.21})$$

$$C_q \text{ s } = 100 \frac{1+0.021S}{s} \quad (\text{III.22})$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} K_p = 2.09 \\ K_i = 100 \end{cases}$$

### III.3 Calcul de $I_\psi$

$$i_{dn} = \frac{v_{sn}}{L_s \omega_{sn}} = 3.66 \text{ A} \quad (\text{III.23})$$

$$\Leftrightarrow I_\psi = i_{dsn} = \sqrt{3} \ i_{dn} = 6.35 \text{ A} \quad (\text{III.24})$$

$$I_\psi = 6.35 \text{ A}$$

Et

$$I_\psi = \frac{dr}{M_{sr}} \quad \Leftrightarrow \quad dr = I_\psi \ M_{sr} \quad (\text{III.25})$$

III.4 Contrôleur de vitesse :

III.4.1 Détermination de du contrôleur :

La boucle de la vitesse est :

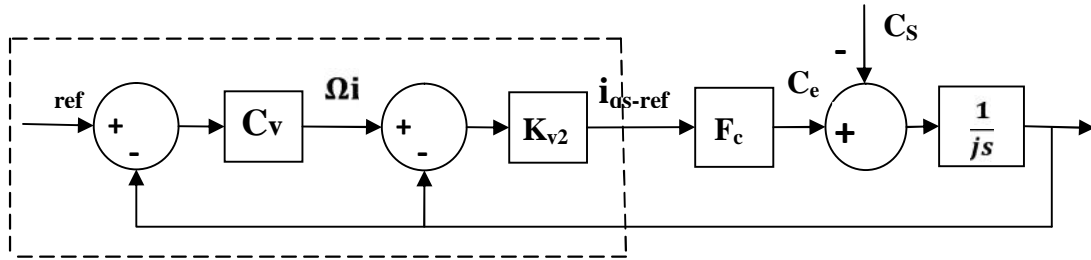


Figure III.1 : schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

$$Fd_q(s) = \frac{1}{1+\tau_q s} \tag{III.28}$$

AN :

$$Fd_q(s) = \frac{1}{1+0.01s} \tag{III.29}$$

$$h s = \frac{1}{j s} C_e s - C_s s \tag{III.30}$$

$$C_e s = p L_s (1 - \sigma) I \frac{1}{1+0.01s} i_{qs.ref}(s) \tag{III.31}$$

$$F_c(s) = p L_s (1 - \sigma) I \frac{1}{(1+0.01s)} \tag{III.32}$$

AN :

$$F_c s = 2 \cdot 0.191 \cdot (1 - 0.1096) \cdot 6.64 \cdot \frac{1}{1+0.01s} \tag{III.33}$$

$$F_c = \frac{2.258}{(1+0.01s)} \tag{III.34}$$

$$\frac{h}{h_i} = \frac{k_{vi} F_c \frac{1}{j s}}{1+k_{vi} F_c \frac{1}{j s}} \tag{III.35}$$

$$\frac{h}{h_i} = \frac{0.7 \cdot \frac{2.258 \cdot 20}{1+0.01s}}{1+0.7 \cdot \frac{2.258 \cdot 20}{1+0.01s}} \tag{III.36}$$

$$\frac{h}{h_i} = \frac{31.612}{1+0.01s} \frac{1}{s+31.612} = \frac{1}{0.031s+0.00031s^2+1} \quad (\text{III.37})$$

$$h = \frac{1}{(1+0.017s)^2} h_i \quad (\text{III.38})$$

$$\frac{h}{C_r} = - \frac{\frac{1}{Js}}{1+k_v F_c \frac{1}{Js}} \quad (\text{III.39})$$

$$\frac{h}{C_r} = - \frac{\frac{20}{s}}{1+\frac{20}{s} \frac{2.258}{1+0.01s}} 0.7 \quad (\text{III.40})$$

$$\Omega = - \frac{20}{\frac{1+0.01s}{1+0.01s} s+31.612} C_r \quad (\text{III.41})$$

$$h = - \frac{20}{1+0.01s} \frac{1+0.01s}{s+31.612} C_r \quad (\text{III.42})$$

$$h = - \frac{0.63}{1+0.017s} \frac{1+0.01s}{s^2} C_r \quad (\text{III.43})$$

La boucle de vitesse est réglée avec un amortissement unitaire tel que :

$$h = \frac{1}{(1+0.017s)^2} h_i - \frac{0.63}{1+0.017s} \frac{1+0.01s}{s^2} C_r \quad (\text{III.45})$$

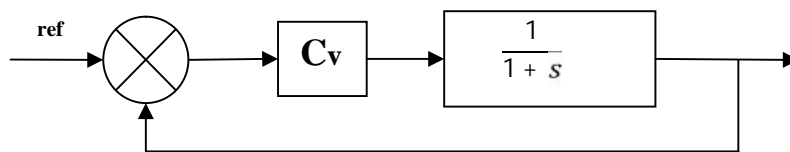


Figure III.2 : structure de correcteur de vitesse.

$$C_v = k_v \frac{(1+0.017s)}{s} \quad (\text{III.46})$$

$$C_v F_c = \frac{k_v}{(1+0.017s)s} \quad (\text{III.47})$$

$$\frac{h}{h_{ref}} = \frac{k_v}{1+0.017s + k_v} \quad (\text{III.48})$$

$$\frac{h}{h_{ref}} = \frac{k_v}{0.017s^2+s+k_v} \quad (\text{III.49})$$

$$\frac{h}{h_{ref}} = \frac{1}{\frac{0.017s^2}{k_v} + \frac{s}{k_v} + 1} \quad (\text{III.50})$$

$$\frac{h}{h_{ref}} = \frac{1}{\frac{0.017s^2}{k_v} + \frac{s}{k_v} + 1} \quad (\text{III.51})$$

$$\frac{h}{h_{ref}} = \frac{1}{T_v s^2 + 2\xi T_v s + 1} \quad (\text{III.52})$$

Si on impose :  $\xi = 1$

On aura :

$$\begin{aligned} \frac{0.017}{k_v} &= T_v^2 \\ \frac{1}{k_v} &= 2T_v \quad \Leftrightarrow \quad k_v = \frac{1}{4 \cdot 0.017} \end{aligned} \quad (\text{III.53})$$

$$\Rightarrow k_v = 14.70$$

$$\begin{cases} k_v = k_i = 14.70 \\ k_p = 0.25 \end{cases}$$

$$C_v = 14.70 \frac{(1+0.017s)}{s} \quad (\text{III.54})$$

### III.5 Condition d'essai :

$I_\psi$  Est constamment maintenu à 6.35 A :

- Pour  $0 < t < 0.5s$  : la consigne de vitesse  $h_{ref}$  est nulle.
- Pour  $0.5 < t < 1.5s$  : la vitesse  $h_{ref}$  évolue linéairement de **0** à **157 rad/s**, le couple de charge  $C_r$  restant nul.
- Pour  $t > 1.5s$   $h_{ref}$  reste constante à **157 rad/s**, à **t=3s**, **t=4.5** on applique brusquement deux couples de charge résistant ( $C_r$ ) respectivement d'environ **20N.m** et **10N.m**.

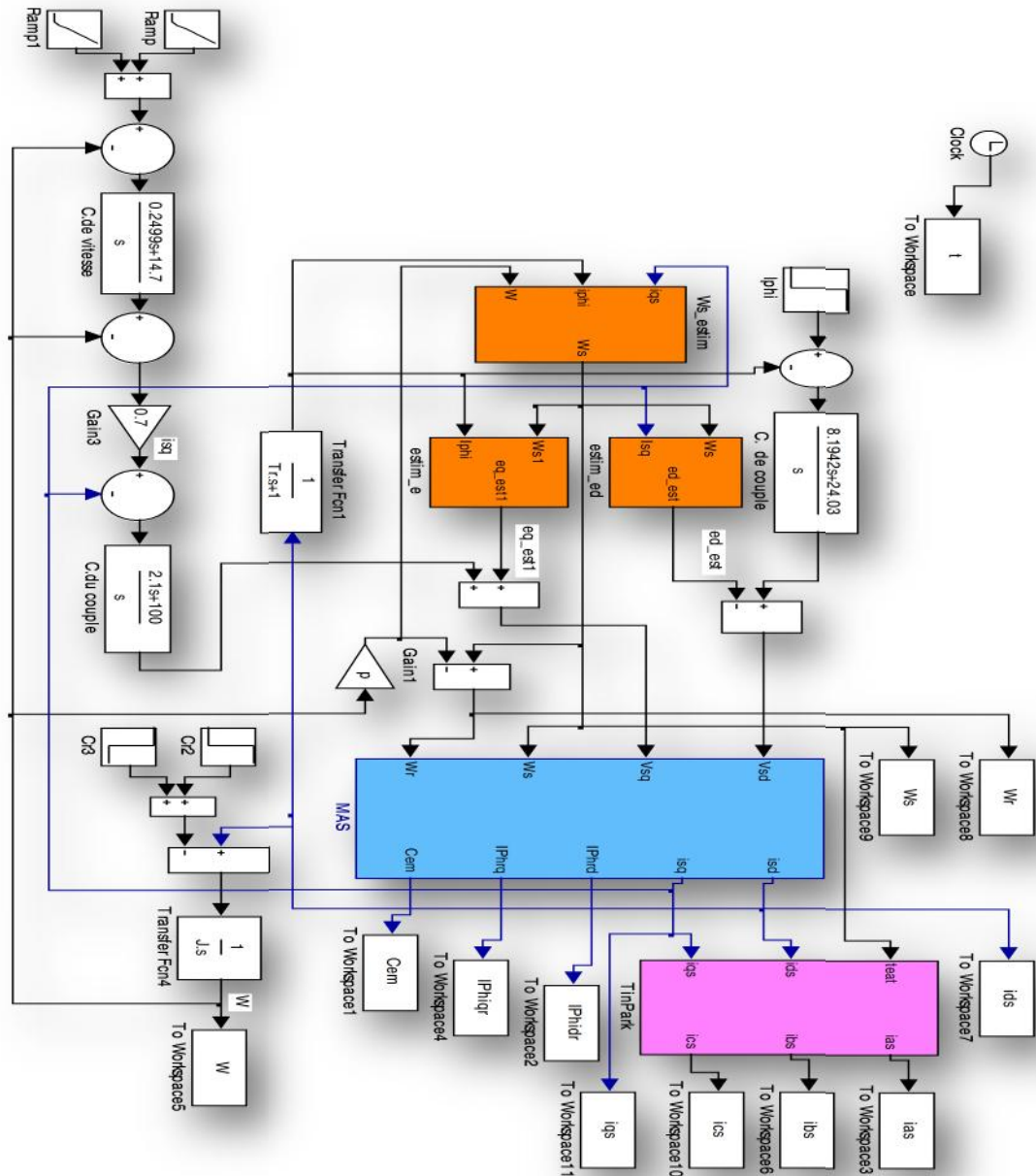
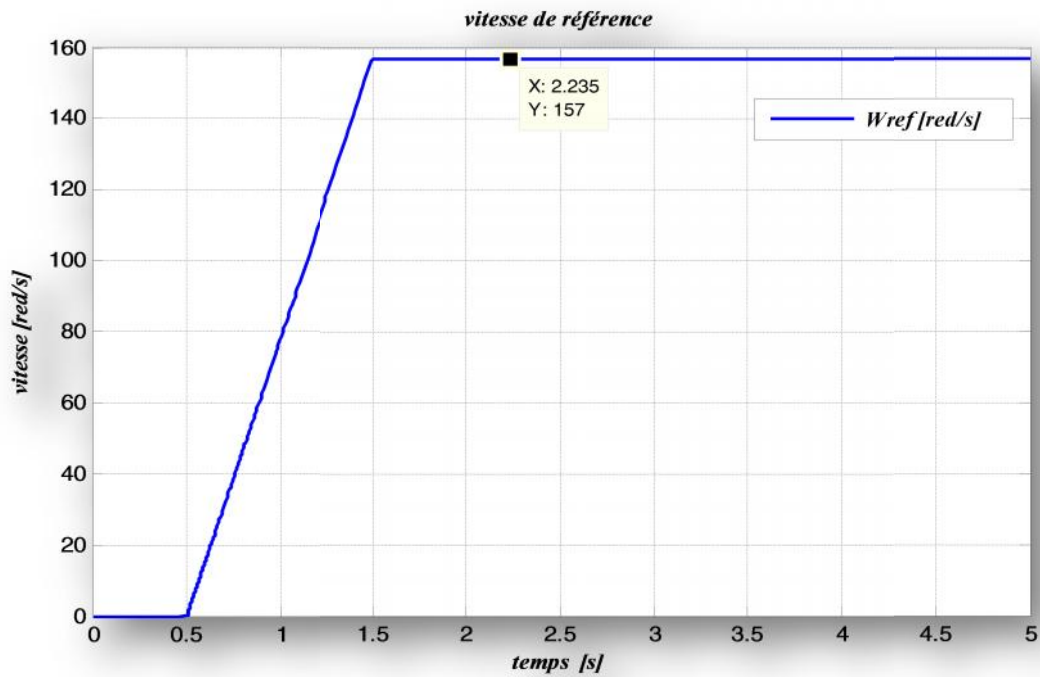
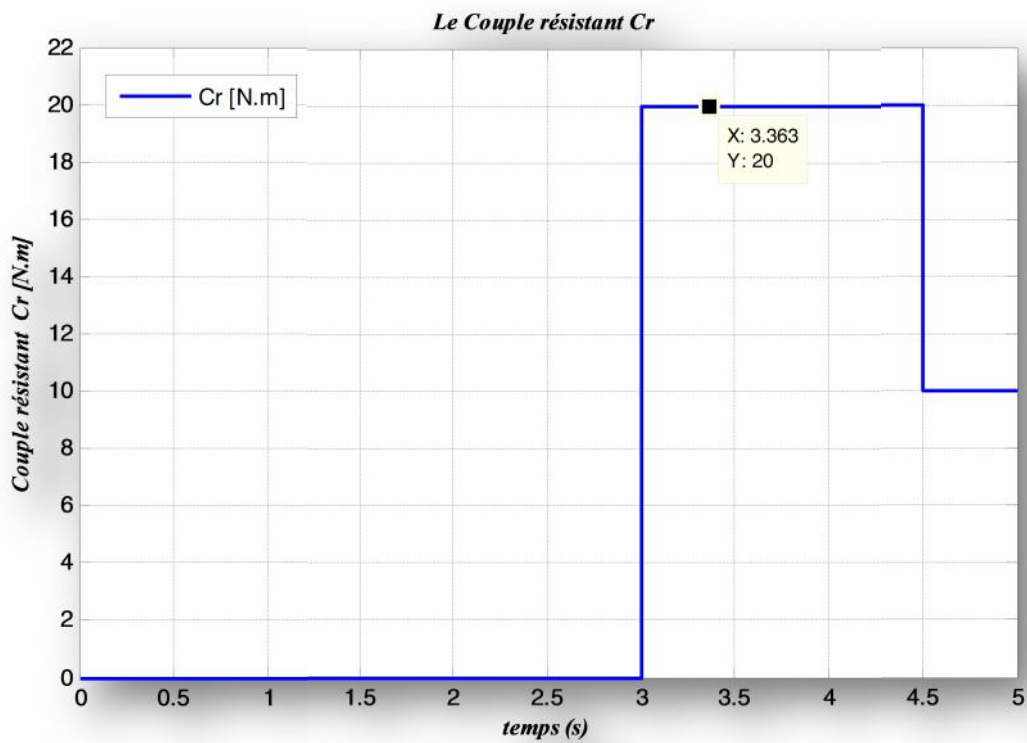


Figure III.3 : schéma globale de la simulation de la commande directe par orientation des flux rotorique de la machine asynchrone

### III.4 Résultats de la simulation commande directe par orientation des flux rotorique de la machine asynchrone :



*Figure III.4 : vitesse de référence*



*Figure III.5 : le couple résistant*

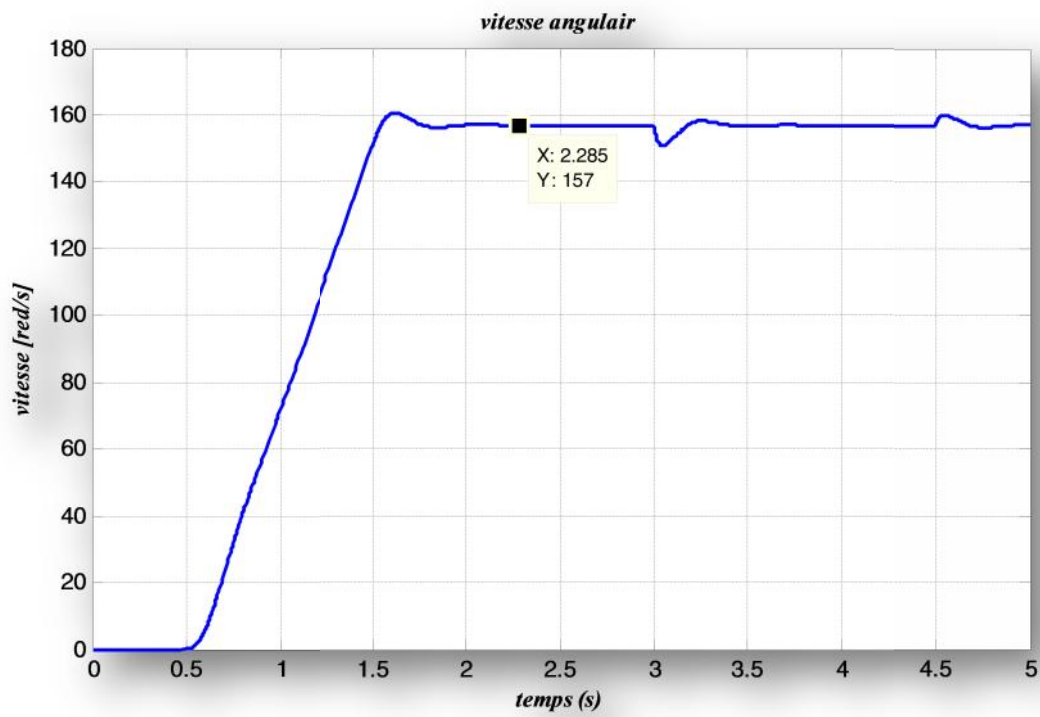


Figure III.6 : la vitesse angulaire

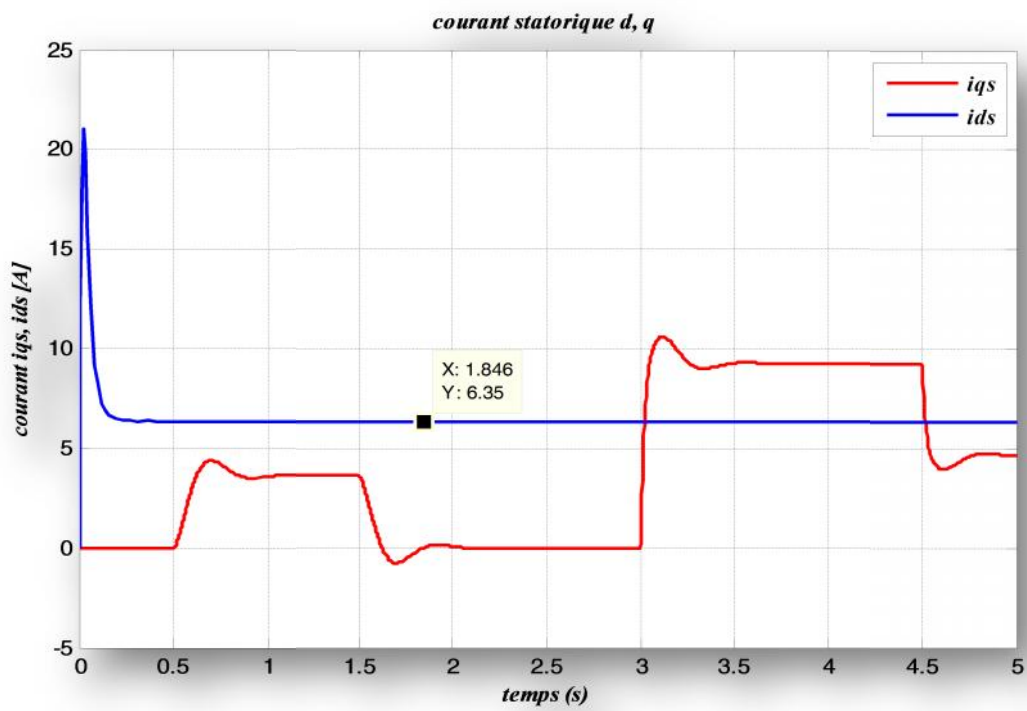


Figure III.7 :le courant statorique  $i_{qs}$  et  $i_{ds}$

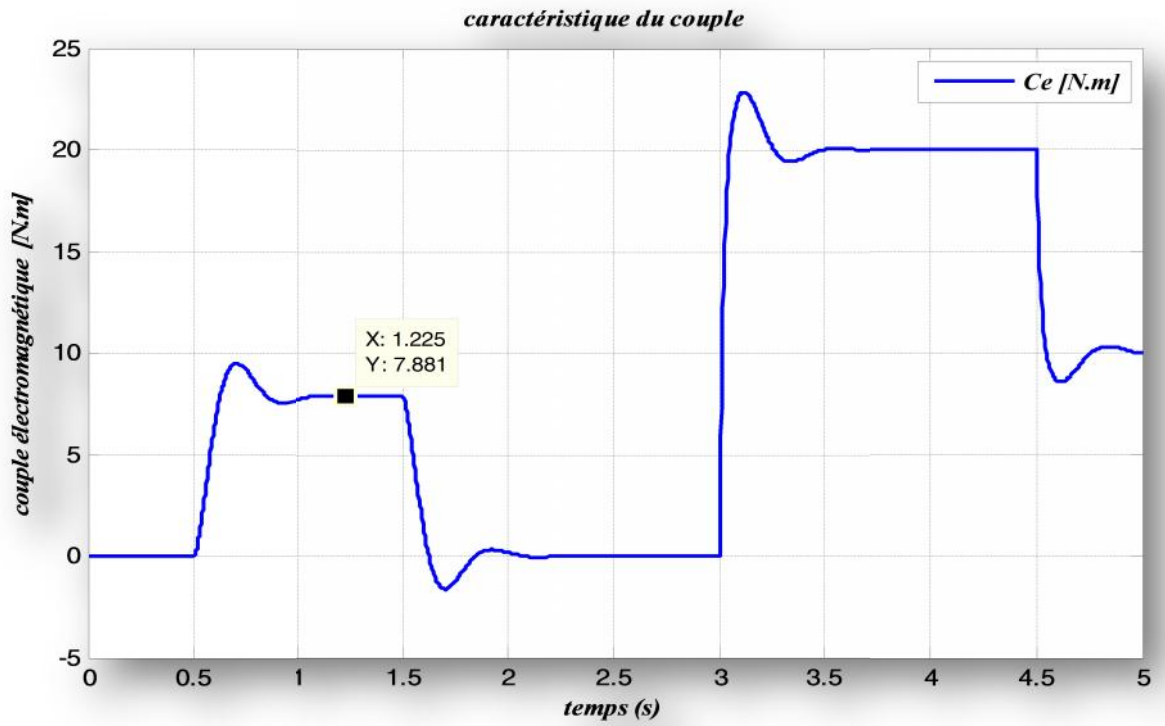


Figure III.8 : le couple électromagnétique

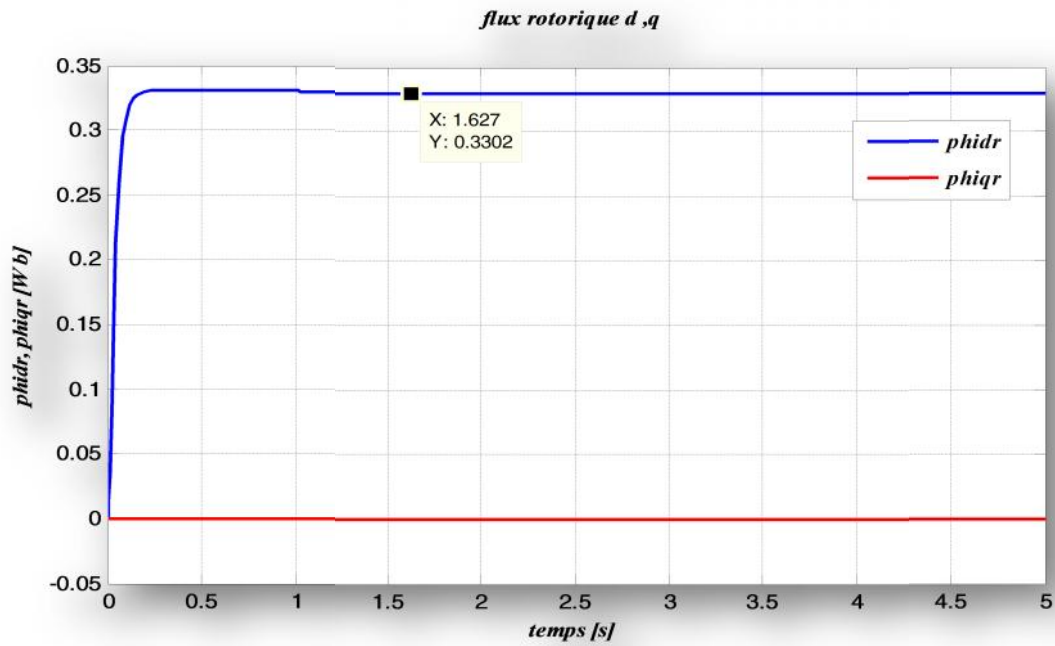


Figure III.9 :le flux rotorique  $\phi_{dr}$  et  $\phi_{qr}$

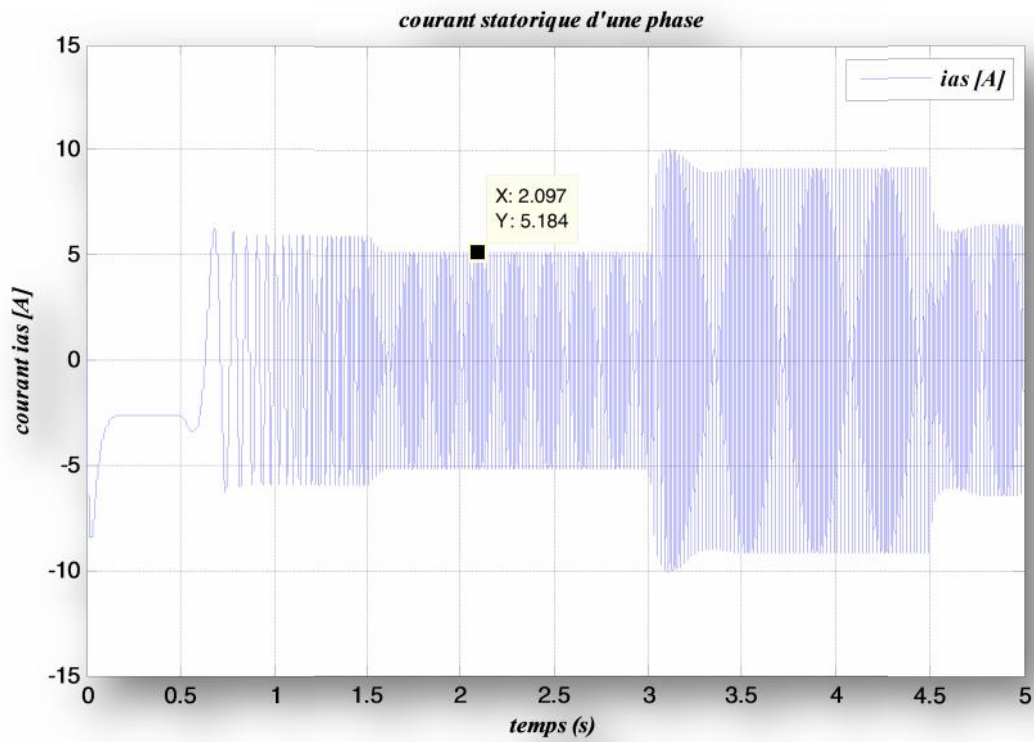


Figure III.10 : le courant statorique d'une phase

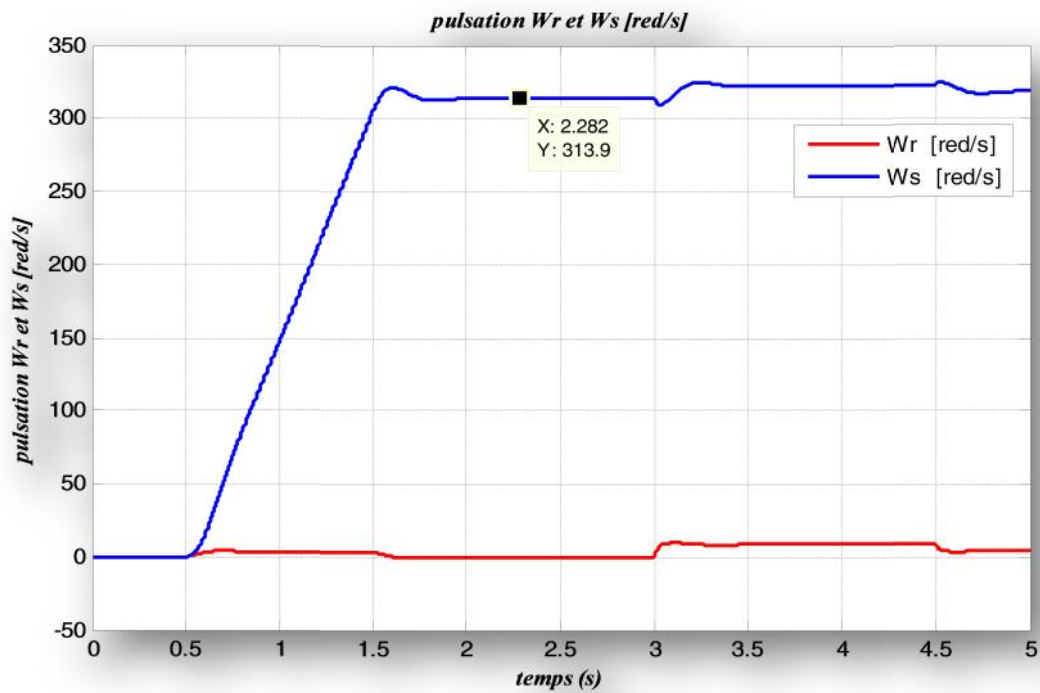


Figure III.11 pulsation rotorique  $W_r$ , statorique  $W_s$

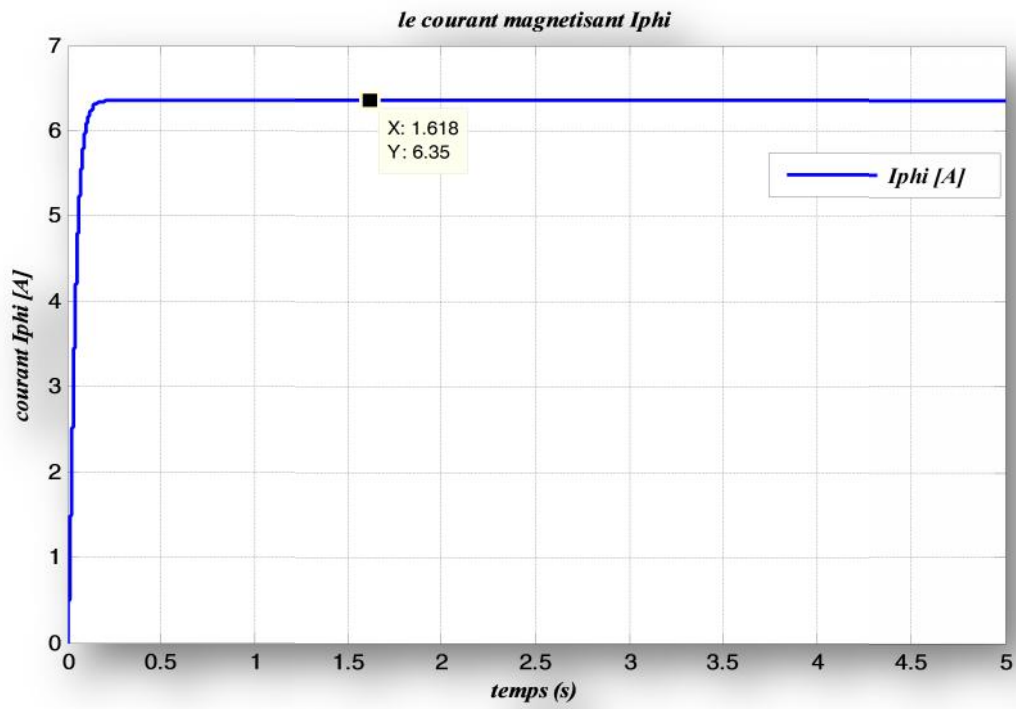


Figure III.12 le courant magnétisant Iphidr

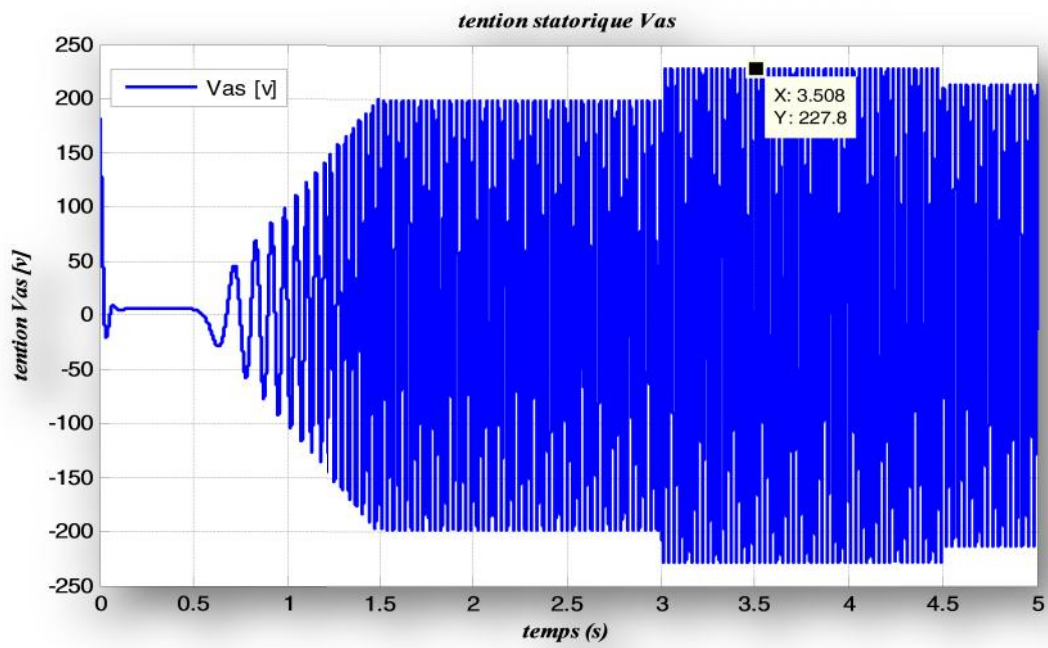


Figure III.13 tensions statorique Vas

### III.6 Interprétation des résultats :

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage (**Figure III.6**), la vitesse atteinte est proche de 157 [rad/s] qui correspond à la vitesse de référence (**Figure III.5**), on peut alors dire, que la vitesse suit la consigne avec un effet de perturbation faible et un rejet relativement rapide.

Les courants (**Figure III.7**)  $i_{qs}$  et  $i_{ds}$ , sont en parfait accord avec l'évolution du courant magnétisant et du couple (**Figure III.8**). Et ce dernier qui prend la valeur de 7.881 N.m avec un moment d'inertie  $J=0.05 \text{ Kg.m}^2$ . En appliquant deux couples de charges à  $t=3\text{s}$ ,  $t=4.5\text{s}$ , le couple électromagnétique atteint une valeur de 20N.m avec un dépassement important.

À la fin du régime transitoire (**Figure III.9**), on remarque que la valeur du flux  $\phi_{dr}$  reste parfaitement constante et le flux  $\phi_{qr}$  est maintenu toujours à zéro.

Le courant de phase  $i_{as}$  (**Figure III.10**), est acceptable au démarrage, il est d'environ 5.63 A alors qu'au régime libre (démarrage direct) était 6 fois le courant nominal. En charge sa valeur passe à 10 A pour produire un couple qui va compenser le couple de charge appliqué à  $t = 3\text{s}$ .

### Conclusion :

À partir de ces résultats de simulation, on peut effectivement prévoir le comportement de la machine en régime dynamique. Cette simulation a permis par exemple de voir l'influence du découplage des commandes des deux axes de découplage qui n'est pas parfait mais qui réduit considérablement leur dépendance, l'une de l'autre.

Le dépassement de la vitesse peut être acceptable en simulation grâce aux régulateurs **PI** qui sont utilisés pour réduire au maximum (à défaut d'éliminer) ces dépassements de vitesse.

### Conclusion générale :

Pour trouver des solutions à des contraintes de la machine asynchrone, quelques stratégies de commande classiques du moteur asynchrone ont été d'abord étudiées, à savoir la commande par l'orientation de flux d'une machine asynchrone.

Nous avons démontré que le contrôle de la machine asynchrone par la méthode du flux orienté à flux constant assure de hautes performances statiques et dynamiques sur une grande plage de vitesse.

Cette commande a montré son efficacité de découplage des deux principales grandeurs couple- Flux, dans le régime permanent.

Dans le cadre de notre travail nous avons testé les performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone.

L'utilisation de régulateurs classique pour la commande de la machine à induction en vitesse ou en position assure la stabilité de fonctionnement avec de bonnes performances dynamique.

La simulation de l'ensemble machines asynchrone commande vectorielle régulateur **PI**, sous le logiciel MATLAB-SIMULINK dans le dernier chapitre, confirme l'amélioration apportée par le correcteur **PI**.

Cette simulation nous a donné des résultats satisfaisants à savoir l'allure des différentes courbes qui sont en concordance avec la théorie. Cependant le réglage classique (correcteur PI) que nous avons adopté peut être remplacé par d'autres techniques de commande performantes telle que la commande adaptative, ce qui ouvre une voie de perspective à ce travail.

## ANNEXE

---

Type	Asynchrone triphasé
Tension	$V = 220$ [v]
Fréquence nominale	$F = 50$ [Hz]
Résistance statorique	$R_s = 1$ [ $\Omega$ ]
Résistance rotorique	$R_r = 0.093$ [ ]
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.191$ [H]
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.0159$ [H]
Inductance mutuelle cyclique	$M_{sr} = 0.052$ [H]
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Moment d'inertie	$J = 0.05$ [Kg*m <sup>2</sup> ]
Coefficient de frottement	$F = 0$
Puissance nominale	$P_n = 3$ [Kw]
Vitesse nominale	$N = 1500$ [Tr/min]

---

## ANNEXE

### *nomenclature*

a, b, c	Indices correspondant aux trois phases
s, r	Indices correspondant aux grandeur statorique et rotorique
d, q	Indices correspondant aux référentiel lie au champ tournant
Set p	Variable de LAPLACE
$L_{as}, L_{ar}$	Inductance propre d'une phase statorique et rotorique
$M_{as}, M_{ar}$	Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique
$L_s, L_r$	Inductance cyclique statorique et rotorique
$M_{sr}$	Inductance mutuelle maximale entre phase statorique et une phase rotorique
$R_s, R_r$	Resistance statorique et rotorique
$T_s$	Constante du temps statorique $T_s = \frac{L_s}{R_s}$
$T_r$	Constante du temps rotorique $T_r = \frac{L_r}{R_r}$
$\omega_s$	Pulsation statorique
$\omega_r$	Pulsation rotorique
	Vitesse de rotation mécanique
$C_r$	Couple résistante
$C_e$	Couple électromagnétique
$\sigma$	Coefficient de dispersion $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$
	Flux
MAS	Machine asynchrone
P	Nombre de paire de pôles
F	Fréquence des courants d'alimentation
	L'angle électrique entre l'axe réel stator et l'axe réel rotor

## ANNEXE

---

$\theta_s$	L'angle électrique entre l'axe réel stator et l'axe d du repère de Park
$\theta_r$	L'angle électrique entre l'axe réel rotor et l'axe d du repère de Park
$J$	Le moment d'inertie de l'arbre du moteur
$V_{ds}, V_{qs}$	Tensions statoriques dans le repère de Park
$i_{ds}, i_{qs}$	Courants statoriques dans le repère de Park

---

# BIBLIOGRAPHIE

---

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **J.P.CARON-J.P.HAUTIER**, "Modélisation et commande de la machine asynchrone". Editions Technp - paris 1995
- [2] **JEAN. MARICHAL FLAUS** "régulation industrielle". HERMES Science publication, paris. 1994 - 2000
- [3] **L Baghli**, "Modélisation et commande des machines asynchrones ", cours de commande IUFM De lorraine UHP, 03/04
- [4] **M kadjoudj**, "contribution a la commande d'une MAS ", thèse de doctorat d'état , université de Batna 2003.
- [5] **Rachid MANSOURI**, "Régulation Industrielle", cours, Année Universitaire : 2016/2017
- [6] **Rachid ABDESSEMED**, "Modélisation et simulation des machine électriques" Edition Ellipse, 2011
- [7] **M<sup>R</sup> HAMMOUCHE Abdelaziz, M<sup>R</sup> CHEBRAK Hacène**, "commende vectorielle d'une machine asynchrone " , Mémoire d'ingénieur, université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou. 2002
-