

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE Technologie

DEPARTEMENT : Electronique

N° :



FILIÈRE : Electronique

OPTION : Instrumentation

Mémoire présenté pour l'obtention

Du diplôme de Master Académique

Par:

BOURAS Hakima

ELGHASSEM BELLAMACH Mohamed

THÈME

Les véhicules électriques à base de moteur à induction sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif

Soutenu devant le jury composé de :

Dr. Malika Fodil	Université M ^{ed} Boudiaf –M'sila	Président
Dr. DJAGHDALI Lakhdar	Université M ^{ed} Boudiaf –M'sila	Rapporteur
Pr. KHATIR khattab	Université M ^{ed} Boudiaf –M'sila	Examineur

Année universitaire : 2023 /2024

DÉDICACE

je dédier ce travail A mes parents

A mes sœurs et leurs époux et enfants

A mes frères et leurs épouses et enfants

A toutes ma famille

REMERCIEMENT

Au terme de ce travail de fin d'études, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce projet.

En premier lieu, je remercie chaleureusement **Dr. Djaghdali Lakhdar**. Son encadrement, ses conseils avisés et sa disponibilité ont été essentiels tout au long de ce travail. Il a su m'orienter avec rigueur et bienveillance, et c'est en grande partie grâce à lui que j'ai pu mener ce projet à bien.

Je remercie également les membres du jury, **Dr. Malika Fodil** et **Prof. Khatir Khettab**, pour avoir pris le temps d'évaluer ce travail et pour leurs précieux commentaires et suggestions.

Je tiens également à exprimer ma reconnaissance à mon ami **Ahmed Khaliva**. Son soutien indéfectible, ses encouragements constants et son aide précieuse ont été d'une grande importance pour moi. Sa présence et son amitié m'ont aidé à surmonter les moments difficiles et à garder la motivation nécessaire pour mener à bien cette étude.

Enfin, je remercie toutes les personnes, amis et membres de ma famille, qui m'ont soutenu moralement et matériellement tout au long de ce parcours. Leur appui et leurs encouragements ont été des moteurs précieux dans la réalisation de ce projet.

TABLE DES MATIERES

Introduction Générale.....	1
CHAPITRE I . Modélisation de l'ensemble MAS -Convertisseur Statique	3
I.1. INTRODUCTION.....	3
I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	3
I.2.1 Présentation de la machine à induction.....	4
I.2.2 LES hypothèses simplificatrices.....	5
I.2.3 Modèle Dynamique De La Machine Asynchrone	6
I.2.4 Equation Electrique	6
I.2.5 Équations magnétiques:	7
I.2.6 Transformation de Park:	8
I.3 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.....	10
I 3.1 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:.....	10
I .3.2. Équations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:.....	11
I.4.CHOIX DU REPERE DE REFERENCE:.....	12
I.5 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance:.....	13
I.5.1. Equations du mouvement :	14
I.6. Mise sous forme d'équations d'état :	14
I.7. Modélisation de l'alimentation de la machine :	14
I.7. 1 .Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes	16
I.7.2.Modelisation de l'onduleur de tension:.....	17
I.8 .Commande de l'onduleur de tension.....	20
I.8.1. LA TECHNIQUE DE COMMANDE PAR HYSTERESIS	20
I.9 . Tests de simulation (onduleur commandé par La technique d'hystérésis):.....	21
I-10-Conclusion :	24
CHAPITRE II. Commande directe du couple de la machine à induction.....	25
II .1 INTRODUCTION.....	25
II.2 PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE.....	25
II.3 PRINCIPES GENERAUX DU CONTROLE VECTORIEL DE COUPLE.....	25
II.4 PRINCIPES DU CONTROLE DU FLUX STATORIQUE.....	27

II.5 CHOIX DU VECTEUR DE TENSION.....	27
II.6 LES ESTIMATEURS:.....	28
II.6.1 Estimation du flux statorique.....	28
II.6.2 Estimation de couple électromagnétique.....	29
II-7-ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE.....	29
II.7.1.Elaboration du contrôleur de flux :	29
II.7.2 Elaboration de contrôleur de couple	30
II.7.2.1. CONTROLEUR DE COUPLE A DEUX NIVEAUX	31
II.7.2.2 .CONTROLEUR DE COUPLE A TROIS NIVEAUX.....	31
II.8 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION.....	32
II.8.1. STRATEGIE DE COMMUTATION DANS LA DTC:	32
II.8.2 Table de commutation fonctionnement à quatre quadrants	32
II.9. STRUCTURE GENERALE DE CONTROLE DIRECTE DU COUPLE.....	33
II.10 RESULTATS DE SIMULATION.....	35
II-10-1 DEMARRAGE A VIDE :	35
II-10-2- INTRODUCTION D'UN COUPLE DE CHARGE.....	37
II-11-Conclusion :	41
CHAPITRE III. Commande DTC-SVM de la machine à induction.....	42
III-1 INTRODUCTION.....	42
III-2 LA MODULATION VECTORIELLE.....	42
II-2-1 PRINCIPE DE LA MLI VECTORIELLE :	42
III-3- LES ETAPES DE LA REALISATION D'UNE MLI VECTORIELLE.....	45
III-3-1 -DETERMINATION DES SECTEURS :	45
III-3-2- CALCUL DES VARIABLES X, Y ET Z :	46
III.4. LA COMMANDE DTC-SVM BASEE SUR DES REGULATEURS PI.....	47
III-4 -1 -stratégie de la structure :	48
III-5- Test de simulation :	55
III-6-Conclusion.....	58
CHAPITRE IV. COMMANDE DIRECTE DE COUPLE SANS CAPTEUR DE VITESSE.....	59
IV-1 Introduction.....	59
IV. 2 Principe de l'observateur.....	59
IV-3- Classification des observateurs.....	60

IV.3.1. LES OBSERVATEURS LINEAIRES :	60
IV-3-2- Observateurs pour les systèmes non linéaires :	61
IV-4- Bruit.....	61
IV.4.1. BRUIT DE MESURE :	61
IV.4.2. BRUIT D'ETAT :	62
IV-5- Synthèse de l'observateur d'Etat Adaptatif.....	62
IV.5.1. MODELE DE L'OBSERVATEUR :	62
IV.5.2.MECANISME D'ADAPTATION POUR L'ESTIMATION DE VITESSE	63
IV-5-3- Structure de la commande directe du couple de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif :	64
IV-6- Resultats de simulation.....	65
IV-7-Conclusion.....	67
Conclusion générale	68

Liste des figures

Chapitre I

Figure I. 1 : Stator et rotor de la machine asynchrone	4
Figure I. 2 :(1) Partie fixe : Stator. (2) Partie mobile : Rotor. (3) Entrefer constant.....	5
Figure I. 3 :Représentation des axes de la machine.	8
Figure I. 4 : Référentiel tournant d'axes (d-q).....	10
Figure I. 5 : Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée.	11
Figure I. 6 : Association MAS-onduleur de tension.....	15
Figure I. 7 : Redresseur triphasé à diodes double alternance	16
Figure I. 8 : Représentation de la tension redressée	17
Figure I. 9 :Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	18
Figure I. 10 : Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis	20
Figure I. 11 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.8$) dans un référentiel lié au stator (α - β)...	22
Figure I. 12 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.2$) dans un référentiel lié au stator (α - β)...	23

Chapitre II

Figure II. 1 : Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s	27
Figure II. 2 :Choix du vecteur de tension.....	28
Figure II. 3 :Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant ...	30
Figure II. 4 : Correcteur hystérésis de couple à trois niveaux.....	32
Figure II. 5 : La structure du contrôle direct du couple.....	34
Figure II. 6 Réponse du système à vide	36
Figure II. 7 : Réponse du système à une variation charge , avec boucle de vitesse.....	38
Figure II. 8 : Réponse du système à une variation de charge sans boucle de vitesse.....	40

Chapitre III

Figure III. 1 : représentation des vecteurs de tensions dans le repère (α, β)	44
Figure III. 2 : Décomposition d'un vecteur de tension de référence $V_s ref$	45
Figure III. 3 : Schéma de la commande DTC-SVM de la machine à induction basé sur des	48
Figure III. 4 : Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique	49
Figure III. 5 :Schéma fonctionnel de la régulation du flux	51
Figure III. 6 : Schéma fonctionnel de la régulation de couple	54
Figure III. 7 : Résultats de simulation de la DTC-SVM basée sur PI comparées avec DTC classique	58

Chapitre IV

Figure IV. 1 : Schéma fonctionnel d'un observateur.	59
Figure IV. 2 : Principe de l'observateur adaptatif.....	63
Figure IV. 3 : Schéma du mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesses	64
Figure IV. 4 : Structure d'une commande DTC sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif	64
Figure IV.5. a : Test en charge nominale de la commande directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de la vitesse	65
Figure IV.5. b : Test en charge nominale de la commande directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution du couple et la tension statorique –.....	66
Figure IV.5. c : Test en charge nominale de la commande directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de module du flux statorique -	67
Figure IV.5. d : Test en charge nominale de la commande directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de courant statorique -.....	67

Liste des Tableaux :

Chapitre II

Tableau II. 1 Table généralisée des vecteurs de tension32

Tableau II. 2 : Table de vérité de la structure de la DTC 33

Chapitre III

Tableau III. 1 : Tensions simples, et biphasées43

Tableau III. 2 : Identification du secteur46

Tableau III. 3 :calcul des temps d'application des vecteurs non nuls.....47

PARAMETRES DE MODELISATION DE LA MACHINE A INDUCTION :

$[L_s], [L_r]$: Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique

$[M_{sr}]$ La matrice des inductances mutuelles (stator - rotor)

L_s, L_r Représentent respectivement inductance cyclique propre du stator et rotor

L_m : Inductance cyclique mutuelle (stator - rotor)

l_s, l_r : Les inductances propres par phase du stator et du rotor

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

m_r Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

M : Valeur maximum des inductance mutuelle (stator - rotor)

R_s Résistance statorique par phase

R_r Résistance rotorique par phase

P : Nombre de paires de pôles

J : Moment d'inertie des parties tournantes

σ : Coefficient de dispersion de Blondel

$T_s T_r$: Constantes de temps statorique et rotorique

f_s Fréquence d'alimentation

Repères

s_a, s_b, s_c : trois phases du stator

r_a, r_b, r_c : trois phases du rotor

X_a, X_b, X_c :: Axe réel triphasé

u, v :: Axes de référentiel biphasé

d, q : Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant

α, β Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator

x, y Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au rotor

θ : L'angle électrique entre l'axes statoriques et l'axes rotoriques

θ_r : L'angle du rotor entre l'axes rotoriques et l' axes de référentiel biphasé

θ_a : L'angle entre l'axes statoriques et l'axes de référentiel biphasé

δ : L'Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor

Grandeurs électriques

V_s Tension statorique

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} Tension statorique au phase a, b , et c

V_{s_moy} : Tension statorique moyenne

V_{sd}, V_{sq} : Tension statorique dans le repère (d, q)

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tension statorique dans le repère (α, β)

I_s, I_r : Courant statorique et rotorique

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Courant statorique phase a, b , et c

I_{sd}, I_{sq} : Courant statorique dans le repère (d, q)

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$: Courant statorique dans le repère (α, β)

Grandeurs magnétiques

$\Phi_{s,abc}$: Flux statorique phase a, b, c

Φ_{sd}, Φ_{sq} : Flux statorique sur l'axe (d, q)

$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$: Flux statorique sur l'axe (α, β)

$\Phi_{s,ref}(\Phi_s^*)$: Flux statorique de référence

$\Phi_{s,est}(\Phi_s)$: Flux estimé

Φ_{s0} : Vecteur flux à l'instant $(t = 0)$

$\|\Phi_s\|, \|\Phi_r\|$: Module du vecteur flux stator et rotor

Grandeurs mécaniques

Ω_r : Vitesse de rotation la machine

Ω_{r_eff} : Vitesse mécanique rotorique de référence

ω_s : Pulsation électrique statorique
 ω_r : Pulsation électrique rotorique
 ω_{gl} : Pulsation mécanique du champ tournant ($\omega_s - \omega_r$)
 C_e Couple électromagnétique
 C_r Couple résistant
 C_{e_ref} (C_e^*) : Couple de référence
 $C_e(C_{e_est})$ Couple estimé

Variables de commande et de régulation

S_a, S_b, S_c : Les grandeurs booléennes de commande
 θ_i Secteur angulaire
 N_i : Numéro du Secteur
 T_e : Période d'échantillonnage
 ε_{ϕ_s} : La bande d'hystérésis du comparateur de flux

T_e : Période d'échantillonnage
 ε_{ϕ_s} : La bande d'hystérésis du comparateur de flux
 ε_{c_e} : La bande d'hystérésis du comparateur de couple
 K_c : Grandeur de sortie du correcteur de couple (sortie booléenne)
 K_{Φ} : Grandeur de sortie du correcteur de flux (sortie booléenne)
 $\Delta\Phi_s$: Largeur de la bande d'hystérésis du correcteur du flux
 ΔC_e : Largeur de la bande d'hystérésis du correcteur du couple
 K_p : Coefficient proportionnel du régulateur PI
 K_i : Coefficient intégral du régulateur PI

Paramètres de modulation de l'onduleur

U_{dc} : Tension continue d'entrée de l'onduleur
 U_{ch} : Tension de sortie du redresseur

V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tension simple entre les phase (A, B ou) et le point milieu (M)

T_m :Période de modulation ou période de commutation de l'onduleur:

T_i, T_{i+1} : Temps d'application des vecteurs adjacents

T_1, T_2, T_o : Les temps d'application respectivement du vecteurs (V_1, V_2, V_0)

$T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$:Temps relatives d'application du vecteur V_{s_wf} (rapports cycliques)

Significations des Abréviations Utilisées

MAS :Machine Asynchrone
DTC :Direct Torque Control
MLI :Modulation de Largeur d'Impulsion
SVM :Space Vector Modulation
PI :Correcteur Proportionnel Intégral

MI Moteur à Induction

INTRODUCTION GENERALE

Les machines à courant continu (MCC) ont longtemps dominé les applications nécessitant des entraînements à vitesse et position variables en raison de la simplicité de leur commande. Cependant, avec les avancements technologiques et les exigences croissantes en matière de robustesse et de simplicité de maintenance, les machines asynchrones (MAS) ont gagné en popularité, notamment dans les véhicules électriques. Leur conception robuste, leur faible coût de maintenance et leur efficacité énergétique en font un choix privilégié pour cette application. Malgré ces avantages, la complexité de la commande de la MAS, due à son modèle dynamique et aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, reste un défi majeur.[1]

Traditionnellement, la commande de la MAS, en particulier la commande directe du couple (DTC), nécessite des capteurs de vitesse pour une précision optimale. Cependant, ces capteurs posent des problèmes de coût, de complexité d'installation et de maintenance. L'utilisation d'observateurs adaptatifs pour estimer les variables nécessaires sans capteurs de vitesse apparaît comme une solution prometteuse. Cette méthode, bien qu'innovante, doit surmonter des défis liés à la précision des estimations et à la sensibilité aux variations des paramètres moteurs et aux bruits de mesure.[2]

Ce travail a pour objectif de développer une commande directe du couple (DTC) pour les moteurs asynchrones en supprimant les capteurs de vitesse, tout en améliorant la robustesse et la performance du système. La démarche adoptée dans cette étude inclut la modélisation détaillée de la MAS, l'exploration des techniques de DTC, l'intégration de la modulation de vecteur spatial (SVM), et enfin, l'application d'observateurs adaptatifs pour une commande sans capteur de vitesse.[1]

En premier chapitre, nous avons modélisé la machine à induction en utilisant la transformation de Park pour passer du système triphasé au biphasé. Cette modélisation est essentielle pour comprendre les dynamiques de la MAS et pour concevoir une commande efficace.

En deuxième chapitre, nous avons étudié l'association de l'onduleur avec la MAS et le principe du contrôle direct du couple (DTC). Cette étude a permis de comprendre les bases théoriques et les avantages de la DTC par rapport aux autres méthodes de commande.

En troisième chapitre, nous avons développé des stratégies de contrôle direct du couple (DTC) pour la MAS. En détaillant les règles d'évolution du couple électromagnétique et du flux statorique, nous avons proposé une stratégies de contrôle, accompagnées de leurs tables de

commande correspondantes. Les simulations réalisées ont validé l'efficacité de ces stratégies.

En quatrième chapitre, nous avons exploré l'estimation de la vitesse du rotor sans utiliser de capteurs, en utilisant des observateurs adaptatifs. Cette approche permet de maintenir une commande précise tout en évitant les contraintes associées aux capteurs physiques. Les tests et simulations effectués ont démontré la robustesse et la précision de cette méthode.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus en donnant les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

CHAPITRE I

**MODELISATION DE L'ENSEMBLE MAS -
CONVERTISSEUR STATIQUE**

I.1. INTRODUCTION

La machine asynchrone, de part sa construction, fait l'objet d'un intérêt accru dans le domaine de l'industrie et occupe une large plage d'applications au détriment des machines synchrones et à courant continu, mais présente un modèle dynamique non linéaire. Par conséquent, pour sa commande, cela nécessite la disponibilité d'un modèle simple représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électriques, électromagnétiques et mécanique. Le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. Á ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse(TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar, l'American ,Fly, ...etc.). Le moteur asynchrone peut intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs,...) [3]

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [4]

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme une représentation de l'ensemble convertisseur- machine-commande, d'une façon à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour le calcul de certaines commandes.

Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone ; basée sur la transformation de Park associée à une alimentation constituée d'un onduleur de tension triphasé en utilisant la technique d'hystérésis.

I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- ❖ Entrefer constant.
- ❖ Effet des encoches négligé.
- ❖ Circuit magnétique non saturé.
- ❖ Pertes ferromagnétiques négligeables.
- ❖ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement est négligeable

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer [5] :

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

I.2.1 PRESENTATION DE LA MACHINE A INDUCTION

La machine se compose de deux pièces principales :

- Le stator est relié au réseau.
- Le rotor est constitué de conducteurs en court-circuit qui sont parcourus par des courants induits.

C'est la principale différence avec une machine asynchrone, laquelle a un rotor avec un champ magnétique provenant d'aimants permanents ou de bobines alimentées en courant continu. Cette machine peut selon sa construction, être reliée à un réseau monophasé ou polyphasé (généralement triphasé car c'est celui de la distribution électrique).

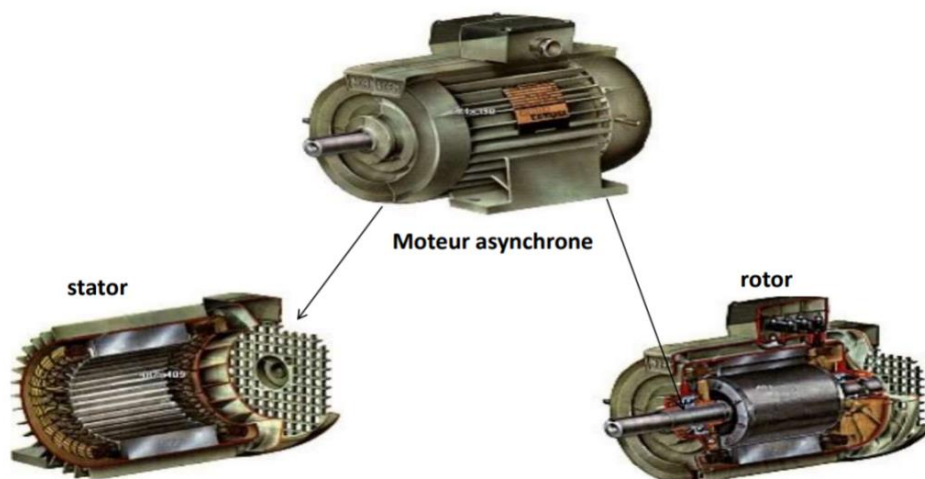


Figure I. 1 : Stator et rotor de la machine asynchrone

I.2.2 LES HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Afin de faciliter l'étude de la machine asynchrone et sa mise en équation, les hypothèses simplificatrices sont

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m.(force magnétomotrice) sinusoïdal
- le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault en plus l'effet de peau sont négligeables.
- Le régime homopolaire est nul. Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor figure(I.2) Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont:

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

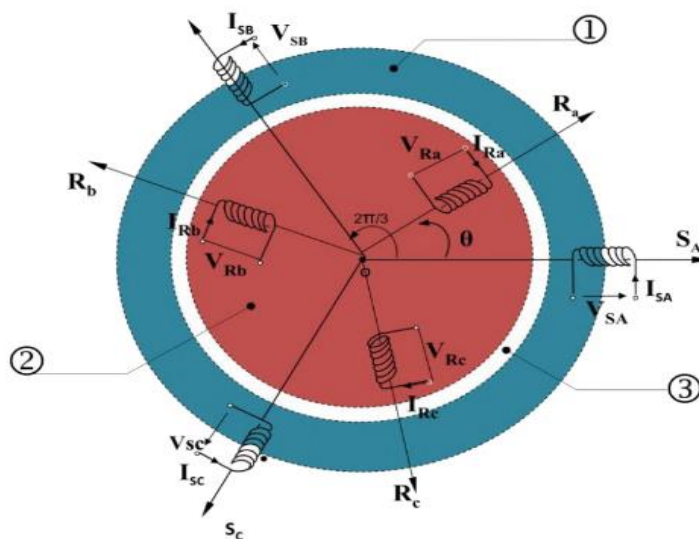


Figure I. 2 :(1) Partie fixe : Stator. (2) Partie mobile : Rotor. (3) Entrefer constant.

I.2.3 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le modèle dynamique de la machine asynchrone représente le comportement électromagnétique de la machine en termes d'équations différentielles, prenant en compte les variations de courant et de flux magnétique pour prédire son fonctionnement. Cette modélisation est cruciale pour la conception et le contrôle efficaces des systèmes électriques industriels.

I.2.4 EQUATION ELECTRIQUE

Les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasé

S'écrivent respectivement

➤ **Pour le stator**

$$[V_{s\ abc}] = R_S [I_{s\ abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s\ abc}] \quad [I.1]$$

➤ **Pour le rotor**

$$[V_{R\ abc}] = R_R [I_{r\ abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{r\ abc}] \quad [I.2]$$

Avec :

R_S , R_R ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor

$[V_{sABC}] = [V_{sA} V_{sB} V_{sC}]$: Vecteur de tension statorique.

$[V_{Rabc}] = [V_{Ra} V_{Rb} V_{Rc}]$: Vecteur de tension rotorique.

$[i_{sABC}] = [i_{sA} i_{sB} i_{sC}]$: Vecteur de courant statorique.

$[i_{Rabc}] = [i_{Ra} i_{Rb} i_{Rc}]$: Vecteur de courant rotorique.

Ainsi que pour les vecteurs des flux :

$[\phi_{sABC}] = [\phi_{sA} \phi_{sB} \phi_{sC}]$: vecteur de flux statorique.

$[\phi_{Rabc}] = [\phi_{Ra} \phi_{Rb} \phi_{Rc}]$: vecteur de flux rotorique.

I.2.5 ÉQUATIONS MAGNETIQUES:

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme

suit :

➤ **Pour le stator :**

$$[\Phi_{s\ ABC}] = [L_S][i_{s\ ABC}] + [M_{sR}] [i_{R\ abc}] \quad [I.3]$$

➤ **Pour le rotor:**

$$[\Phi_{R\ abc}] = [L_R][i_{R\ abc}] + [M_{sR}] [i_{sABC}] \quad [I.4]$$

Où :

$[L_S]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_R]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sR}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Alores:

$$[L_S] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad [L_R] = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix}$$

Ainsi :

$$[M_{SR}] = [M_{RS}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad [I.5]$$

Où :

$[l_s]$: Inductance propre d'une phase statorique.

$[l_R]$: Inductance propre d'une phase rotorique.

$[M_S]$: Inductance mutuelle entre phases statoriques

$[M_R]$: Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_0]$: Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

I.2.6 TRANSFORMATION DE PARK:

La transformation de Park a pour but de traiter une large gamme de machines de façon unifiée en un modèle unique. Cette conversion est appelée souvent transformation des axes, fait correspondant aux deux enroulements de la machine originale suivie d'une rotation, les enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique. Elle permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (a, b, c) en des enroulements équivalents du point de vue électriques et magnétiques disposés sur deux axes. Elle est constituée d'une transformation triphasé-diphasé suivie de rotation, et permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha \beta$) puis vers le repère (d q). Le repère ($\alpha \beta$) est toujours fixe par rapport au repère (abc), par contre le repère (d q) est mobile. Il forme avec le repère fixe ($\alpha \beta$) l'angle, dit angle de transformation de Park [4].

En effet, s'il on note par θ_{obs} (resp. θ_r) l'angle de la transformation de Park des grandeur statoriques (resp. rotoriques). La relation liant les angles θ_{obs} et θ_r est donnée par [6]:

$$\theta + \theta_r = \theta_{obs}$$

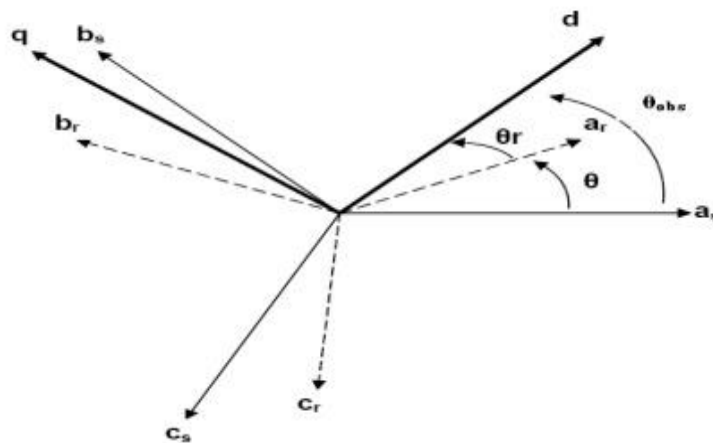


Figure I. 3 : Représentation des axes de la machine.

Différents repères:

L'isotropie du moteur asynchrone permet une souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux :

- ✓ Référentiel immobile par rapport au stator : $(\alpha-\beta) \rightarrow \omega$
- ✓ Référentiel immobile par rapport au rotor : $(x-y) \rightarrow \omega = \omega_r$
- ✓ Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(d-q) \rightarrow \omega = \omega_s$

Où :

ω : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé. [6]

La transformation de Park est souvent définie par la matrice normalisée [P] comme suit

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad [I.6]$$

$\sqrt{\frac{2}{3}}$: Le facteur $(\sqrt{\frac{2}{3}})$: pour la conservation de la puissance électrique instantanée.

$$[M]^t = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_u \\ X_w \\ X_o \end{bmatrix} \text{ Avec : } [P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad [I.7]$$

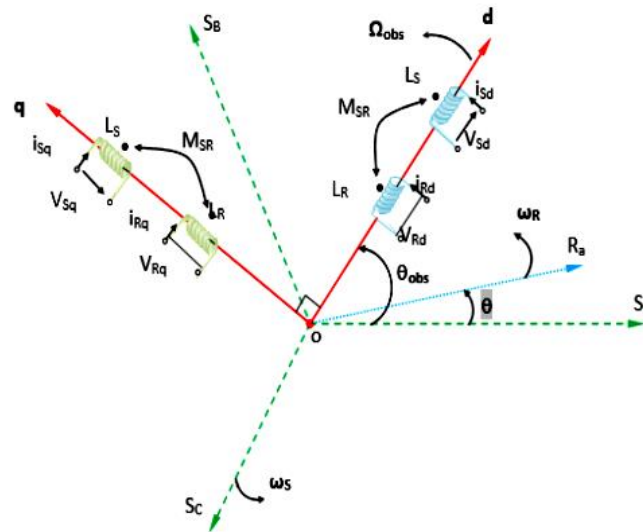


Figure I. 4 Référentiel tournant d'axes (d-q)

I.3 TRANSFORMATION DE PARK APPLIQUEE A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

I 3.1 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad [I.8]$$

I.3.2. Équations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q:

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad [I.9]$$

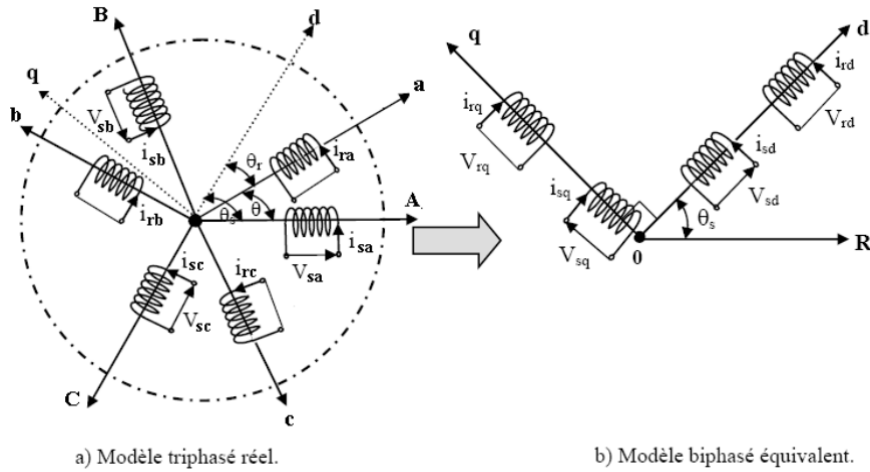


Figure I. 5 Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée .

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan

(d-q) d'après [I-8] et [I-9] sont les suivantes :

Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad [I-10]$$

Equations des flux:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad [I-11]$$

I.4.CHOIX DU REPERE DE REFERENCE:

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations des tensions et des flux de la machine, dans un repère (d-q), faisant un angle électrique θ_{obs} avec le stator, et θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application, et de la commande.

Référentiel (d-q) lié au stator (α - β):

Caractérisé par $\frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_{obs} = 0$, et par conséquent $\frac{d\theta_r}{dt} = -p\Omega$: Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif ainsi que l'observation et la commande non linéaire, le système d'équations[I-10] devient alors

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad [I-12]$$

Référentiel (d-q) lié au rotor:

Caractérisé par $\omega_{obs} = \omega$, Ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (I-10) devient alors:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad [I-13]$$

Référentiel (d-q) lié au champ tournant:

Dans ce cas, la vitesse de repère (d-q) est la vitesse du synchronisme ($\omega_{obs} = \omega_s$), est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues. Le système d'équations (I-10) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad [I-14]$$

I.5 EXPRESSIONS DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET DE LA PUISSANCE:

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d-q) est donnée par l'expression suivante:

$$\mathbf{P_e} = \mathbf{V_{ds}} \cdot \mathbf{I_{ds}} + \mathbf{V_{qs}} \cdot \mathbf{I_{qs}} + \mathbf{V_{dr}} \cdot \mathbf{I_{dr}} + \mathbf{V_{qr}} \cdot \mathbf{I_{qr}} \quad [I-15]$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$\mathbf{P_J} = \mathbf{R_s} \cdot (\mathbf{I_{ds}^2} + \mathbf{I_{qs}^2}) + \mathbf{R_r} \cdot (\mathbf{I_{dr}^2} + \mathbf{I_{qr}^2}) \quad [I-16]$$

- La puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source d'alimentation peut être exprimée comme suit :

$$\mathbf{P_{em}} = \mathbf{I_{ds}} \cdot \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + \mathbf{I_{qs}} \cdot \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \mathbf{I_{dr}} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \mathbf{I_{qr}} \cdot \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \quad [I-17]$$

- puissance mécanique:

$$\mathbf{P_{mec}} = \Omega (\mathbf{I_{dr}} \cdot \Phi_{qr} - \mathbf{I_{qr}} \cdot \Phi_{dr}) \quad [I-18]$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$\mathbf{C_e} = \frac{\mathbf{P_{mec}}}{\Omega} = \mathbf{p} \frac{\mathbf{P_{mec}}}{\omega} \quad \text{talque} : \Omega = \frac{\omega}{p} \quad [I-19]$$

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

ω : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

En tenant compte des expressions [I-11], [I-18] et [I-19], nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P. (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P. (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ C_e = P. L_m \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ C_e = P. \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{cases} \quad [I-20]$$

I.5.1. Equations du mouvement :

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad [I-21]$$

I.6. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT :

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, nous avons choisi le référentiel immobile par rapport au stator, les tensions statoriques $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$ sont les variables de commande, et nous considérons les flux rotoriques ($\Phi_{\alpha r}$, $\Phi_{\beta r}$) les courants statoriques ($I_{\alpha s}$, $I_{\beta s}$) comme variables d'état.

En utilisant les expressions [I-10], [I-11] et après arrangement, nous aurons le modèle suivant:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{dI_{\beta s}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s \sigma} \left(R_s + \frac{L_m^2}{t_r L_r} \right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} & \frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{L_s \sigma} \left(R_s + \frac{L_m^2}{t_r L_r} \right) & -\frac{p L_m}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r t_r} \\ \frac{L_m}{t_r} & 0 & -\frac{1}{t_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{t_r} & p\Omega & -\frac{1}{t_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad [I-22]$$

I.7. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE :

Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [3] :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes. Dans cette partie, nous allons présenter la MAS associée à son alimentation qui est un onduleur de tension à MLI triphasé.

L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes, un filtre (L_f C_f), et un circuit de freinage. Comme l'illustre la (Fig. I.6):

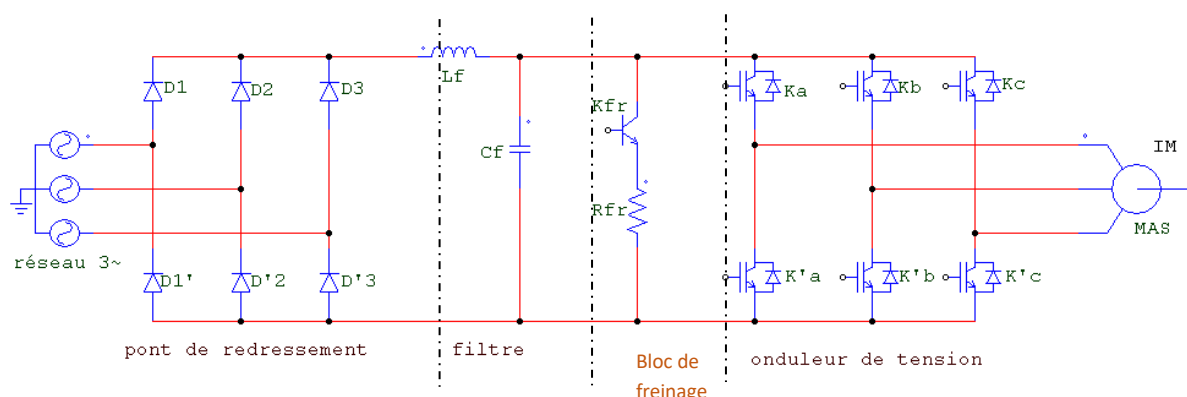


Figure I. 6 Association MAS-onduleur de tension

I.7. 1 .Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [7] .

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D_1 , D_2 et D_3) assurant l'aller du courant I_a , et trois diodes à anode commune (D'_1 , D'_2 et D'_3) assurant le retour du courant I_a . Il est schématisé par la (fig. I.7).

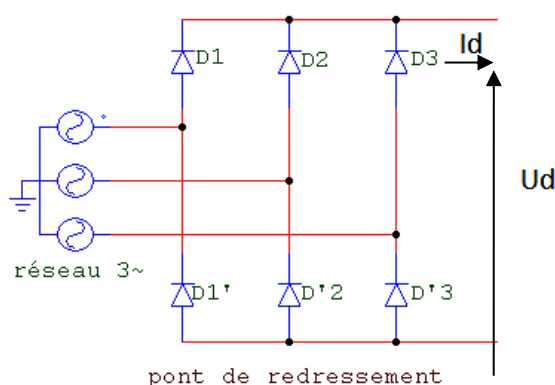


Figure I. 7. Redresseur triphasé à diodes double alternance

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tension et de fréquence constante. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [8] , Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_1(t) = V_{\max} \cos wt \\ v_2(t) = V_{\max} \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3(t) = V_{\max} \cos(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad [I-23]$$

La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par:

$$U_d(t) = \max [v_1(t), v_2(t), v_3(t)] - \min [v_1(t), v_2(t), v_3(t)] \quad [I-24]$$

Sa valeur moyenne est donné par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{\max} \quad [I-25]$$

Et son taux d'ondulation est donnée par:

$$\tau\% = \frac{U_{d \max} - U_{d \min}}{2\overline{U_d}} \quad [I-26]$$

La tension redressée aura la forme schématisée par la figure (Fig. I.8):

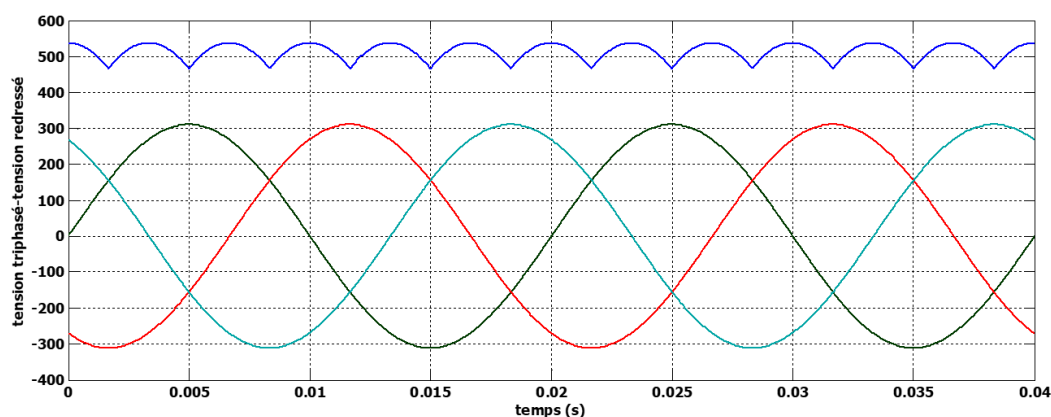


Figure I. 8. Représentation de la tension redressée

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

I.7.2. Modelisation de l'onduleur de tension:

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence réglable à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée $U_{dc}(t)$ est appliquée à l'onduleur.

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig. I.9). Chaque groupe transistor-diode assemblé en antiparallèle forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

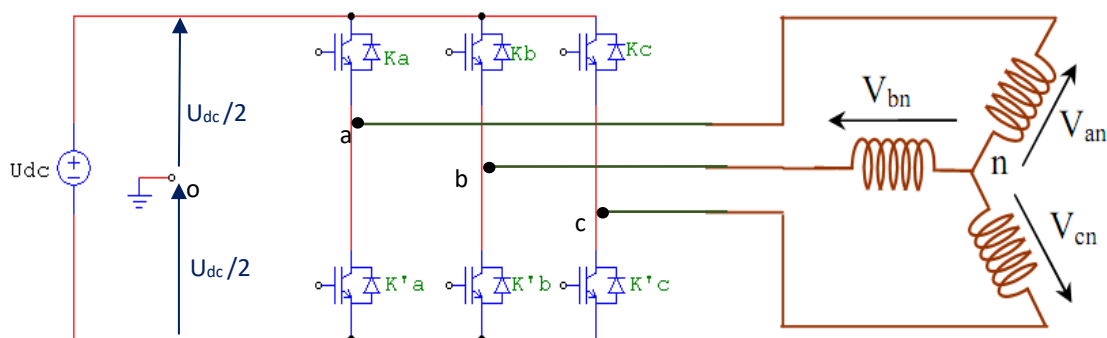


Figure I. 9 .Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les couples d'interrupteurs (K_a et K'_a), (K_b et K'_b), (K_c et K'_c) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les six diodes antiparallèles sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors [3] .

Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne:

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras **haut** (a,b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras **bas** (a,b ou c) fermé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} sont obtenues à partir de ces relations:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad [I-27]$$

Tel que V_{a0} , V_{b0} et V_{c0} sont les tensions d'entrée de l'onduleur. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad [\text{I-28}]$$

Sachant que :

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simple de la machine. et V_{n0} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif « o ».

$$\text{Soit : } V_{jo} = V_j - V_0 = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2} & \text{si } K_j \text{ fermé } (S_j = 1) \\ \frac{-U_{dc}}{2} & \text{si } K'_j \text{ fermé } (S_j = 0) \end{cases} \quad j = a; b; c \quad [\text{I-29}]$$

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad [\text{I-30}]$$

La substitution de [I-28] dans [I-30] aboutit à :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad [\text{I-31}]$$

En remplaçant [I-28] dans [I-31], on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad [\text{I-32}]$$

L'équation [I-31] peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad \text{Soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad [\text{I-33}]$$

Nous avons exprimés V_{an} , V_{bn} et V_{cn} considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de V_{ao} , V_{bo} , V_{co} comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice [T].

En substituant les valeurs de V_{jo} de [I-29] dans le système [I-33] on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; [V_{jn}] = U_{dc}[T][S_j] \quad [I-34]$$

I.8 .COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont :

- La Commande par hysteresis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

I.8.1. LA TECHNIQUE DE COMMANDE PAR HYSTERESIS

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant, Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. La figure (Fig. I.10) présente le schéma de principe de cette technique.

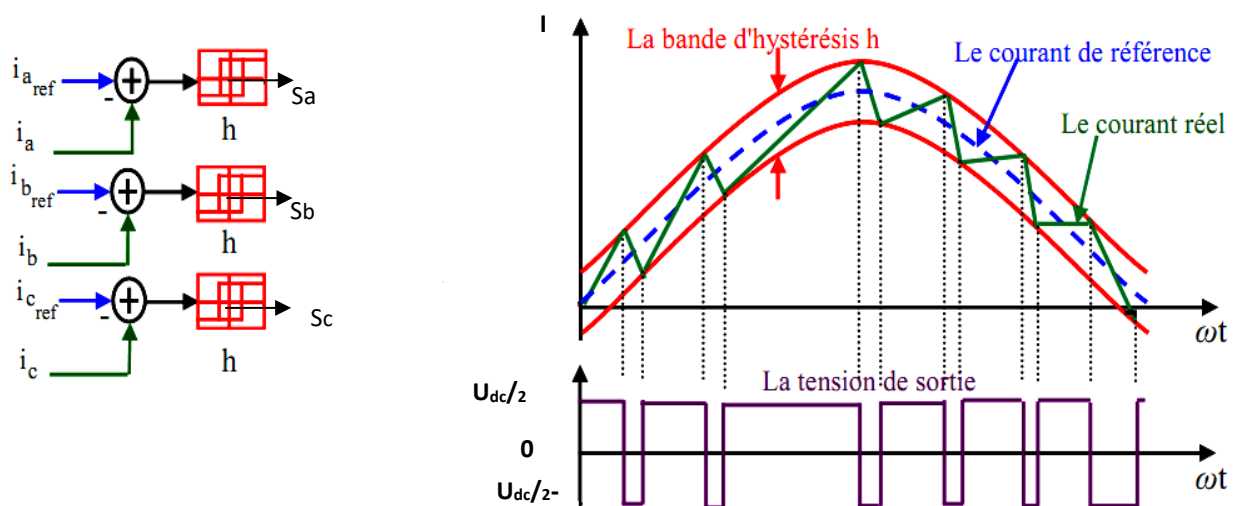


Figure I. 10 : Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis

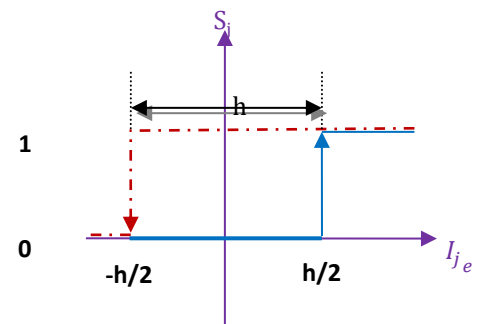
Les courants de référence sont donné par :

$$\begin{cases} I_{a_ref}(t) = I_{max} \cos wt \\ I_{b_ref}(t) = I_{max} \cos(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{c_ref}(t) = I_{max} \cos(wt - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad [I-35]$$

Ces courants de référence sont comparés avec ceux des phases de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence $I_{j_ref}(t)$ et le courant mesuré $I_j(t)$, c'est l'écart du courant $I_{j_e}(t)$ appliqué à l'entrée du bloc de l'hystérésis qui fournit le signal logique(1 ou 0). Comme montre la figure ci-contre :

$$\begin{cases} \text{si } I_{j_e}(t) \geq \frac{h}{2} & \text{alors } S_j = 1 \\ \text{si } I_{j_e}(t) \leq -\frac{h}{2} & \text{alors } S_j = 0 \end{cases}$$

h : est la bande d'hystérésis



La bande d'hystérésis est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs utilisés, et à minimiser les harmoniques des courants.

I.9 . TESTS DE SIMULATION (ONDULEUR COMMANDE PAR LA TECHNIQUE D'HYSTERESIS):

Dans cette partie d'étude, nous somme intéressé à l'influence de la bande d'hystérésis sur les performances de la machine à induction surtout au niveau de la vitesse, couple, et la forme des courants ainsi la fréquence de commutation des interrupteurs pour cela nous avons simulé l'ensemble machine-onduleur à vide puis en charge à partir de l'instant $t=1s$ jusqu'à $t= 2s$ sous un couple résistant de valeur $Cr=5$ N.m. Ces tests ont été effectué pour deux différentes bandes d'hystérésis sont $h=0.8=[-0.4 ; 0.4]$ et $h=0.2=[-0.1 ; 0.1]$.

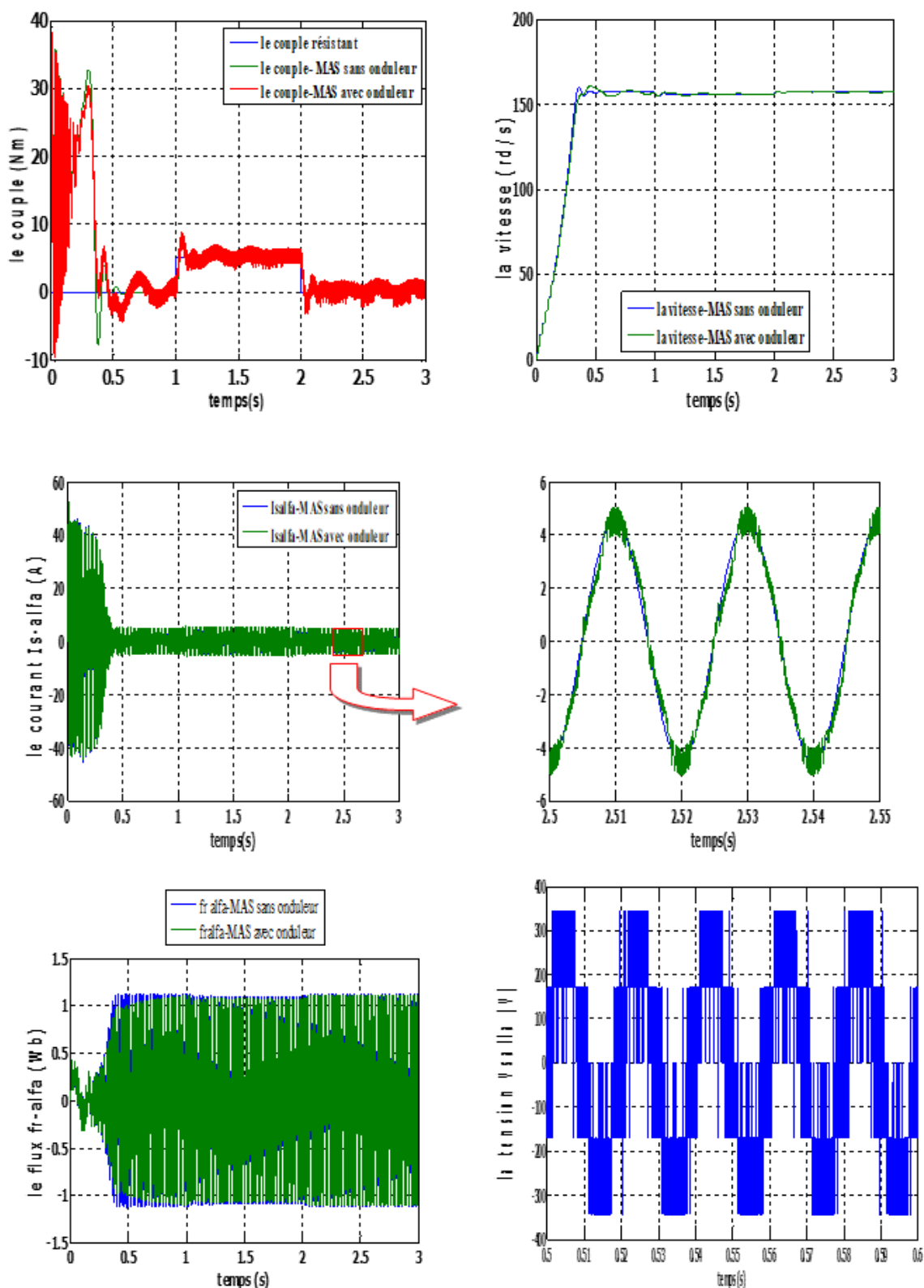


Figure I. 11 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.8$) dans un référentiel lié au stator ($\alpha-\beta$).

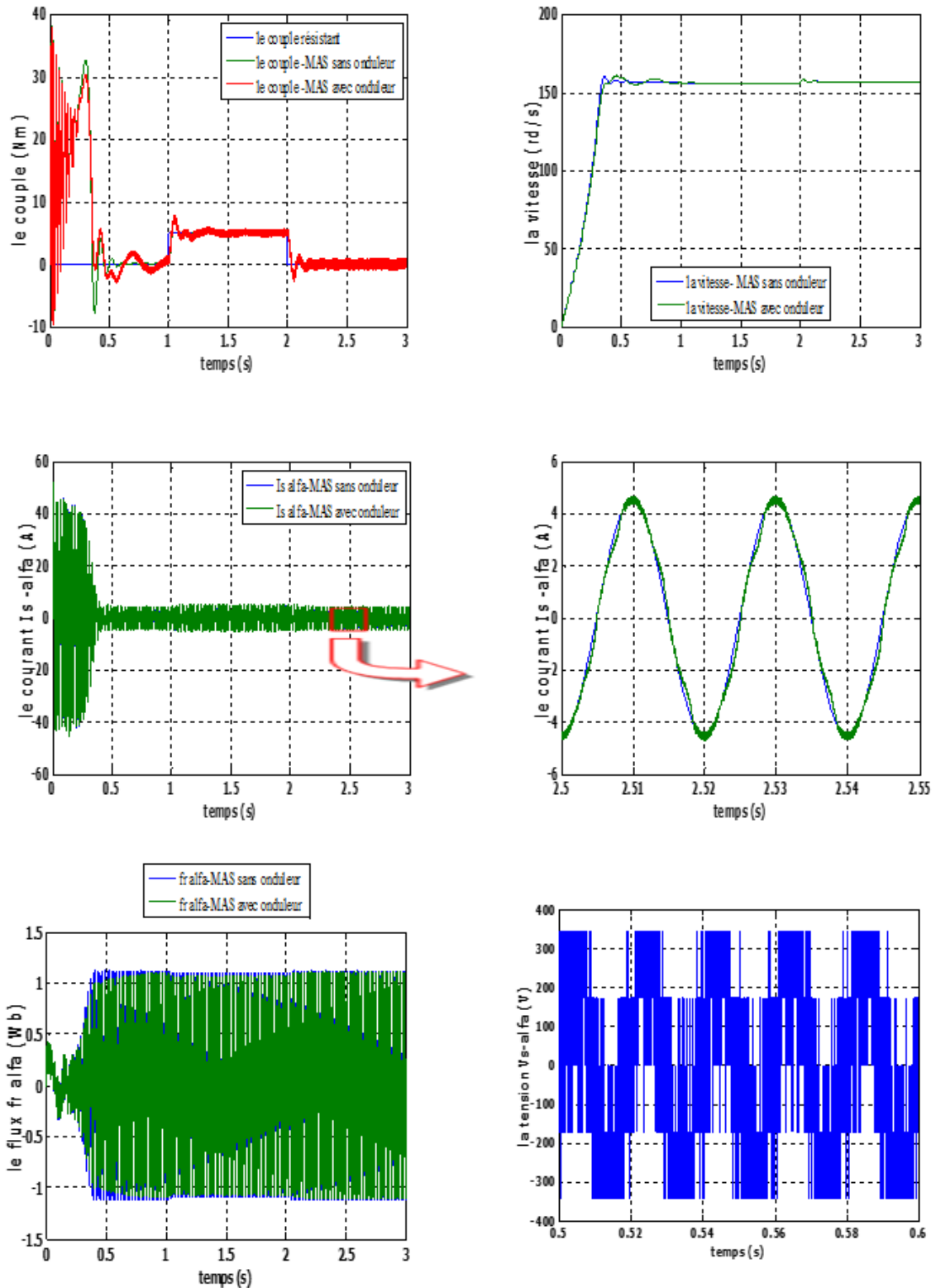


Figure I. 12 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension Commandé par hystérésis (la bande d'hystérésis $h=0.2$) dans un référentiel lié au stator ($\alpha-\beta$).

I-10-CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations non linéaire de la machine asynchrone. Ensuite nous avons étudié la modèle de l'onduleur de tension associée à la machine, commandé par la technique d'hystérésis. Les résultats obtenus montrent la validité du modèle.

CHAPITRE II

**COMMANDE DIRECTE DU COUPLE
DE LA MACHINE A INDUCTION**

II .1 INTRODUCTION

Ce chapitre traite la commande directe du couple de la machine à induction. Dans cette section nous explorerons les principes fondamentaux de la commande directe du couple, ses applications et ses avantages dans le contexte des machines à induction. Nous examinerons également les différentes techniques et algorithmes utilisés pour mettre en œuvre efficacement la commande directe du couple dans les systèmes de contrôle de la machine à induction.

La commande directe du couple de la machine à induction est une approche de commande avancée qui vise à contrôler directement le couple électromagnétique produit par la machine. Contrairement aux méthodes conventionnelles de commande de la vitesse ou du flux [3], la commande directe du couple permet un contrôle plus précis et réactif du couple de sortie de la machine, ce qui se traduit par une meilleure performance dynamique et une réponse plus rapide aux variations de charge et de conditions de fonctionnement.

II.2 PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE

Le contrôle direct du couple de la machine à induction repose sur la manipulation directe du couple électromagnétique. Il permet un contrôle précis et dynamique du couple sans nécessiter de modèle mathématique complet du système. Ce principe implique la régulation simultanée du flux statorique et du couple électromagnétique [9].

En ajustant la tension d'alimentation, il est possible de contrôler le couple sans recourir à des techniques de régulation de vitesse. Le contrôle direct du couple offre une réponse rapide et une grande robustesse face aux perturbations [3]. Il est largement utilisé dans les applications nécessitant un contrôle précis du couple, telles que les véhicules électriques et les systèmes de traction.

II.3 PRINCIPES GENERAUX DU CONTROLE VECTORIEL DE COUPLE.

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = \bar{0} = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}}{dt} - j\omega \bar{\varphi} \end{cases} \quad [\text{II.1}]$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma} \left\{ \frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\varphi}_s \right\}$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ (coefficient de dispersion)

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + \left\{ \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right\} \bar{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} - \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\varphi}_s \end{cases} \quad [\text{II.2}]$$

Ces relations montrent que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\varphi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension

$R_s \bar{i}_s$ près.

- Le flux $\bar{\varphi}_r$ suit les variations de $\bar{\varphi}_s$ avec un petit retard causé par la constante de Temps σT_r . Le rotor agit comme un « filtre de constante de temps σT_r » entre les flux $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$.

En régime permanent la 2^{ème} équation de [II.2] décrit :

$$\bar{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\bar{\varphi}_s}{1 + j\omega_r \sigma T_r} \quad [\text{II.3}]$$

En posant $\gamma = \{\varphi_s, \varphi_r\}$; l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$C_e = p \frac{L_m}{\sigma L_s} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma \quad [\text{II.4}]$$

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$, et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\varphi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative du $\bar{\varphi}_r$ et donc le couple. [3] Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande (T_e) de la tension \bar{V}_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$.

II.4 PRINCIPES DU CONTROLE DU FLUX STATORIQUE

On se place dans le repère lié au stator de la machine, le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante,

$$\overline{\varphi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - \overline{R}_s \cdot \overline{I}_s) dt \quad [\text{II.5}]$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionnée est toujours le même, d'où :

$$\overline{\varphi}_s(t) = \overline{\varphi}_s(0) + \overline{V}_s(t) - \int_0^t (\overline{R}_s \overline{I}_s) dt \quad [\text{II.6}]$$

Avec la résistance R_s étant considérée comme constante au cours du temps. si pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s \overline{I}_s$ comme négligeable devant la tension V_s , on constate alors que sur un intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\overline{\varphi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , [10].

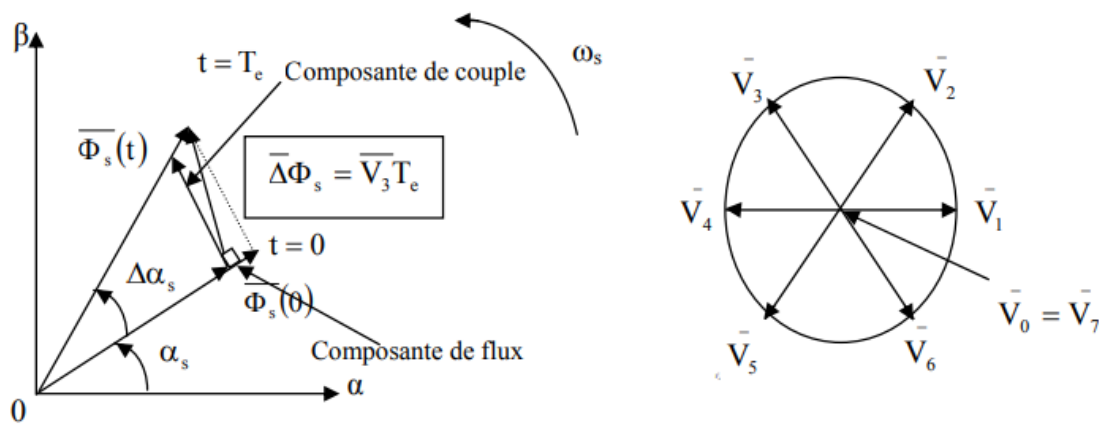


Figure II. 1 : Exemple de l'évolution de l'extrémité de $\overline{\varphi}_s$

II .5 CHOIX DU VECTEUR DE TENSION

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine

fourchette [11]. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles. Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit par la figure suivante [10].

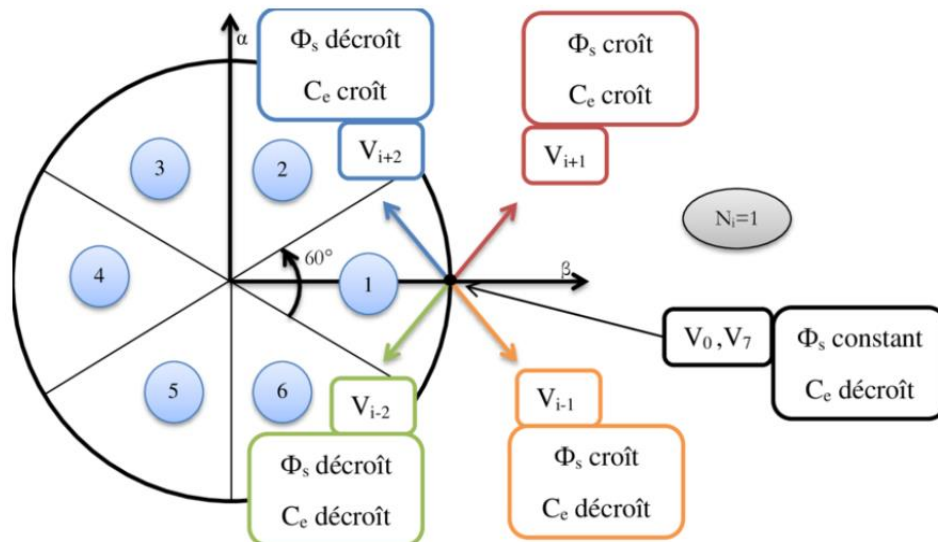


Figure II. 2 : Choix du vecteur de tension

II.6 LES ESTIMATEURS:

II.6.1 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE.

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante :

$$\begin{cases} \overline{\varphi_{s\alpha}} = \int_0^t (\overline{V_{s\alpha}} - R_s \overline{I_{s\alpha}}) dt \\ \overline{\varphi_{s\beta}} = \int_0^t (\overline{V_{s\beta}} - R_s \overline{I_{s\beta}}) dt \end{cases} \quad [\text{II.7}]$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statorique I_α et I_β sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés. [12]

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad [\text{II.8}]$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad [\text{II.9}]$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux φ_s est déterminée à partir des composantes

$\varphi_{s\alpha}$ Et $\varphi_{s\beta}$

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\varphi_s}$ est égal :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}}$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable. [12]

II.6.2 ESTIMATION DE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

On peut estimer le couple C_{em} uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant et leurs composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme [13], [14]

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad [\text{II.10}]$$

II-7-ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

II.7.1. Elaboration du contrôleur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la (Fig. II .3). La sortie du correcteur, représentée par

une variable booléenne (Cflx), indique directement si l’amplitude du flux doit être augmentée (Cflx = 1) ou diminuée (Cflx = 0) de façon à maintenir à l’intérieur de la bande $\Delta\varphi_s$ [3]

$$|(\varphi_{sref} - \varphi_s)| \leq \Delta\varphi_s$$

Avec : φ_{sref} est le flux de référence, $\Delta\varphi_s$ Est la largeur de la bande d’hystérésis du correcteur.

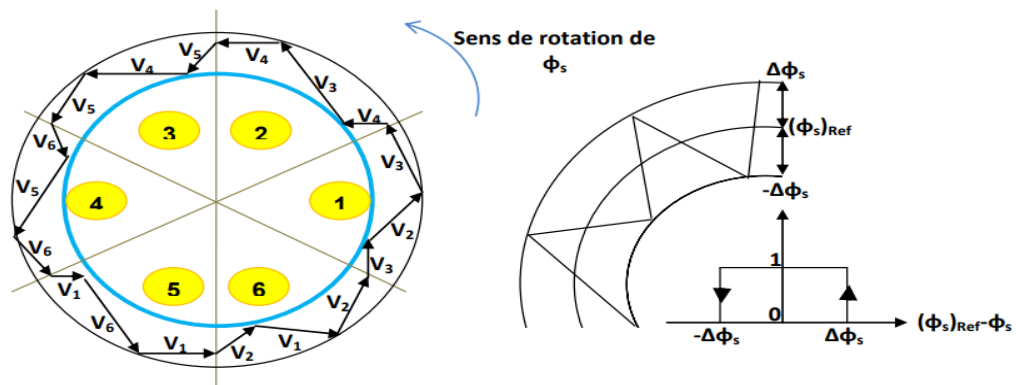


Figure II. 3 Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant

-a-

-b-

(a)- Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux.

(b) – Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

II.7.2 Elaboration de contrôleur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit : $(Celm)_{ref} - Celm \leq \Delta Celm$

Avec :

$(Celm)_{ref}$ Est le couple de référence et Δ_{celm} est la bande d’hystérésis du correcteur.

Deux solutions peuvent être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.7.2.1. CONTROLEUR DE COUPLE A DEUX NIVEAUX

Ce régulateur est similaire à celui utilisé pour contrôler le module de φ_s et ne permet le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est réalisée uniquement en choisissant des vecteurs nuls.

Avec ce régulateur, pour inverser le sens de rotation de la machine, il est nécessaire de permuter deux phases de la machine. Cependant, ce régulateur est plus simple à mettre en œuvre. De plus, en sélectionnant correctement les vecteurs nuls en fonction des zones N_i , on observe que pour chaque zone i , il existe un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, ce qui réduit la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et donc les pertes de commutation au niveau de l'onduleur. [15]

II.7.2.2 .CONTROLEUR DE COUPLE A TROIS NIVEAUX

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour une consigne positive et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$).

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure. [10]

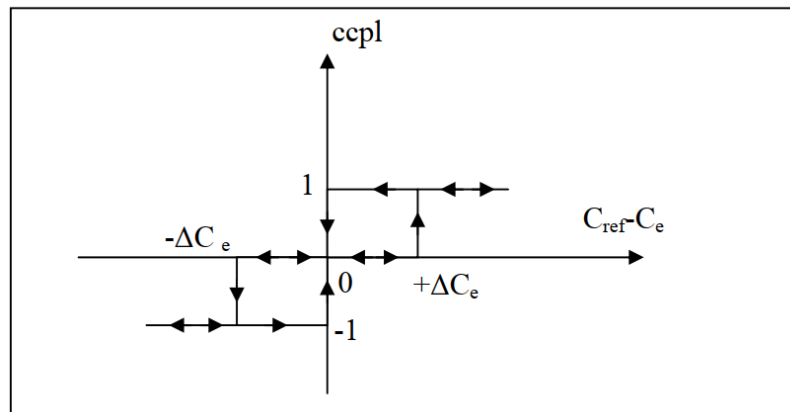


Figure II. 4 : Correcteur hystérésis de couple à trois niveaux

II.8 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION

II.8.1. STRATEGIE DE COMMUTATION DANS LA DTC:

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la commutation des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux φ_s et du couple électromagnétique C_{elm} . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants. [16]

II.8.2 TABLE DE COMMUTATION FONCTIONNEMENT A QUATRE QUADRANTS

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (cflx) et (ccpl), et de la zone Ni de la position de flux φ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante :

Tableau II. 1 Table généralisée des vecteurs de tension

	Augmentation	Diminution
φ_s	V_{i-1}, V_i, V_{i+1}	$V_{i-2}, V_{i+2}, V_{i+3}$
C_{elm}	V_{i+1} Et V_{i+2}	V_{i-1}, V_{i-2}

Tableau II. 2 : Table de vérité de la structure de la DTC

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	3niveaux
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2niveaux
	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	3niveaux

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple.

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

II.9. STRUCTURE GENERALE DE CONTROLE DIRECTE DU COUPLE

Le schéma bloc de la figure (II-5) représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe de couple avec la table de commutation donnée ci-dessous

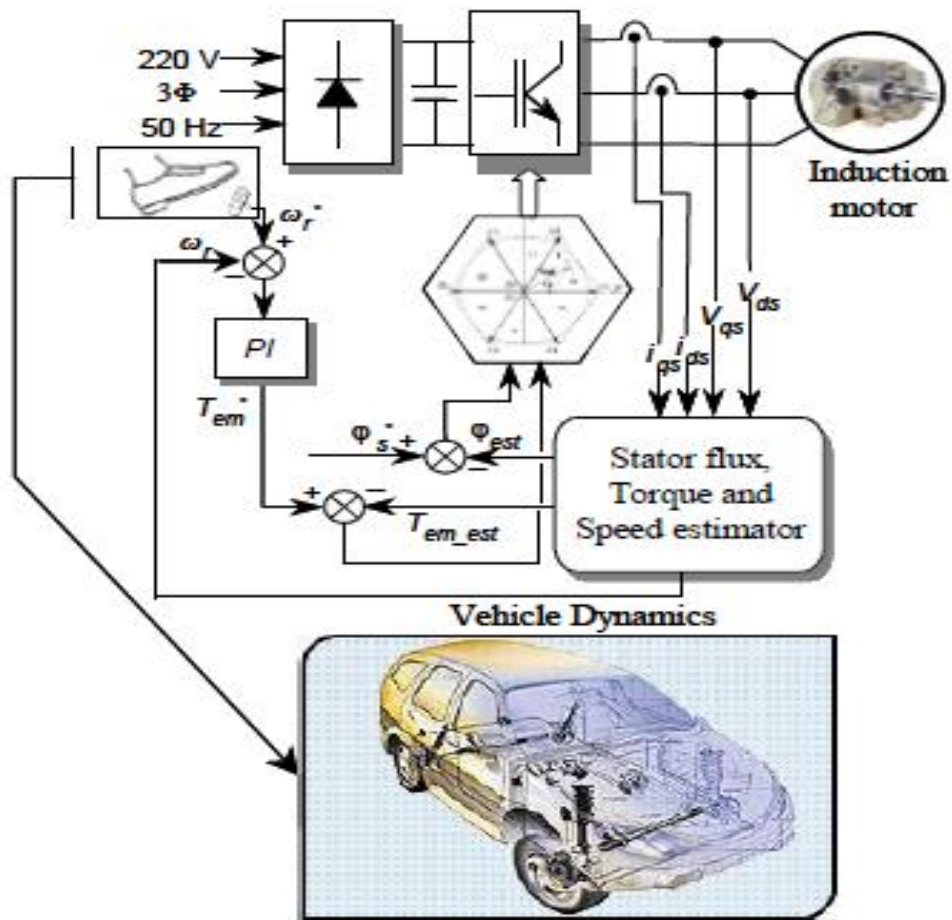


Figure II. 5 : La structure du contrôle direct du couple

II.10 RESULTATS DE SIMULATION

II-10-1 DEMARRAGE A VIDE :

On a simulé le comportement de la machine avec contrôle direct de couple DTC schématisé par la figure (II-5) lors d'un démarrage à vide avec $\Omega_{ref} = 100$ rd /s.

Les figures (II-6) montrent les performances de la régulation :

On note une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.3s.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.3s à une valeur moyenne nulle oscillé entre [-2, 2]. La composante de courant statorique $I_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale riche en harmoniques dans le régime permanent.

Par ailleurs, l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) montre que le module de flux a une valeur pratiquement constante (1.11 Wb) et l'extrémité de son vecteur forme une couronne circulaire dans le plan (α, β). Les ondulations du flux aux premiers instants de démarrage, reviennent en partie à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse.

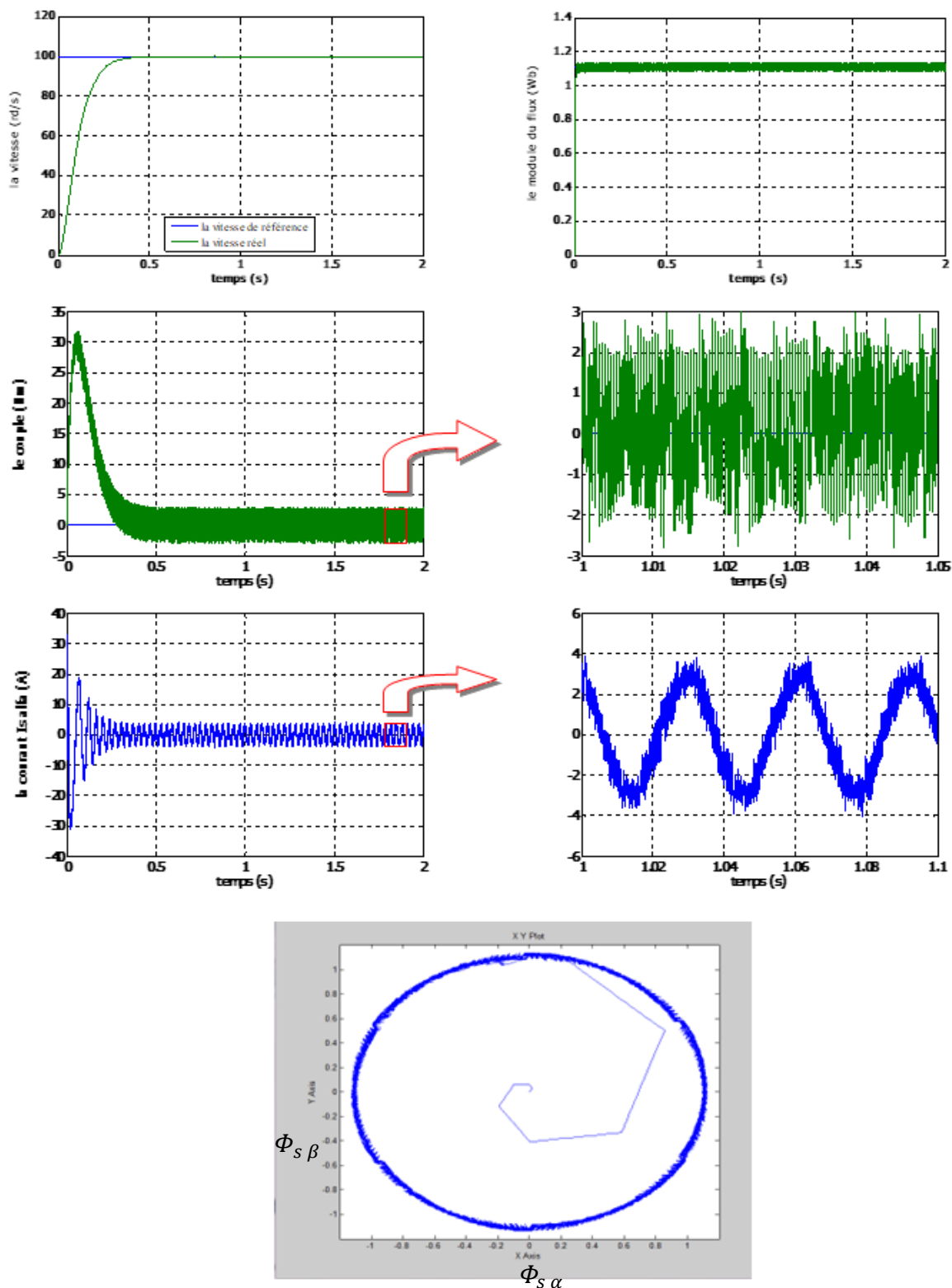


Figure II. 6 Réponse du système à vide

II-10-2- INTRODUCTION D'UN COUPLE DE CHARGE**➤ AVEC BOUCLE DE VITESSES:**

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 20 Nm après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine est montré aux figures (II-7):

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de la vitesse. A travers cette simulation, nous constatons que le couple suit parfaitement les valeurs de la consigne.

La composante de courant $I_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale bruitée.

La réponse du module du flux statorique garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation de la charge

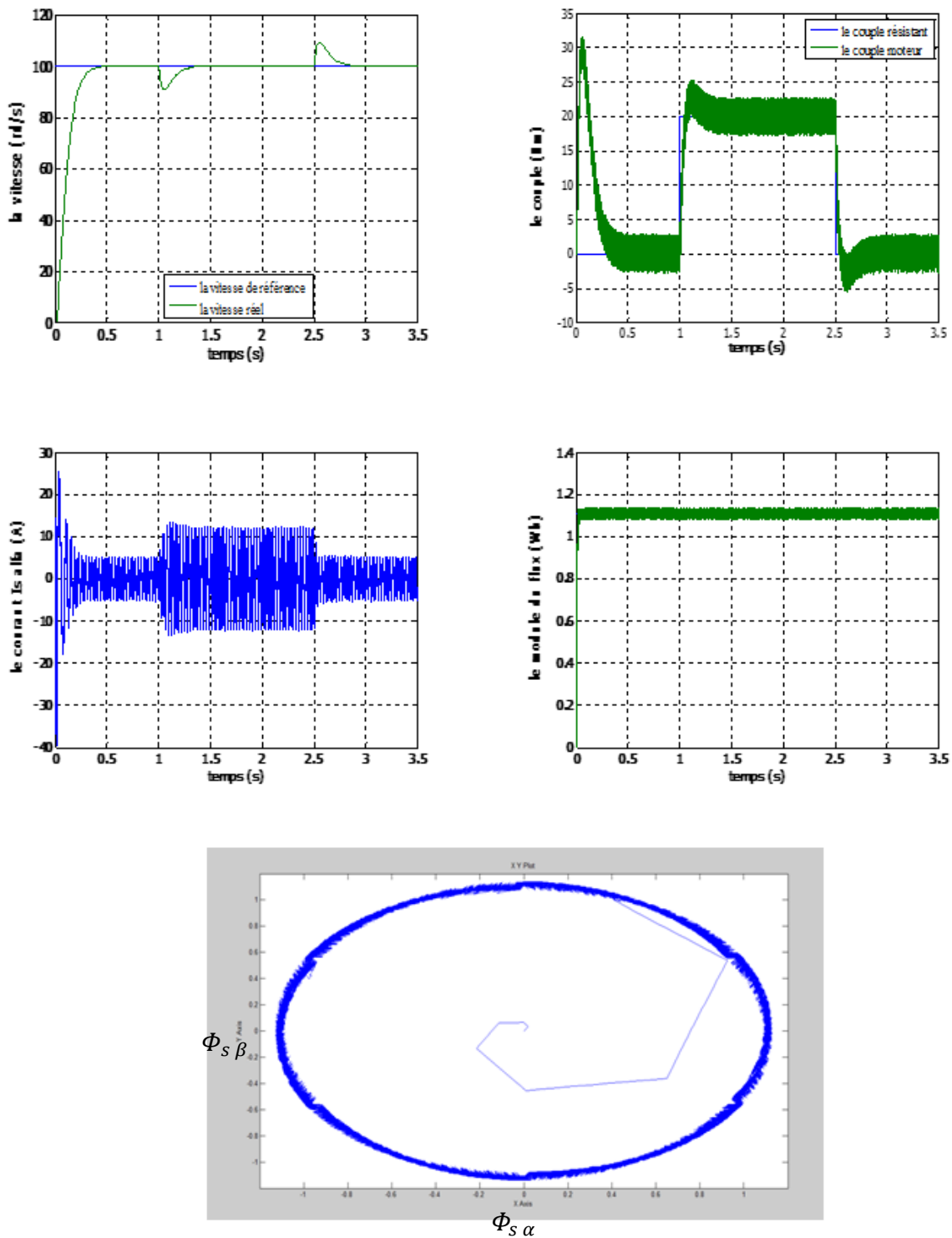


Figure II. 7 .Réponse du système à une variation charge , avec boucle de vitesse

➤ **SANS BOUCLE DE VITESSES :**

La commande directe du couple est une commande sans capteur de vitesse; de nombreuses applications l'adoptent, comme la traction ferroviaire, les machines –outils, et récemment les véhicules électriques. La figure (II-8) présente les résultats de simulation sur 0.5 s pour trois consigne de couple de charge qui sont 10Nm appliqué au démarrage; 20Nm appliqué à 0.15 s et 5Nm appliqué à 0.3 s.

A travers cette simulation nous constatons que le couple suit parfaitement les valeurs de leur consigne.

On remarque bien que sans boucle de vitesse, en introduisant une variation de consigne, le couple répond presque instantané, ce qui fait que le flux change de secteur dans des temps plus courts par rapport à ceux du cas de la boucle de vitesse.

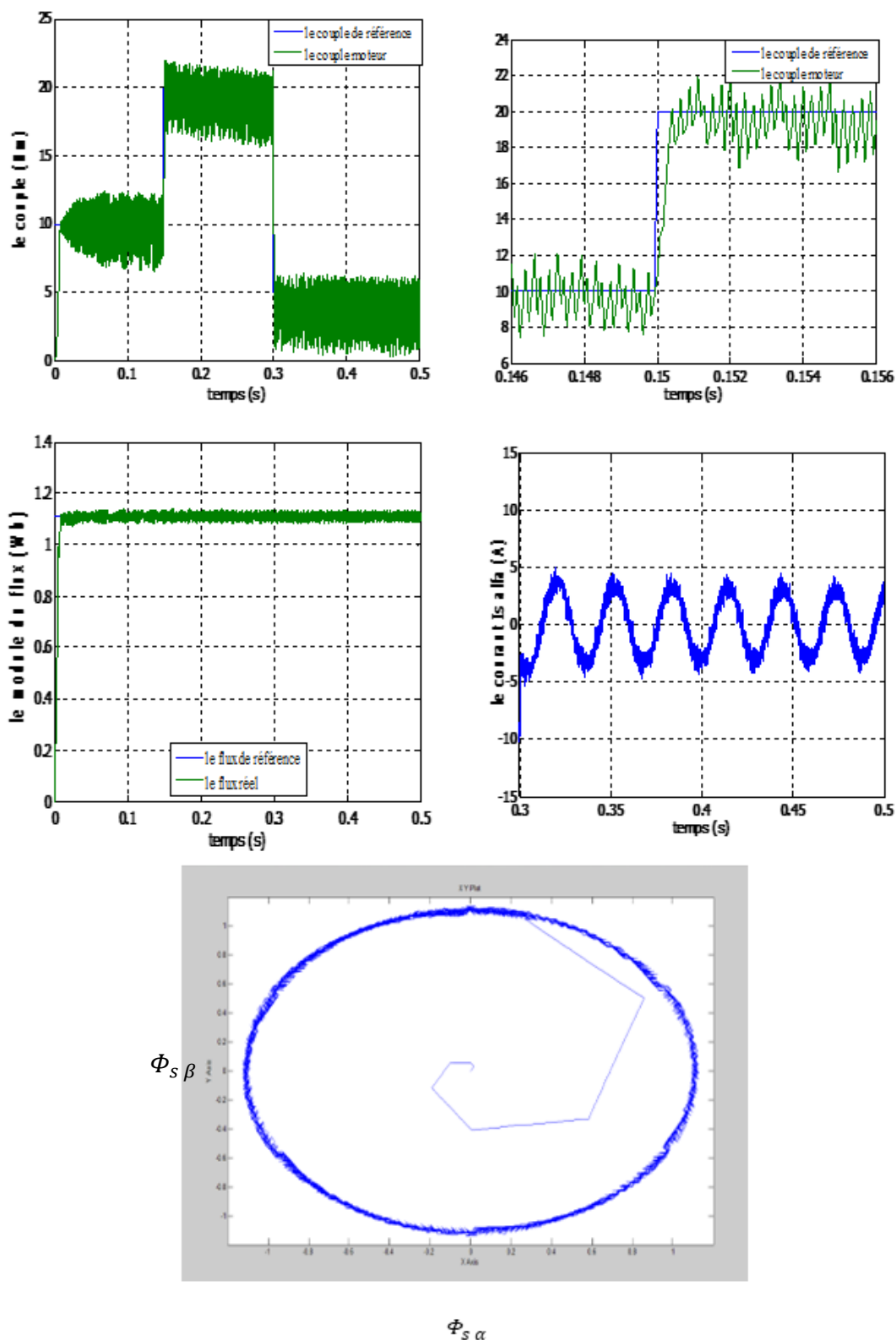


Figure II. 8 : Réponse du système à une variation de charge sans boucle de vitesse

II-11-CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons étudié les principaux concepts de base du contrôle direct du couple. Nous avons également vu comment un contrôle séparé entre le couple de rotation et le flux statorique est obtenu en utilisant une sélection appropriée des vecteurs de tension de l'onduleur. Nous avons également noté que cette méthode présente l'avantage de ne pas nécessiter de capteur mécanique pour le contrôle direct du couple.

Le principal inconvénient de ce contrôle est la présence d'oscillations de courant et de couple, qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

Afin d'améliorer les performances du DTC classique, il est important de contrôler la variation de la fréquence de commutation et de réduire les ondulations de couple et de flux ça c'est l'objectif du chapitre suivant.

CHAPITRE III

**COMMANDE DTC-SVM DE LA
MACHINE A INDUCTION**

III-1 INTRODUCTION

La technique commande DTC conventionnelle utilisant une table de commutation et des contrôleurs à hystérésis présentée dans le chapitre précédent, permet un contrôle découplé du flux statorique et du couple, elle se base principalement sur la sélection de l'un de six vecteurs tension actifs et les deux vecteurs nuls générés par l'onduleur, dans le but de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique dans leurs bandes d'hystérésis. Cette technique de commande a été reconnue comme une solution viable pour les systèmes d'entraînements électriques à courants alternatifs. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées, cette technique de commande souffre de certain nombre d'inconvénients, mentionnés au chapitre précédent. [17] La structure de la technique commande DTC conventionnelle comporte des contrôleurs à hystérésis non linéaires, ce qui conduit à un problème majeur qui suscite actuellement l'intérêt de plusieurs chercheurs travaillant dans ce domaine. Ce problème réside dans la non-maîtrise de la fréquence de commutation du convertisseur statique, qui peut provoquer des bruits acoustiques et des modes résonants engendrant un vieillissement du système d'entraînement électrique.[18] Ce chapitre a pour but de présenter le principe de la technique de modulation vectorielle « Space Vector Modulation (SVM) » dans le but de dépasser ces inconvénients. L'utilité de cette technique sera vérifiée par voie de simulation numérique en MATLAB.

III-2 LA MODULATION VECTORIELLE

II-2-1 PRINCIPE DE LA MLI VECTORIELLE :

Le principe de la MLI vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension $V_{s\ ref}$ à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé. Un vecteur de tension de référence $V_{s\ ref}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur de tension moyen $V_{s\ moy}$. Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 . La machine a été modélisée à partir des tensions simple V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_j . Les tensions de sortie de l'onduleur s'expriment comme suit : [3]

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{[III.1]}$$

Appliquons la transformation triphasé/biphasé respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{[III.2]}$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de calculer les composantes du vecteur de tension $\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau, qui synthétise les différents états de l'onduleur Tab (III-1) :

Tableau III. 1 : Tensions simples, et biphasées

Vecteurs	Etats des grandeurs booléennes de commande			Tension simples			Tension biphasées		Vecteur V_i
	S_a	S_b	S_c	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-2\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
V_1	1	0	0	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$

V_6	1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-2\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_2	1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-2\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Les huit vecteurs de tensions redéfinies par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (III-1)

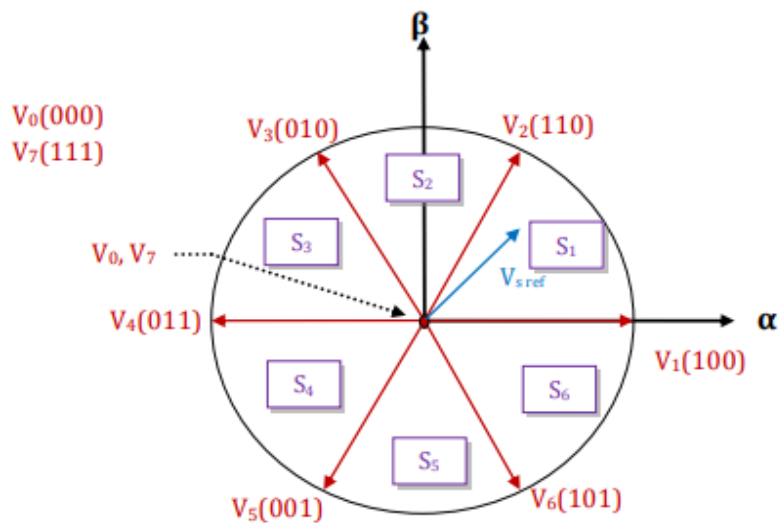


Figure III. 1 : représentation des vecteurs de tensions dans le repère (α, β)

La figure (III-2) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence V_{sref} désiré sur les deux vecteurs de tensions adjacents correspondants V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 le temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur.

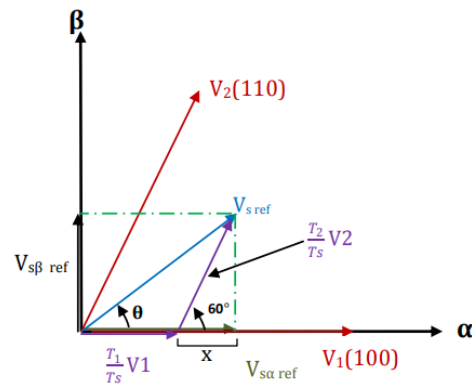


Figure III. 2 : Décomposition d'un vecteur de tension de référence $V_{s\text{ref}}$

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \overline{V_{s\text{ref}}} dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_1} \overline{V_1} dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \overline{V_2} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \overline{V_0} dt \right) \quad [\text{III.3}]$$

$$\overline{V_{s\text{ref}}} = \frac{T_1}{T_s} \overline{V_1} + \frac{T_2}{T_s} \overline{V_2} + \frac{T_0}{T_s} \overline{V_0} \quad [\text{III.4}]$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad [\text{III.5}]$$

En supposant qu'initialement, le vecteur $\overline{V_{s\text{ref}}}$ coïncide avec le vecteur $\overline{V_1}$, deux séquences sont active. la séquence qui correspond au vecteur $\overline{V_1}$ est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur $\overline{V_2}$ est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur $\overline{V_{s\text{ref}}}$ s'éloigne du vecteur $\overline{V_1}$ et en s'approche du vecteur $\overline{V_2}$, T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur $\overline{V_{s\text{ref}}}$ atteint le vecteur $\overline{V_2}$, T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

III-3- LES ETAPES DE LA REALISATION D'UNE MLI VECTORIELLE : [19]

III-3-1 -DETERMINATION DES SECTEURS :

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur $\overline{V_{s\text{ref}}}$ dans le plan (α, β) , tel que cette position présente la phase θ de ce vecteur définie par :

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_{s\beta ref}}{V_{s\alpha ref}}\right) \quad [III.6]$$

La table (III.2) détermine le secteur $N_i = (1, 2, 3, 4, 5, 6)$ pour les différents angles θ

Tableau III. 2 : Identification du secteur

θ	$0 < \theta < \pi/3$	$\pi/3 < \theta < 2\pi/3$	$2\pi/3 < \theta < \pi$	$\pi < \theta < 4\pi/3$	$4\pi/3 < \theta < 5\pi/3$	$5\pi/3 < \theta < 2\pi$
N_i	Secteur1	Secteur2	Secteur3	Secteur4	Secteur5	Secteur6

III-3-2- CALCUL DES VARIABLES X, Y ET Z :

La détermination des périodes adjacent T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur la figure (III-2):

$$\begin{cases} V_{s\alpha ref} = \frac{T_1}{T_s} |\overline{V}_1| + X \\ V_{s\beta ref} = \frac{T_1}{T_s} |\overline{V}_1| + \sin(60^\circ) \\ X = \frac{V_{s\beta ref}}{\tan(60^\circ)} \end{cases} \implies \begin{cases} T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha ref} - \sqrt{2} V_{s\beta ref}) \\ T_2 = \frac{T_s \sqrt{2}}{U_{dc}} V_{s\beta ref} \end{cases} \quad [III.7]$$

Pour le reste de la période en appliquant le vecteur nul. En effectuant le même calcul pour chaque secteur. Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants:

$$\begin{cases} X = \sqrt{2} \frac{T_s}{U_{dc}} V_{s\beta ref} \\ Y = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6} V_{s\alpha ref} + \sqrt{2} V_{s\beta ref}) \\ Z = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6} V_{s\alpha ref} + \sqrt{2} V_{s\beta ref}) \end{cases} \quad [III.8]$$

Les durées T_i et T_{i+1} d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs X, Y et Z sont tabulés ci-après :

Tableau III. 3 calcul des temps d'application des vecteurs

Secteur	1	3	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_{i+1}	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

III.4. LA COMMANDE DTC-SVM BASEE SUR DES REGULATEURS PI

Cette méthode proposée conserve l'idée de base de la méthode DTC. Pour cela, la technique d'orientation du flux statorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs PI et imposées par la technique SVM. En outre l'estimation du couple et du flux est basée sur le modèle en tension.

Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les régulateurs PI et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux. L'efficacité de l'approche proposée est montrée par les résultats de simulation.

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la figure (III-3). Deux régulateurs PI sont utilisés pour réguler le flux et le couple

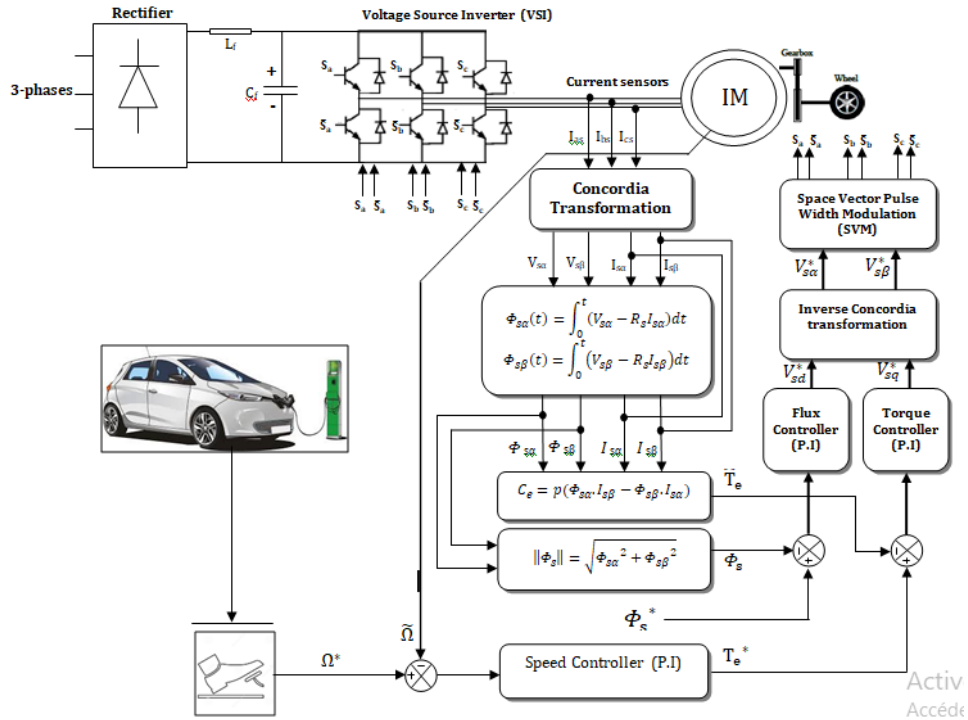


Figure III. 3 : Schéma de la commande DTC-SVM de la machine à induction basé sur des Régulateurs PI

III-4 -1 -STRATEGIE DE LA STRUCTURE :

III-4-1-1- MODELE DE LA MACHINE EN VUE DE LA COMMANDE :

Parmi les différentes formes de modèles utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise les courants statoriques et les flux statoriques et la vitesse de rotation, comme variables d'état et les tensions (V_{ds} , V_{qs}) comme variables de commande. Ce modèle est présenté dans le référentiel (d, q), lié au champ tournant. Ce modèle est exprimé par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad [III.9]$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad [\text{III.10}]$$

Par ailleurs l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad [\text{III.11}]$$

L'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux statorique comme suit:

$$C_e = p(\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds}) \quad [\text{III.12}]$$

III-4-1-2- CONTROLE DU FLUX STATORIQUE:

Dans le cas de l'orientation du flux statorique dans le référentiel (d, q) figure (III-5), c'est à dire que l'axe **d** soit confondu avec la direction du vecteur flux statorique ϕ_s .

La composante d'axe **d** du courant statorique I_{ds} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux statorique. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{ds} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine.

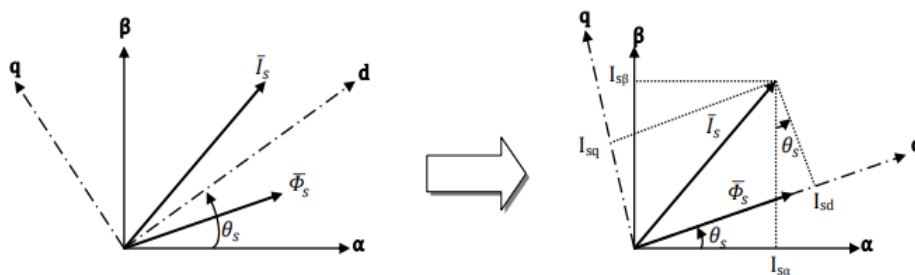


Figure III. 4 : Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique

A partir du modèle de la machine développé précédemment, nous en déduisons une expression du vecteur flux statorique.

Donc :

$$\phi_{sd} = \phi_s \text{ et } \phi_{sq}=0 \quad [\text{III.13}]$$

Alors [III.9] deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad [\text{III.14}]$$

Le couple devient :

$$C_e = P \cdot \phi_s \cdot I_{qs} \quad [\text{III.15}]$$

Avec la loi d'autopilotage :

$$\omega_s = \omega_r + p\Omega \quad [\text{III.16}]$$

Les courants et les flux rotoriques peuvent être exprimés, en fonction des courants statoriques par :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_m} (\phi_s - L_s I_{ds}) \\ I_{qs} = -\frac{L_s}{L_m} I_{qs} \end{cases} \quad [\text{III.17}]$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\phi_s - \sigma L_s I_{ds}) \\ \phi_{qr} = -\frac{\sigma L_s I_{ds}}{L_m} I_{qs} \end{cases} \quad [\text{III.18}]$$

En substituant (III-17), (III-18) dans (III-14), et en tenant compte de la transformée de Laplace, on a :

$$\phi_s = ((1 + \sigma t_r s) I_{ds} + \sigma t_r I_{qs} \omega_r) \frac{L_s}{1 + \sigma t_r s} \quad [\text{III.19}]$$

$$I_{qs} = \left(\frac{1}{L_s} \phi_s - \sigma I_{ds} \right) \frac{t_r \omega_r}{1 + \sigma t_r s} \quad [\text{III.20}]$$

Avec :

$t_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $t_s = \frac{L_s}{R_s}$: les constantes de temps statorique et rotorique.

En exprimant la composante d du courant statorique en fonction de la composante q et du flux statorique, les tensions statorique s'expriment comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{\phi_s}{G_{\phi_s}} + E_d \\ V_{ds} \approx \omega_s \cdot \phi_s \end{cases} \quad [III.21]$$

Avec :

$$G_{\phi_s} = \frac{t_s(1+\sigma t_r s)}{1+(t_s+t_r)s+\sigma t_r t_s s^2} \quad [III.22]$$

$$E_d = -\frac{\sigma R_s t_r}{1+\sigma t_r s} I_{qs} \omega_r \quad [III.23]$$

Donc le flux statorique peut être contrôlé par la composante **d** de la tension statorique. La figure (III-6) montre la relation entre ϕ_s et V_{ds} un système équivalent du second ordre avec une perturbation E_d . Un régulateur PI peut être utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le flux statorique à sa valeur de référence $\phi_{s\text{ref}}$.

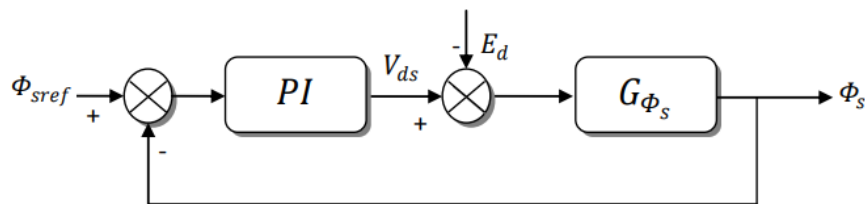


Figure III. 5 :Schéma fonctionnel de la régulation du flux

III-4-1-3 CALCULE LES PARAMETRES DE PI DE LA REGULATION DU FLUX :

La fonction de transfert du PI est donnée par :

$$C(s) = K_{pf} + \frac{K_{if}}{s} = K_{pf} \left(1 + \frac{1}{\tau_{fs}} \right) = K_{pf} \frac{1+\tau_{fs}}{\tau_{fs}} \quad [III.24]$$

Où K_{pf} , K_{if} désignent respectivement les gains proportionnel et intégral du correcteur, et

$$\tau_f = \frac{K_{pf}}{K_{if}} \text{sa constante de temps.}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donné par :

$$\begin{aligned} FTBO &= C(s) \cdot G_{\phi S} \\ &= K_{pf} \left(1 + \frac{1}{\tau_{fs}} \right) \cdot \frac{t_s(1 + \sigma t_r s)}{1 + (t_r + t_s)s + \sigma t_r t_s s^2} \end{aligned} \quad [\text{III .25}]$$

A partir de l'instruction "roots" en Matlab, on peut trouver les racines de polynôme

$$1 + (t_r + t_s)s + \sigma t_r t_s s^2 \text{ comme suit :}$$

```
p=[(sigma*tr*ts),(tr+ts),1];
```

```
>> r=roots(p)
```

$r = -189.5365 ; \% (P1=-189.5365) -3.4407 ; \% (P2=-3.4407)$ pôle dominant à éliminer

On peut écrire la relation (III-25) sous forme pôle-zéro comme suit:

$$FTBO = K_{pf} \frac{\left(\frac{1}{\tau_f} + s\right)}{s} \cdot \frac{\sigma t_r t_s \left(\frac{1}{\sigma t_r} + s\right)}{(s - P_1)(s - P_2)} \quad [\text{III .26}]$$

Afin d'éliminer le pôle dominant on mettre :

$$(s - P_2) = \left(\frac{1}{\tau_f} + s\right) \quad [\text{III .27}]$$

J'aurai :

$$FTBO = \frac{K_{pf}}{s} \cdot \frac{t_s(1 + \sigma t_r s)}{(s - P_1)} \quad [\text{III .28}]$$

La fonction de transfert en boucle fermé s'écrit :

$$FTBF = \frac{FTBO}{FTBO + 1} \quad [\text{III .29}]$$

En substituant (III-28) dans (III-29) et après simplification j'aurai :

$$FTBF = \frac{K_{pf}t_s(1+\sigma t_r s)}{s^2 + (k_{pf}t_s\sigma t_r - P1)s + k_{pf}t_s} \quad [\text{III .30}]$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients k_{pf} et k_{if} , pour cela on utilise la méthode de l'imposition des pôles. La fonction de transfert standard d'un système du deuxième ordre est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad [\text{III .31}]$$

Par analogie entre les expressions (III-30) et (III-31) en tenant compte l'expression (III-27) on trouve:

$$\begin{cases} (s - P_2) = \left(\frac{1}{\tau_f} + S\right) \\ 2\xi\omega_n = (k_{pf}t_s\sigma t_r - P1) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \frac{1}{\tau_f} = -P_2 \rightarrow K_{if} = -k_{pf}P_2 \\ k_{pf} = \frac{2\xi\omega_n + P1}{t_s\sigma t_r} \end{cases} \quad [\text{III .32}]$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et ω_n pour déterminer les coefficients [3]

III-4-1-4 -CONTROLE DU COUPLE

ELECTROMAGNETIQUES

A partir des relations (III-19), (III-20), le courant suivant la composante q peut être exprimée par :

$$I_{qs} = \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\phi_s \omega_r}{(1+\sigma t_r s)^2 + (\sigma t_r \omega_r s)^2} \quad [\text{III .33}]$$

La substitution de (III-33) dans (III-15) donne :

$$c_e = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\phi_s^2 \omega_r}{(1+\sigma t_r s)^2 + (\sigma t_r \omega_r s)^2} \quad [\text{III .34}]$$

Et comme le module de vecteur ϕ_s reste constant et égale à sa valeur de référence ϕ_s^* , et $\sigma t_r \ll 1$; la relation (III-34) peut simplifier sous formule suivant :

$$c_e = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\phi_s^{*2}}{(1+2\sigma t_r s)} (\omega_s - p\Omega) \quad [\text{III .35}]$$

Le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation de glissement, ainsi, l'équation

(III-35) s'écrit comme suit:

$$c_e = G_{c_e} (\omega_s - p\Omega) \quad [\text{III .36}]$$

tel que :

$$G_{c_e} = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\phi_s^2}{(1+2\sigma t_r s)} \quad [\text{III .37}]$$

Ainsi que le couple peut être contrôlé par la pulsation statorique, la figure (III-7) montre la relation entre C_e et ω_s . Un régulateur PI est utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence $C_e \text{ ref}$.

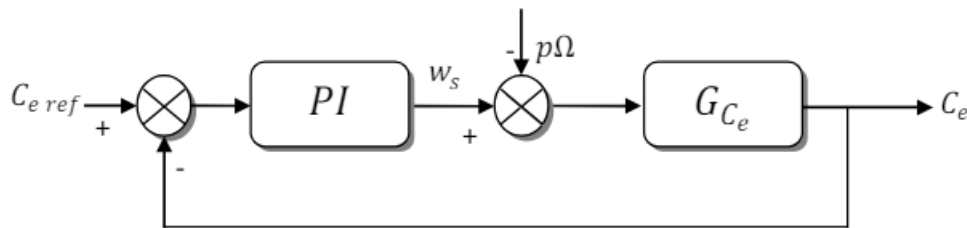


Figure III. 6 Schéma fonctionnel de la régulation de couple

III-4-1-5 CALCUL LES PARAMETRES DE PI, DE LA REGULATION DU COUPLE :

La fonction de transfert de PI est donnée par :

$$C(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{\tau_{cs}} \right) = K_{pc} \frac{1+\tau_{cs}}{\tau_{cs}} \quad [\text{III .38}]$$

Et la fonction de transfert en boucle fermée est donné comme suit :

$$FTBF = \frac{C(s).G_{c_e}}{1+C(s).G_{c_e}} \quad [\text{III .39}]$$

En substituant (III-37) et (III-38) dans (III-39) et après simplification j'aurai :

$$FTBF = \frac{K_{ic} p t_r (1-\sigma) \phi_s^2 (1+\tau_c s)}{2\sigma t_r L_s s^2 + (K_{ic} \tau_c p t_r (1-\sigma) \phi_s^2 + L_s) s + K_{ic} p t_r (1-\sigma) \phi_s^2} \quad [\text{III .40}]$$

$$= \frac{(1+\tau_c s)}{\frac{2\sigma t_r L_s}{K_{ic} \tau_c p t_r (1-\sigma) \phi_s^2} s^2 + \frac{(K_{ic} \tau_c p t_r (1-\sigma) \phi_s^2 + L_s)}{K_{ic} p t_r (1-\sigma) \phi_s^2} s + 1} \quad [\text{III .41}]$$

La FTBF sous forme d'un système du deuxième ordre est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{K}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad [\text{III .42}]$$

Par identification des équations (III-40) et (III-42) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{2\sigma t_r L_s}{K_{ic} p t_r (1-\sigma) \phi_s^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{(K_{ic} \tau_c p t_r (1-\sigma) \phi_s^2 + L_s)}{K_{ic} p t_r (1-\sigma) \phi_s^2} \end{array} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} K_{ic} = \frac{2\sigma t_r L_s \omega_n^2}{p t_r (1-\sigma) \phi_s^2} \\ \tau_c = \frac{k_{pc}}{k_{ic}} = \frac{2\xi}{\omega_n} - \frac{L_s}{k_{ic} p t_r (1-\sigma) \phi_s^2} \end{array} \right. \quad [\text{III .43}]$$

III-5- TEST DE SIMULATION :

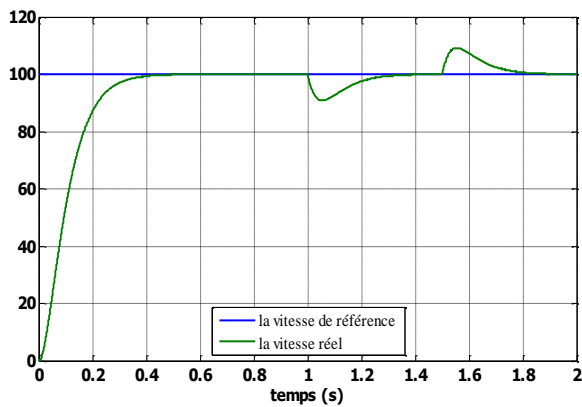
Pour approuver la commande proposée. On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (III-4) pour $\Omega_{ref} = 100rd/s$.

La figure (III-8), illustre les résultats de simulation lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. À l'instant $t=1s$, on applique un couple de charge nominale de $20 Nm$, puis on l'annule à l'instant $t=1.5s$. Ces résultats de simulation sont comparés avec ceux de la DTC classique sous la même période d'échantillonnage.

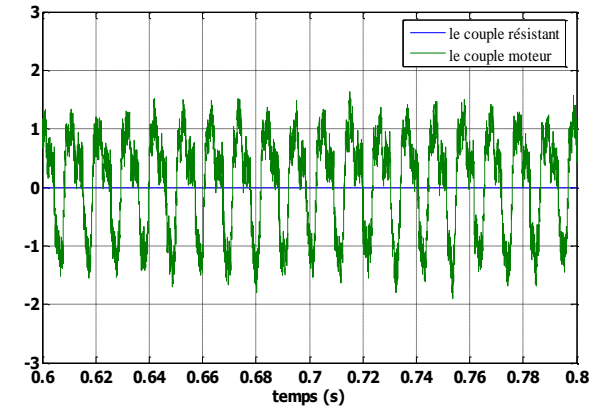
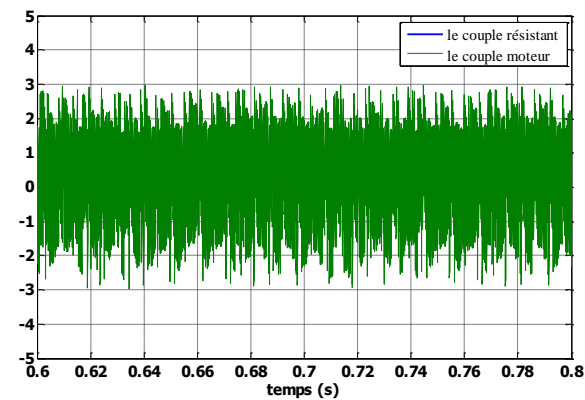
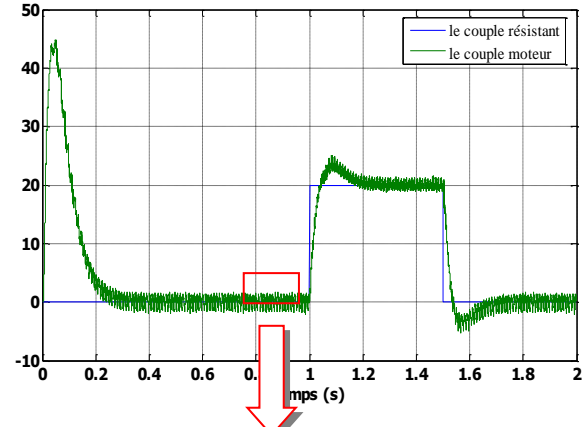
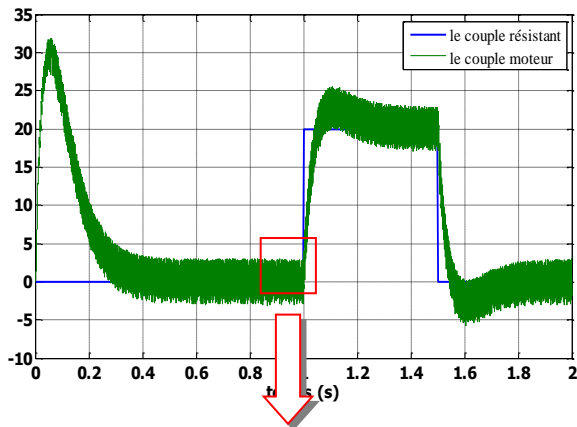
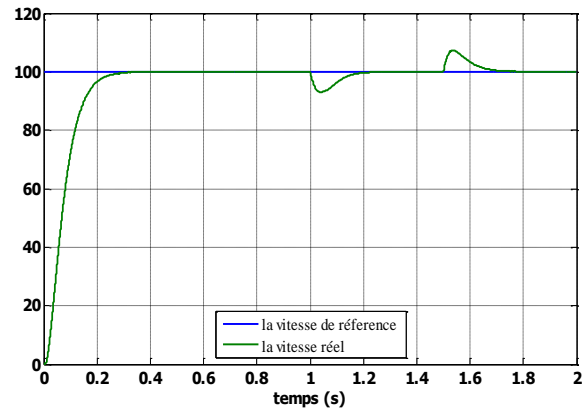
Le module du flux statorique s'établit rapidement à sa valeur de référence de $1.11Wb$ par rapport à la DTC classique. On constate que la vitesse atteint sa référence $\Omega_{ref} = 100rd/s$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés. En effet le couple électromagnétique agit rapidement pour suivre les consignes de charges introduites. Il présente aussi une diminution remarquable de l'amplitude des oscillations par rapport à la DTC classique. La dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.

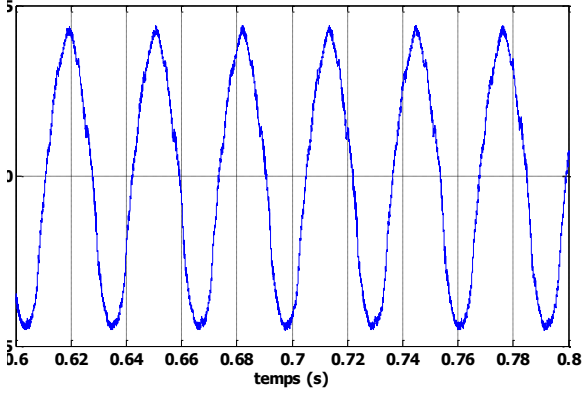
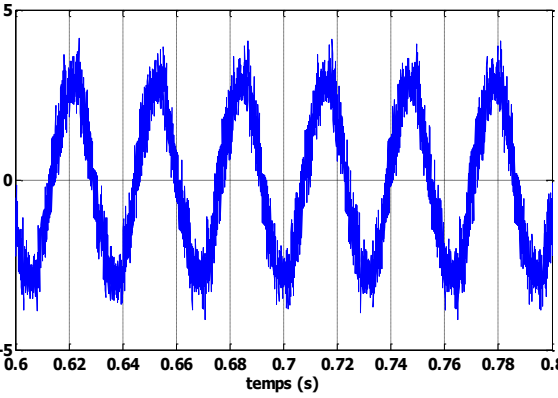
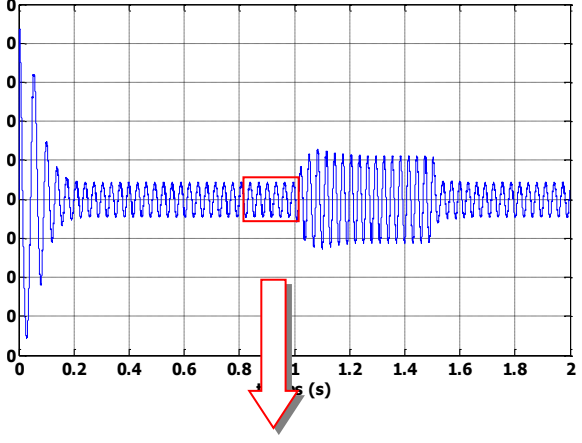
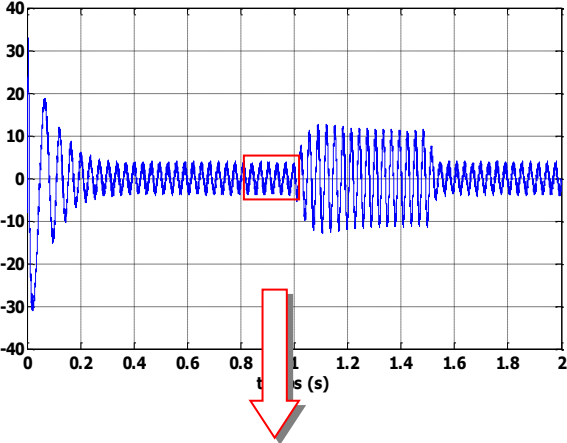
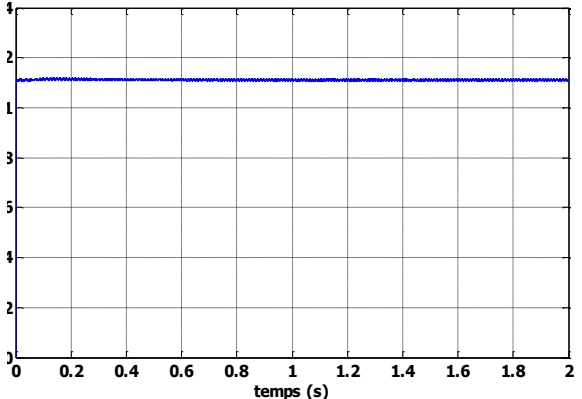
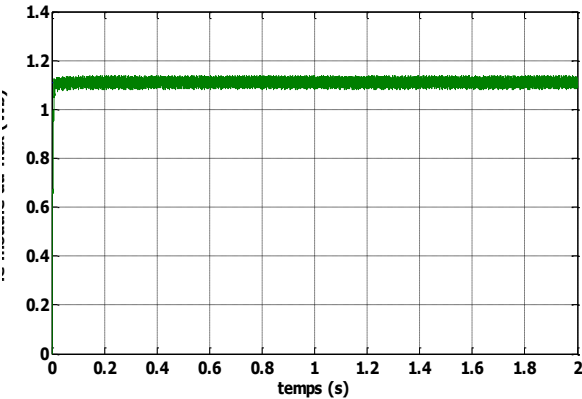
Les résultats de simulation montrent que l'approche analytique proposée pour la conception des régulateurs PI du flux et du couple est assez rigoureuse. Les ondulations au niveau du couple, montrent aussi la diminution remarquable de la fréquence de commutation dans la DTC-SVM par rapport à la DTC classique.

-DTC classique-



- DTC-SVM basée sur PI -





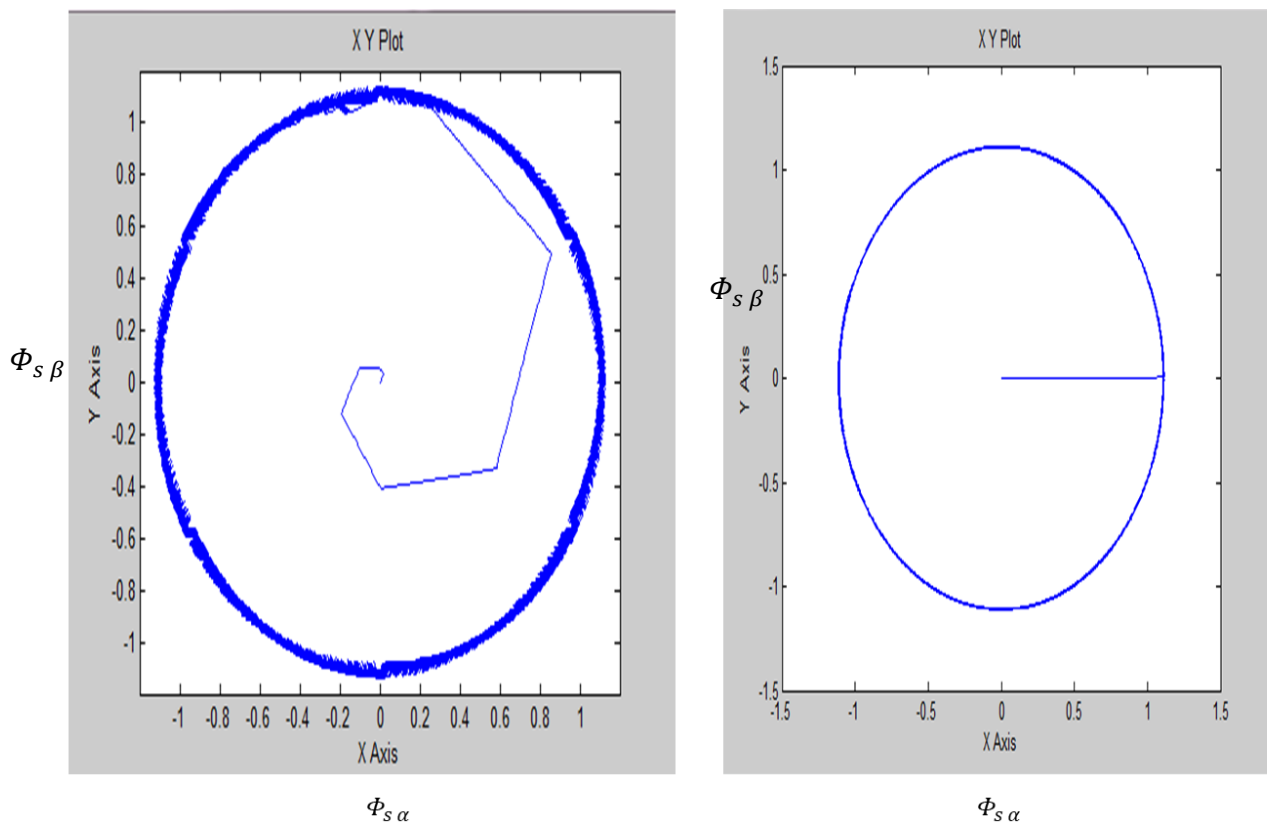


Figure III. 7 : Résultats de simulation de la DTC-SVM basée sur PI comparées avec DTC classique

III-6-CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre, une approche de minimisation des pulsations du couple et du flux. Cette approche a été étudiée et simulée. L'approche montre la commande DTC-SVM basée sur la régulation du couple et du flux chacun seul par un régulateur PI,

Les résultats obtenus montrent que cette technique c'est la plus performante à savoir la minimisation des pulsations du couple et du flux de la MAS.

Pour avoir des résultats améliorer et plus performant au niveau des pulsations du couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous allons étudier une autre technique de commande où la table de vérité et les hystérésis ainsi que les régulateurs PI sont éliminées totalement, et ça c'est l'objective du chapitre suivant.

CHAPITRE IV

**COMMANDE DIRECTE DE COUPLE
SANS CAPTEUR DE VITESSE**

IV-1 INTRODUCTION

Ce chapitre étudie la commande directe du couple (DTC) sans capteur mécanique de vitesse est associée à un observateur adaptatif. L'observateur adaptatif permet d'estimer la vitesse du rotor et le flux statorique en temps réel, tout en améliorant les performances du système de commande. Cependant, ce dernier il est sensible aux bruits de mesure et aux bruits d'état.

IV. 2 PRINCIPE DE L'OBSERVATEUR

La structure d'un observateur d'état est indiquée sur la Fig (IV.1). Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées.

L'observation se fait en deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain G . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états.[20][21]

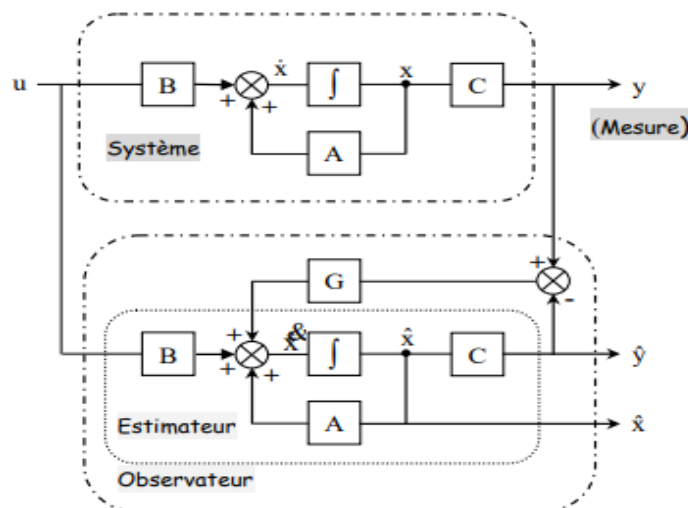


Figure IV. 1 Schéma fonctionnel d'un observateur.

Nous dénombrons des observateurs déterministes et d'autres stochastiques. D'autre part, ils se partagent en observateurs linéaires et non-linéaires. Nous allons brièvement présenter les

différentes catégories d'observateurs, tout en citant les observateurs les plus utilisés. Il existe des variantes d'observateurs développés pour des systèmes spécifiques que nous ne présentons pas.

IV-3- CLASSIFICATION DES OBSERVATEURS

IV.3.1. LES OBSERVATEURS LINEAIRES :

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice A du système qui est linéaire et invariante dans le temps. Les observateurs de Luenberger et en mode glissant se basent sur cette approche.

IV.3.1.1. LES OBSERVATEURS LINEAIRES D'ORDRE COMPLET :

Considérons un système continu linéaire, sa dynamique donnée par les équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{X} = Ax + Bu \\ Y = Cx \end{cases} \quad [IV.1]$$

L'observateur du système linéaire, défini par les équations (IV.1), a la forme générique suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = \hat{A}\hat{X} + Gy + Hu \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad [IV.2]$$

Où l'état \hat{X} de l'observateur a la même dimension que l'état X du processus.

Les matrices \hat{A} , G et H de l'équation (IV.2) doivent être choisies de façon à se conformer avec la propriété exigée d'un observateur dont l'énoncé est le suivant : l'état de l'observateur doit converger vers l'état du processus indépendamment de l'état x et l'entrée u. Pour déterminer ces matrices l'erreur d'estimation doit être évaluée de sorte que :

$$e = x - \hat{x} \quad [IV.3]$$

À partir des équations (IV.1) et (IV.2), on obtient :

$$\begin{aligned} e &= Ax + Bu - \hat{A}(\dot{x} - e) - GCx - Hu \\ &= \hat{A}e + (-\hat{A} + A - GC)x + (B - H)u \end{aligned} \quad [IV.4]$$

D'après l'équation (IV.4), pour que l'erreur converge vers zéro, indépendant de x et u , les conditions suivantes doivent être vérifiées :

$$\hat{A} = A - GC \quad [IV.5]$$

$$H = B \quad [IV.6]$$

Quand ces conditions sont satisfaites, l'erreur de l'estimation est gouvernée par :

$$\dot{e} = \hat{A}e \quad [IV.7]$$

IV.3.1.2. LES OBSERVATEURS LINEAIRES D'ORDRE REDUIT :

L'observateur d'ordre complet, décrit dans la section précédente, a le même ordre que le processus. Si le système a n états et m sorties mesurables, il paraît redondant d'estimer les états connus. Pragmatiquement, ce qu'on a besoin c'est l'estimation des états inconnus, cela résulte dans un observateur de dimension $(n-m)$, où n présente la dimension du vecteur d'état et m le nombre des observations [22][23].

IV-3-2- OBSERVATEURS POUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES :

Ce sont les observateurs utilisés pour observer des systèmes non linéaires comme les machines électriques. Il existe deux approches de développement de ces observateurs :

- La linéarisation autour du point de fonctionnement, (le filtre de Kalman)
- La construction du gain d'observation sur la base de la non-linéarité du système : c'est le cas de l'observateur à Grand gain. Cet observateur est synthétisé en prenant en compte la modélisation non linéaire du système [22][23].

IV-4- BRUIT

IV.4.1. BRUIT DE MESURE :

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne. C'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques - numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification, dû au convertisseur analogique - numérique (CAN). Le bruit résultant dépend de chacun de ces bruits [24].

IV.4.2. BRUIT D'ETAT :

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine asynchrone.

En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale. Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit [26].

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine. Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système comme le bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A" dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques. Cependant, il faut noter que la majorité des ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans le cas des bancs expérimentaux et non dans des essais de simulation sur un ordinateur numérique [27].

IV-5- SYNTHESE DE L'OBSERVATEUR D'ETAT ADAPTATIF

IV.5.1. MODELE DE L'OBSERVATEUR :

(Model Reference Adaptive System) est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système. Le premier est appelé « modèle de référence », l'autre sera nommé « modèle adaptatif ». Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer alors que le second en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI,

fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence, conformément à la figure Suivant :

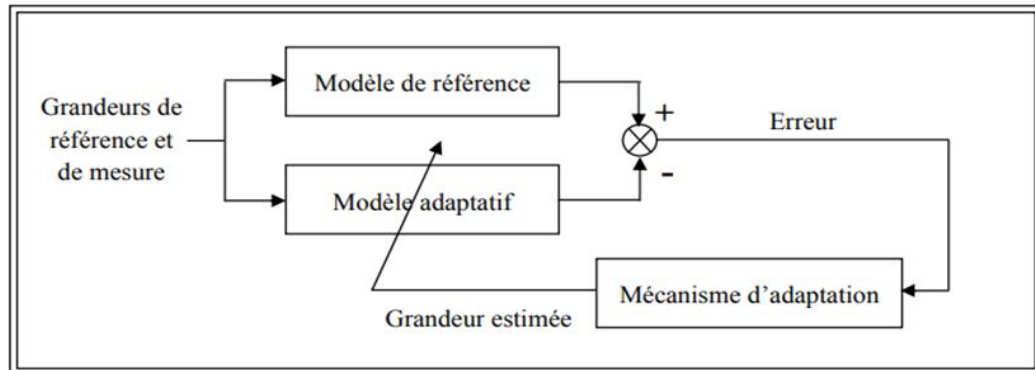


Figure IV. 2 Principe de l'observateur adaptatif

Donc pour réaliser notre observateur nous devons choisir les grandeurs du système. Dans le cas de la commande DTC de la machine asynchrone on suppose que :

- Les paramètres du modèle sont connus et invariants (dans le cas sain),
- Les courants statoriques sont mesurés ainsi que les tensions statoriques,
- Les flux rotoriques sont estimés
- La vitesse rotorique est estimée,

IV.5.2.MECANISME D'ADAPTATION POUR L'ESTIMATION DE VITESSE

L'image ci-dessous illustre un mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesses utilisant un observateur d'état. Ce schéma montre comment l'observateur utilise les matrices A , B , C et K pour estimer les états du système à partir des entrées U et des sorties Y .

Le processus d'estimation intègre une rétroaction qui ajuste l'erreur d'estimation ε_v en comparant la sortie estimée \hat{Y} à la sortie réelle Y . Ce mécanisme permet d'améliorer la précision des estimations en temps réel, essentiel pour des applications comme les véhicules autonomes et les systèmes de contrôle avancés [25].

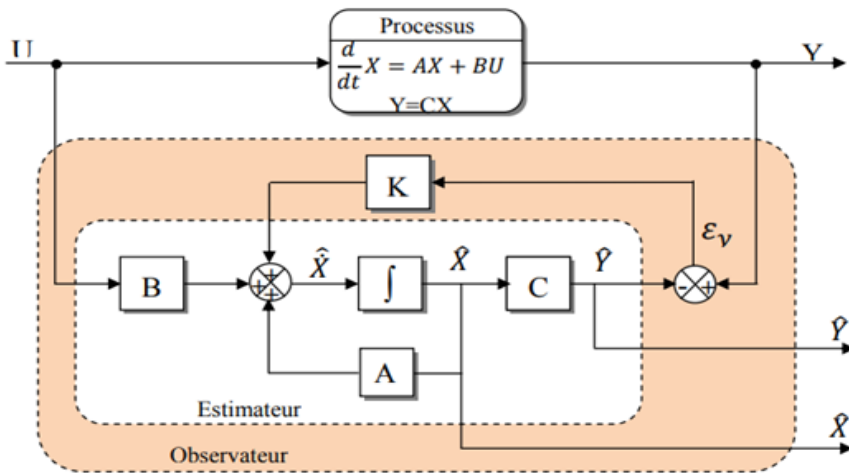


Figure IV. 3 : Schéma du mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesses

IV-5-3- STRUCTURE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MAS SANS CAPTEUR DE VITESSE ASSOCIEE A UN OBSERVATEUR ADAPTATIF :

Le schéma de principe de l'association DTC-observateur adaptatif est illustré par la figure suivante, Figure (IV.4)

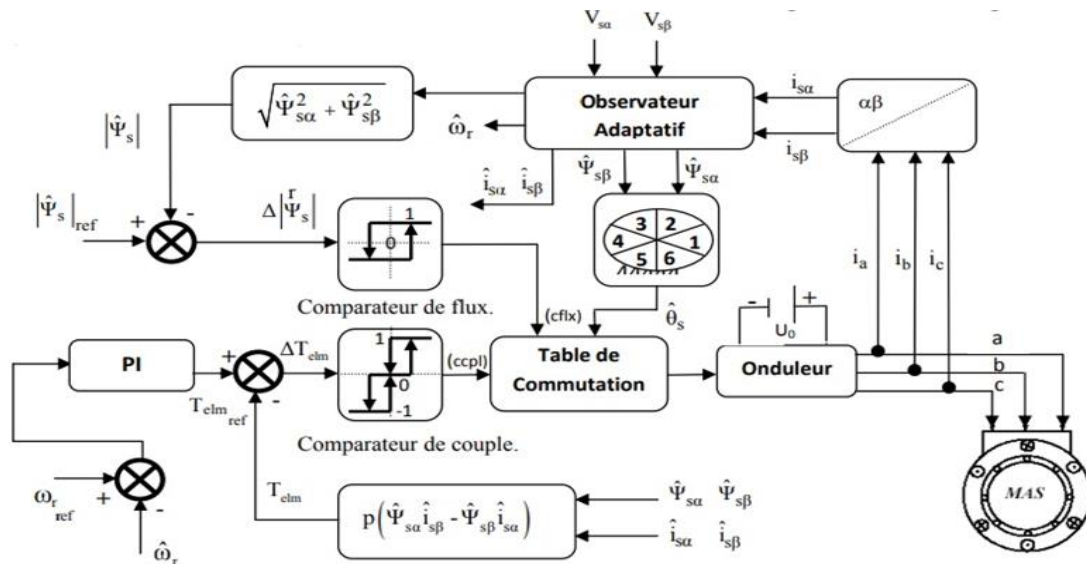


Figure IV. 4 : Structure d'une commande DTC sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone associée à un observateur adaptatif

IV-6- RESULTATS DE SIMULATION

Les figures (Fig. IV.5. a, b, c, d) illustrent les performances de la commande sans capteur de vitesse au démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $C_e=20 \text{ Nm}$ à $t=0.6 \text{ s}$, puis on l'annule à l'instant $t=1.5 \text{ s}$. On voit que l'observateur donne un flux qui suit bien l'évolution du flux réel dans la machine, et par la suite il donne un couple plus stable et l'erreur d'estimation tend vers zéro, la même constatation pour la vitesse réelle et la vitesse estimée, qui ont des réponses sans dépassement et l'erreur d'estimation est pratiquement nulle.

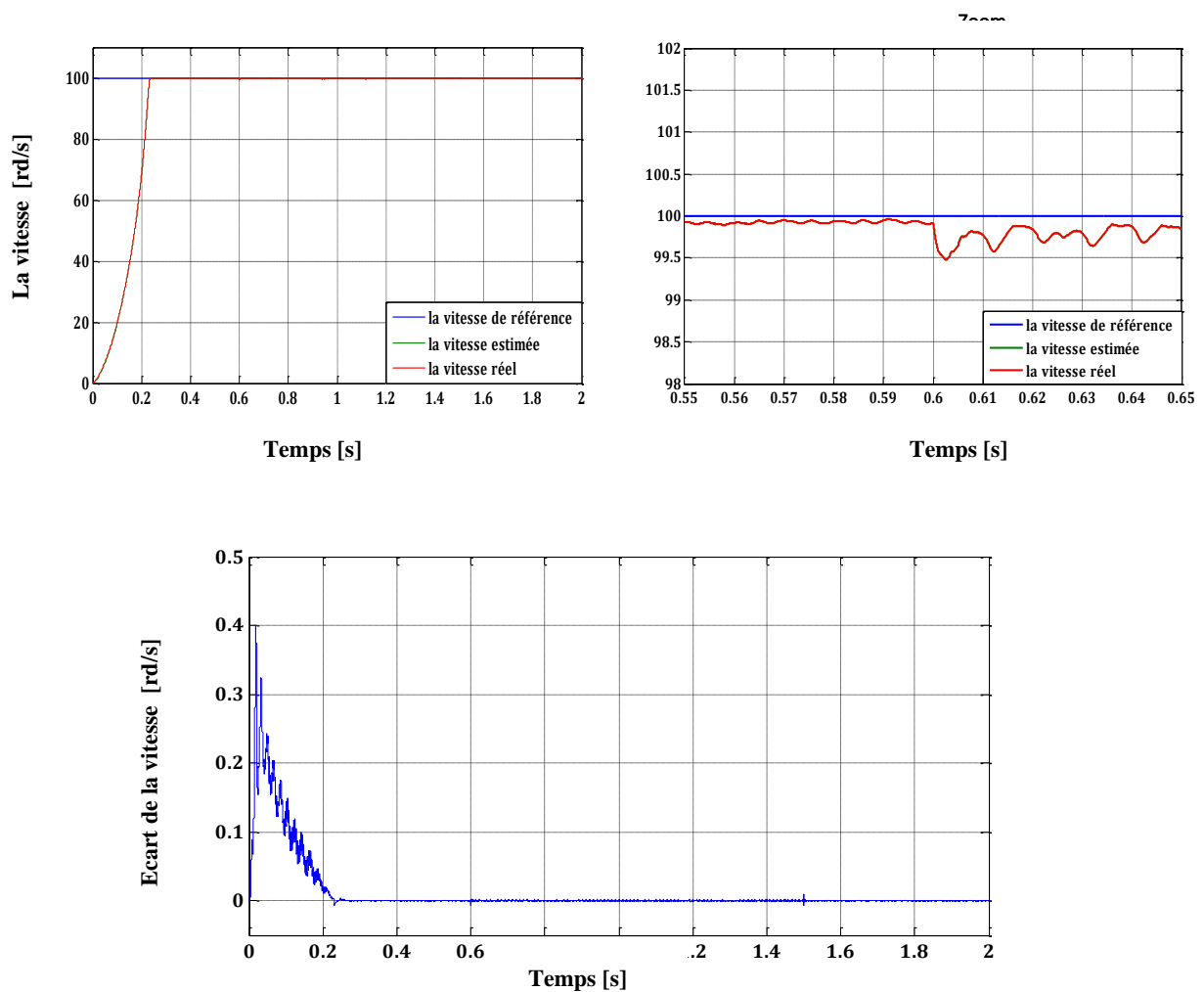


Figure IV.5. a : Test en charge nominale de la commande directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de la vitesse -

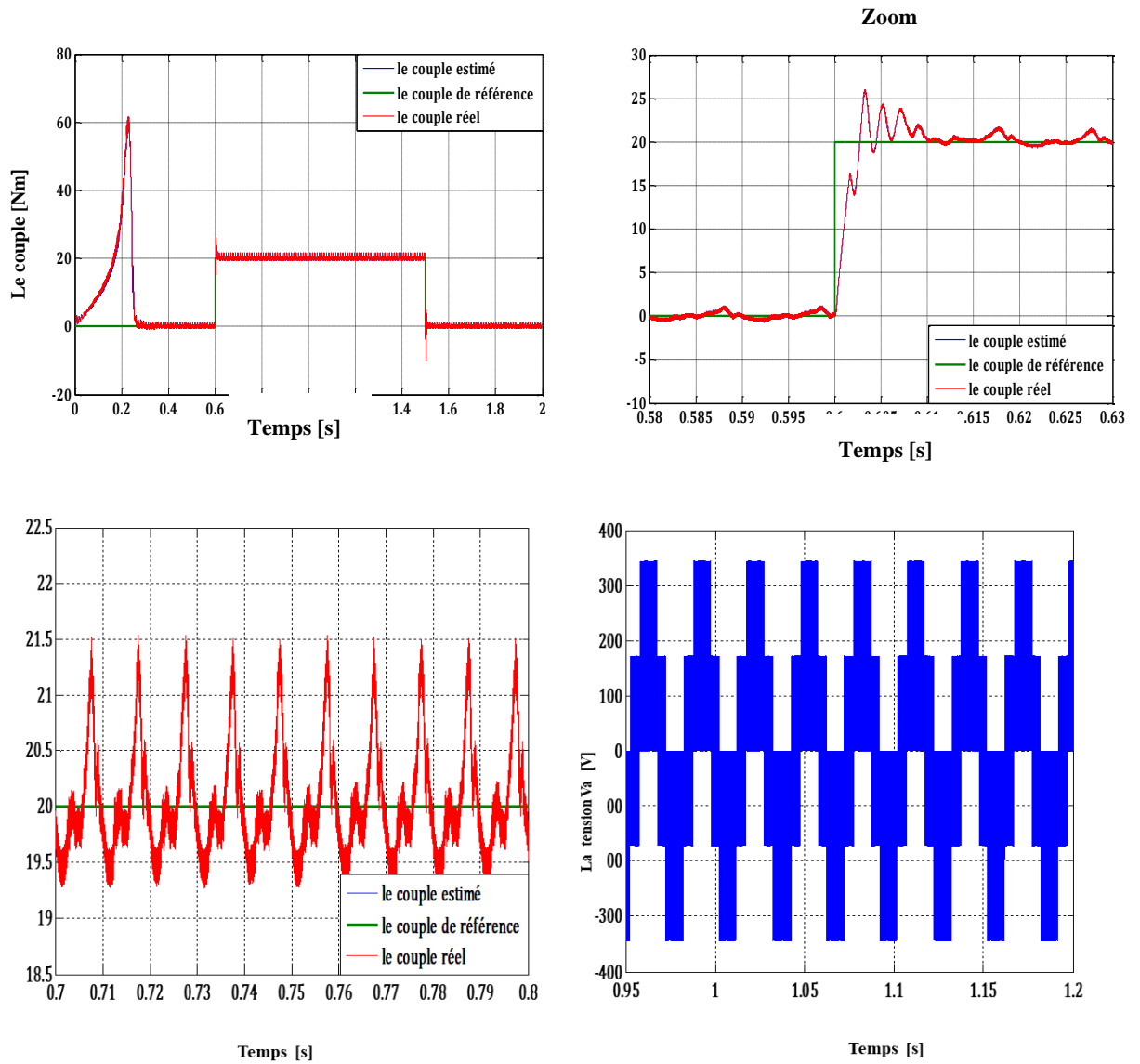
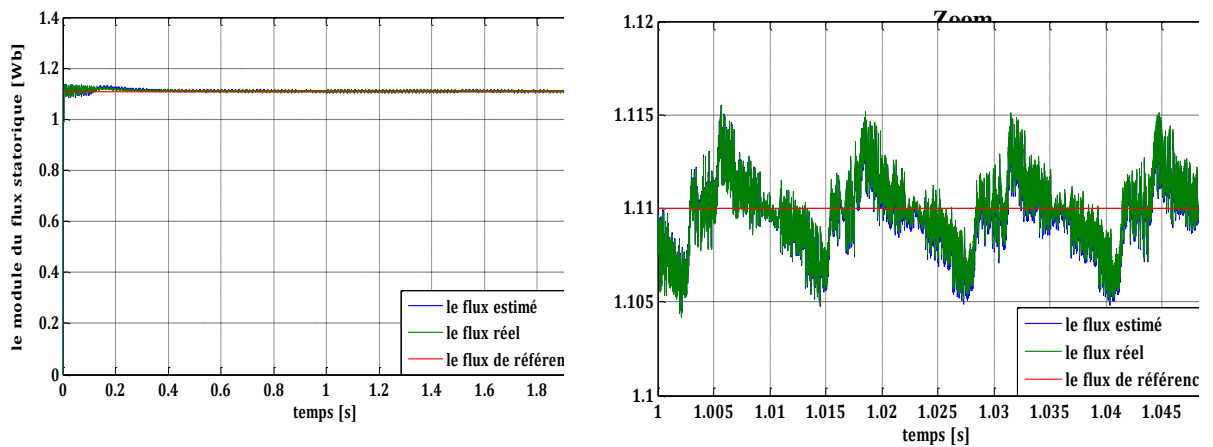


Figure IV.5. b : Test en charge nominale de la commande directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution du couple et la tension statorique –



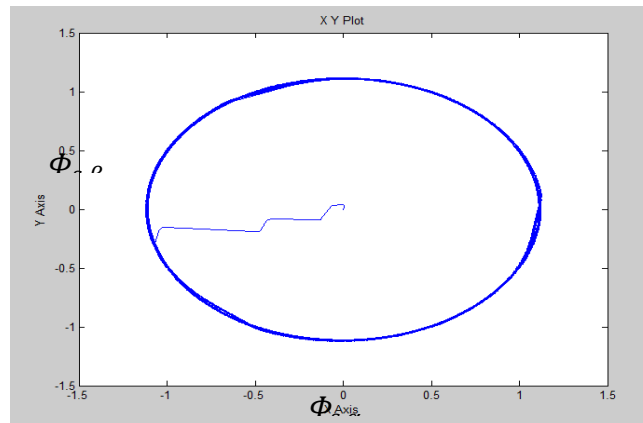


Figure IV.5. c : Test en charge nominale de la commande directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de module du flux statorique -

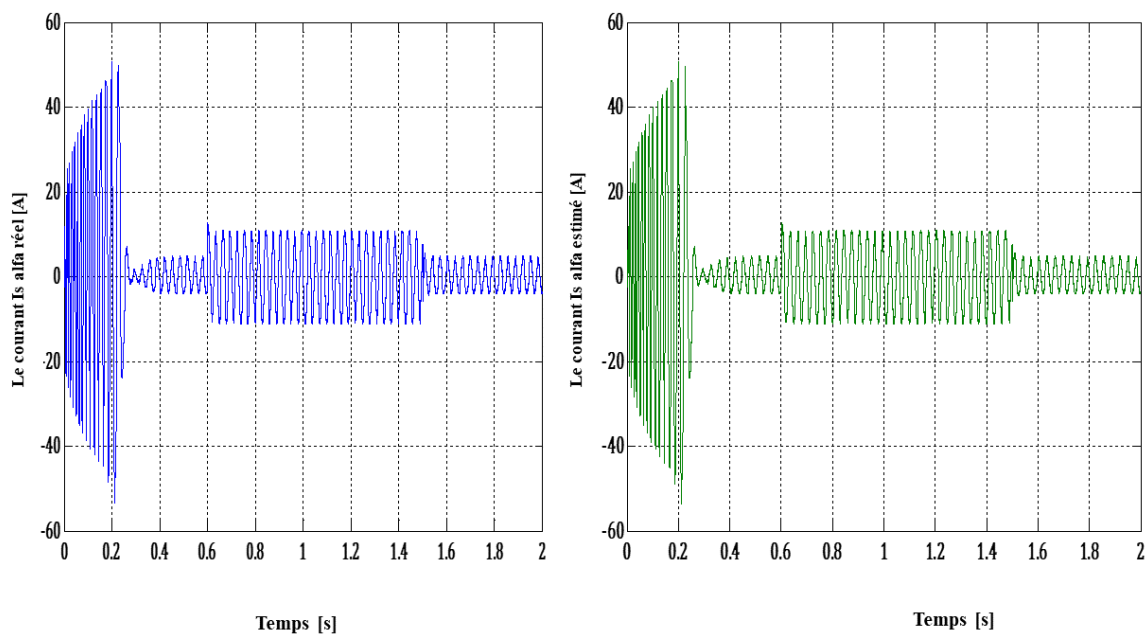


Figure IV.5. d : Test en charge nominale de la commande directe du couple associée à un observateur adaptatif – Evolution de courant statorique -

IV-7-CONCLUSION

Les résultats de simulation obtenus nous ont permis de conclure que la commande sans capteur de vitesse de la MAS commandé par DTC, est assez rapide et robuste, face aux perturbations de la charge et au changement de la consigne de vitesse de rotation

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans ce mémoire propose une amélioration d'une commande directe du couple DTC sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la technique de la commande DTC. Afin de montrer, qu'à travers une loi de commande éloignée judicieusement choisie et par l'introduction d'une méthode efficace pour supprimer tous les capteurs.

Nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande. L'application des transformations triphasée-biphasée rend la modélisation plus simple à utiliser pour le développement de structure de commande présente dans ce mémoire.

Nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur. Nous avons fait une étude des différentes tables de commutation de base (correcteur du couple à deux niveau, trois niveau, avec et sans vecteurs de tension nuls), et l'étude sur commutation de base (correcteur du couple à deux niveau, trois niveau, avec et sans vecteurs de tension nuls), suivi par l'élaboration d'une table de commutation améliorée contenant 6 secteurs, l'amélioration des performances a été confirmée par simulations.

Nous avons présenté les concepts fondamentaux de la commande DTC-SVM pour les machines à induction. Nous avons détaillé le principe de la modulation vectorielle et ses étapes de mise en œuvre, incluant la détermination des secteurs et la génération des signaux modulateurs. L'importance des régulateurs PI a été mise en avant, en particulier pour le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique.

Nous avons présenté la commande directe du couple (DTC) sans capteur de vitesse pour les moteurs à induction, en mettant l'accent sur l'utilisation d'un observateur adaptatif. Cette technique permet d'estimer la vitesse du rotor et le flux statorique en temps réel, améliorant ainsi la performance du système de commande. Nous avons expliqué le principe de fonctionnement des observateurs, en distinguant entre les observateurs linéaires et non-linéaires, ainsi que les différents types de bruit qui peuvent affecter les estimations. En particulier, nous avons détaillé comment les régulateurs PI pour le flux statorique et le couple

électromagnétique sont utilisés dans la commande DTC-SVM pour maintenir une fréquence de commutation fixe et améliorer la précision du système.

En fin, on propose quelques perspectives pour l'avenir :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés dans la technique DTC et DTC-SVM.
- L'utilisation d'une commande prédictive au niveau de PI de la vitesse ainsi que des régulateur logique flou au niveau de deux PI du flux et du couple.

Reference bibliographique

[1] : RIGHI Youcef. (2017) Thème : Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Sans Encodeur de Vitesse. Université d'Ouargla.

[2] :Dissa, A. "Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire." Université de Batna.

[3] :Djaghдали.1 (2012) « commande prédictive direct du couple de la machine asynchrone » thèse de magister

[4] :Benaïssa. M « Minimisation des pulsations de couple dans une commande directe du couple DTC d'une machine asynchrone ». Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université de Batna

[5] :Chikhi, A. (2008) « Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone - Apport de la Logique Floue ». Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université de Batna.

[6] :Bouhafna, S.(2013) « Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone : Apport des Réseaux de Neurones ». Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université de Batna.

[7] :Damkhi. S« Commande Sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Asynchrone par la SFG de Holtz ». Thèse de Magistère, Université de Batna,

[8] :Belkacem. S (2004) « Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un Contrôle de Couplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique » Thèse de Magistère, Université de Batna,

[9] :Yousf ,B .Ebd Elhakim (2021) « commande direct du couple DTC-SVM dune GADA intégré dans un système éolien » univ-adrar

[10] :C. Carloss de Wit, (2000) « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Edition Hermes Sciences Europe.

[11] :Dissa, A. "Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire." Université de Batna.

[12] :Etude Comparative Entre La Commande DTC Et FOC D'une Machine Asynchrone represente par Mr. MAKHLOUF Abdellah Zine Eldine et Mr. Sadi Brahim Université Ibn Khaldoun De Tiaret

[13] :A.Chikhi, S.Sellami, S.Belkacem, « Commande Directe du moteur asynchrone apport de la logique floue »,5th International conférence on electrical Engineering 27-29 October. 2008.

[14] :A. El-Bacha, M. T. Lamchich, M. Cherkaoui, «Control Direct de Couple d'une machine asynchrone, système de régulation de vitesse avec anti-emballement.

[15] :T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur, université de Batna

[16] :Briki, O., & Djaidja, M.(2022) "La commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge de la machine à induction." Université de M'sila.

[17] :H. Feroura, "Commande DTC à fréquence constante des machines asynchrones", Mémoire de master, Université Ferhat Abbas Sétif 1, Algérie.

- [18] :D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani, " FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 779–787, September.
- [19] :Y. Ismail ; B. Ebd Elhakim (2021) "commande direct du couple DTC-SVM dune GADA intégré dans un système éolien" mémoire de master, université de Adrar.
- [20] :E. Poirier, " Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machine à courant alternative", Thèse de Doctorat Faculté d'ingénierie, Université de Monton, .
- [21] :C. Shah, " Sensorless Control of Stepper Motor Using kalman Filter", Thesis of Doctoral, Faculty d'ingénirie, Master of Science in Electrical Enginering at the Cleveland State Univercity .
- [22] :M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs" Energy Conversion and Management, Vo.48, Issue, pp. 619-629.
- [23] : T.Hanene, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale D'une Machine Asynchrone " Mémoire de magister, université de Batna
- [24] :Martínez, J. M. (2010) Modélisation et réduction du bruit dans les systèmes de mesure. Thèse de Doctorat, Université de Lorraine.
- [25] :Liu, Y. Kalman Filter Based Speed Estimation for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors. Thèse de Master, University of Akron.
- [26] :Khadir, M. T. (2015). Analyse des bruits de mesure dans les systèmes de contrôle des machines asynchrones. Thèse de Doctorat, Université de Grenoble Alpes.

[27] :Bouzid, S. (2013) Estimation d'État et Détection de Défauts dans les Systèmes Linéaires. Thèse de Doctorat, Université de Toulous