

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE  
N° :CSE-257



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : COMMANDE DES SYSTEMES  
ELECTRIQUES

**Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique**

**Par: ABDELKRIM Hamza & ELGHARBI Kamel**

**Intitulé**

**Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une  
Machine Asynchrone (MAS)**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Mr. HAMMOUCHE Abdelaziz	Université de M'sila	Président
Mr. BENGUESMIA Hani	Université de M'sila	Rapporteur
Mr. RAHALI Hilal	Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2016 /2017**

# Remerciement

*Nous Tenons à remercier avant tout Dieu tout puissant qui nous a donné la volonté, la force et la patience pour élaborer notre travail.*

*Nos vifs remerciements particulièrement à notre encadreur*

*Mr. Hani BENGUESMIA pour son aide précieuse, ses conseils constructifs et ses orientations bénéfiques et objectives et surtout sa confiance durant les moments d'efforts pour la réalisation de notre projet.*

*Nos exprimons notre profonde reconnaissance et gratitude à :*

*Monsieur Hani BENGUESMIA pour son encouragement pendant toute la période du projet malgré toutes les difficultés.*

*Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants de département Génie électrique qui a contribué à notre formation*

*Mes remerciements vont aussi aux membres de jury qui ont Accepté de juger ce travail et d'y apporter leur coùtions.*

*En fin, je tiens à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral.*

# DEDICACE

JE DIDIE CE TRAVAIL A :

- MES CHERS PARENTS ,A MES FRERES ET SOEURS
- A TOUT MA FAMILLE
- A TOUT LES FRERES
- A TOUTS MES AMIS

*KAMEL*

JE DIDIE CE TRAVAIL A :

- A MES PARENTS ET MES GRANDE PARENTS
  - A MES FRERES ET SOEURS
  - A TOUT MA FAMILLS
- A TOUTS MES AMIS ET COLLEGUE D'ETUDE

*HAMZA*



*Sommaire*

---

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

Notations

INTRODUCTION GENERALE 1

**Chapitre I. Modélisation et Simulation de la MAS**

I.1. INTRODUCTION 3

I.2. Définition de la modélisation 3

I.3. Description de machine asynchrone à cage d'écureuil 3

I.4. Hypothèses simplificatrices 4

I.5. Equations électriques 5

I.5.1. Modèle électrique équivalent 5

I.5.2. Modèle dynamique 5

I.5.3. Mise en équations 5

I.5.3.1. Equations électriques de la machine 6

I.5.3.2. Equations magnétiques 7

I.5.3.3. Equation mécanique 9

I.6. TRANSFORMATION DU SYSTEME TRIPHASE VERS BIPHASE 10

I.6.1 Intérêt des matrices de transformation 10

I.6.2. Modèle de Park de la Machine Asynchrone 10

I.6.3. Transformation de Park 11

I.6.4. Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée 13

I.6.4.1. Equations électriques 14

I.6.4.2. Equations magnétiques 15

---

I.6.5. Expressions du couple électromagnétique	15
I.7. CHOIX DE REFERENTIEL	15
I.7.1. Référentiel lié au stator	16
I.8. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS DIFFÉRENTIELLES	16
I.8.1. Equation mécanique	17
I.9. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTE EN TENSION	18
I.9.1. Schéma de simulation du moteur asynchrone	18
I.9.2. Résultat de simulation	19
I.9.3. Interprétation des résultats de simulation	21
I.10. CONCLUSION	22

## **Chapitre II. Commande Directe du Couple de MAS**

II.1 INTRODUCTION	23
II.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE	23
II.2.1 Contrôle du flux statorique	24
II.2.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine	26
II.2.3 Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nulle	28
II.3 APPLICATION DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX	29
II.3.1 Sélection du vecteur tension $V_s$	29
II.3.2 Estimation du flux statorique	31
II.3.3 Estimation du couple électromagnétique	32
II.4. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE	32
II.4.1 Correcteur de flux	32
II.4.2 Correcteur du couple à deux niveaux	33
II.4.3 Correcteur du couple à trois niveaux	33

---

II.5 STRATEGIES DE COMMUTATION DANS LA DTC	33
II.5.1 Elaboration des tables de commande	34
II.5.1.1. Table de commande du flux	34
II.5.1.2 Table de commande du couple	35
II.5.2 Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple	35
II.5.2.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs	35
II.5.2.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls	36
II.6 CARACTERISTIQUES GENERALES D'UNE DTC	37
II.6.1 -Avantages de la DTC	37
II.6.2 Inconvénients de la DTC	37
II-7- SIMULATION ET RESULTATS	38
II.7.1 Démarrage à vide	38
II.7.2 Démarrage en charge	41
II.7.2.1. Un échelon du couple de charge	41
II.7.2.2 Deux échelon du couple de charge	43
II.8.CONCLUSION	45
<b>Chapitre III. Amélioration de DTC par DTC-SVM</b>	
III.1.INTRODUCTION	46
III.2. PRESENTATION DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	47
III.3-DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR TRIPHASE A DEUX NIVEAUX	47
III.4-MODELISATION VECTORIELLE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	48
III.5-TECHNIQUE DE COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE (SVM)	48
III.5.1. Principe de la MLI vectorielle	48
III.5.1 Les étapes de réalisation des blocs de SVM	49

III.5.3. Etape 1. Détermination $V_{s\alpha}$ , $V_{s\beta}$ , $V_{ref}$	49
III.5.4.Étape 2.Détermination des secteurs ( $\varphi$ )	50
III.5.5.Étape 3.Détermination les temps d'applications T1, T2 et T0	50
III.5.6.Etape 4. Création des impulsions de commutation de chaque transistor	52
III.6.SIMULATION DE L'ALGORITHME MLI VECTORIELLE	55
III.7.LA DTC PAR LA TECHNIQUE DE LA MLI VECTORIELLE BASEE SUR LE REGULATEUR PI	55
III.8.RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE DU MAS PAR DTC-SVM	56
III.6.2.1 Démarrage à vide	57
III.6.3.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	58
III.6.3.2 Commande en vitesse avec application d'un couple résistant	60
III-7 CONCLUSION	62
CONCLUSION GENERALE	63
Annexe	
Bibliographie	

---

**LISTE DES FIGURES**

Fig.I.1: Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée	4
Fig.I.2: Schéma équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire	5
Fig.I.3: Modèle de PARK de la MAS	11
Fig.I.4: Représentation des axes de la machine	12
Fig.I.5: Passage du système triphasé au système biphasé et inversement	14
Fig.I.6: Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension	18
Fi.I.7: Réponse du Système à vide	19
Fig.I.8: Réponse du Système à charge	20
Fig. II.1: Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone	24
Fig.II.2: sélection de vecteur tension $V$ Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux	25
Fig.II.3: Evolution du vecteur flux Statorique dans plan $(\alpha, \beta)$	25
Fig.II.4: Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du flux rotorique	28
Fig.II.5: Schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux	29
Fig II.6: Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	30
Fig.II.7: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant	32
Fig.II.8: Correcteur de couple à trois niveaux	33
Fig.II.9: Réponse du Système à vide	40
Fig.II.10: Réponse du Système un échelon du couple de charge	42
Fig.II.11: Réponse du Système en deux échelon du couple de charge	44
Fig.III.1: Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux	47
Fig.III.2: Vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur 1	51
Fig.III.3: Vecteurs à appliquer pour chaque secteur	53
Fig.III.4 : Résultat de Simulation de l'algorithme MLI Vectorielle	55
Fig. III.5 : DTC avec SVM basée sur des régulateurs PI	56
Fig.III.6 : résultats de la simulation de la DTC-SVM à vide	57

Fig.III.7: Résultats de simulation de la commande Du MAS par DTC-SVM un échelon du couple de charge	59
Fig.III.8 : Commande en vitesse avec application d'un couple résistant	61

**Liste des tableaux**

Tableau. II.1: Table de commutation généralisée	34
Tableau. II.2: Table de commande du flux	35
Tableau. II.3: Table de commande du couple	35
Tableau. II.4: Table de commutation avec les vecteurs tension actifs	36
Tableau. II.5: Table de commutation avec les vecteurs tension nuls	36
Tableau. III.1 : tensions statoriques	50
Tableau. III.2: Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.	54

---

**NOTATION**

MAS	Moteur Asynchrone.
DTC	Direct Torque Control.
SVM	Space Vector Modulation.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
S, R	Indices correspondants au stator et au rotor.
A, B, C	indices correspondants au trois phases A, B, C.
$\theta_{obs}$	Angle d'observation de la matrice de PARK
$\theta$	Angle électrique rotorique.
$\theta_s$	Angle électrique statorique.
$\theta_r$	Angle électrique de glissement.
$V$	Tension.
$I$	Courant.
$[I_s],[I_r]$	Vecteur des courants statorique et rotorique
$\Phi$	Flux.
$R_S$	Résistance statorique
$R_R$	Résistance rotorique
$l_S$	Inductance propre statorique
$l_R$	Inductance propre rotorique
$L_S, L_R$	Inductance cyclique statorique et rotorique par phase
$m_S, m_R$	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator et rotor
$m_{SR}$	Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor
$M$	Inductance mutuelle cyclique
$C_e$	Couple électromagnétique
$C_r$	Couple résistant
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante
$f$	Coefficient de frottement visqueux
$\Omega$	Vitesse mécanique
$w$	Pulsation rotorique
$w_s$	Pulsation statorique

$w_r$	Pulsation de glissement
$P$	Nombre de paires de pôles
$T_S, T_R$	Constante de temps statorique et rotorique
$\sigma$	Coefficient de dispersion de blondel
$(\alpha \beta)$	Axes correspondant au référentiel lie au stator
$(d q)$	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant
$G$	Gain de l'observateur
$S$	Opérateur dérivé de LAPLACE
$[p]$	Matrice de PARK
$[C]$	Matrice de CLARK
$[L^{ss}]$	Matrice des inductances statorique
$[L^{RR}]$	Matrice des inductances rotorique
$[L^{sR}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor
$\zeta$	Coefficient d'amortissement
$\omega_n$	pulsation du système
$\Phi_{ref}$	Flux de référence
$\Omega_{ref}$	Vitesse de référence
$[A]$	matrice d'évolution d'état du système
$[B]$	matrice de système de commande
$[U]$	matrice de commande
$[X]$	Vecteur d'état
$K_p, K_i$	coefficients de proportionnalité et d'intégration
$S_{abc}$	L'interrupteur du bras a, b ou c d'onduleur (deux niveaux).
$0$	Point milieu fictif à l'entrée continu
$n$	Le neutre de la machine
$V_{a0} V_{b0}$	Tensions d'entrée de l'onduleur (deux niveaux).
$V_{c0}$	
$V_{n0}$	La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « 0 »
$\Delta T, \Delta \phi$	Erreurs du couple et du flux
$C_{flx}$	Contrôleur du flux
$C_{cpl}$	Contrôleur du couple
$V_{dc}$	Tension d'alimentation continue de l'onduleur de tension

T1, T2	Temps alloué au $\vec{V}_1 \vec{V}_2$
T0	Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls $\vec{V}_7$ et $\vec{V}_0$
$\tau_1, \tau_2, \tau_0$	sont largeur d'impulsion
Vref	la tension de référence

# *Introduction Générale*

### INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone « MAS » triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique.

La commande directe de couple a été introduite par Takahachi et Noguchi (1986) et Depenbrock (1988) spécialement pour la machine asynchrone. Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [1].

L'application des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs aux onduleurs conventionnel ou multi-niveaux de tension pour réduire les harmoniques. Tel que la commande en pleine onde, la MLI sinusoïdale, et la MLI vectorielle. La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones contrairement à d'autres méthodes.[2].

L'objectif principal de ce mémoire est la conception d'un système de commande qui sera appliqué à un moteur asynchrone à cage .Pour sa conception, nous sommes partis de l'idée de développer une commande DTC sur une MAS, par l'application de différents vecteurs de tension de l'onduleur alimentant la machine SVM.

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage.

Dans notre travail, on se présente l'onduleur à deux niveaux de tension commandé par MLI vectorielle(SVM). pour l'alimentation des moteurs asynchrone.

Afin d'atteindre l'objectif fixé, notre mémoire est organisé en trois chapitres comme suit:

**Le premier chapitre :**

Présente le modèle mathématique adopté de la machine asynchrone triphasée : à savoir le modèle de Park. Ce dernier constituera l'outil de base pour l'élaboration de la simulation de notre entraînement électrique.

**Le deuxième chapitre :**

Le second chapitre, nous présenterons la technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC »)

**Le troisième chapitre :**

Dans le troisième chapitre, nous traiterons l'onduleur à deux niveaux de tension. Ainsi nous rappellerons les différentes stratégies de commande à MLI des onduleurs de tension, ensuite nous rappellerons la technique de commande MLI vectorielle(SVM).

Enfin, des simulations sur Matlab /Simulink pour les lois de commande, traitées dans ce mémoire, seront présentées à la fin de chaque chapitre afin de tester leurs performances, ainsi ce travail sera clôturé par une conclusion générale, à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus et on donnera les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

# *Chapitre I*

## *Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone (MAS)*

## I.1. INTRODUCTION

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Le modèle classique de la machine asynchrone correspondant au schéma monophasé équivalent, n'est valable qu'en régime sinusoïdale à fréquence fixe au stator, pour étudier son comportement à une fréquence variable et avec des signaux fournis par les convertisseurs statiques qui ne sont pas sinusoïdaux, il faut faire appel à un modèle plus compliqué; on considère que chaque armature triphasée statorique et rotorique peut être représentée par une armature biphasée équivalente à l'aide de la transformation de PARK, chaque armature diphasée est donc représentée par deux enroulements identiques placés sur deux axes en quadrature [3].

Pour obtenir le modèle d'un système ; trois tâches doivent être accomplies choisir le modèle, déterminer ses paramètres et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre on va présenter la modélisation de machine asynchrone.

## I.2. Définition de la modélisation

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entres/sorties sous forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variable d'état.

Ce modèle mathématique a pour but de simplifier l'étude de la machine, il est basé sur la transformation des enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon des axes fictifs.

Cette transformation a pour effet de rendre les inductances propres et mutuelles du modèle indépendantes de la rotation.

## I.3. Description de machine asynchrone à cage d'écureuil

Une machine asynchrone triphasée comporte trois bobines statoriques ( $a_s, b_s, c_s$ ) décalées entre elles par un angle de  $2\pi/3$  et alimentées par un système de courants triphasés équilibrés. Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine (théorème de Ferraris).

Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant

Ces dernières sont montées en étoile et sont accessibles par la plaque à bornes et mises en court-circuit pendant le régime permanent.

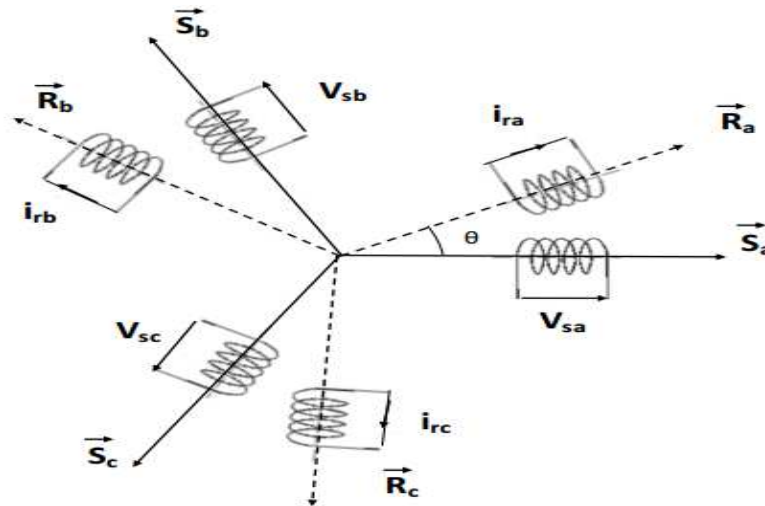


Fig. I.1 : Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée

#### I.4.Hypothèses simplificatrices

Pour simplifier l'étude de la modélisation de la machine asynchrone triphasée idéalisée sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, en considérant:

- l'entrefer est constant,
- l'effet des encoches est négligé,
- la distribution spatiale est sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- les pertes ferromagnétiques sont négligées,
- le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constant,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer:
  - l'additivité des flux,
  - la constance des inductions propres,
  - la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### I.5. Equations électriques

Pour la mise en équation, les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotorique dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en (fig I.1). Les phases rotoriques sont court circuitées sur elles même.  $\theta$  est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique. Les six enroulements obéissent aux équations matricielles.

#### I.5.1. Modèle électrique équivalent

Le fonctionnement physique du moteur à induction permet de développer un circuit équivalent par phase. Ce circuit est donné par la fig (I.2) et permet d'extraire les différents paramètres physiques du moteur.

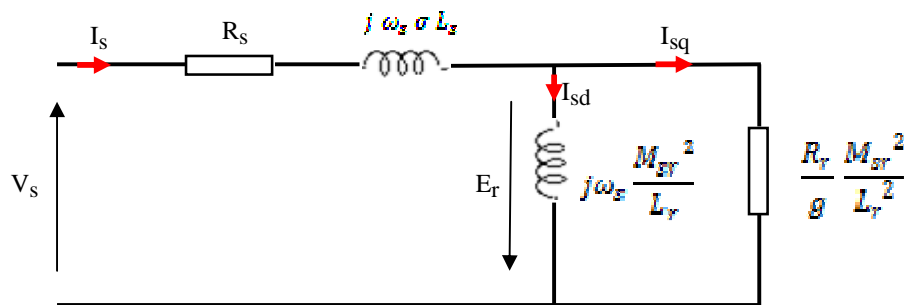


Fig. I.2: Schéma électrique équivalent de la machine asynchrone ramenée au primaire

#### I.5.2. Modèle dynamique

Le circuit de la figure (I.2) est seulement valable en régime stationnaire. Dans un système ou le moteur constitue un élément dans une chaîne d'entraînement, son comportement dynamique doit être pris en considération. L'effet de couplage entre phases du stator et du rotor rend complexe l'étude du comportement dynamique d'une machine à courant alternatif, surtout à cause de la variation des coefficients de couplage avec la position du rotor.

#### I.5.3. Mise en équations

Dans le cadre de ces hypothèses précédentes, et pour une machine équilibrée, et couplé en étoile, les équations de la machine asynchrone sont :

### I.5.3.1. Equations électriques de la machine

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

On pose :

$$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_s$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (I.1)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (I.2)$$

Les équations (I.1) et (I.2) se présentent naturellement sous forme matricielle :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.4)$$

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique.

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique.

$$[\mathbf{V}_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

$V_s$  : vecteur de tension de stator

$$[\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{I}_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$I_s$  : vecteur de courant de stator

$I_r$  : vecteur de courant de rotor

$$[\mathbf{\Phi}_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{\Phi}_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\mathbf{\Phi}_s]$  : vecteur de flux de stator

$[\mathbf{\Phi}_r]$  : vecteur de flux de rotor.

### I.5.3.2. Equations magnétiques

Les équations des flux en fonction des courants s'obtiennent à partir de la matrice des inductances, qui comporte 36 coefficients non nuls, dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique  $\theta$ , [3,4].

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Tel que :

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique ;

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique ;

$M_s$  : L'inductance mutuelle entre phases statoriques ;

$M_r$  : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

Avec :

$$M_1 = M_{sr} \cos(\theta)$$

$$M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Où :

$M_{sr}$  : c'est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une Phase rotorique.

La matrice d'inductance fait apparaître quatre sous matrices d'inductances :

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statiques et rotoriques

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec:

- $[L_s]$  : La matrice des inductances statoriques :

$$[\mathbf{L}_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

- $[\mathbf{L}_r]$  : La matrice des inductances rotoriques :

$$[\mathbf{L}_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

- $[M_{sr}]$  : La matrice des inductances mutuelles stator rotor.
- $[M_{rs}]$  : La matrice des inductances mutuelles rotor stator.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

### I.5.3.3. Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I.10})$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie :

$$C_{em} = P [i_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [i_r]) \quad (\text{I.11})$$

Les équations précédentes fait apparaître des difficultés pour la résolution puisque :

- L'ordre du système est élevé.
- La matrice d'inductance est en fonction du temps.

On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps.

## **I.6.TRANSFORMATION DU SYSTEME TRIPHASE VERS BIPHASE**

### **I.6.1. Intérêt des matrices de transformation**

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielle coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ce ci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transforme et qui reste variable pour la machine réelle [5]. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de PARK, PARK modifiée et de Concordia.

### **I.6.2. Modèle de Park de la Machine Asynchrone**

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la Fig (I. 3) [6] :

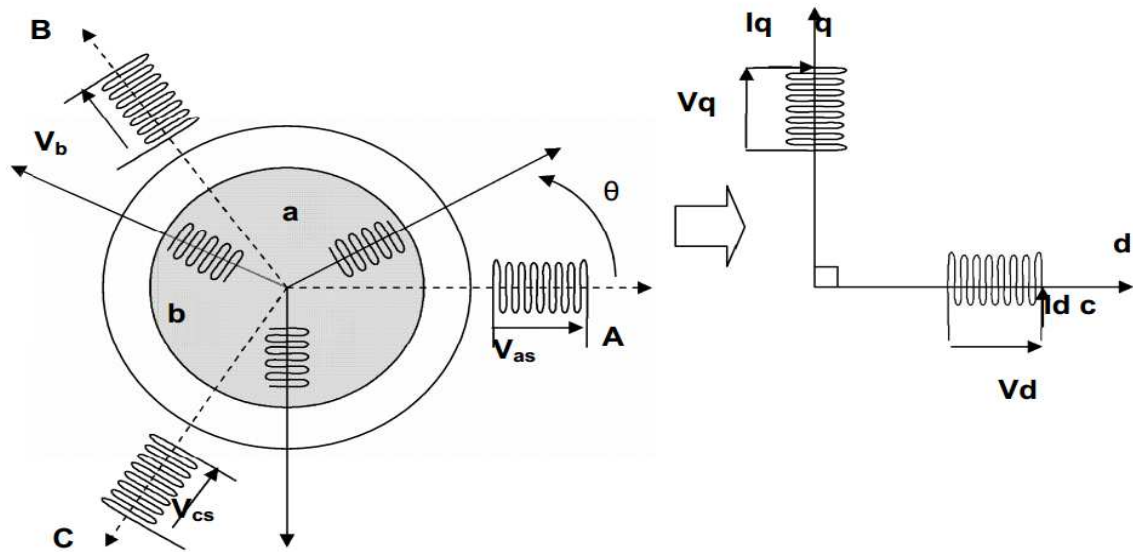
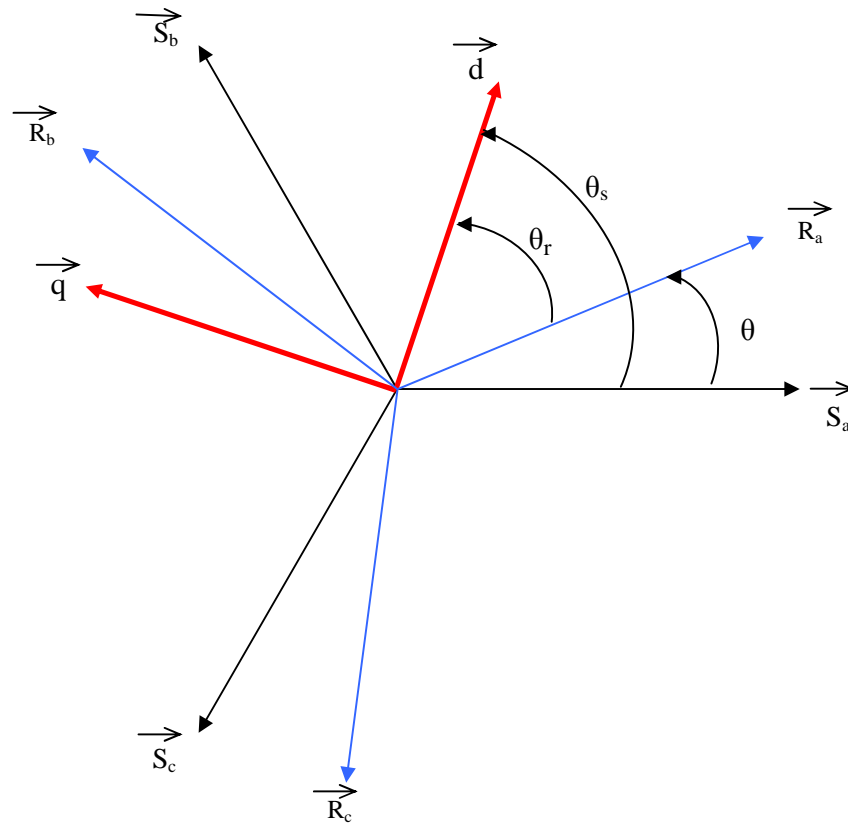


Fig I. 3 : Modèle de PARK de la MAS

### I.6.3 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (a b c) vers le repère mobile (d q). Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotorique), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle. Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotorique doivent coïncider. En effet, si l'on note par  $\theta_s$  (resp. Par  $\theta_r$ ) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. rotorique) (fig. I. 4), ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation [6]:

$$\theta + \theta_r = \theta_s \quad (\text{I.12})$$



**Fig. I.4 :** Représentation des axes de la machine.

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit [6] :

$$X_{dq} = [p(\theta)]X_{abc} \quad (\text{I.13})$$

Tel que :

X: peut-être: la tension, le courant ou le flux;

[P(θ)] : est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

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

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

Avec :

L'angle  $\theta$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

.  $\theta = \theta_s$  pour le stator (angle entre  $s_a$  et  $O_d$ ).

.  $\theta = \theta_r$  pour le rotor (angle entre  $r_a$  et  $O_d$ ).

#### I.6.4. Application de la transformation de Park sur la machine asynchrone triphasée

La fig. I.4, représentée le schéma de la transformation d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de Park.

Avec:

$$[V_s]_{DQo} = [p(\theta_s)][V_s]_{abc} \quad (\text{I.16})$$

$$[V_r]_{DQo} = [p(\theta_r)][V_r]_{abc} = 0 \quad (\text{I.17})$$

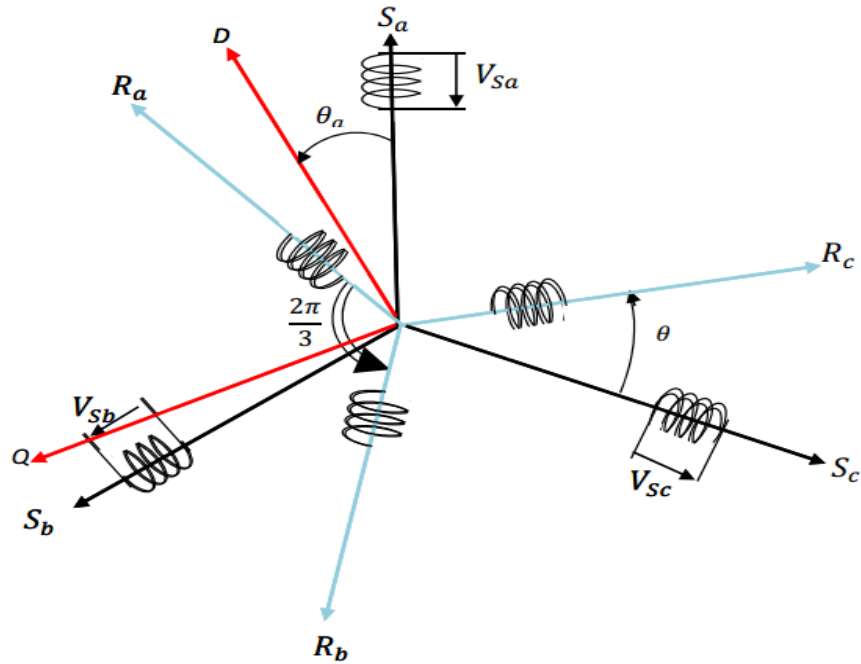


Fig. I. 5 : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement

Par la suite, nous négligerons la composante homopolaire, définie par l'indice o, car nous considérons un système de tensions équilibrées.

#### I.6.4.1 Equations électriques

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.18)$$

Avec :

$$\begin{aligned} (\omega_s - \omega) &= \omega_r ; \\ \omega_s &= \frac{d\theta_s}{dt} ; \end{aligned}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} ;$$

$$(\omega_s - \omega) = \frac{d\theta}{dt} = P\Omega$$

### I.6.4.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.5) donne : [7,8]

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (I.19)$$

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M(I_{sd} + I_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M(I_{sq} + I_{rq}) \end{cases} \quad (I.20)$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que :

$$L_s = l_s - M_s : \text{Inductance cyclique statorique ;}$$

$$L_r = l_r - M_r : \text{Inductance cyclique rotorique ;}$$

$$M : \text{Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.}$$

### I.6.5. Expressions du couple électromagnétique

$$\text{On a :} \quad P_m = C_{em} \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (I.21)$$

$$\text{Avec :} \quad \omega = P\Omega$$

$$C_{em} = \frac{\omega}{\Omega} \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) = P(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (I.22)$$

$$\Rightarrow C_{em} = P(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd})$$

## I.7. CHOIX DE REFERENTIEL

Le choix de l'orientation du repère d'axe (d, q), se fait selon l'objectif de l'application tel que : [9], [3]

$$\cdot \text{Référentiel lié au stator : } \omega_s = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega .$$

. Référentiel fixé par rapport au rotor :  $\omega_r = \frac{d(\theta_r)}{dt} = \omega \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega$  .

. Référentiel fixé par rapport au champ tournant :  $\omega = \frac{d(\theta_s)}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega = \omega_s - \omega_r$

Avec :

$\omega$  : Vitesse angulaire.

### I.7.1. Référentiel lié au stator

Dans notre étude, nous avons opté pour un repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega = 0$$

Et :  $\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$  .

## I.8 MISE SOUS FORME D'EQUATIONS DIFFÉRENTIELLES

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires.

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante [10,11]:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma.L_s.Tr} & \frac{\omega_r}{\sigma.L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{Tr} + \frac{1}{Ts} \right) & \omega \\ -\frac{\omega_r}{\sigma.L_s} & \frac{1}{\sigma.L_s.Tr} & -\omega & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{Tr} + \frac{1}{Ts} \right) \end{bmatrix}; \quad (I.23)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

$$X = [\Phi_{s\alpha} \quad \Phi_{s\beta} \quad i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T ; U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (\text{I.25})$$

Avec :

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} X; \quad \dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.26})$$

$$T_r = \frac{L_r}{r_r} : \quad \text{La constante de temps rotorique .}$$

$$T_s = \frac{L_s}{r_s} : \quad \text{La constante de temps statorique.}$$

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

### I.8.1 Equation mécanique

Nous reprenant ci-dessous l'équation du couple électromagnétique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , issue de modèle idéalisé de la machine asynchrone.

$$C_{em} = P[\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}] \quad (\text{I.27})$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{I.28})$$

Avec :

$$\omega = P\Omega$$

Avec :

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

$C_r$  : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

$\omega_r$  : Vitesse électrique rotorique.

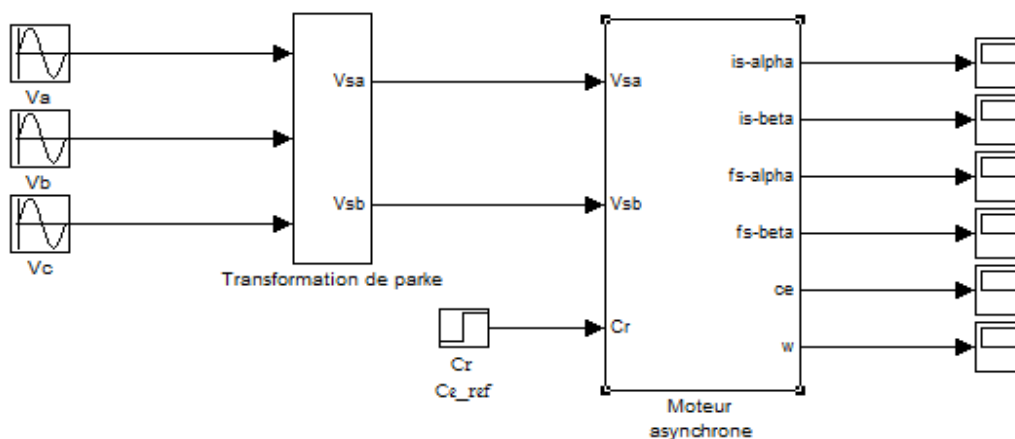
$f$  : Coefficient de frottement visqueux

## I.9. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE EN TENSION

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent d'étudier l'évolution des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

### I.9.1 Schéma de simulation du moteur asynchrone

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au stator.



**Fig. I.6 :** Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.32)$$

$V_s$  : Valeur efficace de tension

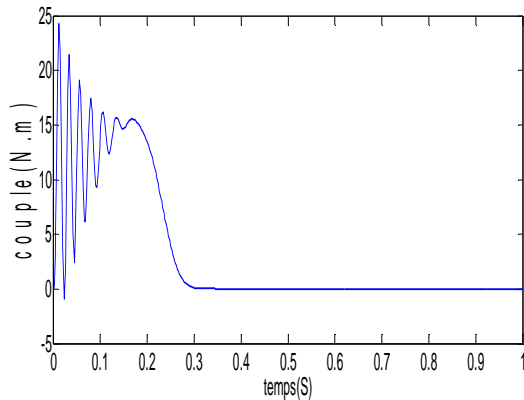
$\omega_s$  : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en **Annexe**.

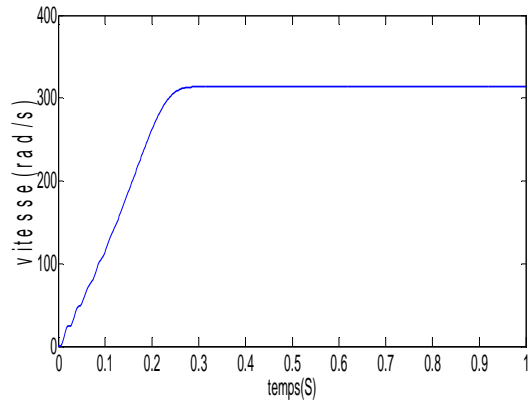
**I.9.2. Résultat de simulation**

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

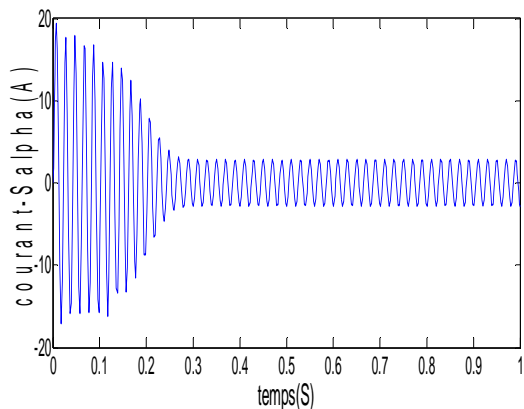
**Avide :  $Cr = 0$**



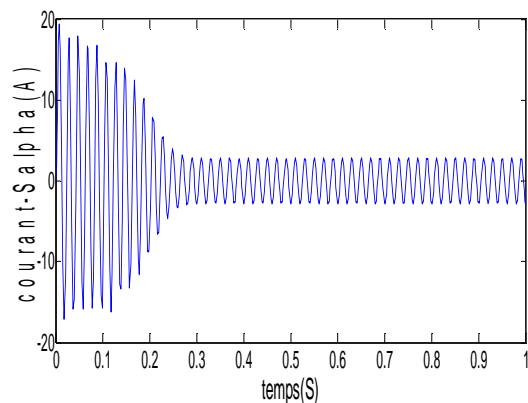
Réponse du couple



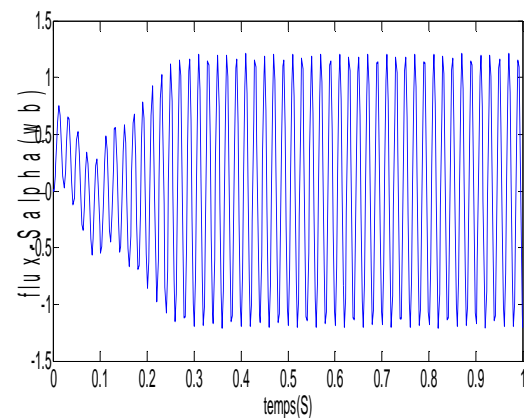
Réponse de la vitesse



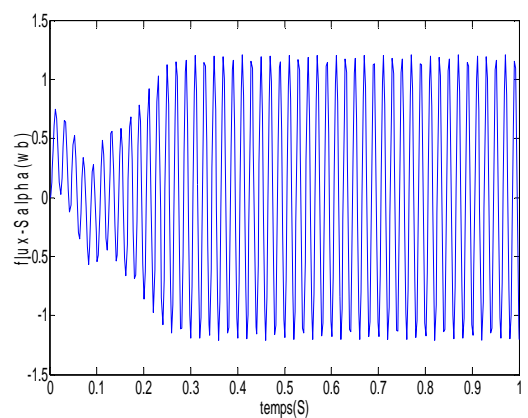
Réponse des courants  $I_{s\alpha}$



Réponse des courants  $I_{s\beta}$



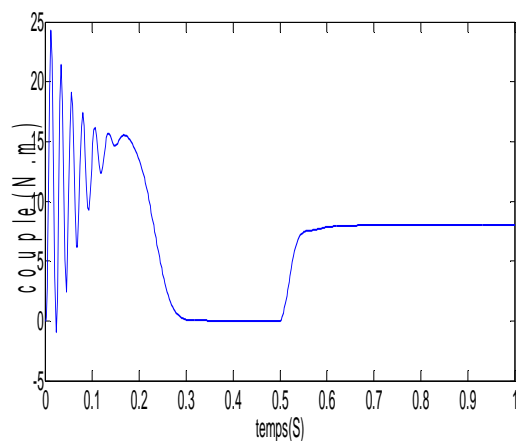
Réponse du  $\Phi_{s\alpha}$



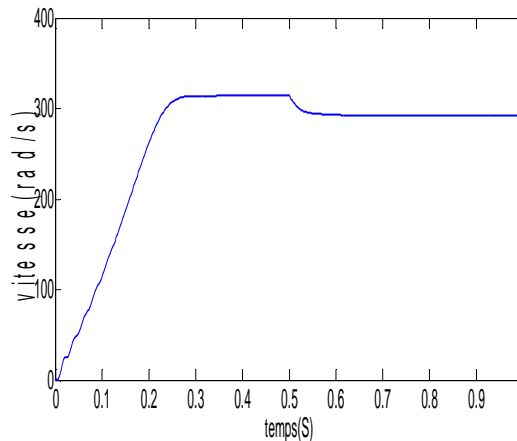
Réponse du  $\Phi_{s\beta}$

**Fig. I.7 : Réponse du Système à vide.**

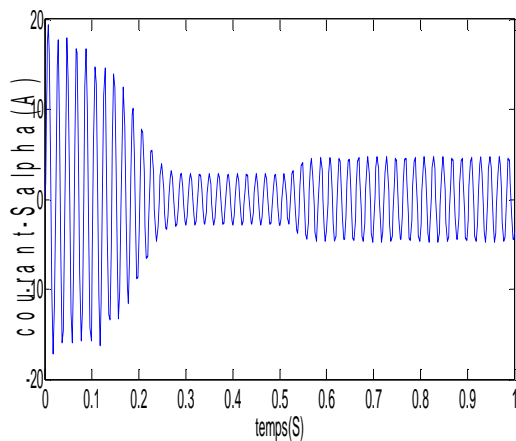
*En Charge :  $Cr = 8 \text{ N.m}$  à  $t = 0.5$*



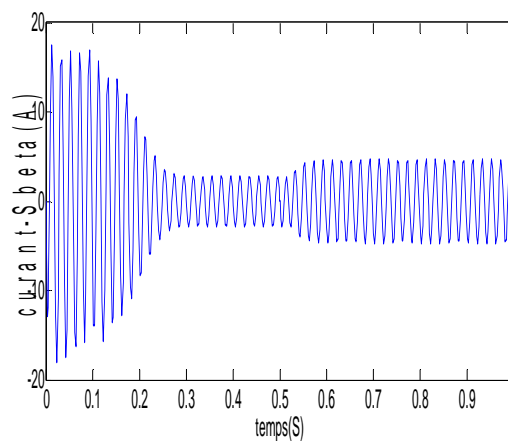
Réponse du couple



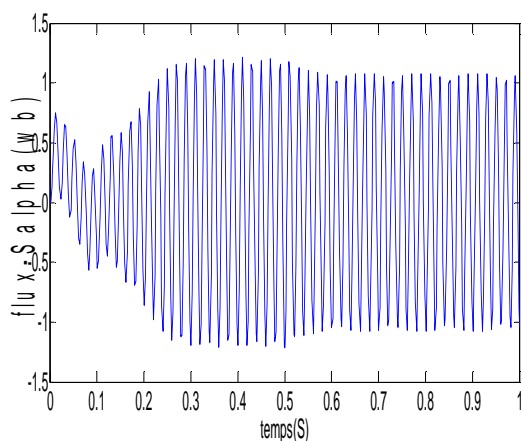
Réponse de la vitesse



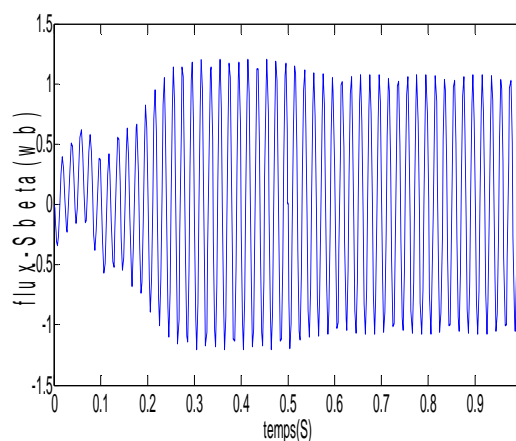
Réponse des courants  $I_{s\alpha}$



Réponse des courants  $I_{s\beta}$



Réponse du  $\Phi_{s\alpha}$



Réponse du  $\Phi_{s\beta}$

**Fig. I.8 :** Réponse du système en charge.

### I.9.3. Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation, représente l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (N), le couple électromagnétique ( $C_e$ ), les flux ( $\Phi_{s\alpha}$ ,  $\Phi_{s\beta}$ ) les courants ( $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$ )

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard [220/ 380V, 50Hz], à vide et en charge.

L'examen des courbes permet de constater que :

#### *A vide :*

- La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.3sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme .
- La courbe du couple se présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après 0.3s le couple tend vers zéro.
- Le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans le premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.
- Les courant statorique présentent des oscillations successives autour de zéro avec une Amplitude maximale de (18 A) jusqu'à 0.3s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est reste constant.

#### *En charge :*

Avec  $t \in [0.5 \rightarrow 1]$  s : nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ( $C_r = C_n = 8 \text{ N.m}$ ) à l'instant ( $t = 0.5 \text{ s}$ ). Nous constatons que :

- La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (8 N.m) appliqué.
- Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur

**I.10. CONCLUSION**

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation avec les différents modèles dynamiques. La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire.

Les résultats obtenus suite a cette première simulation apparaissent satisfaisantes, ils répandent bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

## *Chapitre II*

### *Commande Directe du Couple*

## II.1. INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [1].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [1]. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus.

## II.2. PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [11,12] .

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la fig. II.1. Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe  $\alpha \beta$ . Le régulateur de flux est à deux niveau et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi [12] .

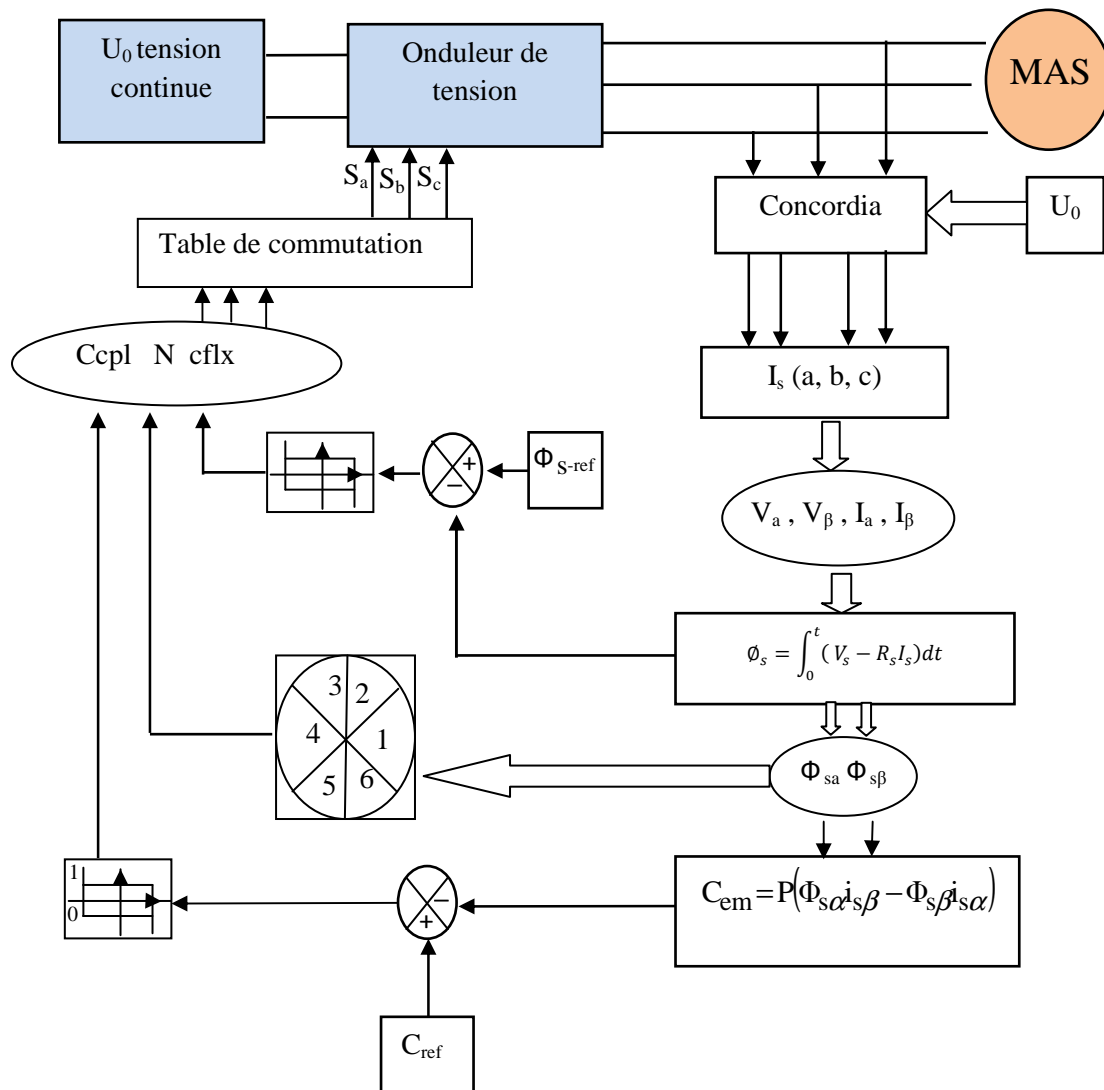


Fig. II.1: Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

### II.2.1. Contrôle du flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, l'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est donné par :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Phi_s \tag{II.1}$$

On obtient :

$$\Phi_{sa} = \int_0^t (V_s - R_s I_{sa}) dt \tag{II.2}$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_e]$  et si on considère que  $V_s \gg R_s I_s$  donc l'équation (II.2) en discret peut s'écrire:

$$\phi_{sa}(K + 1) = \phi_{sa}(K) + V_s \cdot T_e \quad (\text{II.3})$$

Donc :

$$\Delta\phi = V_s \cdot T_e \quad (\text{II.4})$$

Avec

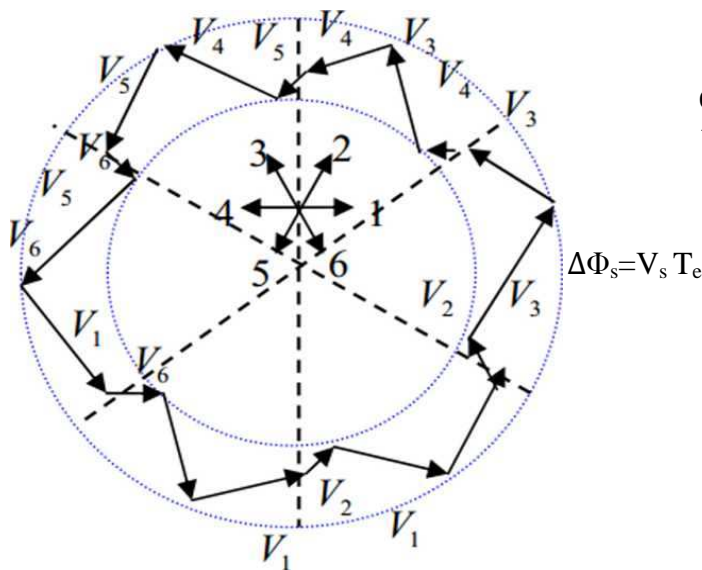
$\phi_s(K + 1)$  : vecteur du flux statorique à l'échantillonnage suivant,

$\phi_s(K)$  : vecteur du flux statorique au d'échantillonnage actuel,

$\Delta\phi_s$  : variation du vecteur flux statorique ( $\phi(K + 1) - \phi(K)$ ),

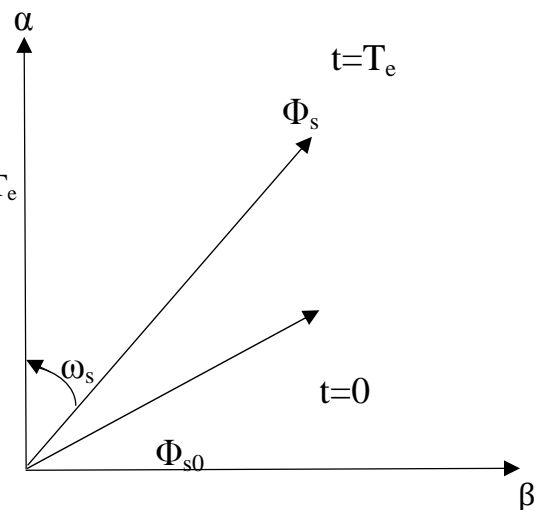
$T_e$  : période d'échantillonnage.

L'équation (II.3) implique que l'extrémité du vecteur flux  $\phi_s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré sur la fig (II.2).



**Fig. II.2:** sélection de vecteur tension  $V$

Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux



**Fig. II.3:** Evolution du vecteur flux

Statorique dans plan  $(\alpha, \beta)$

La composante radiale du flux fait varier l'amplitude de  $\phi_s$  et la composante tangentielle du couple fait varier la position de  $\phi_s$ . En choisissant une séquence adéquate des vecteurs  $V_s$ , sur les périodes de commande  $T_e$ , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux  $\phi_s$  pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de  $\phi_s$  une trajectoire

presque circulaire, si la période  $T_c$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique, lorsque le vecteur tension  $V$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$  est donnée par sa dérivée  $(\frac{d\phi_s}{dt})$  ainsi la vitesse de déplacement de l'extrémité de  $\phi_s$ .

La vitesse de rotation de  $\phi_s$  dépend fortement du choix de  $V_s$ , elle est maximale pour un vecteur  $V_s$  perpendiculaire à la direction de  $\phi_s$  et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative.

### II.2.2. Contrôle du couple électromagnétique de la machine

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [13].

$$C_{em} = P(\Phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \Phi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (II.5)$$

La dérivée du couple s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = P\left(\phi_{sa} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \phi_{s\beta} \frac{di_{sa}}{dt}\right) + P\left(i_{s\beta} \frac{d\phi_{sa}}{dt} - i_{sa} \frac{d\phi_{s\beta}}{dt}\right) \quad (II.6)$$

Or, on a les équations magnétiques suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (II.7)$$

D'autre part, considérons-les d'équations (II.7) de la machine exprimant dans repère d'axes fixes :

$$V_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + M \frac{d(i_s + i_r)}{dt} \quad (II.8)$$

$$0 = R_r i_r + L_r \frac{di_r}{dt} + M \frac{d(i_s + i_r)}{dt} - j\omega \Phi_r \quad (II.9)$$

Comme  $M \gg L_s, L_r$ , on suppose

$$\frac{d(i_s+i_r)}{dt} = 0 \quad (\text{II.10})$$

Donc, sur un intervalle de temps court séparant deux instants d'échantillonnage nous avons :

$$i_s = -i_r \quad (\text{II.11})$$

Par conséquent, le système des équations (II.8), (II.9) devient

$$V_s = R_s I_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (\text{II.12})$$

$$0 = R_r i_r + L_s \frac{di_r}{dt} - j\omega \Phi_r \quad (\text{II.13})$$

En tenant compte de l'équation (II.11), les deux équations (II.12), (II.13) s'ajoutent et se résument en une seule équation

$$.V_s = (R_s + R_r)i_s + (L_s + L_s)\frac{di_s}{dt} + j\omega\Phi_r \quad (\text{II.14})$$

Ainsi, nous exprimons la dérivée du courant statorique en fonction de la tension statorique, du flux rotorique et du courant statorique

$$\begin{cases} \frac{di_{sa}}{dt} = \frac{1}{(i_s+i_r)} [V_{sa} - (R_s + R_r)i_{sa} + j\omega\Phi_{r\beta}] \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{(i_s+i_r)} [V_{s\beta} - (R_s + R_r)i_{s\beta} + j\omega\Phi_{r\alpha}] \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

D'autre part à partir de l'expression (II.1) nous avons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{sa}}{dt} = V_{sa} - R_s i_{sa} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

En remplaçant les équations (II.15) et (II.16) dans l'équation (II.6), nous obtenons l'équation de la variation du couple (II.19) sachant que :

$$\begin{cases} \Phi_{ra} = \Phi_{sa} - (L_s + L_s)i_{sa} \\ \Phi_{r\beta} = \Phi_{s\beta} - (L_s + L_s)i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

La dérivée du couple valable à l'échelle de temps de la commutation est la suivant :

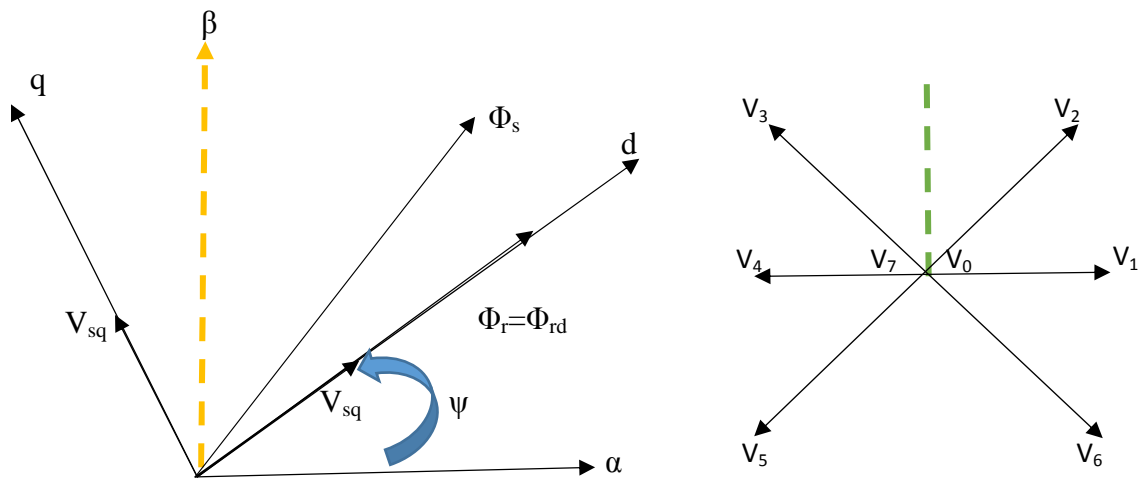
$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(i_s+i_r)} \left[ \Phi_{ra}(V_{s\beta} - \omega\Phi_{sa}) - \Phi_{r\beta}(V_{s\beta} - \omega\Phi_{s\beta}) \frac{R_s+R_r}{P} C_{em} \right] \quad (\text{II.18})$$

Ou bien

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(i_s + i_r)} \left[ \text{Im}[\Phi_r^* (V_s - j\omega\Phi_s)] - \frac{R_s + R_r}{P} C_{em} \right] \quad (\text{II.19})$$

Nous exprimons aussi la dérivée du couple dans un repère tournant d'axes (d, q) ou l'axe d coïncide avec le flux rotorique fig. II.2.

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(i_s + i_r)} \left[ (V_s - j\omega\Phi_s) \parallel \Phi_r \parallel - \frac{R_s + R_r}{P} C_{em} \right] \quad (\text{II.20})$$



**Fig. II.4:** Orientation de l'axe d du repère tournant selon la direction du flux rotorique

A partir de l'équation (II.20), nous avons de façon approché l'évolution du couple électromagnétique pour tout point de fonctionnement de la machine asynchrone et quel que soit la séquence de tension appliquée [14].

### II.2.3. Cas particulier : Application d'un vecteur de tension nulle

Lorsqu'une séquence de tension nulle est appliquée ( $V_s = 0$ ), la dérivée du couple s'exprime de la façon suivante.

$$\frac{dC_{em}}{dt} = -\frac{P}{(i_s + i_r)} \left[ \omega\Phi_{sd} \parallel \Phi_r \parallel + \frac{R_s + R_r}{P} C_{em} \right] \quad (\text{II.21})$$



Le choix du vecteur tension  $\bar{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\bar{\Phi}_s$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\bar{\Phi}_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [15].

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ( $i=1\dots\dots\dots 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

Si  $\bar{V}_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

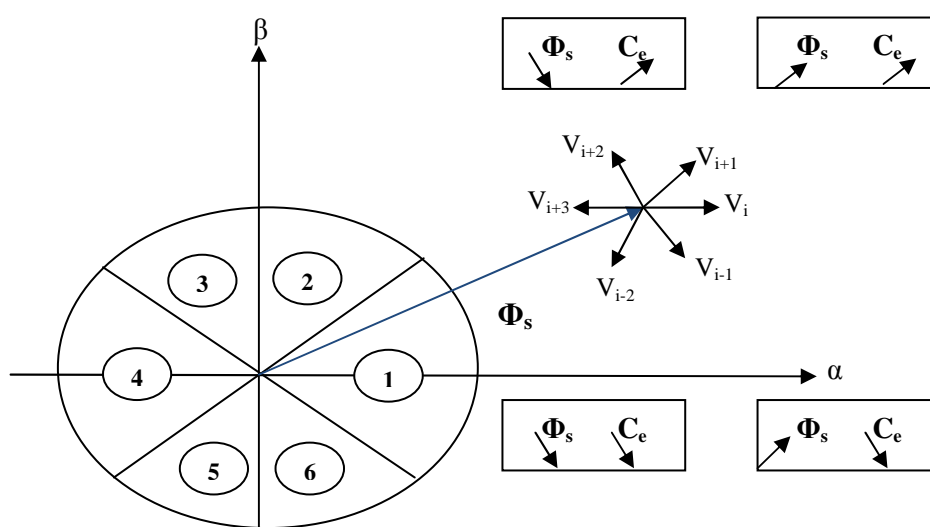
Si  $\bar{V}_{i+2}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si  $\bar{V}_{i-1}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative [11].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la fig (II.6).



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

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $i$ .

Au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\Phi}_s$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs  $\bar{V}_{i-1}$  et  $\bar{V}_{i-2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\Phi}_s$  au début de la zone  $i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [20]. Quel que soit le sens d'évolution du couple

ou de flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de  $\bar{\phi}_s$  dans la zone.

### II.3.2 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 [1]:

$$\bar{\phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{cases} \phi_{sa} = \int_0^t (V_{sa} - R_s i_{sa}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des vecteurs courants statoriques  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$i_s = i_{sa} + j i_{s\beta} \quad (\text{II.25})$$

$$i_{s\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sa}) \right] \quad (\text{II.26})$$

$$\begin{cases} I_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sa}) \right] \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{sa}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.28})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux  $\phi_s$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$ .

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{sa}} \quad (\text{II.29})$$

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 cette dernière est négligeable.

### II.3.3. Estimation du couple électromagnétique

On peut estimer le couple uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant. Leurs composantes ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), le couple peut se mettre sous la forme : [15]

$$C_{em} = p(\phi_{sa}i_{s\beta} - \phi_{s\beta}i_{sa}) \quad (\text{II. 30})$$

## II.4. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

### II.4.1 Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur  $\phi_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la fig (II.2). La sortie de la correction doit indiquer le sens d'évolution du module de,  $\phi_s$  afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne Cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir  $|(\phi_s)_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$  [21].

Avec :  $(\phi_s)_{ref}$  la consigne de flux et de  $\Delta\phi_s$  largeur d'hystérésis du correcteur.

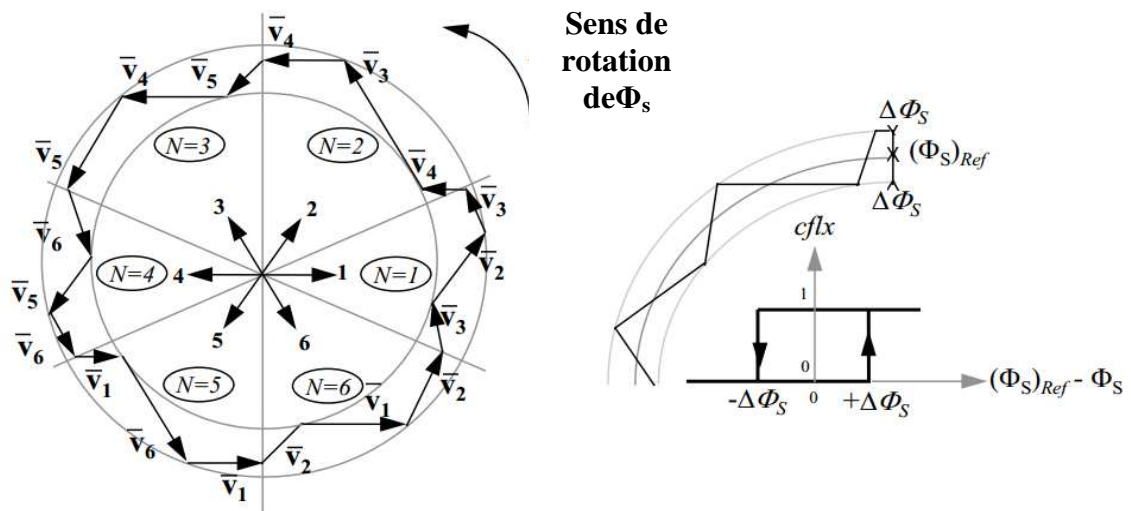


Fig. II.7: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant

### II.4.2. Correcteur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\bar{\phi}_s$ . N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\bar{\phi}_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls, [17].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones Ni, on s'aperçoit que pour chaque zone i, il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [17].

### II.4.3. Correcteur du couple à 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).

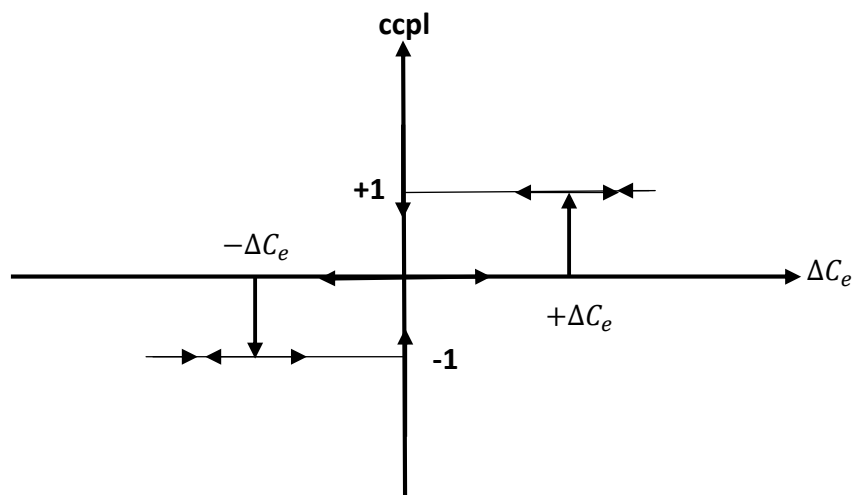


Fig. II.8: correcteur de couple à trois niveaux

## II.5. STRATEGIES 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 [18-19].

En particulier la sélection est faite sur base de l'erreur instantanée du flux  $\phi_s$  et du couple électromagnétique  $C_{em}$ . 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 [18].

### II.5.1. Elaboration des tables de commande

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple [20].

En considérant le vecteur flux  $\bar{\phi}_s$  dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs  $V_i$ ,  $V_{i-1}$  et  $V_{i+1}$  peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de  $\bar{\phi}_s$  peut être obtenue par la sélection des vecteurs  $V_{i+2}$ ,  $V_{i-2}$  et  $V_{i+3}$ , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique  $R_s \cdot \bar{i}_s$ .

Le tableau (II.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

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

**Tableau. II.1:** Table de commutation généralisée

#### II.5.1.1. Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [20].

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Phi_s \uparrow$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\Phi_s \downarrow$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

**Tableau. II.2:** Table de commande du flux

### II.5.1.2. Table de commande du couple

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

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_{em} \downarrow$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

**Tableau. II.3:** Table de commande du couple

### II.5.2. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

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

#### II.5.2.1 Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment.

N		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
cflx	ccpl						
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
1	0	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
0	0	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

**Tableau. II.4:** Table de commutation avec les vecteurs tension actifs

### II.5.2.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tension nuls

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radiale l'affecte fortement. Par conséquent, pour garder le flux  $\bar{\varphi}_s$  dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. De l'autre côté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension  $R_s \cdot \bar{i}_s$ )

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

**Tableau. II.5:** Table de commutation avec les vecteurs tension nuls

## II.6. CARACTERISTIQUES GENERALES D'UNE DTC

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

- ✓ La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ✓ La commande indirecte des intensités et tensions statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ✓ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ✓ L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [12].

### II.6.1. Avantages de la DTC

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ✓ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ✓ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ✓ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ✓ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ✓ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition [21].

### II.6.2. Inconvénients de la DTC

- ✓ L'existence de problèmes à base vitesse (influence du terme résistif).
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ✓ L'existence des oscillations de couple.

✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à Hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques. Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites dégrades les performances de la commande DTC. [21]

## II.7. SIMULATION ET RESULTATS

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de 4Kw, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- la bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à  $\pm 0.25$  N.m.
- ✓ La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à  $\pm 0.005$  Wb
- ✓ La valeur de référence du flux statorique est  $\Phi_s \text{ réf} = 1.2$  Wb.
- ✓ La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur PI.

Le choix de largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux doit être toujours dans des limites admissibles pour les grandeurs contrôlées; En effet, le choix d'une bande assez étroite devient trop exigeant et moins intéressant.

Dans la suite, l'étude de l'effet des différents paramètres de réglage agissant sur les performances du contrôle direct de couple (DTC)

### II.7.1 Démarrage à vide

On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone avec contrôle direct du couple DTC, schématisé par la fig II.9, lors d'un démarrage à vide avec  $\omega_{r\text{-ref}} 100$  rad/s.

On remarque les bonnes performances dynamiques et statiques obtenues.

La réponse de la vitesse à un échelon de 100 rad/s qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.15 s, montre les performances de la régulation.

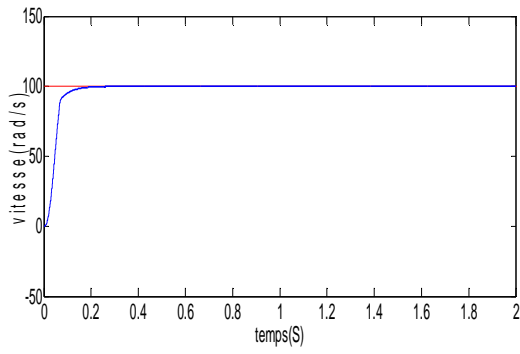
Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.2 s à une valeur

pratiquement nulle, et la même remarque pour les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées.

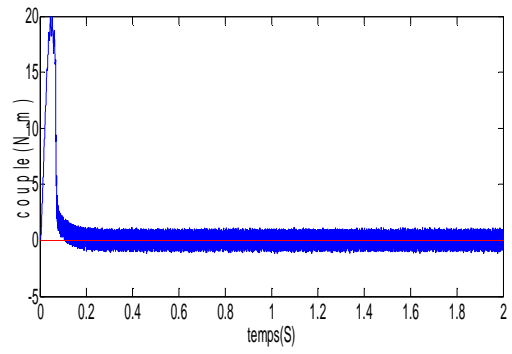
En ce qui concerne la composantes en tension quant, à elles, sont déterminées à partir de la tension continue issue du redresseur de tension, des ondes de commande  $S_{abc}$ , et de la transformateur de concordai, ont dont des formes d'ondes d'allure rectangulaire correspondante au découplage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

On remarque que l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé  $(\alpha, \beta)$ . La valeur de référence du flux est dans ce cas est de 1.2 Wb. Lors du démarrage, nous observons des ondulations. Celles-ci sont dues, en partie, à l'influence du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur.

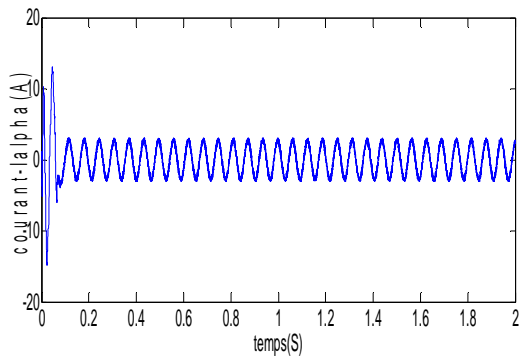
La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle.



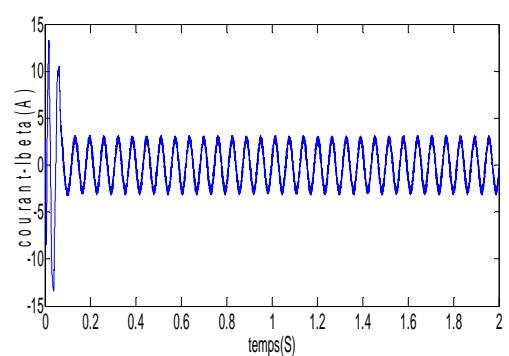
Réponse de la vitesse



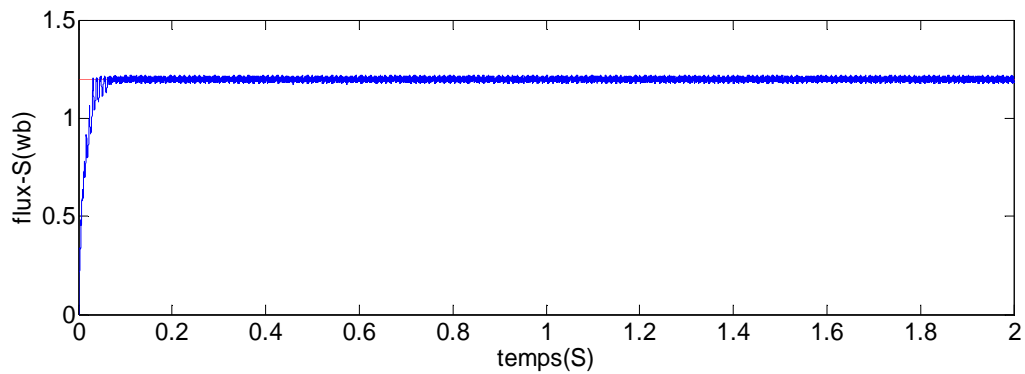
Réponse du couple



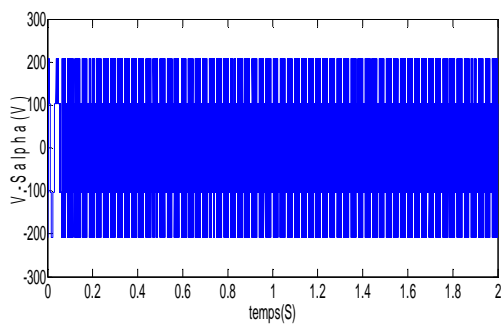
Réponse des courants  $I_{\alpha}$



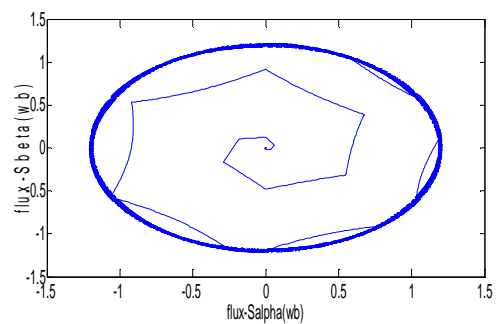
Réponse des courants  $I_{\beta}$ .



Réponse du Module du Flux statorique ( $\Phi_s$ )



Réponse de la tension statorique ( $V_s\alpha$ )



Réponse du Flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ )

**Fig. II.9:** Réponse du système à vide

## II.7.2. Démarrage en charge

### II.7.2.1. Un échelon du couple de charge

La fig II.10, présente les résultats de simulation du système pour démarrage à vide suivi d'un couple de charge de 8 N.m à l'instant 1s.

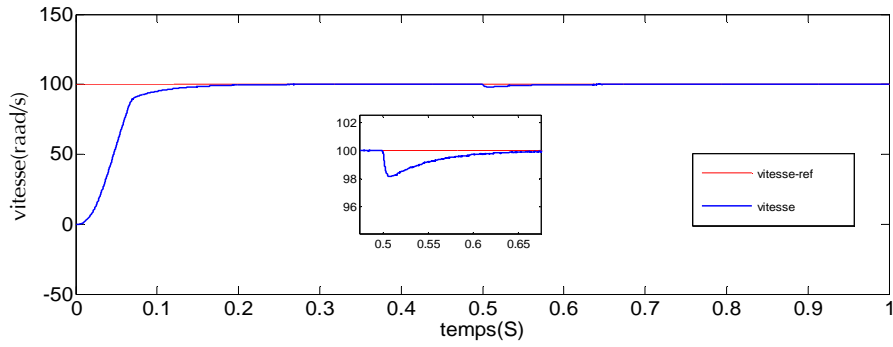
Un remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de vitesse.

On constate que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis.

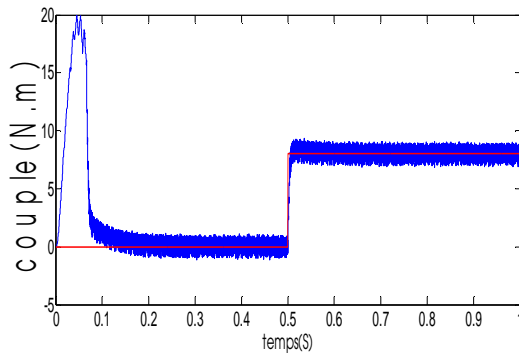
Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées dont l'amplitude des ondulations augmentent légèrement à l'instant  $t=1s$  suite à l'application du couple de charge.

La réponse du module du flux statorique a une valeur pratiquement constante ( 1.2 Wb), la même constatation que le test précédent.

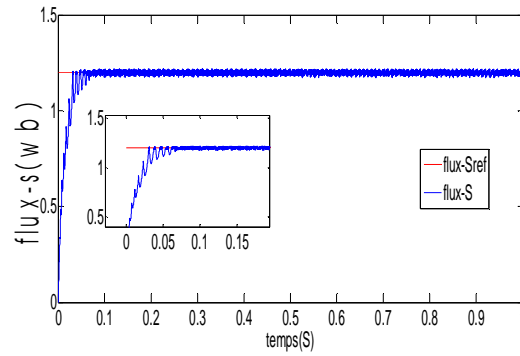
La composante de tension  $V_{s\alpha}$  présente une allure sinusoïdale peu bruitée à l'instant de variation de charge.



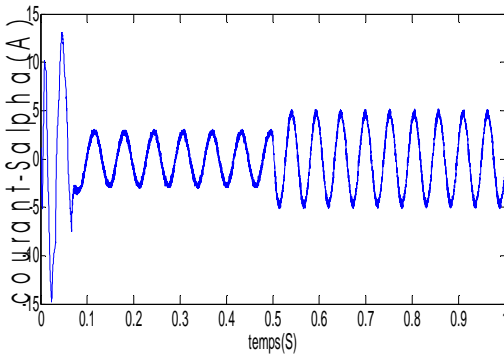
Réponse de la vitesse



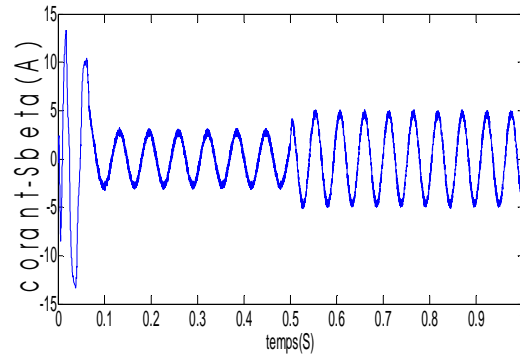
Réponse du couple



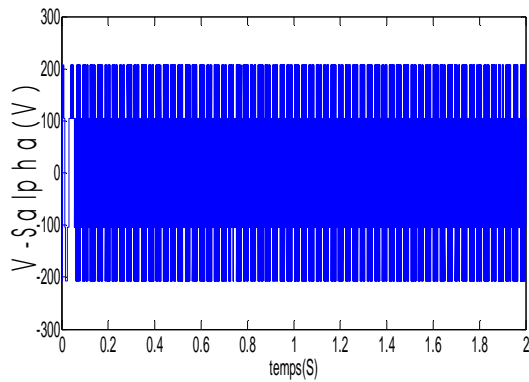
Réponse du Module du  $\Phi_s$



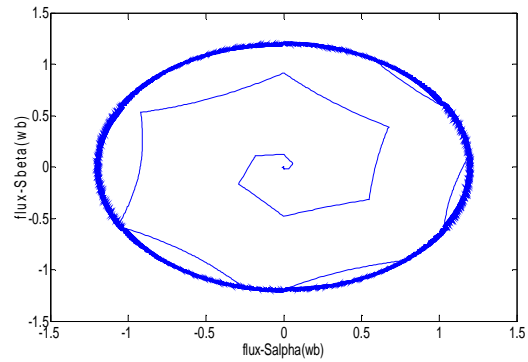
Réponse des courants  $I_{s\alpha}$



Réponse des courants  $I_{s\beta}$ .



Réponse de la tension statorique ( $V_{s\alpha}$ )



Réponse du Flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ )

**Fig. II.10:** Réponse du système un échelon du couple de charge.

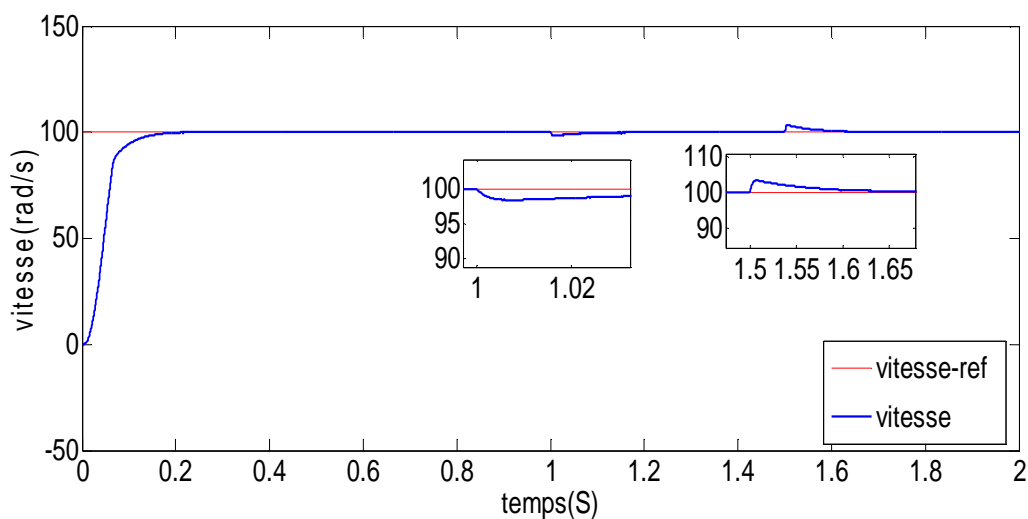
### II.7.2.2 Deux échelon du couple de charge

La fig II.11, présente le couple électromagnétique pour un échelon de consigne 8 N.m à l'instant  $t = 1$ s, et inversement -8 N.m à l'instant  $t = 1.5$  s .

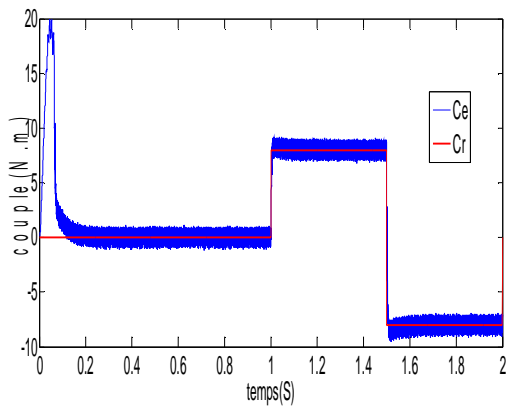
A travers cette simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne et reste dans la bande d'hystérésis définie auparavant.

On observe aussi, sur la réponse de la vitesse n'est affectée par la variation du couple de charge. Ainsi que les courant, répondent avec succès à ce type de test.

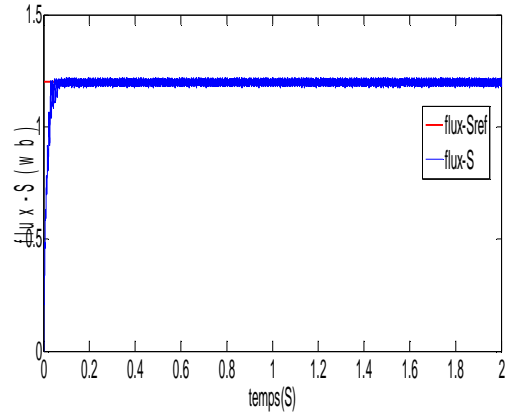
Par ailleurs, l'évolution du flux statorique est pour une référence de 1.2 Wb. On remarque que le module de flux statorique n'est pas affecté par la variation de la charge. Et la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.



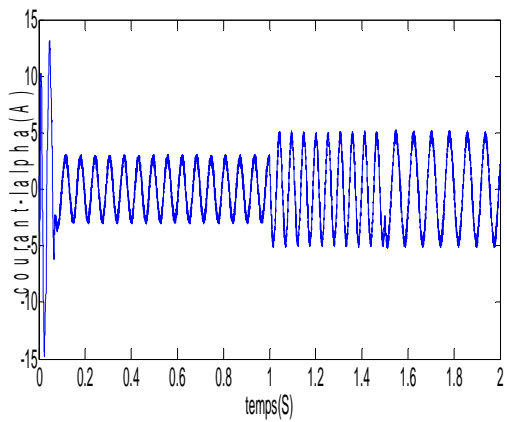
Réponse de la vitesse



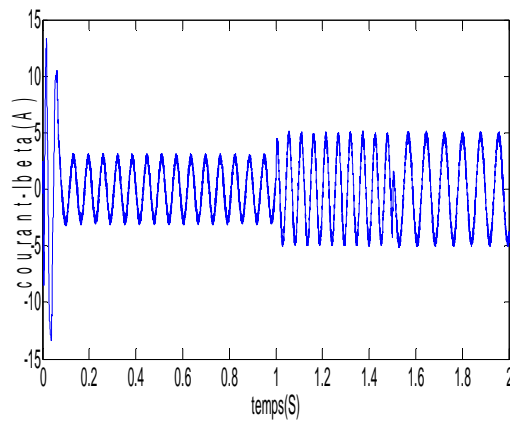
Réponse du couple



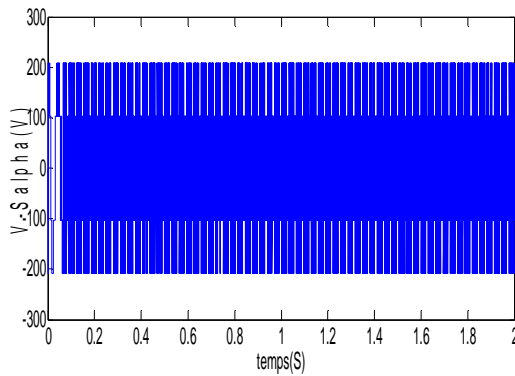
Réponse du Module du  $\Phi_s$



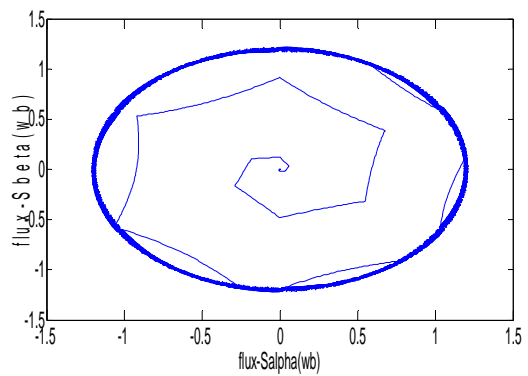
Réponse des courants  $I_{s\alpha}$



Réponse des courants  $I_{s\beta}$ .



Réponse de la tension statorique ( $V_{s\alpha}$ )



Réponse du Flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ )

**Fig. II.11:** Réponse du système en deux échelon du couple de charge

## II.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple «DTC» ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tension de l'onduleur. L'un des avantages de ce type de commande est la non nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

# *Chapitre III*

*Amélioration de DTC  
Par DTC-SVM*

### III.1.INTRODUCTION

Comme toute autre commande, la DTC a des inconvénients dont on cite la sensibilité face à la variation de la résistance statorique et les fluctuations du couple causées par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné. Par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation des résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo aléatoire de la bande d'hystérésis [22].

Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer un certain aspect, comme la réduction des ondulations du couple ou la distorsion du flux. Toutefois, ils gardaient toujours leurs caractéristiques de base comme l'absence du modulateur MLI, le réglage par hystérésis du couple (aussi du flux dans DTC) proposé par ISAO TAKAHASHI et DEPENDBROK, c'est une alternative de la commande de flux orienté(FOC). Plusieurs travaux ont permis la modélisation rigoureuse de cette approche[23].

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) [24].

La commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées à la machine, pour un entraînement à courant alternatif performant on préfère une stratégie de commande évoluée, le contrôle par flux orienté est une méthode appropriée pour satisfaire des performances élevées, il introduit un découplage entre le flux et le couple et assure une caractéristique de réglage mécanique similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, la qualité de la commande vectorielle dépend en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur [25].

Ce chapitre permettra d'étudier la structure d'amélioration des performances de la DTC classique, par la DTC-SVM, pour réduire les ondulations du flux et du couple électromagnétique on utilise la DTC avec la technique de la MLI vectorielle.

Pour vérifier les performances de cette technique (SVM), on procédera à une simulation sur l'environnement Matlab/Simulink de la DTC de la (MAS) alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux à modulation vectorielle (SVM).

Des résultats de simulation sont présentés dans ce chapitre pour juger ces méthodes proposées.

### III.2. PRESENTATION DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

Pour l'entraînement électrique asynchrone, le convertisseur continu alternatif est un onduleur dé tensions. Il est constitué de trois bras (A, B, C) composés chacun de deux transistors IGBT et de deux diodes en antiparallèle. Aux différentes configurations des interrupteurs correspondent les huit vecteurs tensions appliquées à la machine (fig. III. 1) [26].

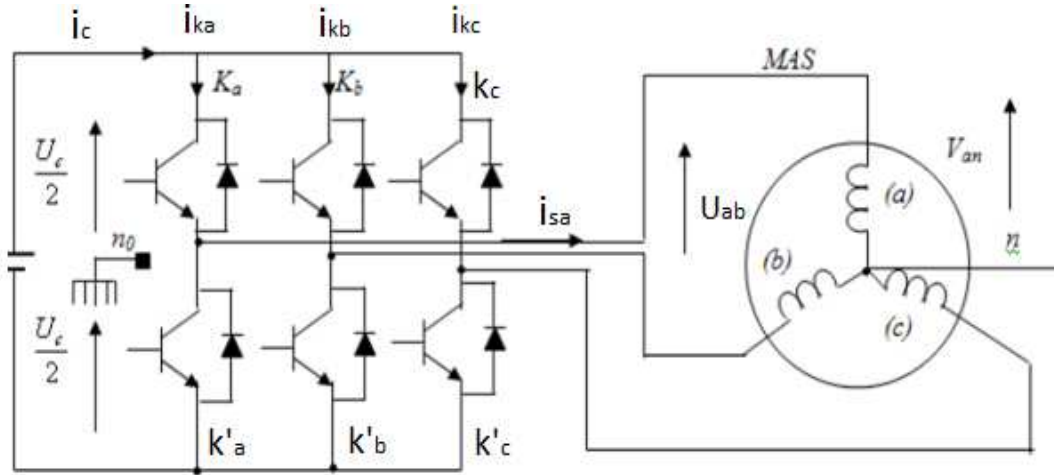


Fig. III.1 : Schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

### III.3. DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ A DEUX NIVEAUX

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ .

$$U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \quad U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \quad U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0}$$

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (III.1)$$

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases}$$

$$V_{nn_0} = \left(\frac{1}{3}\right) [V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}]$$

### III.4. MODELISATION VECTORIELLE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

L'état des interrupteurs, supposés parfaits  $S_j$  ( $j = a, b, c$ )

$S_j=1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert,

$S_j=0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

$$V_{jn_0} = S_j U_c - \frac{U_c}{2} \quad (III.2)$$

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[ S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$$

Différents combinaisons des 3 grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) (fig. III. 1). Huits (08) positions du vecteur, 2 correspondent au vecteur nul :

$$\vec{V}_0 \leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (0,0,0) \quad \vec{V}_7 \leftrightarrow (S_a, S_b, S_c) = (1,1,1)$$

$$\vec{V}_{Sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right]$$

$$\vec{V}_{Sn} = \vec{V}_{Sn_0}$$

$$\vec{V}_{Sn} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ \frac{3}{2} V_{an} + j \frac{\sqrt{3}}{2} (V_{bn} - V_{cn}) \right] \quad (III.3)$$

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

$$\vec{V}_{Sn} = V_{Sa} + jV_{S\beta}$$

### III.5. TECHNIQUE DE COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE (SVM)

#### III.5.1. Principe de la MLI vectorielle

Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur  $V_s$  de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur, les valeurs de ces projections assurant le calcul des temps de commutation désirées correspondant à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons  $T_i$  et  $T_{i+1}$  ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période de modulation  $T_e$  de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à  $T_e$  [24].

### III.5.2. Les étapes de réalisation des blocs de SVM

Par conséquent, la MLI vectorielle (SVM) peut être mis en application par les étapes suivantes :

Étape 1 : détermination des tensions de référence  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ ,  $V_{ref}$ .

Étape 2 : détermination des secteurs ( $\varphi$ )

Étape 3 : calcul des temps d'application T1, T2 et T0 des vecteurs adjacents pour chaque secteur.

Étape 4: création des impulsions de commutation de chaque transistor

### III.5.3. Etape 1. Détermination $V_{s\alpha}$ , $V_{s\beta}$ , $V_{ref}$

Les équations  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ ,  $V_{ref}$  et l'angle ( $\varphi$ ) peuvent être déterminés comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{III.5})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension  $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$ . Nous pouvons donc dresser un tableau, des différents états de l'onduleur, [27].

Vecteur	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	V <sub>sa</sub>	V <sub>sb</sub>	V <sub>sc</sub>	V <sub>sα</sub>	V <sub>sβ</sub>	VecteurV <sub>i</sub>
V <sub>0</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V <sub>5</sub>	0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V <sub>3</sub>	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V <sub>4</sub>	0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V <sub>1</sub>	1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V <sub>6</sub>	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V <sub>2</sub>	1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E e^{j\frac{\pi}{3}}$
V <sub>7</sub>	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Table III.1 : tensions statoriques

### III.5.4.Étape 2.Détermination des secteurs (φ)

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur  $V_{ref}$ , dans le plan complexe( $\alpha, \beta$ ), tel que cette position présente la phase  $\varphi$  de ce vecteur définie comme suite[24] :

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{V_{\alpha}}{V_{\beta}}\right) \tag{III.6}$$

### III.5.5.Étape 3.Détermination les temps d'applications T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> et T<sub>0</sub>

La fig (III.4 ) 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  $V_{ref}$  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  $T_e$  de commutation de l'onduleur.

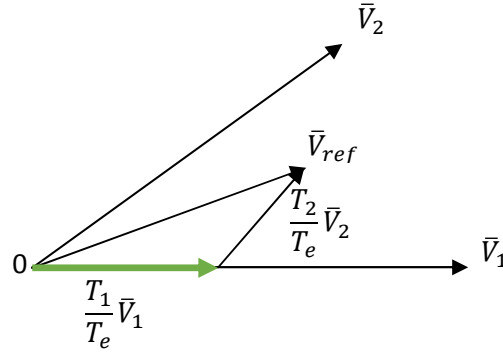


Fig.III.2 : Vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur 1

À partir de fig (III.4) les temps de commutation peuvent être calculés comme suit :  
Durée de commutation au secteur 1

$$\frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} \bar{V}_{ref} dt = \frac{1}{T_e} \left[ \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_e} \bar{V}_0 dt \right] \quad (III.7)$$

$$T_e \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \quad (III.8)$$

$T_e$ : représente la période de commutation.

$T_1$ : temps d'application du vecteur  $V_1$ .

$T_2$ : temps d'application du vecteur  $V_2$ .

$T_0$ : est la durée d'application de la séquence de roue-libre.

$$T_e \cdot |\bar{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varphi) \\ \sin(\varphi) \end{bmatrix} = T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

Ou ( $0 \leq \varphi \leq 60^\circ$ )

$$T_1 = T_e \cdot \alpha \cdot \frac{\sin(\pi/3 - \varphi)}{\sin(\pi/3)} \quad (III.10)$$

$$T_2 = T_e \cdot \alpha \cdot \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\pi/3)} \quad (III.11)$$

$$T_0 = T_e - (T_1 + T_2); \left( \text{ou, } T_e = \frac{1}{f_e} \text{ et } a = \frac{\bar{V}_{\text{ref}}}{\frac{2}{3}V_{\text{dc}}} \right) \quad (\text{III.12})$$

Les temps d'applications à tous les secteurs

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_e \cdot |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi + \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \quad (\text{III.13})$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_e \cdot |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( \sin \frac{n}{3} \pi - \varphi \right)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_e \cdot |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( \sin \frac{n}{3} \pi \cos \varphi - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \varphi \right)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_e \cdot |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( \sin\left(\varphi - \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \quad (\text{III.14})$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_e \cdot |\bar{V}_{\text{ref}}|}{V_{\text{dc}}} \left( -\cos \varphi \cdot \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \varphi \cdot \cos \frac{n-1}{3} \pi \right)$$

$$T_0 = T_e - T_1 - T_2 \left( \text{ou, } n = 1 \text{ à travers } 6 (\text{secteur } \&1 \text{ vers } 6) \right) \quad (\text{III.15})$$

$$0 \leq \varphi \leq 60^\circ$$

#### III.5.6. Etape 4. Création des impulsions de commutation de chaque transistor

L'ordre dans lequel on fait succéder des configurations correspondantes aux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  et du vecteur  $V_0$  ou  $V_7$  durant la période de modulation est choisi de manière à ce que d'une part, tous les interrupteurs d'un même demi-pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités de la période, et d'autre part, l'état des interrupteurs soient symétriques par rapport au milieu de la période de modulation, fig III.5, [28].

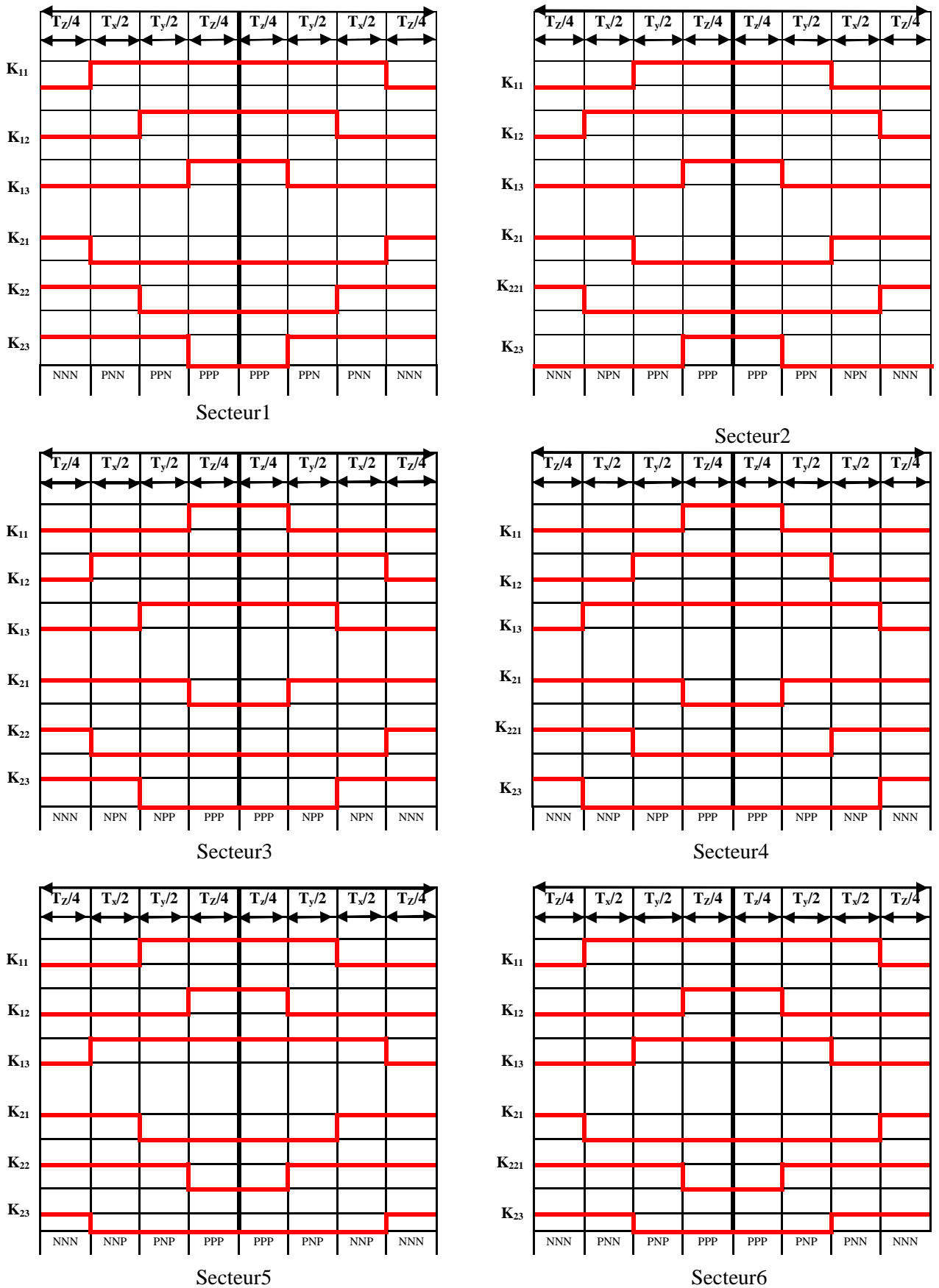


Fig.III.3 : Vecteurs à appliquer pour chaque secteur.

A partir de la fig. III.3, on déduit les durées de fermeture des six interrupteurs durant la période d'échantillonnage  $T_s$  dans chacun des six secteurs. Ces durées sont résumées dans le tableau (III.2).

Secteur	Interrupteur du haut $S_{11}, S_{12}, S_{13}$	Interrupteur du bas $S_{21}, S_{22}, S_{23}$
1	$S_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_z / 2$	$S_{21} = T_z / 2$ $S_{22} = T_y + T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
2	$S_{11} = T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_z / 2$ $S_{22} = T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_y + T_z / 2$
3	$S_{11} = T_z / 2$ $S_{12} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{13} = T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{22} = T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_z / 2$
4	$S_{11} = T_z / 2$ $S_{12} = T_x + T_z / 2$ $S_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_z / 2$ $S_{23} = T_z / 2$
5	$S_{11} = T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_z / 2$ $S_{13} = T_x + T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_x + T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{23} = T_z / 2$
6	$S_{11} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{12} = T_z / 2$ $S_{13} = T_y + T_z / 2$	$S_{21} = T_z / 2$ $S_{22} = T_x + T_y + T_z / 2$ $S_{23} = T_x + T_z / 2$

Tableau .III.2. Durées de fermeture des interrupteurs par secteur.

### III.6. SIMULATION DE L'ALGORITHME MLI VECTORIELLE

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes des machines à courant alternatif les tensions de référence sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur.

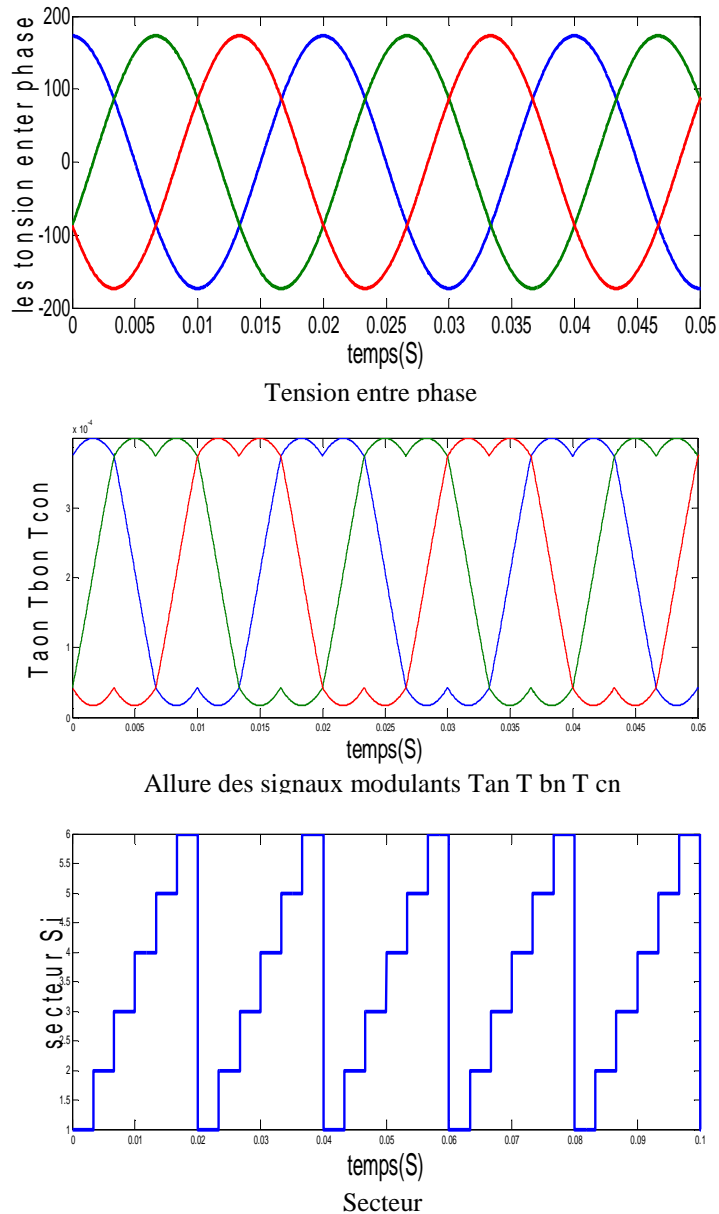


Fig. III.4 : Résultat de Simulation de l'algorithme MLI Vectorielle

### III.7. LA DTC PAR LA TECHNIQUE DE LA MLI VECTORIELLE BASEE SUR LE REGULATEUR PI

Cette partie est consacrée pour l'implantation de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents par la technique de vecteur d'espace de tension.

Pour réduire les ondulations du flux et du couple électromagnétique on utilise une nouvelle approche c'est la DTC avec la technique de la MLI vectorielle, ce système de contrôle

est similaire au contrôle classique, mais on a utilisé un régulateur proportionnel intégral après les comparateurs de flux et du couple respectivement, à la sortie de chaque contrôleur on génère les deux tensions  $V_{sd}$  l'image de la composante flux et  $V_{sq}$  l'image de la composante du couple ces deux dernières sont transformées du référentiel (d,q) au référentiel  $(\alpha,\beta)$  fig III.7, [29]. On peut aussi écrire à partir des équations précédentes :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{sa}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.16)$$

$$\begin{cases} \varphi_s = \sqrt{\varphi_{sa}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \\ \theta = \text{arctg}(\varphi_{s\beta}/\varphi_{sa}) \\ C_{em} = \frac{2}{3} P(\varphi_{sa} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{sa}) \end{cases} \quad (III.17)$$

$$\begin{cases} |V_s| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \\ \theta = \text{arctg}(V_{s\beta}/V_{s\alpha}) \end{cases} \quad (III.18)$$

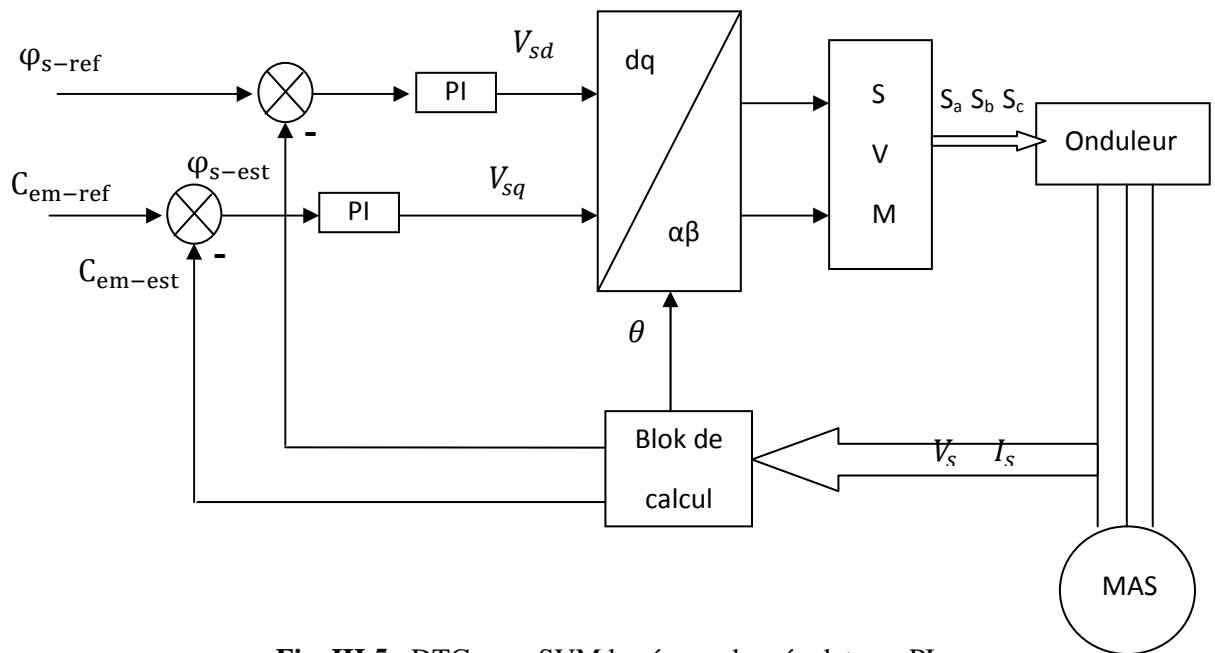


Fig. III.5 : DTC avec SVM basée sur des régulateurs PI

### III.8.RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE DU MAS PAR DTC-SVM

Nous avons simulé notre moteur alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par MLI vectorielle.

III.8.1. Démarrage à vide

La fig III.5 illustre les résultats de simulation de l'essai à vide. On remarque qu'avant l'application de la charge que la vitesse mesurée et observée possèdent une caractéristique presque linéaire et atteinte la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environ 0.4 s.

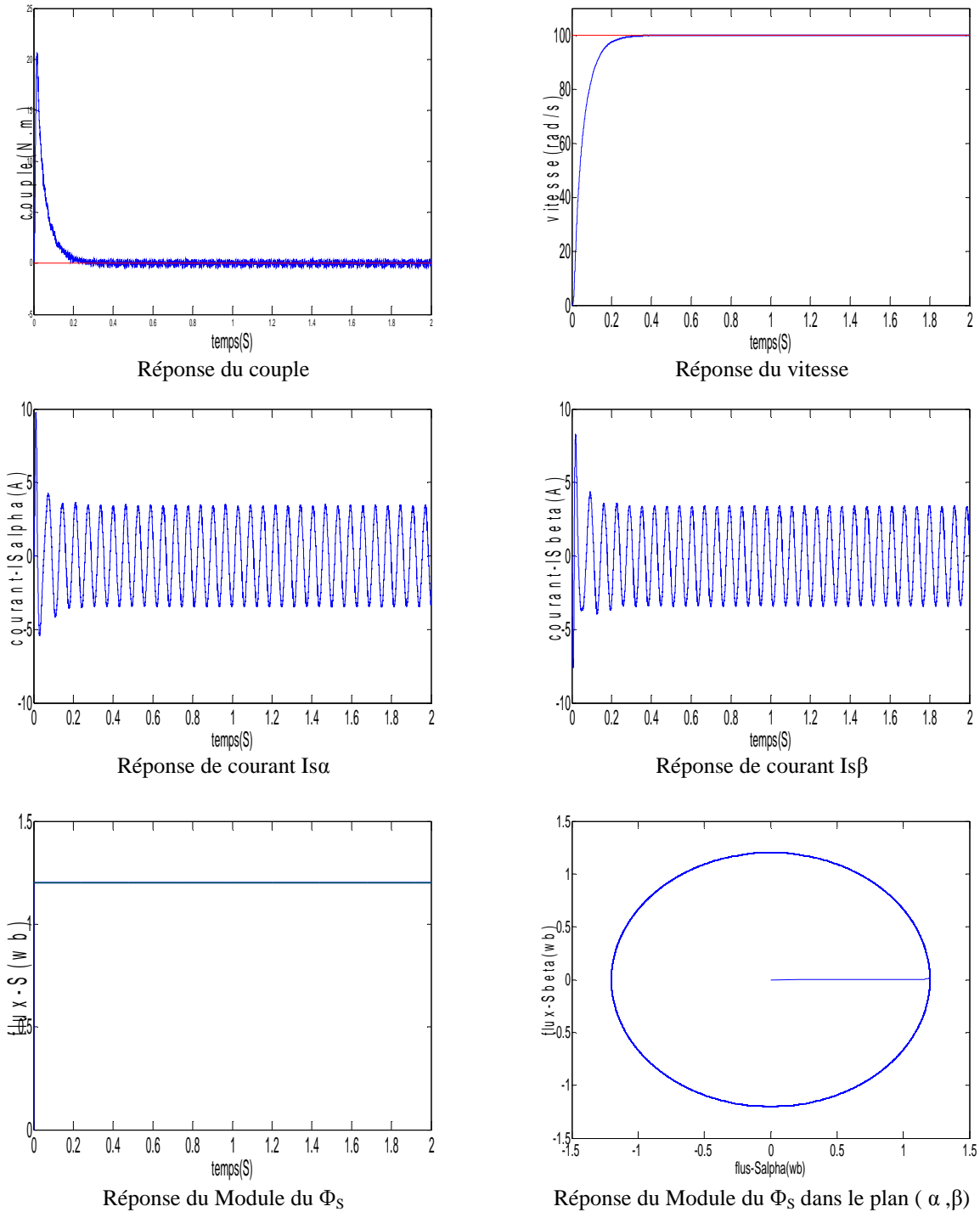


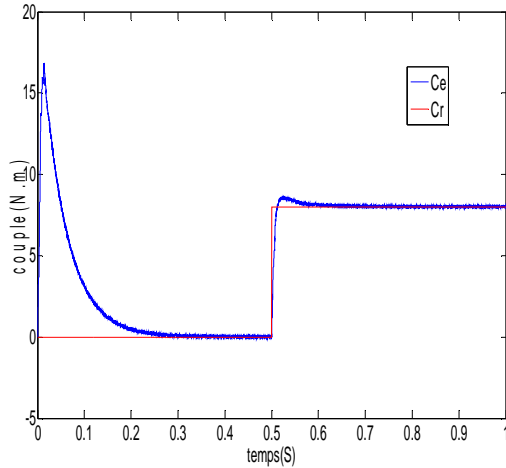
Fig.III.6 : Résultats de la simulation de la DTC-SVM à vide

III.8.2. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

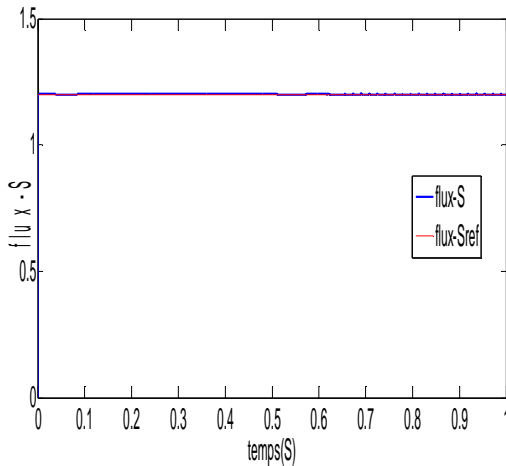
Les simulations ont été effectuées sous Matlab /Simulink. Le moteur a un couple de charge dans l'instant (0.5 s). Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.

Résultats de simulation MAS par DTC-SVM

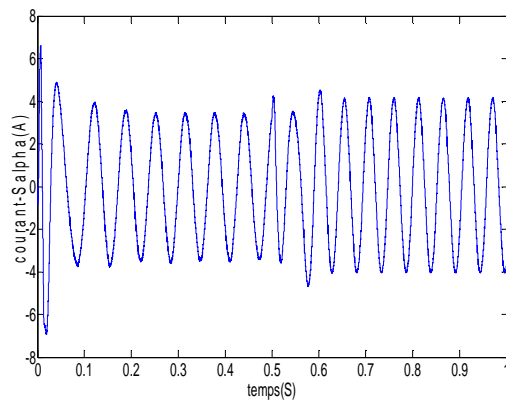
(a)



Réponse du couple



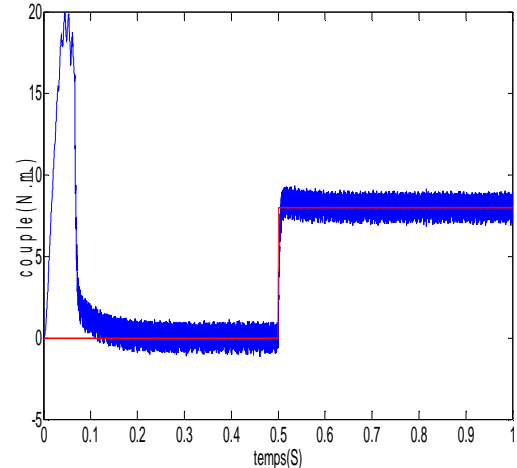
Réponse du Module du  $\Phi_s$



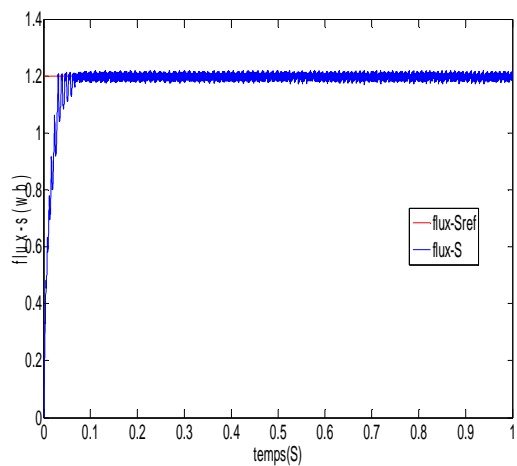
Réponse de courant  $I_{sa}$

Résultats de simulation DTC

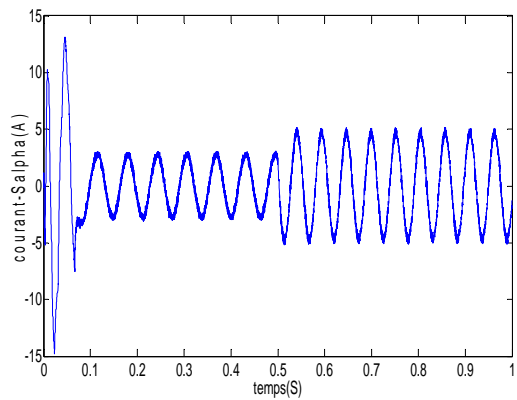
(b)



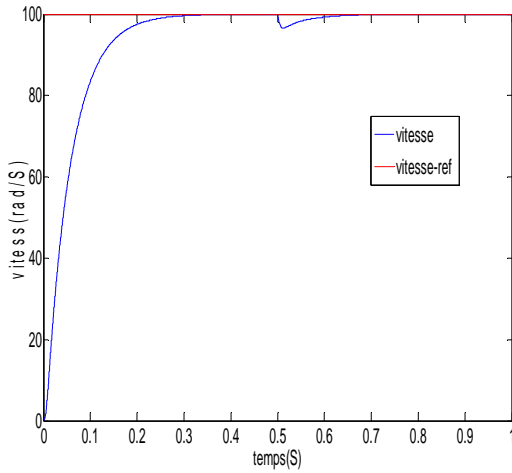
Réponse du couple



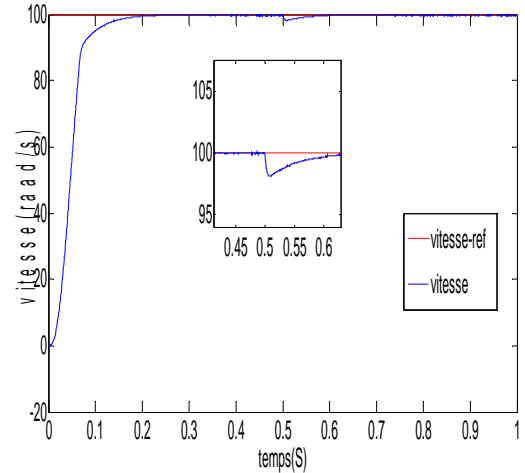
Réponse du Module du  $\Phi_s$



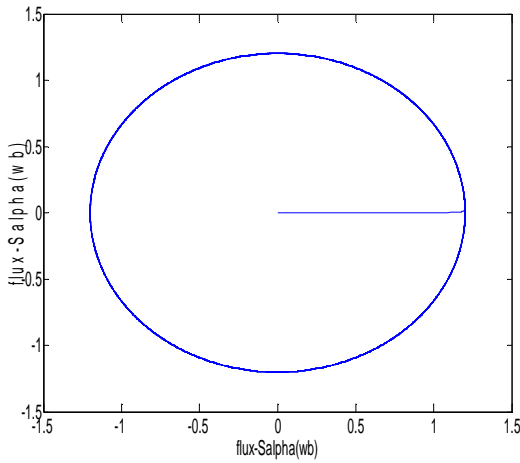
Réponse de courant  $I_{sa}$



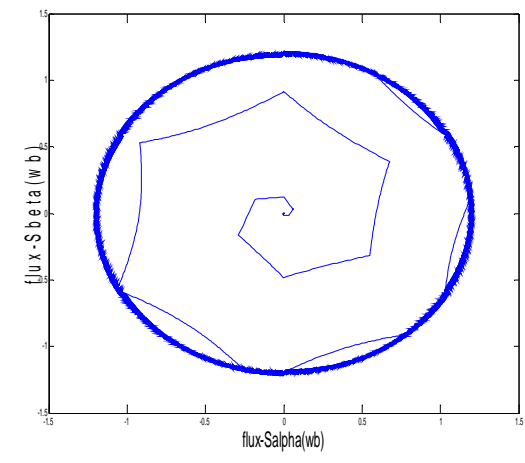
Réponse de la vitesse



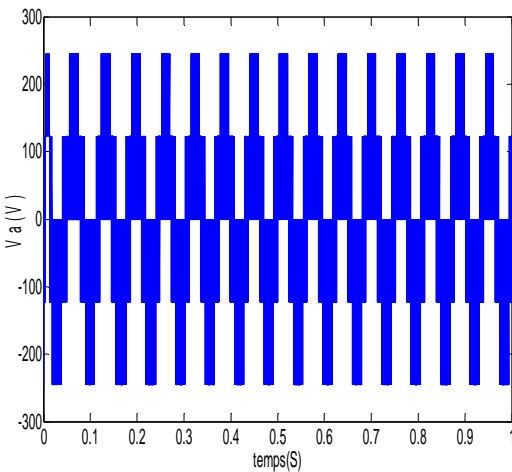
Réponse de la vitesse



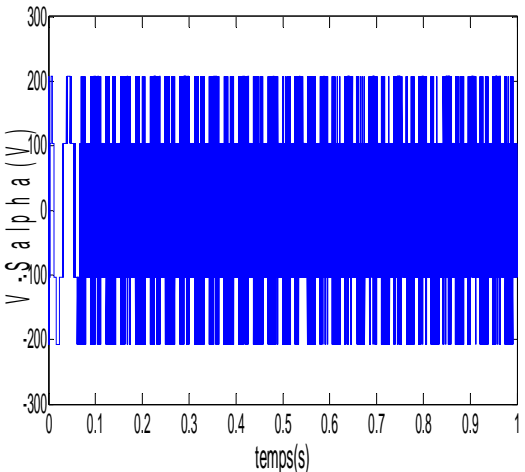
Réponse du Module du  $\Phi_S$  dans le plan ( $\alpha, \beta$ )



Réponse du Module du  $\Phi_S$  dans le plan ( $\alpha, \beta$ )



Réponse de la tension statorique ( $V_s\alpha$ )



Réponse de la tension statorique ( $V_s\alpha$ )

**Fig. III.7** Résultats de simulation de la commande Du MAS par DTC-SVM (a) et DTC (b) un échelon du couple de charge

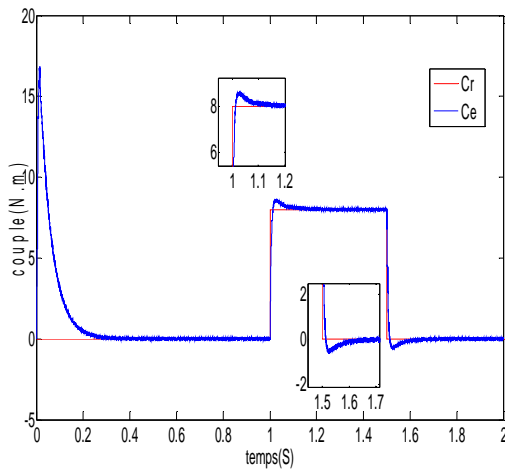
Montre une très bonne réponse du couple, où celui-ci suit parfaitement sa référence, une bonne réduction des ondulations du couple ce qui entraîne la diminution de vibrations mécanique, par conséquent la réduction du bruit acoustique.

On remarque que le flux à une bonne réponse dynamique et statique avec un régime Transitoire un peu plus rapide que celui de la DTC classique, et il suit convenablement ça Référence, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire. Le courant statorique Présente moins de pics au démarrage, avec une forme sinusoïdale.

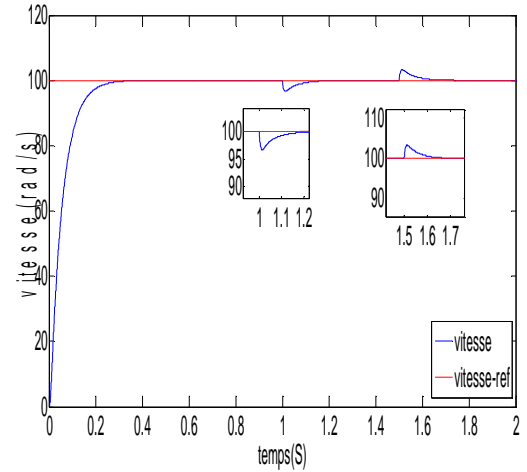
En effet la DTC-SVM présente des dynamiques semblables à celles de la DTC Classique, mais diminuant considérablement les ondulations du couple, du courant et du flux.

### **III.8.3. Commande en vitesse avec application d'un couple résistant**

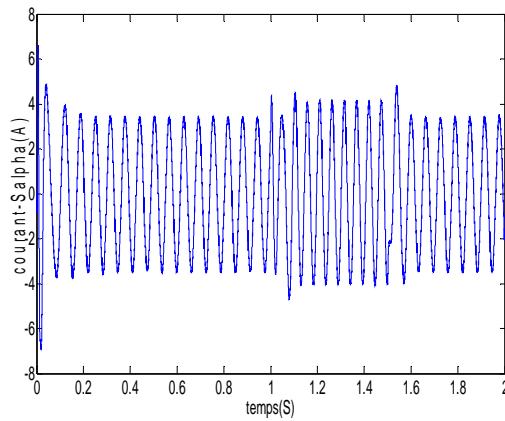
Les performances de la structure de la commande directe du couple, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink. La fig III.9, présente le couple électromagnétique pour un échelon de consigne 8 N.m à l'instant  $t = 1$  s, et l'annulé à l'instant  $t = 1.5$  s.



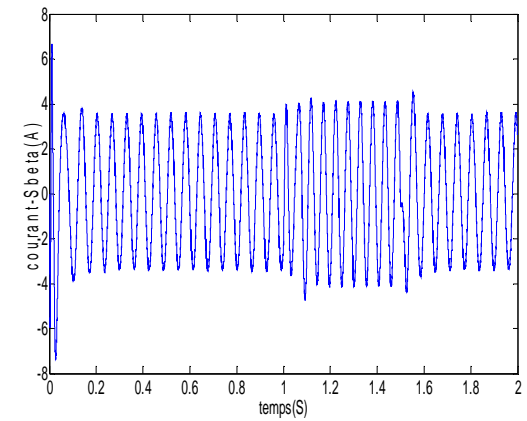
Réponse du couple



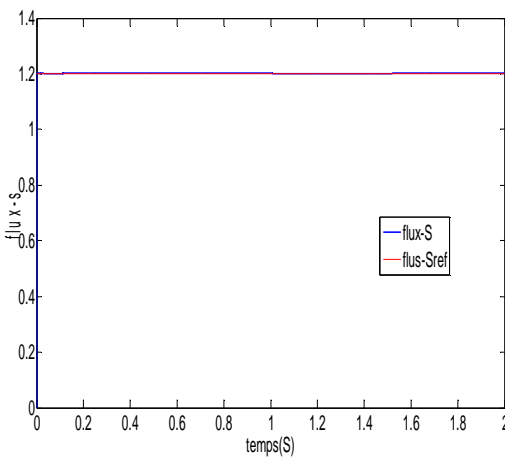
Réponse du vitesse



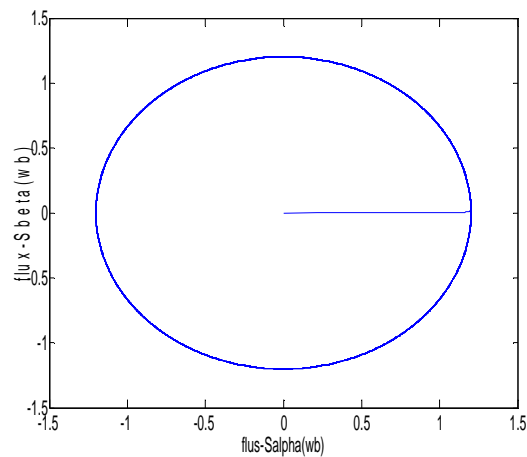
Réponse de courant  $I_{s\alpha}$



Réponse de courant  $I_{s\beta}$



Réponse du Module du  $\Phi_s$



Réponse du Module du  $\Phi_s$  dans le plan  $(\alpha, \beta)$

**Fig. III.8 :** Commande en vitesse avec application d'un couple résistant

A travers cette simulation, nous nous apercevons que le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1.2Wb avec. On constate que la vitesse atteint sa référence  $\Omega_{\text{réf}} = 100\text{rd/s}$  sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés contrairement à ce qu'on a observé lors du réglage par DTC classique. En effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre les consignes de charges introduites et présente une diminution remarquable des harmoniques. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges.

### III.7 .CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande directe de couple de moteur Asynchrone à cage alimenté par un onduleur de tension à SVM. Généralement l'utilisation de la SVM permet de réduire les ondulations et les harmoniques au niveau du courant et de couple. La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance, ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nulle.

La théorie de base du DTC-SVM d'un MAS montre que le couple peut être commandé par le contrôle du changement de la vitesse de rotation ou du changement de la position du flux statorique par rapport au flux rotorique.

Nous avons simulé notre moteur alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par la MLI vectorielle (SVM).

Les simulations ont été effectuées sous l'environnement Matlab/Simulink. Puisque la commande par DTC-SVM est simple et facilement réglable avec des bonnes performances par rapport à la commande par DTC classique

# *Conclusion Générale*

### CONCLUSION GENERALE

La commande des machines asynchrones affronte deux problèmes majeurs qui sont la robustesse vis-à-vis des variations des conditions de fonctionnement et la robustesse par rapport aux variations des paramètres.

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a permis d'étudier une structure de commande DTC, «DTC-SVM» permettant d'améliorer les performances de la DTC classique.

En première lieu nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite le modèle mathématique de la machine est donné d'après la modélisation de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Dans second lieu, les principaux concepts de base de la commande directe du couple «DTC» ont été présentés, On a abordé l'étude de la commande directe du couple (DTC), celle-ci est présentée comme étant une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, cette dernière assure le découplage entre le flux et le couple, mais elle présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine et aux perturbations, d'un autre côté, est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

La dernière partie est consacré à l'utilisation de technique DTC-SVM. Avec cette technique la fréquence de commutation est constante et l'amplitude des ondulations du couple, du flux et des courants sont réduites, d'autre coté, les pertes d'harmoniques et l'échauffement dans la machine électrique. Les résultats de simulation présentés montrent l'efficacité de la technique utilisées pour l'amélioration des performances de la DTC.

Comme perspective nous espérons que notre travail sera implémenté au futur sur DSP pour faire la validation de expérimentale.



*Bibliographie*

## Bibliographie

- [1] **B. Malika**, « Minimisation Des Pulsations Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone», Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna.
- [2] **S. Boukhari**, « Commande De La Machine Asynchrone Par MLI Vectorielle », Mémoire de Master en génie électrique, Université de M'sila, 2014.
- [3] **R. Toufouti** , « Contrôle Directe Du Couple De La Machine Asynchrone», Mémoire de Magister en electrotechnique, Université de Constantine, 2003.
- [4] **D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug**, «Study And Simulation Of Space Vector PWM Control Of Double-Stator Induction Motor », 7<sup>th</sup> IEEE International Power Electronics Congress. Technical Proceedings. (CIEP), October 15 – 19, Acapulco, MEXICO, pp. 42-47, 2000.
- [5] **L. Edouard**, « Méthodologie Multi Modèles Pour L'identification Et La Commande De Machine Asynchrone », Thèse de doctorat, École normale supérieure Paris-Saclay, 2000.
- [6] **A. A. Pujol**, « Improvements In Direct Torque Control Of Induction Motors », Thèse de doctorat de l'Université Polytechnique de Catalogne, Espagne, 2000.
- [7] **H.Benali & M.Bellout**, « Contrôle Vectoriel De La Machine Asynchrone A Double Etoile », Mémoire d'ingénieur en electrotechnique, Université de Bejaia, 2004.
- [8] **M. Moussaoui & S. Rebbouh**, « Commande Adaptative A Modèle De Référence. Application A Un Moteur Asynchrone, », Mémoire d'ingénieur en électrotechnique, Université de M'sila, 2002.
- [9] **T. Lameche**, « Développement Et Implémentation Par Logique Floue D'une Commande DTC D'un Moteur A Induction Alimenté Par Un Onduleur De Tension PWM », Mémoire de Magister en électrotechnique Université de Sétif, 2003.
- [10] **C. Canudas de Wit**, « Commande Des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel Et DTC», Hermès Science publications, Paris, 2000.  
<http://www.sudoc.abes.fr//DB=2.1/SET=2/TTL=1/SHW?FRST=1>

- [11] **A. Ameer**, « Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Mode Glissants », Mémoire de magister, en électrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [12] **B. de Fornel**, «Machines asynchrones- Commande par contrôle direct de couple », Techniques De L'ingénieur, ref.d3623, 10 mai 2006.
- [13] **A. Marie Arcker**, «Contrôle Direct Du Couple Electromagnétique De Machines Asynchrones De Grande Puissance », Thèse de doctorat, Institut national polytechnique (INP), Toulouse,1999.
- [14] **D. Casadei, F. Profumo, G.Serra et A.Tani**, « FOC and DTC: Tox Viable Schemes for induction Motors Torque Control», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.17, Issue.5, pp. 779 - 787, 2002.
- [15] **A. Albacha, M.T. Lamchich, M. Charkaoui**, «Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone, Système d'anti-emballement pour la Régulation De Vitesse», Conférence internationale sur les systèmes de télécommunications d'électronique médicale et automatique, Tlemcen Algérie, Septembre, 2003.
- [16] **M. Hadeif**, « Contrôle Direct Du Couple Des Machines Asynchrone Avec Et Sans Capteurs Mécaniques », Mémoire de magistère en électrotechnique, Bejaia, Novembre, 2002.
- [17] **D.Taibi**, « Contrôle Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Et De Position », Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [18] **R. Toufouti**, « Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone », Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Constantine, juin 2008.
- [19] **S. Rezgui**, « Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application : A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS », Mémoire de magister en électrotechnique, Université de Constantine, 2009.

- [20] **J. Belhadj**, « Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone - Structures d'observation, - Application aux systèmes multi machines-multi convertisseurs », Thèse de doctorat, Institut national polytechnique (INP), Toulouse, 2001.
- [21] **S. Chekroun**, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée », Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran.
- [22] **H. Reghioui**, « Amélioration Des Performances De La Commande Directe De Couple (DTC) Appliquée à Une machine Asynchrone Triphasée », Mémoire de magister, Département génie électrique, Université de Biskra, Decembre 2016.
- [23] **S. Arezki**, « Contribution au contrôle direct du couple(DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux », Mémoire de magister, Département génie électrique, Université de Boumerdès, 2009.
- [24] **B. Sebti**, « Contribution A la commande Direct Du Couple Du Machine A Induction », Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, 2011.
- [25] **N. Nait-said**, « Contribution A L'identification Et A La Commande De La Machine Asynchrone », Thèse de doctorat en electrotechnique, Université de Batna, 2003.
- [26] **A. chikhi**, « Commande Directe Du Couple Du Moteur Asynchrone Apport De La Logique Floue », mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [27] **J. Bonal, G. Segui**, « Entraînement Electrique A Vitesse Variable, Rappels d'Electrotechnique De Puissance Et d'Automatique Les Variateurs Electroniques De Vitesse », Edition Technique et Documentation, Volume 2, Paris, 1998.  
<http://www.youscribe.com/catalogue/livres/savoirs/entraitements-electriques-a-vitesse-variable-tome-2-rappels-2393373>
- [28] **A. Kerrache & A. Korichi** « Commande DTC-SVM Prédictive D'un Moteur asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique », Mémoire de Master en génie électrique, Université de Ouargla, juin 2013.

[29] **A. Sarinar Toled**, « Commande Directe Et Observation Des Convertisseurs De Puissance :Application A l'Onduleur De Tension Triphasé », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2000.



*Annexe*

# ANNEXE

## Paramètres de la machine asynchrone

### .1. Caractéristiques

$f_s = 50 \text{ Hz}$	Fréquence du réseau industriel
$V_N = 220/380 \text{ V}$	Tension du réseau
$N_r = 1500 \text{ tr/min}$	Vitesse de rotation du rotor
$C_m = 8 \text{ N.m}$	Couple résistant nominale
$I_n = 4 \text{ A}$	Courant nominal

### A.2. Paramètres

$R_s = 10 \Omega$	Résistance statorique
$R_r = 6.3 \Omega$	Résistance rotorique
$L_s = 0.4342 \text{ H}$	Inductance statorique
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance rotorique
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance mutuelle.
$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0 \text{ N.m.s}^{-1}/\text{rad}$	Frottement visqueux
$P = 1$	Nombre de paires de pôles

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE  
**SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

Proposé et dirigé par: **Mr:H. BENGUESMIA**

Présenté par : **ABDELKRIM Hamza & ELGHARBI Kamel**

## **Thème**

### **Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine asynchrone (MAS)**

#### **Résumé**

Ce travail concerne l'étude, modélisation et la commande de la machine asynchrone (Moteur) sous l'environnement Matlab / Simulink. Notre objectif est appliqué deux techniques de commande (DTC & DTC\_SVM) pour améliorer les performances du système à commander, afin de réduire les oscillations du couple et du flux. Nous terminons notre travail par une étude comparative.

La validité et l'efficacité de ce contrôle sont démontrées par des résultats de simulation.

#### **Mots clés**

Machine Asynchrone, Contrôle direct du couple, DTC,SVM.