



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université Mohamed Khaider Biskra

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

MÉMOIRE DE MASTER

Commande Electrique

Réf. :

**Commande directe du couple d'un moteur
asynchrone triphasé**

Présenté par :
Ben fatma Akram
Zernouh Mouad

Le : Sept 2020

Devant le jury composé de :

Mr. Titaouine Abdenacer

Mr. Yahia Khaled

Mr. Golea Amar

Professeur

Professeur

Professeur

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2019/ 2020

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous remercions Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a données durant toutes ces années d'études.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur monsieur «**Khaled Yahia**», enseignant à l'université de Mohamed Khider Biskra pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il nous a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.

Nos respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury qui nous rendent honneur de leurs présences et par leurs intérêts à notre travail.

Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département Génie électrique, qui ont encouragé à donner le meilleur d'eux même en nous assurant une formation aussi meilleure que possible, et particulier nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Enfin nous remercions tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

DÉDICACE

Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et
l'unique qui m'offre le courage

Et la volonté nécessaire pour affronter les
différentes de la vie,

Je dédie ce modeste travail

A mes parons, que Dieu ait pitié d'eux
(Ma mère et mon père).

A mes frères et A mes sœurs.

A touts ma famille.

A mes amis et mes collègues de la promotion 2020
« Commande Electriques ».

A mes féaux amis (chaque un à son nom).

B. AKRAM.

DÉDICACE

Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et
l'unique qui m'offre le courage

Je dédie ce modeste travail
A tous les membres de ma famille grand et petit
surtout mes parents, mes grands-parents.

A mon enseignant à l'école primaire Wassila
Medouakh

A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche
ou de loin pour être un jour un master en
commande électrique

A tous mes amis, particulier Nadjmo, Moussab,
Abd Elrahmmane, kaiss, Aymen, nour Elddine,
Wafa, Ahlem, Mina

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

Z. MOUADH.

Liste des figures

Fig. I.1: Le stator	3
Fig. I.2: Le rotor	3
Fig. I.3 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	5
Fig. I.4 : Transformation triphasée-biphasée.....	9
Fig. I.5 : Réponse du Système à vide	14
Fig. I.6 : Réponse du système en charge	15
Fig. II.1 : Schéma de principe du découplage de la MAS par analogie du MCC.....	18
Fig. II.2 : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions VS	19
Fig. II.3 : Application d'une vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.....	21
Fig. II.4 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique	21
Fig. II.5 : Trajectoire du flux statorique	22
Fig. II.6 : Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	23
Fig. II.7 : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions Correspondantes	25
Fig. II.8 : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone	29
Fig. II.9 : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse.....	30
Fig. III.1: Evolution du flux statorique et du courant dans le repère (α, β)	32
Fig. III.2: Evolution des grandeurs mécanique (DTC).....	33
Fig. III.3: Test de robustesse à la variation de la vitesse	34
Fig. III.4: Test de robustesse à l'inversion de la vitesse.....	35
Fig. III.5: Test de robustesse à la variation de la charge	37
Fig. III.6: Evolution du flux rotorique et du courant dans le repère (d, q)	38
Fig. III.7: Evolution des grandeurs mécanique (FOC)	38
Fig. III.8: Test de robustesse à la variation de la vitesse	39
Fig. III.9: Test de robustesse à l'inversion de la vitesse.....	40
Fig. III.10: Test de robustesse à la variation de la charge	41

Liste des Tableaux

Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée	26
Tableau (II.02) : Table de commande du flux.....	27
Tableau (II.03) : Table de commande du couple	27
Tableau (II.04) : Table de commutation avec les vecteurs tension actif	28
Tableau (II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tension nuls	28
Tableau (III.01) : Comparaison entre FOC et DTC	42
Tableau (III.02) : Les avantages.....	43
Tableau (III.03) : Les Inconvénients	43

Liste des Abréviations

MAS : Machine Asynchrone.

DTC : (Direct Torque Control) ou Commande Direct du Couple.

FOC: Acronym de Field oriented control.

s, r : Indice du stator et rotor.

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases a, b, c.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Les tensions d'alimentation du statoriques.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr} : Les tensions d'alimentation du rotoriques.

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Courants statoriques.

i_{ar}, i_{br}, i_{cr} : Courants rotoriques.

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$: Flux statoriques.

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$: Flux rotoriques.

L_s : Matrice d inductance statorique.

L_r : Matrice d inductance rotorique.

d/dt : Opérateur dérivé.

Ω_r : vitesse rotorique du moteur.

ω_r : Vitesse de rotation électrique ($\omega_r = p \cdot \Omega_r$).

P : nombre de pair de pôles.

f : coefficient de frottement.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant de la charge.

J: moment d'inertie du rotor et des partie tournante de la machine.

R_s : La résistance statorique par phase.

R_r : La résistance rotorique par phase.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique.

θ_s : Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase a du stator.

θ_r : Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de la phase a du rotor.

(α, β) : Axes fixés au stator.

(x, y) : Axes fixés au rotor.

(d, q) : Axes fixés par rapport au champ tournant.

[CL] : Matrice de CLARK.

[C₀] : Matrice de CONCORDIA.

[(θ)] : Matrice de transformation de PARK.

σ : Coefficient de dispersion.

T_r : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statorique.

K_P : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur intégral.

$\Delta\Phi_s$: Largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-commutation.

Cflx : Contrôleur du flux.

Ccpl : Contrôleur du couple.

Sommaire

Introduction Générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I : MODELISATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

Introduction	3
Constitution de la machine asynchrone	3
Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage	3
Modélisation de la machine asynchrone	4
Hypothèses simplificatrices	4
Modèle dynamique de la MAS	5
Les équations générales de la machine	5
Les équations électriques	5
Les équation magnétique	7
Les équation mécanique	8
Transformation triphasé-biphasé.....	8
Transformation de Clark.....	8
Transformation de Concordia	9
Transformation de Park	9
1.6. Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée	11
Choix du référentiel.....	12
Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β)	12
II.9. La Simulation de la Machine Asynchrone.....	14
Résultats obtenus simulation	14
Interprétations des résultats	16
Conclusion.....	16

CHAPITRE II : COMMANDE DIRECT DU COUPLE D'UN MACHINE ASYNCHRONE

Introduction	17
II.1. La commande vectorielle.....	17
II.1.1. Principe de la commande vectorielle	17

II.1.2. Les différents types d'orientations des flux	18
Types de la commande vectorielle	18
Méthode directe	18
Méthode indirecte	18
Principe de la commande direct du couple	19
Stratégie de la commande DTC	20
Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique	20
Contrôle du vecteur flux statorique	20
Contrôle du couple électromagnétique	22
Sélection des vecteurs de tension	23
Estimation du flux statorique	24
Estimation du couple électromagnétique.....	25
Elaboration des Contrôleurs	25
Correcteur de flux	25
Correcteur du couple à deux niveaux	25
Elaboration de la table de commande.....	26
Table de commande du flux	26
Table de commande du couple	27
Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple.....	27
Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles	27
Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles	28
Structure Générale du Contrôle Direct du Couple.....	29
Réglage de vitesse	29
Conclusion.....	31

CHAPITRE III : SIMULATION DU SYSTEME

Introduction	32
Simulation de la commande directe du couple (DTC)	32
Essai à vide	32
Essai Variation de la vitesse	35
III.1.4. Essai variation de la charge	36
Simulation de la commande vectorielle directe (FOC)	38
III.2.1 Essai à vide	38

III.2.2. Essai variation de la vitesse	39
III.2.3 Essai d'inversion de vitesse	40
III.2.4. Essai variation de la charge.....	41
Comparaison entre la commande vectorielle (FOC) et la commande direct de Couple (DTC)	
42	
Les avantages et des inconvénients	43
III.4.1 Les avantage	43
III.4.2. Les inconvénients	43
Conclusion.....	44
Conclusion Générale	45

RESUME :

La machine asynchrone est la machine la plus utilisée dans l'installation industrielle par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), et la commande directe du couple est l'une des méthodes de commande appropriée et largement recommandée.

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande dite : DTC (commande directe du couple) d'une machine asynchrone. Cette stratégie de commande proposée par Takahashi en 1985 il est considéré comme une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de la dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté.

Les recherches en cours sont orientées vers l'étude de la stratégie de commande directe du couple.

المخلص: الآلية الغير متزامنة هي الآلية الأكثر إستعمالا في المنشآت الصناعية نظراً لمزاياها التي لا جدال فيها (بساطة التصميم والتكلفة المنخفضة) والتحكم المباشر في عزم الدوران هو أحد طرق التحكم المتزامنة والموصى بها على

نطاق واسع.

تؤيد في هذه الأطروحة توثيق التحكم المعروفة باسم : دي تي سي (التحكم المباشر في عزم الدوران للآلة الغير متزامنة) بتغير إستراتيجية التحكم هذه التي اقترحها تاكاهاشي في عام 1985 حلاً واعداً لمشاكل المتزامنة والديناميكيات التي تمت مواجهتها في التحكم الشعاعي.

البحث الحالي يوجه نحو دراسة هذه التوثيق.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

La machine asynchrone « MAS » triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : sa puissance massique, sa robustesse, son cout de fabrication relativement faible et un entretien minimum, Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Cependant, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec ou sans l'intervention de capteur mécanique [7].

L'objectif de notre travail est l'application d'une stratégie de commande dit la commande directe du couple sur la machine asynchrone (MAS).

Ce mémoire comprend trois chapitres :

- le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone à cage commandée en tension, ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la MAS permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasée, puis en le formulant sous forme d'équation d'état.
- Dans le deuxième de divise en deux parties, la première partie présentée une étude sur la commande vectorielle, L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. La second partie de ce chapitre sera consacré à une étude sur la commande direct du couple (DTC) qui concentre sur l'accélération ou la décélération du champ à l'intérieur de la machine par l'application d'une séquence appropriée à l'onduleur pour générer une vecteur tension statorique allant vers l'ordre désiré pour augmenter ou diminuer le flux l'accélérer ou le décélérer.

- Dans le dernier chapitre, une étude comparative des résultats de simulation de la commande direct de couple et la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage, la DTC sans doute est une solution très prometteuse aux problème de robustesse et de la dynamique rencontrés dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

CHAPITRE I

Modélisation d'un moteur Asynchrone

Introduction

La machine asynchrone est connue pour être la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à sa fabrication. En effet, par sa simplicité de conception et d'entretien, la machine asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention le siècle dernier. Cependant, cette simplicité s'accompagne d'une forte complexité physique liée aux interactions électromagnétiques existant entre le stator et le rotor. Ce qui a, en quelque sorte, limité son utilisation pendant longtemps [1].

Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée essentiellement de deux armatures:

- Une armature fixe appelée stator, constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Une armature mobile autour, constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.

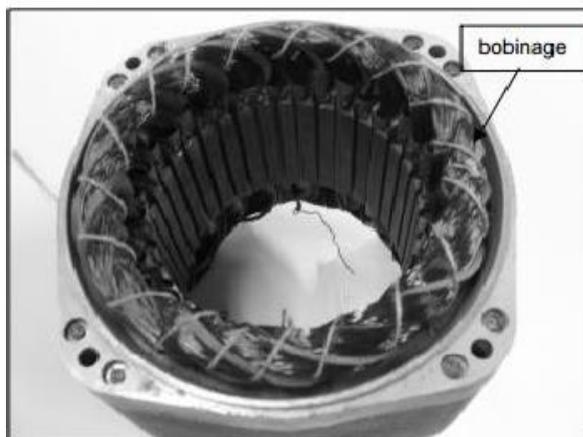


Fig. I.1 : Le stator

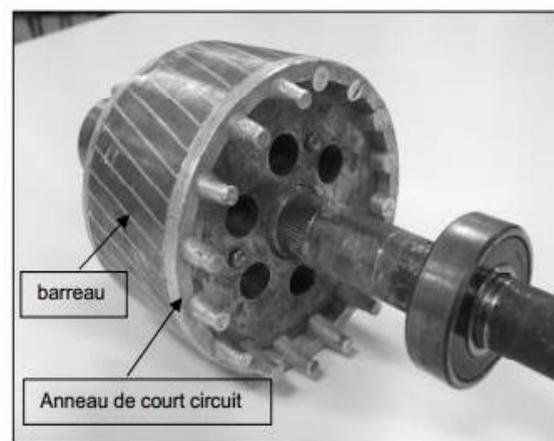


Fig. I.2 : Le rotor

Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ tournant statorique N_s , appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation f (Hz) et au nombre de paire de pôles p de chacun des enroulements

Par :

$$N_s \text{ (tr/min)} = 60f/p \quad (I - 1)$$

Soumis au champ tournant créé par le stator, les enroulements rotoriques sont le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ces courants rotoriques par leurs effets vont s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifeste par un couple électromagnétique qui lance le rotor à une vitesse N en essayant d'atteindre la vitesse synchrone mais en vain. Il est évident que le couple s'annule si le rotor arrive à tourner à la vitesse synchrone. le fonctionnement du moteur est donc caractérisé par le glissement défini ainsi :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (I - 2)$$

Contrairement à la machine à courant continu et la machine synchrone, seuls les enroulements statoriques sont généralement reliés au réseau de tensions créent cette induction motrice. Les enroulements rotoriques ne sont pas reliés à aucune source de tension, mais court-circuités sur eux-mêmes c'est la raison pour laquelle, on l'appelle aussi la machine d'induction [2] [3].

Modélisation de la machine asynchrone

Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [4].

- l'entrefer constant.
- l'effet d'encoche négligé.
- distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes des ces hypothèses on peut citer :

- les inductances propres sont constantes.
- le flux magnétique est fonction linéaire du courant.
- l'invariance des résistances statoriques et rotoriques.
- les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

Modèle dynamique de la MAS

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est illustré par la figure ci-dessous. avec les armatures statoriques et rotoriques munies chacune des enroulements triphasés, pour le stator (A_s , B_s , C_s) et pour le rotor (A_r , B_r , C_r), et θ_r l'angle entre une phase statorique de référence (S_a) et une phase rotorique de référence (R_a).

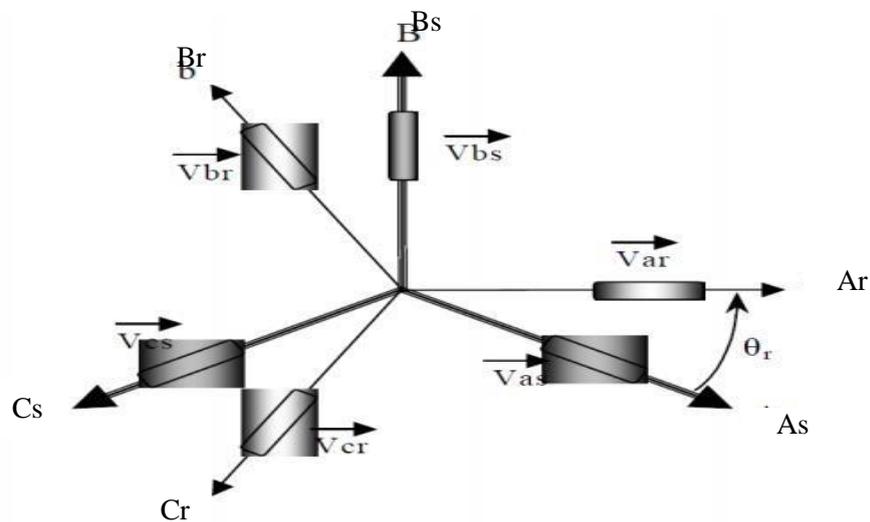


Fig. I.3 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Les équations générales de la machine

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

Les équations électriques

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotorique sont données par :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (I-1)$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

Sous forme condensée on écrit

$$\begin{bmatrix} V_{sabc} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{sabc} \begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sabc} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

Au rotor:

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (I-4)$$

Sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

Sous forme condensée on écrit

$$\begin{bmatrix} V_{rabc} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{rabc} \begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rabc} \end{bmatrix} = 0 \quad (I-6)$$

Avec :

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Les Tensions d'alimentation du statoriques.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr} : Les Tensions d'alimentation du rotoriques.

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$: les trois courants statoriques et rotoriques.

$\phi_{as}, \phi_{bs}, \phi_{cs}, \phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}$: Les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

R_s, R_r : les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

Les équation magnétique

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}; \quad (\text{I-8})$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

L_s : Matrice d inductance statorique

L_r : Matrice d inductance rotorique

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

M_{sr} : représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et bobine rotorique lorsque celles-ci sont en regard l'une de l'autre.

Finalement:

$$[V_{sabc}] = [R_{sabc}] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}]) \quad (\text{I-12})$$

$$[V_{rabc}] = [R_{rabc}] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}]) \quad (\text{I-13})$$

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

θ_r : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante.

Les équations différentielles décrivant le fonctionnement de cette machine étant fonction de θ_r (système à résolution difficile). L'application de la transformation de PARK s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux courants, tensions et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants.

Les équation mécanique

Elle est solution de l'équation fondamentale de la dynamique.

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f\Omega_r) \quad (\text{I} - 14)$$

- pour une machine à 2P pôles (machine multipolaire) :

$$\frac{dw_e}{dt} = \frac{P}{J} (C_e - C_r - f \frac{w}{P}) \quad (\text{I} - 15)$$

J: moment d'inertie du rotor et de la partie tournante de la machine.

P : nombre de pair de pôles.

f : coefficient de frottement.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple de charge.

Ω_r : vitesse rotorique du moteur.

w_e : vitesse électrique du rotor.

Transformation triphasé-biphasé

Transformation de Clark

C'est une transformation triphasée biphasée définie par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \text{ soit } \begin{bmatrix} x_d & x_q \end{bmatrix} = [CL] \begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix} \quad (\text{I} - 16)$$

La transformée inverse est :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}, \text{ soit } [x_{abc}] = [CL]^{-1}[x_{\alpha\beta}]. \quad (I-17)$$

Transformation de Concordia

La transformation de Concordia est une modification de la matrice de Clarke afin de permettre l'invariance de la puissance instantanée (afin de considérer tous les déséquilibres on introduit la composante homopolaire) [5].

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \text{ soit } \begin{bmatrix} x_{0\alpha\beta} \\ x_{abc} \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} x_{\alpha\beta} \\ x_{abc} \end{bmatrix}. \quad (I-18)$$

La transformée inverse est :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & -1 & \sqrt{3} \\ 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \text{ soit } \begin{bmatrix} x_{abc} \\ x_{0\alpha\beta} \end{bmatrix} = [C_0]^{-1}[x_{0\alpha\beta}]. \quad (I-19)$$

Transformation de Park

La transformation de Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire (indice 0), d'axe direct (indice *d*) et d'axe en quadrature (indice *q*) [5].

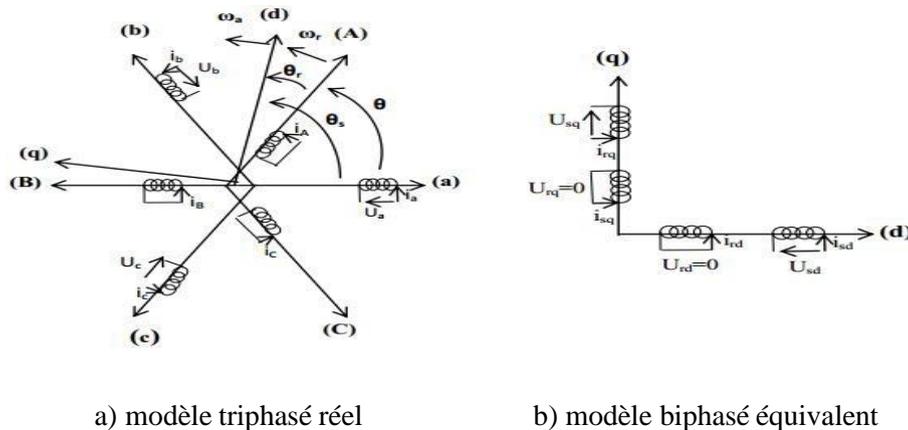


Fig. I.4 : Transformation triphasée-biphasée

- La composant homopolaire (indice o)
- La composant d'axe direct (indice d)
- La composant d'axe en quadrature (indice q)

Et :

$$\theta = \theta_s - \theta_r$$

θ : L'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

θ_s : L'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

θ_r : L'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor

ω_a : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q)

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

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-20})$$

$[P(\theta)]^{-1}$: Est la matrice inverse de Park définie par

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-21})$$

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

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

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \\ x_{0s} \end{bmatrix} = (\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

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

$$\begin{bmatrix} x_{dr} \\ x_{qr} \\ x_{0r} \end{bmatrix} = (\theta_r) \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{I-23})$$

Avec :

x : soit une tension ou courant ou un flux.

x_0 : La composante homopolaire.

Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée

Les expressions de la machine (I-1 et I-4) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

▪ Les équations électriques

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ \xi V_{rq} = 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{aligned} \quad (I-24)$$

▪ Les Équations magnétiques

$$\begin{aligned} \Phi_{sd} &= L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \Phi_{sq} &= L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \Phi_{rd} &= L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \Phi_{rq} &= L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{aligned} \quad (I-25)$$

Avec:

L_s : est l'inductance cyclique propre statorique.

L_r : est l'inductance cyclique propre rotorique.

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

▪ Les Équations mécanique

L'application de la transformation de Park pour l'équation mécanique donne :

$$C_{em} = p.(\Phi_{ds}. i_{qs} - \Phi_{ds}. i_{qs}) \quad (I-26)$$

L'équation du mouvement de la machine s'écrit alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f. \Omega \quad (I-27)$$

Choix du référentiel

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

- Repère d'axes (α, β), le système biphasé lié au stator ($\omega_a=0$).
 - Repère d'axes (x, y) le système biphasé lié au rotor ($\omega_a=\omega_r$).
 - Repère d'axes (d, q) le système biphasé lié au champ tournant ($\omega_a=\omega_s$).
- **Les équations dans le repère lié au stator « α, β »**

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} &= 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ \{ V_{r\beta} &= 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (I-28)$$

- **Les équations magnétiques**

$$\begin{aligned} \Phi_{s\alpha} &= L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} &= L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} &= L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} &= L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{aligned} \quad (I-29)$$

- **Les équations mécaniques**

L'application de la transformation de Park pour l'équation mécanique donne :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (I-30)$$

L'équation du mouvement de la machine s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_r \Omega) \quad (I-31)$$

Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β)

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques [6].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

$$X = A.X + B.U$$

$$Y = C.X \quad (I-32)$$

Avec :

$$X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta}]^T, \quad U = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]^T$$

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r} & -\omega & 1 \\ \omega & -1 & -1 & r \\ r & \frac{1}{\sigma T_s} & \frac{1}{\sigma T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Avec:

$T_s = L_s/R_s$: Constante de temps statorique

$T_r = L_r/R_r$: Constante de temps rotorique

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

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes:

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (I-33)$$

Avec:

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

II.9. La Simulation de la Machine Asynchrone

Résultats obtenus simulation

Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement à vide et puis en charge.

Avide : $Cr = 0$

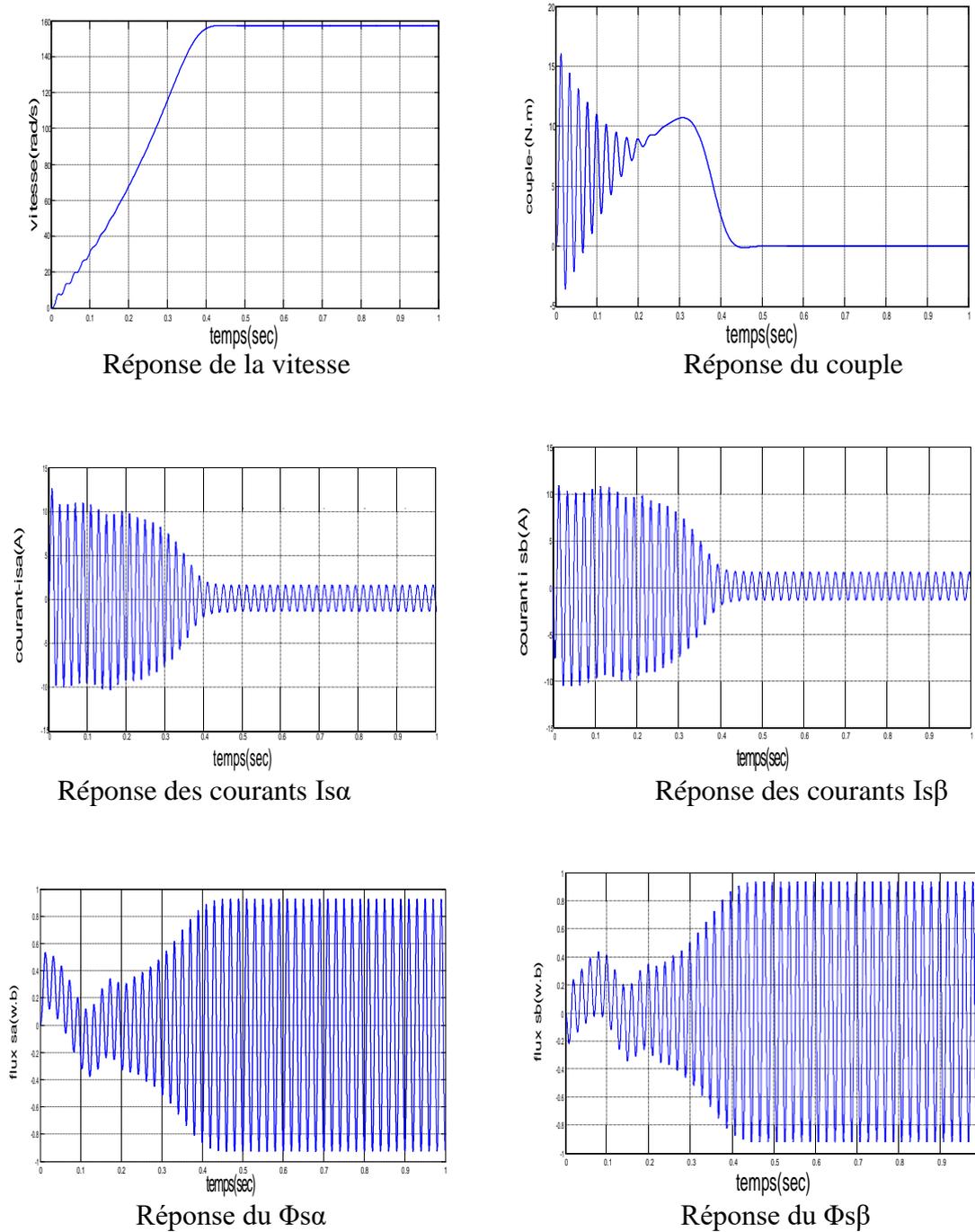


Fig. I.5 : Réponse du Système à vide.

En Charge : $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 0.6$

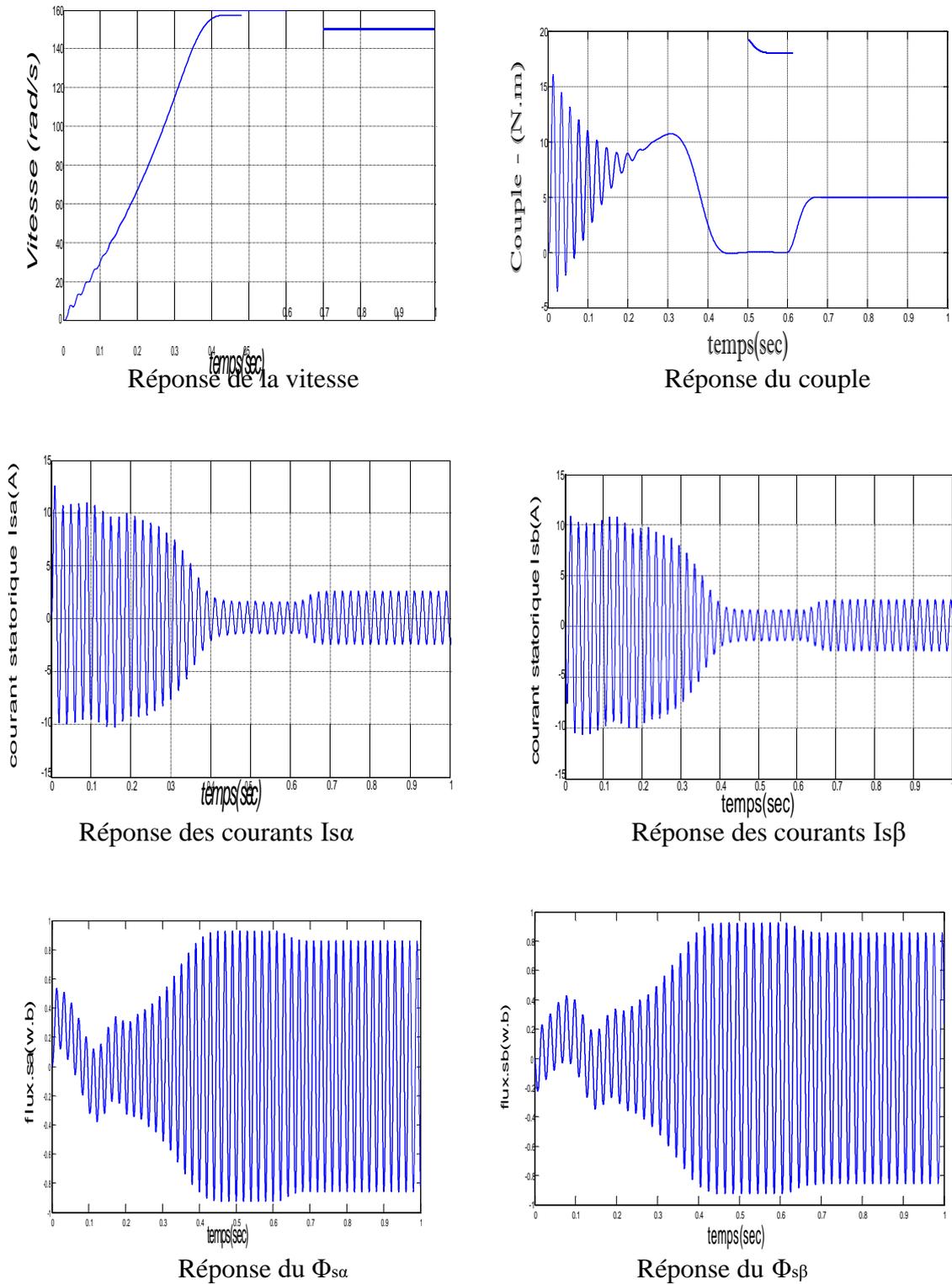


Fig. I.6 : Réponse du système en charge.

Interprétations des résultats

- La courbe de la vitesse présente des oscillations pendant les premiers instants à cause des oscillations dans le couple, puis la vitesse converge vers une valeur proche à la vitesse de synchronisme à cause de la faible valeur de glissement, mais à l'instant de l'application du couple résistant la vitesse va diminuer.
- Ainsi l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie, il atteint la valeur (5 N.m), puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide.

L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur qui correspond au couple appliqué.

- Pour l'évolution du flux statorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du flux statorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.
- Le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est excessif, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant $t=0.6s$, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge).

Conclusion

Dans ce chapitre, On fait premièrement un rappel de la construction de la machine asynchrone triphasé. Ensuite, nous avons étudié la modélisation de cette machine. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, à travers l'utilisation de la transformation de PARK et le système d'équation d'état. Le processus du démarrage du moteur a été simulé à vide et en charge.

L'objectif du deuxième chapitre est introduit la commande direct de couple DTC.

CHAPITRE II

*Commande direct du couple d'une
Machine asynchrone*

Introduction

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 la machine asynchrone et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

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 et utilisation d'un capteur mécanique (coûteux).

La commande directe du couple (DTC : direct torque control) vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande vectorielle [20].

La commande DTC (Direct Torque Control) utilisé pour un onduleur de tension à deux niveaux, alimentant une machine asynchrone, son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique, sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator, de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures [8].

II.1. La commande vectorielle

II.1.1. Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones.

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux [18].

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux.

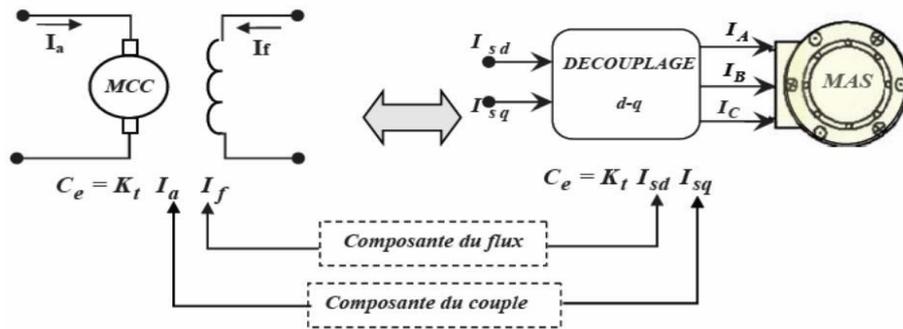


Fig. II.1 : Schéma de principe du découplage de la MAS par analogie du MCC

II.1.2. Les différents types d'orientations des flux

La commande vectorielle à flux orienté de son nom consiste à orienter le flux, on l'orient selon l'axe « d », Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

- Commande vectorielle à flux rotorique orienté : « $\Phi_{dr} = \Phi_r; \Phi_{qr} = 0$ ».
- Commande vectorielle à flux statorique orienté : « $\Phi_{ds} = \Phi_s; \Phi_{qs} = 0$ ».
- Commande vectorielle à flux d'entrefer orienté : « $\Phi_{dent} = \Phi_{ent}; \Phi_{qent} = 0$ ».

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 développée par F. Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte.

Méthode directe

Dans ce type de contrôle, le flux est réglé par une contre- réaction, il doit donc être mesuré (capteur) ou estimé. La pulsation statorique ω_s est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator [19].

Méthode indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position, elle 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 [9].

Principe de la commande direct du couple

Le principe est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs [17].

Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur.

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{II-1})$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer huit positions du vecteur \vec{V}_s dont deux correspondant au vecteur nul.

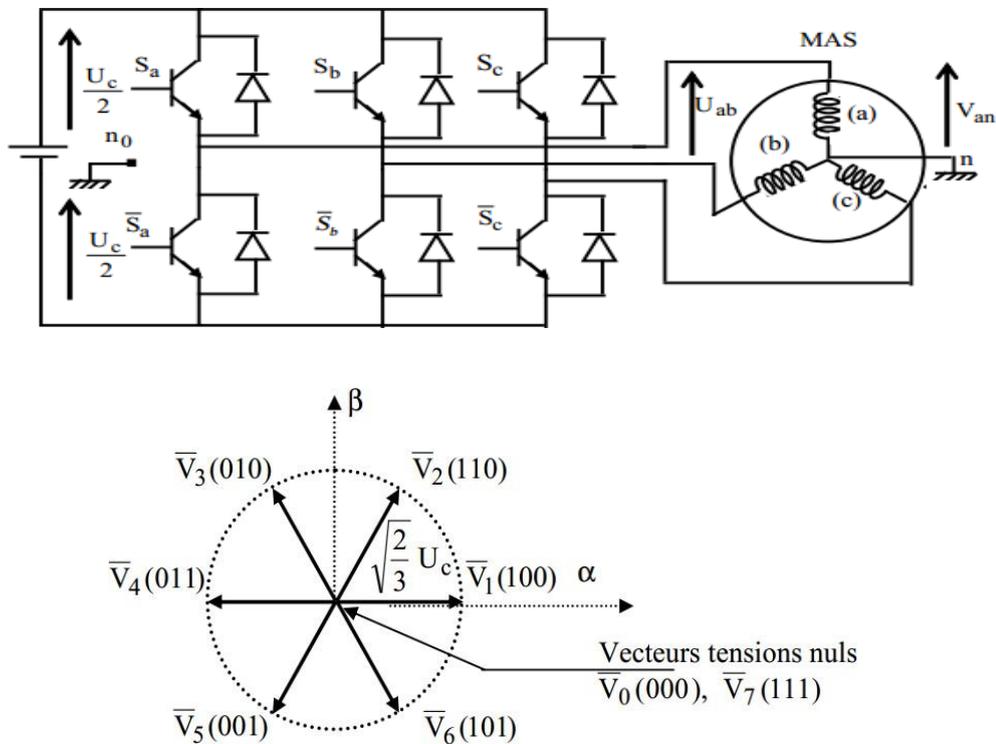


Fig. II.2 : Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions V_s

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage directe de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs V_i non nuls, et des vecteurs nuls V_0, V_7 . Le vecteur de contrôle à donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e).

Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposé par "Takahashi" est basée sur l'algorithme suivant :

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit [10].

Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique

Contrôle du vecteur flux statorique

L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [11] :

$$\bar{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II-2})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire:

$$\bar{\Phi}(t) = \bar{\Phi}(0) + \bar{V}t - \int_0^t (R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II-3})$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur V_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par :

$$\bar{\Phi}(t_2) \approx \bar{\Phi}(t_1) + \bar{V} \Delta T \rightarrow \Delta \bar{\Phi} = \bar{\Phi}(t_2) - \bar{\Phi}(t_1) \approx \bar{V} \Delta T \quad (\text{II-4})$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine (Fig.II.3) :

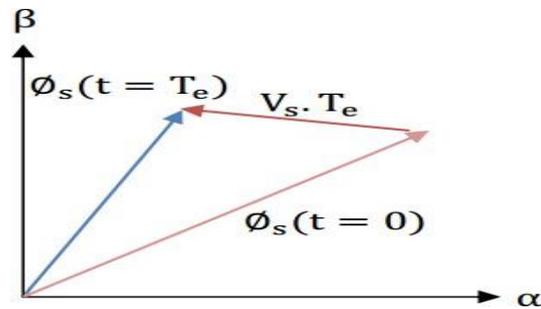


Fig. II.3 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

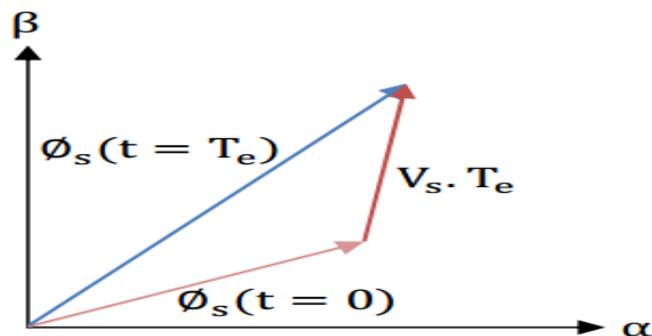


Fig. II.4 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique, Fig. II.3. et Fig. II.4. Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successives de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la Figure. II.5. qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [12].

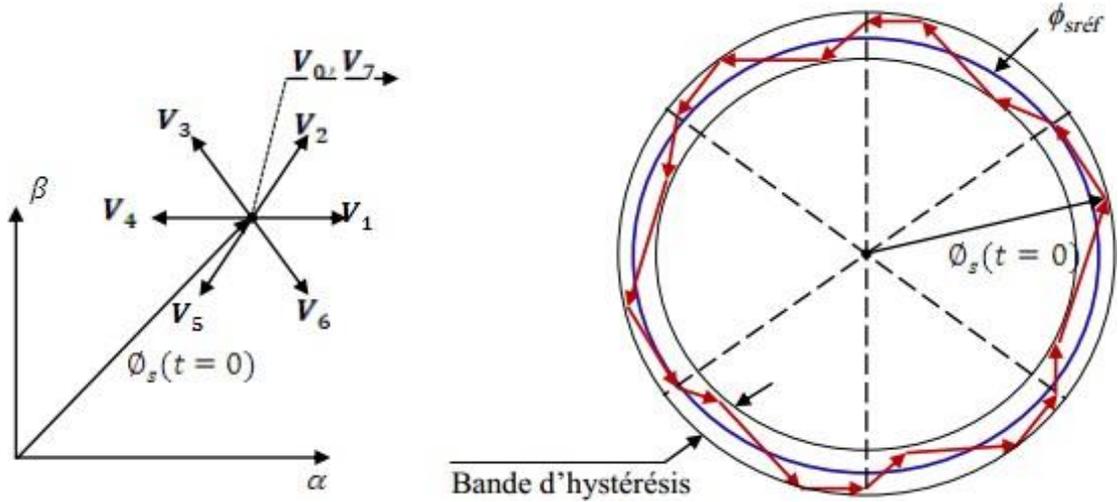


Fig. II.5 : Trajectoire du flux statorique.

Contrôle du couple électromagnétique

En fonction du flux statorique et du flux rotorique on peut obtenir le couple électromagnétique de la façon suivante [13].

$$C_{em} = K_c (\vec{\Phi}_s * \vec{\Phi}_r) \tag{II-5}$$

K_c : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$\vec{\Phi}_s$: Est le vecteur de flux statorique.

$\vec{\Phi}_r$: Est le vecteur de flux rotorique.

Avec :

$$K = \frac{3 * p M_{sr}}{2(\sigma * l_s * l_r)} \tag{II-6}$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_s = [\Phi_s, \theta_s] = \Phi_s * e^{j\theta_s} \\ \vec{\Phi}_r = [\Phi_r, \theta_r] = \Phi_r * e^{j\theta_r} \end{cases} \tag{II-7}$$

Où Φ_s et Φ_r sont les modules du flux statorique et du flux rotorique à l'instant « t_0 ».

$$\begin{cases} \|\Phi_s\| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \\ arg\Phi_s = \tan^{-1} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \end{cases} \tag{II-8}$$

Le couple peut être réécrit de la forme suivante :

$$C_{em} = K_c \|\vec{\Phi}_s\| \cdot \|\vec{\Phi}_r\| \sin(\delta_0) \quad \text{Avec } \delta_0 = \theta_s - \theta_r \quad (\text{II-9})$$

Où δ_0 est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

On peut supposer que le flux statorique suit sa référence parce qu'il est maintenu dans une bande d'hystérésis, la forme du couple devient

$$C_{em} = K_c \Phi_{sref} \cdot \Phi_r \cdot \sin(\delta_0) \quad (\text{II-10})$$

Sélection des vecteurs de tension

Le choix du vecteur \vec{V} dépend de la position de $\vec{\Phi}$ dans le référentiel (α, β) , de la variation souhaitée pour le module de Φ_s , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\vec{\Phi}$.

L'espace d'évolution de $\vec{\Phi}$ dans (α, β) est décomposé en six zones i , avec $i = [1,6]$, tel qu'il est représenté sur la figure ci-dessous.

Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants [15]:

- ❖ Si \vec{V}_{+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- ❖ Si \vec{V}_{-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- ❖ Si \vec{V}_{+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- ❖ Si \vec{V}_{-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- ❖ Si \vec{V}_0 ou \vec{V}_6 est sélectionné le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

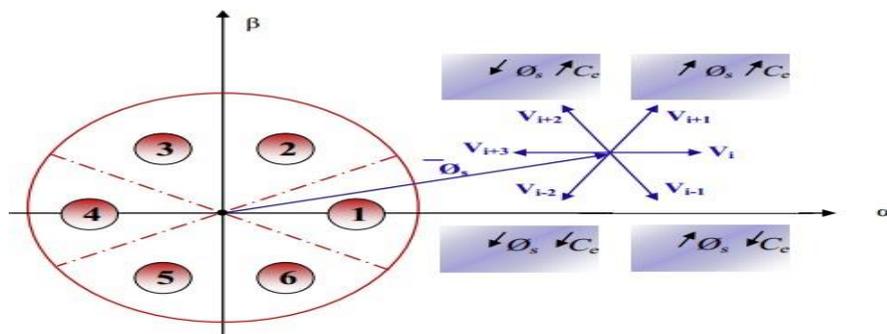


Fig. II.6 : Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$

Estimation 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:

$$\bar{\Phi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II-11})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que:

$$\bar{\Phi} = \Phi_{s\alpha} + j \Phi_{s\beta} \quad (\text{II-12})$$

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, soit

$$I_s = I_{s\alpha} + j \cdot I_{s\beta} \quad (\text{II-13})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha, s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient [17]:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} S_b + S_c \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 \left(S_b - S_c \right) \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

Le module et la phase du flux statorique s'écrivent :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II-16})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II-17})$$

Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = (\Phi_{s\alpha i s \beta} - \Phi_{s\beta i s \alpha}) \tag{II-18}$$

Elaboration des Contrôleurs

Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$, dans une couronne circulaire comme le montre la figure ci-dessous.

La sortie de la correction doit indiquer le sens d'évolution du module de, $\bar{\Phi}_s$ afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques [17].

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 :

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \tag{II-19}$$

Avec : $(\Phi_s)_{ref}$ est flux de référence, $\Delta\Phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur.

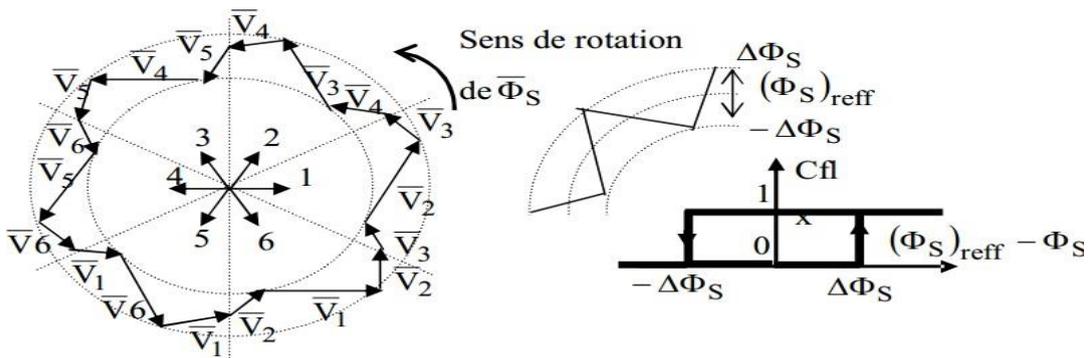


Fig. II.7 : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

Correcteur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\bar{\Phi}_s$. N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{11} et \bar{V}_{12} ,

peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\bar{\Phi}$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls,

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 jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [16].

Elaboration de la table de commande

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple [14].

En considérant le vecteur flux $\bar{\Phi}$ dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs \bar{V}_1 et \bar{V}_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de $\bar{\Phi}$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs \bar{V}_2 , \bar{V}_3 le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \cdot \bar{I}_s$

Le tableau (II.01) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

.Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée

	Augmentation	Diminution
Φ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i-1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [14].

Tableau (II.02) : Table de commande du flux

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Phi_s \uparrow$	V ₆ ,V ₁ ,V ₂	V ₁ ,V ₂ , V ₃	V ₂ ,V ₃ ,V ₄	V ₃ ,V ₄ ,V ₅	V ₄ ,V ₅ ,V ₆	V ₅ ,V ₆ ,V ₁
$\Phi_s \downarrow$	V ₃ ,V ₄ ,V ₅	V ₄ ,V ₅ ,V ₆	V ₅ ,V ₆ ,V ₁	V ₆ ,V ₁ , V ₂	V ₁ ,V ₂ , V ₃	V ₂ ,V ₃ ,V ₄

Table de commande du couple

Le tableau de commande du couple montre les séquences des vecteurs de tension actifs à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple.

Tableau (II.03) : Table de commande du couple

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V ₂ ,V ₃	V ₃ ,V ₄	V ₄ ,V ₅	V ₅ ,V ₆	V ₆ ,V ₁	V ₁ ,V ₂
$C_{em} \downarrow$	V ₅ ,V ₆	V ₆ ,V ₁	V ₁ ,V ₂	V ₂ ,V ₃	V ₃ ,V ₄	V ₄ ,V ₅

Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles

Cette table commande nous montre les différents vecteurs de tension actifs à appliquer afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes d'hystérésis. En revanche, l'idée de n'appliquer que des séquences de tension non nulle n'est pas optimale, parce que l'absence de séquences de tension nulle contribue à l'augmentation du le nombre de commutations et donc augmenter les pertes.

Pour définir cette table de commutation sans les séquences nulles, nous avons supposé que la sortie du régulateur du couple ne prend que deux états, comme le régulateur du flux [13].

Les séquences qui correspondent à *ccpl* nulles sont ignorées (voir Tableau.II.04). La table suivante illustre cette modification.

Tableau (II.04) : Table de commutation avec les vecteurs tension actif

N		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Cflx	Ccpl						
0	0	V5	V6	V1	V2	V3	V4
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
1	0	V6	V1	V2	V3	V4	V5
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1

Dans ce cas, si sont égaux à 1 alors, on applique un vecteur tension qui fait augmenter le flux et le couple, et si elles sont égales à 0 on applique alors un vecteur tension qui exige une diminution du flux et du couple.

Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles

Selon la position du vecteur flux dans le plan (α , β), on définit une table définissant le vecteur tension à appliquer pour chaque combinaison des variables *ccpl* et *cflx*.

Le vecteur tension qui est appliqué à la machine, et la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font à l'aide du tableau du TAKAHACHI tableau (II.05) Ce tableau est synthétisé à partir des règles qualitatives d'évolution du couple et du flux statorique [13].

Tableau (II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tension nuls

N		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Cflx	ccpl						
0	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
1	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1

Structure Générale du Contrôle Direct du Couple

Le schéma bloc de la Figure. II.8., représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation donnée ci-dessus.

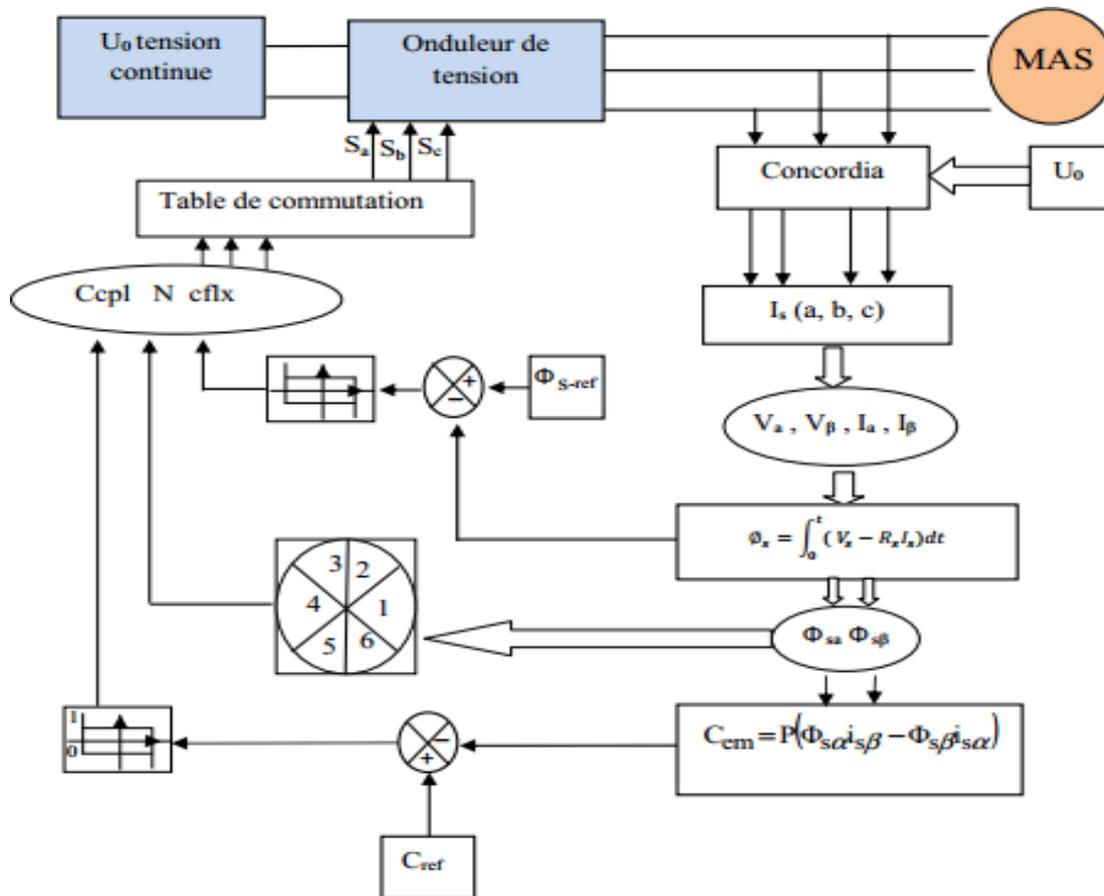


Fig. II.8 : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

Réglage de vitesse

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués. Le plus simple est le réglage classique avec un régulateur PI. Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue.

La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{II-20}$$

Où s est l'opérateur dérivé de LAPLACE

Et le processus à régler se définit à partir de l'équation mécanique :

$$\omega_s = \frac{1}{f+j} (c_{em}(s) - \zeta) \tag{II-21}$$

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse :

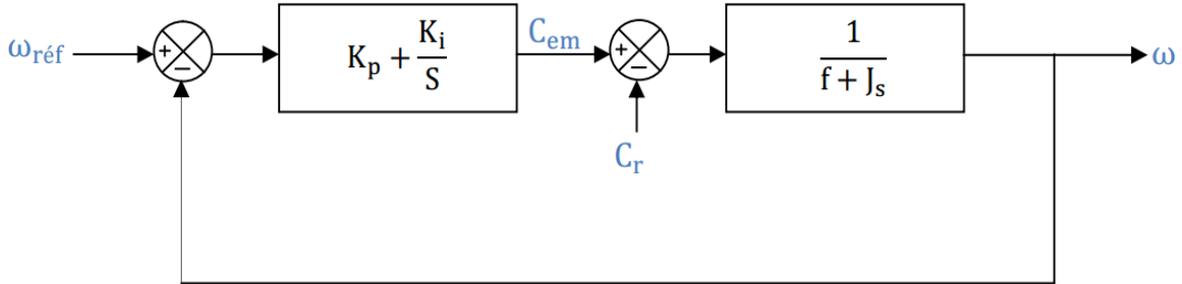


Fig. II.9 : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse.

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

$$H(s) = \frac{\omega}{\omega_{réf}} = \frac{1 + \frac{K_p s}{K_i}}{s^2 + \frac{(f+K_p)}{K_i} s + 1} \tag{II-22}$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, ω s'écrit alors :

$$\omega = \frac{1}{f+Js} \frac{(K_p s + K_i)}{s} \tag{II-23}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre , dont la forme canonique

$$\frac{k}{\omega_n^2 S^2 + \frac{1}{\omega_n} S + 1} \tag{II-24}$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ 2 \xi = \frac{(f+k)}{\omega_n} \\ \frac{1}{\omega_n} = \frac{1}{k_i} \end{cases} \tag{II-25}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$\begin{cases} K_p = 2j\omega_n - f \\ K_i = j\omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple, puis un analyse en particulier sur le couplage et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique. Après cela, nous avons développé l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple. Puis, nous avons élaborerons le modèle des contrôleurs à hystérésis impliqués dans les structures générales de la commande.

Dans le chapitre suivant, nous présenterons et discuterons les résultants de simulation du système.

CHAPITRE III

Simulation du système

Introduction

Après l'étude théorique, nous présentons une analyse par simulation numérique sous l'environnement Matlab-Simulink.

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, et l'inversion du sens de rotation.

Simulation de la commande directe du couple (DTC)

Une simulation de la commande directe du couple a été effectuée en SIMULINK dans un environnement MATLAB pendant (2 secondes) comme suit:

Essai à vide

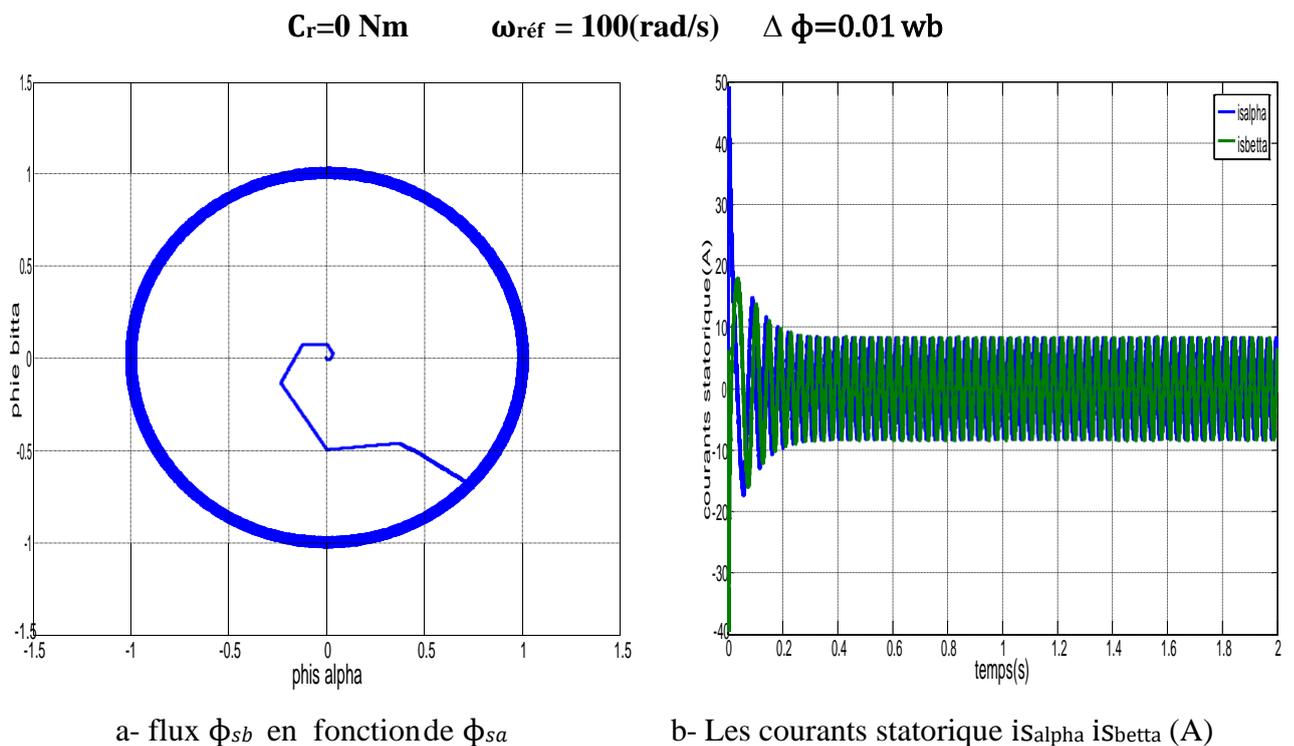
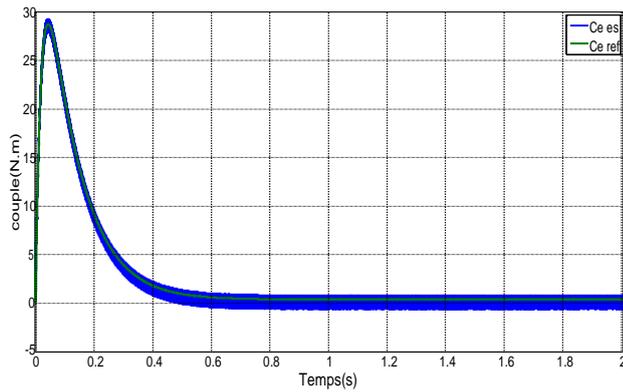
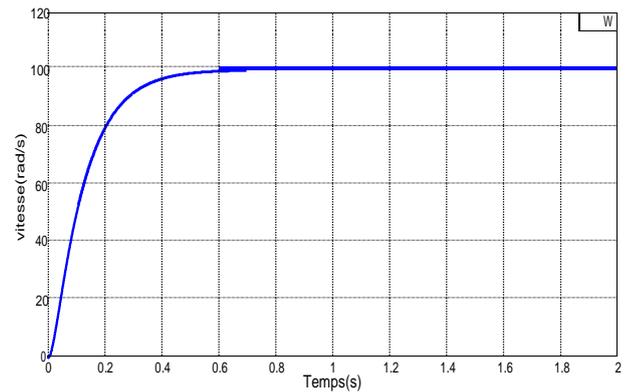


Fig. III.1: Evolution du flux statorique et du courant dans le repère (α, β)



a : le couple électromagnétique (N.m)



b : La vitesse de rotation (rad/s)

Fig. III.2: Evolution des grandeurs mécanique

La (Fig.III.2) montre les performances de la régulation, on note une nette amélioration en régime dynamique ou la vitesse est obtenue sans dépassement au bout d'un temps $t=0.6s$. En effet pour le premier ordre le régime permanent est considéré atteint à 63% de la vitesse nominale.

Après le démarrage de la machine on remarque qu'une augmentation du couple jusqu'à 28 N.m puis diminue et stabilisé au voisinage de zéro. Puisque il n'ya pas de charge. Au démarrage le courant statorique est maintenu constant. Par ailleurs la (Fig.III.2) présente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) . La valeur de référence du flux est, dans ce cas égale à 1wb. Lors du démarrage, nous observons des ondulations qui sont dues, en partie, à l'influence du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur.

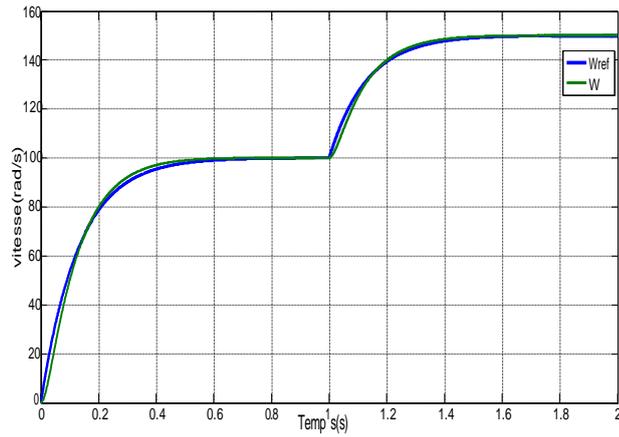
Essai Variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\omega_{ref} = 100$ (rad/s) à $\omega_{ref} = 150$ (rad/s) rad s à l'instant $t=1s$, sont représentés dans la figure suivante :

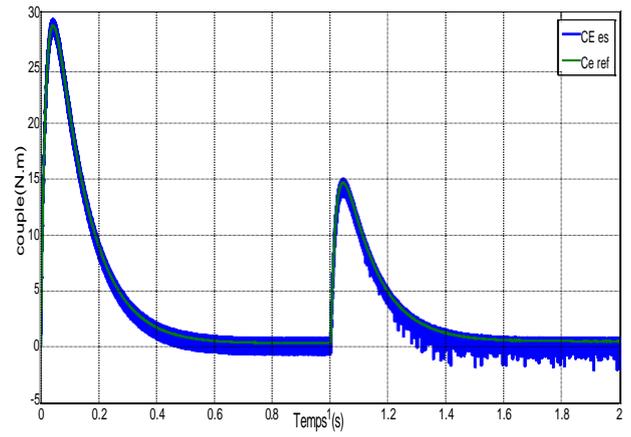
Lorsqu'en augmentant la vitesse, on constate une augmentation du couple pendant une courte période.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement de la bande d'hystérésis.

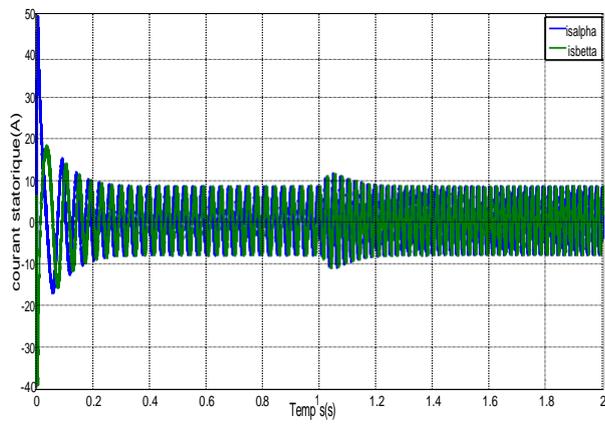
Ainsi les courants statorique sont influencés par la variation de vitesse, et clairement influés en fréquences.



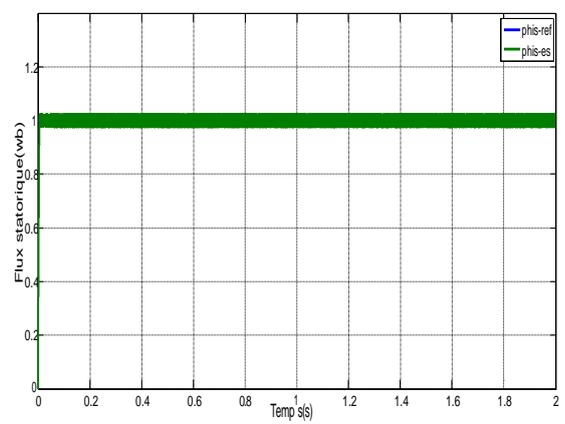
la vitesse de rotation (rad/s)



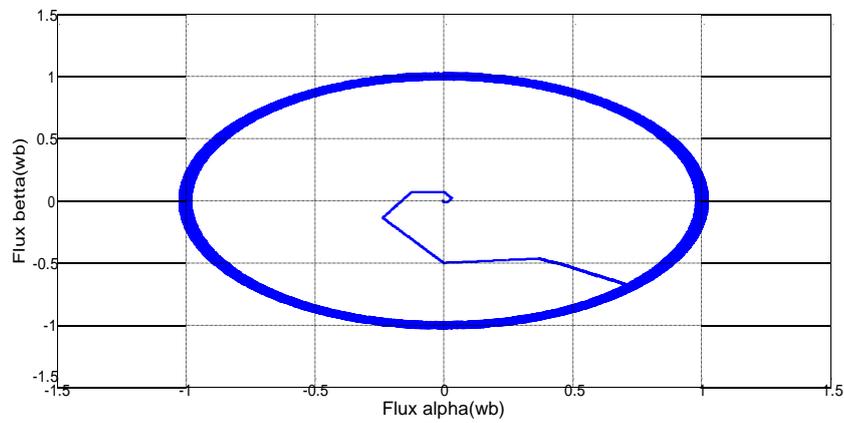
le couple électromagnétique (N.m)



Les courants statorique isalpha isbeta(A)



module de Flux statorique(wb)



le Flux trajectoire (wb)

Fig. III.3: Test de robustesse à la variation de la vitesse.

III.1.3 Essai d'inversion de vitesse

Nous avons simulé les commandes pour un changement du sens de rotation de la vitesse de (+100 rad/s à -100 rad/s), à partir de l'instant ($t=1$ s). Les résultats de simulations sont illustrés par la Fig.III.4.

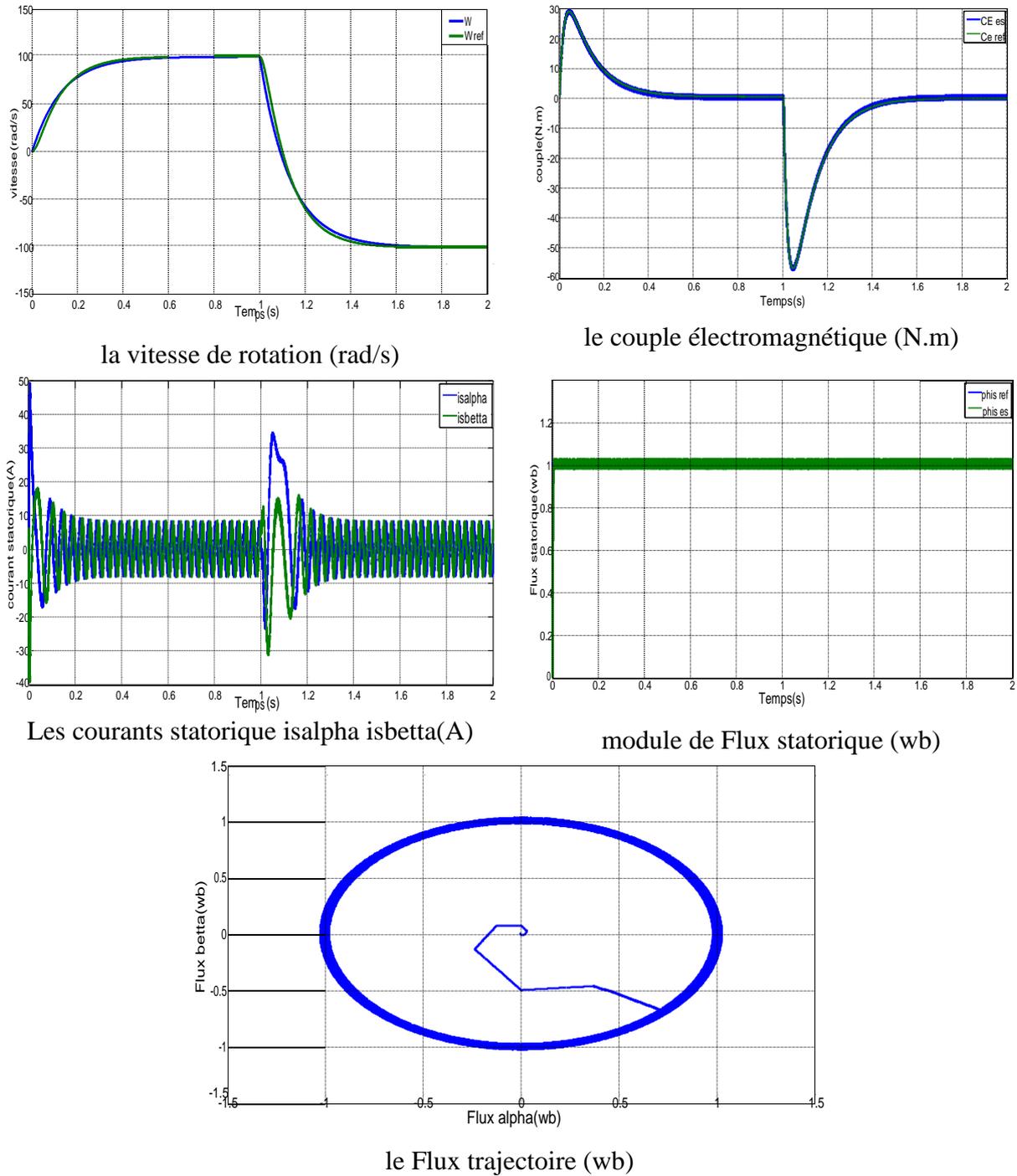


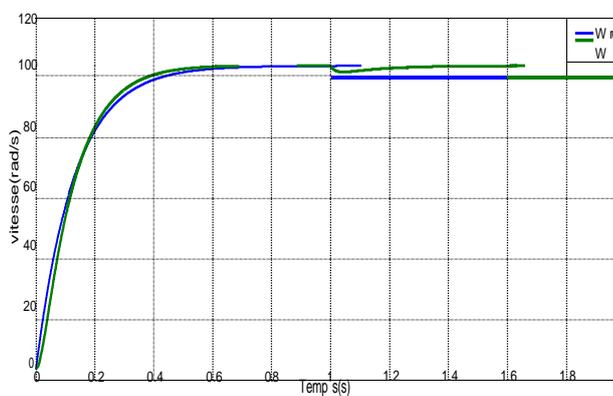
Fig. III.4: Test de robustesse à l'inversion de la vitesse.

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande DTC vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de 100 rad/sec à -100 rad/sec à partir de $t = 1$ sec.

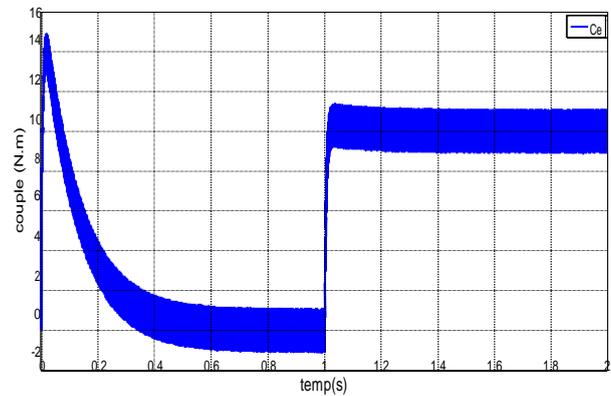
Suivent de ce test de l'inversion du sens de rotation de vitesse (100 rad/sec à -100 rad/sec) les résultats montrent la robustesse cet estimateur et on peut affirmer que la commande DTC est robuste vis-à-vis aux perturbations extérieures le couple résistant.

III.1.4. Essai variation de la charge

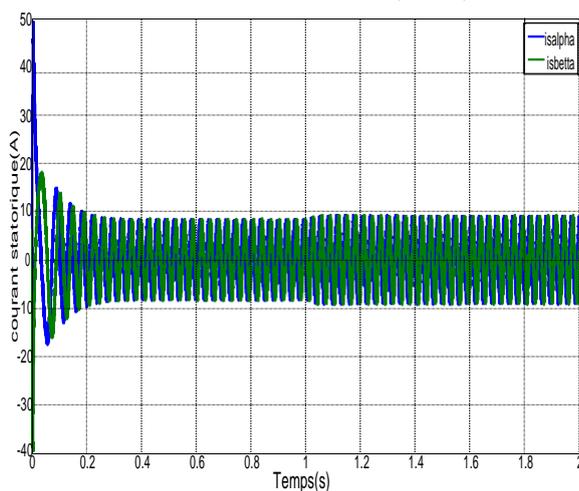
Les courbes de la Fig. III.5, ont été obtenues suite à une opération de démarrage à vide puis en fait subir à la machine une charge représentant une succession d'échelons (10 N.m). À partir de l'instant ($t = 1$ s).



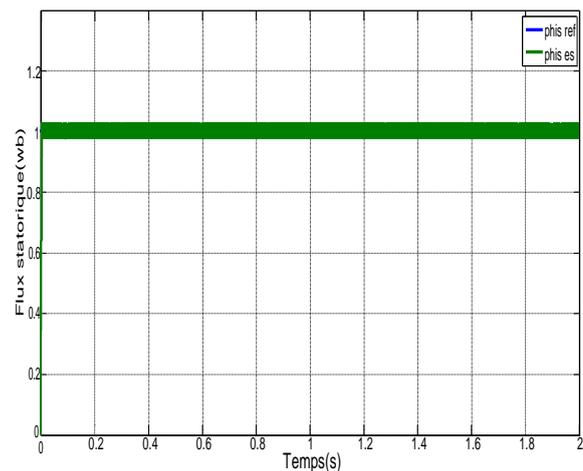
la vitesse de rotation (rad/s)



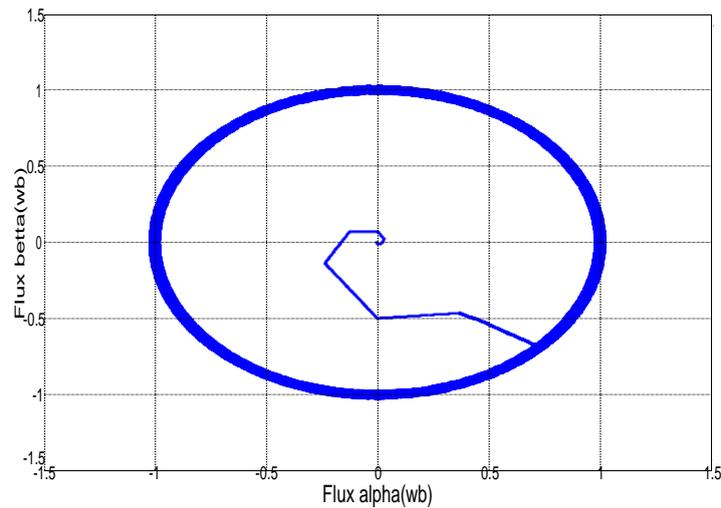
le couple électromagnétique (N.m)



Le courant statorique isalphi(A)



module de Flux statorique(wb)



le Flux trajectoire (wb)

Fig. III.5: Test de robustesse à la variation de la charge

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 28 N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 1s puis stabilise pour une valeur finale 10 N.m avec une oscillation importante pour couple de charge 10 N.m ; En plus en remarque que la vitesse suivre la valeur de référence après 0.6s avec un pic à 1s c'est-à-dire l'application de la charge.

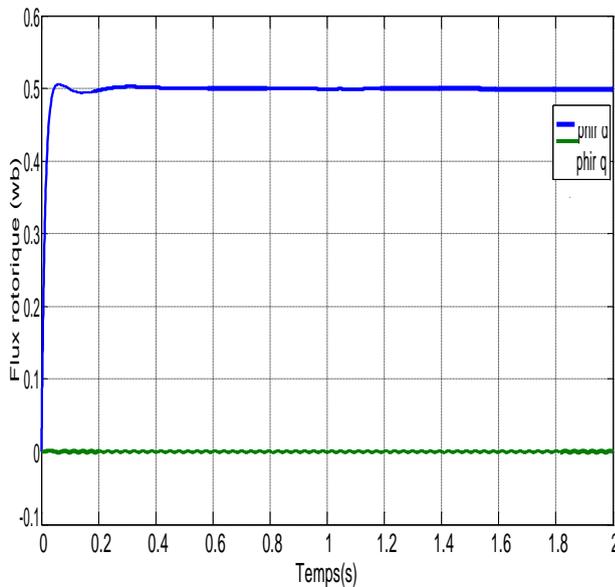
Le flux est piégé dans une couronne quelque soit la charge appliquée, ce qui montre que la constance du flux en dépit de la charge. On conclut que le couple et le flux sont découplés.

Simulation de la commande vectorielle directe (FOC)

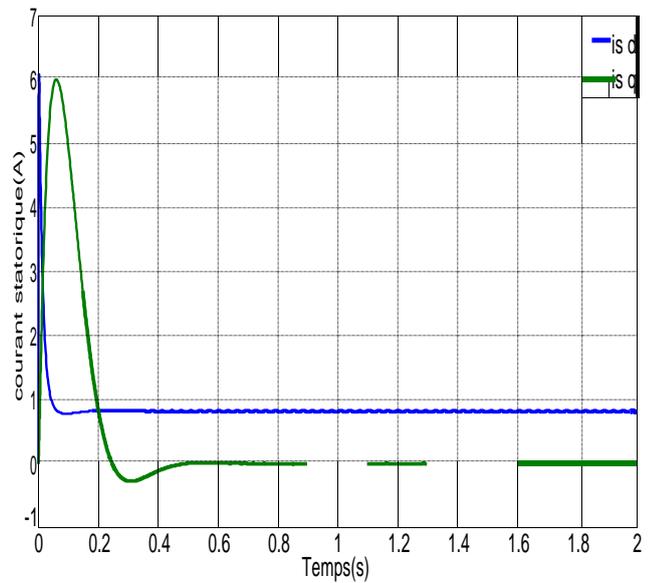
Une simulation de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique a été effectuée en SIMULINK dans un environnement MATLAB pendant (2 secondes) comme suit:

Essai à vide

$C_r=0 \text{ Nm}$ $\omega_{réf}=100(\text{rad/s})$ $\Delta\phi=0.01 \text{ w.b}$

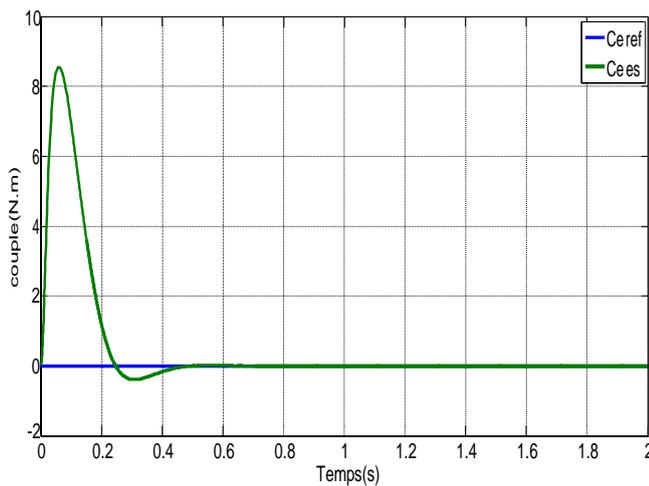


a- module de Flux rotorique (w.b)

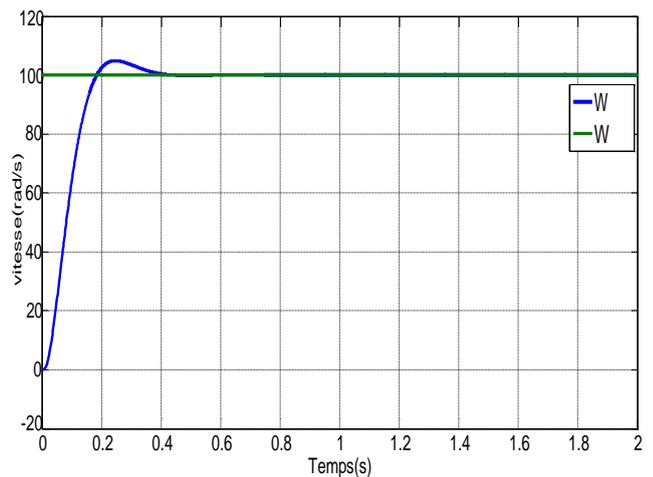


b- Les courants statorique i_{sd} et i_{sq} (A)

Fig. III.6: Evolution du flux rotorique et du courant dans le repère (d. q)



a-le couple électromagnétique (N.m)



b-la vitesse de rotation (rad/s)

Fig. III.7: Evolution des grandeurs mécanique (FOC)

III.2.2. Essai variation de la vitesse

Dans cet élément nous à réaliser la commande vectorielle directe. La validation est faite pour la commande avec boucle de vitesse.

Le but est de choisir la meilleure réponse qui nous donne une meilleure qualité d'établissement du couple dans les deux cas de contrôles.

D'après les résultats obtenus, les Fig. III.8.

Pour diverses valeurs de vitesse ($\omega = 100, 150$ rad/sec), à partir de l'instant ($t= 1$ s), le temps d'établissement du couple.

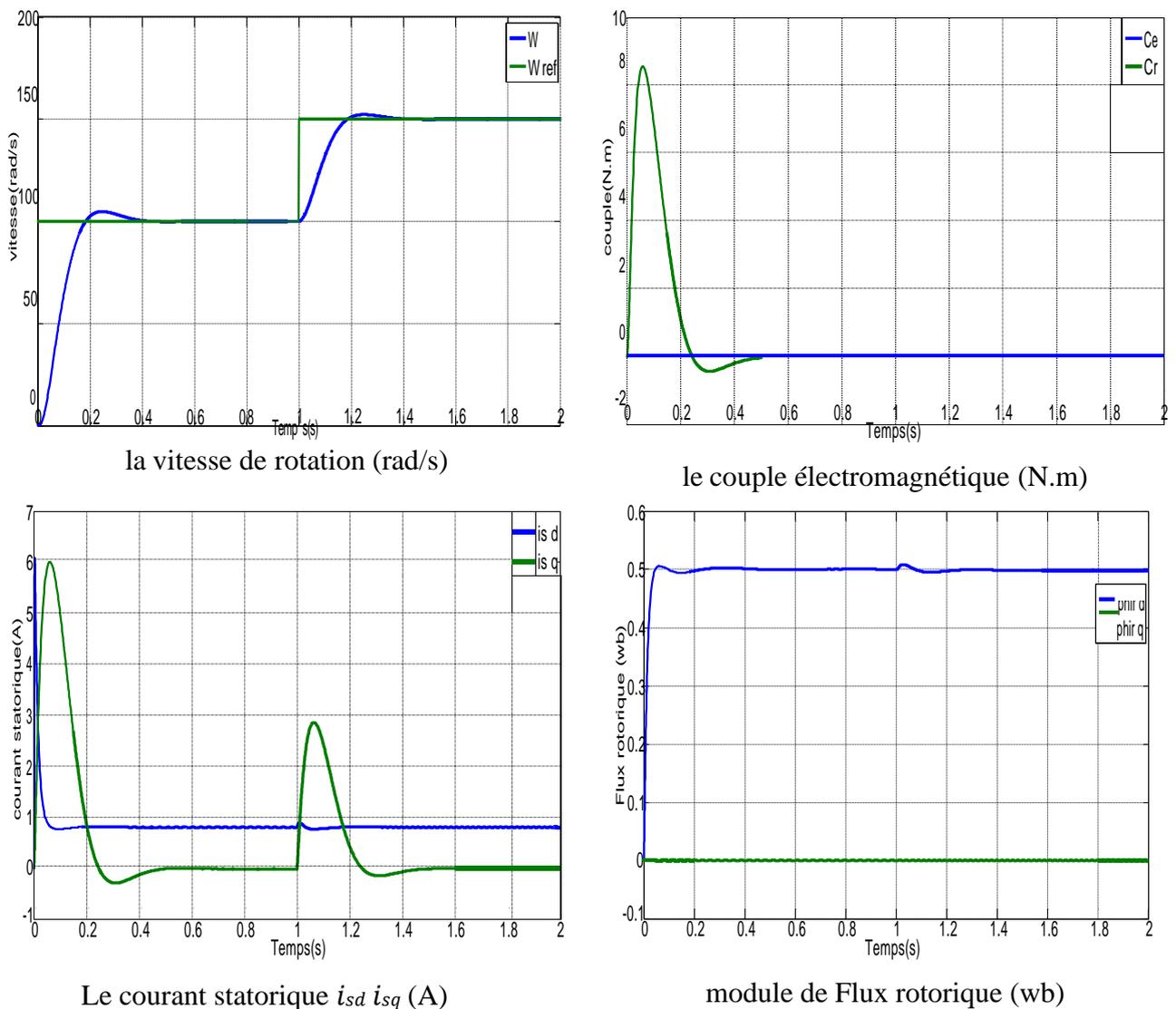


Fig. III.8: Test de robustesse à la variation de la vitesse.

Malgré la variation de la vitesse de référence on remarque que la vitesse réelle suit cette variation sans dépassement et avec un temps de réponse très petite, ce qui montre l'efficacité de la commande vectorielle dans les applications à vitesse variable.

Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur.

III.2.3 Essai d'inversion de vitesse

Nous avons simulé les commandes pour un changement du sens de rotation de la vitesse de vitesse de (100 rad/s à -100 rad/s), à partir de l'instant ($t=1$ s). Les résultats de simulations sont illustrés par la Fig.III.9.

Les résultats montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une petite erreur.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.

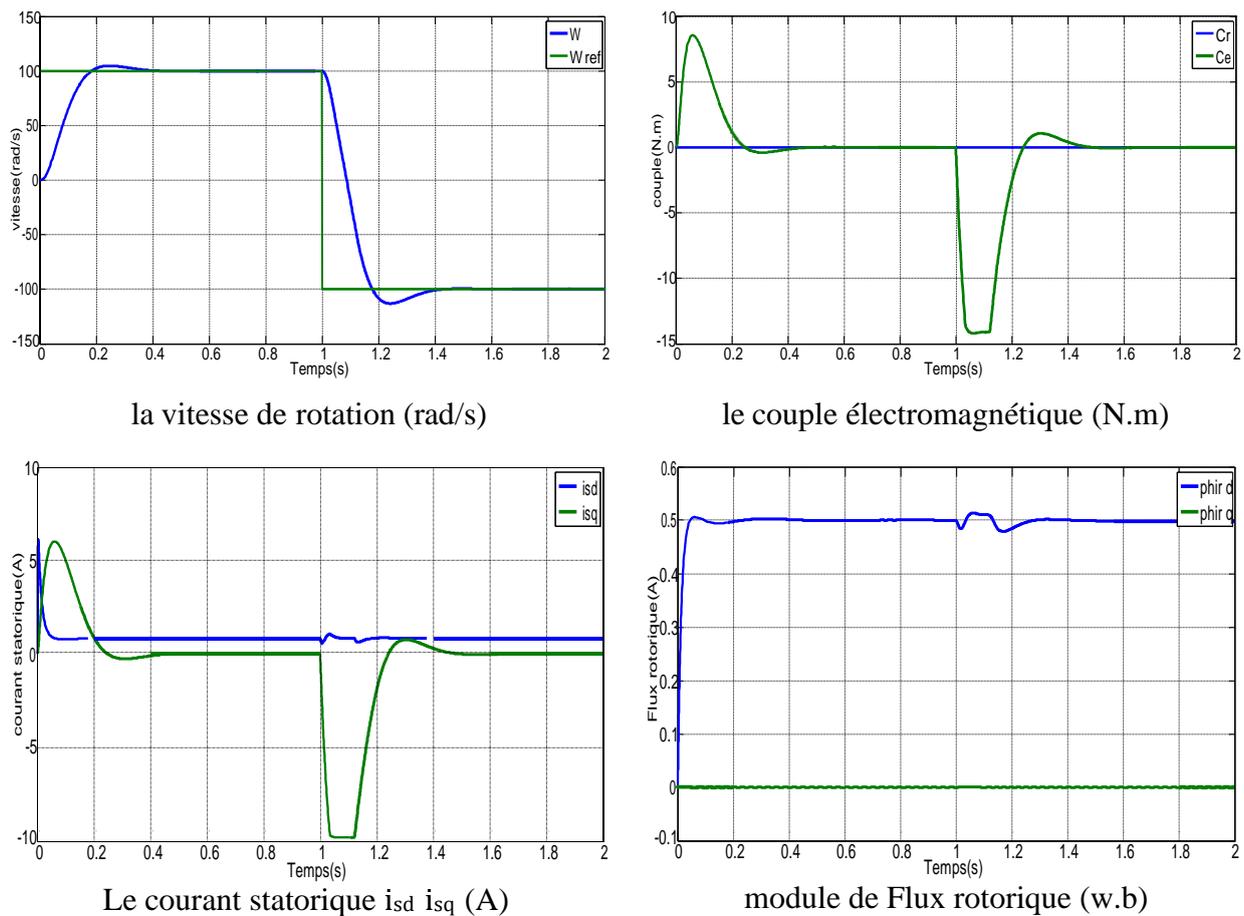


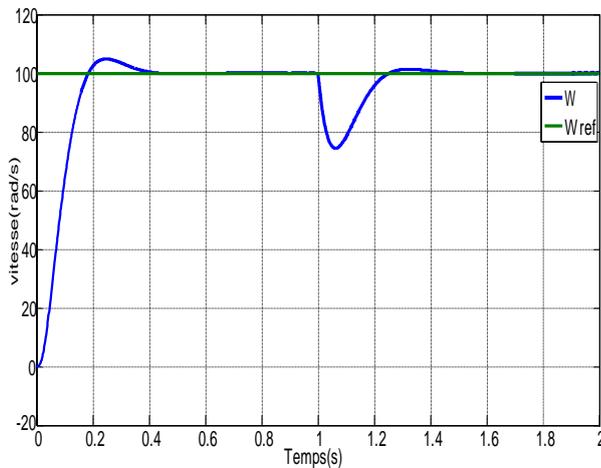
Fig. III.9: Test de robustesse à l'inversion de la vitesse.

III.2.4. Essai variation de la charge

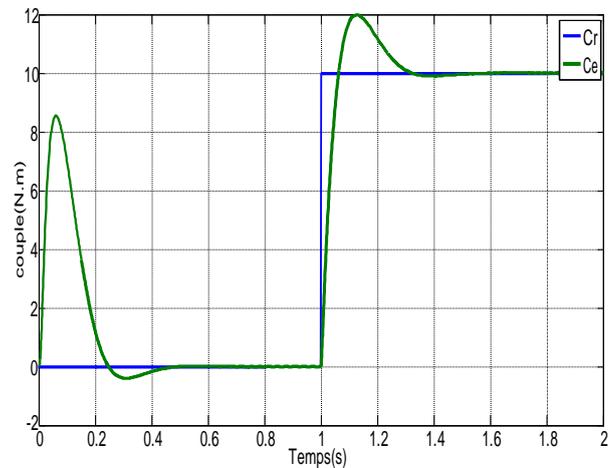
Les courbes de la Fig. III.10, ont été obtenues suite à une opération de démarrage à vide puis en fait subir à la machine une charge résistante une succession d'échelons (10 N.m). à partir de l'instant ($t=1$ s)

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{sd} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé (Φ_{rq}).

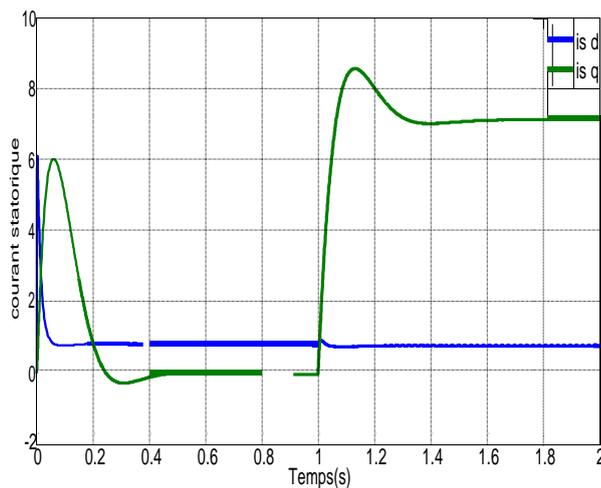
On remarque que le couple électromagnétique suit le courant de phase du stator.



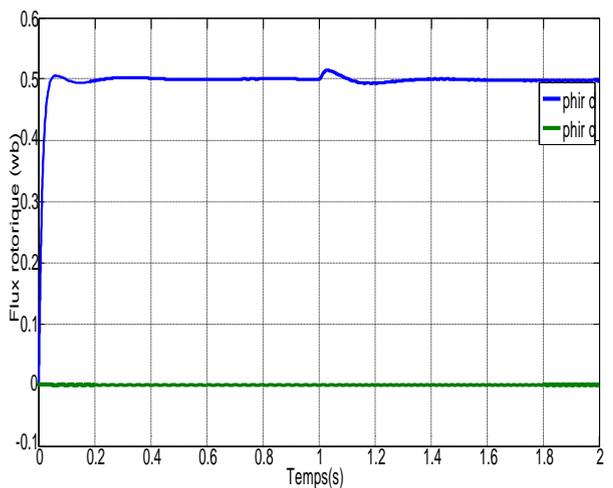
la vitesse de rotation (rad/s)



le couple électromagnétique (N.m)



Le courant statorique i_{sd} i_{sq} (A)



module de Flux rotorique (wb)

Fig. III.10: Test de robustesse à la variation de la charge

Comparaison entre la commande vectorielle (FOC) et la commande direct de Couple (DTC)

Tableau (III.01) : Comparaison entre FOC et DTC.

	Commande vectorielle (FOC)	Commande directe du Couple (DTC)
Variables commandées	Couple Flux rotorique	Couple Flux statorique
Variables senties	Vitesse mécanique Courant statorique	Tension statorique Courant statorique
Variables estimées	Fréquence Flux rotorique de position	Couple Flux statorique
Régulateurs	Trois courants statorique Régulateurs (hystérésis)	Régulateur de couple (hystérésis) Régulateurs du flux statorique (hystérésis)
Contrôle du couple	Directement contrôle par le courant statorique Haute dynamique Ondulations du couple	Contrôle directement Haute dynamique Contrôlées les ondulations du couple
Contrôle du flux	Indirectement contrôle par le courant statorique Dynamique lente	Contrôle directement Dynamique rapide
Complexité d'implémentation	Complexité élevée	Complexité moyenne
Référence	Coordonnée liée au champ tournant «d, q»	Stationnaire « α , β »

Les avantages et des inconvénients :**Les avantage :****Tableau (III.02) : Les avantages**

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

III.4.2. Les inconvénients :**Tableau (III.03) : Les Inconvénients**

	Inconvénients
FOC	<ul style="list-style-type: none"> - plus de temps de calcul (transformations de repère set découplage) - Sensible aux variations paramétriques du rotor - modulateur - plusieurs boucles de Régulations - nécessite un capteur de vitesse et bonne estimation de θ_s
DTC	<ul style="list-style-type: none"> - 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

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats d'une simulation de la commande directe du couple (DTC) et la commande vectorielle (FOC) de la machine asynchrone triphasée, puis un nous avons présenté une comparaison par simulation entre la (DTC) et la commande vectorielle à flux orienté (FOC).

La commande directe du couple est sans doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de la dynamique rencontrés dans le commande vectorielle à flux rotorique orienté, Cette stratégie de commande s'est montrée robuste par apport aux variations paramétriques et un peu moins par apport aux variations non paramétriques.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale

La commande directe du couple d'une machine asynchrone est l'une parmi les sujets des recherches les plus importantes dans le domaine de la commande. Cette technique est sans doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de la dynamique rencontrés dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

L'objectif principal de ce mémoire consiste à appliquer la commande directe du Couple (DTC) d'une machine asynchrone, et afin d'arriver à ce but nous avons présenté les chapitres suivants :

Premièrement, nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone triphasée. A l'aide des hypothèses simplificatrices, nous avons obtenu un modèle triphasé réduit à son tour à un modèle biphasé plus simple à étudier suite à l'application de la transformée de Park. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail. Des simulations ont été effectuées à vide et en charge sur le modèle obtenu qui traduit facilement le fonctionnement de la machine.

Le deuxième chapitre, au début de ce chapitre nous avons présenté le principe de technique de la commande vectorielle à flux orienté, et puis nous avons exposé les principes de la commande directe du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et le couple.

Le dernier chapitre, nous avons présenté les résultats de simulation obtenus en appliquant une commande directe du couple (DTC) à une machine asynchrone, à la fin de ce chapitre nous avons comparé par simulation entre la commande directe du couple et la commande vectorielle à flux orienté. On a remarqué que la DTC présente une bonne dynamique de réponse du flux et du couple.

LES ANNEXES

Les Annexes :

Paramètres de la machine asynchrone utilisée :

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine que nous avons utilisée dans notre travail sont :

<i>Les paramètres</i>	<i>Les valeurs</i>
<i>Puissance nominale</i>	$P_n = 4$ [K. W]
<i>Tension nominale</i>	$V_n = 220/380$ [V]
<i>Fréquence d'alimentation</i>	$F = 50$ [HZ]
<i>Nombre de paires de pôles</i>	$P = 2$
<i>Vitesse nominale</i>	$\Omega = 1500$Tr/min
<i>Couple résistant</i>	$C_r = 10$ [N.m]
<i>Résistance statorique</i>	$R_s = 10$ [Ω]
<i>Résistance rotorique</i>	$R_r = 6.3$ [Ω]
<i>Inductance statorique</i>	$L_s = 0.656$ [H]
<i>Inductance rotorique</i>	$L_r = 0.653$ [H]
<i>Inertie du moteur</i>	$J = 0.020$ [Kg .m²]
<i>Inductance mutuelle</i>	$M = 0.613$ [H]
<i>Coefficient de frottement</i>	$F = 0.00$ [SI]

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] G.Séguier, F.Notelet, « Electrotechnique industrielle », Editions Techniques & Documentations 3eme tirage Paris 1981.
- [2] J.Lessenne, F.Notelet, G.Séguier « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Editions Techniques & Documentations, Paris 1981.
- [3] Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » tome 1, Editions Sciences Hermes, 2000.
- [4] A .Hadj Dida, ''Développement D'une Commande Numérique D'un Moteur A Induction'', Thèse de Magister, Université d'Oran, 2012.
- [5] M. Hadeif, «Commande Electrique,» Support de cours, Université de Jijel, 2015
- [6] M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
- [7] J-P.Caron, J-P.Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995
- [8] A. HADDOUN & S. REBBOUH, « contrôle directe du couple du MAS (DTC) ,» Support de cours .
- [9] B. Nabil, «Commande Robuste du Moteur Asynchrone Sur la Théorie de Lyapunov,» Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie. 2010
- [10] R. Kechida, «Utilisation du contrôle direct de flux statorique et de filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone : application au diagnostic des défauts,» Mémoire de magister, université d'EL-OUED ,2010.
- [11] A. Ahmed, «Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage,» Mémoire de magister en université de biskra, 2013.
- [12] Y.DAILI, «Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction,» Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Novembre 2007.
- [13] L. said, « Etude et réalisation de la commande DTC des machines asynchrones par la logique floue,» Mémoire de master en université de Constantine, 2013.
- [14] T.G. Habetler and D.M. Divan, « Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation. », IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.

- [15] M. E. Haque, and M. F. Rahman, « A Direct Torque Controlled interior permanent synchronous machine drive with a new stator resistance estimator. », in IEEE Ind.
- [16] Y. A. Chapuis, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique,» Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996
- [17] C. Abdesselem, « Conception d'un commande floue directe du couple (FDTC) de la machine asynchrone basée sur la svm,» thèse de doctorat, Université de Batna, 2013
- [18] B. Cherif, «Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation.,» Mémoire de magister, Université de biskra, 2012
- [19] B. farid, «Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone,» Mémoire de magister, Université de Annaba, 2006
- [20] K. Akkouchi, «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone,» mémoire de magister, Université de Annaba, 2007.