

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER
EN GENIE ELECTRIQUE
OPTION : AUTOMATIQUE

THEME

COMMANDES ROBUSTES D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

- ETUDE COMPARATIVE -

Proposé et dirigé par:

- Mr. BELHAMDI Saad

Présenté par :

- SALEM Khalifa

Année Universitaire: 2012/ 2013

N° d'ordre : 075

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement

Avant tout, je remercie **الله**, est l'unique qui m'a offre le courage et la volonté nécessaire qu'il j'accordé tout le long de ma étude.

je tenons à exprimer toute reconnaissance et ma profonds remerciements à mon encadreur Mr. BELHAMDI SAAD qui J'a aidé et dirigé par ses connaissances et ses conseils.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail:

A ma mère.

A mon père.

A toute ma famille.

A tous amis.

SOMMAIRE

Remerciement	
Dédicace	
Tables des figures	
Notations et Symboles	
Introduction Générale	1

CHAPITRE : I

MODELISATION DE L'ASSOCIATION « ONDULEUR-MAS »

I.1 Introduction	3
I.2 Modélisation de machine asynchrone	3
I.2.1. Hypothèses simplificatrices	3
I.2.2. Description de la machine asynchrone	4
I.2.3. Equations électriques et magnétiques	4
I.2.4. Transformation du système triphasé au système biphasé	6
I.2.5. Choix du référentiel	8
I.2.6. Application de la transformation de Park à la (MAS)	8
I.2.6.1 Equations électrique et magnétiques	8
I.2.6.2 Expressions du couple électromagnétique	9
I.2.6.3 Equation mécanique	10
I.2.7. Représentation d'état du modèle de la (MAS)	10
I.3 Modélisation de l'association « Onduleur – MAS »	12
I.3.1 Modélisation de l'onduleur	12
I.3.2 Contrôle des tensions par MLI	14
I.3.3 Schéma bloc de simulation	15
I.4 Simulation de l'association « Onduleur – MAS »	16
I.4.1. Interprétation des résultats	17
I.5 Conclusion	18

CHAPITRE : II

COMMANDE VECTORIELLE DE LA (MAS)

II.1 Introduction	19
II.2 Principe de la commande vectorielle	19
II.3 Commande vectorielle par orientation de flux rotorique	20
II.4 Types de la commande vectorielle	21
II.4.1. commande vectorielle directe	21
II.4.2. commande vectorielle indirecte	22
II.5. Modèle de la (MAS) avec orientation du flux rotorique	23
II.6. Découplage par compensation	24
II.7. Dimensionnement des régulateurs	26
II.7.1 Régulateur de courant	26

II.7.2 Régulation du flux rotorique	27
II.7.3. Régulation de vitesse	28
II.8. Résultats de simulation	29
II.9 conclusion	34

CHAPITRE : III

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)

III.1 Introduction.....	35
III.2. Principe de la commande directe du couple	35
III.3. Modèle vectorielle de la machine asynchrone	38
III.4. Contrôle du flux statorique	39
III.5. Contrôle du couple.....	41
III.6. Présentation de la structure de contrôle	42
III.7. Elaboration du vecteur de commande.....	43
III.7.1. Le correcteur de flux.....	43
III.7.2. Le correcteur du couple.....	44
III.8. Elaboration de la table de commande.....	45
III.9. Structure générale de la DTC	46
III.10. Schéma bloc de simulation	47
III.11. Résultats de simulation	47
II.12 conclusion	52

CHAPITRE : IV

ETUDE COMPARATIVE

IV.1. Introduction	53
IV.2. Avantages et inconvénients de chaque type de commande.....	53
IV.3. Résultats de simulation.....	55
IV.3.1. démarrage à vide.....	55
IV.3.2. Introduction d'un couple de charge.....	56
IV.3.3. Inversion de vitesse	57
IV.3.4. Variation de la charge.....	58
IV.4. Conclusion.....	59
Conclusion Générale.....	60
Annexes	62
Références bibliographiques.....	63

Tables des figures

Figure. I.1 : Représentation schématique d'une (MAS) triphasé.	4
Figure. I.2 : Représentation de la transformation de Park.	6
Figure. I.3 : Schéma de principe de l'association convertisseur –MAS	12
Figure. I.4 : Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux.	12
Figure. I.5: principe de la technique MLI.	14
Figure. I.6: Tension d'une phase de sortie de l'onduleur.	15
Figure. I.7 : Schéma en bloc Simulink sous MATLAB du moteur asynchrone.	15
Figure. I.8 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé.	16
Figure. I.9 : Résultats de simulation de la (MAS) alimentée par l'onduleur à MLI.	17
Figure. II.1 : Analogie de la (MAS) avec la (MCC) dans la commande vectorielle.	19
Figure II.2: Flux rotorique orienté sur l'axe (d)..	21
Figure. II.3: Commande vectorielle directe de la (MAS).	22
Figure. II.4: Commande vectorielle indirecte de la (MAS).	22
Figure. II.5: Bloc d'estimation de la CV indirecte.	23
Figure. II.6: Bloc d'estimation de la CV directe.	23
Figure. II.7 : Modèle de la machine avec découplage.	25
Figure. II.8 : Découplage par addition des termes de compensation.	25
Figure. II.9: Régulation des courants en boucle fermée.	26
Figure. II.10: Régulation du Flux rotorique en boucle fermée.	28
Figure. II.11: Régulation de la vitesse par un (IP) classique.	29
Figure. II.12 : Résultats de simulation de la CVI lorsqu' au démarrage à vide.	30
Figure. II.13: Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à (t=2sec).	31
Figure. II.14: Résultats de simulation de la CVI. Lors du démarrage à vide suivi d'une inversion du sens de rotation à (t=1s).	33
Figure. II.15 : Résultats de simulation de la CVI de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique.	34
Figure. II.16 : Résultats de simulation de la CVI de la MAS lors de la variation de la résistance statorique.	35
Figure III.1: Onduleur de tension et ses interrupteurs.	36
Figure.III.2: Les positions du vecteurs Vs.	36
Figure.III.3 : Schéma synoptique de la commande DTC.	37
Figure.III.4 : Exemple de l'évolution de l'extrémité de (Φ_s).	41

Figure.III.5: Sélection du vecteur tension selon la zone $Z = (1, 2, \dots, 6)$	42
Figure.III.6: (a) Sélection des tensions V_s correspondant au contrôle de l'amplitude Φ_s (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.....	45
Figure.III.7: contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis trois niveaux.	45
Figure.III.8: Table de commutation de la DTC	45
Figure.III.9: Structure générale du contrôle direct du couple (DTC).	46
Figure.III.10: Schéma bloc de simulation de la commande direct du couple (DTC).	47
Figure.III.11 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MAS commandée par DTC.	48
Figure.III.12 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MAS commandée par la DTC suivi par application d'un échelon de charge à l'instante($t=2s$).	49
Figure.III.13: Résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MAS lors l'insertion de la vitesse à l'instante ($t=2s$).	50
Figure.III.14: Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de (100%).	51
Figure. IV.1: Etude comparative de la FOC et de la DTC.	54
Figure. IV.2 : Réponse de la DTC et FOC lors d'un démarrage à vide.....	55
Figure. IV.3: Réponse de la DTC et FOC lors d'un démarrage à vide suivi par une application d'un échelon de charge à l'instant ($t=2s$).	56
Figure. IV.4 : Réponse de la DTC et la FOC lors d'un démarrage à vide suivi par un changement du sens de rotation à l'instante $t=2s$	57
Figure. IV.5 : Réponse de la DTC et la FOC lors la variation de la charge.	58

Notations et Symboles

A, B, C	Indices des phases statorique.
a, b, c	Indices des phases rotorique.
s, r	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
α, β	Les axes du référentiel statorique.
d, q	Les axes du référentiel de Park.
V	Tension.
I	Courant.
Φ	Flux.
[Vs]	Vecteur tension statorique.
[Vr]	Vecteur tension rotorique.
[Is]	Vecteur courant statorique.
[Ir]	Vecteur courant rotorique.
[Φ_s]	Vecteur flux statorique.
[Φ_r]	Vecteur flux rotorique.
[P (θ)]	Matrice de Park.
[P (θ)] ⁻¹	Matrice inverse de Park.
[Lss]	Matrice d'inductance statorique.
[Lrr]	Matrice d'inductance rotorique.
[Mrs]	Matrice des inductances mutuelles rotor-stator.
[Msr]	Matrice des inductances mutuelles stator-rotor.
M ₀	Inductance mutuelles maximale entre deux enroulements du stator et du rotor.
M _s	Inductance mutuelle entre deux phases statorique.
M _r	Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
l _s	Inductance propre d'une phase statorique.
l _r	Inductance propre d'une phase rotorique.
L _s	Inductance cyclique propre du stator (l _s -M _s).
L _r	Inductance cyclique propre du rotor (l _r -M _r).
M	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor.
U ₀	Tension de l'étage continue de l'onduleur.
R _s	Résistance statorique.
R _r	Résistance rotorique.
T _s	Constante du temps statorique.
T _r	Constante du temps rotorique.

σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
θ	L'angle entre l'axe (a) du rotor et l'axe (A) du stator.
θ_r	L'angle entre l'axe (a) du rotor et l'axe (d) direct.
θ_s	L'angle entre l'axe (A) du stator et l'axe (d) direct.
ω_a	La vitesse angulaire du système d'axe (d, q).
ω_s	pulsation statorique.
ω_r	pulsation rotorique.
ω	Vitesse de rotation électrique ($\omega = p\Omega$).
Ω	Vitesse de rotation mécanique.
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
J	Moment d'inertie des masses tournantes.
f	Coefficient de frottement visqueux.
p	Nombre de paire de pôles.

Sigles utilisés :

MAS	Machine Asynchrone.
CVD	Commande Vectorielle Directe.
CVI	Commande Vectorielle indirecte.
FOC	Commande vectorielle par orientation du flux, de l'anglais (Field-Oriented-Control).
DTC	Commande directe du couple, de l'anglais (Direct-Torque-Control).
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
OND	Onduleur.

Introduction générale

Introduction générale

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées. Le moteur à courant continu répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière. C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs asynchrones [1].

Actuellement, dans le domaine de la vitesse variable, le moteur asynchrone assure une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Mais, malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à d'autres machines électriques. Car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle [2].

L'évolution de la micro-informatique et la disponibilité de moyen de contrôle très rapide a permis aujourd'hui, de réaliser des algorithmes très complexes de commande pour prendre en compte les non linéarités du modèle de la machine asynchrone. Parmi ces commandes, on trouve la commande directe du couple DTC (direct torque control), la commande linéarisation (ES), le Mode glissant (CMG) et aussi le Backstepping. Ce sont tous des commandes permettant d'améliorer les performances de notre machine [2].

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de la machine asynchrone réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Cette machine peut être commandée selon deux types de contrôle. Un contrôle scalaire (V/f) ou un contrôle vectoriel. Le contrôle scalaire sert à contrôler, le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence (U/f constant). Mais, à cause du manque d'informations sur le rapport U/f , ce type de commande a montré ses limites en matière de qualité des performances. La commande vectorielle dite par orientation du flux (FOC), elle permette d'obtenir de la machine asynchrone des performances comparables à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante, où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement. Cette approche est largement répandue chez les fabricants de variateurs de vitesse depuis son introduction par Blaschke en 1972. Elle donne des performances bien meilleures en régime dynamique, et a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution, car jusque-là on n'utilisait

que la commande scalaire. Désormais, cette commande constitue aujourd'hui la référence universelle et industrielle en matière de contrôle du couple électromagnétique des machines à courant alternatif [2].

La structure de contrôle direct du couple (DTC) de la machine asynchrone a été introduite par Depenbrock et Takahashi, pour concurrencer les méthodes classiques. A l'opposé de la commande vectorielle, cette approche ne reproduit pas le comportement électromécanique de la machine à courant continu, mais elle a pour but d'exploiter les performances du flux et du couple en utilisant une alimentation par modulation de largeur d'impulsion MLI qui consiste à chercher, à tout instant, la combinaison optimale des interrupteurs de l'onduleur de tension [2].

Le présent travail fera l'objet d'une étude comparative des performances d'un (FOC) et d'un (DTC) de la machine asynchrone triphasé (MAS).

Ce mémoire est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation et la simulation de l'association onduleur-moteur asynchrone. Dans cette partie on présentera le modèle mathématique du moteur établi dans un repère à deux axes basé sur des hypothèses simplificatrices afin de représenter le modèle d'état. Les résultats de simulations seront présentés pour illustrer les performances statiques et dynamiques obtenues avec et son l'onduleur de tension.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable. Avec le calcul des coefficients des régulateurs PI classique. Différentes simulations sont effectuées afin de tester la robustesse de cette commande et voir l'effet des dérives paramétrique sur cette commande.

Dans le chapitre trois, nous étudions le principe de la commande directe du couple de la MAS alimentée par un onduleur de tension, en utilisant comme boucle de régulation de vitesse un régulateur de type (IP) classique. Nous donnons les résultats de simulations et les tests de la robustesse à la fin de ce chapitre.

Le quatrième chapitre, fait l'objet d'une étude comparative entre les performances dynamiques du (FOC) et du (DTC).

Finalement, une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus,

Chapitre : I

Modélisation de l'association Onduleur-MAS

I.1. Introduction

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement.

La machine asynchrone est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'utile numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable.

Les transformations de Concordia et de Clark permettent le passage du système triphasé vers un système biphasé équivalent plus simple à étudier, la transformation de Park aboutit à un modèle biphasé équivalent plus simple à utiliser et permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel.

Dans ce chapitre, nous allons représenter le modèle triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation en utilisant le modèle de Park qui simplifie sa commande, par la suite, nous représenterons sous forme d'état ces équations en alimentant la machine en tension. Ensuite, nous allons passer à la modélisation de l'alimentation constituée d'un onduleur de tension commandé par la technique MLI. En dernier, nous simulons le démarrage de la machine alimentée directement par le réseau triphasé et par l'onduleur de tension selon le modèle de Park développé et nous comparerons les résultats.

I.2. Modélisation de la machine asynchrone

I.2.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone triphasée est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes [3]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet que la f.é.m. créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.2.2. Description de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée est munie de six enroulements, divisées comme suite [3]:

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

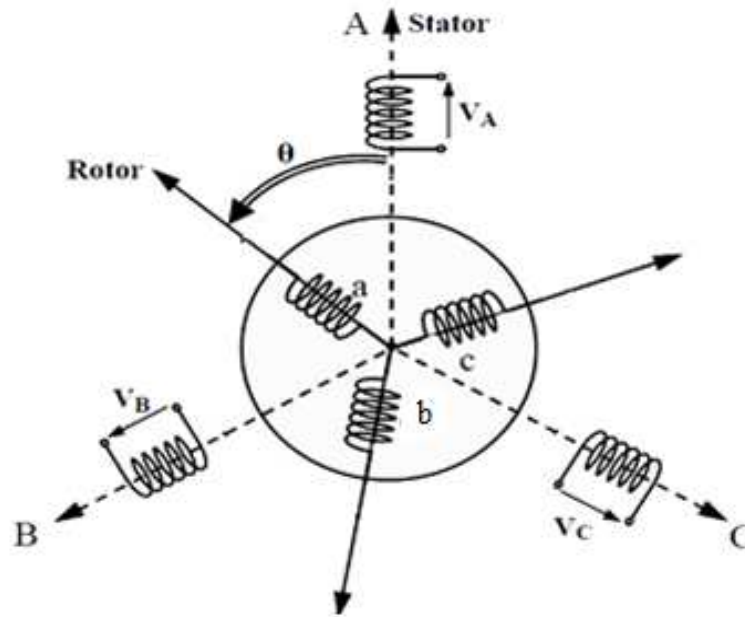


Figure. I.1: Représentation schématique d'une (MAS) triphasé.

Tel que :

A, B, C : correspondent aux trois phases du stator.

a, b, c : correspondent aux trois phases du rotor.

I.2.3. Equations électriques et magnétiques

Par application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine, on aura les équations de tension suivantes [4][3]:

$$[v_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.1)$$

$$[v_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] = 0 \quad (I.2)$$

NB: Les tensions des phases rotoriques sont nulles, par ce qu'elles sont court-circuitées.

Avec :

$$[V_s] = [v_A \quad v_B \quad v_C]^T : \text{Vecteur de tension statorique.}$$

$$[V_r] = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T : \text{Vecteur de tension rotorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\phi_A \quad \phi_B \quad \phi_C]^T : \text{Vecteur de flux statorique.}$$

$$[\Phi_r] = [\phi_a \quad \phi_b \quad \phi_c]^T : \text{Vecteur de flux rotorique.}$$

$$[I_s] = [I_A \quad I_B \quad I_C]^T : \text{Vecteur de courant stator.}$$

$$[I_r] = [I_a \quad I_b \quad I_c]^T : \text{Vecteur de courant rotorique.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice des résistances statoriques.}$$

.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{Matrice des résistances rotoriques.}$$

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants [4][3]:

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (I.3)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (I.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec :

θ : L'angle entre l'axe (a) du rotor et l'axe (A) du stator.

θ_r : L'angle entre l'axe (a) du rotor et l'axe (d) direct.

θ_s : L'angle entre l'axe (A) du stator et l'axe (d) direct.

ω_a : La vitesse angulaire du système d'axe (d, q).

ω_r : La vitesse angulaire électrique rotorique.

L'équation qui traduit ce passage est donnée par:

$$\text{Pour les grandeurs statoriques : } \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$\text{Pour les grandeurs rotoriques : } \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Telle que X est une grandeur qui peut être une tension, un courant, ou un flux.

NB : La composante homopolaire du système est de valeur nulle pour un système équilibré.

Où $[P(\theta)]$ est la matrice de Park, elle définit par :

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

La matrice $[P(\theta)]$ est choisie orthogonale, ce qui facilite le calcul de la matrice inverse, et aussi pour conserver la puissance électrique instantanée. Alors la matrice inverse devient comme suit:

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

I.2.5. Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe diphasé qui dépend de la vitesse de rotation du référentiel choisi. Selon le choix de (w_a) on distingue [4][3]:

- Repère lié au stator (α, β): $w_a = 0$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

- Repère lié au rotor (x, y) : $w_a = w$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- Repère lié au champ tournant (d, q) : $w_a = w_s$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent constantes.

I.2.6. Application de la transformation de Park à la (MAS)

I.2.6.1 Equations électrique et magnétiques

On applique la transformation de Park aux équations (I.1) et (I.2) dans un repère lié au champ tournant (d, q). On obtient le modèle électrique dynamique pour la machine biphasé [4][3]:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ +\omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ +\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = 0 \quad (I.12)$$

De même, En appliquant la transformation de Park aux équations (I.3) et (I.4), et en développant les expressions des flux elles deviennent [3][4]:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Sachant que :

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

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

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions. On obtient le modèle de la machine asynchrone biphasé équivalent [6]:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \omega_s & M \frac{d}{dt} & -M \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s \frac{d}{dt} & L_s \omega_s & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -M \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \omega_r \\ M \omega_r & M \frac{d}{dt} & L_r \omega_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ; (\omega_s - \omega_r) = \frac{d\theta}{dt}$$

I.2.6.2 Expressions du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée par l'expression suivante:

$$P_c = v_{sd} I_{sd} + v_{sq} I_{sq} + v_{rd} I_{rd} + v_{rq} I_{rq} \quad (I.16)$$

$$P_c = \underbrace{R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2)}_{(1)} + \underbrace{I_{sd} \left(\frac{d}{dt} \phi_{sd} \right) + I_{sq} \left(\frac{d}{dt} \phi_{sq} \right) + I_{rd} \left(\frac{d}{dt} \phi_{rd} \right) + I_{rq} \left(\frac{d}{dt} \phi_{rq} \right)}_{(2)} + \underbrace{(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \omega_s + (\phi_{rd} I_{rq} - \phi_{rq} I_{rd}) \omega_r}_{(3)}$$

Elle se décompose en trois termes :

(1) : Puissance dissipée en pertes joules.

(2) : puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source.

(3) : puissance mécanique P_m .

Et d'autre part on a :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = p \frac{P_m}{\omega} \quad (I.17)$$

On peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi. Donc, il en résulte les expressions du couple:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_e = pM(I_{rd}I_{sq} - I_{rq}I_{sd}) \\ C_e = p(\Phi_{sd}I_{sq} - \Phi_{sq}I_{sd}) \\ C_e = p(\Phi_{rq}I_{rd} - \Phi_{rd}I_{rq}) \\ C_e = p\frac{M}{L_r}(\Phi_{rd}I_{sq} - \Phi_{rq}I_{sd}) \end{array} \right. \quad (I.18)$$

I.2.6.3 Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par l'expression suivante:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (I.19)$$

Avec :

Ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

I.2.7. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone

On cherche à obtenir un système écrit sous forme d'équation d'état, sous la forme suivant [4]:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.20)$$

Avec :

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[X] : Vecteur d'état.

[B] : Matrice d'application de la commande.

[U] : Vecteur de commande.

Pour cela nous choisissons le repère (d-q) lié au champ tournant, et le vecteur $[X] = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$ comme le vecteur d'état.

On utilisant les relations (I.3), (I.4), (I.5), (I.6), et après arrangement le système prend la forme générale suivant [3][5]:

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -R_t I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -R_t I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - \omega \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.21)$$

Donc la représentation d'état est donnée sous la forme matricielle suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_t & \omega_s & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \\ -\omega_s & -R_t & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Avec :

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

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$\omega_r = p\Omega \quad : \text{La pulsation mécanique du rotor.}$$

$$R_t = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}$$

I.3 Modélisation de l'association « onduleur – MAS »

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure. I.3. Sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Le convertisseur est constitué d'un redresseur triphasé et d'un filtre du côté de la source alternative et d'un onduleur de tension du côté de la machine [3][5].

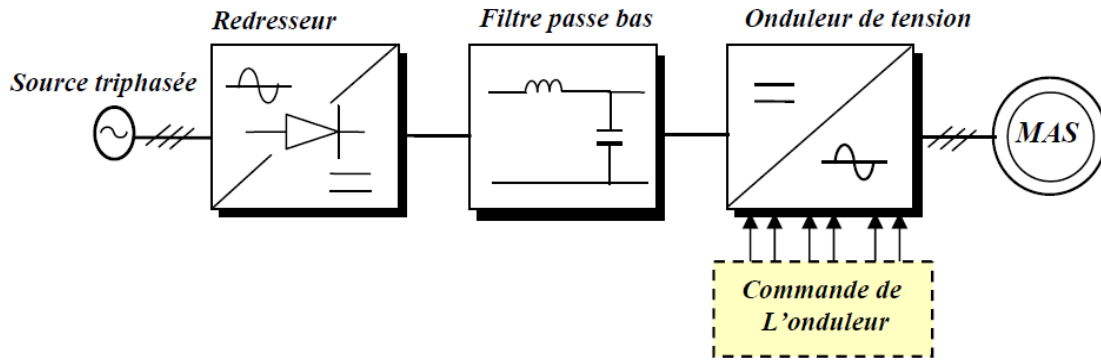


Figure I.3 : Schéma de principe de l'association convertisseur –MAS.

I.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il est formé de trois bras indépendants portant chacun, deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Il permet d'imposer à la machine des tensions ou des courants à amplitude et fréquence variables. Pour modéliser l'onduleur, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $(U_0/2)$ connectés entre eux par un point noté (n_0) [5][6].

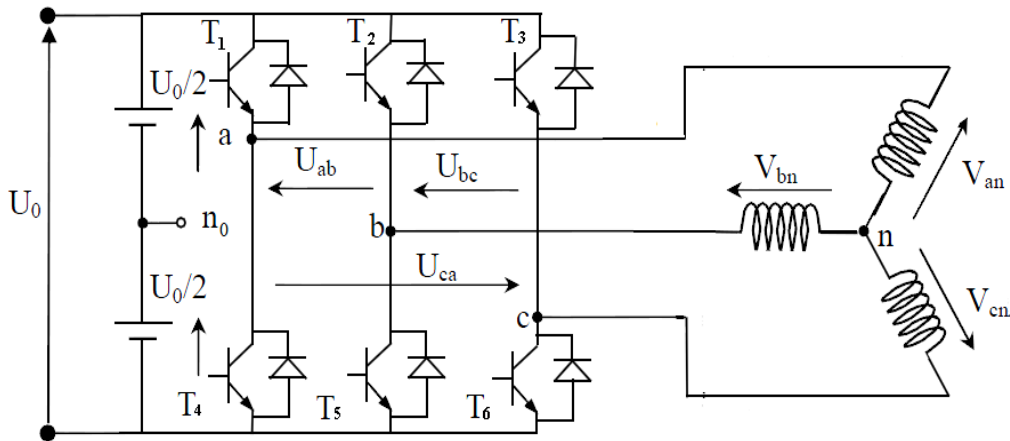


Figure I.4 Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_o} - V_{bn_o} \\ U_{bc} = V_{bn_o} - V_{cn_o} \\ U_{ca} = V_{cn_o} - V_{an_o} \end{cases} \tag{I.23}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = 1/3 (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = 1/3 (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = 1/3 (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I.24)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence (n_o) :

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_o} = V_{an_o} \\ V_{bn} + V_{nn_o} = V_{bn_o} \\ V_{cn} + V_{nn_o} = V_{cn_o} \end{cases} \quad (I.25)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_o} = 1/3 (V_{an_o} + V_{bn_o} + V_{cn_o}) \quad (I.26)$$

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T_{i+3} , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si: } T_i \text{ est passant et } T_{i+3} \text{ est ouvert.} \\ 0 & \text{si: } T_{i+3} \text{ est passant et } T_i \text{ est ouvert.} \end{cases}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits. On a donc:

$$\begin{cases} V_{an_o} = U_0(S_1 - 1/2) \\ V_{bn_o} = U_0(S_2 - 1/2) \\ V_{cn_o} = U_0(S_3 - 1/2) \end{cases} \quad (I.27)$$

En remplaçant (I.25) dans (I.26), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = 1/3 (2V_{an_o} - V_{bn_o} - V_{cn_o}) \\ V_{bn} = 1/3 (-V_{an_o} + 2V_{bn_o} - V_{cn_o}) \\ V_{cn} = 1/3 (-V_{an_o} - V_{bn_o} + 2V_{cn_o}) \end{cases} \quad (I.28)$$

En remplaçant (I.24) dans (I.25), on obtient les tensions simples en fonction des grandeurs logiques S_i des intercepteurs:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_0/3 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \tag{I.29}$$

I.3.2 Contrôle des tensions par MLI

La MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de l'onduleur par un ensemble d'impulsions sous forme de créneaux rectangulaires de largeurs modulées de telle sorte à rapprocher cette tension vers la sinusoïde. En effet, la MLI permet de reconstituer ces tensions (ou courants) à partir d'une source à fréquence et à tension fixe (en général une tension continue). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. Pour déterminer les instants de commutation. Le principe donc consiste à comparer le signal de référence (modulatrice) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevé. Le signal modulé est au niveau haut (égal à 1) lorsque la modulante est supérieur à la porteuse et est au niveau bas (égal à 0) lorsque la modulante est inférieure à la porteuse [5][7].

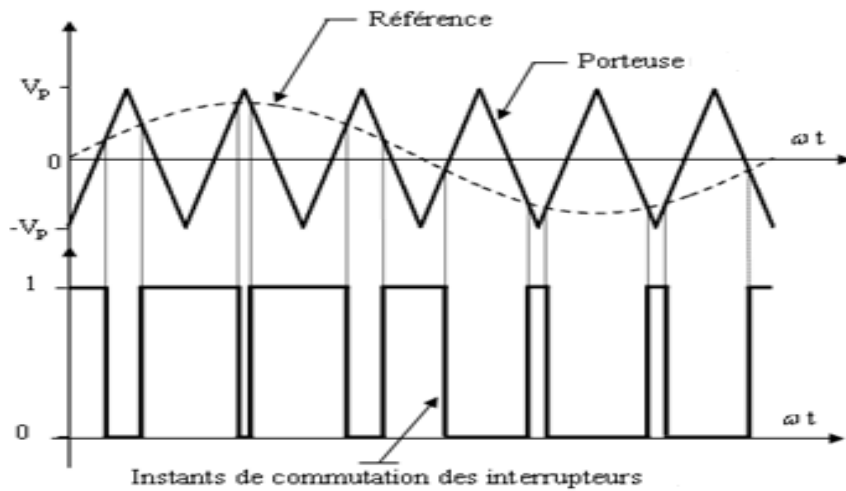


Figure. I.5: principe de la technique MLI.

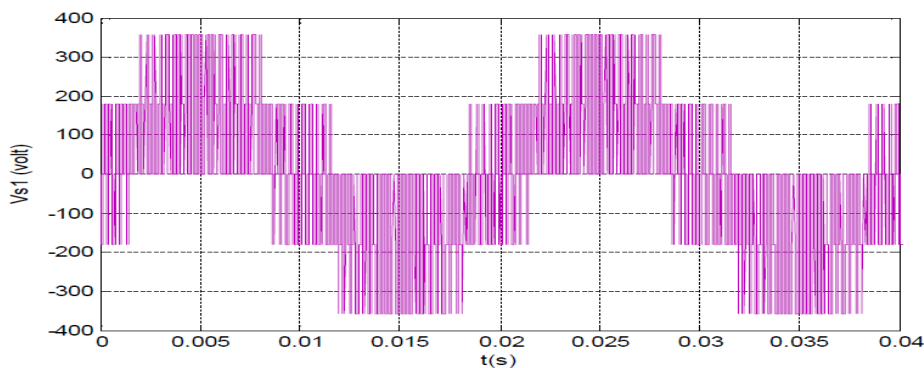


Figure. I.6: Tension d'une phase de sortie de l'onduleur.

I.3.3 Schéma bloc de simulation

Le schéma en bloc Simulink sous MATLAB du moteur asynchrone est représenté dans la figure 1.7. Où les entrées sont les tensions d'alimentation et la charge tandis que les sorties sont la vitesse, les courants statoriques et les flux rotoriques :

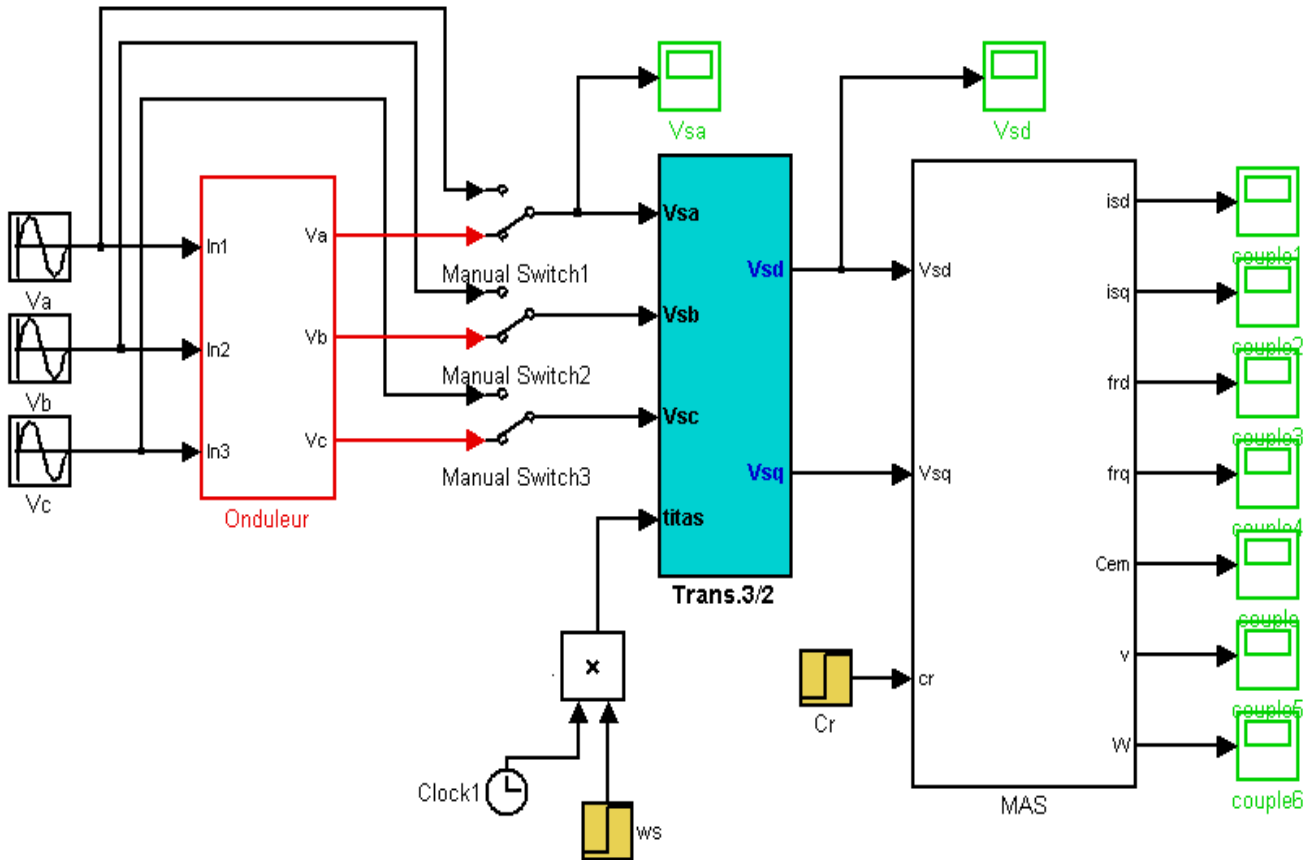


Figure.1.7 : Le schéma en bloc Simulink sous MATLAB du moteur asynchrone.

I.4. Simulation de l'association « Onduleur – MAS »

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone alimenté directement par un réseau triphasé de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. Puis on a simulé le modèle associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI.

Les résultats de simulation sont donnés en Figure. I.8 et Figure. I.9. La première donne le démarrage à vide en alimentant notre machine par le réseau triphasé et la deuxième par l'onduleur de tension à deux niveaux contrôlé par la technique de commande MLI.

Après deux secondes de démarrage, on a insert un couple résistant de valeur nominale (10 N.m).

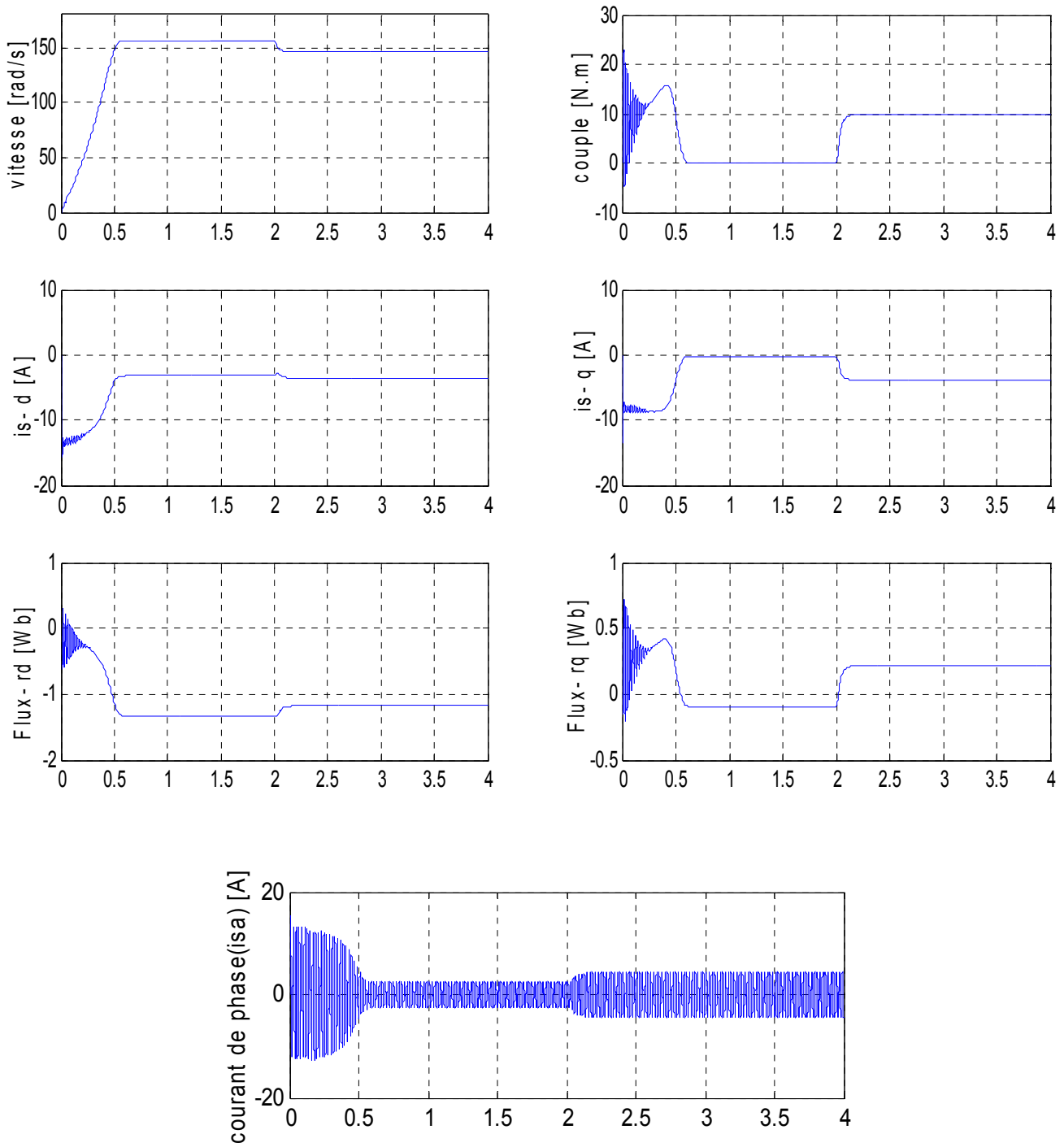


Figure. I.8 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé.

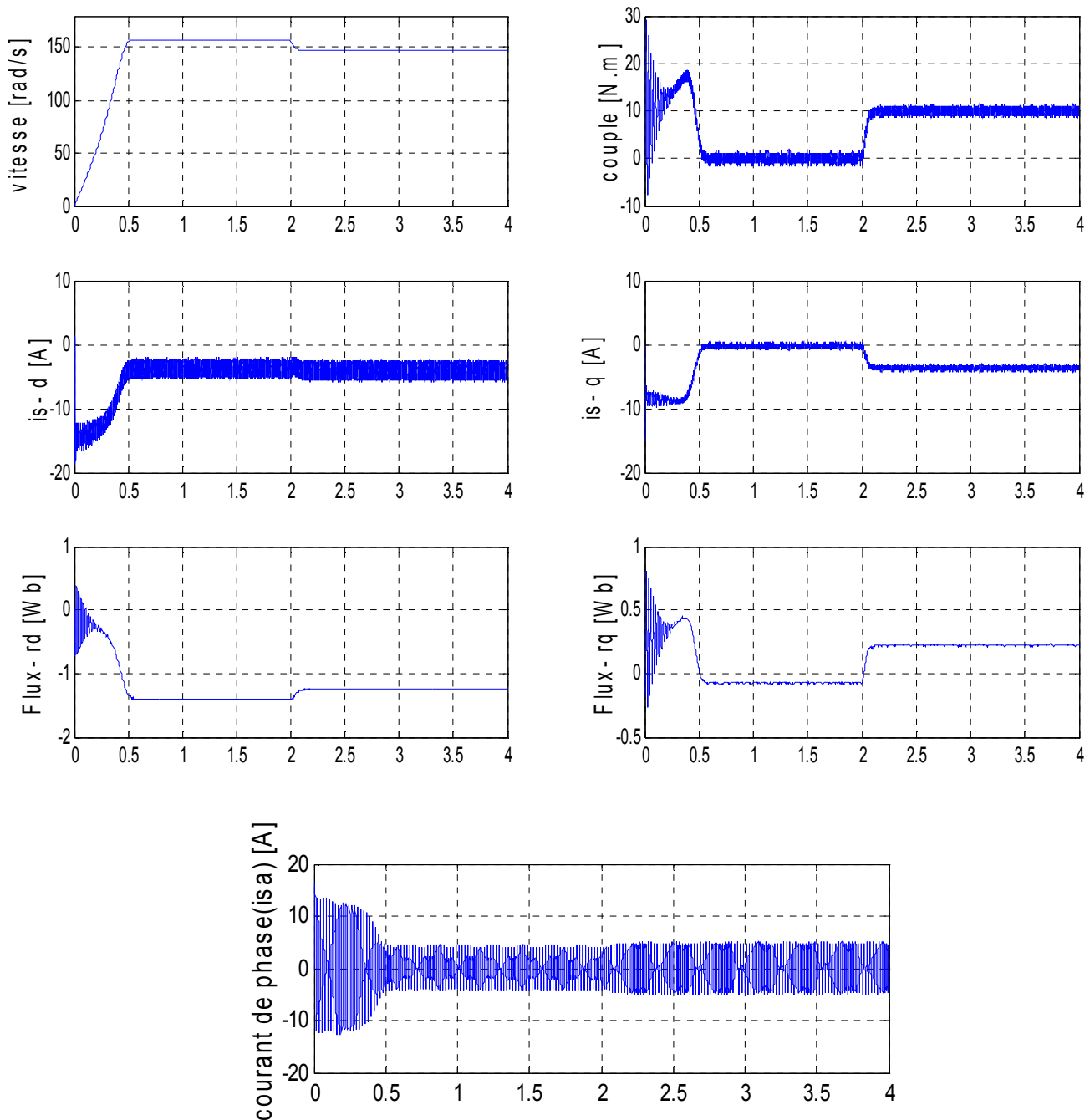


Figure. I.9 : Résultats de simulation de la (MAS) alimentée par l'onduleur à MLI.

I.4.1. Interprétation des résultats

Les courbes représentent les résultats de simulation de démarrage de la machine asynchrone à vide, alimentée par le réseau triphasé en Figure. I.8 et par un onduleur à MLI en Figure. I.9. Puis l'insertion d'un couple résistant de valeur nominale ($C_r = 10 \text{ Nm}$) à partir de l'instant ($t=2\text{s}$). Ces courbes montrent que le régime transitoire de la machine est de (0.52 s).

En régime transitoire, l'alimentation par le réseau montre un fort appel de courant par phase de l'ordre de (15 A), qui représente trois fois le courant nominale de la machine, le couple

électromagnétique élevé au démarrage qui s'annule en régime permanent. La vitesse augmente rapidement pour se stabiliser à (157 rad/s) en régime permanent.

En alimentation par l'onduleur, on trouve des résultats similaires que pour la machine alimentée directement par le réseau triphasé. Le courant au démarrage est fort, il atteint presque trois fois le courant nominale, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, c'est à cause de présence de l'onduleur à MLI.

Après le régime transitoire, la machine fonctionne à vide, le courant est de l'ordre de (4 A), c'est ce qu'on obtient aussi en alimentant la machine par l'onduleur. La vitesse est presque (157 rad/s) et le couple électromagnétique est nul.

L'insertion du couple résistant nominal fait augmenter le courant à sa valeur nominale, la vitesse diminue à sa valeur nominale pour assurer le glissement nominal. Le couple électromagnétique augmente bien sûre à (10 N.m). On remarque aussi un petit régime transitoire qui suit l'insertion du couple résistant surtout dans le cas de l'alimentation par onduleur.

On remarque une ondulation du couple électromagnétique cette ondulation est toujours à cause de la présence de l'alimentation qui à un effet sur la machine, elle crée des harmoniques d'ordre supérieure.

1.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité la complexité du modèle de la machine asynchrone triphasée qui a été réduit grâce aux hypothèses simplificatrices et la transformation de Park en une machine biphasée équivalente. Ensuite, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé par la technique MLI.

A partir de ces résultats, on remarque que les performances ne sont pas bon suite à l'application de la charge avec et sans onduleur de tension, malgré l'apport de la transformation de Park dans le sens où le modèle devient plus simple et les non linéarités réduites.

Afin d'avoir de hautes performances statiques et dynamiques, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode avec une simulation sous Matlab sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre : II

Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1. Introduction

Depuis plusieurs années, plusieurs recherches universitaires et industrielles ont été réalisées et proposées pour remédier le problème de commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse, et les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés, et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu Blaschke et Hasse ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle en anglais (field-oriented-control) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision [7].

Dans le présent chapitre, consisté à introduire le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puis son application au modèle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique MLI. Ainsi en faisant le réglage des grandeurs de la machine par des régulateurs de type (IP). On présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

II.2. principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique (I_{sd} ou I_{rd}), et le couple par l'autre composante (I_{sq} ou I_{rq}). Alors, la dynamique de la machine asynchrone sera ramenée à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée [7].

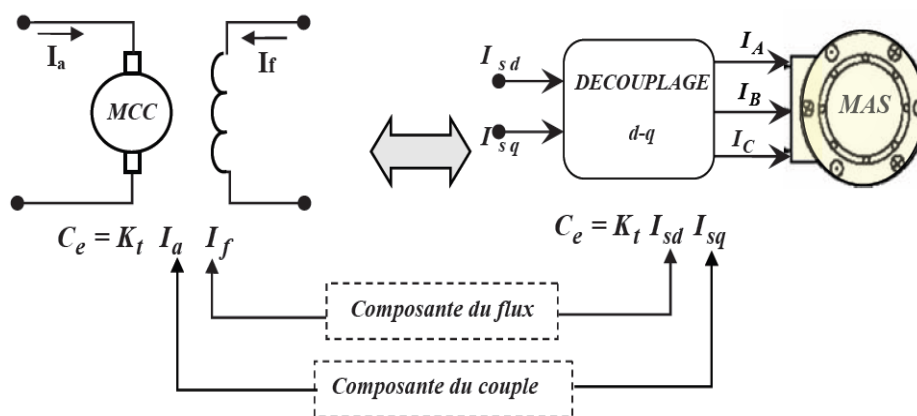


Figure. II.1 : Analogie de la (MAS) avec la (MCC) dans la commande vectorielle.

Il y a nombreuses variantes de la commande vectorielle suivant les opérations désirées. On peut classer ces techniques de la façon suivante [5][1]:

- ✓ Mode d'alimentation :
 - Commande en tension
 - Commande en courant
- ✓ Détermination de la position du flux :
 - Directe nécessite mesure du flux ou observation
 - Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement
- ✓ Acquisition du flux :
 - Fondée sur un modèle du rotor
 - Fondée sur un modèle du stator
 - Observation de flux
- ✓ Orientation du repère (d, q) sur :
 - Flux rotorique.
 - Flux statorique.
 - Flux d'entrefer.

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe 'd' suivant l'axe du flux rotorique. Elle présente de meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation [1].

II.3. Commande vectorielle par orientation de flux rotorique

Pour orienter le flux rotorique, il faut choisir un référentiel (d, q) de telle manière que le flux rotorique soit aligné avec l'axe (d). Cela permet d'obtenir une expression du couple dans laquelle les deux composantes de courant statorique interviennent : la première produit le flux et l'autre produit le couple. Pour cela, on choisit d'orienter le flux rotorique de telle sorte à annuler sa composante en quadrature, qui revient à éliminer le deuxième produit de la quatrième expression du système (I.18). C'est-à-dire de choisir un angle de Park convenable pour porter le flux rotorique sur l'axe (d) et donc annuler $(\Phi_r q)$, le principe est donné en Figure. II.2 :

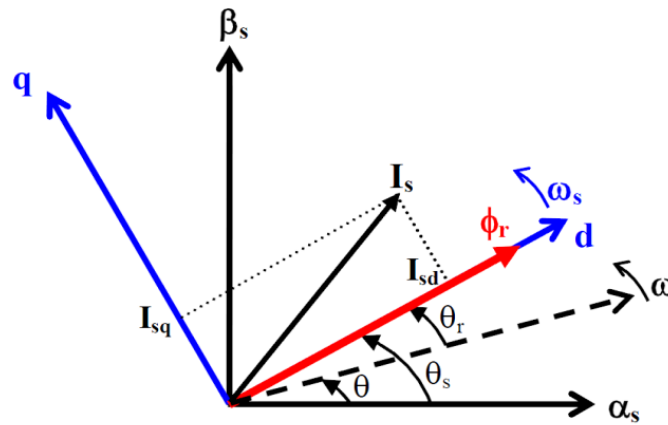


Figure .II.2: Flux rotorique orienté sur l'axe (d).

Alors, la forme du couple électromagnétique de la machine asynchrone sera :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_r I_{sq}) \quad (\text{II.1})$$

Nous constatons que si le flux (Φ_r) constant, le couple est directement proportionnel à (I_{sq}). Donc, l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage).

II.4. Types de la commande vectorielle

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté, l'une dite méthode directe, repose sur la connaissance du flux (position et norme). L'autre, appelée méthode indirecte, basée sur la connaissance de la position du flux seulement [4].

II.4.1. Commande vectorielle directe

Contrairement à la méthode indirecte où l'angle de Park est mesuré à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à partir de la vitesse de rotation et la pulsation rotorique, cet angle est calculé directement à partir des grandeurs mesurées ou estimées. Il faut donc procéder à des séries de mesures aux bornes du système pour trouver le flux rotorique. La mesure du flux rotorique peut se faire par l'insertion d'un capteur du flux dans l'entrefer de la machine, ce qui n'est pas souhaitable, car le moteur perd sa robustesse en plus de l'augmentation de son prix. Afin d'éviter ces problèmes, on estime le flux rotorique à partir des courants statoriques mesurés directement par des capteurs de courant. La pulsation statorique (ω_s) et l'angle (θ_s) de transformation sont aussi estimés.

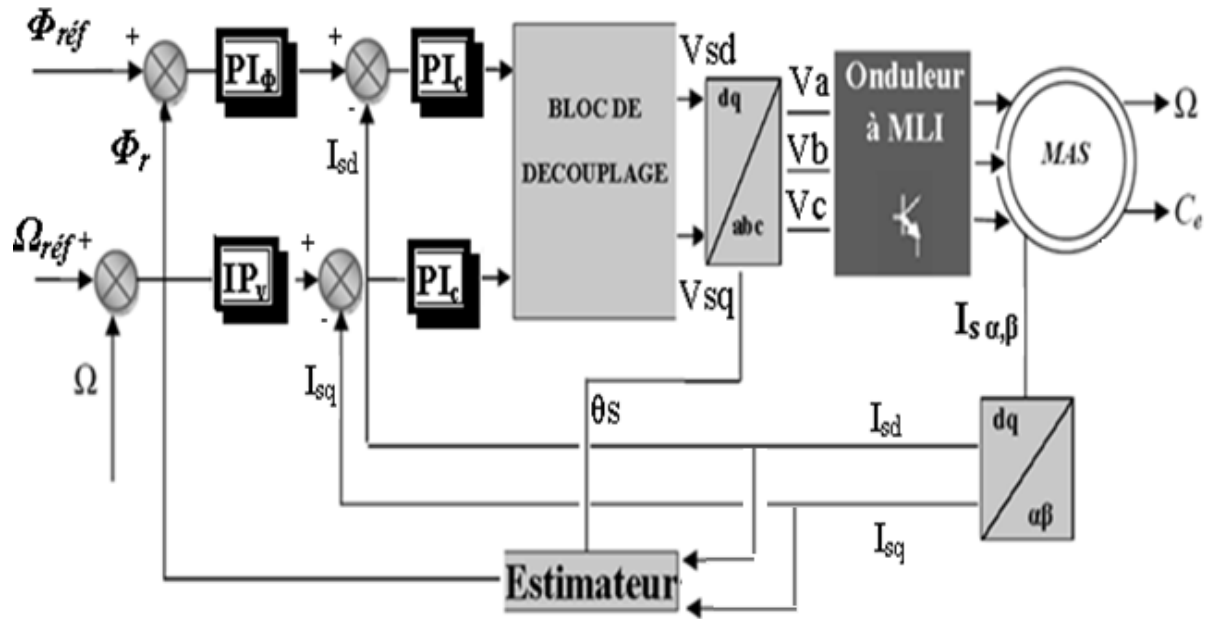


Figure.II.3: Commande vectorielle directe de la (MAS).

II.4.2. Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux mais seulement sa position. Le flux dans ce cas n'est pas régulé, elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux (capteurs physiques ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de position (vitesse) du rotor [4].

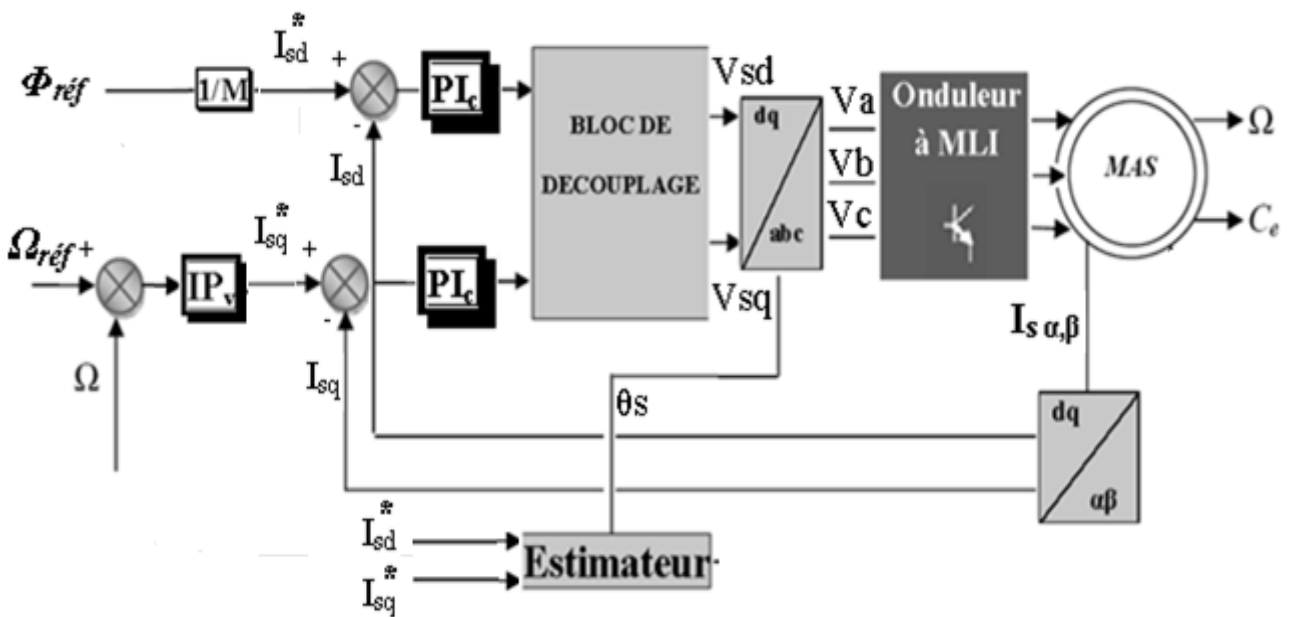


Figure.II.4: Commande vectorielle indirecte de la (MAS).

Les blocs d'estimations utilisés pour les deux types de commande sont présentés dans les figures suivantes :

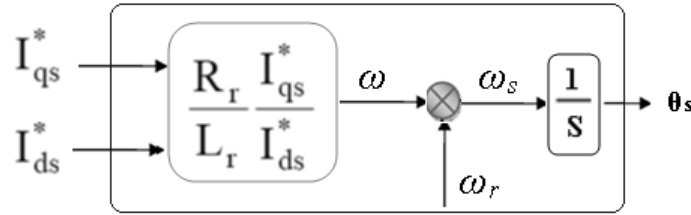


Figure.II.5: Bloc d'estimation dans la CV indirecte.

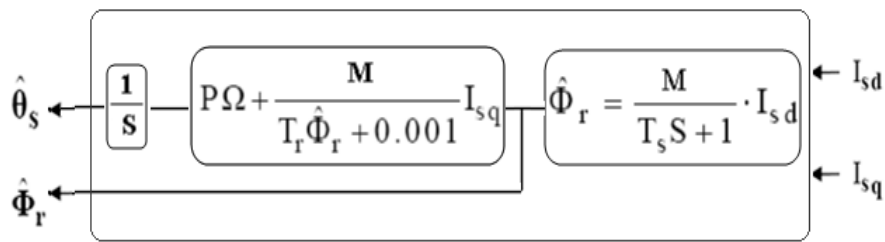


Figure.II.6: Bloc d'estimation dans la CV directe.

II.5. Modèle de la MAS avec orientation du flux rotorique :

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d-q) lié au champ tournant est donné par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases}
 \frac{dI_{sd}}{dt} = -R_t I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\
 \frac{dI_{sq}}{dt} = -R_t I_{sq} - \omega_s I_{sd} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\
 \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega \Phi_{rq} \\
 \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - \omega \Phi_{rd}
 \end{cases} \tag{II.2}$$

Dans les conditions nécessaires de la commande par orientation du flux rotorique ($\Phi_{rq}=0$ et $\Phi_{rd}=\Phi_r$), le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension s'écrit donc :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_k I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_k I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M I_{sd} \\ \omega = \frac{M}{\phi_r T_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$\begin{aligned} R_k &= R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \\ \omega &= (\omega_s - \omega_r) \end{aligned}$$

Les expressions du système d'équations (II.3) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser cette commande, mais elles ont un gros inconvénient :

➤ (V_{sd}) et (V_{sq}), influent à la fois sur (I_{sd}) et (I_{sq}) donc sur le flux et le couple .Il est donc nécessaire de réaliser un découplage pour commander séparément les courants. Nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation [3].

II.6. Découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande tel que (V_{sd1}) n'agit que sur (I_{sd}) et (V_{sq1}) sur (I_{sq}) [3].

Afin de commander (V_{sd}) et (V_{sq}) qui dépendent de (I_{sd}) et (I_{sq}) par une fonction du premier ordre, il faut éliminer les termes de couplage par une précompensation. Ceci nous amène à écrire les tensions sous la forme :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = -\sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \\ e_{sq} = +\sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

On obtient un nouveau système d'équations linéaire parfaitement découplé :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_k I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_k I_{sq} \end{cases} \tag{II.6}$$

On peut, donc, représenter le modèle de la machine par le bloc suivant :

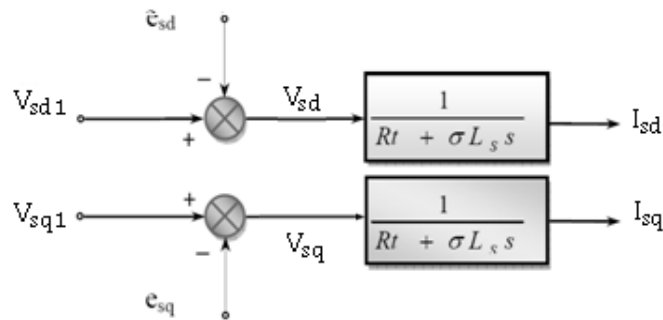


Figure.II.7 : Modèle de la machine avec découplage.

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de manière à séparer les boucles de régulation d'axe (d) et (q) comme le montre la figure suivante [4]:

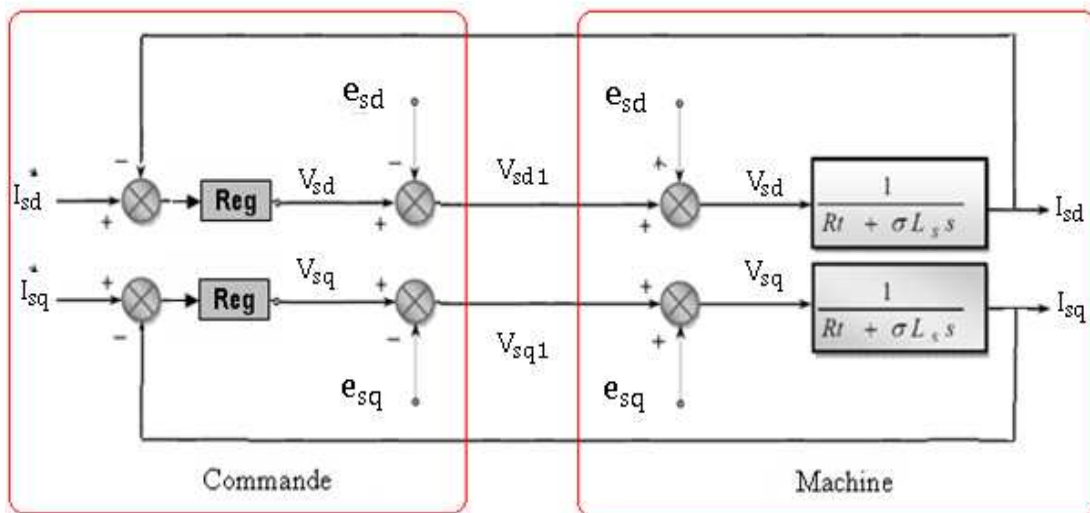


Figure.II.8 : Découplage par addition des termes de compensation

Le découplage permet d'écrire les équations de la machine sous une forme simple ce qui facilite considérablement le dimensionnement des coefficients des régulateurs. Donc, après orientation du flux rotorique et découplage par compensation, on aboutit alors à un schéma bloc simple et identique pour les deux composantes du courant statorique, le flux, et le couple [1].

II.7. Dimensionnement des régulateurs

II.7.1 Régulateur de courant

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et son propre consigne [4].

Le découplage proposé par l'équation (II.6) permet d'écrire:

$$I_{sd} = \frac{1}{R_k + \sigma L_s S} V_{sd1} \quad (\text{II.7})$$

$$I_{sq} = \frac{1}{R_k + \sigma L_s S} V_{sq1} \quad (\text{II.8})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure suivante :

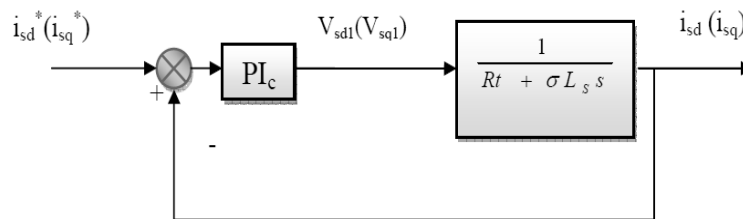


Figure.II.9: Régulation des courants en boucle fermée.

Le régulateur PI (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I. La fonction de ce régulateur est :

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.9})$$

Tel que :

K_p : est le coefficient de proportionnalité.

K_i : est le coefficient d'intégration.

s : est l'opérateur de Laplace.

La fonction de transfert en boucle ouverte sera:

$$BO(s) = \frac{k_i}{R_k} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{R_k}{R_k + \sigma I_s s} \right) \quad (\text{II.10})$$

Par compensation de pôle on aura:

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{\sigma I_s}{R_k} \quad (\text{II.11})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$BF(s) = \frac{k_i}{R_k s} \quad (\text{II.12})$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$BF(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{II.13})$$

Avec:

$$\tau_i = \frac{R_k}{k_i} \quad (\text{II.14})$$

En combinant les deux équations (II.11) et (II.13), Les coefficients des régulateurs des composantes du courant seront donnés par:

$$\begin{cases} k_i = \frac{R_k}{\tau_i} \\ k_p = \frac{\sigma I_s}{\tau_i} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.7.2 Régulation du flux rotorique

L'orientation du flux rotorique nous a permis d'écrire de l'équation du flux suivante [4].

$$\phi_r = \frac{M}{T_r s + 1} i_{sd} \quad (\text{II.16})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la Figure suivante :

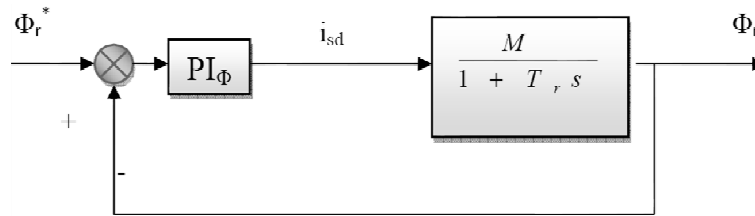


Figure.II.10: Régulation du Flux rotorique en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$BO(s) = \frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{M}{T_r s + 1} \right) \quad (\text{II.17})$$

La compensation de pôle nous permet d'avoir la condition suivante:

$$T_r = \frac{k_p \phi}{k_i \phi} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant comme suit:

$$BO(s) = \frac{M k_i \phi}{s} \quad (\text{II.19})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$BF(s) = \frac{1}{\tau_\phi s + 1} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{1}{M k_i \phi} \quad (\text{II.21})$$

A partir des conditions (II.18) et (II.20), les paramètres du régulateur de flux sont:

$$\begin{cases} k_i \phi = \frac{1}{M \tau_\phi} \\ k_i \phi = \frac{T_r}{M \tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.4.3 Régulation de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur (IP) peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure suivante :

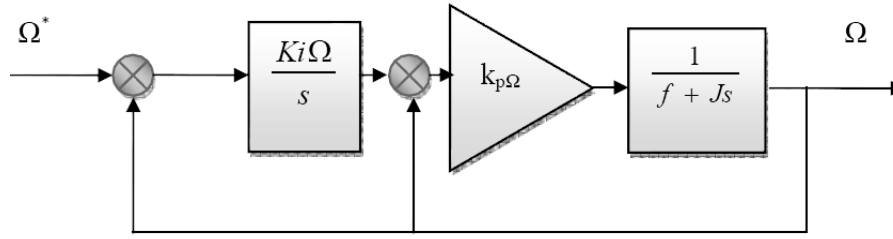


Figure. II.11: Régulation de la vitesse par un (IP) classique.

La fonction de transfert en boucle ouvert par rapport à la consigne s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{(k_{p\Omega}S + k_{i\Omega})}{JS^2 + fS} (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{JS + f} C_r \quad (\text{II.23})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{(k_{p\Omega}S + k_{i\Omega})}{JS^2 + (k_{p\Omega} + f)S + k_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{S}{JS^2 + (k_{p\Omega} + f)S + k_{i\Omega}} C_r \quad (\text{II.24})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique:

$$F(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (\text{II.25})$$

On obtient :

$$\begin{cases} k_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p\Omega} + f}{k_{i\Omega}} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II.7. Résultats de simulation

Les résultats de simulations que nous donnons sont faits en MATLAB, les paramètres de la machine sont présentés en annexe. Cette machine est alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la technique MLI, en plus du bloc réalisant la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Le flux rotorique et l'angle de transformation (θ_s) sont estimés à partir des courants mesurés par des capteurs. La vitesse de rotation est mesurée par un capteur mécanique.

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

➤ Démarrage à vide

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (30 rad/s) et un flux de (1 Wb). Les résultats de simulation de cet essai sont représentés par la figure (II.12).

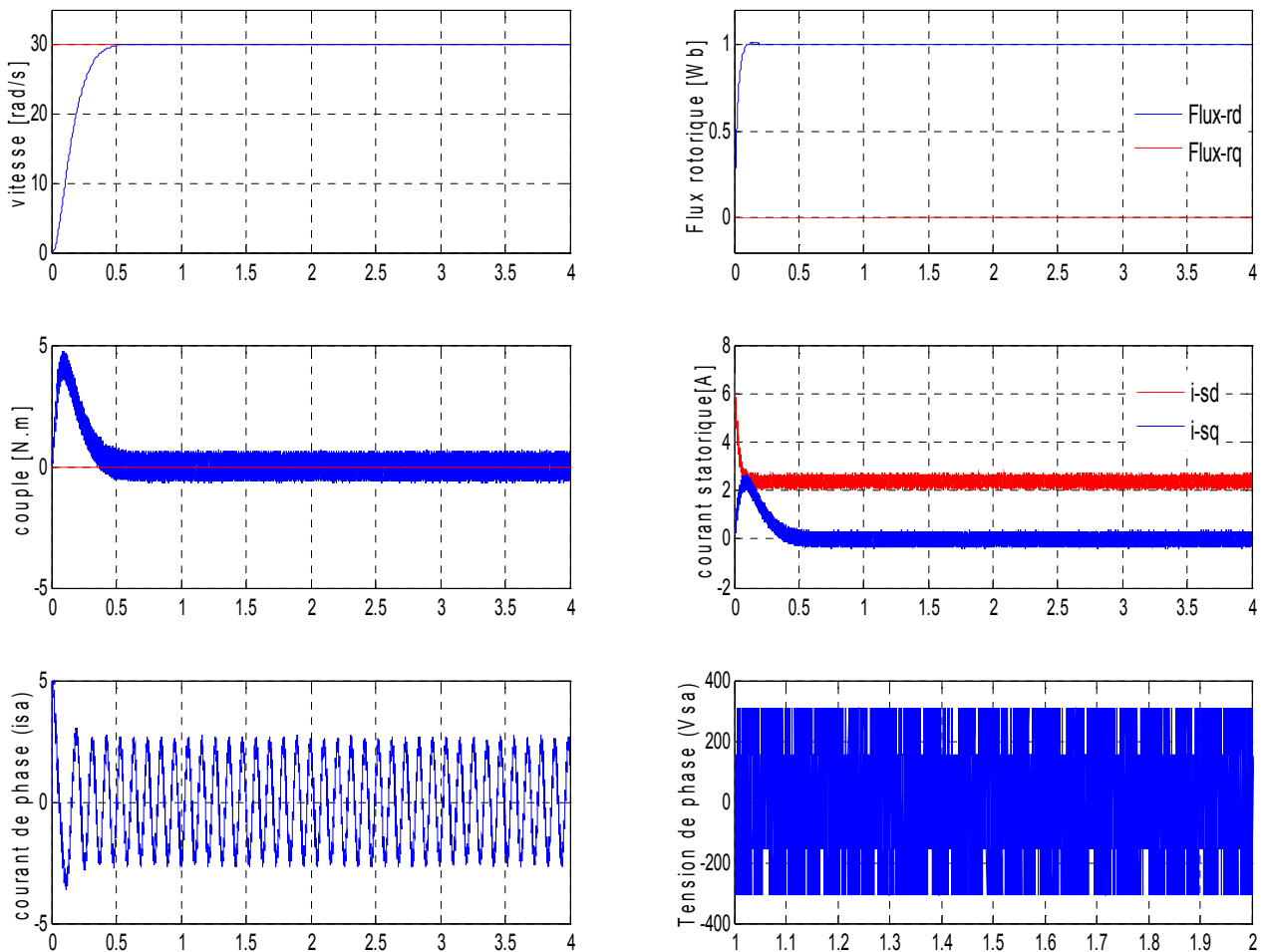


Figure.II.12 : Résultats de simulation de la (CVI) lorsqu' au démarrage à vide.

Les résultats de simulation montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement. Lors du démarrage, le couple électromagnétique atteint la valeur limite (5 N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Le courant d'une phase statorique fait de pic de (5A) au démarrage.

Ces résultats montrent que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique est très satisfaisant. La composante directe du flux suit sa valeur de référence qui est de (1Wb) et la composante en quadrature prend quasiment sa valeur nulle imposée par la condition d'orientation du flux rotorique.

➤ Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec) et de flux (1 Wb). Suivi à un échelon de couple ($C_r=2$ N.m) appliqué à l'instant ($t=2$ sec). Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:

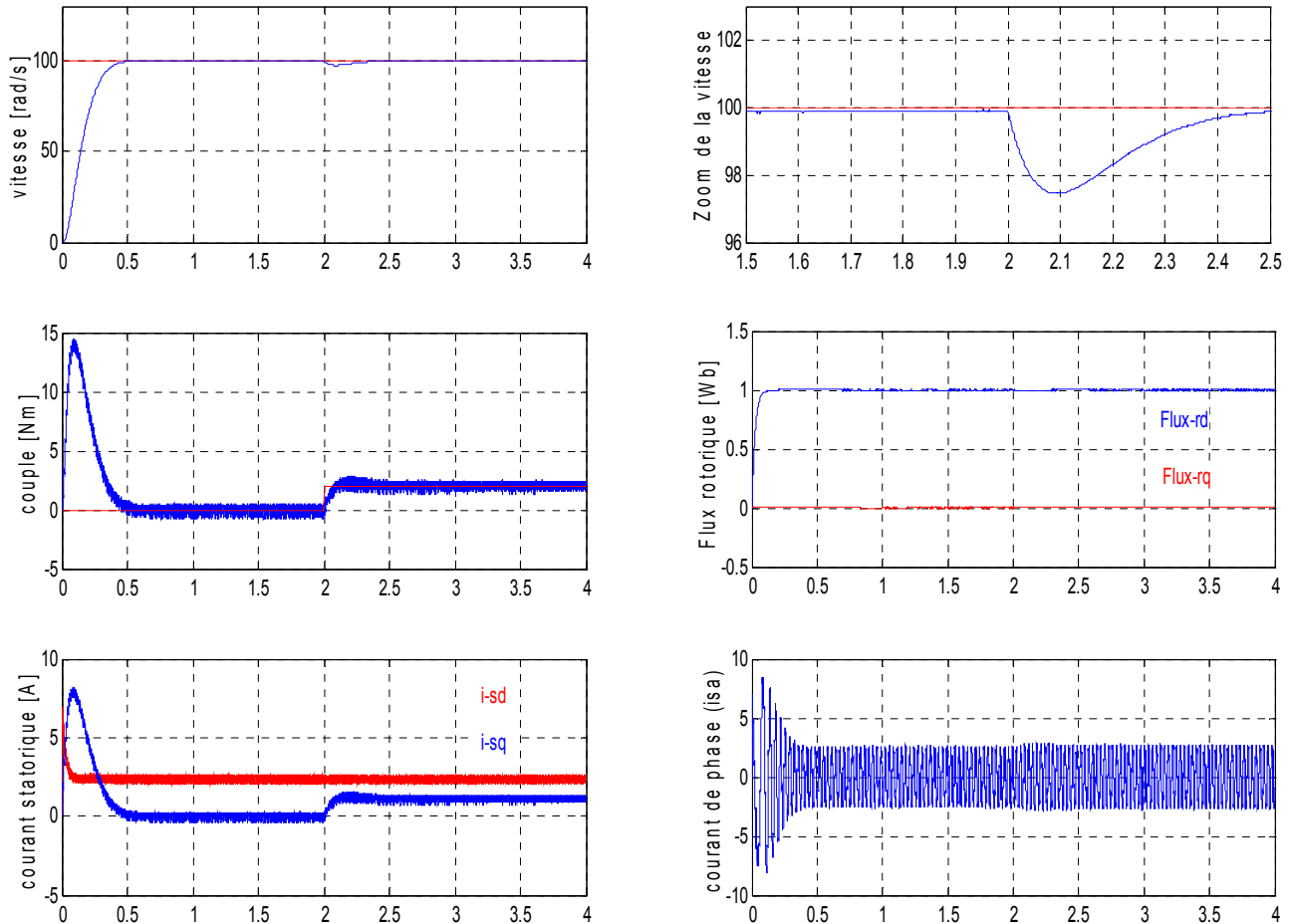


Figure.II.13: Résultats de simulation lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à ($t=2$ sec).

L'introduction du couple de (2 N.m) après deux seconde diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le couple électromagnétique augmente jusqu'à (2 Nm), le courant (i_{sq}) aussi augmente à sa valeur nominale. La différence est au niveau du flux qui n'est pas affecté par la variation du couple, c'est l'effet du découplage (orientation du flux rotorique),

➤ Inversion du sens de rotation

Maintenant, Après un démarrage à vide, on a inversé le signe de la vitesse (de +30 à -30 rad/sec), à partir de l'instant ($t=2$ sec). Les résultats obtenus sont représentés dans la figure suivante :

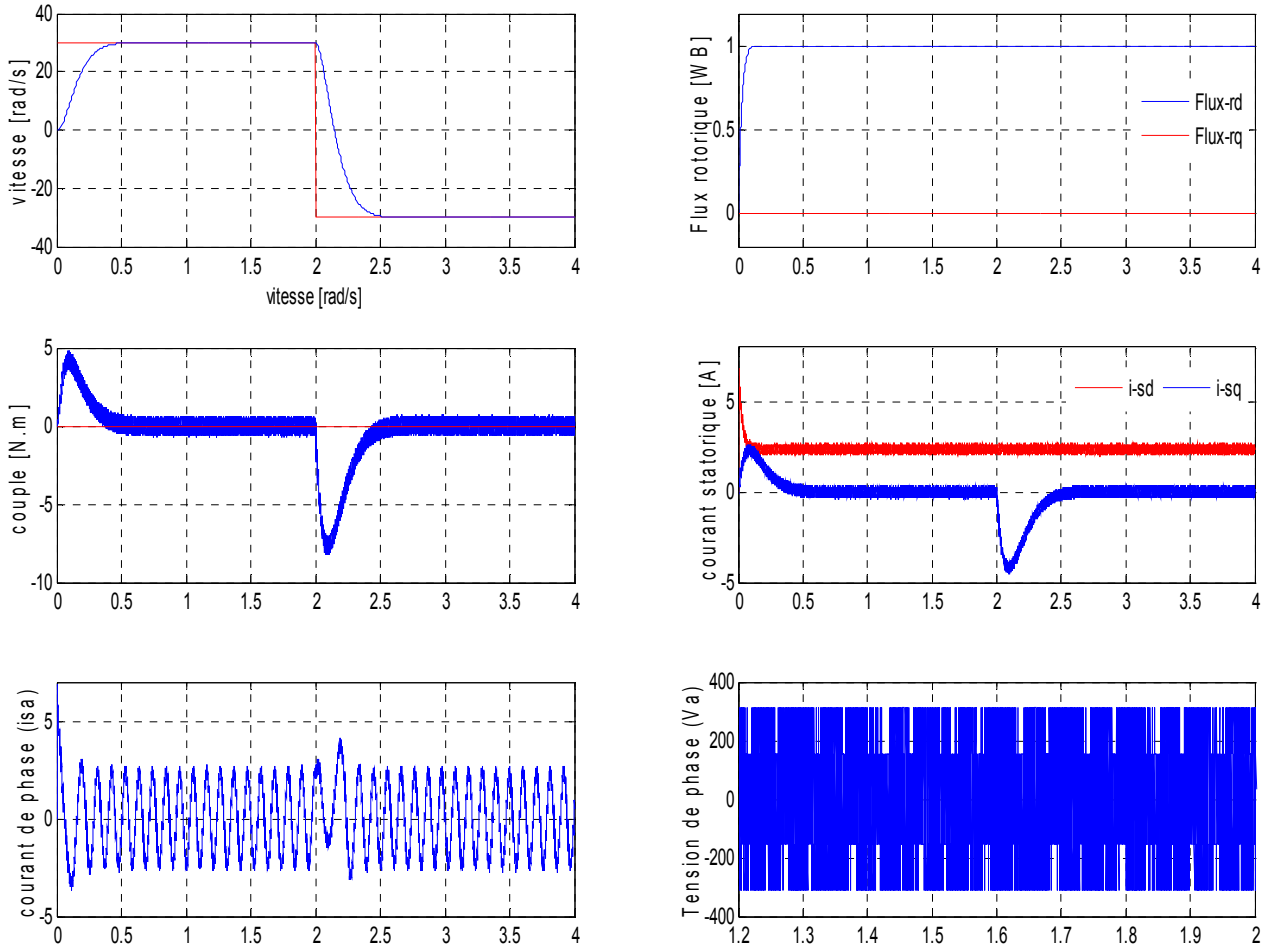


Figure.II.15: Résultats de simulation de la (CVI). Lors du démarrage à vide suivi d'une inversion du sens de rotation à ($t=1s$).

On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence, et le couple admet un pic important à l'instant de l'inversion de rotation. D'autre part, le courant (i_{sq}) est limité et contrôle le couple tandis que le courant (i_{sd}) contrôle le flux rotorique. Et enfin, l'allure de flux montre que le découplage entre le flux et le couple est vérifié.

➤ Variation de la résistance rotorique

Nous avons étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Nous avons appliqué cette variation à l'instantes ($t=3$ sec), Les résultats de simulation sont présentés par les figures suivantes:

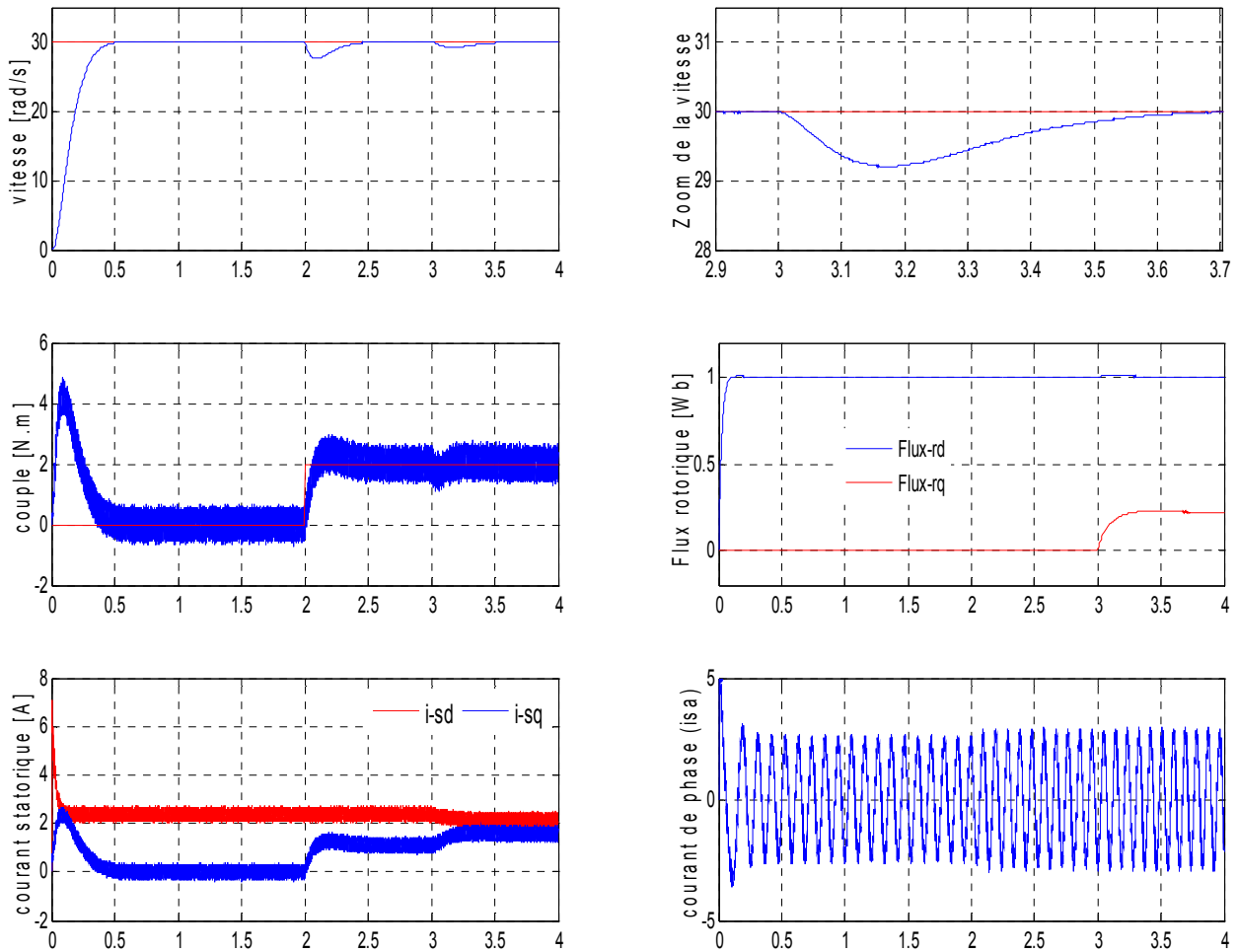


Figure.II.16 : Résultats de simulation de la CVI de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique.

La figure (II.16) présente l'effet des dérives de la variation de la résistance rotorique causé par la température et la charge. On remarque la perte du découplage d'après l'allure de flux (Φ_{rq}) et des oscillations au niveau du couple électromagnétique et la vitesse. Alors, on peut dire que notre commande n'est pas robuste vis-à-vis des variations de cette résistance.

➤ Variation de la résistance statorique

La variation de la résistance statorique sera de (+100%) de la valeur nominale, appliquée à l'instant ($t = 3$ sec), les résultats de simulation sont présentés dans la Figure suivante :

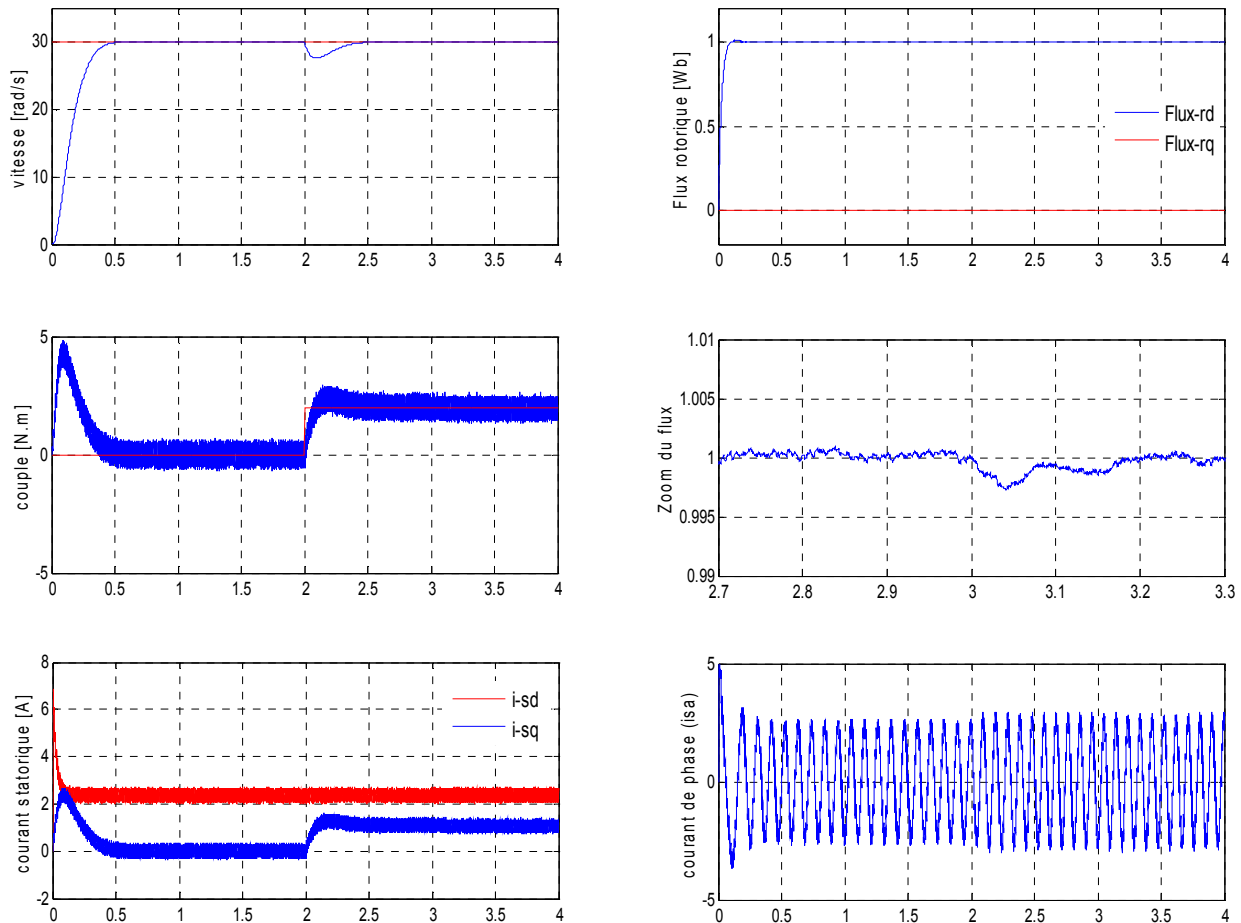


Figure.II.17 : Résultats de simulation de la CVI de la MAS lors de la variation de la résistance statorique.

Les résultats de simulation montrent aussi le découplage entre le flux et le couple. Vu le contrôle de la vitesse, la régulation est robuste vis à vis de la variation de la résistance statorique.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le flux et le couple qui est basé sur des termes de compensations. Ces derniers sont calculés à partir du flux consigne.

Les résultats de simulation que nous avons présentés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances malgré la perturbation due à la variation de la résistance rotorique et l'inversion du sens de rotation qui engendre un pic important à l'instant de l'inversion. Pour remédier à ce problème et améliorer les performances obtenues par le régulateur (IP) classique, une autre technique de commande sera présentée et utilisée, à savoir la commande directe du couple (DTC).

Chapitre : III

Commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone

III.1. Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC) venu de la nomination anglo-saxonne «Direct Torque Control», elle a été développée par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie. Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique qu'elle présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible à la variation paramétrique de la machine [5][9].

La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimentée par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenue à partir d'une commande vectorielle [9].

Donc, Ce type de commande basé sur l'orientation du flux statorique, dont le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator. Ainsi, l'absence de boucles de contrôle des courants de la transformation de Park et du bloc de calcul de modulation de tension MLI, rend la réalisation de cette commande plus aisée que les commandes basées sur l'orientation de flux rotorique [6].

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct de couple de la machine asynchrone, puis on développera l'estimation des deux grandeurs utilisées (flux statorique, couple), ainsi les résultats de simulation de cette commande et l'aspect de robustesse seront donnés.

III.2. Principe de la commande directe du couple

Le principe est basé sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qu'ils sont commandés par des régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système. Et Selon ces comparateurs, le vecteur de tension est choisi parmi une table.

Un onduleur de tension classique à deux niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur [6].

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_f \left[F_1 + F_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + F_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.1})$$

Le vecteur tension \bar{V}_s est délivré par l'onduleur de tension, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté en théorie par trois grandeurs booléennes de commande F_j ($j=1, 2, 3$) telles que :

- $F_j=1$: interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.
- $F_j=0$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

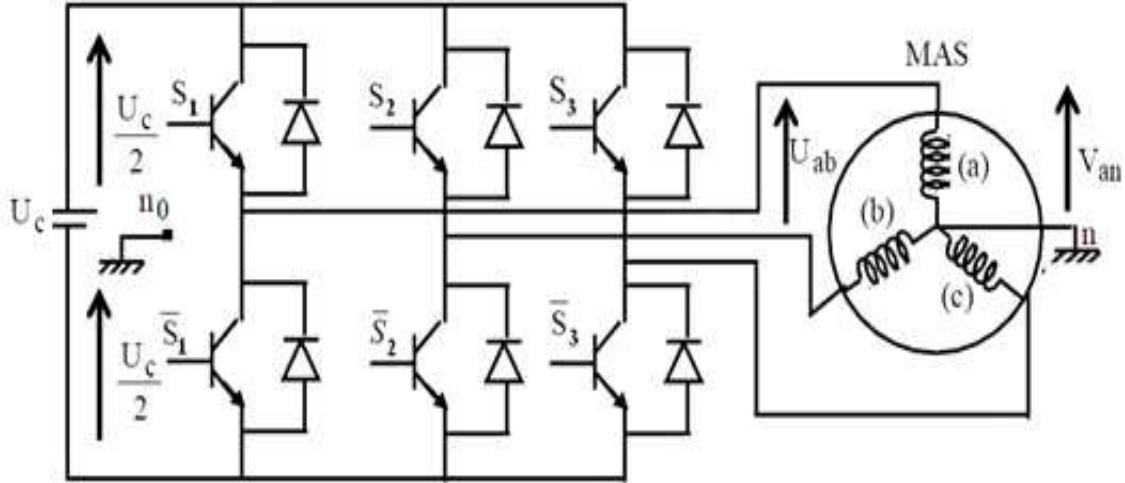


Figure III.1: Onduleur de tension et ses interrupteurs.

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_1, S_2, S_3) permettent de générer 8 positions du vecteur \bar{V}_s dont deux correspondent au vecteur nul.

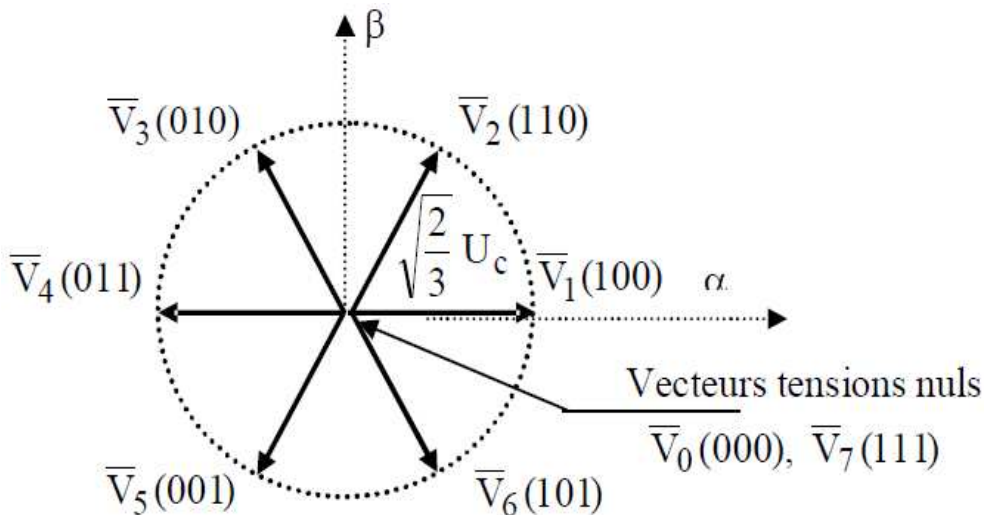


Figure.III.2: Les positions du vecteurs V_s .

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct 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 \bar{V}_0, \bar{V}_7 . Le vecteur de contrôle a donc 8 possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e) [6].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [9]:

- La commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Le contrôle direct du couple (DTC) peut être schématisé par la figure suivante [9]:

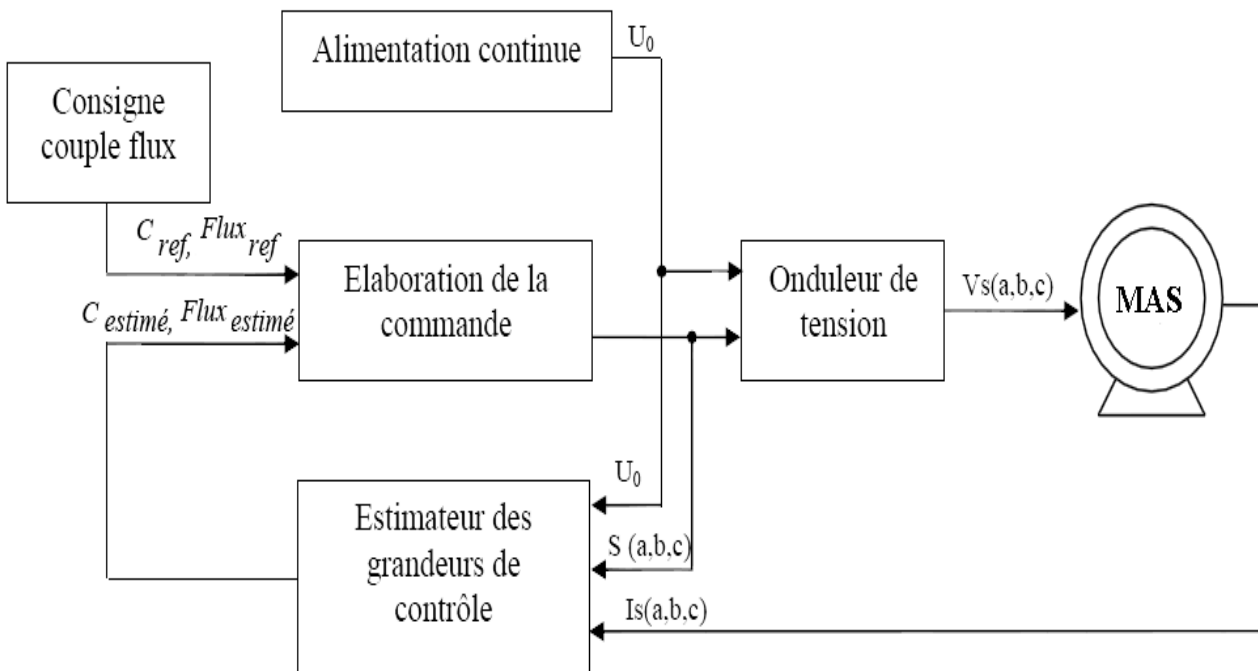


Figure. III.3 : Schéma synoptique de la commande DTC.

III.3. Modèle vectorielle de la machine asynchrone

Les conditions de contrôle dynamique du couple de la machine asynchrone peuvent être mises en évidence par le modèle vectoriel. Pour trouver ce modèle, on prendra les expressions de la machine dans le référentiel lié au stator (α - β):

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} - \omega_r \phi_{r\beta} = 0 \\ V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} + \omega_r \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Les grandeurs vectorielles, sont calculées à partir de leur composantes biphasées (α , β), telle que :

$$\bar{X}_{s,r} = X_{s,r\alpha} + jX_{s,r\beta} \quad (\text{III.4})$$

Telle que : est une grandeur qui peut être une tension, un courant, ou un flux.

Alors, le modèle vectoriel de la machine asynchrone est donné par :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_r - j\omega_r \bar{\phi}_r = 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

A partir des expressions des flux(III.6), le courant rotorique s'écrit :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\phi}_s \right) \quad (\text{III.7})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$

En remplaçant (III.7) dans la deuxième équation de système (III.5). Les équations deviennent :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega\right) \bar{\phi}_r = \frac{M}{\sigma T_r L_s} \bar{\phi}_s \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

De plus, à partir de deuxième équation de système (III.8), on peut exprimer $\bar{\phi}_r$ en fonction du flux statorique par une fonction de 1^{ère} ordre:

$$\bar{\phi}_r = \frac{M}{l_s} \frac{\bar{\phi}_s}{1 + j\omega_r \sigma T_r} \quad (\text{III.9})$$

Ces relations montrent que le vecteur du flux statorique peut être contrôlé à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ près. Donc, le flux rotorique suit les variations du flux statorique avec une constante de temps σT_r , le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$.

III.4. Contrôle du flux statorique

A partir de première équation de système (III.8) de la tension statorique, on a:

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.10})$$

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

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

On obtient les tensions composées $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, de \bar{V}_s , à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur U_0 , des états de commande (S_1, S_2, S_3), et en utilisant la transformation de Concordia, on obtient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont également obtenus par transformation de Concordia, à partir des courants triphasé mesurés, soit :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_{s1} - \frac{1}{2} (i_{s2} + i_{s3}) \right] \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{s2} - i_{s3}) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\|\Phi_s\| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.15})$$

La zone Zi dans laquelle se situe le vecteur (Φ_s) est déterminée à partir des composantes ($\Phi_{s\alpha}$) et ($\Phi_{s\beta}$). L'angle θ_s est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\alpha}}{\Phi_{s\beta}} \quad (\text{III.16})$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur correspondants à une période d'échantillonnage T_e , le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où [5]:

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e - \int_0^t (R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.17})$$

Où : $\bar{\Phi}_s(0)$ est un vecteur flux à ($t=0$), et avec l'hypothèse que la résistance R_s reste constante.

Pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ comme négligeable devant la tension \bar{V}_s , On constate alors que sur l'intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ se déplace sur la droite dont la direction est donnée par le vecteur \bar{V}_s sélectionné pendant T_e [6].

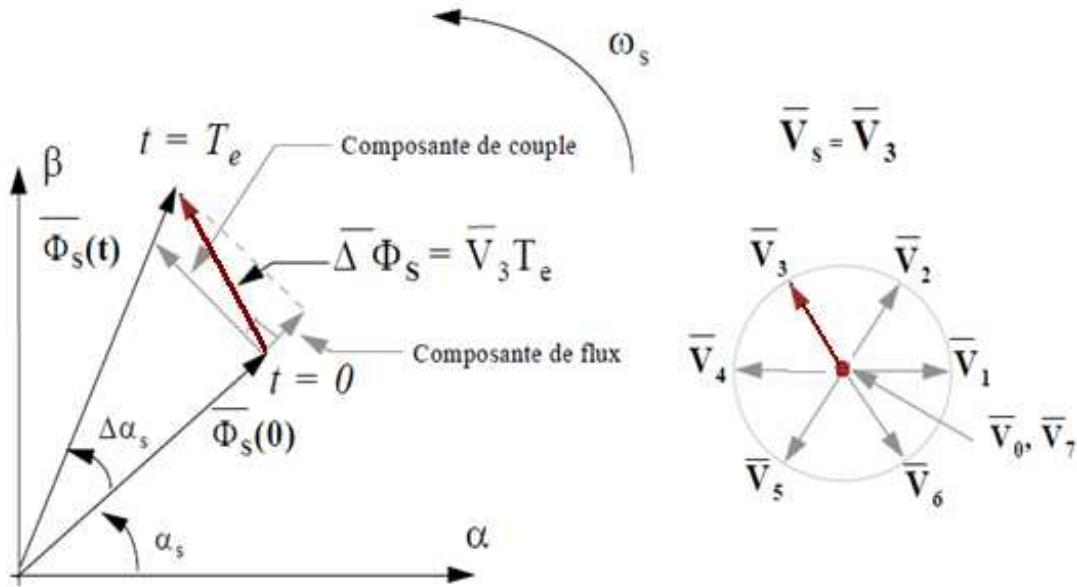


Figure. III.4 : Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$.

III.5. Contrôle du couple

On peut estimer le couple uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes biphasé (α, β), il peut se mettre sous la forme [6] :

$$C_e = p(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \tag{III.18}$$

Pour exposer qualitativement les principes du contrôle du couple, il est commande de supposer pour simplifier, qu'en régime établi, à une vitesse $\Omega_0 = \omega_0/p$ donnée, le vecteur flux statorique tourne avec une amplitude constante et à une vitesse de rotation moyenne ω_{s0} . On supposera également que le vecteur flux rotorique conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne que le vecteur flux statorique [1].

En posant, $\theta_{sr} = \left(\overline{\Phi}_s \overline{\Phi}_r \right)$ l'angle entre le vecteur flux du stator et du rotor, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma l_r l_s} \|\overline{\Phi}_s\| \cdot \|\overline{\Phi}_r\| \sin \theta_{sr} \tag{III.19}$$

Avec :

$\|\overline{\Phi}_s\|$: Module du vecteur flux stator.

$\|\overline{\Phi}_r\|$: Module du vecteur flux rotor.

On constate donc que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\phi}_s$ à partir de \bar{V}_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\phi}_r$ et donc le couple. Ceci n'est possible que si la période de commutation T_c est très inférieure à σT_r [5][6].

III.6. Présentation de la structure de contrôle

Le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel lié au stator, de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation du couple. L'espace d'évolution de $\bar{\phi}_s$ est décomposé en six zones, telle que représentée sur la Figure. III.5 [6].

Lorsque le flux se trouve dans une zone i ($i=1,2,\dots,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} croît,
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} décroît,
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} croît,
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors ϕ_s décroît, et C_{em} décroît,
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 est sélectionné, alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangé.

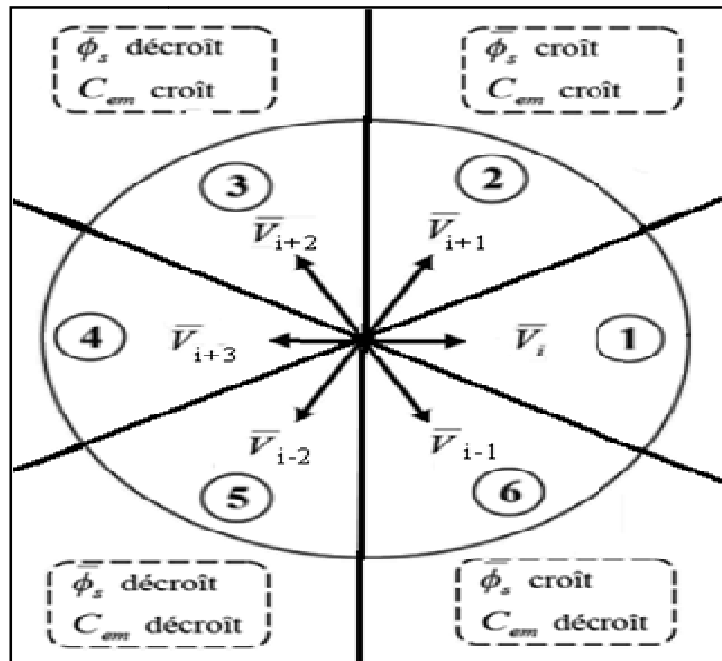


Figure.III.5: Sélection du vecteur tension selon la zone $Z=(1,2,\dots,6)$

En début de zone, les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$ d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux ϕ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude ϕ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Les vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont pas utilisés quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\bar{\phi}_s$. Donc, un estimateur de flux statorique et du couple électromagnétique sont nécessaires.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\bar{\phi}_s$. Donc, un estimateur de flux statorique et du couple électromagnétique sont nécessaires.

III.7. Elaboration du vecteur de commande

III.7.1. Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la Figure.III.6. La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

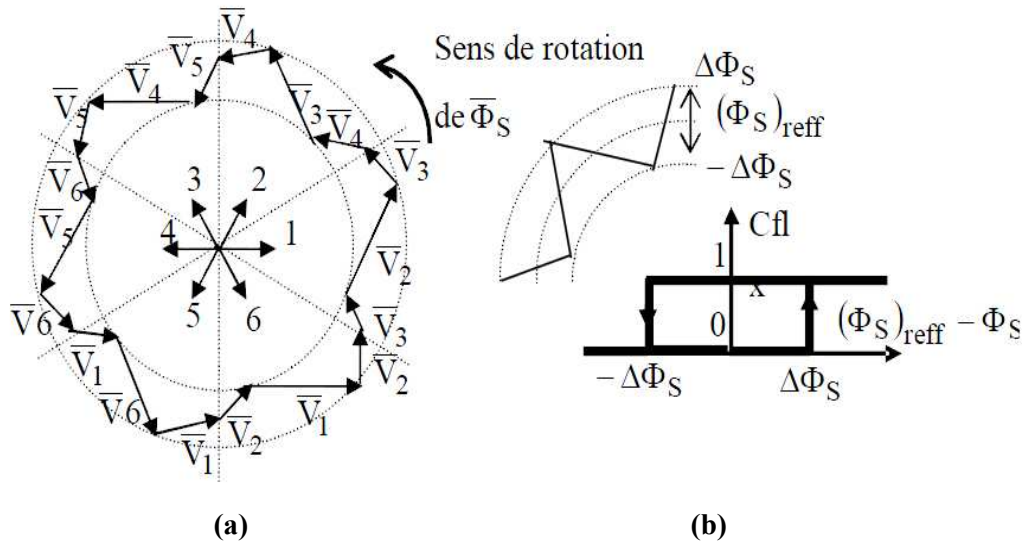
Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne [Cflx], indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [Cflx=1] ou diminuée [Cflx=0] de façon à maintenir [5]:

$$|(\phi_s)_{\text{ref}} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$(\phi_s)_{\text{ref}}$: La consigne de flux

$\Delta\phi_s$: La largeur d'hystérésis du correcteur.



**Figure.III.6: (a) Sélection des tensions Vs correspondant au contrôle de l'amplitude Φ_s
 (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.**

III.7.2. Le correcteur du couple

Dans l'étude du contrôleur appliqué au couple, on utilise le comparateur à trois niveaux qui permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur découple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\bar{\Phi}_s$), on applique les vecteurs \bar{V}_{i-1} ou \bar{V}_{i-2} si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique). Dans ce cas, le flux $\bar{\Phi}_r$ rattrapera très vite le flux $\bar{\Phi}_s$ sans que ce dernier se contente seulement de l'attendre mais va à sa rencontre (inversion du sens de rotation de $\bar{\Phi}_s$) [6].

La figure.III.5, montre l'état de sortie logique [Ccpl] du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport assigne du couple de référence ($C_{réf}$). Lorsque le couple doit être augmenté et que la consigne de couple est positive, la sortie du contrôleur [Ccpl] est égale à 1. Inversement si elle est négative [Ccpl] est égal à -1. Dans le cas où l'état de sortie du comparateur [Ccpl] est égal à 0, le couple doit être diminué [1].

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites:

$$|(C_{em})_{\text{ref}} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \tag{III.21}$$

Avec :

- $(C_{em})_{\text{réf}}$: est le couple de référence
- ΔC_{em} : est la bande d'hystérésis du correcteur.

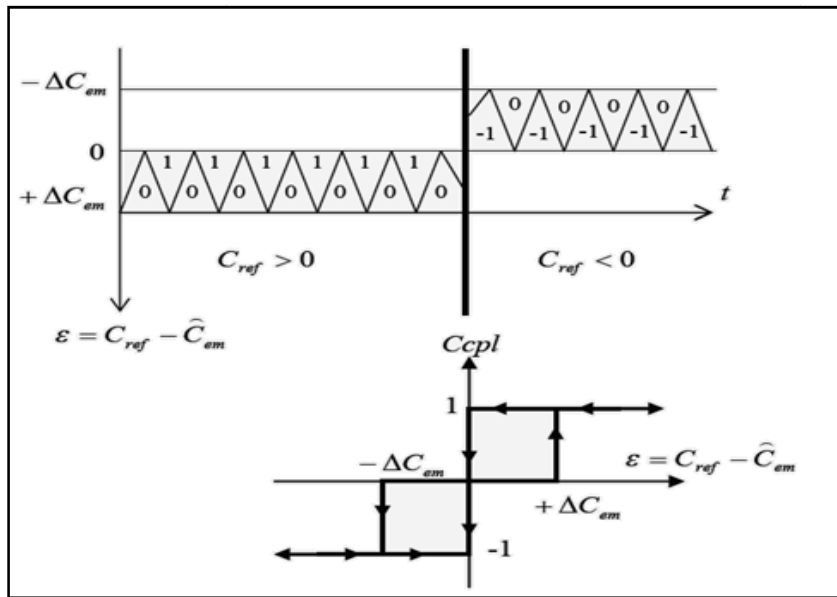


Figure.III.7:contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis trois niveaux.

III.8. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables des sorties du correcteur à hystérésis du flux [Cflx] et du correcteur à hystérésis du couple [Ccpl], et de la zone de position de Φ_s , elle se présente sous un tableau dit « Table de commutation ».

Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur [9].

		N	1	2	3	4	5	6	Correcteur
$cflx = 1$	$ccpl = 1$		V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$ccpl = 0$		V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$ccpl = -1$		V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux
$cflx = 0$	$ccpl = 1$		V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$ccpl = 0$		V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$ccpl = -1$		V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

Figure.III.8: Table de commutation de la DTC.

III.9. Structure générale de la DTC

Par analogie avec une machine à courant continu avec boucle de courant, la machine asynchrone avec commande DTC peut être modélisée par un système linéaire (autour d'un point de fonctionnement) ayant comme entrée la référence vitesse [6].

La structure du contrôle direct du couple est représentée comme suit:

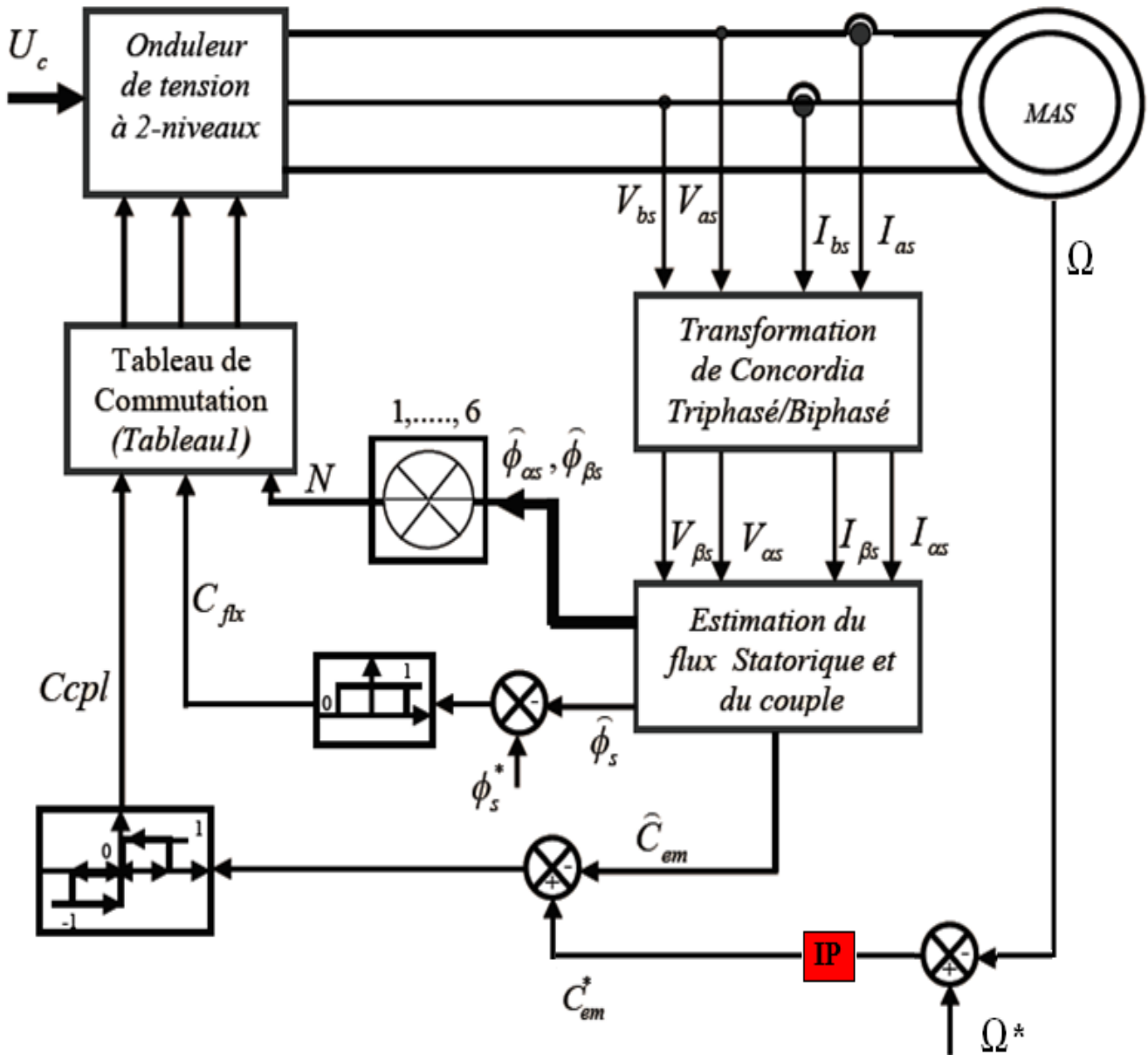


Figure.III.9: Structure générale du contrôle direct du couple (DTC).

III.10. Schéma bloc de simulation

Le schéma bloc de simulation sous MATLAB/SIMULINK de la machine asynchrone est représenté par la figure suivante :

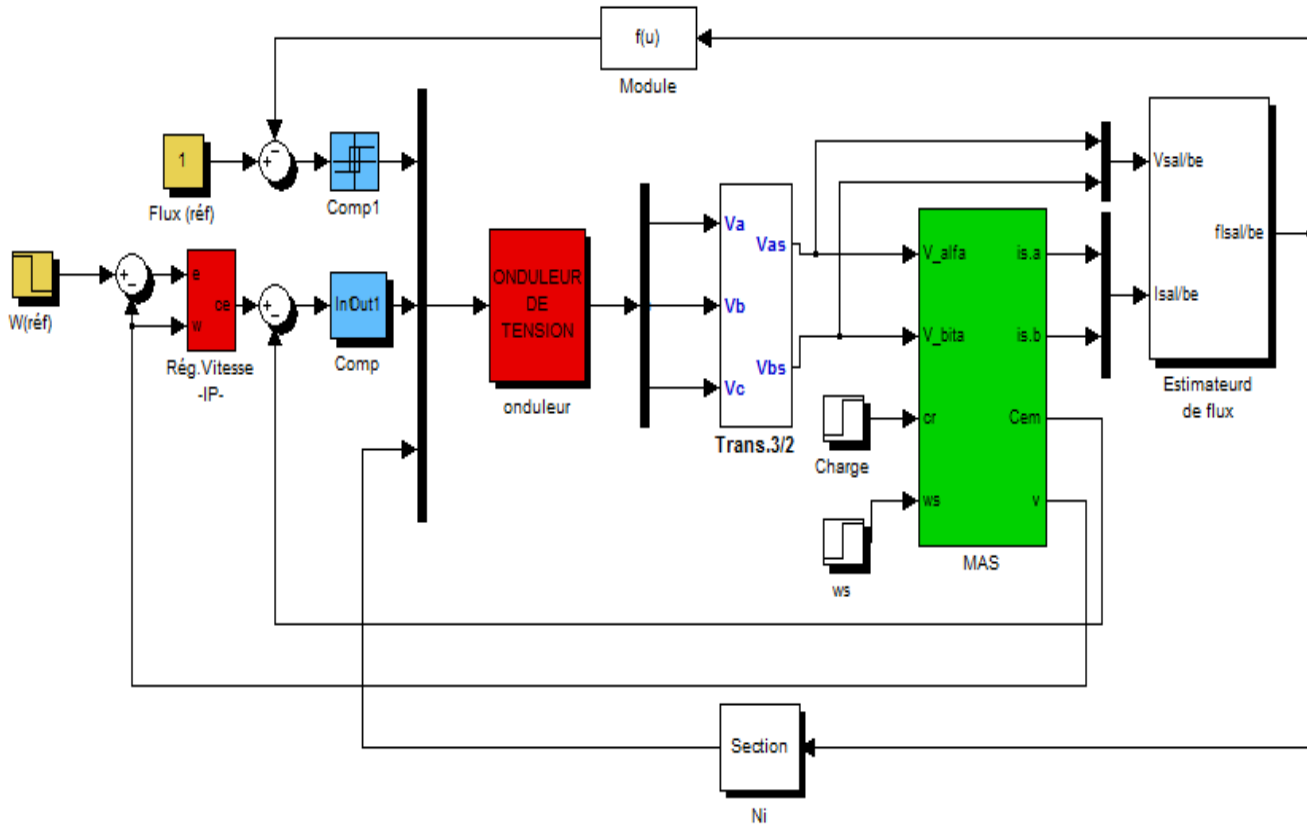


Figure.III.10: Schéma bloc de simulation de la commande direct du couple (DTC).

III.11. Résultats de simulation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à la machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension. Nous avons simulé cette technique par utilisation de l'outil MATLAB/SIMULINK. Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

➤ **démarrage à vide**

Nous avons simulé le comportement d'un réglage de vitesse par le (IP) classique de la machine asynchrone avec contrôle directe du couple (DTC) lors d'un démarrage à vide. Les résultats de simulation présentée dans la figure suivante :

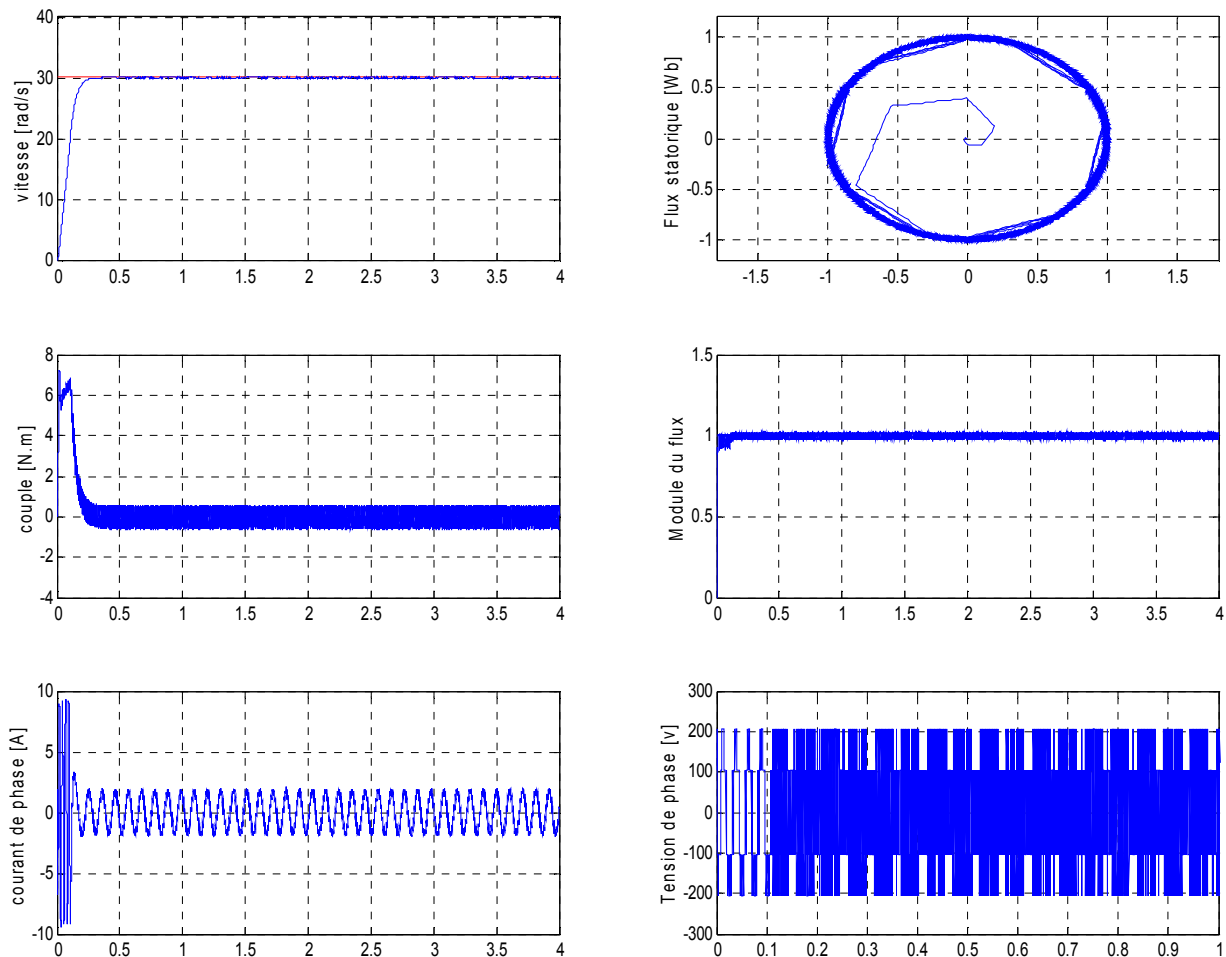


Figure.III.11 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MAS commandée par DTC.

Nous observer que la vitesse répons sans dépassement au bout d'un temps ($t=0.25s$). Avec un temps de réponse très court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Puis, elle s'atteinte sa référence exactement de (30 rad/s) en régime permanant.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint à une valeur maximale de (7 N.m) puis se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établie. Le courant d'une phase statorique à une allure sinusoïdale et présente des ondulations au démarrage. La tension de phase (V_{sa}) est à une forme d'onde rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

L'allure de l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé est de forme circulaire. Et 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.

➤ **Démarrage en fonctionnement normale**

Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec) et de flux (1 Wb). Suivi par un échelon de couple ($C_r=2$ Nm) appliqué à l'instant ($t=2$ sec). Les résultats de simulation représentés par la figure suivante:

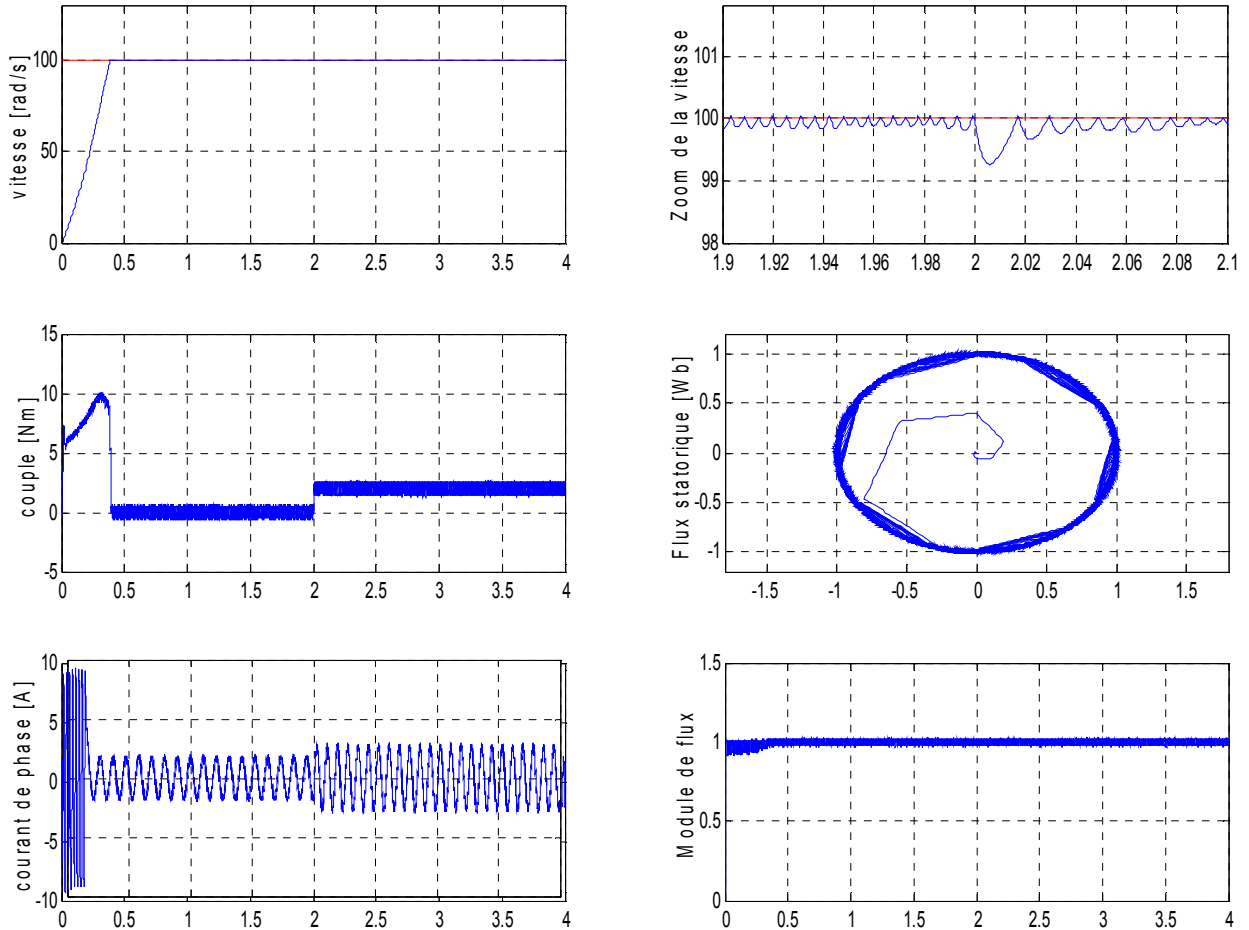


Figure.III.12 : Résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MAS commandée par la DTC suivi par application d'un échelon de charge à l'instante($t=2s$).

Nous observons que le couple suit la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence, ce qui montre que la commande (DTC) présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que le courant de phase (I_{sa}) à une forme sinusoïdale est réponde avec succès à ce type de test.

➤ Inversion du sens de rotation

Pour tester d'avantage de la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, après un démarrage à vide on introduit un changement de consigne de vitesse de (+30 rad/s à -30rad/s) à l'instant ($t=2s$). Le résultat de simulation est montré à la figure suivante :

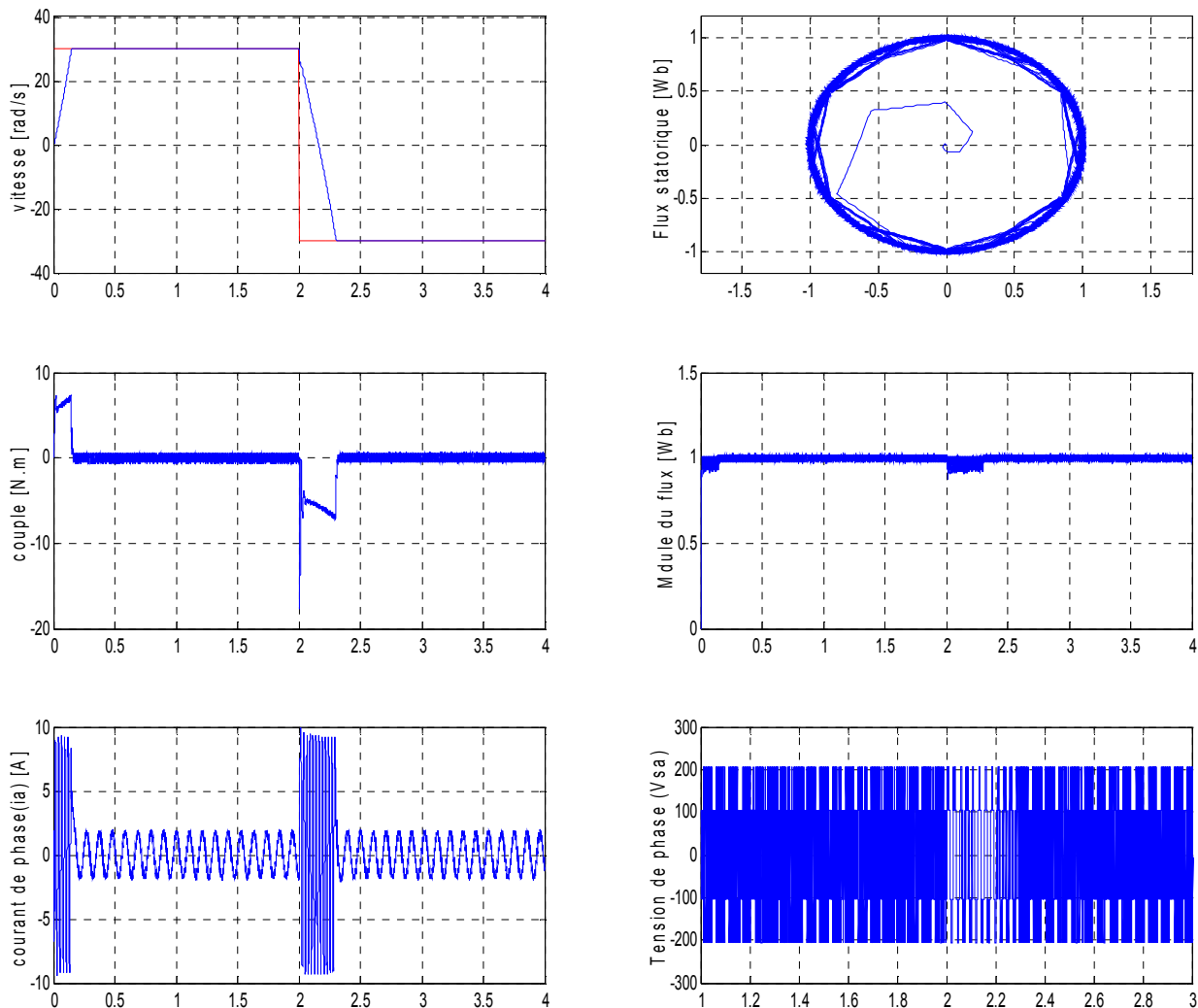


Figure.III.13: Résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MAS lors l'insertion de la vitesse à l'instant($t=2s$).

A l'inversion de la vitesse on remarque que la poursuite en vitesse s'effectue parfaitement et sans dépassement, de même pour le couple qui subit un pic avant de se stabiliser. Le courant statorique par une phase présente des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage (10A). La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans dépassement de la bande de contrôle.

➤ Variation de la résistance statorique

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine lors de la variation des paramètres électriques. Nous avons simulé le système pour une augmentation de (+100%) de la résistance statorique nominale à l'instant ($t=3s$), les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante :

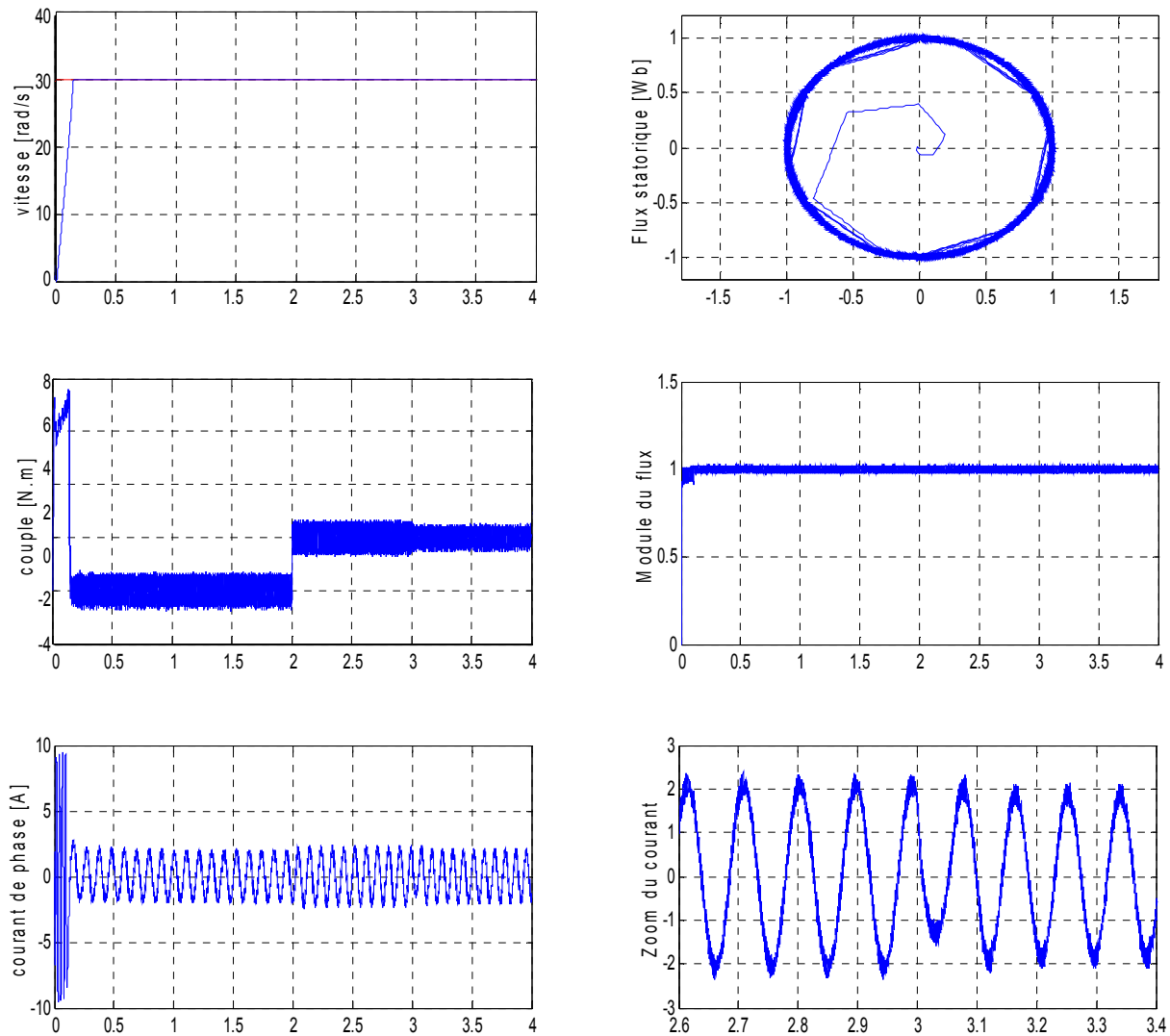


Figure.III.14: Réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de (100%).

D'après les résultats obtenus, on remarque que la variation de la résistance statorique n'affecte pas sur le module du flux statorique. Pour le courant de phase (isa) on observe une petite diminution de son module et de même pour le couple électromagnétique.

III.12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MAS, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique.

On a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension, et on a simulé le comportement du MAS en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur (IP). On peut dire que cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres de la machine, car l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator. De plus la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

On conclut que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Ainsi elle apporte une solution prometteuse au problème de la robustesse.

Chapitre : VI

Etude comparative

IV.1. Introduction

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers les deux commandes étudiées (la commande vectorielle (FOC) et la commande directe de couple (DTC)) appliquées à la machine asynchrones triphasé (MAS), il est nécessaire d'effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques des deux techniques de commande et ce dans les mêmes conditions de fonctionnement (référence, charges, perturbation, ...etc.) et dans la même configuration de simulation (pas d'échantillonnage, durée de simulation,...etc.).

Dans ce chapitre on présentera une étude comparative entre la commande directe du couple (DTC) et la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC), la meilleure commande sera celle qui répond mieux à l'exigence à savoir :

- Meilleures performances statique et dynamiques
- Meilleures poursuites des consignes de contrôle
- Meilleures rejets de perturbations
- Insensibilité aux variations des paramètres

IV.2. Avantages et inconvénients de chaque type de commande [9]

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique (FOC) a été développé pour supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple.

Beaucoup de travaux ont été effectués sur le contrôle vectoriel et de nombreux variateurs avec cette commande sont réalisés et utilisés pour de multiples applications, dans des domaines de puissance et de vitesse très variés. Cependant, bien qu'il donne des performances élevées à la machine le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'avantage:

➤ De permettre un découplage entre le flux et le couple assez simple, ainsi une large plage de vitesse.

Et un nombre d'inconvénients:

➤ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.

➤ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple.

➤ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

➤ L'utilisation d'un capteur mécanique augmente le coût du système de commande et accroît les problèmes de fiabilité.

La DTC ne nécessite pas de mesure mécanique telle que celle de la vitesse ou de la position de la machine, de plus la sensibilité aux différentes applications de la charge et de la vitesse est nettement atténuée dans le cas de la DTC, puisque cette commande est basée sur l'estimation du flux qui se fait en fonction d'un seul paramètre à savoir la résistance statorique. En outre, MLI est remplacée, dans cette commande par une simple table de commutation ce qui la rend, d'autant plus facile.

La commande DTC a pour avantages :

- La réduction du temps de réponse du couple.
- La robustesse par rapport à la variation des paramètres de la machine et de l'alimentation.
- L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente deux problèmes majeurs:

➤ L'absence de maîtrise des harmoniques de couple (compatibilité électromagnétique, bruit audible, variation de la qualité acoustique).

Le figure.VI.1 résumer une étude comparative des performances entre la commande vectorielle à flux orienté (FOC) et la Commande directe du couple (DTC):

	Commande vectorielle à flux orienté (FOC)	Commande directe du couple (DTC)
Variables commandées	- Couple - Flux rotorique	- Couple - Flux statorique
Dynamique	Elevée	Elevée
Découplage	Nécessite d'orientation	Orientation naturelle
Variables estimées	- Fréquence - Flux rotorique de position	- Couple - Flux statorique
Régulateurs	- deux régulateurs conventionnels PI pour les courants et le flux, et IP pour la vitesse.	- deux régulateurs à hystérésis l'un pour de flux et l'autre pour le couple. et un régulateurs IP pour la vitesse.
Référence des coordonnées	Repère liée au champ tournant «d, q».	Repère liée au Stator « α , β ».
Sensibilité aux variations des paramètres	beaucoup	Moyen

Figure.VI.1: Etude comparative de la FOC et de la DTC.

IV.3. Résultats de Simulation

IV.3.1 démarrage à vide

L'objectif de ce teste est d'avoir une réponse rapide ce qui caractérise le meilleur contrôleur. Pour cela, nous avons simulé les deux méthodes de commandes (DTC et FOC) dans les mêmes conditions de fonctionnement et la même configuration de simulation. La figure. IV.1 représente le cas d'un démarrage à vide pour une référence de vitesse (30 rad/s).

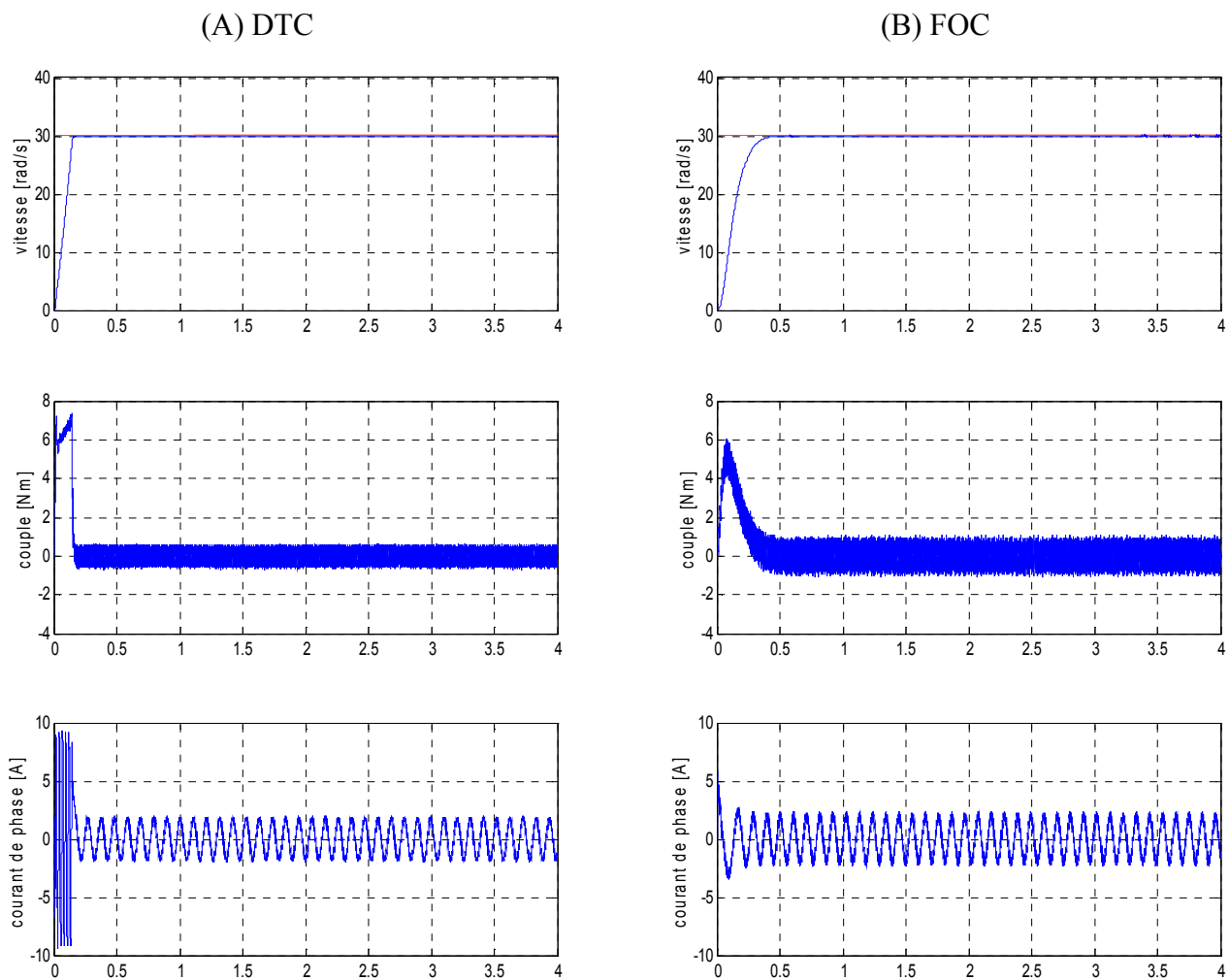


Figure. IV.1 : Réponse de la DTC et FOC lors d'un démarrage à vide.

D'après ces résultats, on remarque au démarrage que la (DTC) présente un pic de couple supérieur à celui de (FOC), et une réponse rapide.

Au niveau de la vitesse, on remarque que la (DTC) présente une haute dynamique sans dépassement, au démarrage, et le temps de réponse est réduit par rapport au (FOC).

Les courbes des courants statorique présentent des oscillations lors de régime transitoire plus grand dans le cas de la (DTC).

IV.3.2 Introduction d'un couple de charge

Après un démarrage à vide, nous avons appliqué un couple de charge ($C_r=2 \text{ Nm}$) à l'instant ($t=2\text{s}$) pour une référence de vitesse (30 rad/s). La figure. IV.2 représente les résultats de simulation toujours dans les mêmes conditions de fonctionnement et la même configuration de simulation.

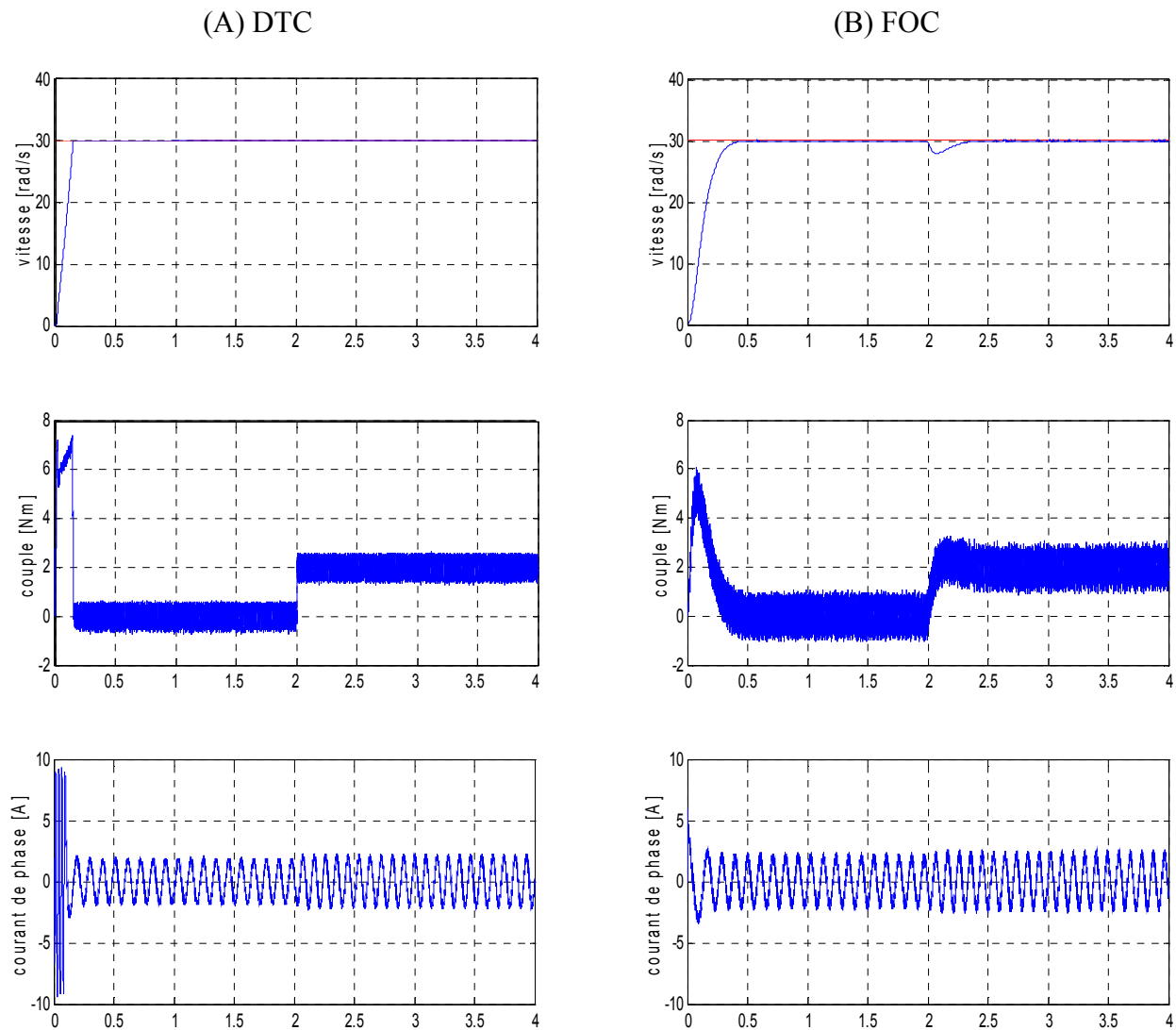


Figure. VI.2 : Réponse de la DTC et FOC lors d'un démarrage à vide suivi par une application d'un échelon de charge ($C_r=2 \text{ Nm}$) à l'instant $t=2\text{s}$.

A l'application de la charge, nous observons pour les deux méthodes de commande que la vitesse rejoint sa valeur de référence, mais après une petite déformation dans la (FOC). Le couple électromagnétique répond instantanément dans la (DTC) et suite sa valeur de consigne. Le courant par une phase statorique présente une légère augmentation.

On conclure que la (DTC) est plus robustes a ce type de teste.

IV.3.3 Inversion de vitesse

Afin de tester la robustesse des deux techniques de commande vis-à-vis à l'inversion du sens de rotation, on a introduit un changement de la consigne de la vitesse de référence de (+30 rad/s à -30 rad/s) à l'instant ($t=2s$), après un démarrage à vide. Les résultats de simulation sont présentés dans la figure suivante :

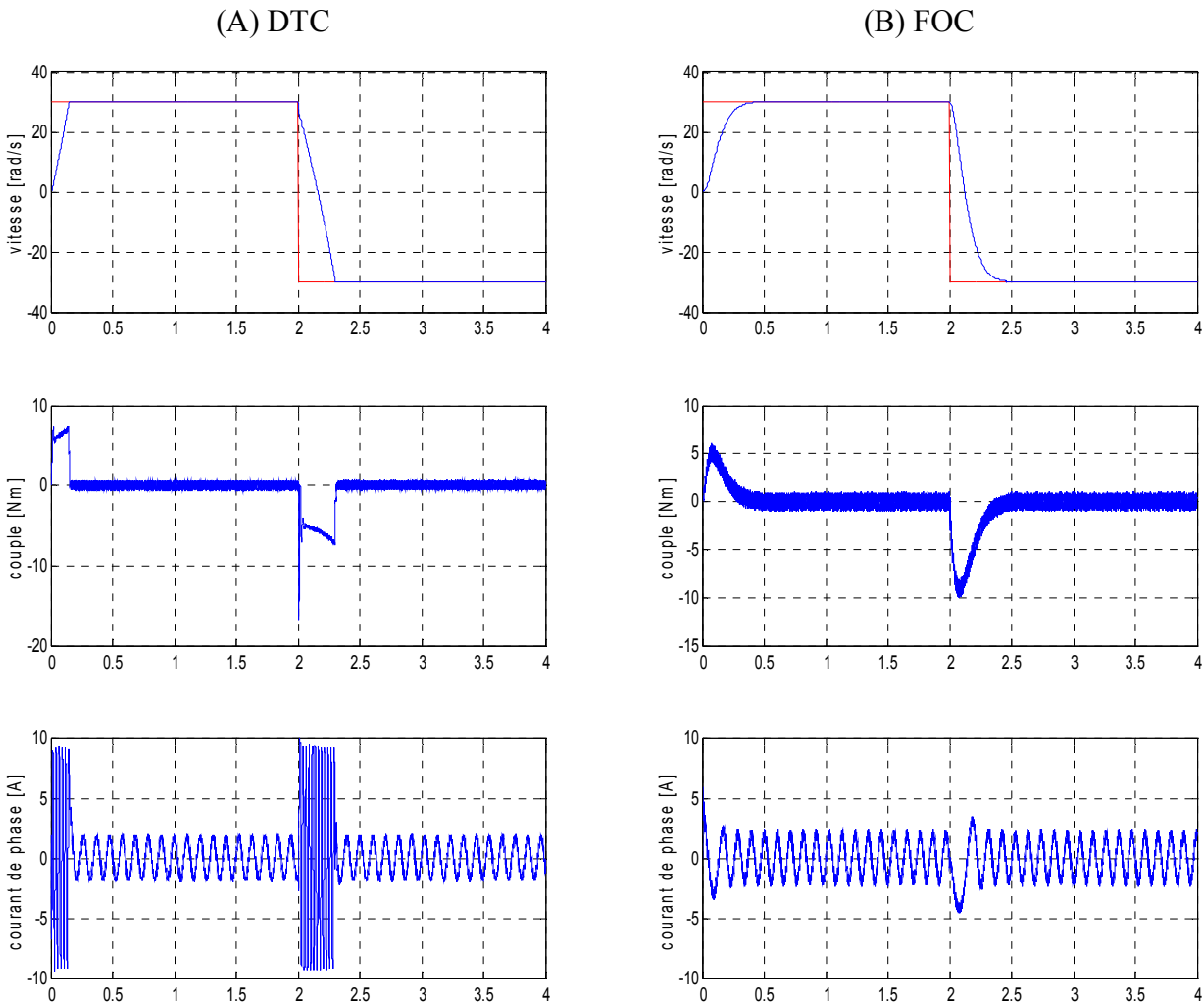


Figure. VI.3 : Réponse de la DTC et la FOC lors d'un démarrage à vide suivi par un changement du sens de rotation à l'instante $t=2s$.

D'après ces résultats on peut dire que, la poursuite en vitesse s'effectue normalement et sans dépassement pour les deux techniques de commande. Au niveau du couple, On trouve que la commande (DTC) présente un pic supérieur à celui de la (FOC) avec un changement instantané. il regagne rapidement sa valeur de référence. Les courbes des courants présentent des oscillations supérieur à l'instante de l'inversion dans la (DTC).

On conclure que les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système contrôlé avec la (DTC) est plus robuste à ce type de teste par rapport au contrôle par (FOC).

IV.3.4 Variation de la charge

L'effet de la variation du couple de charge de (2 N.m) à (t =1s) et (5 N.m) à (t =2s) et (0 N.m) à (t=3s) après un démarrage à vide est illustré par la Figure suivante :

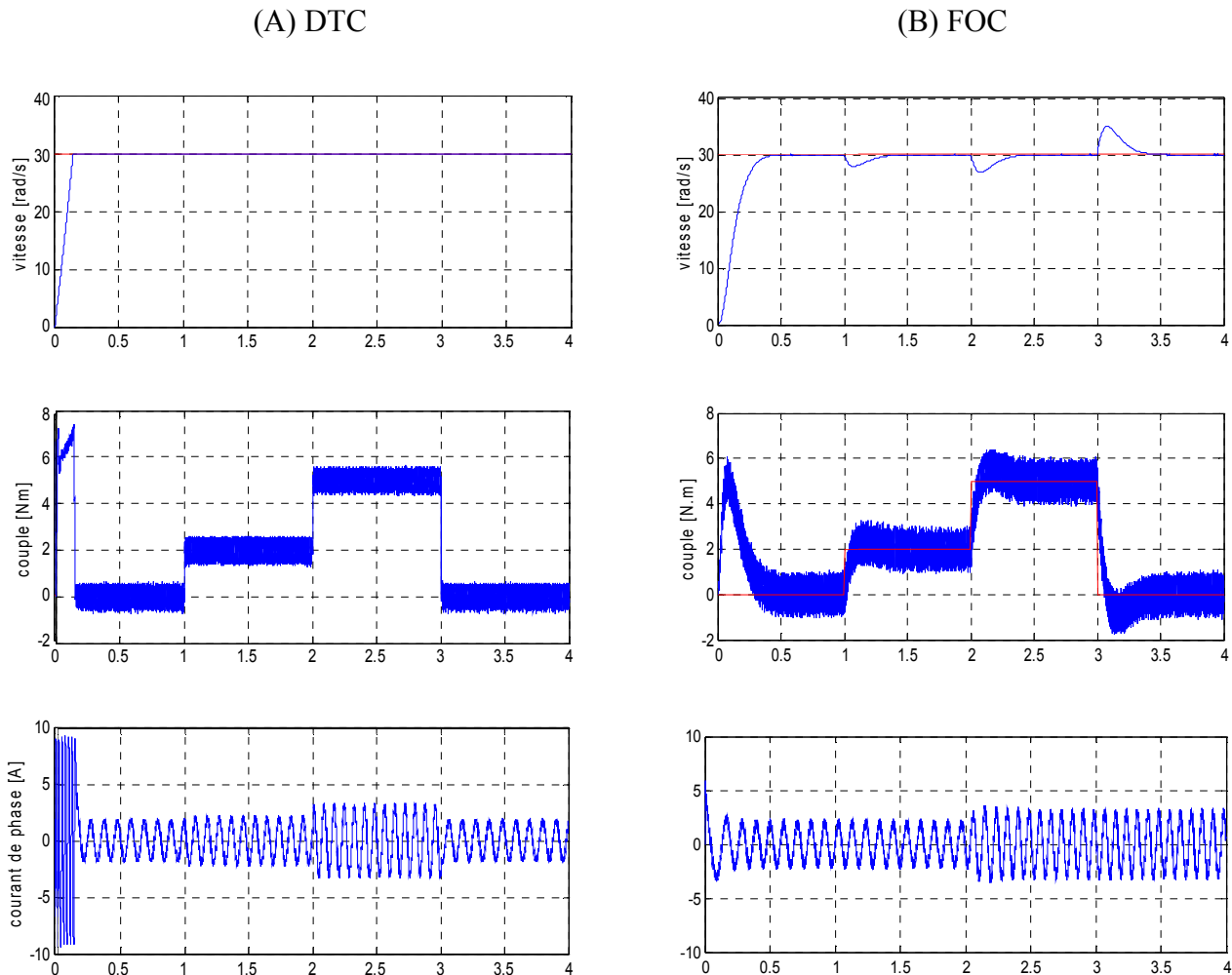


Figure. IV.5 : Réponse de la DTC et la FOC lors la variation de la charge.

Les résultats de simulation montrent que le couple dans la (DTC) répond instantanément et suit parfaitement la valeur de la consigne, et que la vitesse rejoint sa référence parfaitement sans aucune déformation. Par contre, dans la (FOC) on remarque l'apparition des trois rejets de perturbations dans l'allure de la vitesse correspondants respectivement aux couples de charges appliquées, et nous observons aussi que dans la (FOC), le couple suit sa référence après un petit régime transitoire.

La composante du courant présente des allures sinusoïdales bruitées dont l'amplitude des ondulations augmente suite aux applications des couples de charge.

IV.4. Conclusion

Pour le choix de la commande, les principaux critères sont : la structure de la machine et de son alimentation, les performances désirées (qualité de couple, rendement) et les impératifs technologiques (commande analogique ou numérique, DSP,....).

On a présenté une étude comparative des performances statique et dynamiques par la simulation des deux types de commande : la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC) et la commande directe du couple (DTC)

D'après les résultats obtenus dans ce chapitre, On conclure que le contrôle par (DTC) présente une meilleure robustesse que celle de la (FOC), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux variations paramétriques de la machine.

Conclusion générale

Conclusion générale

La commande des machines asynchrones affronte deux problèmes majeurs qui sont la robustesse vis-à-vis des variations des conditions de fonctionnement et la robustesse par rapport aux variations des paramètres de ces machines. Actuellement, l'utilisation des techniques présentées dans ce mémoire représente une solution à de nombreuses applications relatives aux machines et à leur commande.

Les travaux qu'ils nous ont présentés dans ce mémoire ont essentiellement porté sur l'étude comparative des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC), et la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone.

Afin d'élaborer ce travail, nous avons commencé en premier étape par la modélisation du moteur asynchrone triphasé. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park, ont permis de simplifier considérablement le modèle triphasé en un modèle biphasé. Ensuite, nous avons effectué la modélisation et simulation de l'ensemble onduleur-MAS et leur commande à MLI afin de révéler le comportement de notre machine.

Après, nous avons présenté la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (FOC), nous avons permis d'établir un modèle simple similaire à celui d'une machine à courant continu. On a utilisé des régulateurs PI pour les deux courants statorique et le flux, et un IP pour la vitesse. Différentes applications numériques sont mises en œuvre afin de visualiser la robustesse de cette commande. Nous remarquons également que le réglage classique ne contrôle pas d'une manière satisfaisante le régime transitoire de la machine lors des grandes variations des amplitudes (consigne, couple résistant). En particulier, la résistance rotorique, est un paramètre clé qui peut affecter directement sur le découplage et faire perdre sa linéarité.

Puis, on a étudié la commande directe du couple (DTC) qu'elle présente comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, la commande (DTC) est intéressante, compte tenu de sa simplicité, elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse, ni une commande complexe par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est simple puisqu'il est lié à un modèle machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique.

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les deux techniques de commande étudiées, on a développé une étude comparative des performances statiques et dynamiques pour pouvoir, par la suite, faire un choix du type de commande suivant les spécifications de l'application envisagée. On a donné une contribution pour une comparaison détaillée entre ces deux techniques de contrôle, en insistant sur leurs avantages et leurs inconvénients.

Enfin, de l'étude comparative de ces deux techniques de contrôle du moteur asynchrone et les résultats obtenus, on peut conclure que la technique de commande (DTC) a conduit à des bonnes

performances, dans beaucoup de cas, on obtient une meilleure qualité de réglage par rapport à La commande (FOC), donc la commande directe du couple offre plusieurs avantages :

1. Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
2. Un dynamique très performant « temps de réponse acceptable et erreur stationnaire pratiquement nulle ».

Ce travail pourra être amélioré sur la base de quelques perspectives en considérant que :

- Dans de nombreuses applications industrielles, il est demandé de supprimer le capteur de vitesse, car celui-ci présente plusieurs inconvénients liés au coût, à la fiabilité et à l'encombrement.
- Le point faible de la commande vectorielle est sa faible robustesse vis-à-vis des variations paramétriques. On peut l'améliorer en faisant appel à des observateurs d'état déterministes ou stochastiques (filtre de Kalman).
- Il est possible de faire appel à un réglage adaptatif, lorsque les paramètres du système à régler varient dans un large domaine.

Annexes

Paramètres de la MAS utilisés [2]:

SYMBOLES	DESCRIPTION	VALEURS
Vn	Tension nominale	220/380 v
In	Courant nominal	5 A
Pn	Puissance nominale	1.08 Kw
Cn	Couple nominal	25 Nm
Ω	Vitesse nominale	157 rad/s
Rs	Résistance statorique	10 Ω
Rr	Résistance rotorique	6.3 Ω
Ls	Inductance statorique	0.1554 H
Lr	Inductance rotorique	0.1568 H
M	Inductance Mutuelle	0.15 H
J	Inertie du moteur	0.07 Kg.m ²
f	Coefficient de frottement	0.0001 N.m/rad/s
p	Nombre de paires de pôles	2
f	Fréquence	50 Hz

Références bibliographiques

- [1] A. Meroufel, « Contrôle de la machine asynchrone : Commande scalaire, Commande vectorielle, Commande directe du couple », Maître de conférences, Université Djillali Liabès – Sidi Bel-Abbès, 2008/2009.
- [2] CHAOUCH Souad, « COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE D'UNE MACHINE A INDUCTION SANS CAPTEUR DE VITESSE », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [3] TAMRABET Hanene, « Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone », Thèse de magister, Université de Batna, 2006.
- [4] BAZI Smail, « COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE D'UNE MACHINE A INDUCTION SANS CAPTEUR DE VITESSE », Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [5] Benamor Messaoud, « COMMANDE PER DTC DE LA MACHINE A INDUCTION SANS CAPTEUR DE VITESSE. UTILISATION DU FILTRE DE KALMAN POUR L'ESTIMATION DE LA VITESSE », Thèse de magister, Université de Batna, 2012.
- [6] Chikhi Abdesselam, « Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue », Thèse de magister, Université de Batna, 2008.
- [7] ELBIA Yousef, « Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté », Thèse de magister, Université de Batna, 2009.
- [8] BOUCHELALEG HAMZA et MEGUIRECHE ALAMIN, « COMMANDE HYBRIDE VIA LE CONTROLE VECTORIEL ET LE BACKSTEPPING D'UNE MACHINE ASYNCHRONE », Ingénieur d'état en génie électrotechnique, Université de M'sila, 2008.
- [9] Merzoug M^{ed} salah, « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Thèse de magister, Université de Batna,.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER

EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par: Mr. BELHAMDI Saad

Présenté par: SALEM Khalifa

Thème:

COMMANDES ROBUSTES D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

- ETUDE COMPARATIVE -

Résumé

Les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance de circuits de commande en automatique ont contribué à l'utilisation grandissante des machines asynchrones dans les systèmes d'entraînements électriques. Le recours aux machines asynchrones est surtout lié à leur robustesse, leur puissance massique et coût de fabrication.

L'objectif de notre travail s'articule autour de la modélisation de la machine asynchrone pour la simulation. Ainsi les commandes vectorielles et la DTC utilisent des régulateurs (IP).

Mot-clé : Moteur asynchrone, Commande par (IP), FOC, DTC.