

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE AMAR TELIDJI DE LAGHOUAT



FACULTE DE TECHNOLOGIE

Département d'Electrotechnique

## Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de **MASTER** en Automatique

**DOMAINE : Sciences et Technologies**

**FILIERE : Automatique**

**OPTION : Automatique et Systèmes**

Présenté par :

**Nahi Rania Saida**

## THEME

**Etude comparative entre la commande directe du couple et la commande vectorielle du MAS**

Soutenu devant le jury composé de :

Nouar	Alal	MAA	Univercité de laghouat	Président
Kouzi	Katia	Prof	Univercité de laghouat	examinatrice
Guibadj	Mossadek	MCB	Univercité de laghouat	Encadreur

**Promotion 2019/2020**

## **Remerciements**

Avant tout, je remercie DIEU le tout puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Je tiens à exprimer mes remerciements et ma gratitude à mon encadreur :

Dr: Guibaj Mossadek qui m'a aidé pour rendre ce travail effectif.

Je tiens aussi à remercier Mme Kouzi Katia pour son aide précieuse, surtout la programmation sous MATLAB .

Mes remerciements vont également aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Mes remerciements aussi au département de l'électrotechnique de l'université de Laghouat et à tous les enseignants qui m'ont enseignés durant les années du cursus.

Enfin je remercie aussi toutes les personnes qui m'ont aidé de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.

## **Dédicace**

Je dédie ce travail témoin de mes respects :

A mes parents : grâce à leurs tendres encouragements et leurs grands sacrifices, ils ont pu créer le climat affectueux et propice à la poursuite de mes études. Aucune dédicace ne pourrait exprimer mon respect, ma considération et mes profonds sentiments envers eux.

À tout ma familles

À mes copine plus proche

À tous mes professeurs : leur générosité et leur soutien m'oblige de leurs témoigner mon profond respect et ma loyale considération.

Nahi Rania Saida

**المخلص :** لقد حظيت الآلات الكهربائية باهتمام كبير من الباحثين ، حيث لا جدال في مزاياها بسبب قدرتها على التكيف مع أي بيئة وكفاءة أدائها ، متجاوزة بذلك المشغلات غير الكهربائية الأخرى. بالنظر إلى البساطة ، والتكلفة المنخفضة ، وغياب الصيانة ، فإن المحرك غير المتزامن هو الأكثر استخدامًا ، ونطاق استخدامه من المحرك الصغير إلى المحركات عالية الطاقة للغاية. التطورات التكنولوجية الحديثة في إلكترونيات الطاقة والمعالجة إشارة رقمية ، فتحت للباحثين صوت تطوير الأوامر منتجات عالية الأداء تلبية المتطلبات الصناعية. الطلبات حاليًا السائدة في الصناعة هي ، التحكم العددي، التحكم في ناقلات التدفق الموجه ، والتحكم المباشر في عزم الدوران DTC. يفضل السابق في تطبيقات الأداء المنخفض ، في حين أن FOC و DTC ، يتم الضغط عليها بشدة عندما هذه متطلبات أكثر كفاءة. ومع ذلك ، كلاهما يقدم بعض العيوب ، بما في ذلك الحساسية للشوك الداخلية والخارجية. الذي يترك الأبواب مفتوحة للباحثين لتطوير تقنيات جديدة لتحسينها. لذلك ، يقدم هذا العمل تطوير هيكل مكافحة ناقلات مع تدفق الدوار الموجه CV-OFR.

**Résumé :** Les machines électriques ont reçu une grande attention de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables en raison de leur capacité à s'adapter à tout environnement et de leur efficacité, surpassant les autres actionneurs non électriques. Compte tenu de sa simplicité, de son faible coût et de son absence de maintenance, le moteur asynchrone est le plus largement utilisé, et son utilisation va du petit moteur aux moteurs de très forte puissance. Les récentes avancées technologiques en électronique de puissance et en traitement numérique du signal ont permis aux chercheurs de développer des commandes de produits hautes performances répondant aux exigences industrielle. Les applications actuellement dominantes dans l'industrie sont la commande numérique, la commande vectorielle de flux directionnel et les DTC de commande directe de couple. Le premier est préféré dans les applications à faible performance, tandis que le FOC et le DTC sont fortement sollicités lorsqu'il s'agit d'exigences plus efficaces. Cependant, les deux présentent certains inconvénients, notamment la sensibilité aux incertitudes internes et externes. Cela laisse les portes ouvertes aux chercheurs pour développer de nouvelles technologies pour les améliorer. Par conséquent, ce travail présente le développement d'une structure de contrôle vectoriel avec un rotor de contrôle vectoriel de flux CV-OFR.

**Abstract:** Electric machines have received great attention from researchers, as their advantages are indisputable due to their ability to adapt to any environment and their efficiency, outperforming other non-electric actuators. Given its simplicity, low cost, and low maintenance, the asynchronous motor is the most widely used, and its use ranges from small motors to very high power motors. Recent technological advances in power electronics and digital signal processing have enabled researchers to develop controls for high performance products that meet industrial requirements. High performance products that meet industrial requirements. The currently dominant applications in industry are digital control, directional flow vector control, and direct torque control DTCs. The former is preferred in low performance applications, while FOC and DTC are highly stressed when these are more efficient requirements. However, both have some drawbacks, including sensitivity to internal and external uncertainties. This leaves the doors open for researchers to develop new technologies to improve them. Therefore, this work presents the development of a vector control structure with a CV-OFR flux vector control rotor.

# Sommaire

Sommaire .....	IV
Liste des figures .....	VIII
Liste des tableaux.....	X
Liste Des Notations Et Symboles .....	XI
Introduction générale .....	1
<b>Chapitre I:Modélisation de la machine asynchrone</b>	
I.1 Introduction : .....	4
I.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée .....	4
I.2.1 Définition.....	4
I.2.2 Description de la machine asynchrone .....	5
I.2.2.1 le stator .....	5
I.2.2.2 le rotor .....	5
I.3 Présentation d'une machine asynchrone.....	6
I.4 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone .....	7
I.5 Avantages et inconvénients la machine asynchrone.....	7
I.6 Equations électriques et magnétiques .....	8
I.6.1 Hypothèses simplificatrices .....	8
I.6.2 Equations des tensions.....	8
I.6.3 Equations des flux .....	9
I.7 Schéma équivalent a une phase d'une machine asynchrone en régime permanent : .....	11
I.7.1 Modèle a inductances couplées: .....	11
I.7.2 Modèle a inductances reparties.....	11
I.7.3 Modèle a fuites totalisées au rotor .....	12
I.7.4 Modèle a fuites totalisées au stator.....	13
I.7.5 Equation du couple électromagnétique.....	14
I.8 Transformation triphasé-biphasé .....	15
I.8.1 Transformation de CLARKE.....	15
I.8.2 Transformation de CONCORDIA .....	16
I.8.3 Transformation de PARK.....	16
I.8.3.1 Principe de la transformation de PARK. ....	16
I.8.3.2 Matrices de passage .....	17
I.8.3.3 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone .....	17

I.8.3.3.1 Equations électriques.....	18
I.8.3.3.3 Expression du couple électromagnétique .....	19
I.8.3.3.4 Equation de mouvement .....	20
I.9 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.....	20
I.10 Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	22
I.10.2.1 Démarrage à vide:.....	22
I.10.2.2 Démarrage en charge : .....	23
I.11 Interprétations des résultats .....	24
I.12 Conclusion .....	24

## ***Chapitre II: Commande vectoriel de la machine asynchrone***

II.1 Introduction .....	26
II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) .....	26
II.2.1 Choix d'orientation de flux: .....	27
II.3 Principe du contrôle par flux oriente.....	28
II.4 Types de la commande vectorielle .....	31
II.4.1 Commande vectorielle directe.....	31
II.4.2 Commande vectorielle indirecte.....	32
II.5 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension .....	32
II.5.1. Expression générale du moteur .....	32
II.5.2 Orientation du flux rotorique.....	33
II.6 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.....	34
II.6.1 Structure de la CVD .....	35
II.6.1.1. Description .....	35
II.6.1.2. Système d'équations .....	35
II.6.1.3 Estimateur du flux rotorique .....	36
II.6.2 Organisation fonctionnelle de la CVD .....	37
II.6.2.1 Découplage par compensation .....	38
II.7 Régulation: .....	39
II.7.1 Régulateur de Vitesse.....	39
II.8. Présentation des résultants de simulation : .....	41
II.8.1 Démarrage à vide : .....	41
II.8. 2 inversion du sens de rotation :.....	42
II.8. 3 Introduction d'un couple de charge :.....	44
II-9 Conclusion .....	45

### **Chapitre III:Commande directe du couple**

III.1 Introduction.....	47
III.2 principe de la commande directe du couple.....	47
III.3 Contrôle du flux et du couple.....	48
III.3.1 Contrôle du flux .....	48
III.3.2 Contrôle du couple.....	50
III.4 Stratégie de commande directe du couple (DTC).....	52
III.5 Estimateurs.....	53
III.5.1 Estimateur du flux statorique .....	53
III.5.2 Estimation du couple électromagnétique .....	54
III.6 Correcteurs.....	54
III.6.1 Correcteur de flux .....	54
III.6.2 Correcteur de couple .....	56
III.7 Choix du vecteur tension .....	57
III.8 Elaboration de la table de commande .....	59
III.9 partie de simulation.....	60
III.9.1 Commande avec boucle de vitesse .....	60
III.9.2 Inversion du sens de rotation .....	61
III.10.Conclusion .....	62

### **Chapitre IV:Etude comparative de la commande vectorielle et la commande directe du couple de la machine asynchrone**

IV.1 Introduction .....	64
IV.2 Comparaison entre la commande vectorielle et la commande direct de couple(DTC) .....	64
IV.2.1 Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control) .....	64
IV.2.2 Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control) .....	64
IV.3 Comparaison entre la commande vectorielle et la commande direct de couple(DTC) aux niveaux des variables commandées, régulateurs, contrôle du couple et du flux.....	65
IV.3.1 Tableaux de comparaison entre CV et DTC.....	65
IV.4 Comparaison aux niveaux des avantages et des inconvénients .....	66
IV. 4.1 Les avantages.....	66
IV. 4.2 Les inconvénients .....	67
IV.5 Analyse des résultats de simulation et interprétation.....	67
IV.5 .1 Démarrage avec un couple de charge : .....	67
IV.5.2 Inversion du sens de rotation .....	69
IV.6 Conclusion .....	72

Conclusion générale.....	73
Bibliographie .....	75
Les Annexes.....	78

## *Liste des figures*

<b>FIGURE</b>	<b>PAGE</b>
<b>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone</b>	
<b>Figure(I.1)</b> : la machine asynchrone	<b>4</b>
<b>Figure(I.2)</b> : le stator de la MAS	<b>5</b>
<b>Figure(I.3)</b> : le rotor de la MAS	<b>6</b>
<b>Figure(I.4) : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone.</b>	<b>6</b>
<b>Figure(I.5) : Schéma équivalent d'une phase en régime permanent.</b>	<b>11</b>
<b>Figure(I.6) : Schéma équivalent d'une phase.</b>	<b>11</b>
<b>Figure (I.7) : Modèles des fuites totalisées</b>	<b>12</b>
<b>Figure (I.8) : Schéma équivalent ramené au stator.</b>	<b>12</b>
<b>Figure (I.9) : Passage du système triphasé au système biphasé.</b>	<b>14</b>
<b>Figure (I.10) : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone</b>	<b>17</b>
<b>Figure(I.11) : Démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé équilibré</b>	<b>22</b>
<b>Figure (I. 12) :Machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé équilibré (démarrage à vide et application d'une charge de 5N.m à t =0.8s).</b>	<b>23</b>
<b>Chapitre II : Commande vectoriel de la machine asynchrone</b>	
<b>Figure (II. 1) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)</b>	<b>27</b>
<b>Figure (II.2) : Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu</b>	<b>30</b>
<b>Figure (II.3) : Description des couplages</b>	<b>32</b>
<b>Figure (II.4) : Orientation du flux rotorique</b>	<b>33</b>
<b>Figure (II.5): Représentation de l'estimateur</b>	<b>35</b>
<b>Figure(II.6) : Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension</b>	<b>35</b>
<b>Figure (II.7) : Commande découplée –Expression de <math>\phi_r</math> et <math>C_e</math></b>	<b>36</b>

<b>Figure (II.8) :</b> Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse .	<b>37</b>
<b>Figure(II. 9) :</b> Réponse dynamique de la machine asynchrone à flux orienté avec un réglage de vitesse par PI classique au démarrage à vide.	<b>42</b>
<b>Figure (II.10) :</b> Réponse dynamique de la machine asynchrone à flux orienté avec réglage de vitesse par un PI classique lors de l'inversion de vitesse de (100rad/s à – 150rad/s).	<b>43</b>
<b>Figure( II.11) :</b> Réponse dynamique de la machine asynchrone à flux orienté(Introduction d'un couple de charge	<b>44</b>
<b>Chapitre III : Commande directe du couple</b>	
<b>Figure (III.1) :</b> Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.	<b>48</b>
<b>Figure (III.2) :</b> Influence du choix du vecteur tension sur le vecteur flux statorique.	<b>49</b>
<b>Figure (III.3) :</b> représentation schématique des flux dans un repère d, q	<b>50</b>
<b>Figure(III.4) :</b> Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple	<b>52</b>
<b>Figure(III.5) :</b> Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes	<b>54</b>
<b>Figure(III.6) :</b> Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique	<b>55</b>
<b>Figure(III.7) :</b> Sélection du vecteur tension Vs selon la zone de fonctionnement.	<b>57</b>
<b>Figure(III.8):</b> Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC	<b>61</b>
<b>Figure(III.9):</b> Réponses du système pour une inversion de la vitesse.	<b>62</b>

### *Liste des tableaux*

<b>TABLEAU</b>	<b>PAGE</b>
<b>Chapitre III : Commande directe du couple</b>	
<b>Tableaux (III.1) :</b> Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple.	<b>58</b>
<b>Chapitre IV: Etude comparative de la commande vectorielle et la commande directe du couple de la machine asynchrone</b>	
<b>Tableau (IV.1) :</b> comparaison entre CV et DTC.	<b>65</b>
<b>Tableau (IV.2) :</b> Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des avantages.	<b>66</b>
<b>Tableau (IV.3) :</b> Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des Inconvénients.	<b>67</b>

## Liste Des Notations Et Symboles

**MAS** : Machine Asynchrone

**MLI** : Modulation de Largeur d'Impulsion

**CV** : Commande Vectorielle

**CVD** : Commande Vectorielle Directe

**f.e.m** : Force électromotrice

$\dot{X}$  : Grandeur de référence

$X$  : Grandeur estimée

**A, B, C** : Indices des phases statorique

**a, b, c** : Indices des phases rotorique

**s, r** : Indices relatif au stator et rotor respectivement

**d** : Indice de l'axe direct

**q** : Indice de l'axe en quadrature

$[V_s]$  : Vecteur tension statorique

$[V_r]$  : Vecteur tension rotorique

$[i_s]$  : Vecteur courant statorique

$[i_r]$  : Vecteur courant rotorique

$\emptyset_s$  : Vecteur flux statorique

$\emptyset_r$  : Vecteur flux rotorique

$\omega_s$  : Pulsation statorique

$\omega$  : Vitesse de rotation électrique

$\omega_{sl}$  : Pulsation de glissement

$\omega_c$  : La vitesse angulaire du système d'axe (d, q) par rapport au système d'axes triphasé (statorique)

$\Omega$  : Vitesse de rotation mécanique

$\theta$  : La position angulaire du rotor par rapport au stator

$\theta_{sl}$  : L'angle électrique entre a et d

$\theta_c$  : L'angle électrique entre A et d

$L_m$  : Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor

$L_s$  : Inductance cyclique propre du stator

$L_r$  : Inductance cyclique propre du rotor

$M_s$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

$M_r$  : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes

$f$  : Coefficient de frottement visqueux

$p$  : Nombre de paire de pôles

$R_s$  : Résistance statorique

$R_r$  : Résistance rotorique

$T_s$  : Constante du temps statorique

$T_r$  : Constante du temps rotorique

$\sigma$  : Coefficient de dispersion de Blondel

$C_e$  : Couple électromagnétique .

$C_r$  : Couple résistant .

# **Introduction générale**

## Introduction générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse. De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone à cage. L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

L'objectif de ce mémoire est de donner un éclairage des différentes techniques de commande classiques en général, et en particulier la commande directe du couple d'une machine asynchrone. La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénient :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé

La commande directe du couple (DTC : direct torque control) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande vectorielle.

Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir :

- Réduction du temps de réponse du couple
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques
- Elimination des transformations de coordonnées
- Contrôle des ondulations du flux et du couple
- Suppression du capteur mécanique elle possède un certain nombre d'inconvénients :
- Fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable
- Fréquence d'échantillonnage élevée
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique surtout à basse vitesse

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- ✓ Dans le premier chapitre nous passerons en revue les principales stratégies du type contrôle direct classiques et de deuxième génération que nous jugeons les plus représentatives de l'état de l'art actuel.
- ✓ Dans le deuxième chapitre de ce travail, nous avons présenté la modélisation de la machine

asynchrone en vue de sa commande, pour cela nous avons utilisé plusieurs méthodes (transformation de Park; Clark et Concordia) et nous avons utilisé cette dernière méthode pour la simplicité de développement des différentes structures de commande dans ce mémoire

- ✓ Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle indirect par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique.
- ✓ Le quatrième chapitre est consacré au principe du contrôle direct du couple DTC classique; et montre comment la DTC influe et contrôle l'amplitudes du flux statorique et du couple.
- ✓ Finalement, on va clôturer ce travail par une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus.

# **Chapitre I**

## **Modélisation de la machine asynchrone**

## I.1 Introduction :

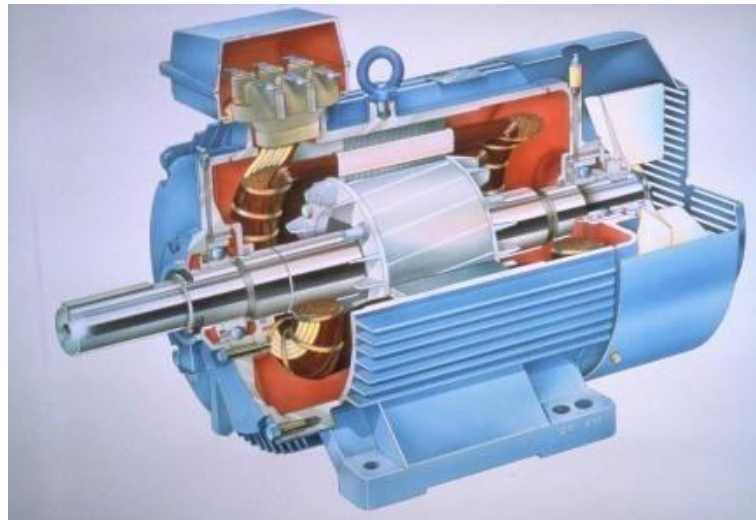
Vouloir commander les moteurs électriques suppose non seulement une bonne connaissance de leurs caractéristiques, mais aussi une étude approfondie de la théorie expliquant leur fonctionnement.

Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait bien que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant compte des régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique.[1]

## I.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée

### I.2.1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.[2]



Figure(I.1) :la machine asynchrone

## I.2.2 Description de la machine asynchrone

La machine se compose de deux pièces principales :

### I.2.2.1 le stator

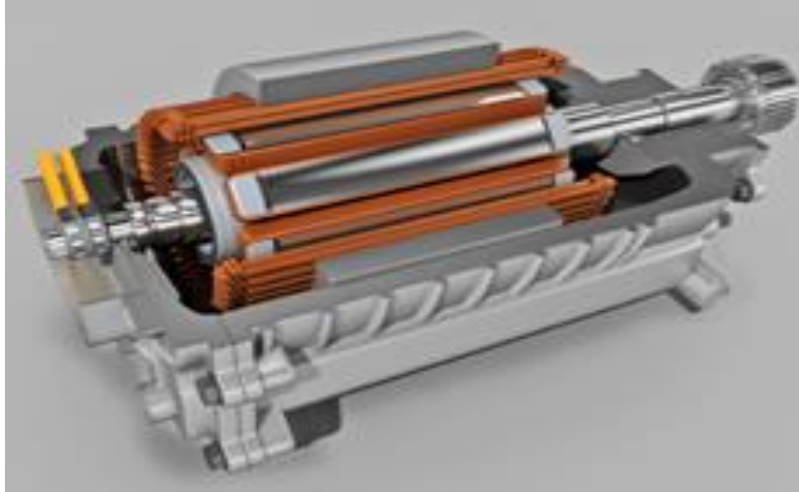
Est une pièce construite en matériau ferromagnétique, servant de support et permettant au champ magnétique de le traverser facilement dans lequel on insère un bobinage en cuivre (ou en aluminium) relié au réseau ou à un variateur de vitesse qui crée le champ magnétique statorique [2].



Figure(I.2) : le stator de la MAS

### I.2.2.2 le rotor

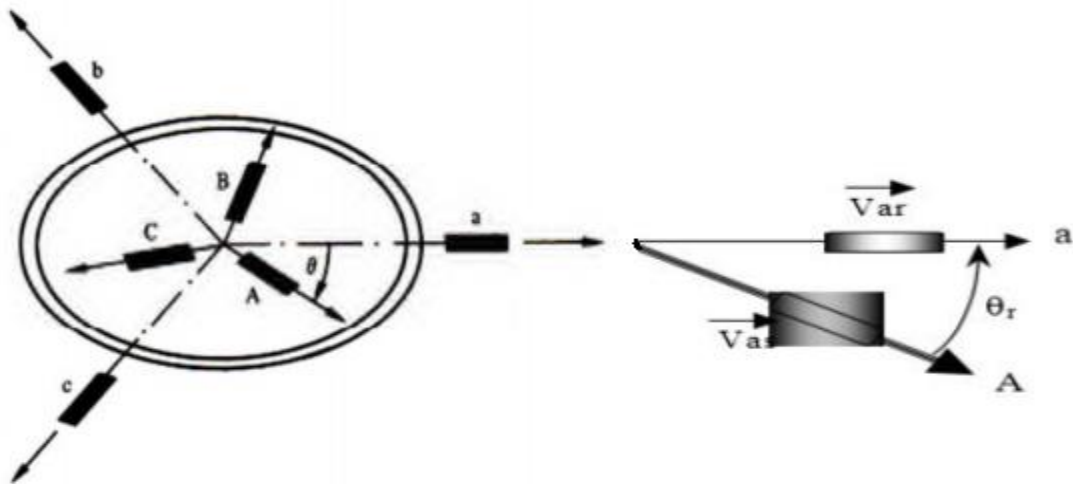
Est un cylindre en matériau ferromagnétique permettant au champ magnétique de le traverser facilement relié au stator par des paliers. Il comporte un enroulement constitué de conducteurs en cuivre ou en aluminium, en court-circuit, qui seront parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques. C'est la principale différence avec une machine synchrone, laquelle a un rotor avec un champ magnétique provenant d'aimants permanents ou de bobines alimentées en courant continu par un dispositif annexe.[2]



Figure(I.3) : le rotor de la MAS

### I.3 Présentation d'une machine asynchrone

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (I.4).



Figure(I.4) : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone.

La machine asynchrone comporte trois bobinages au stator alimentés par un système de courants triphasés et trois bobinages au rotor court-circuités sur eux-mêmes traversés par un système de courants triphasé. Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de 120 degrés.  $\theta_r$  est l'angle (ou mécanique) électrique entre l'axe de la phase (A) statorique et la phase (a) rotorique.

## I.4 Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Le champ tournant statorique induit un système de f.é.m au rotor où les enroulements sont en court-circuit. Les courants induits au rotor créent une force magnétomotrice  $e_r$  qui interagit avec la force magnétomotrice  $e_s$  provenant des courants du stator. C'est ainsi que le couple électromagnétique existe à condition que :

- Le glissement  $g$  soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor soient non nulles.
- Les conducteurs du rotor soient fermés.

De fait, il existe de nombreuses relations exprimant le couple électromagnétique  $C_{em}$  d'une machine asynchrone. Mais il est possible d'écrire qu'il résulte du produit vectoriel des vecteurs force magnétomotrice.

$$\vec{C}_e = K \vec{E}_s \wedge \vec{E}_r$$

La constante  $k$  ne dépend que de la géométrie et des bobinages de la machine .[1]

## I.5 Avantages et inconvénients la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor). Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé. Par contre dans le

moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (  $R_r$  en particulier)

## I.6 Equations électriques et magnétiques

### I.6.1 Hypothèses simplificatrices

Pour La mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que :

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux,
- Le circuit magnétique n'est pas saturé,
- L'entrefer constant,
- Les pertes fer négligeables.

Parmi les significations de ces hypothèses on peut citer :

- Les flux sont additifs,
- Les inductances propres sont constantes,
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.[1]

### I.6.2 Equations des tensions

Pour l'ensemble des enroulements statoriques et rotoriques, on écrira en notation [1]

Matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 2})$$

Ou bien.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (\text{I.3})$$

$[R_s]$ :  $diag(R_s)$  : Est la matrice de résistance par phase du stator.

De même pour le rotor.

$$\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r1} \\ \phi_{r2} \\ \phi_{r3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Ou bien:

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (\text{I.5})$$

Le rotor est en court circuit, donc, les tensions rotoriques sont nulles et on écrira :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (\text{I.6})$$

$[R_r]$ :  $diag(R_r)$  : Est la matrice de résistance par phase du rotor.

### I.6.3 Equations des flux

Les hypothèses citées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants. [1]

Les équations des flux statoriques sous forme matricielle s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ M_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Ou bien :

$$[\Phi_s] = [l_s] [I_s] + [Msr] [I_r] \quad (\text{I. 8})$$

[Msr] :est la matrice des inductances mutuelles stator rotor

De même pour les flux rotoriques

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \Phi_{r3} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} M_{rs} \cos(\theta) & M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) & M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ M_{rs} \cos(\theta - 4\pi/3) & M_{rs} \cos(\theta) & M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/4) & M_{rs} \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{rs} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I. 9})$$

Ou bien :

$$[\Phi_r] = [l_r] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (\text{I. 10})$$

On note que la matrice des mutuelles du rotor est obtenue en transposant celle du stator:

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T \quad (\text{I. 11})$$

En utilisant la notion des inductances mutuelles et la notation complexe aux grandeurs sinusoïdales à la pulsation  $\omega s$  on peut écrire:

$$\overline{\Phi_s} = L_s \overline{I_s} + Msr \overline{I_r} \quad (\text{I.12})$$

$$\overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + j\omega s \overline{Q_s} \quad (\text{I.13})$$

$$\overline{\Phi_r} = L_s \overline{I_r} + Mrs \overline{I_s} \quad (\text{I.14})$$

$$0 = Rr \overline{I_r} + j\omega s g \overline{\Phi_r} \quad (\text{I.15})$$

$L_s$  et  $L_r$  représentent respectivement l'inductance cyclique statorique et rotorique ,  $M_{rs} = \left(\frac{3}{2}\right) m_{sr}$  est l'inductance mutuelle cyclique.

## I.7 Schéma équivalent a une phase d'une machine asynchrone en régime permanent :

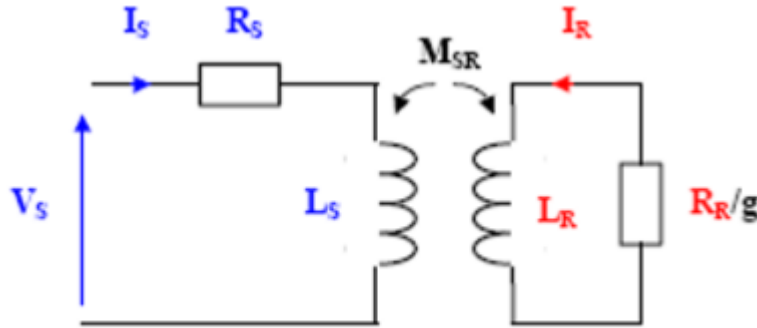
### I.7.1 Modèle a inductances couplées:

En utilisant les relations (I.12), (I.13), (I.14) et (I.15), on peut écrire:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_r \quad (\text{I.16})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_s \quad (\text{I.17})$$

On déduit le schéma suivant:



Figure(I.5) : Schéma équivalent d'une phase en régime permanent.

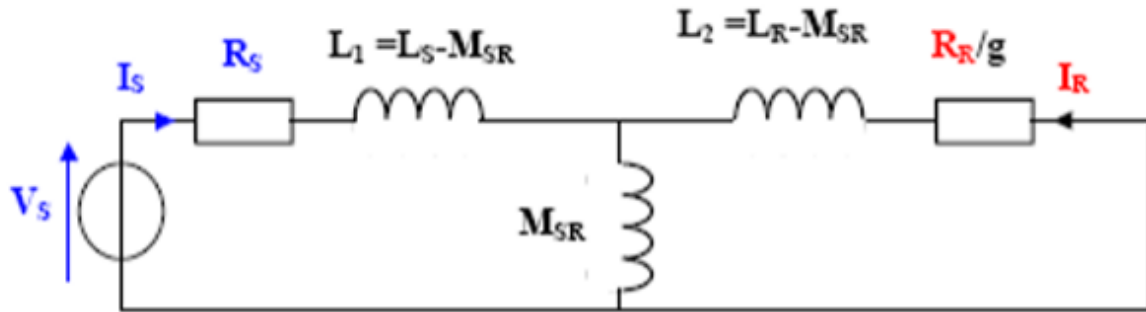
### I.7.2 Modèle a inductances réparties

Les équations (I.16), (I.17) peuvent êtres réécrites comme suit:

$$V_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s(L_s - M_{sr})\bar{I}_s + j\omega_s M_{sr} (\bar{I}_r + \bar{I}_s) \quad (\text{I.18})$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s(L_r - L_{sr})\bar{I}_r + j\omega_s M_{sr} (\bar{I}_s + \bar{I}_r)\right) \quad (\text{I.19})$$

Ces équations permettent de dessiner le schéma ci-dessous:



Figure(I.6) : Schéma équivalent d'une phase.

$L_1$  : inductance cyclique de fuite du stator.

$L_2$  : inductance cyclique de fuite du rotor.

Dans un moteur sans fuites les inductances  $L_1$  et  $L_2$  sont nulles.

### I.7.3 Modèle a fuites totalisées au rotor

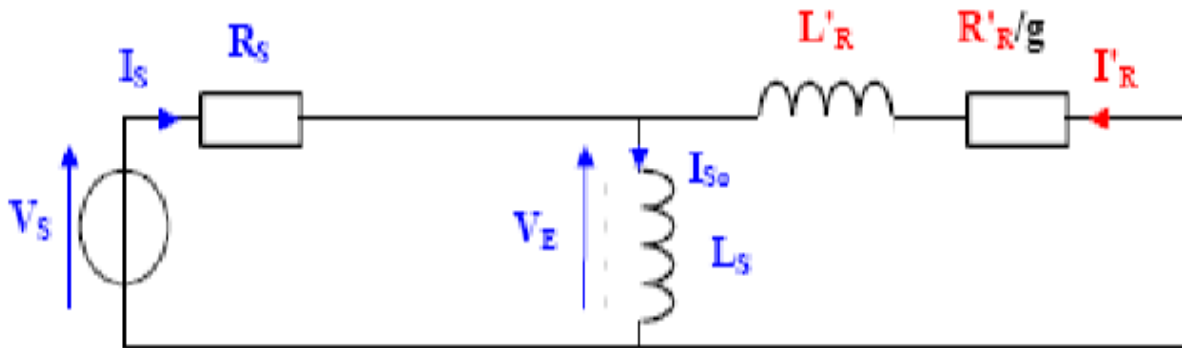


Figure (I.7) : Modèles des fuites totalisées

Par équivalence des deux schémas précédentes (Figure (II.6) et (II.7)), on peut identifier les nouvelles paramètres du schéma ci-dessus.

$I_{s0}$  Courant absorbé à vide ( $g=0$ )

$$I_r' = \frac{Msr}{Ls} I_r \tag{I.20}$$

$$Rr' = \left(\frac{Ls}{Msr}\right)^2 Rr \tag{I.21}$$

$$Lr' = \partial \left( \frac{Ls}{Msr} \right)^2 Lr \quad (\text{I.22})$$

$\partial = 1 - \frac{Msr^2}{Ls Lr}$  : Coefficient de dispersion de BLONDEL

### I.7.4 Modèle a fuites totalisees au stator

On peut ramener les fuites au niveau du stator et on aura le schéma suivant.

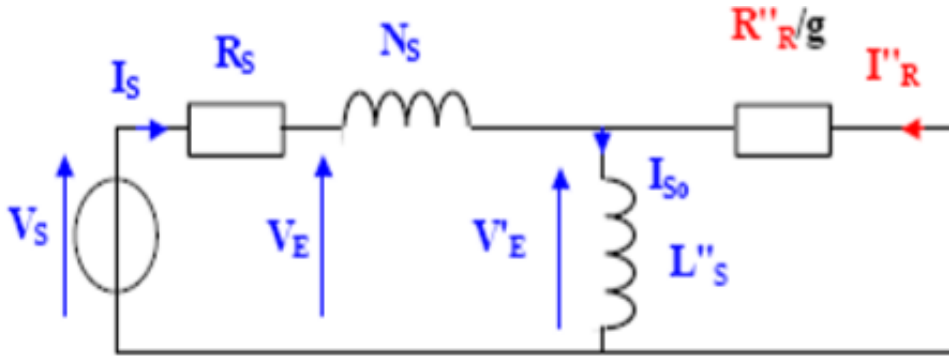


Figure (I.8) : Schéma équivalent ramené au stator.

L'équivalence de ce schéma avec le schéma de la figure (I.6) nous conduit au calcul des nouvelles paramètres qui sont comme suit:

$$V_{E'} = j\omega_s \left( \frac{Msr}{Lr} \right) \phi_r \quad (\text{I.23})$$

$$Ls'' = (1 - \partial)Ls = \frac{Msr''}{Lr} = \left( \frac{Msr}{Lr} \right)^2 Lr \quad (\text{I.24})$$

$$Rr'' = \left( \frac{Msr}{Lr} \right)^2 Rr \quad (\text{I.25})$$

$$Ns = \partial Ls \quad (\text{I.26})$$

### I.7.5 Equation du couple électromagnétique

$$C_e = \frac{3pR'}{\omega s g} (I_{r'})^2 \quad (\text{I.27})$$

$$\overline{I_{r'}} = \frac{V_s^2 - R_s \bar{I}_s}{\frac{Rr'}{g} + jL'\omega s} \quad (\text{I.28})$$

Si on néglige la résistance statorique on aura:

$$I_{r'} = \frac{V_s^2}{\sqrt{\left(\frac{Rr'}{g}\right)^2 + (L'\omega s)^2}} \quad (\text{I.29})$$

Pour un glissement faible on peut écrire:

$$C_e = 3 \frac{P}{\omega s} V_s^2 \frac{g}{Rr'} \quad (\text{I.30})$$

Le couple varie linéairement en fonction du glissement.

Le couple maximum correspond à:

$$\left(\frac{Rr'}{g}\right)^2 = (Lr'\omega s)^2 \quad (\text{I.31})$$

$$gm = \frac{Rr'}{Lr'\omega s} \quad (\text{I.32})$$

On aura alors :

$$C_{e_{\max}} = \frac{P}{Lr'} \left(\frac{V_s}{\omega s}\right)^2 \quad (\text{I.33})$$

## I.8 Transformation triphasé-biphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé  $\alpha\beta$

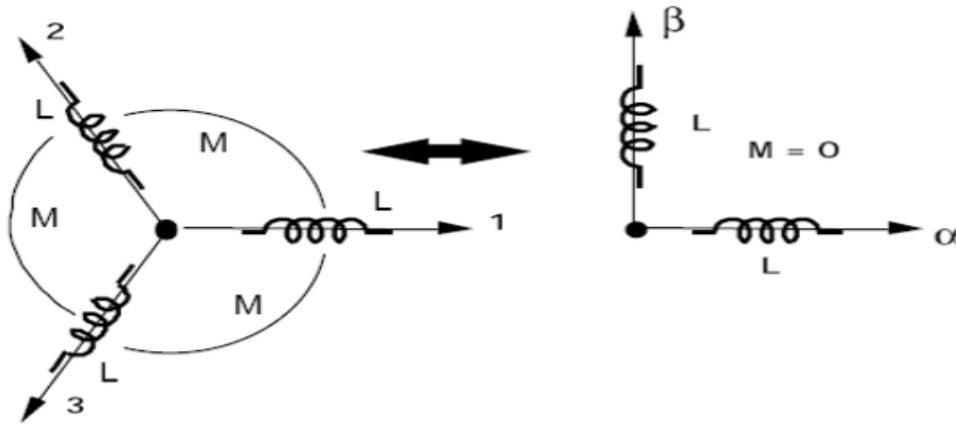


Figure (I.9) : Passage du système triphasé au système biphasé.

Il existe principalement deux transformations : CLARKE et CONCORDIA. La transformation de CLARKE conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient  $3/2$ ). Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes.

### I.8.1 Transformation de CLARKE

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE  $\alpha\beta$  s'écrit :

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \xrightarrow{c23} \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \end{bmatrix} \quad \text{Càd } [X\alpha\beta] = C23[Xabc] \quad (\text{I.34})$$

Avec,

$$C23 = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Le passage inverse s'écrit:

$$[X_{abc}] = C32[X_{\alpha\beta}] \text{ avec } C32 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq. Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du Courant absorbé par le moteur.

## I.8.2 Transformation de CONCORDIA

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé  $\alpha\beta$  s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T23} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ C\`a d } [X_{\alpha\beta}] = T23 [X_{abc}] \quad (\text{I.37})$$

Avec,

$$T23 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = T23[X_{\alpha\beta}] \text{ avec } T23 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

## I.8.3 Transformation de PARK.

### I.8.3.1 Principe de la transformation de PARK.

La transformation de la machine triphasée à une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé (a, b, c) par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park.

Le repère (d, q) est tournant ou fixe.

### I.8.3.2 Matrices de passage

La matrice de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est définie comme suit:

$$\begin{bmatrix} X0 \\ Xd \\ Xq \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

Sous forme plus compacte.

$$[X0dq] = p(\theta)[Xabc] \quad (\text{I.41})$$

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

La matrice de la transformation de PARK qui conserve les amplitudes est définie comme suit:

$$p(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

### I.8.3.3 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone

Pour cette étude, on se restreint à la transformation de Park qui conserve la puissance instantanée.

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

$$[V0dq]i = p(\theta)[Vabc]i \quad (\text{I.44})$$

$$[i0dq]i = p(\theta)[iabc]i \quad (\text{I.45})$$

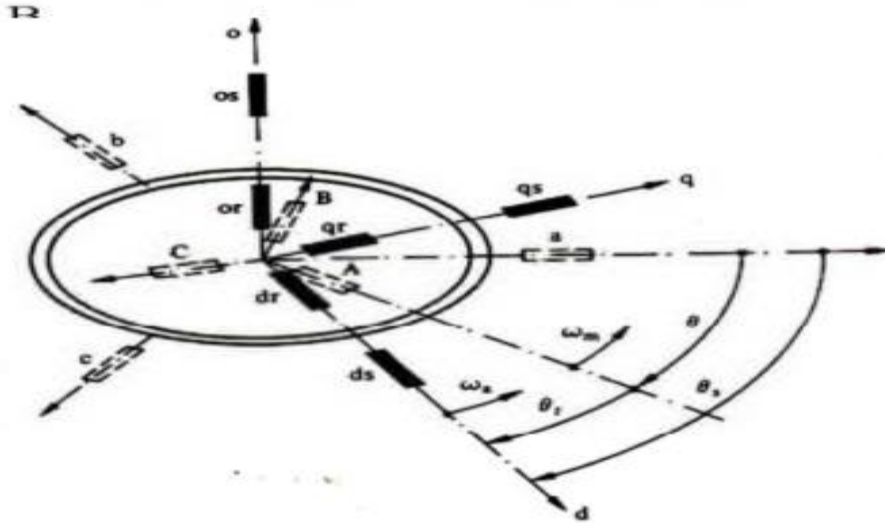
$$[\Psi0dq]i = p(\theta)[\Psi abc]i \quad (\text{I.46})$$

$i = s, r(\text{stator}, \text{rotor})$

Cette transformation est schématisée par la figure représentée ci-dessous.

$\theta_s$ : Déphasage entre l'axe (A) de la phase statorique et l'axe direct de Park.

$\theta_r$ : Déphasage entre l'axe (A) de la phase statorique et l'axe (a) de la phase rotorique



**Figure (I.10) :** Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone

### I.8.3.3.1 Equations électriques.

Choisissons de fixer le repère dq au champ tournant. Cela nous permet d'avoir les grandeurs courants, tensions et flux continues en régime permanent ce qui rend la commande similaire à celle de la machine à courant continu

Notons.

$\omega_s$ :  $\theta_s$  pulsation statorique

$\omega_r$ :  $\theta_r$  pulsation rotorique

$\omega = \omega_s - \omega_r = \theta = p\Omega$  pulsation mécanique.

Nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} & (I.47) \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\
 0 &= R_r i_{dr} - \omega_r \phi_{qr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \omega_r \phi_{dr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt}
 \end{aligned}$$

### I.8.3.3.2 Equations magnétiques

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + M_{ids} & (I.48) \\
 \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + M_{iqr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + M_{ids} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + M_{iqs}
 \end{aligned}$$

### I.8.3.3.3 Expression du couple électromagnétique

On sait que la transformation de PARK conserve la puissance instantanée ce qui nous permet d'écrire:

$$P_e = V_{s1}i_{s1} + V_{s2}i_{s2} + V_{s3}i_{s3} = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \quad (I.49)$$

Faisons intervenir les équations (I.15), (I.16) on obtient :

$$\begin{aligned}
 P_e &= \left[ R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sd} \right] I_{sd} + \left[ R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \right] I_{sq} & (I.50) \\
 P_e &= [R_s I_{sd}^2 + R_s I_{sq}^2] + \left[ \frac{d\phi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} I_{sq} \right] + [\omega_s (\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd})]
 \end{aligned}$$

Le premier terme de cette expression représente les pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

Le deuxième terme correspond à l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique.

Le dernier terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique, puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

Cette puissance peut se mettre sous la forme:

$$P_e = C_e \Omega_s = \omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I.51})$$

$$C_e = P (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I.52})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané:

### I.8.3.3.4 Equation de mouvement

L'équation de mouvement est donnée d'après la loi fondamentale de la dynamique.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (\text{I.53})$$

$J$ : Moment d'inertie des pièces tournantes.

$\Omega$ : Vitesse mécanique du rotor en tr / mn

$C_e$ : Couple électromagnétique.

$C_r$ : Couple résistant (couple de charge).

## I.9 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

La modélisation de la machine revient à mettre l'ensemble des équations régissent le fonctionnement de la machine sous forme d'état :

$$[X] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.54})$$

$[X]$  : Vecteur d'état.

$[U]$ : Vecteur de commande

$[A]$  : Matrice d'évolution

$[B]$  : Matrice de commande

Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif de la commande. Pour la modélisation qui suit le vecteur d'état est :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}$$

Le modèle de la machine est donné par l'écriture matricielle suivante:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{M T_r}\right) \frac{1-\sigma}{\sigma} & \frac{\omega r}{M} \\ -\omega s & -1 \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \left(\frac{\omega r}{M}\right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{M T_r}\right) \\ \frac{M}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega g \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega g & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

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

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

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

D'après ce système matriciel, on peut définir le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ - \left( R_s + \left(\frac{M}{L}\right)^2 R_r \right) I_{ds} + \sigma L_s \omega s I_{qs} + \frac{M R_r}{L^2} \phi_{dr} + \frac{M}{L_r} \omega r \phi_{qr} + V_{ds} \right]$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\sigma L_s \omega s I_{ds} - \left( R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r \right) I_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega r \phi_{dr} + \frac{M R_r}{L_r^2} \phi_{qr} + V_{qs} \right]$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M R_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} + (\omega s - \omega r) \phi_{qr}$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M R_r}{L_r} I_{qs} - (\omega s - \omega r) \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P^2 M}{J L_r} (I_{qs} \phi_{dr} - I_{ds} \phi_{qr}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r$$

$$\phi_{qs} = \frac{M}{L_r} \phi_{qr} + \sigma L_s I_{qs}$$

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{M}{L_r} I_{ds}$$

(I.55)

$$I_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{M}{L_r} I_{qs}$$

## I.10 Simulation du modèle de la machine asynchrone

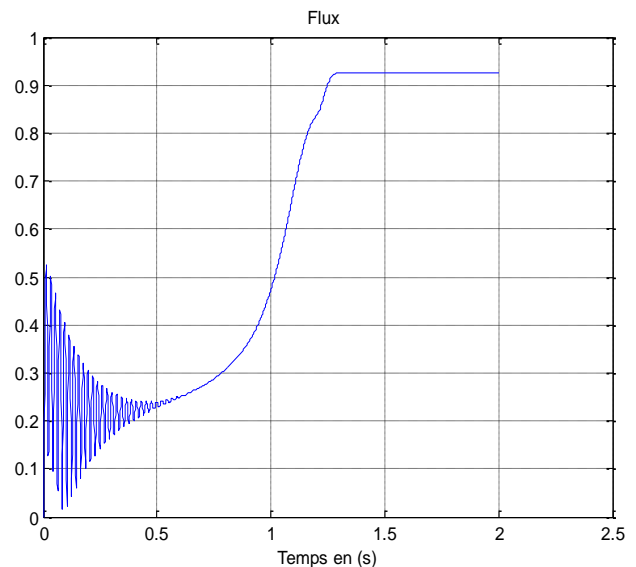
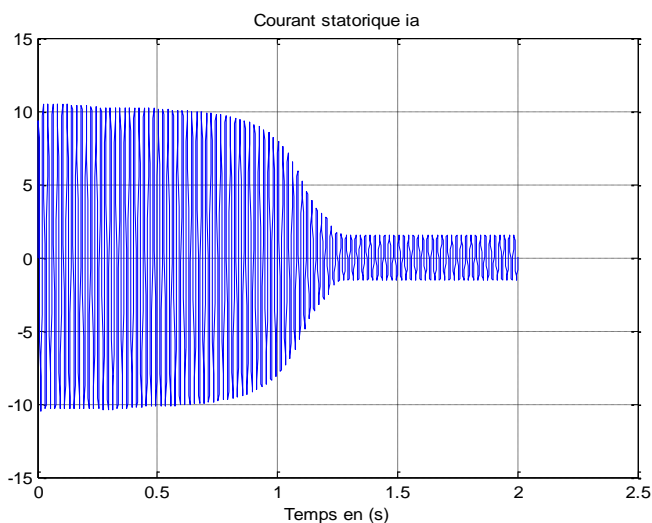
Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe , et l'outil de programmation utilisé est le logiciel MATLAB.

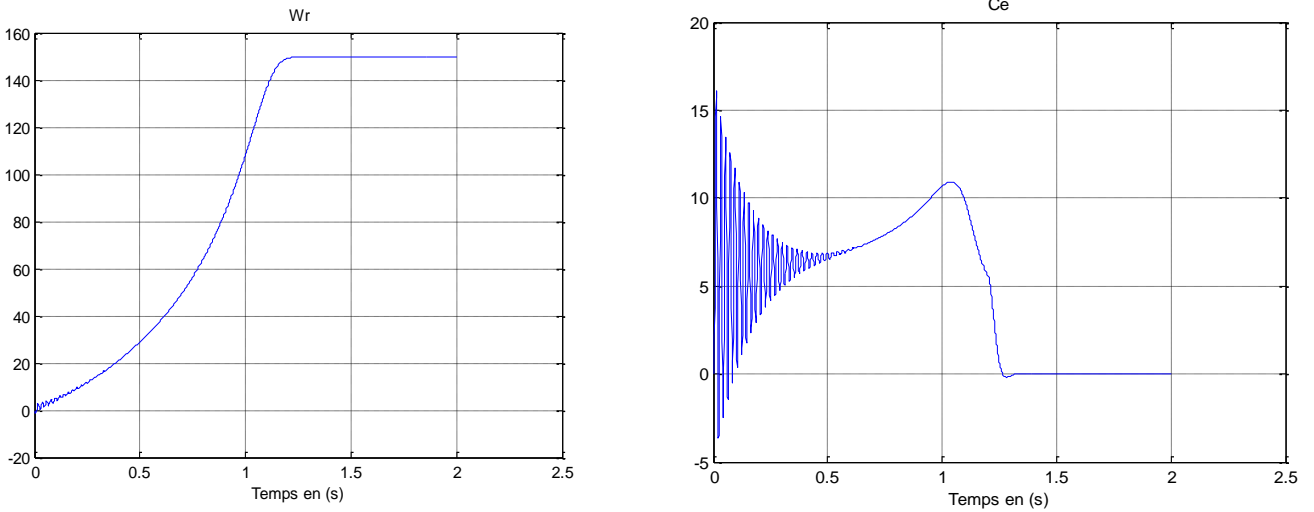
Pour illustrer les caractéristiques usuelles de la machine asynchrone, on a simulé le comportement de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé, pour deux cas, démarrage à vide, et introduction d'un couple de charge (voir figure (I.11) et (I.12)).

ont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent présentées comme suite :

### I.10.2.1 Démarrage à vide:

Les résultats de simulation représentent les caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau.





Figure(I.11) : Démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé équilibré

**I.10.2.2 Démarrage en charge :**

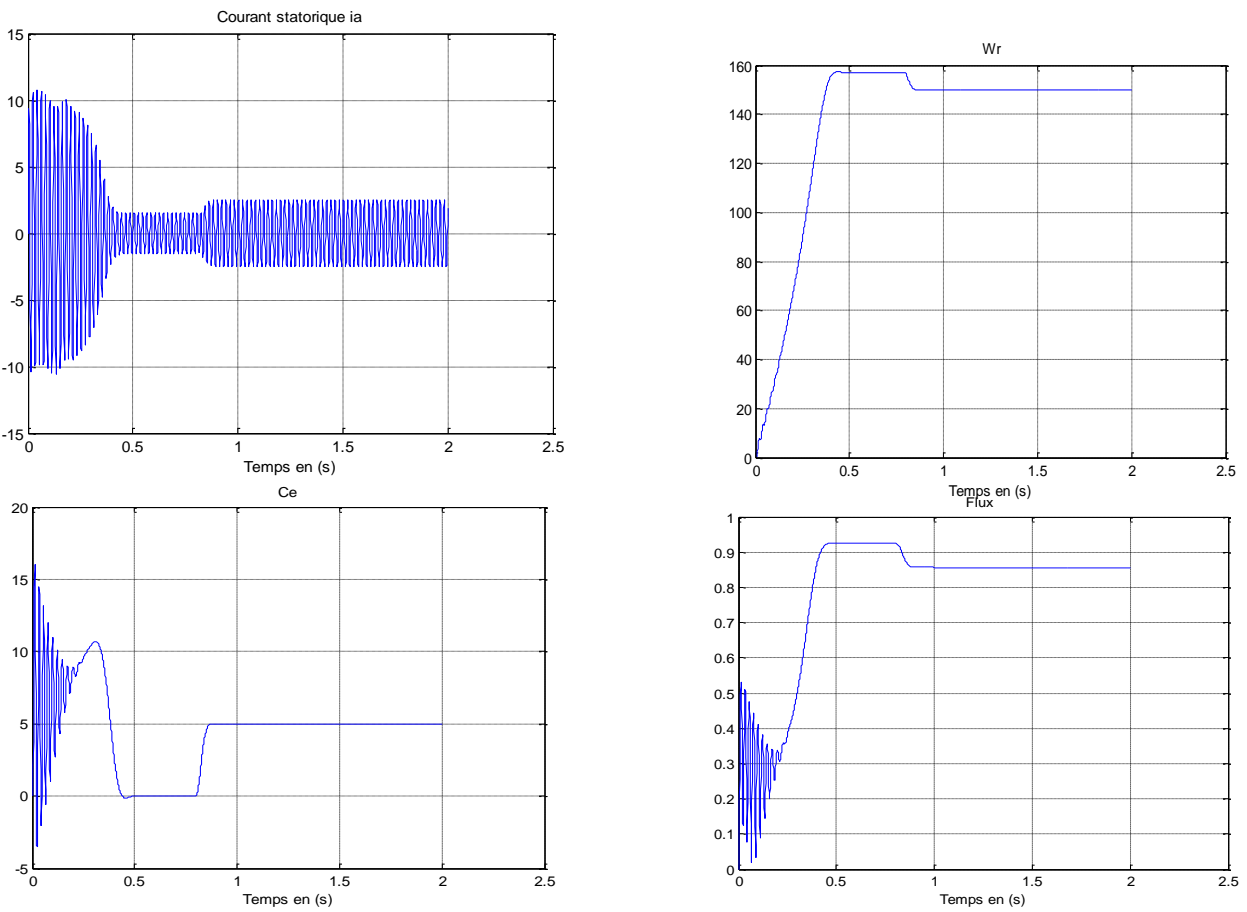


Figure (I. 12) :Machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé équilibré (démarrage à vide et application d'une charge de 5N.m à t=0.8s).

## I.11 Interprétations des résultats

On constate d'après les courbes de la figure (I.11) que la vitesse s'établit lentement au bout d'un temps de (0.4s).

Lors du démarrage, on remarque aussi un fort appel de courant (10A), pour créer le flux nécessaire au couple demandé. Ce dernier atteint un pic de (15N.m) puis se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

Le flux rotorique total dans le repère de Park se stabilise à une valeur de (0.92Wb) en régime établi.

On note aussi d'après la figure (I.12), que l'introduction d'un couple de charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation, de même pour le flux rotorique ce qui montre bien le fort couplage existant entre ces différentes variables.

Donc pour améliorer la réponse dynamique de la machine, et éliminer l'interaction existante entre les différentes variables, on a recours à la commande vectorielle qui permet d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux. Les résultats d'une simulation de ce contrôle vectoriel seront présentés dans ce qui suit.

## I.12 Conclusion

Cette étude nous a permis d'élaborer les différents modèles dynamiques du moteur asynchrone. Ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements de la machine ou pour mettre en place les différentes stratégies de commande.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques sont fortement non linéaires et couplées.

L'utilisation des transformations de Park appliquées aux enroulements statoriques et rotoriques nous a permis de surmonter la non linéarité des équations des tensions et d'avoir ainsi un modèle plus simple.

Le couplage du flux et du couple reste un problème à prendre en compte pour concevoir une stratégie de commande aussi comparable à celle du moteur à courant continu.

# **Chapitre II**

## **Commande vectoriel de la machine asynchrone**

## II.1 Introduction

Une véritable mutation de l'industrie mondiale imposée par la robotisation de plus en plus intense fait appel aux variateurs de vitesse avec des machines à courant alternatif . A l'heure actuelle, le moteur asynchrone, de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue synchrone couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts jusqu'à quelques mégawatts. Ces dernières décennies, les recherches universitaires et industrielles se sont orientées afin d'aboutir à un contrôle du variateur asynchrone équivalent à celui d'un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le flux et le couple sont, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées indépendamment, idée mise en existence par BLASCHKE en 1971 sous le nom « commande vectorielle », et propulsée par le développement spectaculaire de la micro-informatique et de l'électronique de puissance . [3]

Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension. La simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension.

## II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.[4]

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.[4]

Commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe « d, q ». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère « d, q » entraîne l'alignement de l'axe « d » sur la

résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1) .[5]

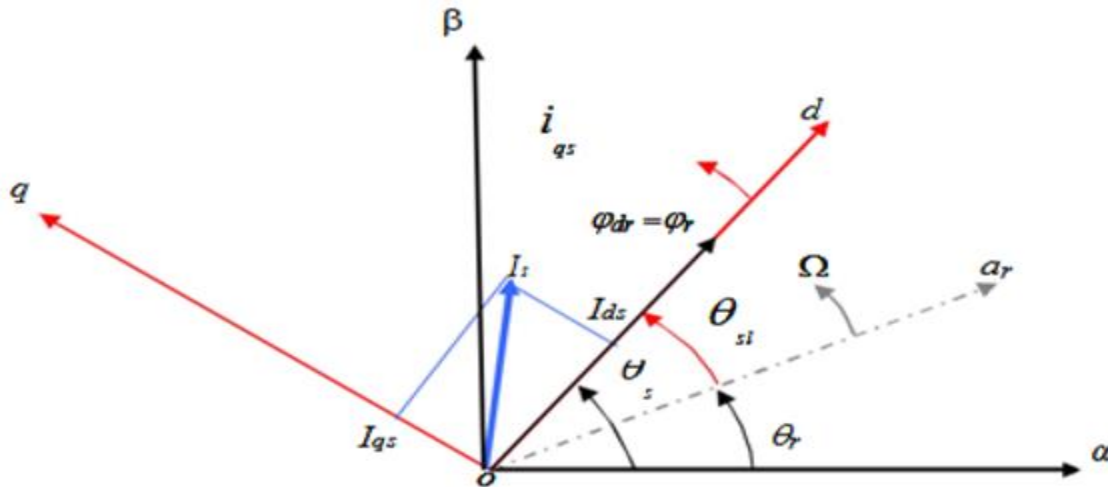


Figure (II. 1) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)[4]

### II.2.1 Choix d'orientation de flux:

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

$\phi_{rq} = 0$  et  $\phi_r = \phi_{rd}$  : c'est le flux rotorique qui orienté.

$\phi_{sd} = 0$  et  $\phi_s = \phi_{sq}$  : c'est le flux statorique qui orienté.

$\phi_{mq} = 0$  et  $\phi_m = \phi_{md}$  : c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique. [5]

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

### II.3 Principe du contrôle par flux orienté

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ( $\omega_s$ ), donc on peut remarquer les propriétés suivantes [4]:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle. ( $\Phi_{rq} = 0$ )
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ( $\overline{\Phi}_r = \Phi_r d$ ).
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.  $\Phi_r = cste \longrightarrow i_{rd} = 0$

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \Phi_s + j\omega_s \Phi_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_r + j\omega_r \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \longrightarrow \bar{i}_r = \frac{\Phi_r}{L_r} - \frac{M \bar{i}_s}{L_r} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec  $\overline{X} = X_d + jX_q$  ( $\overline{X}$  représente le flux, les courants et les tensions).

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état ( $\bar{i}_s, \overline{\Phi}_r$ ) on réalise les changements suivants :

$$\overline{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M \overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left( 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \overline{\Phi}_r \quad (\text{II.3})$$

$$\overline{\Phi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \overline{\Phi}_r \quad (\text{II.4})$$

$$\bar{i}_r = \frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - M \frac{\bar{i}_s}{L_r} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} V_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left( \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \overline{\Phi}_r \right) + j\omega_s \left( \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \overline{\Phi}_r \right) \\ 0 = R_r \left( \frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M \bar{i}_s}{L_r} \right) + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_r + j\omega_r \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

(II.7)

$$0 = -\frac{MRr}{Lr} \bar{i}_s + \left(\frac{Rr}{Lr} + j\omega r\right) \phi_r + \frac{d}{dt} \phi_r$$

$$0 = -\frac{MRr}{Lr} \bar{i}_s + \left(\frac{Rr}{Lr} + j\omega r + S\right) \bar{\phi}_r ; \bar{\phi}_r = \phi_r \quad (\text{II.8})$$

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\begin{cases} 0 = -\frac{MRr}{Lr} i_{ds} + \left(\frac{Rr}{Lr} + S\right) \bar{\phi}_r \\ 0 = -\frac{MRr}{Lr} i_{qs} + \omega r \phi_r \longrightarrow i_{qs} = \frac{\omega r Lr}{RrM} \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{S + \frac{Rr}{Lr}}{\frac{MRr}{Lr}} \phi_r = \frac{S + \frac{1}{Tr}}{\frac{M}{Tr}} \phi_r = \frac{TrS + 1}{M} \phi_r \\ i_{qs} = \frac{Tr\omega r}{M} \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La relation de signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps Tr

$$\bar{V}_r = 0 = Rr \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \phi_r + j \omega r \bar{\phi}_r \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = V_{dr} = Rr i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \omega r \phi_{qr} = -\omega r \phi_{qr} = 0 \quad (1) \\ V_{qr} = Rr i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \omega r \phi_{dr} \quad (2) \end{cases}$$

$$(1) \longrightarrow 0 = Rr i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \quad (\text{II.12})$$

$$\phi_{dr} = cste \longrightarrow \frac{d}{dt} \phi_{dr} = 0 \quad (\text{II.13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire :

$$\begin{cases} \phi_{qr} = 0 \\ \phi_{dr} = \phi_r = cste \\ i_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \phi_r = M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{rq} + M i_{qs} \end{cases} \quad (II.15)$$

A partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{qs} \quad (II.16)$$

On remplace le système (III.14) dans la formule de couple électromagnétique on aura :

$$C_e = \frac{P M}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (II.17)$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (II.18)$$

Avec :

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (II.19)$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (III.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.[4]

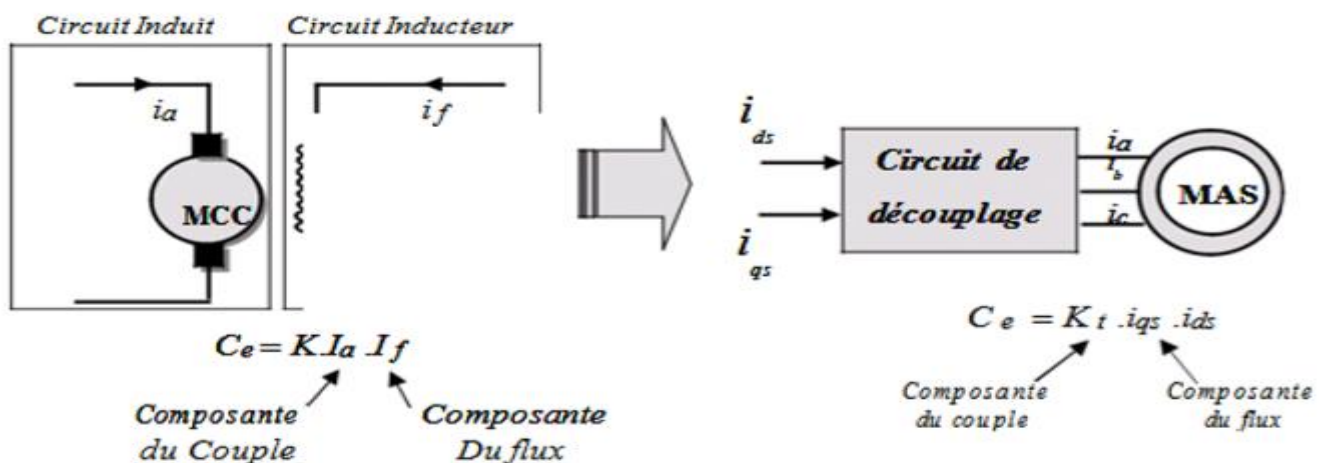


Figure (II.2) : Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu[6]

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [7]:

$$\omega_s = \omega_r + \omega = P\Omega r + \omega$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt$$

## II.4 Types de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui à été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse.[4]

### II.4.1 Commande vectorielle directe

Pour déterminer le position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteur spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et. Les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure du flux
- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [8].

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux. Nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur.

## II.4.2 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué .[9]

## II.5 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension

### II.5.1. Expression générale du moteur

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d,q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de  $\Phi_r$ .

Le flux étant orienté sur l'axe d, l'équation d'état  $\dot{X} = [A]X + [B]U$  nous permet d'exprimer  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ ,  $\Phi_r$  et  $\omega_r$  avec  $\Phi_{rq} = 0$  et  $\overline{\Phi_{rd}} = 0$ .

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des moteurs asynchrones alimentés en tension mais influent à la fois sur et donc

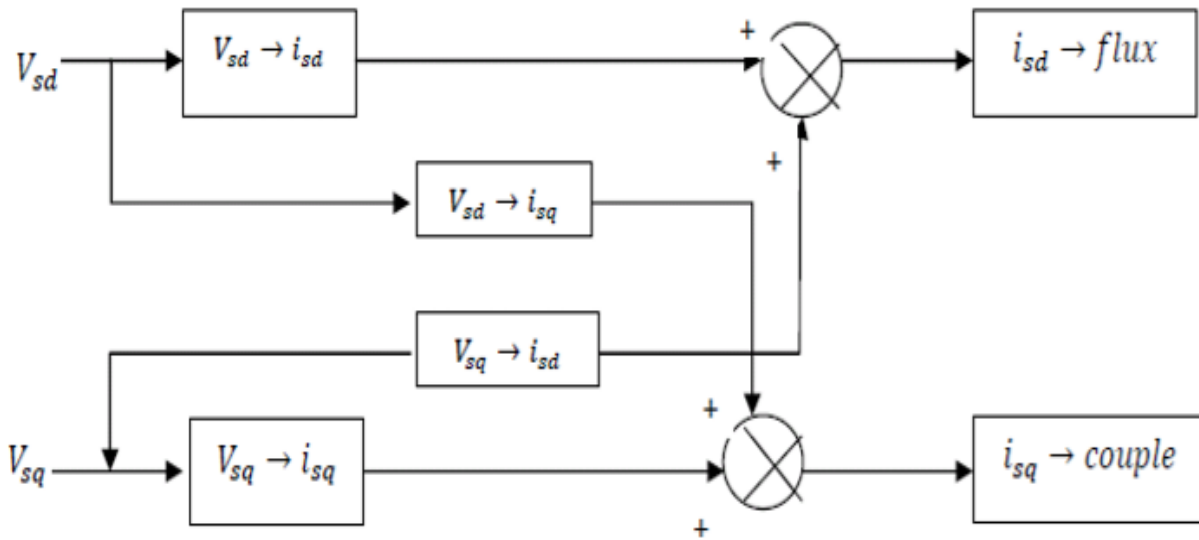


Figure (II.3) : Description des couplages

### II.5.2 Orientation du flux rotorique

Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct "d" du repère tournant, tels que  $\phi_{rd} = \phi_r$  (constant) et  $\phi_{rq} = 0$  figure (III.4).

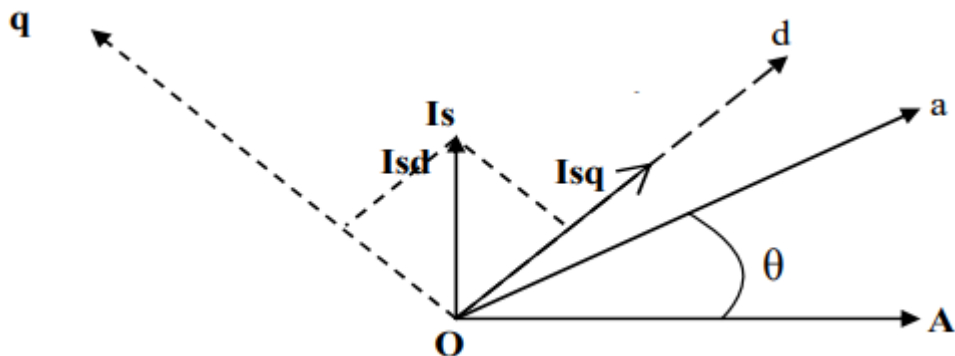


Figure (II.4) : Orientation du flux rotorique

Nous avons vu que le couple en régime quelconque s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux :

(II.21)

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd})$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient :

(II.22)

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_r i_{sq})$$

A l'examen de ces dernières relations, on constate que :

- la composante  $i_{sd}$  joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation  $\phi_r$
- la composante  $i_{sq}$  joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple. On retrouve à partir de (II.22) la configuration des machines à courant continu, constituant la base de la commande à flux rotorique orienté. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par méthode indirecte développée par K.Hasse.

## II.6 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causée par les encoches. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.[10]

## II.6.1 Structure de la CVD

### II.6.1.1. Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques et la vitesse du champ tournant.

### II.6.1.2. Système d'équations

Sachant que la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

(II.23)

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{rq} = 0$$

En substituant (II.23) dans le (II.22) et en tenant compte de (II.22), on obtient :

(II.24)

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \left( \frac{di_{sd}}{dt} \right) + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \left( \frac{di_{sq}}{dt} \right) + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = L_m i_{sd} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{sq} = \omega_s \Phi_r \\ C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r i_{sq}) \end{array} \right.$$

### II.6.1.3 Estimateur du flux rotorique

L'orientation du flux rotorique est déterminée moyennant une mesure directe par des capteurs dont la réalisation pratique est délicate. Dans la majorité des cas, ces capteurs sont proscrits et on a recours à des techniques d'estimation ou d'observation du flux à partir des grandeurs dites mesurables (tension, courant, vitesse). Un estimateur du vecteur flux  $\hat{\Phi}_r$ , établi dans (d, q) à partir du système d'équation (II.24). Le schéma bloc correspondant à cette équation est donnée par **Figure (II.5)**

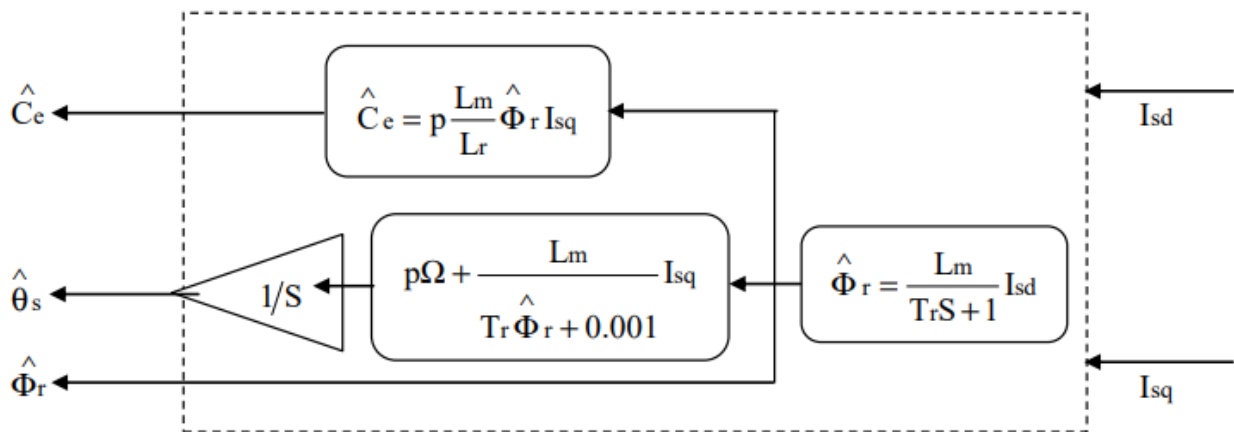
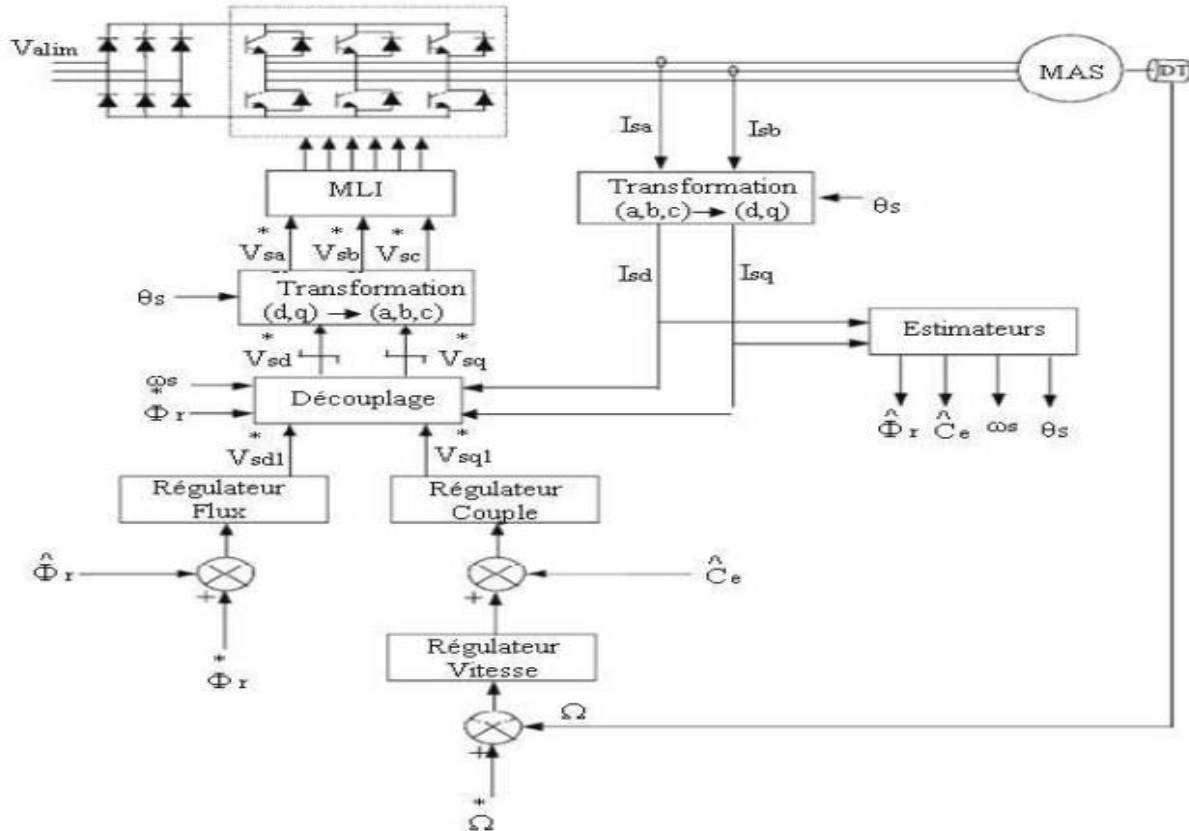


Figure (II.5): Représentation de l'estimateur

### II.6.2 Organisation fonctionnelle de la CVD

La stratégie de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté est présentée par le schéma fonctionnel de la **Figure (II.6)** suivante :



**Figure(II.6) :** Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension

Les expressions du système (II.24) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un grand inconvénient :  $V_{sd}$  influe à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour  $V_{sq}$ . On est alors amené à réaliser un découplage .[11]

### II.6.2.1 Découplage par compensation

Définissons deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  [3]

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \Phi_r + \frac{L_m^2}{T_r L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \left( \frac{di_{sd}}{dt} \right) + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \left( \frac{di_{sq}}{dt} \right) + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons

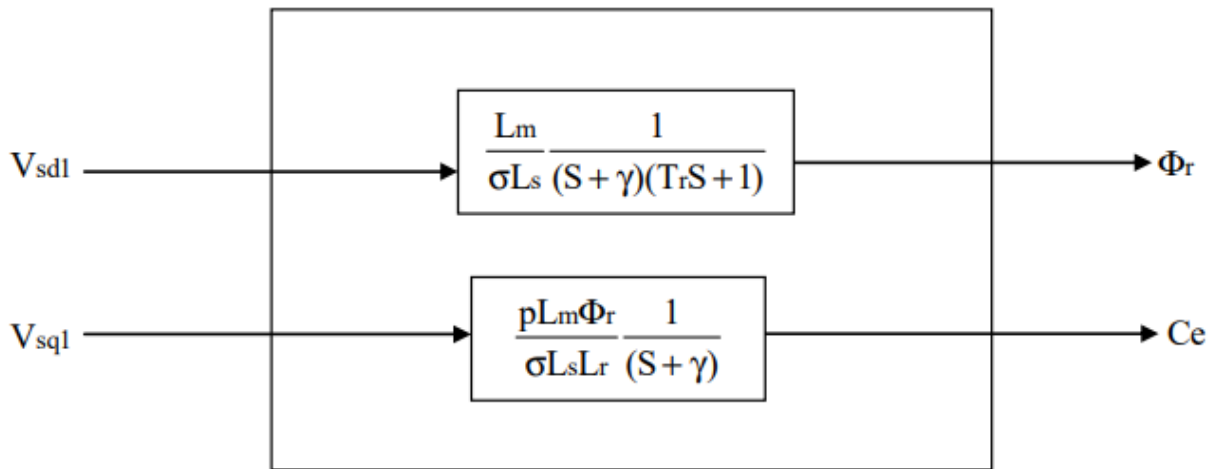


Figure (II.7) : Commande découplée –Expression de  $\Phi_r$  et  $C_e$

Avec :

$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} \quad (\text{II.28})$$

## II.7 Régulation:

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation :
- ✓ Temps de montée.
- ✓ Temps de réponse.
- ✓ Dépassement.
- ✓ Stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- Sensibilité à la variation de paramètres.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type proportionnel et intégral PI dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander.

### II.7.1 Régulateur de Vitesse

Comme on a vu précédemment, la dynamique de la machine en vitesse est donnée par l'équation mécanique, donc la régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

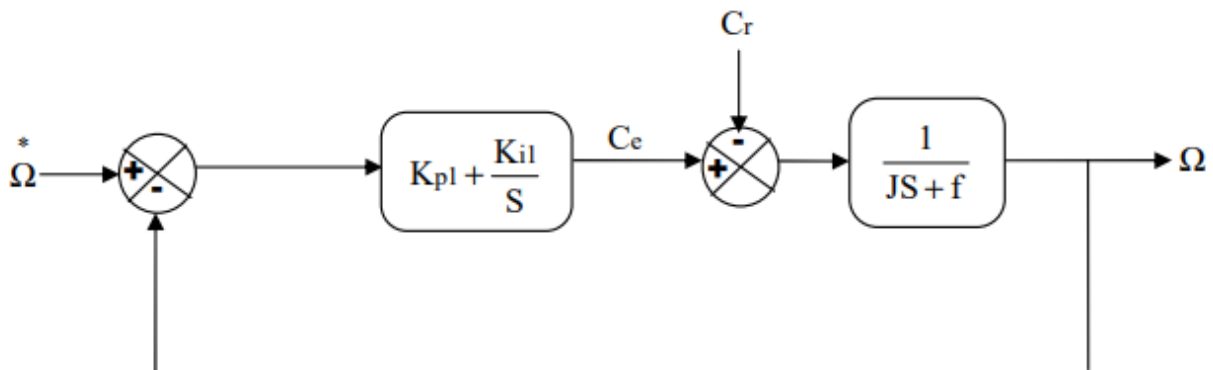


Figure (II.8) : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

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

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega(s)^*} = \frac{\left[ \left( \frac{1}{JS + f} \right) \left( K_{p1} + \frac{K_{il}}{S} \right) \right]}{1 + \left( \frac{1}{JS + f} \right) \left( K_{p1} + \frac{K_{il}}{S} \right)} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{il}} \quad (\text{II.30})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2 -ème ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{il}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{il}} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Pour un amortissement critique  $\xi = 1$  on obtient :

$$\begin{cases} K_{p1} = \tau_1 K_{il} \\ K_{il} = 4J/\tau_1^2 \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

## II.8. Présentation des résultants de simulation :

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel de la machine asynchrone, on a simulé les trois régimes transitoires (démarrage à vide, introduction d'un couple de charge et inversion du sens de rotation), et on a testé la robustesse de la commande vectorielle vis à vis à la variation des paramètres clés de la machine ( $L_r$ , et  $R_r$ ).

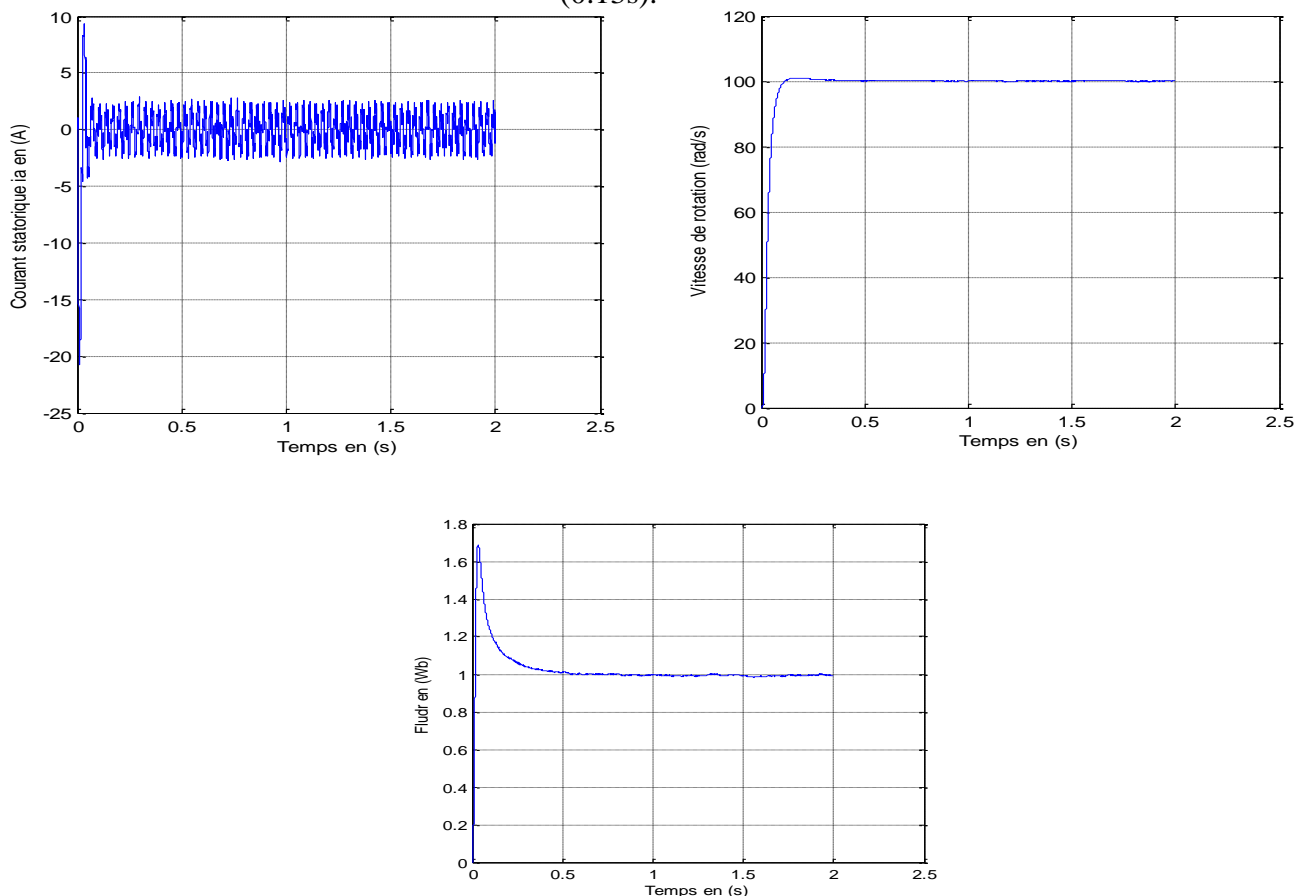
### II.8.1 Démarrage à vide :

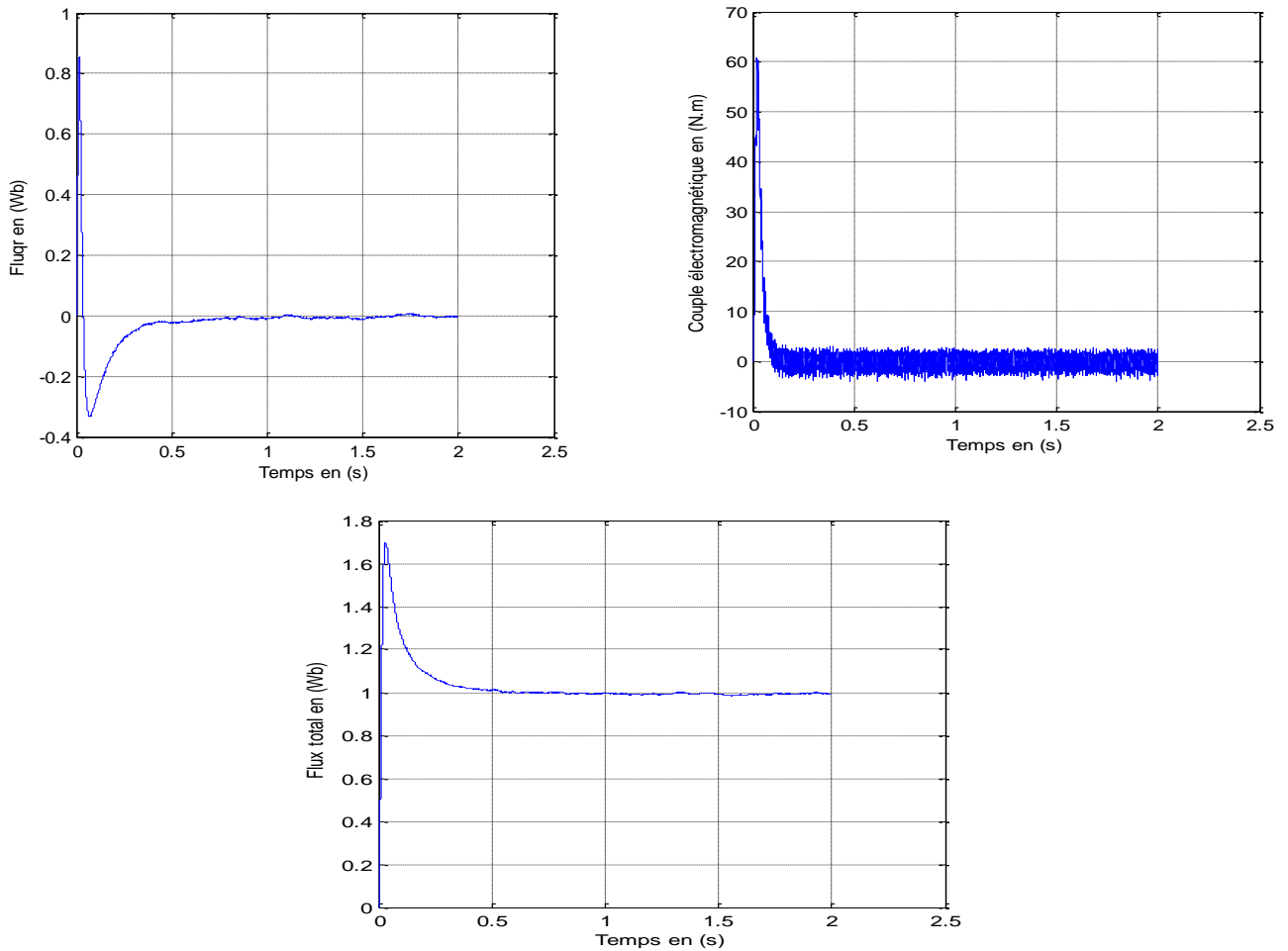
On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone à flux orienté schématisé par la figure (I.6), lors d'un démarrage à vide avec

( $\Omega_{\text{ref}}=100$  rad/s).

La figure (II.9) montre les performances de la régulation, on note une nette amélioration en régime dynamique, en effet la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps de

(0.13s).



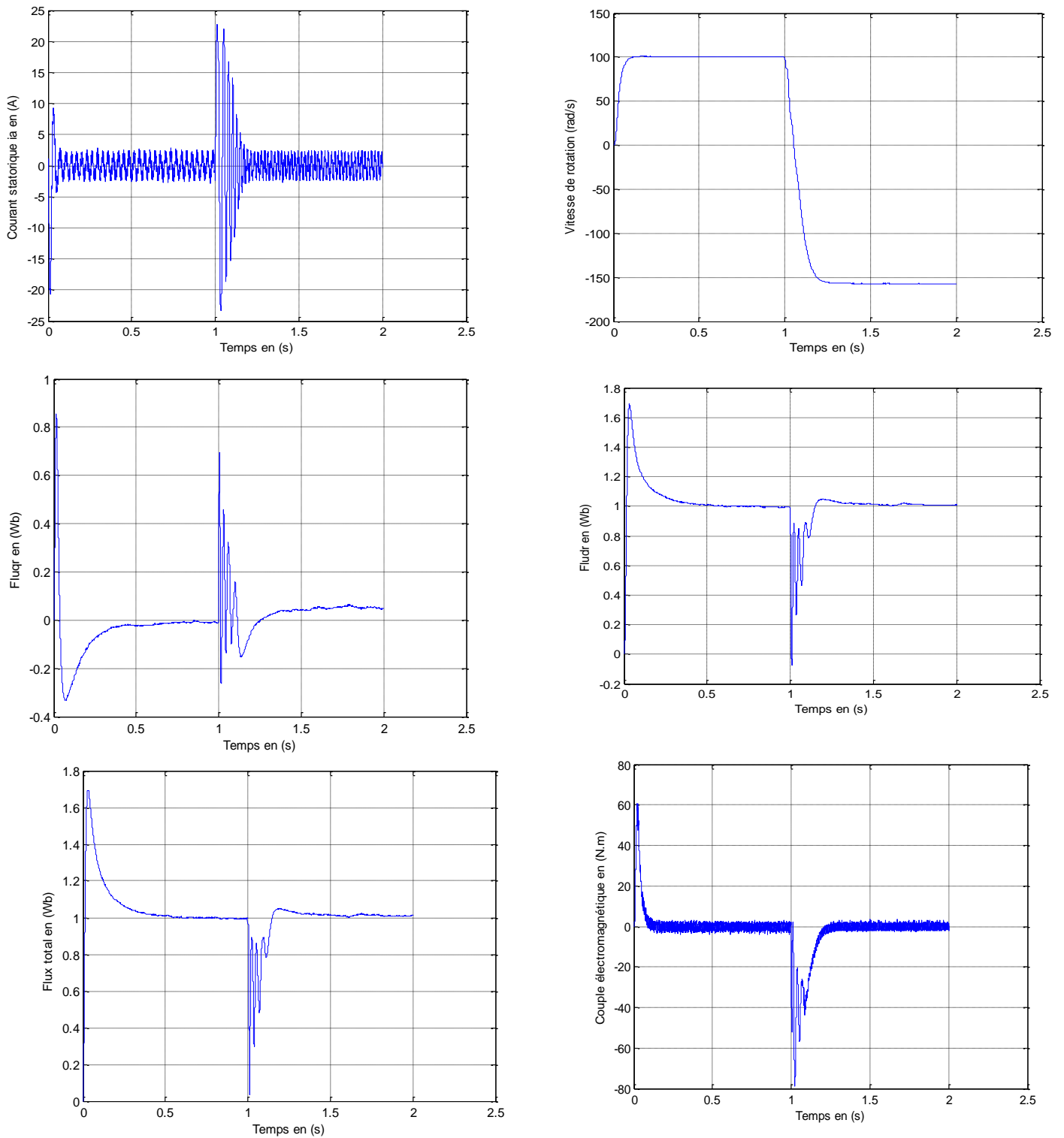


**Figure(II. 9) :** Réponse dynamique de la machine asynchrone à flux orienté avec un réglage de vitesse par PI classique au démarrage à vide.

## II.8. 2 inversion du sens de rotation :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle vis à vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rad/s à -150 rad/s après un démarrage à vide.

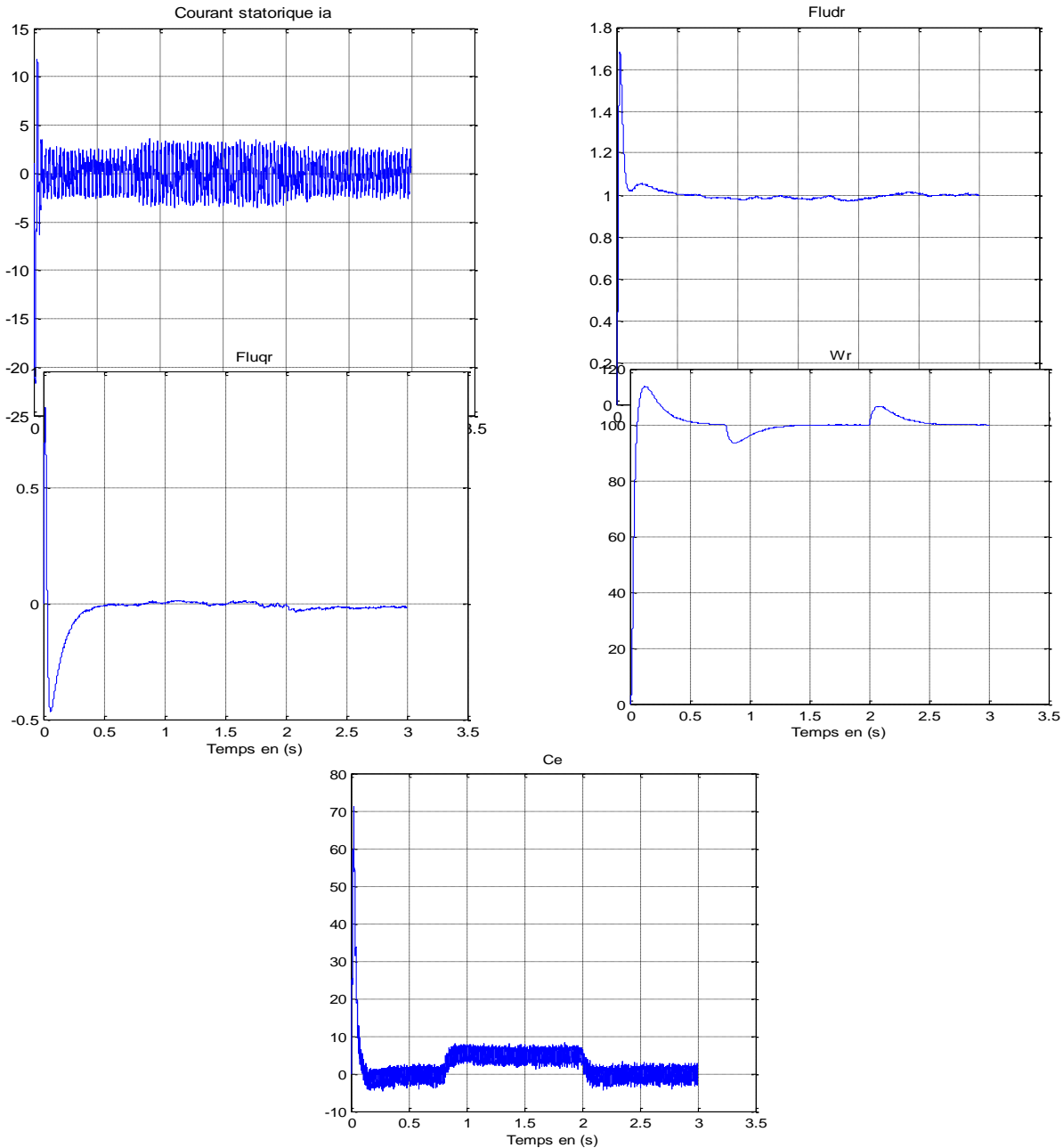
On constate d'après la figure (II.9) que le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique marquent des impulsions lors de l'inversion du sens de rotation de (100rad/s à -150rad/s) à l'instant ( $t=1s$ ), puis se stabilisent en régime permanent, donc le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des variations larges de vitesse.



**Figure (II.10) :** Réponse dynamique de la machine asynchrone à flux orienté avec réglage de vitesse par un PI classique lors de l'inversion de vitesse de (100rad/s à -150rad/s).

### II.8. 3 Introduction d'un couple de charge :

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de (5N.m) à l'instant ( $t=0.5s$ ) après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine asynchrone à flux orienté, est montré à la figure (I.11).



**Figure (II.11)** : Réponse dynamique de la machine asynchrone à flux orienté(Introduction d'un couple de charge

On note d'après la figure (I.11) que le régulateur PI classique est moins robuste vis à vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de vitesse.

## **II-9 Conclusion**

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, ainsi les différents types de la commande à savoir la commande directe. Le contrôle vectoriel direct nécessite la connaissance du flux réel pour pouvoir effectuer sa régulation. On a montré aussi les aspects de la commande vectorielle ainsi que son application à la machine asynchrone. Les résultats de simulation obtenus ont montré la faible robustesse de la commande vectorielle face à la variation paramétrique, ce qui nécessite une adaptation en temps réel des paramètres influents les lois de cette commande.

# **Chapitre III**

## **Commande directe du couple**

### III.1 Introduction

Le contrôle direct du couple, venu du terme anglais " Direct Torque Control (DTC)", des machines asynchrones proposé par Takachachi et Depenbrok est apparu dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques [10]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [12].

La DTC ou (direct torque contrôle) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [13].

### III.2 principe de la commande directe du couple

Le flux magnétique du stator est estimé en intégrant la tension alimentant le stator. Le couple est estimé en considérant qu'il est le produit du vecteur du flux et du vecteur du courant. Le flux est ensuite comparé à sa consigne. Si le couple ou le flux sortent d'une plage de tolérance prédéfinies, les transistors du variateur de vitesse sont commutés vers l'état suivant de telle manière à revenir dans la plage aussi vite que possible. Il s'agit donc d'une commande par hystérésis. Un des objectifs de la commande directe du couple est de réduire au maximum la fréquence de commutation de l'onduleur. Un autre est que le fonctionnement n'a pas besoin d'une tension continue constante à l'entrée de l'onduleur. Une capacité de lissage coûteuse est ainsi économisée.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure suivante (**Figure(III.1)**).

Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe  $\alpha\beta$ .

Le régulateur de flux est à deux niveau et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi.

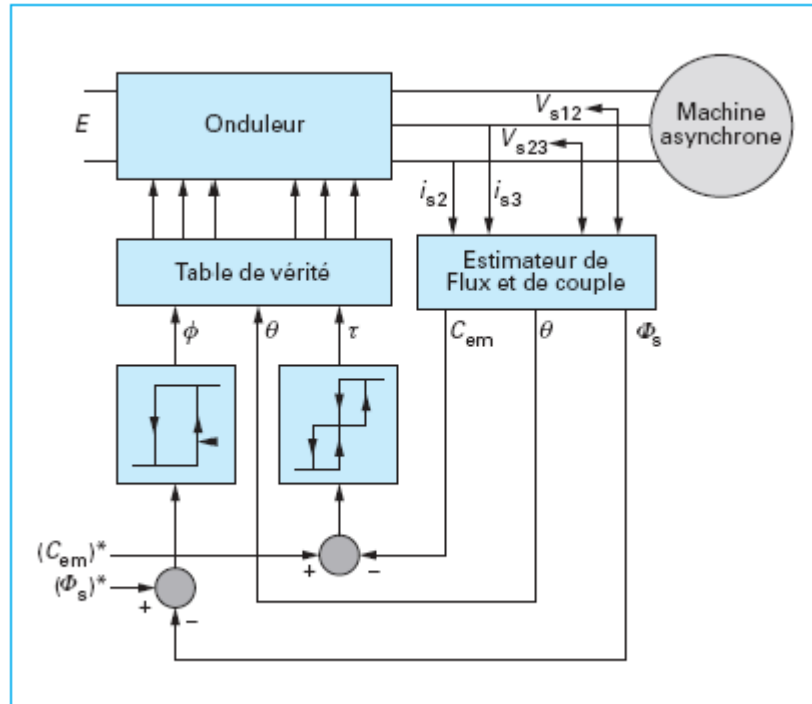


Figure (III.1) : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.

### III.3 Contrôle du flux et du couple

#### III.3.1 Contrôle du flux

Dans un référentiel de Concordia, le vecteur tension est régi par une équation différentielle. On se place dans un repère fixe  $\alpha\beta$  lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\overline{V_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \tag{III.1}$$

Ce qui permet de déduire l'expression de flux statorique par une simple intégration.

$$\overline{\phi_s} = \int (\overline{V_s} - R_s \overline{i_s}) dt \tag{III.2}$$

En négligeant la chute ohmique, la chute ohmique ( $R_s \bar{i}_s = 0$ ) et après une période de commutation (le vecteur tension délivrée par l'onduleur est constant par période de commutation), l'expression de flux statorique devient :

$\overline{\varphi}_s(k+1) \approx \overline{\varphi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \overline{\varphi}_s \approx \overline{V}_s T_e$	<b>(III.3)</b>
---	----------------

Où :

$\overline{\varphi}_s(\mathbf{k})$  : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel

$\overline{\varphi}_s(\mathbf{k} + \mathbf{1})$  : vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant

$\Delta \overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_s(\mathbf{k} + \mathbf{1}) - \overline{\varphi}_s(\mathbf{k})$  : vecteur variation de flux statorique

$T_e$  : période d'échantillonnage

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliqué (voir Figure(III.2)).[14]

Cette relation est illustrée par la (figure (III.2)) avec deux choix de vecteur tension :  $v_{s1}$  et  $v_{s4}$ .

Le vecteur  $v_{s1}$  introduit une augmentation de l'amplitude du flux et une diminution de sa vitesse.

Par contre, le vecteur  $v_{s4}$  fait diminuer l'amplitude du flux mais fait augmenter sa vitesse. Il en

découle que l'amplitude  $F_s$  du vecteur flux statorique  $s_j$  est contrôlable par la composante directe

$V_{ds}$  du vecteur tension  $v_s$ , alors que son sens de rotation, et donc son angle  $s_q$ , est contrôlable

par la composante en quadrature  $V_{qs}$ . Et, on le sait, faire tourner le vecteur flux statorique, entraîne

en toute évidence la création d'un couple. TAKAHASHI arrive donc à la conclusion qu'il est

possible de contrôler à la fois le flux et le couple directement par un choix adéquat du vecteur

tension brut fourni par l'onduleur.

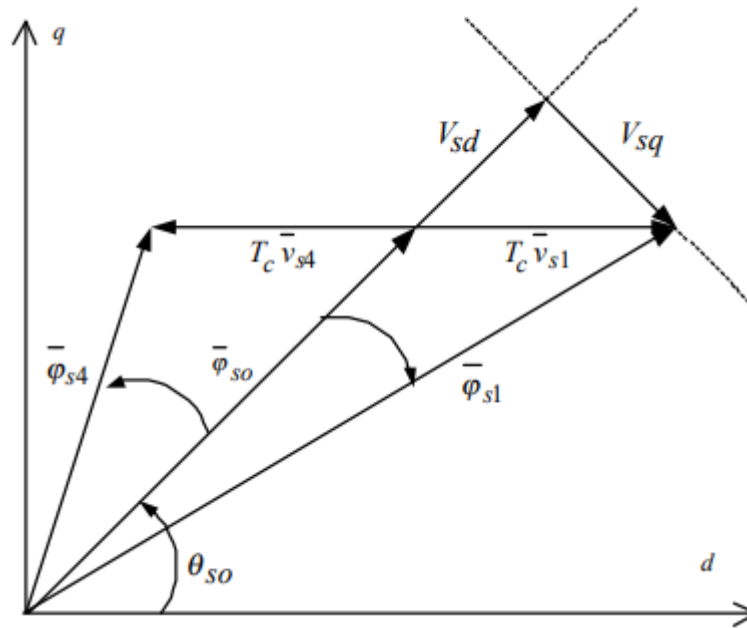


Figure (III.2) : Influence du choix du vecteur tension sur le vecteur flux statorique.

Cette stratégie de commande directe du couple des machines asynchrones est une alternative à la commande scalaire et la commande vectorielle. La commande DTC consiste à contrôler l’amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique. Ces grandeurs sont estimées à partir des grandeurs électriques statorique (courant, tension) sans avoir recourt à un capteur de vitesse et à un étage de modulation de largeur d’impulsion.

### III.3.2 Contrôle du couple

La recherche de règles d’évolution pour le couple électromagnétique s’avère plus délicate mais s’effectue de la même façon que pour le flux. Pour exposer quantitativement le principe de contrôle de couple, il est commode de supposer qu’au régime établi, le flux  $\overline{\phi_s}$  tourne avec une amplitude constante  $\phi_s$  et une pulsation moyenne. Le vecteur  $\overline{\phi_r}$  tourne également à une pulsation. L’équation de base du couple électromagnétique est donnée par l’expression suivante :

$$C_{em} = -p\Im m(\overline{\phi_s} \overline{i_s}^*) \tag{III.4}$$

De l’équation du flux  $\overline{\phi_s}$ , on déduit le courant  $\overline{i_s}$ :

$$\overline{i_s} = \frac{\overline{\phi_s} - m_r \overline{\phi_r}}{l_s} \tag{III.5}$$

$$\overline{\phi}_s = \phi_s e^{j\theta_s} \quad (\text{III.6})$$

$$\overline{\phi}_r = \phi_r e^{j\theta_r} \quad (\text{III.7})$$

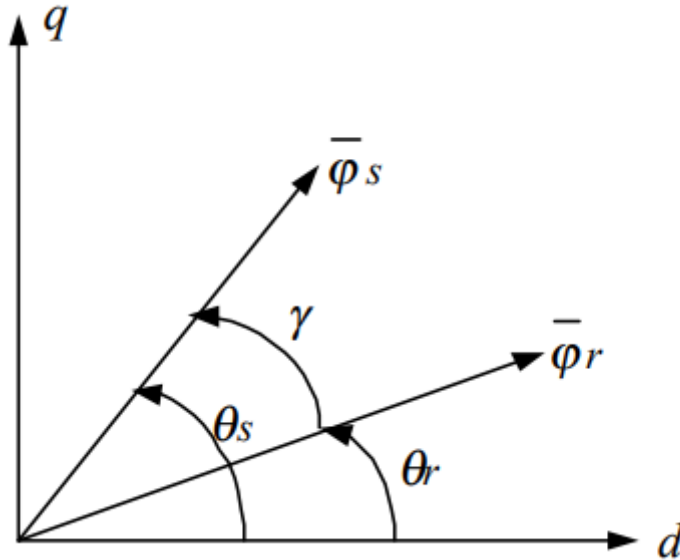


Figure (III.3) : représentation schématique des flux dans un repère d, q

En injectant l'expression (IV.5) du courant  $\overline{i}_s$  dans l'équation de couple (IV.4) et en remplaçant  $\overline{\phi}_s$  et  $\overline{\phi}_r$  par leurs expressions (IV.6) et (IV.7) et après développement on obtient :

$$C_{em} = \frac{p}{l_r} m_r \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$\gamma = \theta_s - \theta_r \quad (\text{III.8})$$

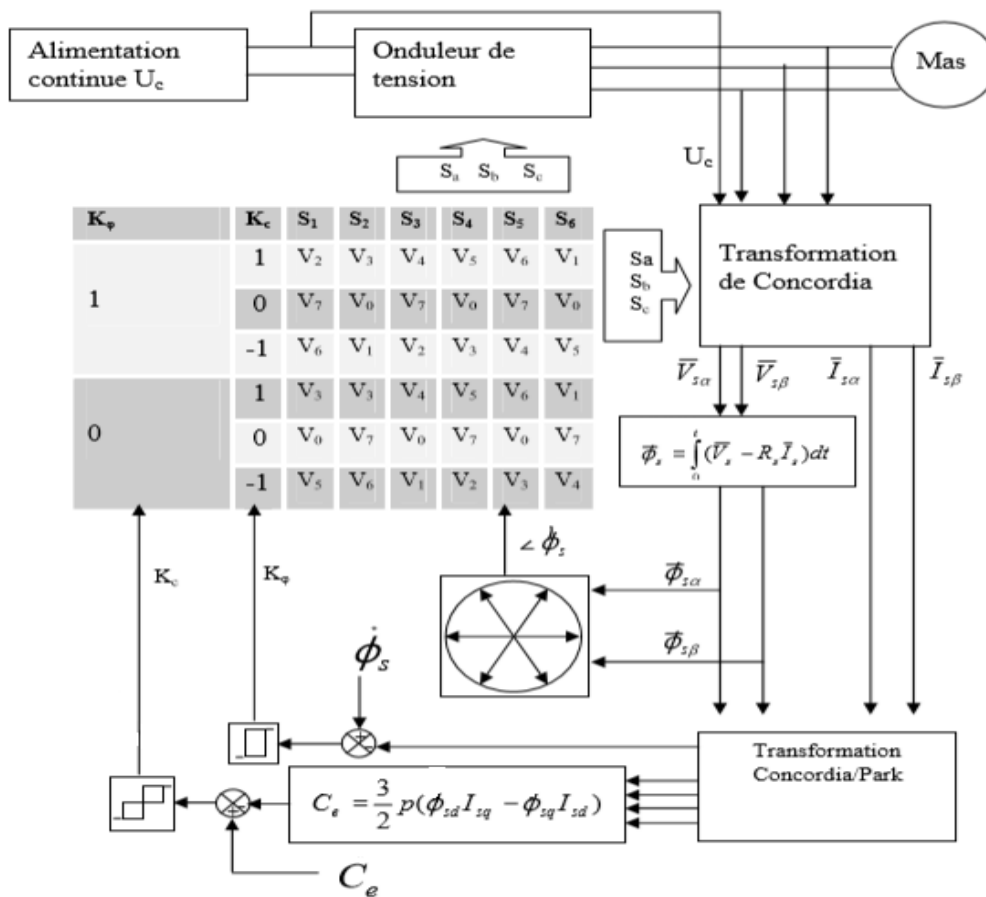
Cette équation montre que les variations du couple peuvent être contrôlées à partir de l'angle  $\gamma$  donc de la vitesse de rotation du flux statorique. Si l'angle  $\gamma$  augmente le couple électromagnétique augmente aussi, dans le cas contraire le couple diminue.

III.4 Stratégie de commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l’algorithme suivant :[14]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T ( $T_e \leq 50\mu s$ )
- A chaque coup d’horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique
- On estime le couple grâce à la relation suivante :  $C_e = p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha})$
- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu’on va présenter dans ce qui suit .

Le synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :



Figure(III.4) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

### III.5 Estimateurs

#### III.5.1 Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine. A partir de l'équation :

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III.9})$$

On obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur  $\overline{\phi}_s$  :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad (\text{III.10})$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (\text{III.11})$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  à partir des commandes ( $S_a$   $S_b$   $S_c$ ) et de la mesure de la tension  $U_d$  et par application de la transformée de Concordia :

$$\begin{aligned} \overline{V}_s &= V_{s\alpha} + jV_{s\beta} & (\text{III.12}) \\ V_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (S_b - S_c) \end{aligned}$$

De même les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $I_{sa}$ ,  $I_{sb}$  et  $I_{sc}$  et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\left\{ \begin{aligned} \overline{I}_s &= I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ I_{s\alpha} &= \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{aligned} \right. \quad (\text{III.13})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.14})$$

La zone  $Ni$  dans laquelle se trouve le vecteur  $\overline{\phi_s}$  est déterminée par le calcul de la phase de ce vecteur :

$$\phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{III.15})$$

### III.5.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} p(\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.16})$$

## III.6 Correcteurs

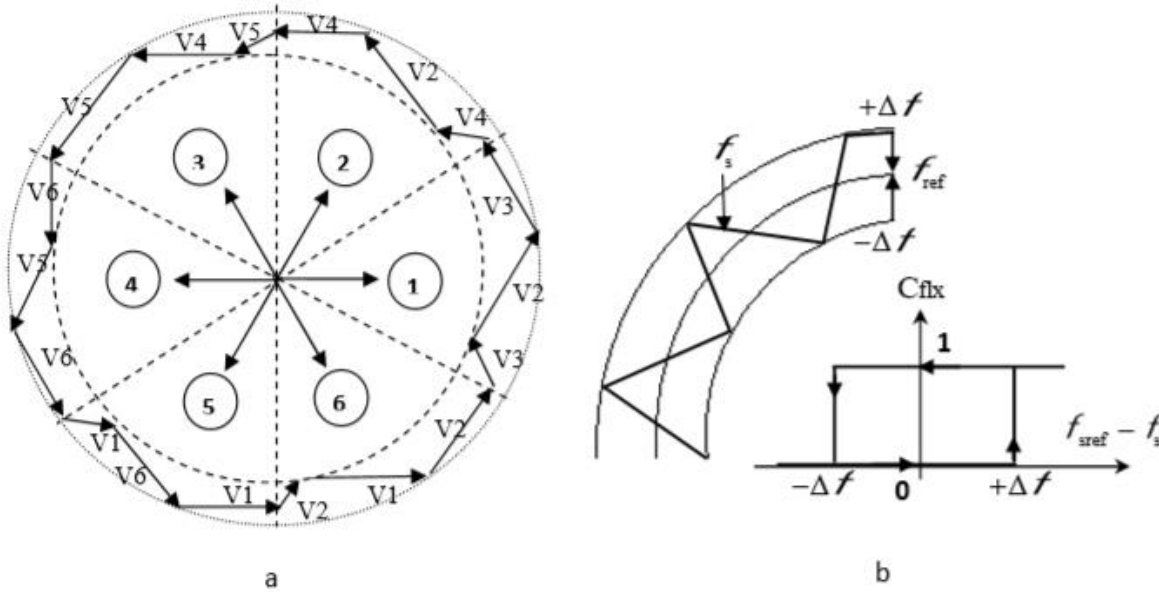
### III.6.1 Correcteur de flux

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la fig (II.3). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne  $C_{flx}$ , indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $C_{flx} = 1$ ) ou diminuée ( $C_{flx} = 0$ ) de façon à maintenir [15] :

$$|(\phi_s)_{\text{ref}} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (\text{III.17})$$

Avec :  $(\phi_s)_{\text{ref}}$  : est le flux de référence.

$\Delta\phi$  : est la largeur d'hystérésis du correcteur.



Figure(III.5) : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes

On peut écrire alors:

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0
 \end{cases}
 \text{ et } \begin{cases}
 d\Delta\phi_s / dt > 0 \\
 d\Delta\phi_s / dt < 0
 \end{cases}
 \quad \text{(III.18)}$$

En effet, si on introduit l'écart  $\Delta\phi_s$  entre le flux de référence  $\phi_{ref}$  et le flux estimé  $\widehat{\phi}_s$  dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (Figure(III.5.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur  $C_{flx} = 1$  pour augmenter le flux  $C_{flx} = 0$  pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seul les vecteur  $V_{i+1}$  ou  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique  $\phi_s$ . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux  $\phi_s$ .

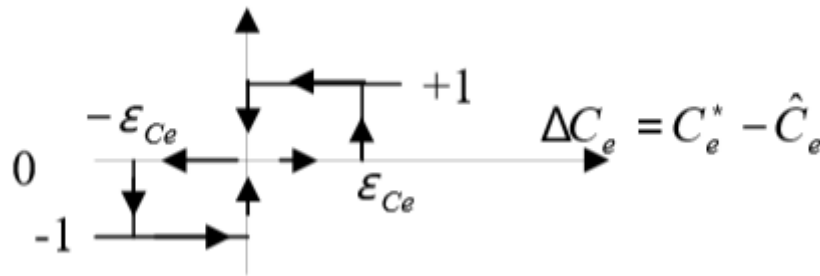
Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [16].

III.6.2 Correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d’hystérésis et d’imposer ainsi l’amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux.[17]

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.



Figure(III.6) : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique

Ce comparateur est modélisé par l’algorithme suivant :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{Ce} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\
 \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{Ce} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\
 \text{si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1
 \end{cases} \tag{III.19}$$

- $C_{cpl} = 1$  signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l’augmenter
- $C_{cpl} = -1$  signifie que le couple est supérieur à la limite supérieur de la bande et il faut le diminuer
- $C_{cpl} = 0$  signifie que le couple est à l’intérieur de la bande et il faut donc l’y maintenir

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple dans un seul sens de rotation.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquent, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

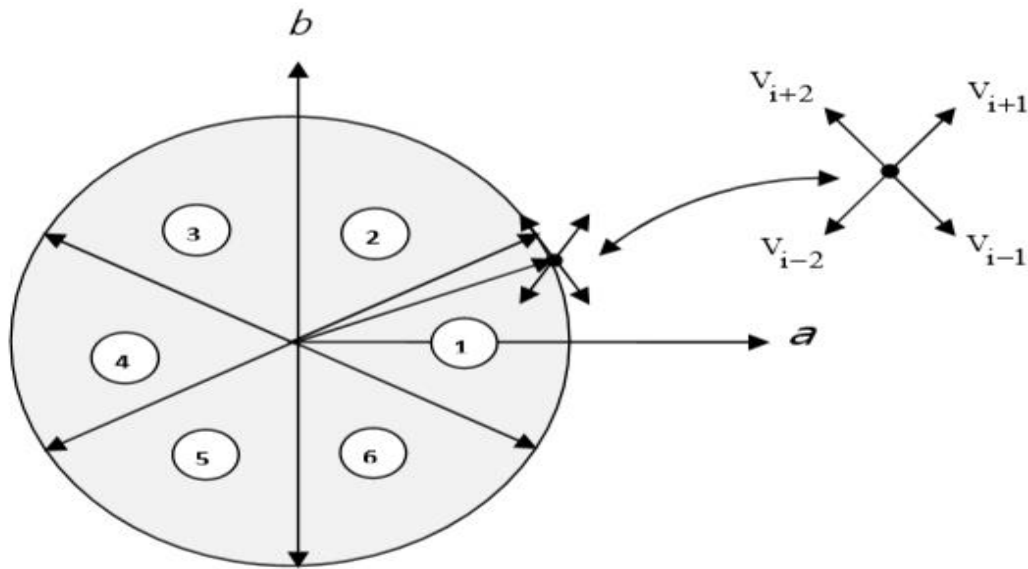
### III.7 Choix du vecteur tension

Une sélection appropriée du vecteur tension  $V_s$  par les interrupteurs ( $Sa, Sb, Sc$ ) permet de déplacer le vecteur flux  $\overline{\phi}_s$  de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de  $V_s$  dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique  $\phi_s$ , du sens de rotation de  $\overline{\phi}_s$ , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\overline{\phi}_s$  dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones ( $N = i$ ), avec ( $i = 1, \dots, 6$ ), déterminées à partir des composantes du flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$  comme indiqué sur **Figure(III.6)** [18].

Lorsque le vecteur flux  $\overline{\phi}_s$  se trouve dans une zone numérotée  $N = i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes :

- Si  $V_2$  est sélectionné alors  $\overline{\phi}_s$  croît et  $C_{em}$  croît.
- Si  $V_6$  est sélectionné alors  $\overline{\phi}_s$  croît et  $C_{em}$  décroît.
- Si  $V_3$  est sélectionné alors  $\overline{\phi}_s$  décroît et  $C_{em}$  croît.
- Si  $V_5$  est sélectionné alors  $\overline{\phi}_s$  décroît et  $C_{em}$  décroît.
- Si  $V_0$  et  $V_7$  est sélectionné alors la rotation du flux  $\overline{\phi}_s$  est arrêtée, d'ou une décroissance

du couple alors que le module du vecteur  $\overline{\phi}_s$  reste inchangé [19].



**Figure(III.7) :** Sélection du vecteur tension  $V_s$  selon la zone de fonctionnement.

Cependant l'application des vecteurs tensions  $V_s$  dépend de la position du vecteur flux de la zone  $N$ , en début de la zone  $N = 1$ , les vecteurs  $V_2$  et  $V_5$ , sont perpendiculaires au vecteur flux  $\overline{\phi_s}$ , ce qui signifie que le changement du couple est très rapide, mais l'amplitude du flux ne change pas considérablement et pour les deux vecteurs  $V_6$  et  $V_3$ , correspond un composant du couple très petit. Les variations des flux sont importantes. Le vecteur de tension  $V_s$  à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence, ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple[19].

III.8 Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables  $C_{flx}$ ,  $C_{cpl}$  et la zone  $N$  qui définit la position du vecteur flux statorique  $\overline{\phi_s}$ . Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique [19].

N		1	2	3	4	5	6	comparateur	
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	<b>2 niveaux</b>	
	$C_{cpl} = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	$C_{cpl} = -1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	<b>3 niveaux</b>	
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	<b>2 niveaux</b>	
	$C_{cpl} = 0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$		
	$C_{cpl} = -1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	<b>3 niveaux</b>	

Tableaux (III.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

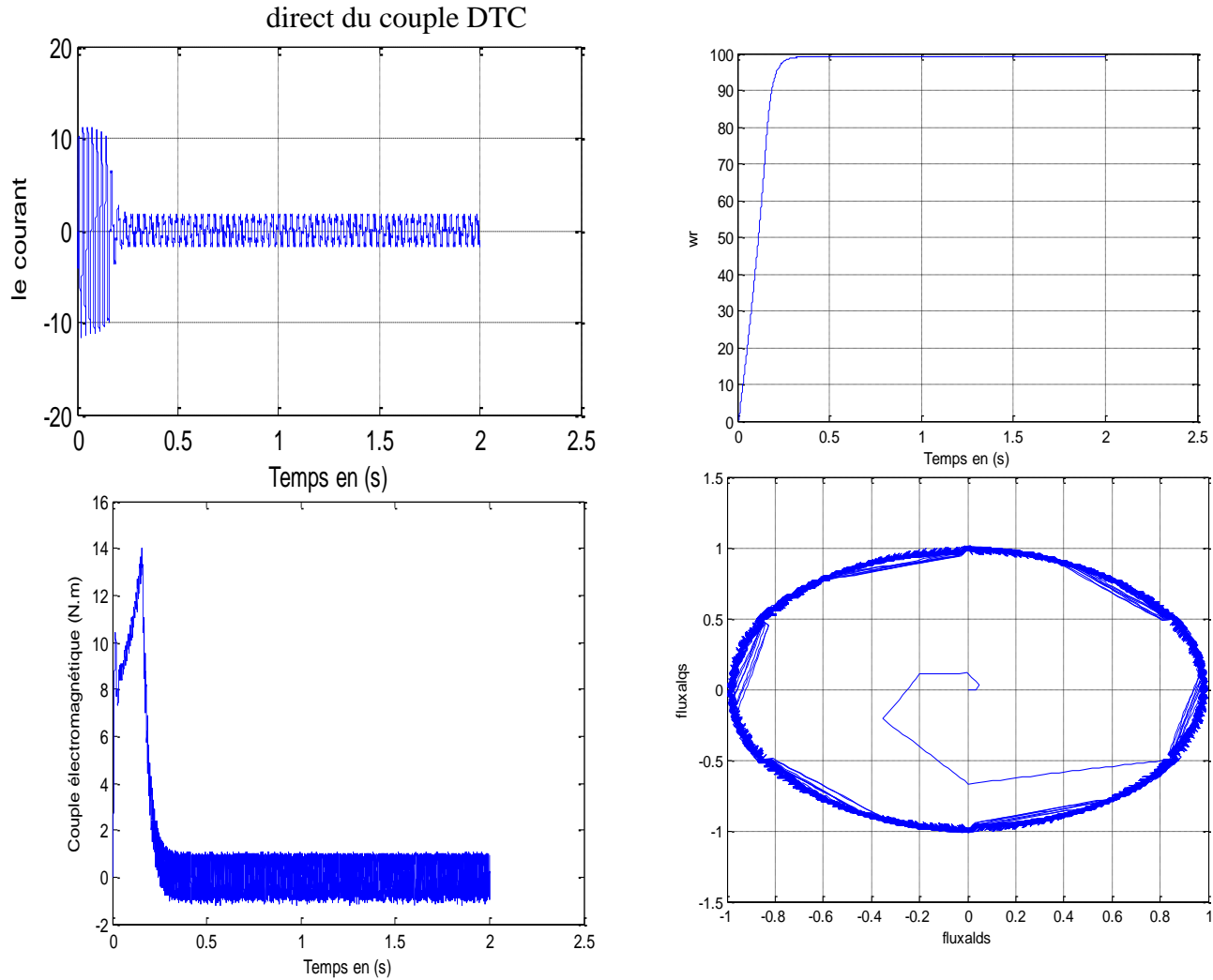
On sélectionne l'un des vecteurs nuls  $V_0$  ou  $V_7$ . La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple  $C_e$ . On choisit alternativement  $V_0$  et  $V_7$  de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

Figure(III.3) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone. Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC.

## III.9 partie de simulation

## III.9.1 Commande avec boucle de vitesse

La figure (II.8) représente les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle du contrôle



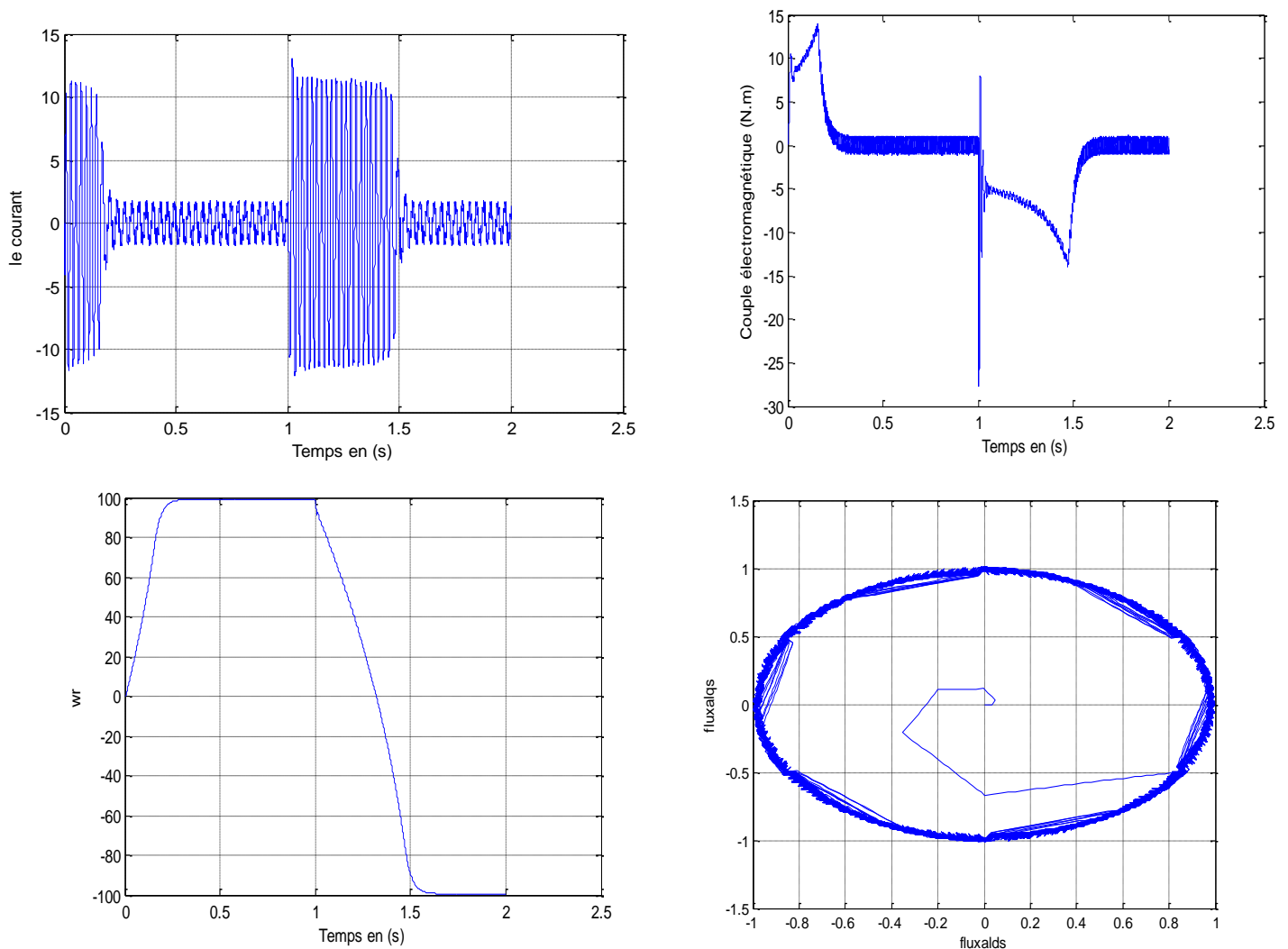
**Figure(III.8):** Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC

La figure (II.8) montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une vitesse de référence de 100 rad/s. Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire. On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande direct du couple DTC.

III.9.2 Inversion du sens de rotation

Afin de tester la robustesse du contrôle direct du couple vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de (100 rad/s à -100rad/s) à l’instant  $t=1s$  après un démarrage à vide. A l’inversion de vitesse on remarque sur la figure (II.9) que la poursuite en vitesse s’effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l’inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.



Figure(III.9): Réponses du système pour une inversion de la vitesse.

**III.10.Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principes du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, ainsi on a présenté les résultats de simulation du contrôle direct du couple de la machine.

A partir de ces résultats on peut dire que le contrôle du couple de la MAS basé sur la structure DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques (transitoire rapide). La robustesse vis-à-vis de la charge, la variation paramétrique (résistance rotorique et moment d'inertie). Les oscillations observées au niveau du couple présente l'inconvénient major de cette technique.

# **Chapitre IV**

**Etude comparative de la commande  
vectorielle et la commande  
directe du couple de la machine  
asynchrone**

### IV.1 Introduction

Après avoir étudié les principales techniques de la commande vectorielle(CV) et la commande directe du couple(DTC) de la machine asynchrone.

Le présent chapitre sera consacré à la présentation d'une multitude de tests sur les deux méthodes de commande présentées précédemment afin de pouvoir faire une comparaison aux niveaux des performances, notamment celles relatives à la robustesse vis-à-vis de la variation de la charge, du couple de charge et inversion de sens de rotation..

### IV.2 Comparaison entre la commande vectorielle et la commande direct de couple(DTC)

#### IV.2.1 Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control)

- Introduite par Blaschke en 1972.
- Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui du la MCC, en effectuant

Un découplage entre le flux et le couple. Cependant elle:

Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS.

Reste sensible vis-à-vis des variations paramétriques notamment la résistance

Rotorique, induisant une perte de découplage.

- Le principe de la FOC repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine a courant continu à excitation séparée.

#### IV.2.2 Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control)

- Proposée au milieu des années 80 par I. Takahashi
- Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine.
- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- La dynamique rapide de couple et du flux.

Cependant cette commande présente ces inconvénients :

- ❖ La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles).
- ❖ Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis.
- ❖ En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.

❖ Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple

électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis.

**IV.3 Comparaison entre la commande vectorielle et la commande direct de couple(DTC) aux niveaux des variables commandées, régulateurs, contrôle du couple et du flux**

**IV.3.1 Tableaux de comparaison entre CV et DTC**

	<b>Commande vectorielle (CV)</b>	<b>Commande directe du couple (DTC)</b>
<b>Variables commandées</b>	<b>Couple Flux rotorique</b>	<b>Couple Flux statorique</b>
<b>Variables senties</b>	<b>Vitesse mécanique Courant statorique</b>	<b>Tension statorique Courant statorique</b>
<b>Variables estimées Fréquence</b>	<b>Flux rotorique de position</b>	<b>Couple Flux statorique</b>
<b>Régulateurs</b>	<b>Trois courants statoriques Régulateurs (hystérésis)</b>	<b>Régulateurs de couple (hystérésis) Régulateurs du flux statorique (hystérésis)</b>
<b>Contrôle du couple</b>	<b>Directement contrôlé par le courant statorique Haute dynamique Ondulations du couple</b>	<b>Contrôlé directement Haute dynamique Contrôlées les ondulations du couple</b>

<b>Contrôle du flux</b>	<b>Indirectement contrôlé par le courant statorique Dynamique lente</b>	<b>Contrôle directement Dynamique rapide</b>
<b>Référence</b>	<b>d-q Tournant</b>	<b>d-q Stationnaire</b>

Tableau (IV.1) : comparaison entre CV et DTC.

#### IV.4 Comparaison aux niveaux des avantages et des inconvénients

##### IV. 4.1 Les avantages

	<b>CV</b>	<b>DTC</b>
<b>Les avantages</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Assez bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent</li> <li>- basse fréquence d'échantillonnage</li> <li>- moins d'ondulations de couple et de courant</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Commande issue directement des comparateurs, pas de transformation entre repères</li> <li>- Pas de boucles de régulations de courants, et pas de circuits de découplages</li> <li>- Suppression de l'étage MLI</li> <li>- Une dynamique excellente du couple et de la vitesse</li> <li>- pas de capteur de vitesse</li> <li>- très simple à mettre en œuvre</li> </ul>

Tableau (IV.2) : Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des avantages.

## IV. 4.2 Les inconvénients

	CV	DTC
<b>Les inconvénients</b>	- plus de temps de calcul, (transformations de repères et découplage) - Sensible aux variations paramétriques du rotor - modulateur - plusieurs boucles de Régulations - nécessite un capteur de vitesse et bonne estimation de $\omega_{sl}$	- Fréquence de commutation grande et variable - Dépendance à la résistance statorique, et à la bande d'hystérésis des comparateurs - Ondulations dans le courant et le couple - Estimation du couple et du flux peut robuste - bruit acoustique

Tableau (IV.3) : Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des Inconvénients.

## IV.5 Analyse des résultats de simulation et interprétation

Les résultats de simulation sont basés en premier lieu sur une comparaison entre la commande CV-OFR et la commande DTC, Pour illustrer les performances et la robustesse des deux commandes, on a simulé pour les cas suivants :

- ✓ Démarrage avec un couple de charge.
- ✓ Inversion du sens de rotation de vitesse.
- ✓ Tests de robustesse pour la variation du couple de charge.

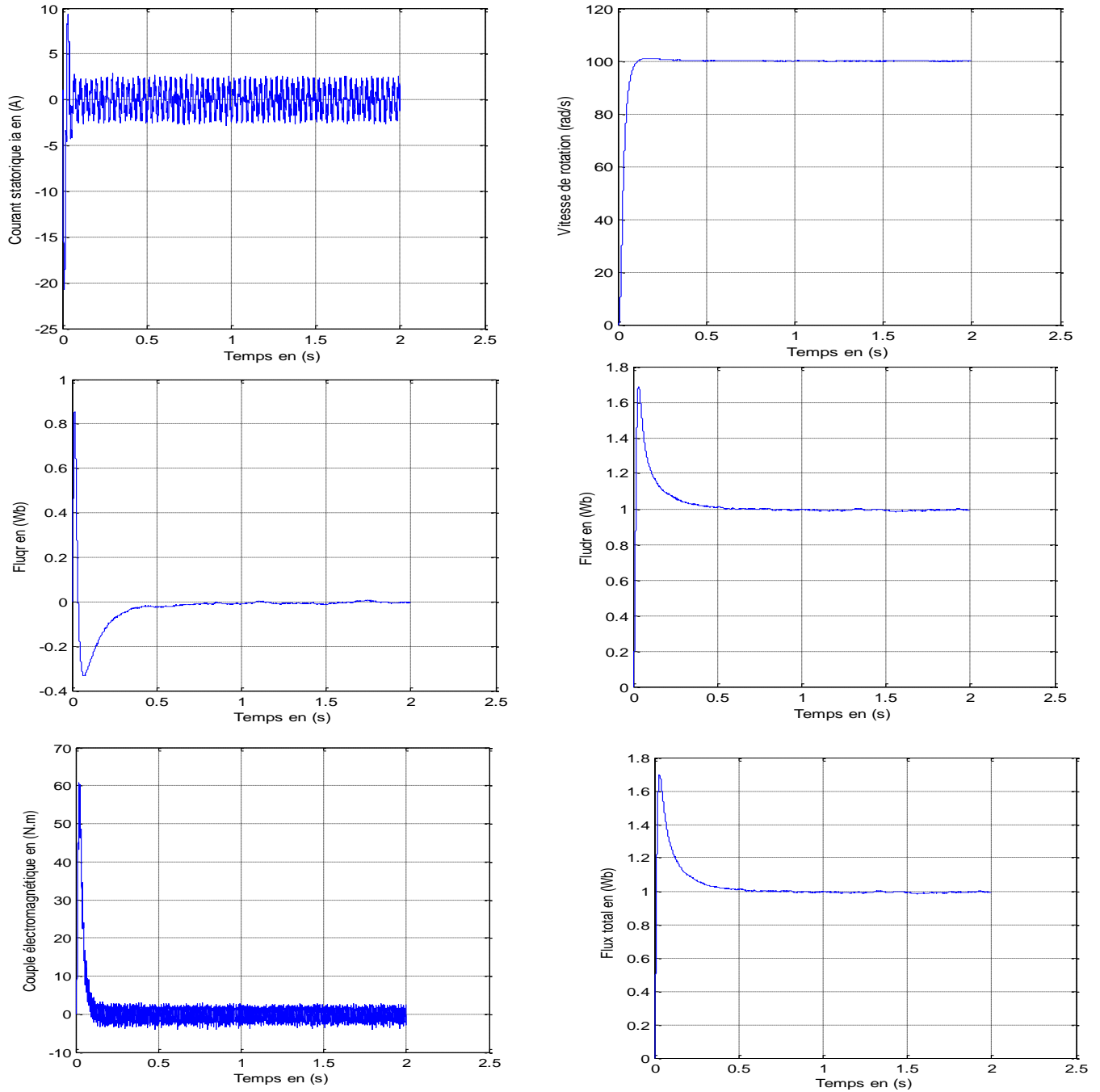
## IV.5 .1 Démarrage avec un couple de charge :

L'implantation des deux commandes (CV-OFR et DTC) sont réalisées en utilisant le logiciel MATLAB. Les paramètres, du moteur à induction utilisé, sont donnés dans l'annexe. Pour une comparaison raisonnable, les deux commandes doivent avoir les mêmes paramètres de commande à savoir, une consigne de vitesse de 100 rad/sec, sous l'application d'un couple de charge égale à 5 N.m à l'instant  $t=1$  s. La référence du flux rotorique. Les résultats de simulation sont représentés par la figure dans chapitre précédents figure(II.9)et figure( II.10) avec figure(III.8) .

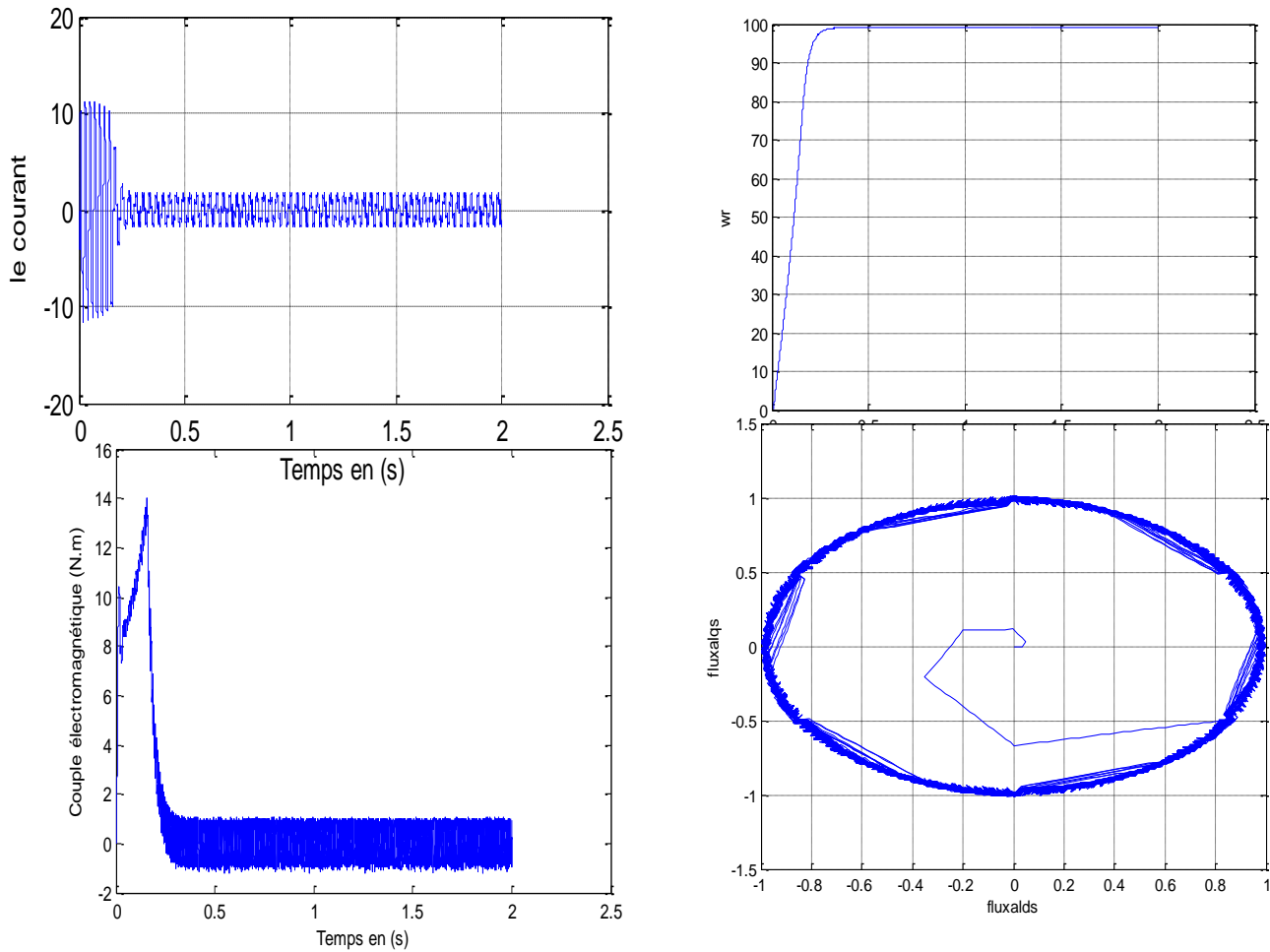
A partir des résultats de cette figures nous pouvons constater que:

- On peut voir clairement que la vitesse et le couple convergent rapidement vers leurs

références dans les deux cas de commande mais avec une stable de vitesse dans le cas de CV OFR comparé à la commande DTC.



**Figure(II. 9) :** Réponse dynamique de la machine asynchrone à flux orienté avec un réglage de vitesse par PI classique au démarrage à vide.



**Figure(III.8):** Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC

#### IV.5.2 Inversion du sens de rotation

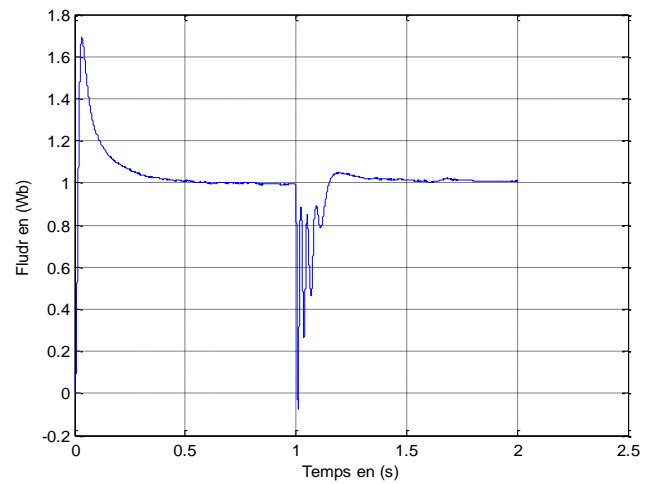
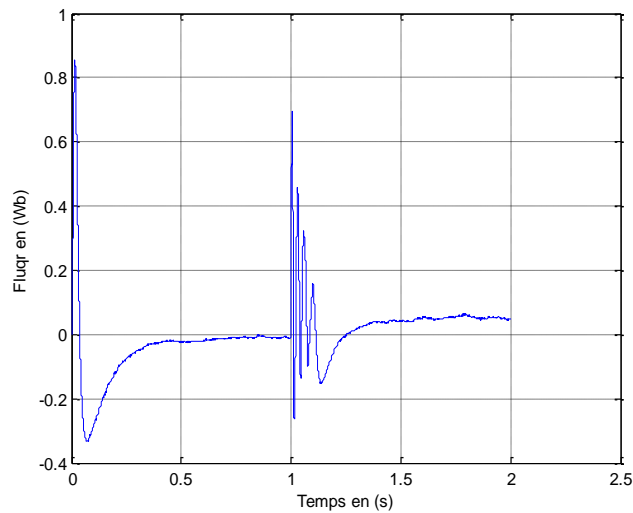
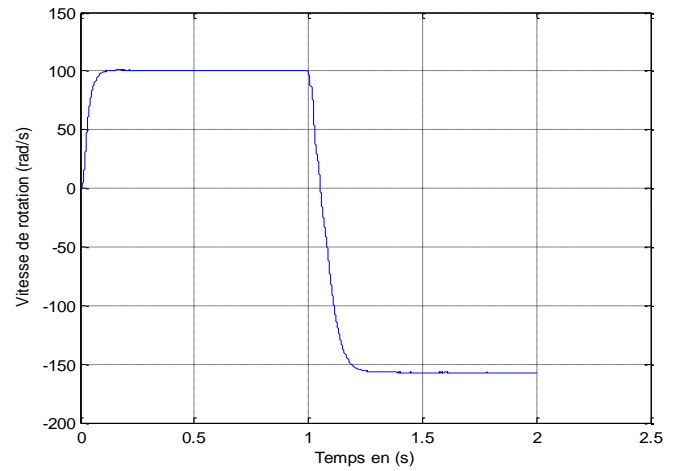
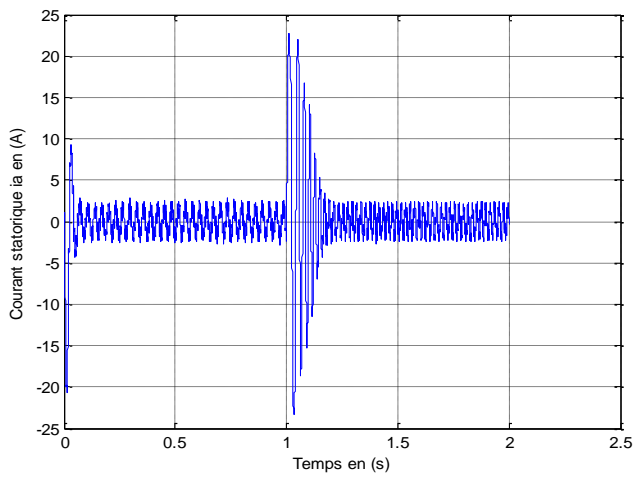
Nous avons simulé les commandes pour un changement de consigne de vitesse de  $+100$  rad/s à  $-100$  rad/s. Cependant on introduit à  $t=1$  s un couple de charge de  $5$  N.m. Les résultats de simulations sont illustrés par la figure (II.10) et la figure (III.9). Des appels de courant assez forts sont enregistrés à l'instant du changement du sens de rotation tout en restant dans la limite des contraintes de la machine observées lors de fonctionnement à vide particulièrement pour la commande CV-OFR.

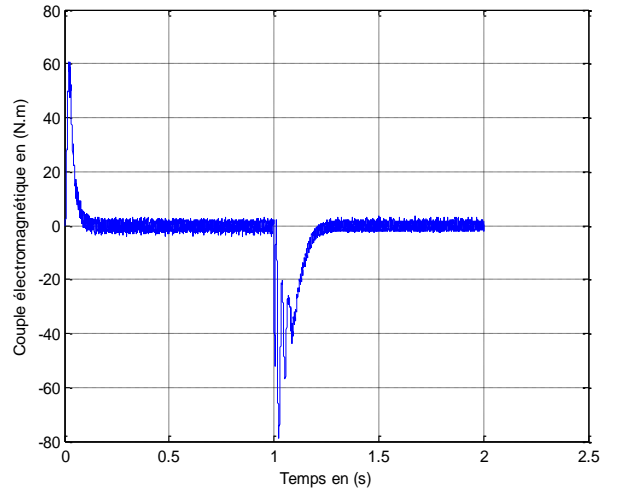
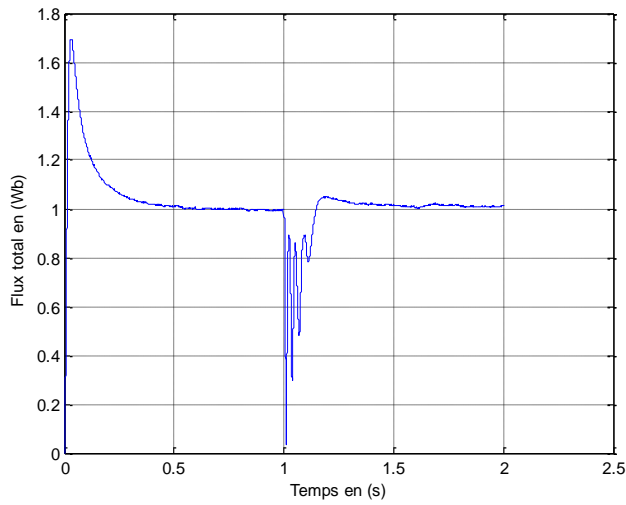
La vitesse revient à la vitesse de référence (100 rad/s). On remarque que les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec la commande (CV-OFR) est plus robuste par rapport au réglage par (DTC).

On remarque que le temps de réponse de CV-OFR est plus rapide, que pour la DTC.

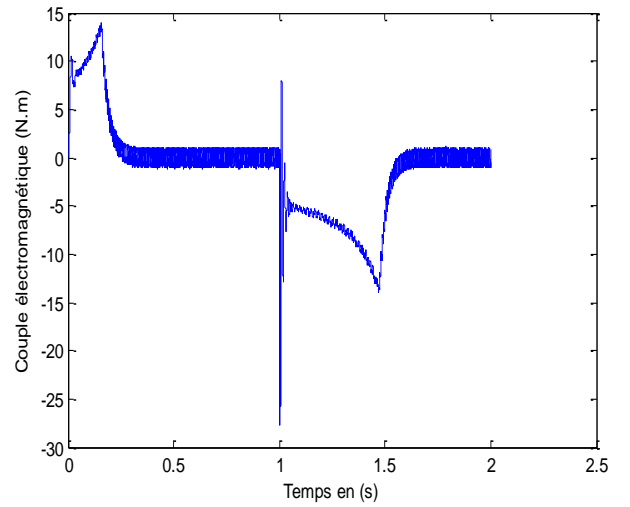
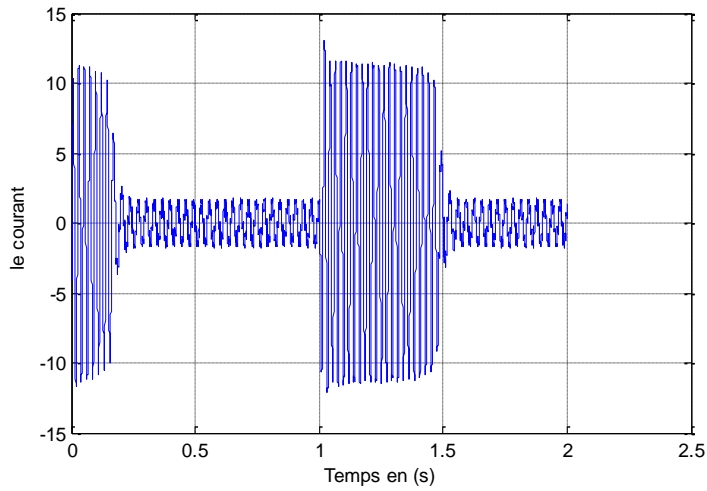
On constate également que le changement du sens de la vitesse influe considérablement sur la forme du flux obtenu par CV-OFR. D'autre part, les résultats précédents montrent aussi que le couple obtenu par la DTC diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la CV.OFR est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation .

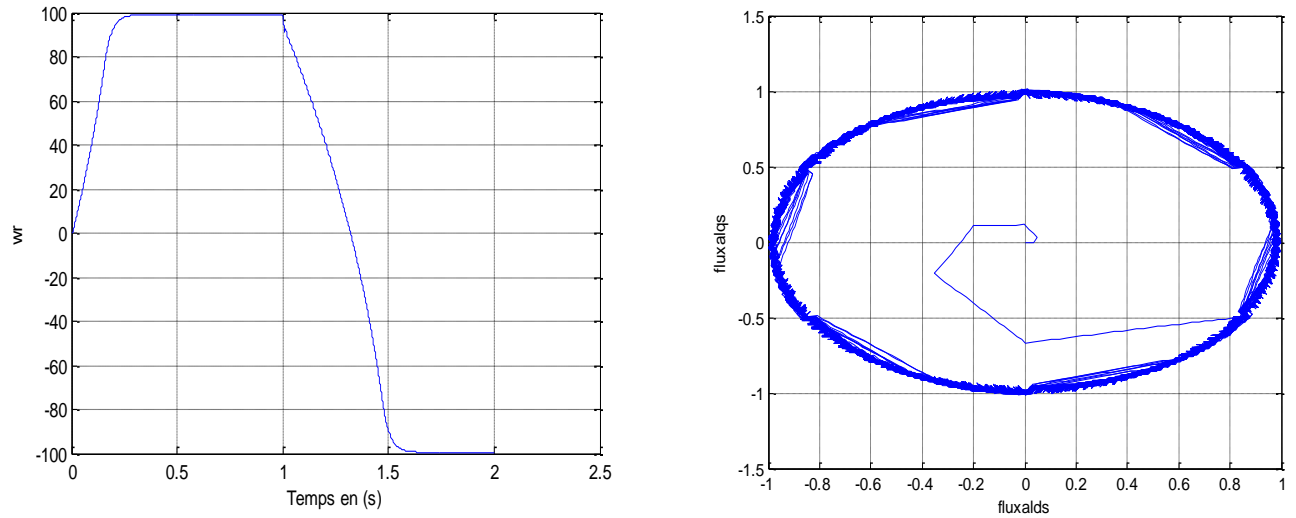
De ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la CV-OFR.





**Figure (II.10) :** Réponse dynamique de la machine asynchrone à flux orienté avec réglage de vitesse par un PI classique lors de l'inversion de vitesse de (100rad/s à -150rad/s).





Figure(III.9): Réponses du système pour une inversion de la vitesse.

## IV.6 Conclusion

La commande vectorielle à flux orienté et la commande directe du couple sont les deux commandes les plus connues dans les commandes des machines alternatives et la comparaison est un peu délicate. D'après la comparaison faite, on peut bien remarquer que chaque commande a ces propres performances que ce soit acceptables ou non, puisque chaque commande est différente de l'autre que ce soit au niveau de comparaison, ou d'application.

On peut conclure que les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, et vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semiconducteurs il est difficile de les départager, la meilleure méthode sera donc celle qui sera améliorée par les techniques modernes afin d'en garder les avantages et supprimer les inconvénients.

# **Conclusion générale**

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude comparative entre deux méthodes de commande appliquée a la machine asynchrone (la commande vectorielle(CV) et la commande directe de couple(DTC)).

Dans la première technique (CV) qui est basée sur le principe de découplage équivalent au découplage naturel de la machine à courant continu à l'aide de variables de commande similaires.

Dans la deuxième technique(DTC) qui est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix généralement basé sur l'utilisation de régulateur à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici, l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé un système et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine asynchrone triphasée.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté la commande vectorielle pour la machine asynchrone, qui ont permis d'établir un modèle simple similaire à celui d'une machine à courant continu.

Dans le troisième chapitre, on a présenté la commande directe du couple pour la machine asynchrone et on a présenté le principe du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation de régulateurs à hystérésis et d'une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple.

Dans le quatrième chapitre et le dernier dans notre étude on a présentée une étude comparative de la commande vectorielle et la commande DTC, illustrée par une simulation numérique.

Les résultats obtenus montrant le bon choix des modèles.

# **Bibliographie**

# Bibliographie

- [1]:KAMEL, A. (2007). Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone. annaba, Département Electrotechnique: UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA .
- [2] : "Machine asynchrone — Wikipédia." [https://fr.wikipedia.org/wiki/Machine\\_asynchrone](https://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_asynchrone)
- [3 ] : A. Essadki, A.Oukassi, M.Maaroufi , M.Cherkaoui, "Orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimentée en courant « estimation du flux rotorique ", IEEE,2000.
- [4] : Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [5] : Y. D. Landau, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., New York, 1979.
- [6] : Mezian Salima , " Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat ,Mentouri de Costantine 2009.
- [7] : B.Tark "Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST" Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.
- [8] : Choubar Khoutir "modélisation de la machine asynchrone" Mémoire d'ingénieur l'université de m'sila ,2006.
- [9] : P.Krishnamurthy, F.Khorrami, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conférence, Denver, Colorado, June 4-6, 2003.
- [10]: C.Canudas de Wit, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones 1 », Hermis Science publications, Paris 2000.
- [11 ] : G.Grellet, G.Clerc, « Actionneurs électriques, principe, modèles, commande », Edition Eyrollres, Paris 2000.
- [12] : A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [13] : T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur , université de Batna 2008.
- [14] :T. Lameche, « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM », Thèse de magister,

## Bibliographie

---

université de Sétif, 2003.

[15] : F. Bensmaine et N. Ameghchouche, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur, université de Batna 2010

[16] : Ridha Kechida "Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts", Thèse de magister, université d'El-oued 2010.

[17] : S. Hadad, M. Charif, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone», Mémoire ingénieur, université Mohamed Boudiaf Msila, 2005.

[18] : B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», thèse de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.

[19] : M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.

# **Les Annexes**

## PARAMETRES DES MACHINES UTILISEES DANS LA SIMULATION

Paramètres de la machine utilisée en simulation numérique:

Nombre de paires de pôles	2
Puissance nominale kW (pour 50 Hz)	0.75
Vitesse nominale (tr/mn)	1400
Tension nominale (V)	220/380
Courant nominal (A)	3.6/2.1
Couple nominal (Nm)	5
$R_s ; R_r (\Omega)$	10 ; 6.3
$L_s ; L_r (H)$	0.656 ; 0.653
$M (H)$	0.613
$J(\text{kg.m}^2)$	0.02
$f_r (\text{Nm.s})$	0

- **Paramètres du réseau triphasé :** 220/380 V ; 50Hz.
- **Paramètres de l'onduleur :**  $\Delta i = 0.1 \text{ A}$  Bande à hystérésis .
- **Paramètres du filtre :** Capacité  $C = 6 \times 10^{-3} \text{ F}$ . Inductance  $L = 1.2 \times 10^{-3} \text{ H}$ .