

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université d'EL-Oued
Faculté des sciences et de la technologie

Mémoire de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière: Génie Électrique
Spécialité: Commande Électrique

Thème

Commande Directe du Couple de la
Machine Asynchrone Alimentée par un
Onduleur à Trois Niveaux

Dirigé par :
▪ Dr. MESBAHI Nadhir

Réalisé par :
TRAD Ferhat
OUASSA Abdallah

Soutenu 23 Juin 2014

Remerciements

Avant tous, je remercie ALLAH le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à monsieur Dr. MESBAHI Nadhir, maître de conférence chargé de cours à l'université d'ELOUED, qui a assumé la direction de ce travail.

Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour son dévouement, sa patience, sa disponibilité, ses conseils et son aide constante qu'il nous a apporté tout au long de ce travail.

Nos remerciements tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicace

✿ Je dédie cette thèse à ... ✍

A ma très chère mère **BAHDJA**

Tu es l'exemple de dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur.

A la mémoire de mon père **MOHAMED**

Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation.

A mes chers frères surtout **AHMED ELSALEH**

A mon marie **MELLALE FATMA** et sa famille

A mes chères grands-mères et grand-père.

A toute ma famille, mes oncles, mes tantes, mes cousins et mes cousines.

*A chers amis **TRAD HOCINE**, **OUASSA ABDELLEAH**, **SEDIRA MOHAMED** (Elhadj Moussa)*

A tout mes amis que j'ai connu dans ma vie surtout les amis de promotion de commande électrique 2014.

A mes enseignants de l'école primaire jusqu'à l'université dont les conseils précieux m'ont guidée; qu'ils trouvent ici l'expression de ma reconnaissance.

TRAD FERHAT

Dédicace

✿ Je dédie cette thèse à ... ✍

A la mémoire de ma mère **KASMI ZINEB**

Tu es l'exemple de dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur.

A mon cher père **MOHAMED DHIF**

Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation.

A mes chers frères

A mes chères grands-mères et grand-père.

A toute ma famille, mes oncles, mes tantes, mes cousins et mes cousines.

A chers amis BOUGHAZALA ABD SAMIAA, TRAD FERHAT

A tout mes amis que j'ai connu dans ma vie surtout les amis de promotion de commande électrique 2014.

A mes enseignants de l'école primaire jusqu'à l'université dont les conseils précieux m'ont guidée; qu'ils trouvent ici l'expression de ma reconnaissance.

OUASSA ABDELLAH

Tables des notations et symboles

Sigles utilisés

MAS	Moteur Asynchrone
DTC	Control Direct Torque
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
NPC	Neutral Point Clamping

Repères

A , B , C	Axes liés aux enroulements triphasés
d , q	Axes de référentiel de Park
α , β	Axes de référentiel statorique
θ	Angle entre le stator et le rotor
θ_s	pour le stator (angle entre s_a et O_d)
θ_r	pour le rotor (angle entre r_a et O_q)

Grandeurs électriques au stator

$V_a V_b V_c$,	Tension statorique phase a, b, ou c
V_s	Tension statorique
$V_d V_q$,	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
$V_\alpha V_\beta$	Tension statorique sur l'axe α , β
I_a, I_b, I_c	Courant statorique phase a, b, ou c
I_s	Courant statorique
I_d, I_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
I_{dref}, I_{qref} ,	Courant de référence sur l'axe d et l'axe q
I_α, I_β ,	Courant statorique sur l'axe α , β

Grandeurs magnétiques au stator

$\Phi_a \Phi_b \Phi_c$	Flux statorique phase a, b, ou c
$\Phi_d \Phi_q$	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\Phi_\alpha \Phi_\beta$	Flux statorique sur l'axe α , β
Φ_s	Flux statorique

Grandeurs magnétiques au rotor

Φ_r	Flux magnétique du rotor
----------	--------------------------

Grandeurs mécaniques

Ω	Vitesse mécanique de rotor
ω	Vitesse électrique de rotor

Γ_{elm}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
C_f	Couple de frottement

Paramètres du machine

R_s	La résistance statoriques
R_r	La résistance rotorique
L_s	L'inductance propre d'une phase statorique
L_r	L'inductance propre d'une phase rotorique
M_s	L'inductance mutuelle entre phase statorique
M_r	L'inductance mutuelle entre phase rotorique
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie du moteur
f	Coefficient de frottement visqueux
T_r	La constante de temps rotorique
T_s	La constante de temps statorique

Liste du Tableaux

Tableau. II.1	Tableau de commutation	21
Tableau. II.2	Position du vecteur flux statorique	27
Tableau. II.3	Variation du flux et du couple due à l'application des vecteurs tensions V_s	32
Tableau. II.4	Tableaux de commutation a deux quadrants	33
Tableau. II.5	Tableaux de commutation a quatre quadrants	33
Tableau. III.1	Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras K d'onduleurs à trois niveaux à structure NPC	38
Tableau. III.2	Tableau d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC	38
Tableau. III.3	Tableau des excitations relatif au bras n° 1	39
Tableau. III.4	Tableaux de commutation le différent tensions SVV	43
Tableau. III.5	Tableau de commutation le différent tensions LVV	43
Tableau. III.6	Tableau de commutation le différent tensions MVV	44

Liste du figures

Fig.I.1	Définition des enroulements de la machine simple statores.....	3
Fig.I.2	Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.....	7
Fig.I.3	Le Courant statorique a vide.....	13
Fig.I.4	Le flux statorique a vide.....	13
Fig.I.5	La vitesse de rotation a vide.....	14
Fig.I.6	Le couple électromagnétique a vide.....	14
Fig.I.7	Le Courant statorique en charge.....	15
Fig.I.8	Le flux statorique en charge.....	15
Fig.I.9	La vitesse de rotation en charge.....	16
Fig.I.10	Le couple électromagnétique en charge.....	16
Fig.II.1	Schéma de l'onduleur triphasé.....	19
Fig.II.2	Contrôleur à hysteresis.....	20
Fig.II.3	Onduleur de tension associé a la MAS.....	21
Fig.II.4	Vecteurs de tension V_s	22
Fig.II.5	Evolution de l'extrémité de	24
Fig.II.6	Choix du vecteur tension.....	25
Fig.II.7	Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension Appliqué.....	27
Fig.II.8	Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension Appliqué.....	28
Fig.II.9	Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple Electromagnétique.....	29
Fig.II.10	Evolution idéale du couple.....	29
Fig.II.11	(a) : Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude Φ_s (b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.....	31
Fig.III.1	Onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.....	36
Fig.III.2	Bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	36
Fig.III.3.a	La configuration de E0.....	39

Fig.III.3.b	La configuration de E1	39
Fig.III.3.c	La configuration de E2	39
Fig.III.3.d	La configuration de E3	39
Fig.III.3.e	La configuration de E4	39
Fig.III.4	Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	41
Fig.III.5	Déviation de flux statorique.....	42
Fig.III.6	Trajectoire de flux statorique.....	45
Fig.III.7	Le couple électromagnétique.....	45
Fig.III.8	Le courant de phase (isa).....	46
Fig.III.9	Le flux de alpha.....	46
Fig.III.10	La module de flux.....	46
Fig.III.11	Trajectoire de flux statorique.....	47
Fig.III.12	Le couple électromagnétique.....	48
Fig.III.13	Le courant de phase (isa).....	48
Fig.III.14	Le flux alpha.....	48
Fig.III.15	La module de flux.....	49
Fig.III.16	Le couple électromagnétique.....	49
Fig.III.17	Le courant de phase (isa).....	49
Fig.III.18	Le flux alpha.....	50
Fig.III.19	La module de flux.....	50
Fig.III.20	La tension simple de la sortie d'onduleur Vas.....	50

Introduction Générale.....	1
Chapitre I : modélisation et simulation de la machine asynchrone.....	2
I.1 Introduction	2
I.2 Description et modélisation du moteur asynchrone.....	2
I.2.1 Description de la machine asynchrone.....	2
I.2.2 Modélisation et simulation du moteur asynchrone.....	2
I.2.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	2
I.2.3 Modèle de la machine.....	3
I.2.4 Mise en équations.....	3
I.2.4.1 Equations électriques de la machine.....	4
I.2.4.2 Equations magnétiques	5
I.2.4.3 Equation mécanique.....	6
I.3 Transformation de Park.....	7
I.3.1 Equations électriques.....	8
I.3.2 Equations magnétiques.....	9
I.3.3 Expressions de la puissance et du couple électromagnétique.....	9
I.3.3.1 La puissance mécanique	10
I.3.3.2 Couple électromagnétique	10
I.4 Choix de référentiel	10
I.4.1 Référentiel lié au stator	10
I.5 Mise sous forme d'équations différentielles.....	11
I.5.1 Equation mécanique.....	12
I.6 Simulation de la machine asynchrone alimenté en tension.....	12
I.7 Résultats de simulation de la machine asynchrone alimenté en tension.....	12
I.7.1 Démarrage de la Machine asynchrone alimentée par le réseau.....	13
I.7.2 Démarrage à vide.....	13
I.7.3 Application d'une charge.....	15
I.8 Interprétation des résultats de simulation.....	17
I.9 Conclusion.....	17
Chapitre II : Commande Directe du Couple.....	18
II.1 Introduction.....	18
II.2 Onduleur de tension.....	18
II.2.1 Modélisation des onduleurs de tension.....	18

II.3	Contrôle directe de couple par la méthode classique.....	20
II.3.1	Principe de la commande directe du couple.....	21
II.3.2	Le contrôle vectoriel du couple.....	22
II.3.2.1	Le control de flux statorique.....	23
II.3.2.2	Choix du vecteur tension.....	24
II.4	Estimateurs.....	25
II.4.1	Estimation du flux statorique.....	25
II.4.2	Estimation du couple électromagnétique.....	27
II.4.2.1	Application d'un vecteur non nul.....	27
II.4.2.2	Application d'un vecteur nul.....	28
II.5	Elaboration de vecteur de commande.....	28
II.5.1	Comparateur a trois niveaux.....	28
II.5.2	Le Contrôleur de flux.....	30
II.5.3	Contrôleur de couple.....	31
II.6	Stratégies de commutation dans la DTC.....	31
II.7	Elaboration des tableaux des commutation.....	32
II.7.1	Tableaux de commutation correspondant au fonctionnement a deux quadrants.....	32
II.7.1	Tableaux de commutation correspondant au fonctionnement a quatre quadrants.....	33
II.8	Conclusion.....	34
Chapitre III : Commande Directe du Couple de la MAS Alimentée par Onduleur a Trois Niveaux.....		35
III.1	Introduction.....	35
III.2	Modélisation de L'onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	35
III.2.1	Structure de l'onduleur à trois niveaux.....	35
III.3	Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	36
III.3.1	Différents configuration du bras d'onduleur à trois niveaux.....	37
III.4	Modèle de commande des onduleurs à trois niveaux.....	38
III.4.1	Commande complémentaire.....	39
III.4.2	Fonction de connexion fkm.....	40
III.4.3	Fonction de commutation.....	40
III.5	Structure générale du contrôle direct du couple.....	41

III.5.1	Stratégie de commutation proposée.....	42
III.6.1	Résultats de simulation.....	45
III.6.2	Interprétation des résultats.....	47
III.6.3	Test de variation du couple de charge.....	47
III.6.4	Interprétation des résultats.....	49
III.6.5	Test de variation du flux statorique.....	49
III.6.6	Interprétation du variation du flux statorique.....	51
III.7	Conclusion.....	51
	Conclusion générale.....	52
	Annexe	
	Bibliographie	
	Résumé	

Introduction générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles.

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important relativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux ce qui rend le modèle de la commande plus complexe.

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple. Ce découplage dans le cas d'une machine à courant continu à excitation séparé est naturel. Cependant, ce type de machine ne convient pas pour les grandes puissances. C'est l'une parmi d'autres raisons qui a conduit à l'utilisation de la machine à induction.

Nous intéressons dans ce mémoire à la commande directe. La DTC est basée sur la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique appliquée au moteur asynchrone.

A cet effet, nous organisons ce mémoire, suite à cette introduction, selon le plan suivant:

Le premier chapitre concernera la modélisation de la machine asynchrone. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la machine en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. Ce chapitre se termine par la présentation des résultats de simulation obtenus.

Le deuxième chapitre, est consacré au principe du contrôle direct du couple basé sur l'orientation du flux statorique.

Le troisième chapitre fera l'objet de la commande directe du couple par flux orienté de la machine à induction alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux. Ainsi, nous allons valider l'algorithme développé pour cet onduleur par des simulations numériques.

Nous terminons par une conclusion générale de l'étude et par l'exposition de quelques perspectives de recherche.

I.1 Introduction

La modélisation d'une 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.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement appelés (α, β) .

I.2 Description et modélisation du moteur asynchrone

I.2.1 Description de la machine asynchrone

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique statorique, qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique triphasé. A l'intérieure de se circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, tourne le circuit magnétique rotorique. Le rotor peut être à cage d'écureuil, ou bobiné. Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter, [1], [2].

I.2.2 Modélisation et simulation du moteur asynchrone

I.2.2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses:

- . La parfaite symétrie de la machine ;
- . L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et le courant de FOUCAULT sont négligeables) ;
- . La répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer supposé constant, des champs magnétiques de chaque bobinage ;
- . L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques ;
- . La cage est assimilée à un bobinage triphasé en court-circuit de même nombre ;
- . La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. [2]

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- . L'additivité de flux ;
- . La constance des inductances propres ;

. La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statiques et rotorique en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques.

I.2.3 Modèle de la machine

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (abc) comme la figure (I.1)

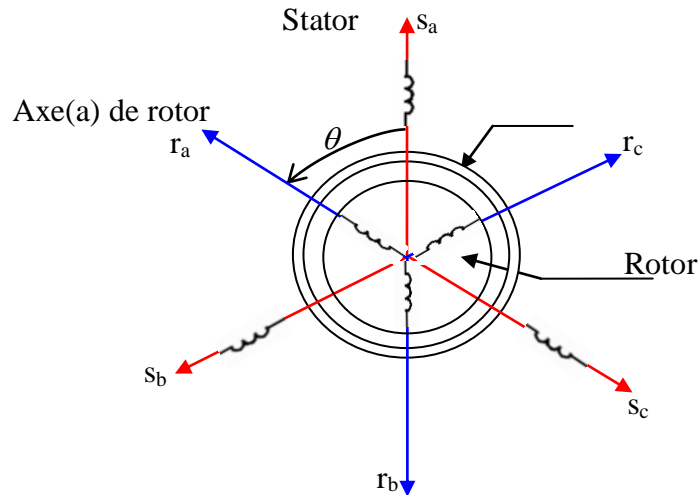


Fig.I.1 Définition des enroulement de la machine simple statore

I.2.4 Mise en équations

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

I.2.4.1 Equations électriques de la machine

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

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

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

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 :

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

On pose :

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

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

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}$$

V_s : Matrice de tension de stator

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

I_s : Matrice de courant de stator

I_r : Matrice de courant de rotor

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux de stator

$[\Phi_r]$: Matrice de flux de rotor.

I.2.4.2- 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 θ , [1], [8].

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

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 phase statorique

M_r : L'inductance mutuelle entre phase rotorique.

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

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

Avec:

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

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

$[L_r]$: La matrice des inductances rotoriques :

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

$[M_{sr}]$: 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.2.4.3 Equation mécanique

L'équation mécanique est donnée par l'équation :

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

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

$$\Gamma_{em} = P \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix}^t \frac{d}{d\theta} \left(\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r \end{bmatrix} \right) \quad (I.11)$$

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.3 Transformation de Park

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cette raison, on fait appel à la transformation de Park qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe (d, q) [2],[8],[1].

A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

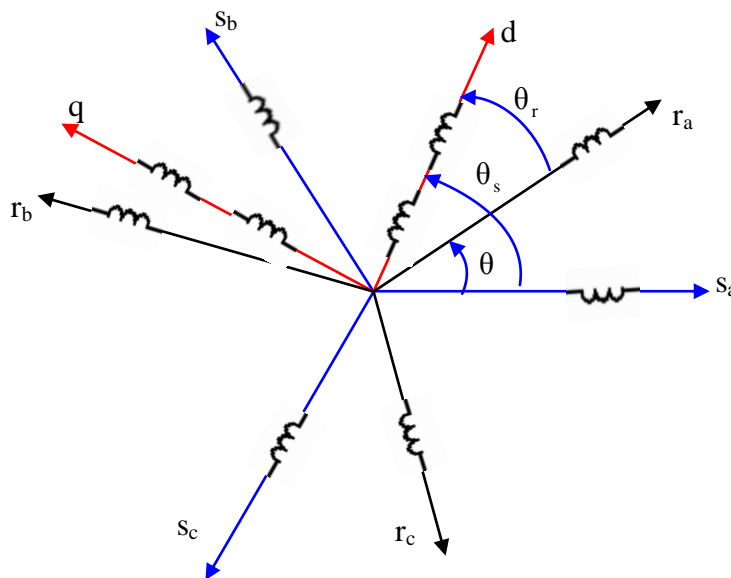


Fig.I.2 : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

Pour transformer un système triphasé [a,b,c] en un système biphasé [d,q] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équations suivante :

$$X_{dq} = [P(\theta)]X_{abc}$$

Tel que:

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

$[P(\theta)]$: est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

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

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Avec:

L'angle θ 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_q).
- La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système [abc] est équilibré et symétrique (pas de perturbation).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécanique deviennent :

I.3.1 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 :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{sq} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega) \Phi \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Avec:

$$(\omega_s - \omega) = \omega_r ;$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} ;$$

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

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

I.3.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.3) donne: [5],[13]

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{cases} \Phi_{md} = M(i_{sd} + I_{rd}) \\ \Phi_{mq} = M(i_{sq} + I_{rq}) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

I.3.3 Expressions de la puissance et du couple électromagnétique

I.3.3.1 La puissance mécanique

$$P_m = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} \quad (\text{I.17})$$

$$P_m = \left[r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sd} \right] i_{sd} + \left[r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sq} \right] i_{sq} \quad (\text{I.18})$$

$$P_m = \underbrace{\{r_s i_{sd}^2 + r_s i_{sq}^2\}}_1 + \underbrace{\left\{ \frac{d}{dt} \Phi_{sd} i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} i_{sq} \right\}}_2 + \underbrace{\{\omega_s (\Phi_{sq} i_{sd} - \Phi_{sd} i_{sq})\}}_3 \quad (I.19)$$

1: représente les pertes par effet joules.

2: représente la puissance électromagnétique.

3: représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

I.3.3.2 Couple électromagnétique

$$\text{On a :} \quad P_m = \Gamma_{em} \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (I.20)$$

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

$$\Gamma_{em} = \frac{\omega}{\Omega} \omega_s (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) = P (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \quad (I.21)$$

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

I.4 Choix de référentiel

Le choix de l'orientation du repère d'axe (d ,q), se fait selon l'objectif de l'application tel que :[2]

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

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

Référentiel fixé par rapport au champs tournant :

$$\omega = \frac{d(\theta_s)}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega = \omega_s - \omega_r$$

Avec:

ω : Vitesse angulaire.

I.4.1 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 réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

I.5 Mise sous forme d'équations différentielles

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. [2],[3]

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

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & \omega \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & -\omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$X = [\Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs}]^T \quad (I.24)$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Avec:

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

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

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

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

I.5.1 Equation mécanique

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

$$\Gamma_{em} = P \left[\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds} \right] \quad (I.27)$$

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

Avec :

$$\omega = P\Omega$$

I.6 Simulation de la machine asynchrone alimenté en tension

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.29)$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

I.7 Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée on tension

Afin de simuler la machine on a fait appel au logiciel SIMULIK. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

Le stator de la machine étant alimenté à partir du réseau avec le rotor en court circuit c'est-à-dire que la machine fonctionne en moteur.

I.7.1 démarrage de la Machine asynchrone alimentée par le réseau

I.7.2 Démarrage avide

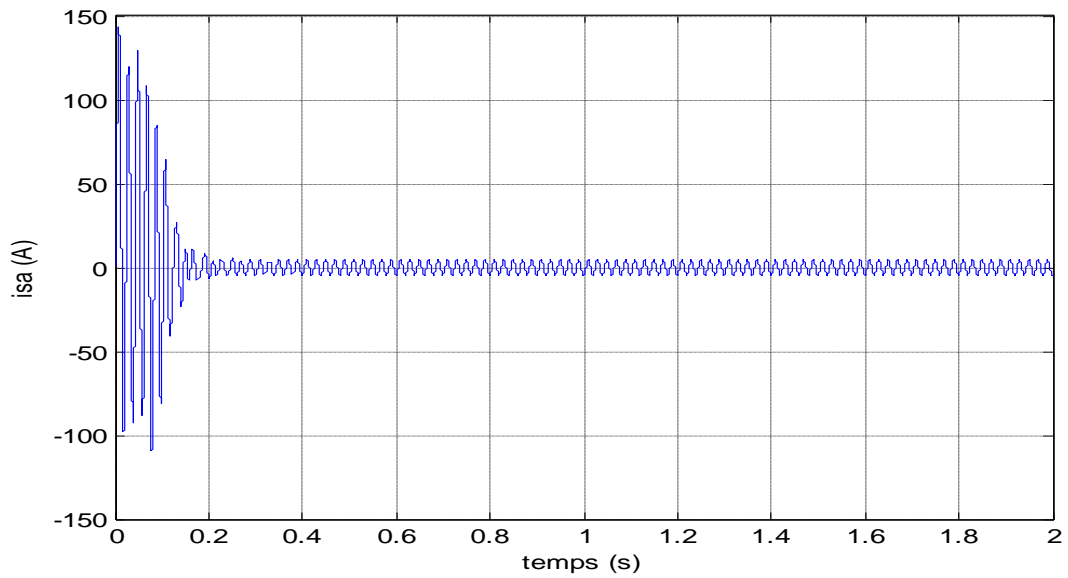


Fig.I .3: le Courant statorique

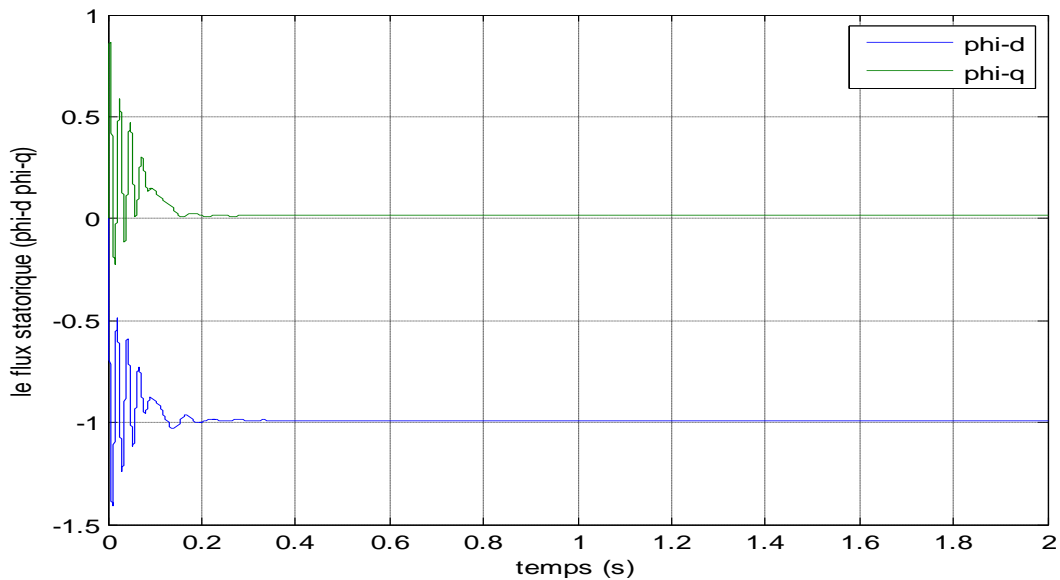


Fig.I .4 : le flux statorique

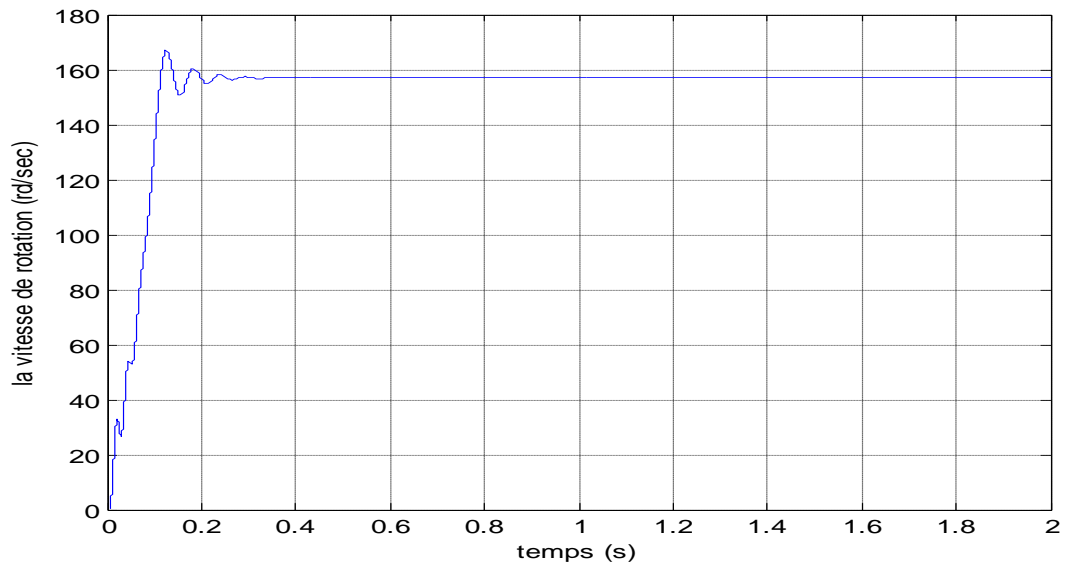


Fig.I.5 : la vitesse de rotation

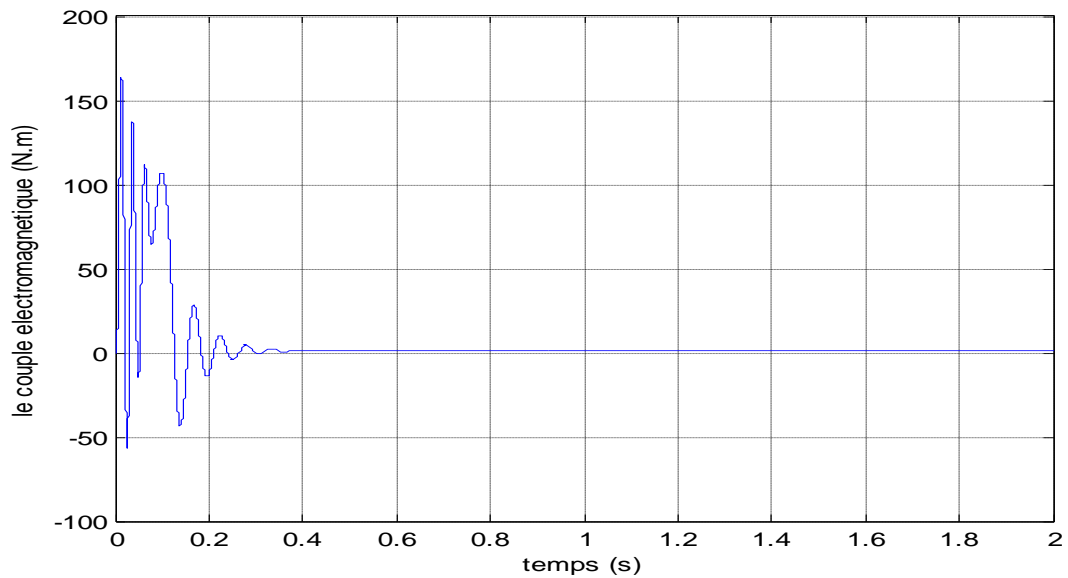
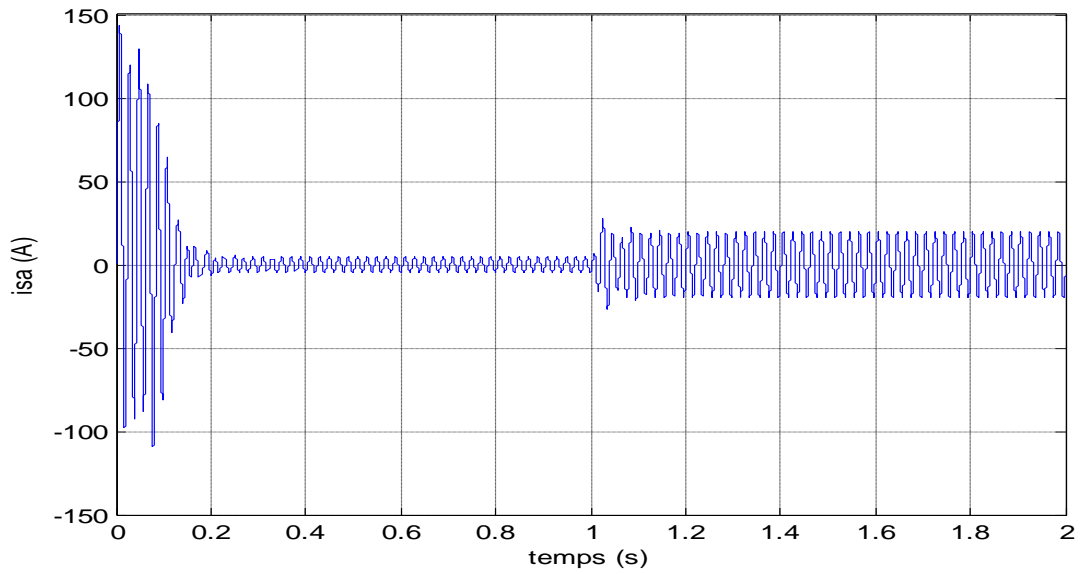
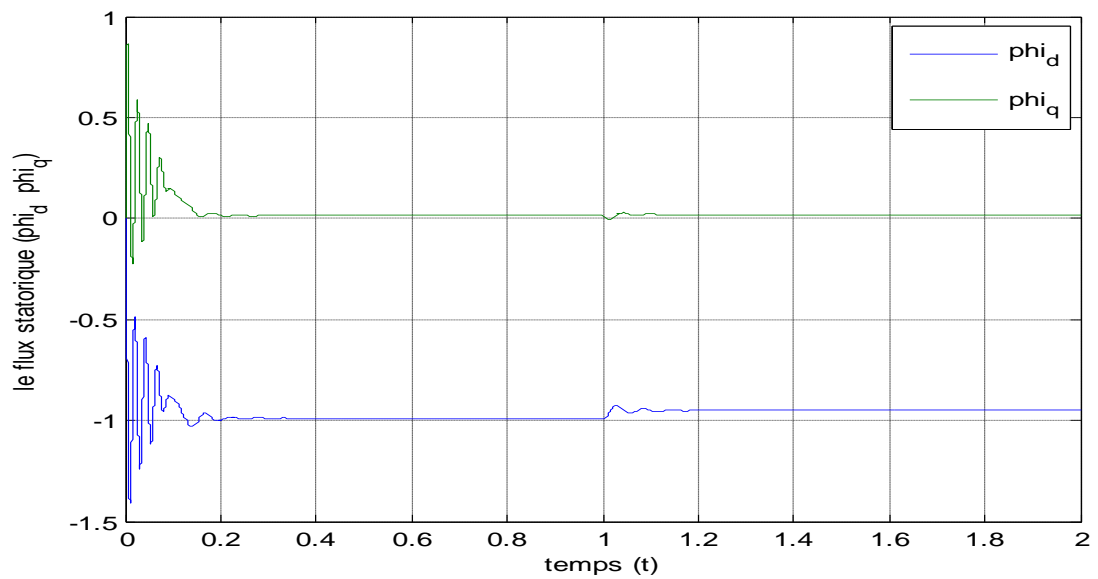


Fig.I.6 : le couple électromagnétique

I.7.3 Application d'une charge ($C_r = 50\text{N.m}$ à $t = 1\text{sec}$)**Fig.I.7 : le Courant statorique****Fig.I.8: le flux statorique**

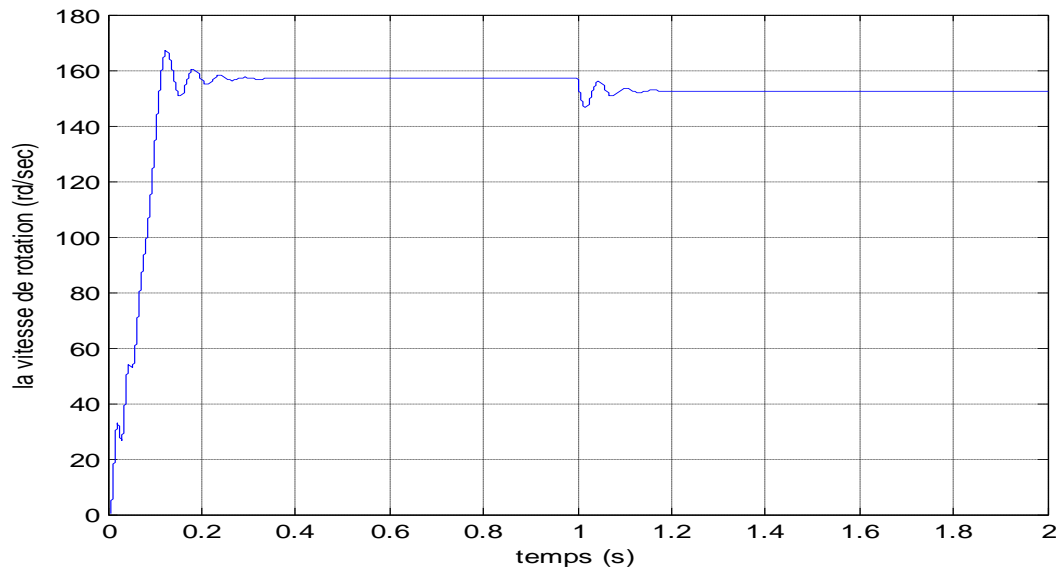


Fig.I.9 : la vitesse de rotation

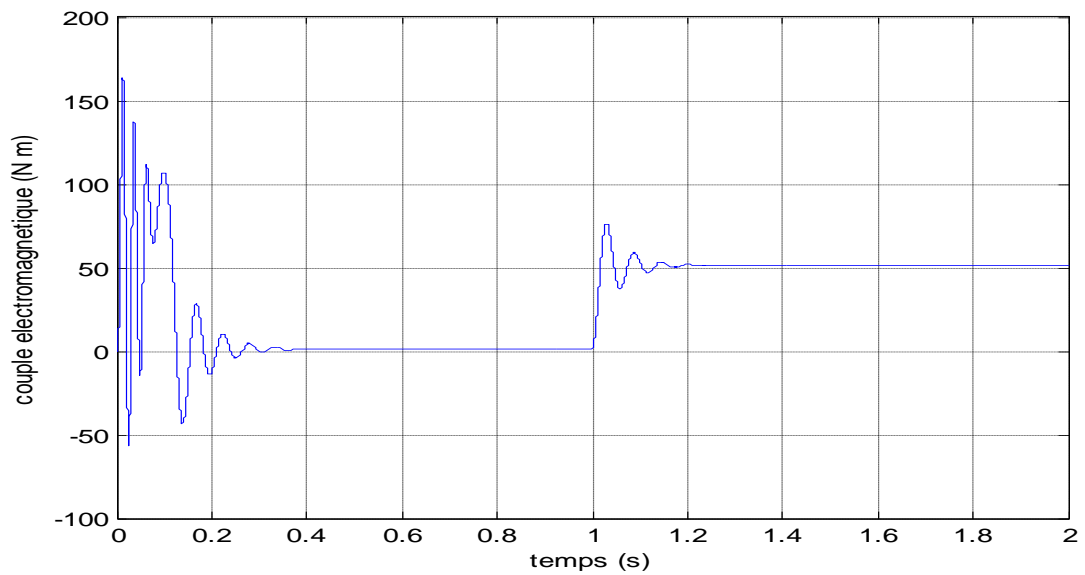


Fig.I.10 : le couple électromagnétique

I.8 Interprétation des résultats de simulation

Les courbes de la Fig.(I .3, I .4, I .5 et I .6) représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide pour ($C_r=0$). La vitesse en régime permanent se stabilise à (≈ 157 rad/sec) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de trois fois le couple nominal, par la suite il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à trois fois environ le courant nominal.

Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

On a introduit un couple de charge ($C_r= 50\text{N.m}$) à $t = 1$ sec, les résultats de simulation sont représentés dans la Fig. .(I .7, I .8, I .9 et I .10) On constate que cette introduction de la charge a provoqué une diminution de la vitesse de rotation, et une augmentation du courant stator.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. Ce modèle a été élaboré sous MATLAB, afin de voir son efficacité. Nous avons fait une simulation sur cette machine. D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, le couplage du flux et du couple reste un problème à prendre en compte pour concevoir une stratégie de commande aussi comparable à celle du moteur à courant continu.

Après la validation de ce modèle, il est possible maintenant d'élaborer et réaliser la commande de système. C'est le but du prochain chapitre.

II.1 Introduction

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

En effet le control direct du couple permet de contrôler les valeurs instantanées des grandeurs électriques de la machine asynchrone ce qui permet d'avoir une dynamique assez élevée grâce au découplage du flux et du couple qui sera présentée dans ce chapitre.

II.2 Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

II.2.1 Modélisation des onduleurs de tension

Dans l'étude de l'ensemble commande – onduleur – machine – charge, nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux : c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur - machine.

Pour modéliser l'onduleur de tension on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $U_0 / 2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [5]

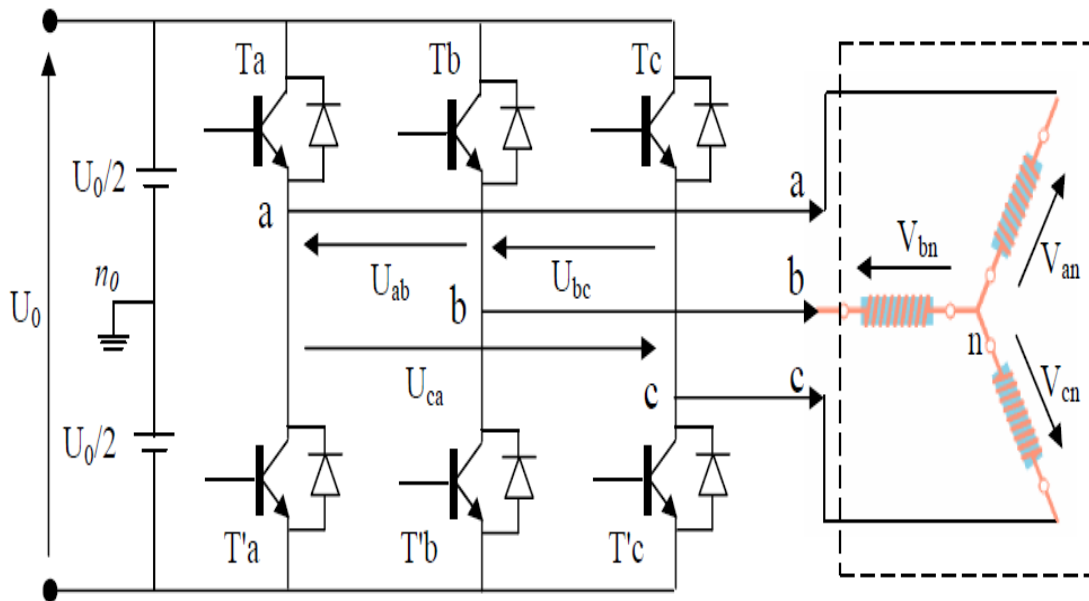


Fig. II.1 : Schéma de l'onduleur triphasé

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T'_i est ouvert

Si $S_i = 0$ Alors T_i est ouvert et T'_i est passant

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur

$$U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0}$$

$$U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0}$$

$$U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0}$$

(II.1)

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

$$V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ab} - U_{ca}]$$

$$V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{bc} - U_{ab}]$$

$$V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ca} - U_{bc}]$$

(II.2)

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{aligned}
 V_{an} + V_{nn0} &= V_{an0} \\
 V_{bn} + V_{nn0} &= V_{bn0} \\
 V_{cn} + V_{nn0} &= V_{cn0}
 \end{aligned}
 \tag{II.3}$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \left(\frac{1}{3} \right) [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}]
 \tag{II.4}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i (i=a,b,c)$ on a :

$$\begin{aligned}
 V_{in0} &= S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad \text{on donc:} \\
 V_{an0} &= (S_a - 0.5) U_0 \\
 V_{bn0} &= (S_b - 0.5) U_0 \\
 V_{cn0} &= (S_c - 0.5) U_0
 \end{aligned}
 \tag{II.5}$$

En remplaçant (II.5) dans (II.4) on obtient :

En remplaçant (I.44) dans (I.45), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}
 \tag{II.6}$$

II.3 Contrôle direct de couple par la méthode classique

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif ; La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note 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 doit être diminuée (Ccpl = 0) Figure (II.2) En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique [7].

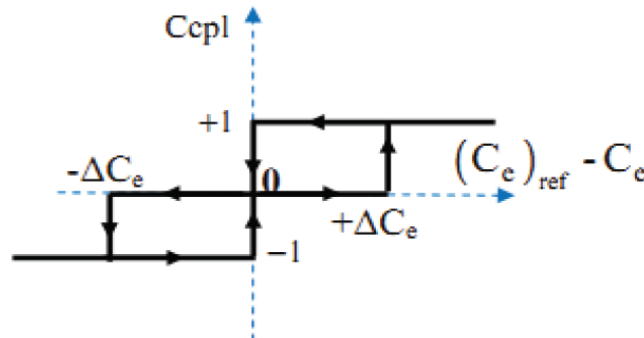


Figure. II.2: Contrôleur à hystérésis

Tableau. II.1: Tableau de commutation

Cflx	1	1	1	0	0	0
Ccpl	1	0	-1	1	0	-1
S₁	V₂	V₇	V₆	V₃	V₀	V₅
S₂	V₃	V₀	V₁	V₄	V₇	V₆
S₃	V₄	V₇	V₂	V₅	V₀	V₁
S₄	V₅	V₀	V₃	V₆	V₇	V₂
S₅	V₆	V₇	V₄	V₁	V₀	V₃
S₆	V₁	V₀	V₅	V₂	V₇	V₄

II.3.1 Principe de la commande directe du couple

Le principe est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les Régulateurs Un onduleur de tension classique à 2 niveaux permet d'atteindre 7 positions distinctes dans le plan de phase correspondant aux huit séquences de tension de l'onduleur. [3]

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [s_a + s_b e^{j2\pi/3} + s_c e^{j4\pi/3}]$$

Les différentes combinaisons des 3 grandeurs (s_a , s_b , s_c) permettent de générer huit positions du vecteur V_s dont deux correspondant au vecteur nul.

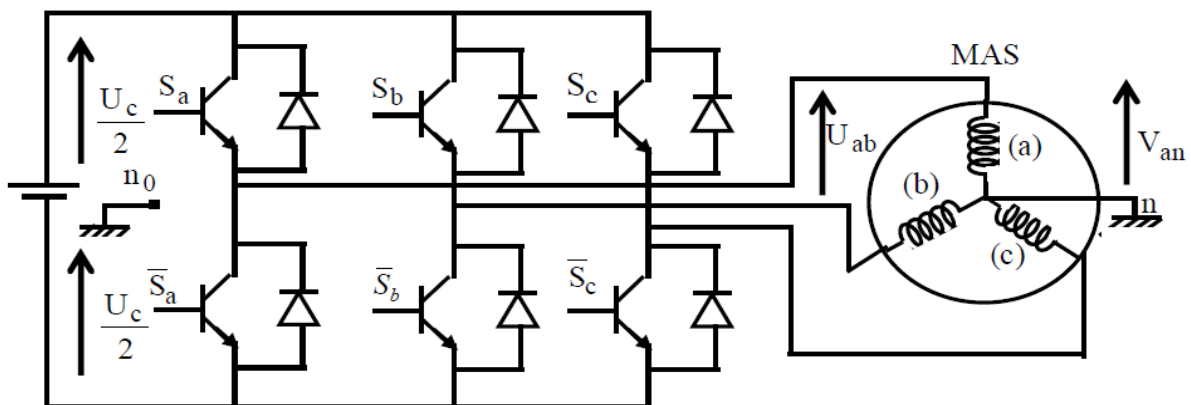


Fig. II.3: Onduleur de tension associé à la MAS

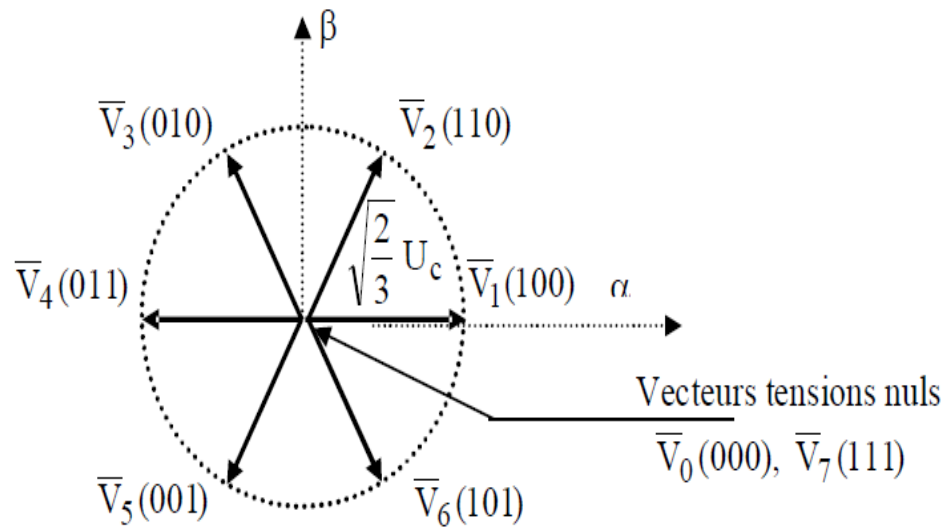


Fig. II.4: vecteurs de tension V_s

La méthode la plus simple de piloter l'onduleur consiste en un pilotage direct de l'onduleur par applications successives à la période de commande de l'onduleur T_e , des vecteurs \bar{V}_i non nuls, et des vecteurs nuls \bar{V}_0 \bar{V}_7 . Le vecteur de contrôle à donc huit possibilités et le seul réglage possible est le temps d'application des vecteurs (période fixe T_e)

II.3.2 Le contrôle vectoriel du couple :

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator : [11].

$$\begin{cases} \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} - j\sigma \bar{\Phi}_r = 0 \\ \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

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

$$\begin{cases} \bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{l_r} - \frac{lm}{l_r l_s} \bar{\Phi}_s \right) \\ \sigma = 1 - \frac{lm^2}{l_s l_r} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \\ \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r + \left(\frac{1}{\sigma \delta} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r = \frac{l_m}{l_s} \frac{1}{\sigma \delta} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Ces relations montrent que :

- le vecteur $\bar{\Phi}_s$ peut être contrôlé à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ près;
- Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit les variations de $\bar{\Phi}_s$ avec une constante de temps $\sigma \delta$, le rotor agit comme un filtre de constante de temps $\sigma \delta$ entre les flux $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$.

De plus $\bar{\Phi}_r$ atteint en régime permanent :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{l_m}{l_s} \frac{\bar{\Phi}_s}{1 + j\omega_r \sigma \delta} \quad (\text{II.10})$$

En posant $\gamma = \angle \bar{\Phi}_r \bar{\Phi}_s$, le couple s'exprime par :

$$\Gamma_{elm} = p \frac{l_m}{\sigma l_s l_r} \bar{\Phi}_s \bar{\Phi}_r \sin \gamma \quad (\text{II.11})$$

On constate donc que le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$ et de leur position relative. [11]

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_s$ à partir de \bar{V}_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\Phi}_r$ et donc le couple. Ceci n'est possible que si la période de commutation T_e est très inférieure à $\sigma \delta$

II.3.2.1 Le control de flux statorique

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.12})$$

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

$$\bar{\Phi}_s(t) = \bar{\Phi}_s(0) + \bar{V}_s t - \int_0^t (R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.13})$$

Avec la résistance R_s considéré constante au cours du temps. Si, pour simplifier, on considère la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ comme négligeable devant la Tension \bar{V}_s , On constate alors que sur l'intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\Phi}_s$ se déplace sur la droite dont la direction est donnée par le vecteur \bar{V}_s sélectionné pendant T_e [3].

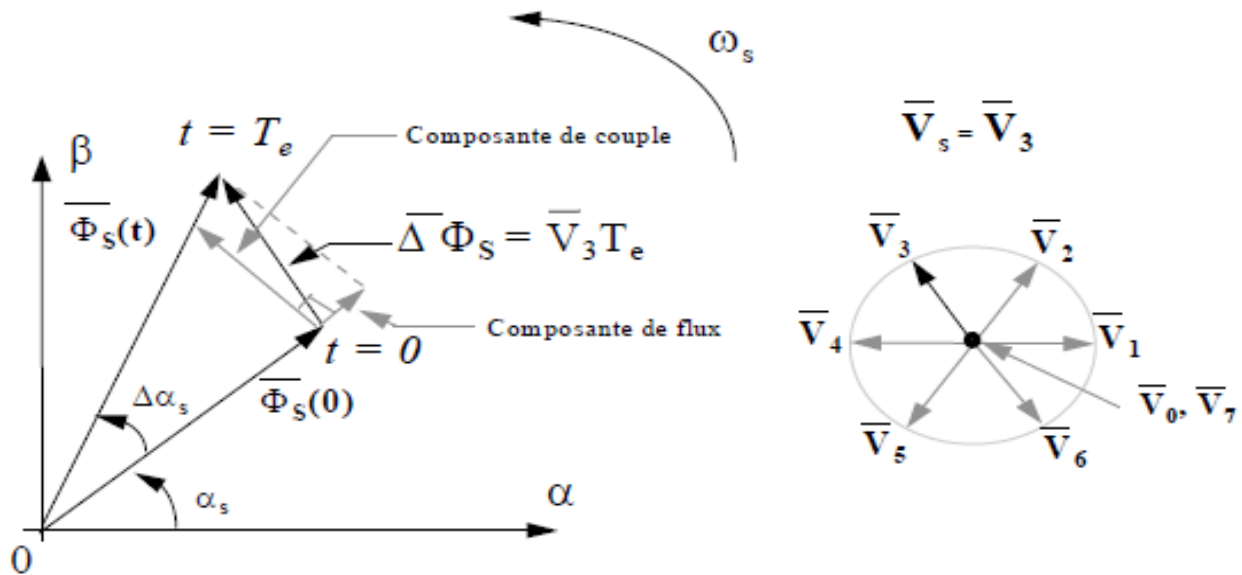


Fig. II.5: Evolution de l'extrémité de $\bar{\Phi}_s$

II.3.2.2 Choix du vecteur tension \bar{V}_s

Le choix du vecteur \bar{V}_s dépend de la position de $\bar{\Phi}_s$ dans le référentiel (S), de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation du couple. L'espace d'évolution de $\bar{\Phi}_s$ est décomposé en six zones i , avec $i = [1,6]$, telle que représentée sur la (fig3) Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et Γ_{elm} croît,

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et Γ_{elm} décroît,

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors Φ_s croît et Γ_{elm} croît,

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et Γ_{elm} décroît,

Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\Phi}_s$ reste inchangé. [3]

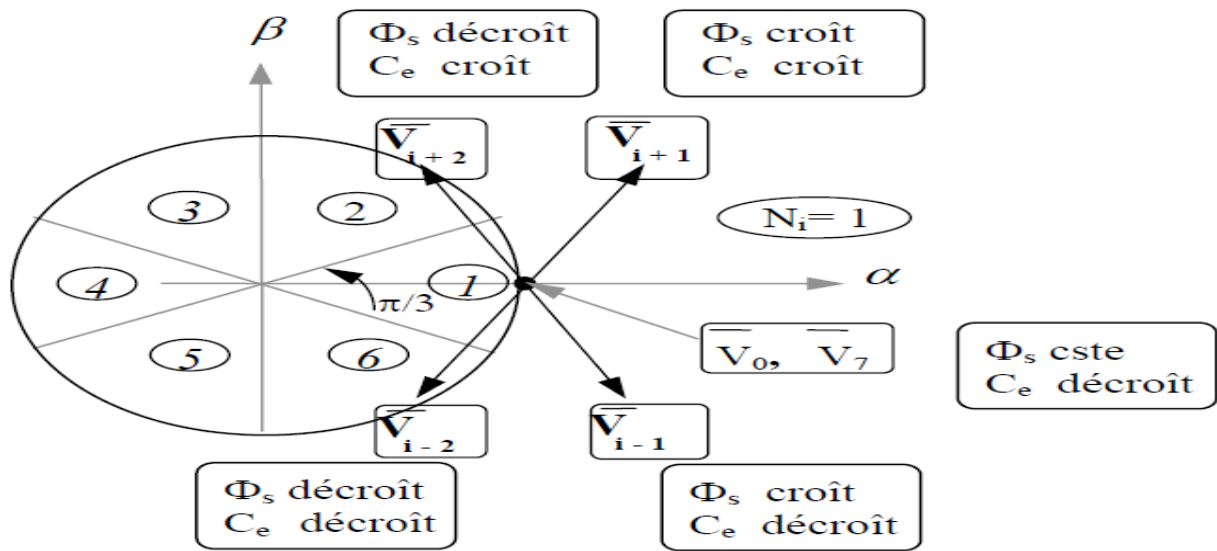


Fig. II.6: Choix du vecteur tension

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

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

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\bar{\Phi}_s$. Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires [9]

II.4 Estimateurs

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [3].

II.4.1 Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique est réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine l'expression du flux statorique s'écrit [14]

$$\bar{\Phi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R\bar{I}_s) dt \tag{II.14}$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes($\alpha - \beta$), tel que :

$$\Phi_S = \Phi_{S\alpha} + j\Phi_{S\beta} \quad \text{et:}$$

$$\begin{cases} \Phi_{S\alpha} = \int_0^t (V_s - RI_{S\alpha}) dt \\ \Phi_{S\beta} = \int_0^t (V_s - RI_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Les calculs sont effectués dans le repère $\alpha - \beta$ au quel on se ramène en appliquant la transformée de Concordia aux valeurs instantanées des courants (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) et des tensions statoriques (déduites de U_0).

$$I_S = I_{S\alpha} + jI_{S\beta}$$

$$\begin{cases} I_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

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

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 [S_b - S_c] \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\Phi_S| = \sqrt{\Phi_{S\alpha}^2 + \Phi_{S\beta}^2} \quad (\text{II.18})$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\Phi_{S\alpha}$ et $\Phi_{S\beta}$ L'angle

θ_S entre le référentiel (S) et le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égal à :

$$\theta_S = \arctg \frac{\Phi_{S\beta}}{\Phi_{S\alpha}} \quad (\text{II.19})$$

La détermination de la position de ϕ_s , dans l' intervalle $[0 - 2\pi]$ est donnée par la tableau[3-1]

Le numéro du secteur de la position du flux Φ_s peut être obtenu à partir de la figure(2.3)

Tableau II.2 : Position du vecteur flux statorique

Φ		θ_s
$\Phi_{s\alpha} > 0$	$\Phi_{s\beta} > 0$	$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}$
	$\Phi_{s\beta} < 0$	$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} + 2\pi$
$\Phi_{s\alpha} < 0$		$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} + 2\pi$
$\Phi_{s\alpha} = 0$	$\Phi_{s\beta}$	$\frac{\pi}{2}$
	$\Phi_{s\beta}$	$\frac{3\pi}{2}$

II.4.2 Estimation du couple électromagnétique :

On peut estimer le couple Γ_{elm} uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes ($\alpha - \beta$) le couple peut se mettre sous la forme :

$$\Gamma_{elm} = p (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \tag{II.20}$$

II.4.2 .1 Application d'un vecteur non nul

Nous représentons sur la figure (II.7) évolution de l' angle, pour deux vecteurs de tension différent

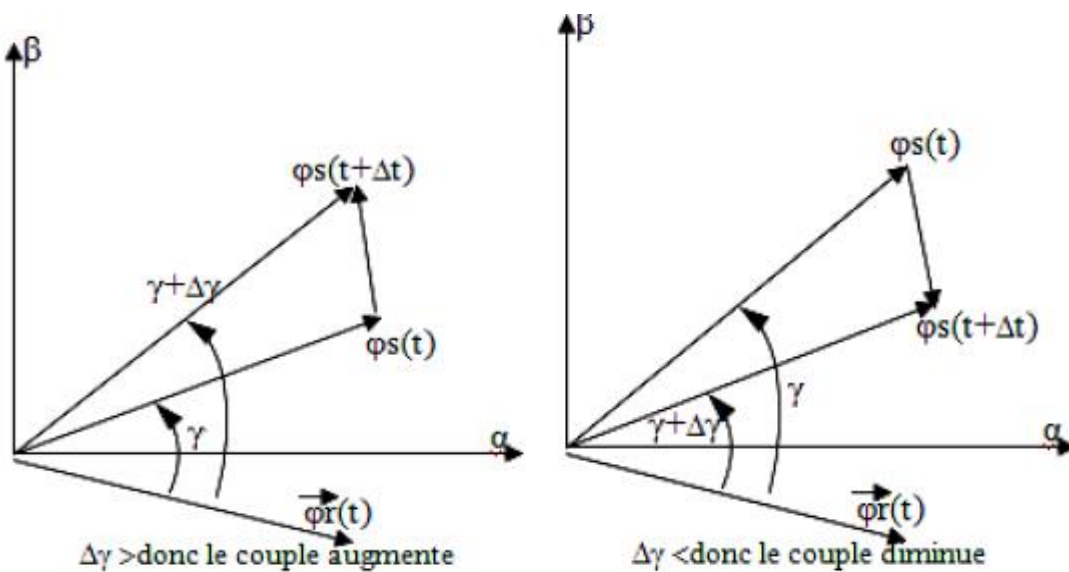


Fig. II.7: Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

II.4.2 .1 Application d'un vecteur nul

Lors de l'application d'un vecteur de tension nul, le vecteur flux statorique reste fixe et égal à $(R_s I_s)$ Quand on néglige le terme résistive $(R_s I_s \neq 0)$ l'application d'un vecteur nul permet de ralentir la rotation du vecteur flux statorique [4].

Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution avec la constante du temps rotorique ainsi l'angle γ entre les deux vecteurs va être diminué et par conséquent le couple électromagnétique diminue lentement voir figure (II.6) [4].

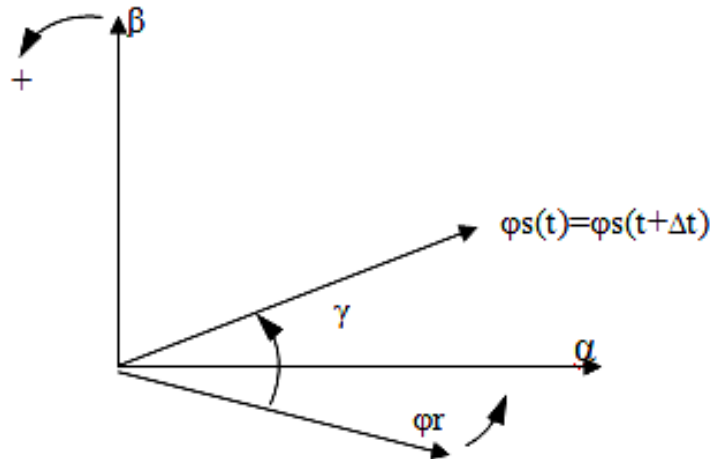


Fig. II.8: Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

Pour le réglage du couple électromagnétique, on associe au régulateur à hystérésis du couple une variable Γ_{elm}^* qui peut être à deux ou à trois états en fonction de la nature du régulateur utilisé (simple bande, double bande... etc) Cette variable définit l'action désirée sur le couple (augmentation, diminution, maintien) [8].

II.5 Elaboration du vecteur de commande

II.5 .1 Comparateur a trois niveaux

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (II.9) Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation [10].

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation suivant tels que ' S_{ce} ' représente l'état de sortie du comparateur et (h_c) la limite de la bande d'hystérésis

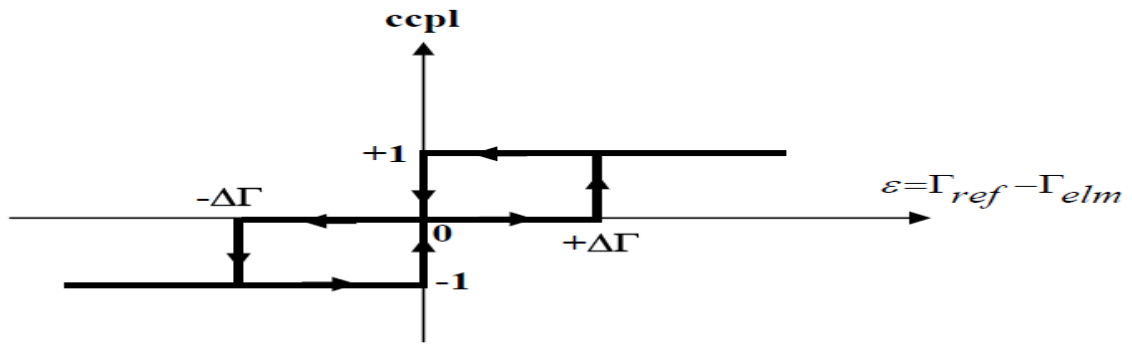


Fig. II.9: Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique

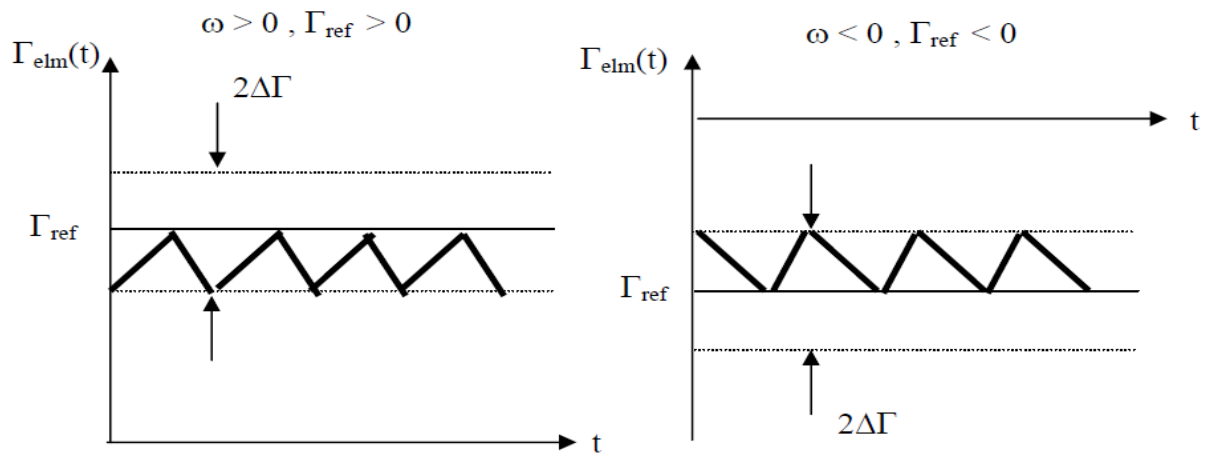


Fig. II.10: évolution idéale du couple

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation ($\Gamma_{elm} > 0$ ou $\Gamma_{elm} < 0$) soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. Ainsi le comparateur à trois niveaux confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans modification de la structure de commande.

On peut écrire alors:

$$\begin{aligned}
 si \quad \Delta\Gamma_{elm} > h_c & \Rightarrow S_{\Gamma_e} = 1 \\
 si \quad 0 \leq \Delta\Gamma_{elm} \leq h_c \quad et \quad \frac{d \Delta\Gamma_{elm}}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\Gamma_e} = 0 \\
 si \quad 0 \leq \Delta\Gamma_{elm} \leq h_c \quad et \quad \frac{d \Delta\Gamma_{elm}}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\Gamma_e} = 1 \\
 si \quad -h_c \leq \Delta\Gamma_{elm} \leq 0 \quad et \quad \frac{d \Delta\Gamma_{elm}}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\Gamma_e} = 0 \\
 si \quad -h_c \leq \Delta\Gamma_{elm} \leq h_c \quad et \quad \frac{d \Delta\Gamma_{elm}}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\Gamma_e} = -1
 \end{aligned} \tag{II.21}$$

L'écart $\Delta\Gamma_{elm}$, entre le couple de référence Γ_{elm}^* et le couple estimé Γ_{elm} est introduit dans le

comparateur à hystérésis à trois niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur $S_{r_e} = 1$ pour augmenter le couple, $S_{r_e} = -1$ pour le réduire et $S_{r_e} = 0$ pour le maintenir constant à l'intérieur d'une bande hc autour de sa référence [3].

L'augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. Ce type de correcteur autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique [4].

De plus, ce comparateur autorise une décroissance rapide du couple, en plus l'application des vecteurs nuls fait arrêter la rotation du vecteur flux statorique Φ_s . Par exemple si on applique les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} et si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique Φ_r rattrape le flux Φ_s lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur. Ce type de comparateur confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande [4].

II.5.2 Le Contrôleur de flux

Pour contrôler le vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ on utilise un contrôleur à hystérésis à deux niveaux pour maintenir le module du flux entre deux limites, en comparant sa valeur avec une valeur de référence, la sortie du contrôleur génère une valeur binaire indiquant si le module du flux doit augmenter ou doit diminuer.

Avec ce contrôleur on garde la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux à l'intérieur d'une couronne circulaire

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

Avec :

Φ_s : est le module de flux

$(\Phi_s)_{ref}$: est le flux référence

$\Delta\Phi_s$: est la largeur du correcteur à hystérésis

La valeur binaire de la sortie du correcteur :

Cflx 0 = Indique que le module du flux doit être augmenté

Cflx 1 = Indique que le module du flux doit être diminué

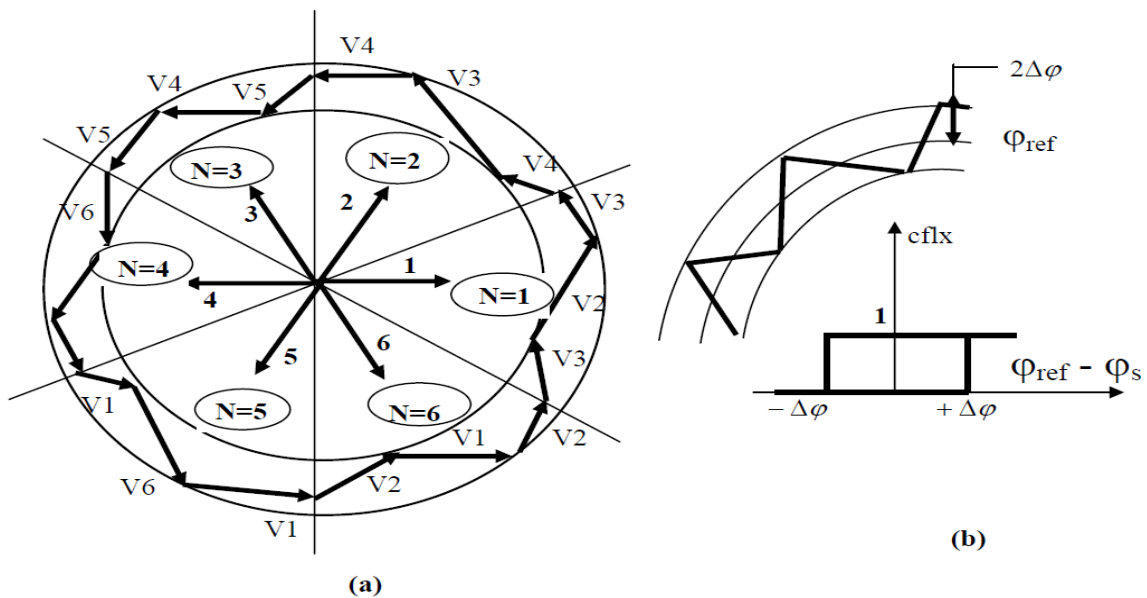


Fig. II.11: (a) : Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude Φ_s
 (b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

II.5.3 Contrôleur de couple

Le contrôle de couple a pour but de maintenir son module autour d'une valeur de référence entre deux limites admissibles, en utilisant des contrôleurs à hystérésis

$$(\Gamma_{elm})_{ref} - \Gamma_{elm} \leq \Delta\Gamma_{elm}$$

Avec :

Γ_{elm} : est le couple électromagnétique

$(\Gamma_{elm})_{ref}$: est le couple de référence

$\Delta\Gamma_{elm}$ est la bande d'hystérésis.

Deux solutions sont à envisagés :

- Un contrôleur à hystérésis à deux niveaux
- Un contrôleur à hystérésis à trois niveaux

II.6 Stratégies de commutation dans la DTC

Pour une stratégie de commutation donnée, le contrôle direct du couple ainsi que l'ondulation du courant, la fréquence de commutation et la réponse du couple est assez différente à basses et à haute vitesse. Notre objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire par la combinaison des différentes stratégies de commutation pour élaborer la plus optimale en se basant sur les rapports mathématiques des vecteurs spatiaux de flux statorique, flux rotorique, le courant et la tension statorique. [12].

D'après le principe de la structure DTC, la sélection du vecteur tension adéquate, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du Φ_s et de Γ_{elm} . En considérant le vecteur Φ_s dans le plan (α, β) divisé en $N=i$ secteur ($i=1 \dots 6$), et pour augmenter son amplitude, les vecteurs V_i , V_{i+1} et V_{i-1} peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de Φ_s peut être obtenue par les vecteurs tension V_{i+2} , V_{i-2} et V_{i+3} . [9].

Le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement dû à la chute statorique $R_s I_s$. Bien sûr, le vecteur tension V_s appliqué pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple. La table II.1 résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple. Comme il paraît évident pour la vitesse de l'arbre positive ou négative, une augmentation du couple est obtenue en sélectionnant seulement deux vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} . Inversement une décroissance du couple peut être obtenue par la sélection des vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} . Les vecteurs V_i et V_{i+3} radiales et le vecteur nul affectent le couple suivant le sens de rotation de l'arbre.

Dans ce tableau, une flèche seule spécifie une petite influence, pendant que deux flèches dénotent une influence plus grande [5].

Table. II.3 : Variation du flux et du couple due à l'application des vecteurs tensions V_s

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0
Φ_s	↓	↑	↑ ↑	↑	↓	↓ ↓	↑ ↓
$\Gamma_{elm} (\Omega > 0)$	↓ ↓	↓ ↓	↓	↑	↑	↓	↓
$\Gamma_{elm} \Omega < 0$	↓	↓	↑	↑ ↑	↑ ↑	↑	↑

La technique de la bande d'hystérésis appliquée au contrôle du flux et du couple a quatre rôles principaux possibles concernant l'erreur instantanée (quatre états pour l'erreur). Pour chaque condition, il est possible de trouver un vecteur tension au moins qui permet aux erreurs du flux statorique Φ_s et du couple Γ d'être réduites. Il est possible de faire suivre au flux et au couple la trajectoire désirée. Cela permet d'avoir un découplage du contrôle du flux et du couple [5].

II.7 Elaboration des tableaux de commutation

II.7.1 Tableaux de commutation correspondant au fonctionnement a deux quadrant

Les tableaux de commutation sont élaborés en fonction des sorties du correcteur à hystérésis du flux, correcteur à hystérésis du couple et de la zone de position de flux, comme le montre les tableaux suivants :

Tableaux. II.4 : Tableaux de commutation a deux quadrants**Tableau 1**

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

Tableau 2

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

Tableau 3

N				1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V1	V2	V3	V4	V5	V6
			0	V4	V5	V6	V1	V2	V3

II.7. 2 Tableaux de commutation correspondant au fonctionnement a quatre quadrants**Tableaux. II.5 :** Tableaux de commutation a quatre quadrants**Tableau 1**

N				1	2	3	4	5	6
ccpl	1	cflx	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
			0	V3	V4	V5	V6	V1	V2
ccpl	0	cflx	1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
			0	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tableau 2

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur
Cflx=1	Ccpl=1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	Deux niveaux
	Ccpl=0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	Ccpl=-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	Trois niveaux
Cflx=0	Ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	Deux niveaux
	Ccpl=0	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	Ccpl=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	Trois niveaux

On retrouve bien la formulation de la sélection des vecteurs tensions V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} , correspondant à une zone $N = i$, et ceci pour un comparateur à deux ou à trois niveaux pour le couple.

Les vecteurs nuls V_0 et V_7 sont choisis alternativement de manière à minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté, la commande directe du couple de la machine par orientation du flux statorique. Cette commande permet de traiter la machine de façon semblable à celle du courant continu dans les quelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Ce type de commande repose sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. 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 du couple électromagnétique.

III.1 Introduction

D'où l'intérêt d'alimenter les machines par des convertisseurs multiniveaux grâce à leur nombre total de vecteurs tension qui augmente avec le nombre de niveaux.

Dans cette partie, on va étudier cette technique de commande lorsque la machine est alimentée par un onduleur à trois niveaux. Nous présenterons les résultats des simulations numériques.

III.2 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la machine, [9].

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutation constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras, [3].

III.2.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, à tension et fréquence variables, des moteurs à courant alternatif de forte puissance. [4],[6]

Plusieurs structures sont possibles pour l'onduleur à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure NPC comme indique la figure (III.1).

L'architecture de convertisseur à trois niveaux est une forme de mise en série du convertisseur classique à deux niveaux qui dans ce cas précis revient à doubler le nombre d'interrupteurs ainsi que des sources continues ; le convertisseur triphasé trois niveaux est composé de douze interrupteur bidirectionnels en courant et de six diodes reliées au point milieu de sources permettent ainsi l'accès au potentiels $+U_c, -U_c, 0$.

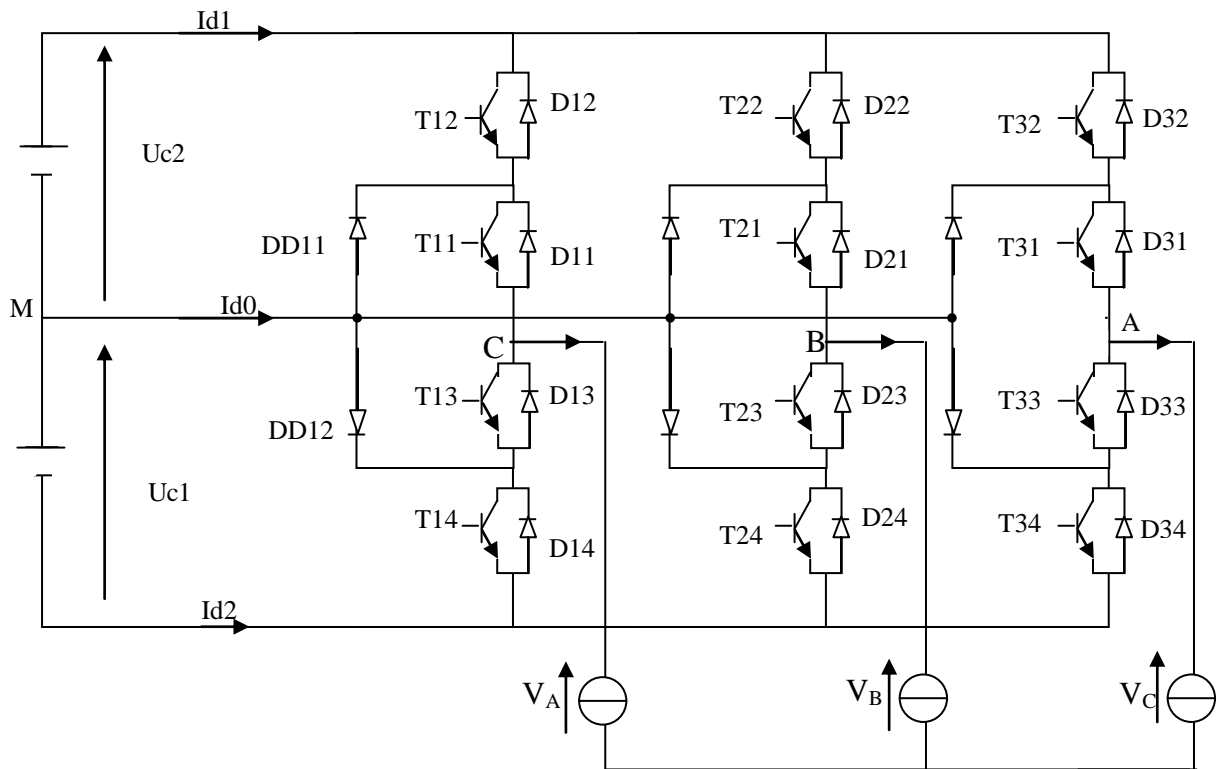


Fig III.1 Onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

III.3 Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La symétrie des onduleurs triphasés à trois niveaux permet leur modélisation par bras. Ainsi, on commencera par définir un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande. On montrera ensuite comment déduire celui d'un bras complet.

Dans le but de réduire, en considérant toutes les configurations possibles d'un bras, on représente chaque paire transistor (T_{ks}) – diodes (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks}) [6], [4].

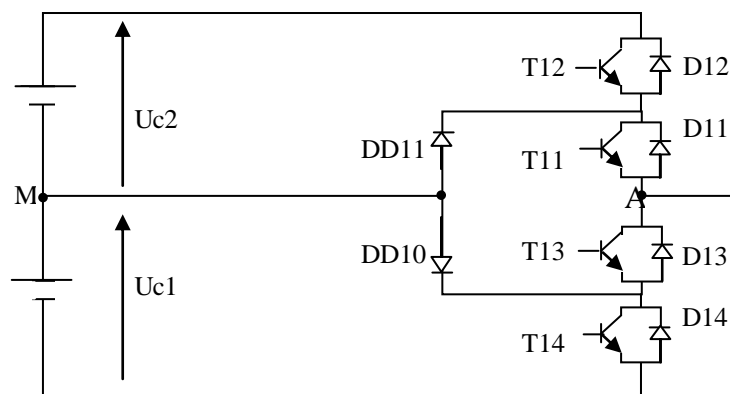


Fig.III.2 Bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux

On verra la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux. la modélisation de ce dernier est faite par bras figure (III.2)

III.3.1 Différents configurations du bras d'onduleur à trois niveaux

Une analyse topologique d'un bras montre cinq configurations possibles. Ces différentes configurations sont présentées par les figures (III.3). Les grandeurs électrique caractérisant chacune de ces configurations sont donnée dans le tableau (III.1) (avec M origine des potentiels et V_k le potentiel du nœud K du bras K). pour la configuration E_0 , le potentiel V_k dépend de la charge de l'onduleur [2].

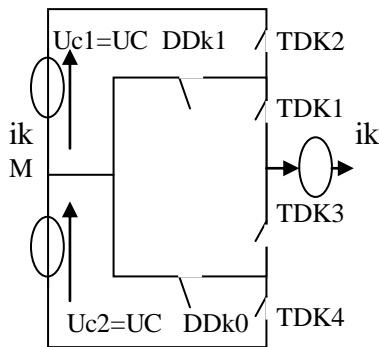


Fig.III.3.a La configuration de E0

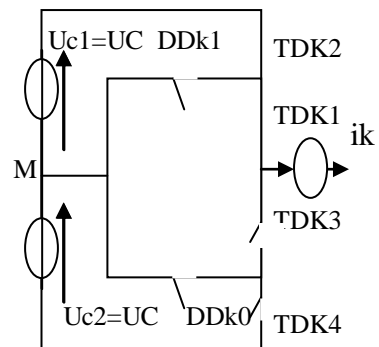


Fig. III.3.b La configuration de E1

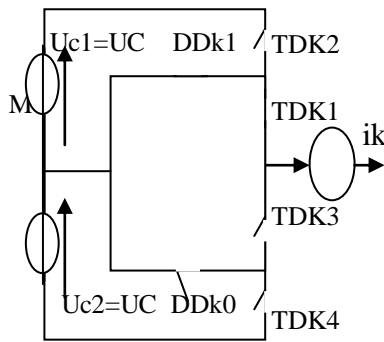


Fig. III.3.c La configuration de E2

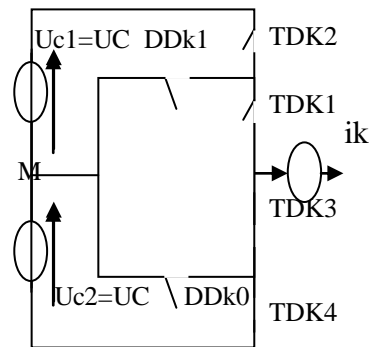
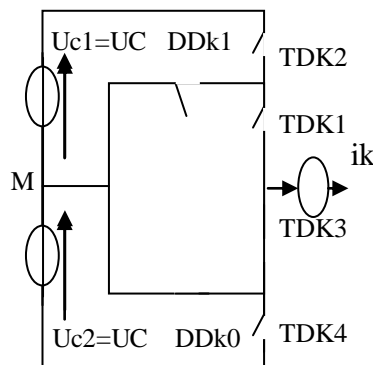


Fig.III.3.d La configuration d E3



FigIII.3.e la configuration de E4

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans le tableau (III.1)

Tableau. III.1 Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras K d'onduleurs à trois niveaux à structure NPC

configuration	Grandeurs électriques
E ₀	I _k =0 , V _k dépend de la charge
E ₁	V _k =U _{c1} =U _c
E ₂	V _k =0
E ₃	V _k =-U _{c2} =-U _c
E ₄	V _k =0

III.4 Modèle de commande des onduleurs à trois niveaux

A fin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à onduleur de délivrer les trois niveaux de tensions désirées, on doit le faire fonctionner en son mode commandable. Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras.

$$\begin{cases} \overline{B_{K1}} = \overline{B_{K2}} \\ \overline{B_{K3}} = \overline{B_{K4}} \end{cases}, \quad \begin{cases} \overline{B_{K1}} = \overline{B_{K3}} \\ \overline{B_{K2}} = \overline{B_{K4}} \end{cases}, \quad \begin{cases} \overline{B_{K1}} = \overline{B_{K4}} \\ \overline{B_{K2}} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (III.1)$$

III.1.a
III.1.b
III.1.c

La commande donnée par la relation(III.1).C'est celle qui donne les trois niveaux U_{c1}, 0 et U_{c2} de façon optimale [4].

Le tableau 2 montre la table d'excitation associé à cette commande complémentaire

B _{K1}	B _{K2}	B _{K3}	B _{K4}	V _K
0	0	1	1	-U _{c2}
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U _{c1}
0	1	0	1	Inconnue

Tableau. III.2 Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

B_{Ki} : commande de la base du transistor T_{Ki}

Ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec cette commande complémentaire tout ce passe comme et pour chaque bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux, on à seulement deux cellules de commutation à deux interrupteurs chacune. Ces deux cellules sont constituées respectivement des paires d'interrupteurs (T_{k1} , T_{k2}) et (T_{k2} , T_{k3}).

III.4.1 Commande complémentaire

Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continue et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par sur intensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors de l'ouverture simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante [12], [13]

On doit réaliser des commandes complémentaires des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur. La commande complémentaire, en plus des deux conditions précédentes, assure un fonctionnement totalement command able de l'onduleur.

Pour le bras d'onduleur $i=1$, trois commandes complémentaires sont possibles

$$C_{11} = \bar{C}_{13} \ \& \ C_{12} = \bar{C}_{14} \quad (\text{III.3})$$

$$C_{11} = C_{12} \ \& \ C_{12} = \bar{C}_{14} \quad (\text{III.4})$$

$$C_{11} = \bar{C}_{14} \ \& \ C_{12} = \bar{C}_{13} \quad (\text{III.5})$$

On établi le tableau d'excitation, relatif à cette commande complémentaire.

Tableau.III.3 : Tableau des excitations relatif au bras n° 1

C11	C12	C13	C14	VAM
0	0	1	1	- UC
0	1	0	1	Inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	+ UC

En conclusion : La commande complémentaire (III.3) s'est avérée celle qui donne les trois niveaux de tension (-UC, 0, + UC) de façon optimale et Si on élimine le cas inconnu (0,1,0,1), on obtient un fonctionnement de l'onduleur en mode command able [6]

III.4.2 Fonction de connexion fkm

On définit la fonction de connexion du demi- bras par b F_{im}^b , tel que [6]

- Pour le demi - bras du haut m=1 et $F_{i1}^b = F_{i1} = F_{i2}$ (III.6)

- Pour le demi - bras du bas m=0 et $F_{i0}^b = F_{i3} = F_{i4}$ (III.7)

$$\left[\begin{array}{l} F_{im}^b = 1 \\ \forall m = 0,1 \end{array} \right] \Leftrightarrow \left[\begin{array}{l} F_{i1} = F_{i2} = 1 \\ \text{ou} \\ F_{i3} = F_{i4} = 1 \end{array} \right] \Leftrightarrow \left[\begin{array}{ll} K_{i1} & K_{i2} \\ \text{ou} & \text{Sont fermés} \\ K_{i3} & K_{i4} \end{array} \right] \quad (III.8)$$

$$\left[\begin{array}{l} F_{im}^b = 1 \\ \forall m = 0,1 \end{array} \right] \Rightarrow [\text{dans les autres cas}] \quad (III.9)$$

III.4.3 Fonction de commutation

On définit pour l'onduleur à trois niveaux une fonction de commutation F_k^i associée à la cellule i du bras K(i = 1 ,ou 2) [6]. On appellera cellule 1 du bras la paire d'interrupteur (T_{k1}, T_{k4}) et la cellule 2 la paire(T_{k2}, T_{k3}) Ainsi, on a :

F_k^1 : fonction de commutation associée à la cellule 1

F_k^2 : fonction de commutation associée à la cellule 2

Les fonctions des connexion des interrupteur s'expriment à l'aide de ces fonctions de commutation comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^1(t)] \\ F_{K2}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^2(t)] \end{array} \right. \quad (III.10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K4}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^1(t - \frac{T}{2})] \\ F_{K3}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^2(t - \frac{T}{2})] \end{array} \right. \quad (III.11)$$

On définira une fonction de connexion du demi bras qu'on notera F_{km}^b avec

K : numéro du bras, m=1 pour le demi bras du haut, et m=0 pour le demi bras du bas .

Pour un bras K. les fonctions de connexion des demi bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

F_{k1}^b est associée au demi bras du haut (la pair T_{k1}, T_{k2}) et F_{k0}^b Au demis bras du bas (la pair T_{k3}, T_{k4}).

Le système d'équation (III.12) montre que la fonction de connexion du demi-bras $F_{k m}^b$ vaut 1 dans le cas ou les deux interrupteurs du demi – bras associés à $F_{k m}^b$ sont tous fermés, et nulle dans tous les autres cas[6].

III.5 Structure générale du contrôle direct du couple

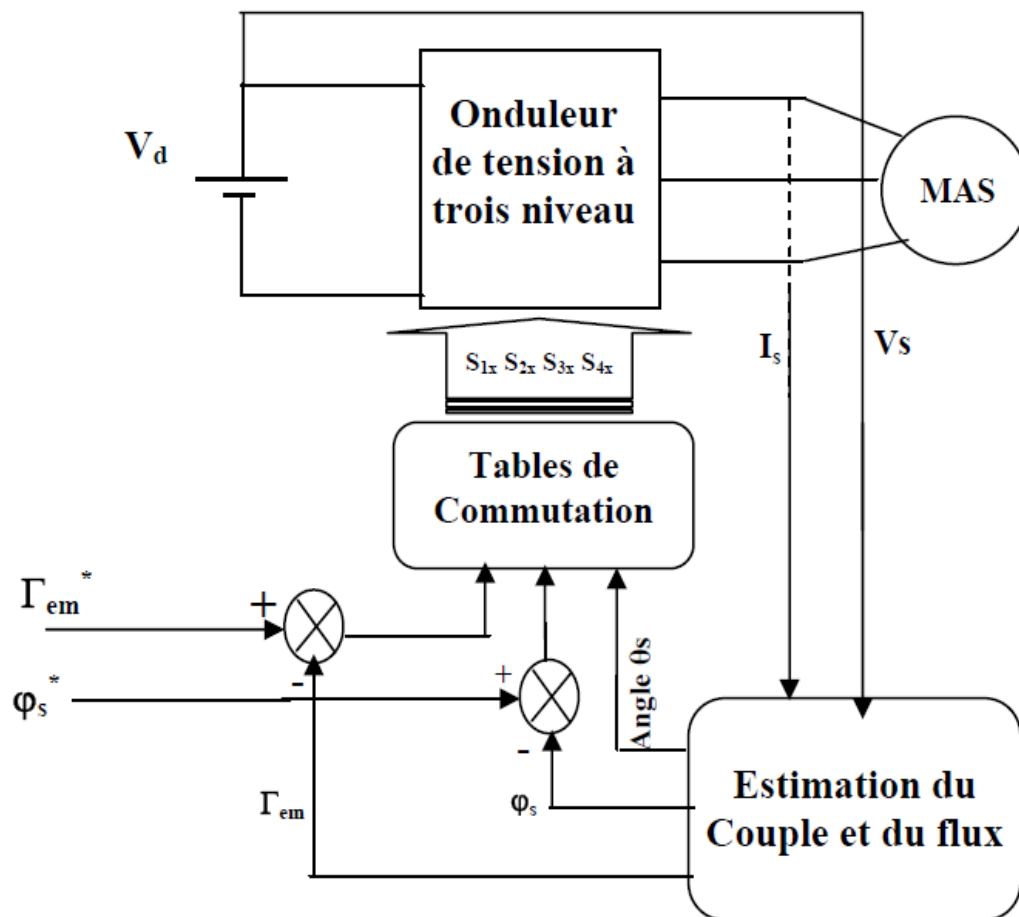


Fig. III.4: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

La figure (III.4) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis à vis des constantes de temps de la machine. Le choix du vecteur tension est effectué à chaque période d'échantillonnage, de plus, on applique un

filtrage sur les grandeurs statoriques de courant afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la tableau de commutation permettant de définir le choix du vecteur V_s sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI. En plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle les exigences de régulateur du courant, régulateur PI de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système

III.5.1 Stratégie de commutation proposée

Nous prenons le même nombre de secteurs que dans le contrôle classique développé par TAKAHASHI. Ainsi, on opte pour une table de commutation de taille moyenne à variables déterministes où N_j et K sont des variables entières, en utilisant six secteurs réguliers notés par N_1 jusqu'à N_6 . La stratégie de commutation doit répondre au fonctionnement à quatre quadrants. Le choix parmi les 19 vecteurs de tension à appliquer à la machine à chaque pas d'échantillonnage se fait en exploitant un premier degré de liberté de l'onduleur à trois niveaux.

Le choix de la séquence des niveaux de phase, parmi toute les configurations possibles associées à chaque vecteur tension choisi, constitue un deuxième degré de liberté qui doit être exploité pour le rééquilibrage du point milieu capacitif. La base de cette stratégie, table de commutation, est inspirée de la technique de TAKAHASHI tout en appliquant les vecteurs tension backward et forward associés à chaque groupe dans l'espace d'évolution du flux statorique [5].

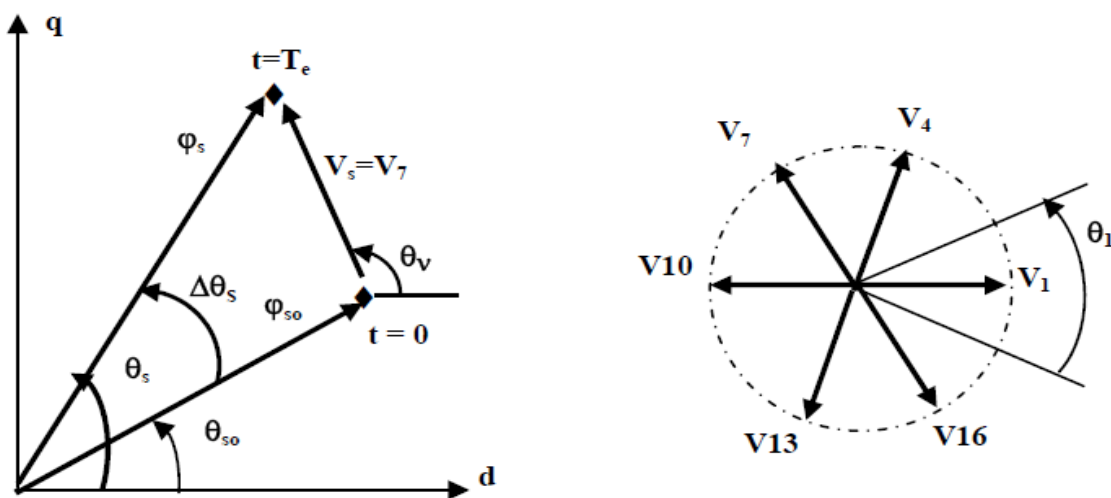


Fig. III.5 : Déviation du flux statorique

Nous utilisons le même estimateur de flux (modèle en tension) développé précédemment. Par ailleurs, des estimateurs en boucle fermée (observateurs) sont aussi utilisés. La différence entre ces deux méthodes est l'existence ou non d'un terme de correction lié à l'erreur d'estimation, utilisé pour affiner la réponse de l'estimateur.

Les estimateurs, de part leur principe, sont sensibles aux variations paramétriques. L'utilisation d'un observateur améliore la robustesse des estimations vis à vis des variations paramétriques et des bruits de mesure.

La qualité de bonne estimation s'apprécie au regard de sa sensibilité par rapport aux bruits affectant l'état et la sortie et aux variations paramétriques.

En outre, une attention particulière devra être portée à son temps de réponse et aux contraintes numériques inhérentes à son implémentation. La performance d'un observateur est liée souvent à une augmentation de sa complexité. Il faudra donc trouver un compromis afin de satisfaire une bonne précision des estimations sans trop pénaliser le temps de calcul.

Cependant, une structure à base de DTC avec uniquement un seul capteur de courant a été proposée pour augmenter la souplesse de ce schéma de commande [5].

En appliquant la technique de TAKAHASHI, nous développons les stratégies de commutation partielles représentées par les tableaux ci-dessous.

1. Tableau de commutation correspondante aux faibles variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe SVV

Tableau. III.4 :Tableau de commutation le différent tensions SVV

.N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V5	V8	V11	V14	V17	V2
			0	V7	V10	V13	V16	V1	V4
ccpl	0	cflx	1	V16	V1	V4	V7	V10	V13
			0	V13	V16	V1	V4	V7	V10

2. Tableau de commutation correspondante aux grandes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe LVV.

Tableau. III.5 :Tableau de commutation le différent tensions LVV

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V4	V7	V10	V13	V16	V1
			0	V8	V11	V14	V17	V2	V5
ccpl	0	cflx	1	V17	V2	V5	V8	V11	V14
			0	V14	V17	V2	V5	V8	V11

3. Tableau de commutation correspondante aux moyennes variations du couple en appliquant les vecteurs tension du groupe MVV (les ensembles PS).

Tableau. III.6 Tableau de commutation le différent tensions MVV

N			1	2	3	4	5	6	
ccpl	1	cflx	1	V3	V6	V9	V12	V15	V18
			0	V9	V12	V15	V18	V3	V6
ccpl	0	cflx	1	V18	V3	V6	V9	V12	V15
			0	V12	V15	V18	V3	V6	V9

Les règles sont déterminées directement du diagramme vectoriel du flux et du courant élaboré précédemment tout en essayant d'avoir le maximum de contrôle avec un nombre minimum de règles, elles sont représentées dans les tableaux suivants :

θ_1

E_Γ	E_Φ	1	0	-1
2	5	4	8	
1	3	4	9	
0	0	0	0	
-1	18	0	12	
-2	17	13	14	

θ_2

E_Γ	E_Φ	1	0	-1
2	8	7	11	
1	6	7	12	
0	0	0	0	
-1	3	0	15	
-2	2	16	17	

θ_3

E_Γ	E_Φ	1	0	-1
2	11	10	14	
1	9	10	15	
0	0	0	0	
-1	6	0	18	
-2	5	1	2	

θ_4

E_Γ	E_Φ	1	0	-1
2	14	13	17	
1	12	13	18	
0	0	0	0	
-1	9	0	3	
-2	8	4	5	

θ_5

E_Γ	E_Φ	1	0	-1
2	17	16	2	
1	15	16	3	
0	0	0	0	
-1	12	0	6	
-2	11	7	8	

θ_6

E_Γ	E_Φ	1	0	-1
2	2	1	5	
1	18	1	6	
0	0	0	0	
-1	15	0	9	
-2	14	10	11	

Etant donnée que lorsque le vecteur tension nul est sélectionné, le flux statorique s'arrête et le couple diminue ($\omega > 0$). Par ailleurs, dans notre stratégie de contrôle, les vecteurs nuls et les petits vecteurs tension sont appliqués dans les cas des faibles variations du flux.

III.6 Simulation numérique

Pour valider l'algorithme proposé, on présente dans cette partie les résultats de simulation numérique illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple à la machine asynchrone associé par onduleur trois niveaux

III.6.1 Résultats de simulation

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink. les résultats de simulation sont exposés comme suit sur les figures suivantes:

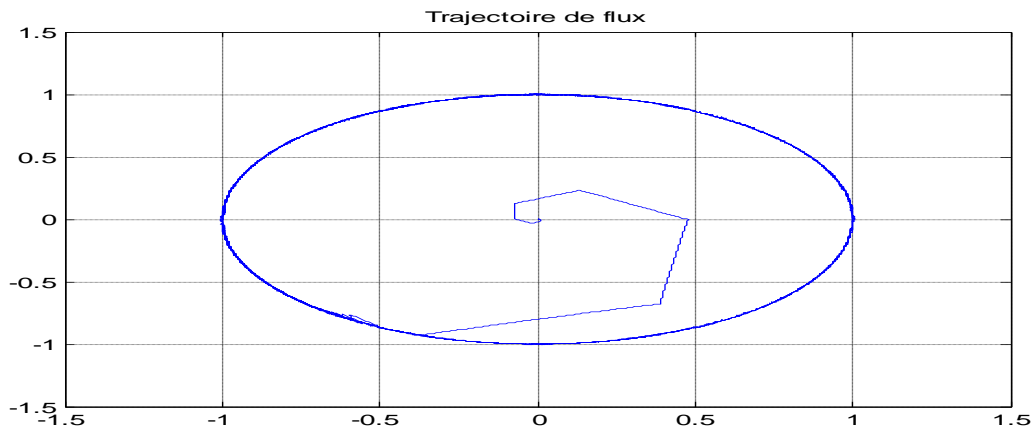


Fig. III.6 trajectoire de flux statorique

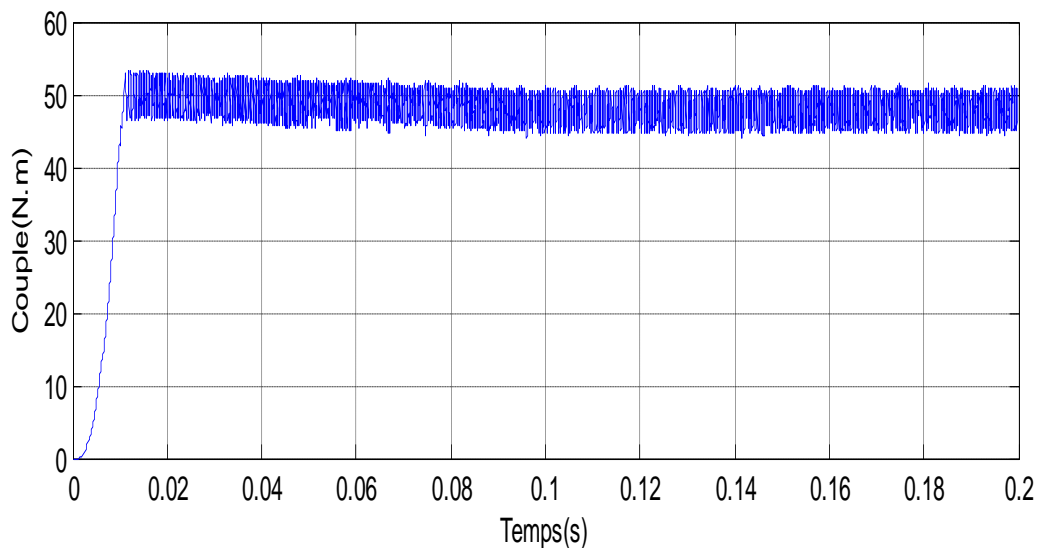


Fig. III.7 le couple électromagnétique.

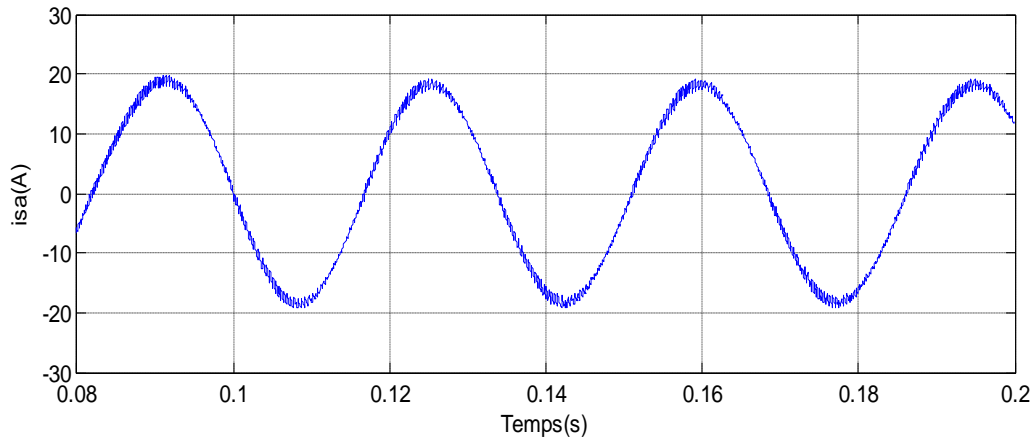


Fig. III.8 le courant de phase (i_{sa}).

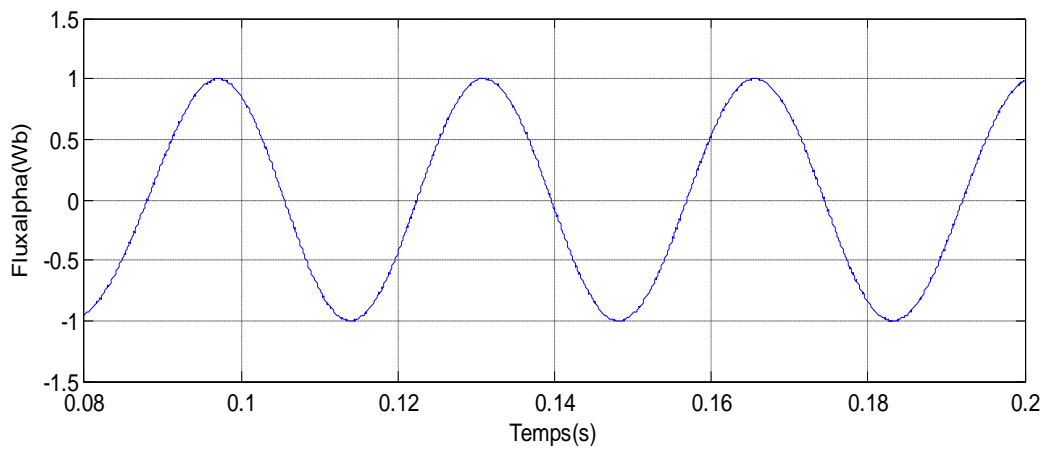


Fig. III.9 le flux de alpha

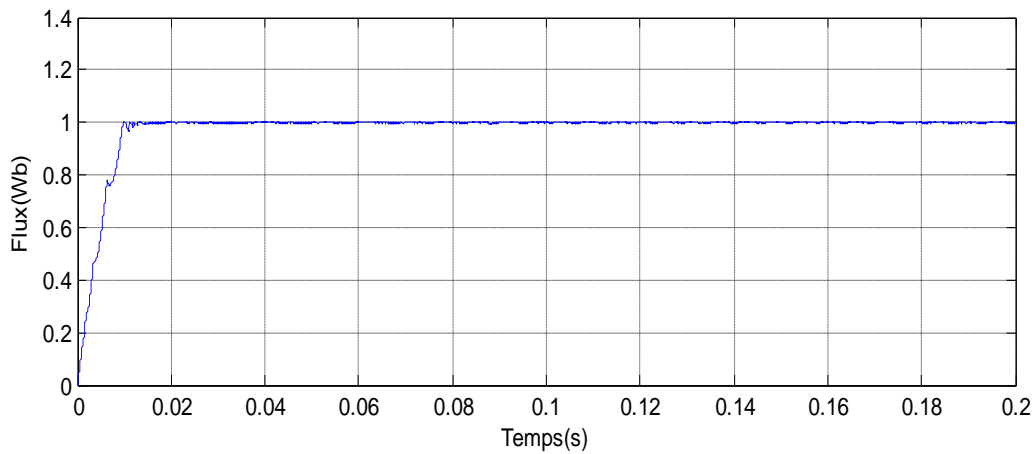


Fig. III.10 la module de flux

III.6.2 Interprétation des résultats

Le démarrage effectué à couple résistant de 50 N.m, le courant de phase et le flux à une forme sinusoïdale avec un pic au démarrage. Ainsi le module de flux qui stabilise à la valeur de 1wb avec une petite perturbation a l'instant ($t = 0s$ à $t = 0.01s$) et la réponse trajectoire de flux statorique dans le plan ($\alpha \beta$) est pratiquement circulaire

III.6.3 Test de variation du couple de charge

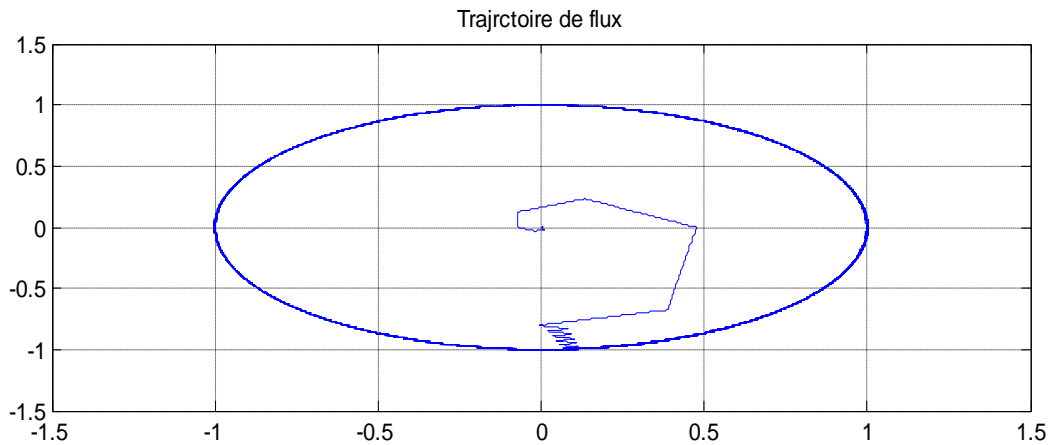


Fig. III.11 trajectoire de flux statorique

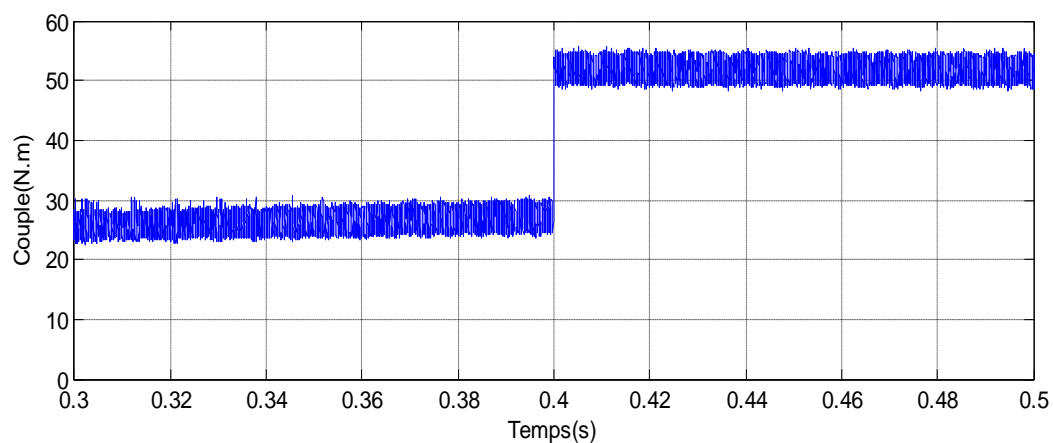
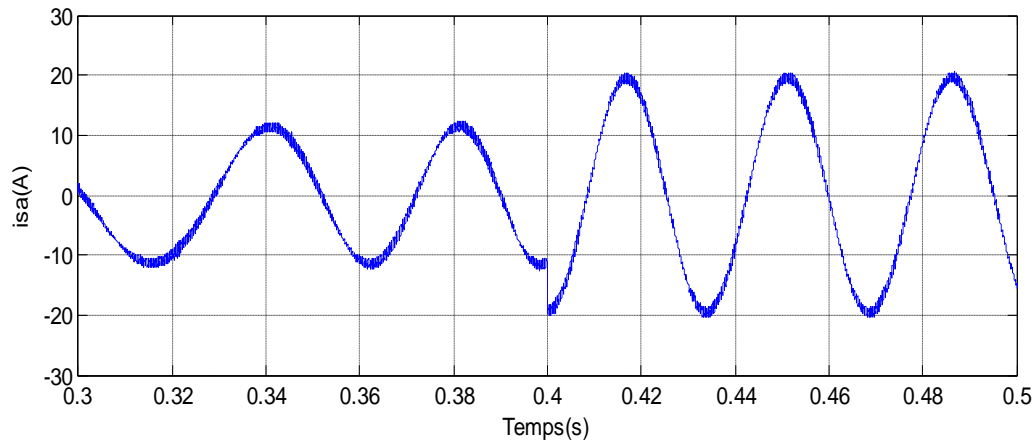
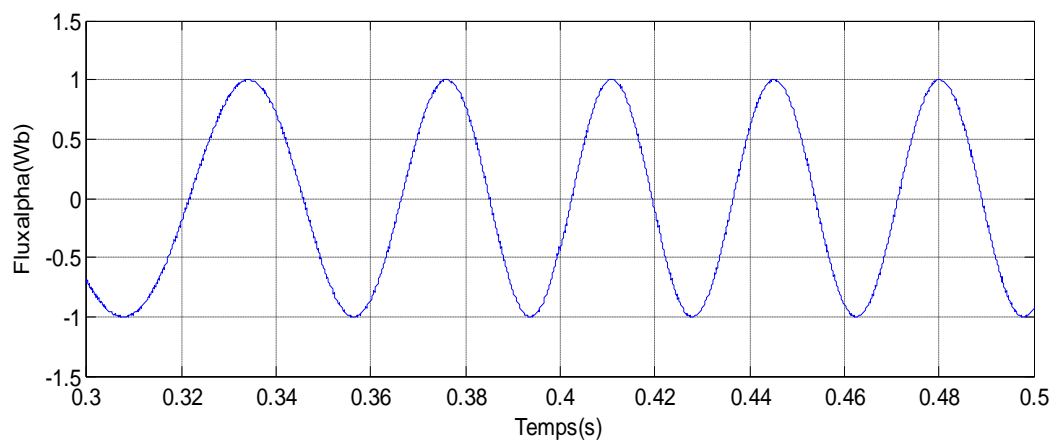
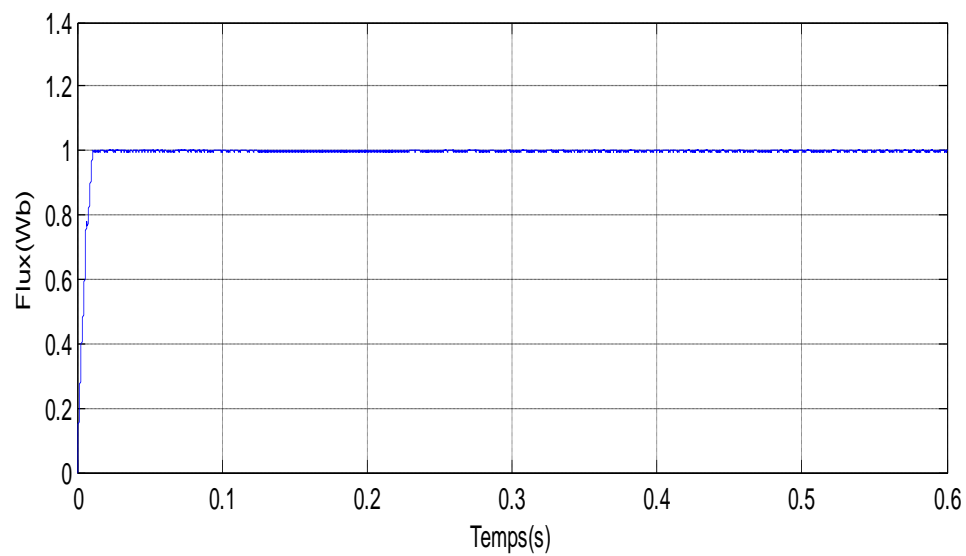


Fig. III.12 le couple électromagnétique

**Fig. III.13** le courant de phase (i_{sa})**Fig. III.14** le flux alpha**Fig. III.15** la module de flux

III.6.4 Interprétation des résultats

La trajectoire de flux statorique est pratiquement circulaire. Le couple présente un transitoire assez rapide. On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la DTC.

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 25N.m entre $t = 0.3s$ à $t = 0.4 s$ et dans le temps $t = 0.4 s$ doublé le couple de charge de 50N.m le système répond instantanément et le courant de phase et le flux à une forme sinusoïdale dans le temps $t = 0.4 s$ valeur de courant statorique double (20 A) répond instantanément .

Ainsi le module de flux qui stabilise à la valeur de 1wb avec sont perturbation a l'instant et la trajectoire de flux statorique dans le plan $(\alpha \beta)$ est pratiquement circulaire donc la commande permet une réponse très rapide des grandeurs de commande

III.6.5 Test de variation du flux statorique

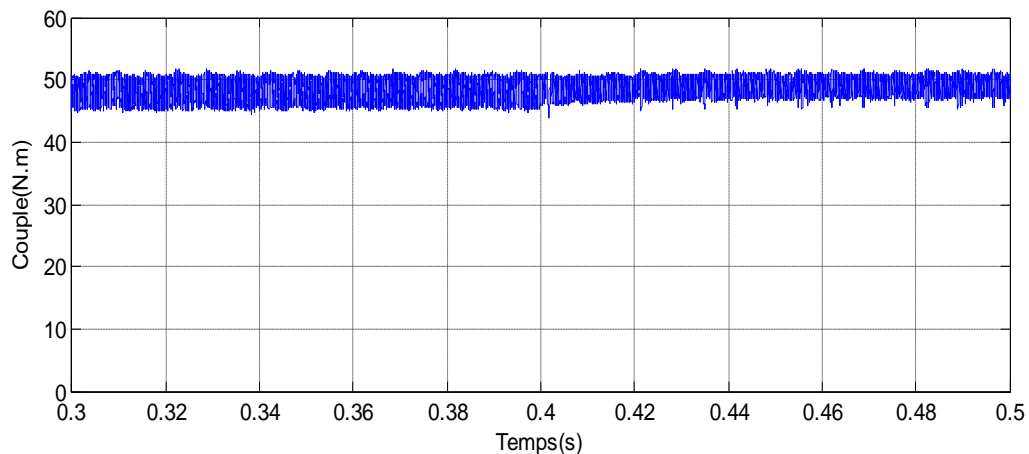


Fig. III.16 Réponse du couple électromagnétique

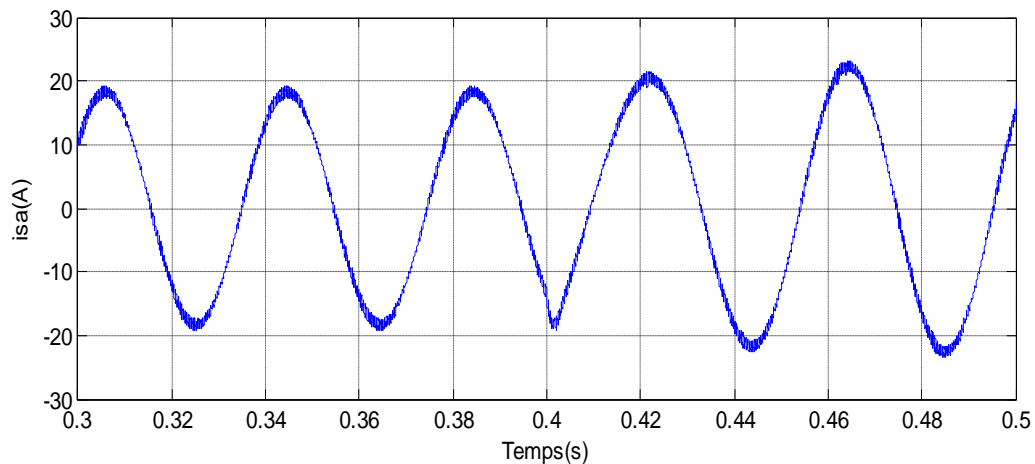


Fig. III.17 Réponse des courants de phase (i_{sa})

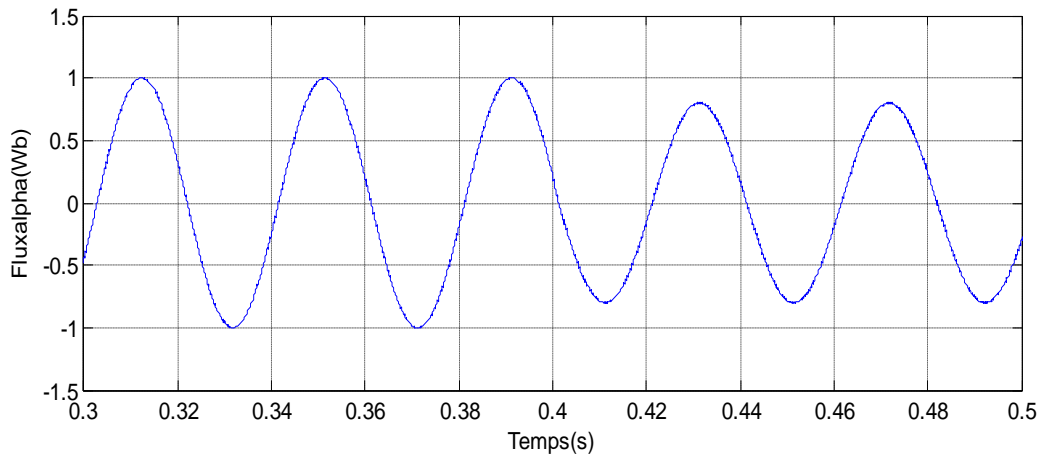


Fig. III.18 Réponse des flux alpha

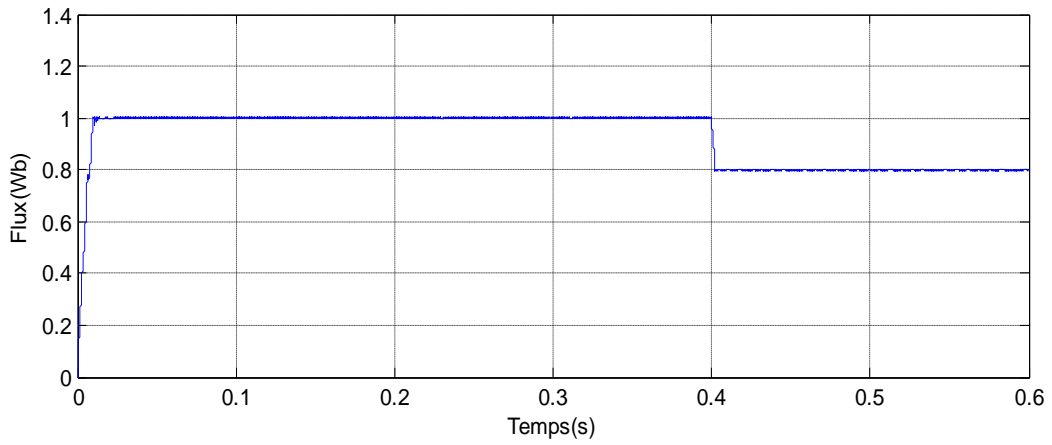


Fig. III.19 Réponse la module de flux (α_β)

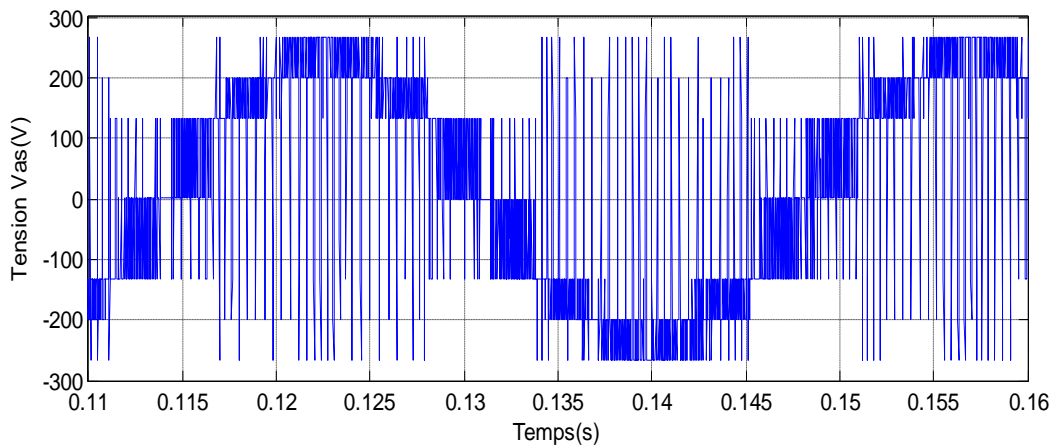


Fig. III.20 la tension simple de la sortie d'onduleur V_{as}

III.6.6 Interprétation variation du flux statorique

Le démarrage effectué à couple résistant de 50 N.m, le courant de phase et le flux à une forme sinusoïdale. Ainsi le module de flux qui stabilise à la valeur de 1wb

Dans l'instant($t=0.4s$) nous varions la valeur de flux statorique 0.8wb trouve petite changement dans le valeur de courant et le couple avec une petite perturbation après a l'instant ($t = 0.4s$) et la trajectoire de flux statorique dans le plan ($\alpha \beta$) est pratiquement circulaire Tout les cas de teste dans cette mémoire la sortie d'onduleur chaque phase possède tension simple alternative définie par trois niveaux de tension comme suite :

Première niveau $V_{dc}/3$ est $400/3=133.33V$;

deuxième niveau $V_{dc}/2$ est $400/2=200V$;

troisième niveau $2V_{dc}/3$ est $400/2=266.66V$.

III.7 Conclusion

Ce troisième chapitre traite de la stratégie de commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux. En premier temps, on a présenté la structure topologique d'un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC. Par la suite, on a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux, et on a simulé le comportement de la machine asynchrone.

La simulation de la commande montre un très bon découplage entre le flux statorique et du couple électromagnétique. Ce qui permet l'approche des performances de la machine à courant continu.

Conclusion générale

On a présenté dans le premier chapitre la machine asynchrone et sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses, le modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé dans la deuxième partie le principe du contrôle direct du couple (DTC) ainsi nous avons présenté une synthèse de la commande DTC basée sur la technique de Takahashi pour un onduleur à deux niveaux. Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une nouvelle approche de contrôle direct du couple de la machine alimentée par un onduleur à trois niveaux à structure NPC. Les résultats des simulations numériques obtenues sont plus performants et robustes.

Cette stratégie bien qu'elle présente beaucoup d'avantages, elle présente des inconvénients à savoir :

- Non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur
- Fréquence d'échantillonnage élevée
- Facteur de distorsion du courant statorique élevé
- Sensibilité aux variations de la résistance statorique

Pour la continuité de ce travail, il nous vient à l'esprit de définir les axes de recherches qui sont, à notre avis, prometteurs pour le développement de la DTC :

- Améliorer cette stratégie par imposition de la fréquence de commutation de l'onduleur ;
- Utilisation des convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions ; utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique ;
- Utiliser d'autres observateurs tels que : le filtre de Kalman ou l'observateur de Luenberger pour estimer le flux statorique ;
- Utilisation des régulateurs à mode glissant ou la régulation par la logique floue.

Annexe

Paramètre du moteur Asynchrone à cage étudié [5]:

Paramètre	Valeur
Fréquence	50 Hz
tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	2
Résistance statorique R_s	4.85 Ω
Inductance statorique L_s	0.274 H
Résistance rotorique R_r	3.805 Ω
Inductance mutuel	0.258 H
Inductance rotorique L_r	0.274H
Coefficient de frottement	0.00814 N.m.s/rad
Inertie	0.031 Kg.m ²
Puissance nominal	1.5 Kw
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance	0.8
Vitesse nominale	1420 tr/min

Bibliographie

- [1] L. Baghli, "Méthodes de commande du moteur asynchrone pour un cahier de charge précis," Rapport bibliographique, INPL, Nancy, Avril 1995
- [2] Diaf youssouf ben anter "Modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilot par MLI a structure multi niveaux" mémoire de Master 2012
- [3] Chikhi Abdesselem " Commande directe du couple du moteur asynchrone-apport de la logique floue " mémoire de Magister 2008
- [4] Toufouti Riad, " Contrôle directe du couple de la machine asynchrone " mémoire de Magister, Université de Constantine, 2003.
- [5] Zaimeddine rabah "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multi-niveaux" mémoire Doctorat 2007
- [6] Merzoug mohamed salah" Etude comparative des performances d'un 'DTC' et d'un 'FOC' d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) " Mémoire d'ingénieur ,Université de Batna
- [7] Ben aissa malika, " Minimisation des pulsation du couple dans une command direct de couple 'DTC' d'un machine asynchrone ", mémoire de Magister Université de Batna
- [8] Fadli ouahiba," Modelisation et commande non linéaire de l'association MSAP– onduleur de tension a trois "Mémoire d'ingénieur ,Université de Batna 2006
- [9] Guy Strutzer, Eddie Samigiel, " Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés.Commande vectorielle des moteurs synchrones. Commande numérique par contrôleurs DSP " Ellipses, Mars 2000.
- [10] Luc Mutrel, "Le moteur asynchrone. Régimes statique et dynamique, ". Ellipses Septembre 1999.
- [11] H. M Gaoua, S. Benhammadi, "machines asynchrone a double stator. Modélisation alimentation et command " Mémoire D'ingénieur, E.N.P Alger 2002.
- [12] Mourad Moussaoui, Smail Rebbouh, " Commande adaptative à mModèle de référence. application à un moteur asynchrone, "Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf M'sila, Promotion JUIN2002
- [13] Lahouel dalila "Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents" mémoire de Magister 2009
- [14] Ameer aissa " Command sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimant permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle" mémoire de Magister 2012
-

Résumé

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et des calculateurs en temps réel ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Le moteur asynchrone, grâce à sa robustesse, son faible coût et sa simple construction s'impose de plus en plus dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande dite : DTC (commande directe du couple électromagnétique) appliquée au MAS associée à un onduleur de tension triphasé à trois niveaux de type NPC. Les résultats de simulation démontrent la validité de cette stratégie.