

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Commande Electrique

Présenté par

TAMMA EL ABBAS & ZERIG ABDEL GHANI

Thème

Amélioration des performances *de la* commande directe du couple de la machine asynchrone

Soutenu le 28/05/2017. Devant le jury composé de :

Mr. Z . Lammouchi

Maitre de conférences Président

Mr. H.SERHOUD

Maitre de conférences Rapporteur

Mr. N. MOUSBAHI

Maitre de conférences Examineur

Année Universitaire 2016/2017

Résumé

Cette thèse de doctorat décrit la conception et la mise en oeuvre d'une commande directe du couple d'une machine asynchrone triphasée. L'alimentation est assurée par un onduleur de tension à deux niveaux. Pour la stratégie de commande directe du couple, deux variantes de contrôle sont étudiées :

- ✓ La première est basée sur le contrôle direct du couple (DTC), dont les commutations de l'onduleur sont obtenues à partir de l'information de sortie des deux contrôleurs à hystérésis (couple, flux) et la position du flux statorique. Afin de surmonter les inconvénients du DTC, nous allons étudier quelques améliorations de la DTC classique comme la DTC modifiée et DTC 12 secteurs.
- ✓ La deuxième concerne le contrôle direct du couple prédictif (PDTC) basé sur le modèle de la machine asynchrone, dont les différentes commutations de l'onduleur sont obtenues à partir de la prédiction des futures valeurs des variables contrôlées (couple, flux) et l'optimisation de leurs erreurs par l'entremise d'une fonction de coût prédéfinie auparavant.

Remerciements

Remerciements à Dieu – le tout puissant – qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur LAMMOUCHI ZAKARIA d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre

Dédicaces

A...

*Ma mère et mon père qui m'ont donné naissance et l'amour ;
ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur soutien
moral et physique le long de mes années d'études.*

Mes très chères sœurs.

Mon très chers frères.

Toute ma famille.

Tous mes amis.

Tous ceux que me sont chers

Je dédie ce travail...

SOMMAIRE

Sommaire

LISTES DES TABLEAUX

LISTE DES SYMBOLES

INTRODUCTION GÉNÉRALE

CHAPITRE I

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. INTRODUCTION	4
I.2. GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE ASYNCHRONE	5
<i>I.2.1. Définition</i>	<i>5</i>
<i>I.2.2. Constitution de la machine asynchrone</i>	<i>5</i>
I.3. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	6
I.4. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES	7
I.5. EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE GÉNÉRALISÉE.....	8
<i>I.5.1. Equations électriques</i>	<i>8</i>
<i>I.5.2. Equation magnétique.....</i>	<i>9</i>
<i>I.5.3 Equation mécanique.....</i>	<i>10</i>
I.6. TRANSFORMATION DE PARK	11
<i>I.6.1. Application de la transformation de Park</i>	<i>13</i>
I.7. CHOIX DU RÉFÉRENTIEL	14
<i>I.7.1. Référentiel (α, β).....</i>	<i>14</i>
<i>I.7.2. Equation de la machine dans le repère (α, β) lié au stator</i>	<i>15</i>
I.8. FORME D'ÉTAT DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPÈRE (A , B)	15
I.9. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTÉE DIRECTEMENT PAR LE RÉSEAU	17
<i>I.9.1. Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone.....</i>	<i>17</i>
I.9.1.1. Validation du modèle par simulation	17
I.9.1.2. Interprétations des résultats	19
I.10. MODÉLISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	19

I.11. CONCLUSION	21
------------------------	----

CHAPITRE II

LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1. INTRODUCTION	23
II.2. PRINCIPES GÉNÉRAUX DE LA COMMANDE DTC	23
II.3. STRATÉGIE DE LA COMMANDE DTC.....	24
II.4. RÈGLE DE COMPORTEMENT DES GRANDEURS À CONTRÔLER (FLUX, COUPLE).....	24
<i>II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique.....</i>	<i>25</i>
<i>II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique</i>	<i>26</i>
II.5. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTRÔLE	27
<i>II.5.1. Sélection du vecteur tension V_s.....</i>	<i>27</i>
<i>II.5.2. Estimation du flux statorique</i>	<i>29</i>
<i>II.5.3. Estimation du couple électromagnétique</i>	<i>30</i>
<i>II.5.4. Elaboration du vecteur de commande</i>	<i>30</i>
II.5.4.1. Correcteur de flux.....	30
II.5.4.2. Correcteur de couple.....	31
II.5.4.2.1. Correcteur à deux niveaux.....	32
II.5.4.2.2. Correcteurs à trois niveaux.....	32
<i>II.5.5. Elaboration de la table de commande</i>	<i>34</i>
II.6. RÉGULATEUR UTILISÉ DANS LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE	35
II.7. AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA DTC.....	36
<i>II.7.1. Avantages de la commande directe de couple [10].....</i>	<i>36</i>
<i>II.7.2. Inconvénients de la commande directe de couple [3].....</i>	<i>37</i>
II.9. RÉSULTATS DE SIMULATION	37
<i>II.9.1. Commande avec boucle de vitesse (Inversion du sens de rotation).....</i>	<i>37</i>
<i>II.9.2. Teste de la DTC à base vitesse.....</i>	<i>38</i>
II.10. CONCLUSION.....	40

CHAPITRE III

AMÉLIORATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

III. 1. INTRODUCTION	42
III.2. EFFET DU TERME RÉSISTIF SUR LES PERFORMANCES DE LA DTC	42
<i>III.2.1. Phénomène d'ondulation du flux statorique</i>	43
III.3. AMÉLIORATION DE LA COMMANDE DTC PAR CHANGEMENT DE LA TABLE VÉRITÉ	45
<i>III.3.1. Commande de la DTC modifié</i>	45
<i>III.3.2. Résultats de simulation</i>	47
III.4. UTILISATION DE LA DTC AVEC UNE TABLE À 12 SECTEURS	48
<i>III.4.1. Résultat de simulation</i>	52
<i>III.4.2. Résultat de simulation et comparaison</i>	53
III.5. CONCLUSION	55

CHAPITRE IV

OPTIMISATION DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE PAR PDTC

IV.1 INTRODUCTION	57
IV.2. PRINCIPE DE LA NOUVELLE COMMANDE (PDTC)	58
IV.3. CHOIX DES VECTEURS DE TENSION DANS LA COMMANDE PDTC	59
<i>IV.3.1. Structure de la commande PDTC avec erreur du flux</i>	61
IV.4. FONCTION COÛT	63
IV.5. ALGORITHME DE LA COMMANDE PDTC	64
IV.6. POURSUITE DE TRAJECTOIRE ET COMPARAISON ENTRE LA DTC ET LA PDTC	65
IV.7. CONCLUSION	68
CONCLUSION GÉNÉRALE	71
ANNEXE	73
RÉFÉRENCE BIBLIOGRAPHIQUES	74

Liste des figures

Listes de figures

Chapitre i : modelisation et simulation de la mas

Figure(i.1):moteur asynchrone (à induction).....	5
Figure(i.2): Représentation De La Machine Asynchrone Triphasée Dans L'espace Électrique	6
Figure(i.3):transformation triphasée-biphasée	11
Figure(i.4):schéma bloc global de simulation de la mas.	17
Figure(i.5):résultats de simulation de la m.as en tension sous charge nominale après un démarrage à vide ..	18
Figure(i.6):résultats de simulation de la m.as en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels	18
Figure(i.7):schéma d'un onduleur triphasé.	20

chapitre ii

la commande directe du couple de la machine asynchrone

Figure (ii.1): evolution du flux statorique et séquences de fonctionne	25
figure(ii.2) : sélection du vecteur de tension selon la zone $N = 1$	28
Figure (ii.3):Fonction De Sortie Du Correcteur De Flux À Deux Niveaux	31
Figure (ii.4) contrôle de l'amplitude de flux statorique	31
Figure (ii.5):correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux	33
Figure (ii.6): schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.	35
Figure (ii.7) : boucle de régulation de vitesse avec régulateur ip	35
Figure(ii.8):résultats de simulation de la commande <i>dtc</i>	38
Figure(ii.9): résultat de simulation du <i>dtc</i> à base vitesse.....	39

chapitre iii

amélioration de la commande directe du couple

Figure (iii.1): trajectoire de Φ_s lors de l'établissement simultané du flux et du couple.....	43
Figure (iii.2): Caractéristique Du Flux Et Du Couple Électromagnétique Lors Du Démarrage	44
Figure (iii.3): trajectoire de l' extrémité du vecteur flux statorique	45
Figure (iii.4):définition des secteurs utilisés dans la <i>dtc</i>	46
Figure(iii.5):résultats de simulation du flux et du courant pour vitesse de référence de 100rd/s.....	48

Figure (iii.6): contrôle directe du couple avec 12 secteurs.....	49
Figure (iii.7): comparateur à hystérésis	50
Figure(ii.8):résultats de simulation de la commande <i>dte</i> 12 secteur	53
Figure (iii.9): réponse en couple et en flux pour la <i>dte</i> classique et la <i>dte</i> -12 secteurs.....	54

chapitre iv

optimisation de la commande directe du couple par *pdte*

Figure(iv.1):Schéma Général De La Commande Prédictive Du Couple (<i>Dte</i>) Et	58
Figure(iv.2): distribution spatiale dans le plan (α, β) de tous les vecteurs de tension	60
D'un vsi-2l.....	60
Figure(iv.3): schéma général de la commande <i>pdte</i> basée sur l'erreur de couple	62
Figure(iv.4): schéma général de la commande <i>pdte</i> basée sur l'erreur du flux.	63
Figure(iv.5):optimisation de la fonction de coût avec la commande prédictive <i>ofs-ptc</i>	65
Figure(iv.6): performances de la commande <i>pdte</i> basée sur l'erreur de couple	66
Vitesse de rotation, , couple, flux statorique et courant statorique	66
Figure(iv.7): comparaison entres les deux stratégies <i>dte</i> et <i>pdte</i>	67

Liste des tableaux

Listes des tableaux

Chapitre II : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone

Tableaux (ii.1): variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension v_i	29
Tableaux (ii.2): table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple	34

Chapitre iii : amelioration de la commande directe du couple

Tableau (iii.1) comportement du couple et du flux pour toutes les tensions sélectionnées	46
Tableau (iii.2) : table de vérité de la dtc modifiée.	47
Tableau (iii.3): effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs s1 et s12	49
Tableau (iii.4) : table de vérité pour la dtc avec 12 secteurs	51

Chapitre iv : optimisation de la commande direct

Du couple par ofs-ptc

Tableaux(iv.1): table de commutation de la commande pdtc basé sur l'erreur du couple.	61
Tableaux(iv.2): table de commutation de la commande pdtc basé sur l'erreur du flux.	61

Liste des Symboles

Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

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

PDTC: la commande directe de couple prédictive.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.

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

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

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

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

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

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

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

L_{ss} : matrice des inductances statoriques.

L_{rr} : matrice des inductances rotoriques.

R_s, l_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

R_r, l_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

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

m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique.

(α, β) : Axes fixés au stator.

(x, y) : Axes fixés au rotor.

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

θ_s, θ_r : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

Ω : Vitesse de rotation mécanique [rad/s].

ω_r : Vitesse de rotation électrique ($\omega_r = p\Omega$) [rad/s]

p : Nombre de paires de pôles.

C_r : Couple résistant.

F : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

σ : Coefficient de dispersion.

$[A]$: Matrice de transition.

$[B]$: Matrice de commande.

$[T]$: Matrice de Clark.

$[P]$: Matrice de transformation de PARK.

T_r : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statorique.

V_s : Valeur efficace de la tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

S_{abc} : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.

T_e : Période d'échantillonnage.

s : Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$.

K_p : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur intégral.

K_d : Facteur de dérivation.

P : Correcteur à action proportionnelle.

I : Correcteur à action intégrale.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

τ_i, τ_d : Constants de temps $\frac{K_p}{K_i}, \frac{K_d}{K_p}$

ξ : Coefficient D'amortissement.

F(k+1): la Fonction coût.

$\widehat{\theta_s}$: la position angulaire actuelle du flux statorique.

ΔC : la déviation du couple (erreur du couple).

$\Delta \varphi_s$: la déviation de flux statorique.

Introduction générale

Introduction générale

le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer.

Durant les trois dernières décades, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées 'commandes vectorielles' assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu caractérisés par un découplage naturel couple-flux. Les méthodes de contrôle direct de couple (DTC: Direct Torque Control) des machines asynchrones sont apparues à la fin des années 1980, concurrençant les méthodes de commande vectorielle.

Le contrôle direct de couple « CDC » fut réalisé par TAKAHASHI], au milieu des années 1980. Il est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension placé en amont de la machine asynchrone. Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et deux régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du flux et du couple électromagnétique de la machine.

Ce contrôle a rapidement donné satisfaction, son succès l'a rendu de plus en plus populaire et il intéresse beaucoup de scientifiques et d'industriels dans le domaine des applications à vitesse variable telles que la traction électrique ou dans certains prototypes de voitures électriques.

Les avantages déterminants attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances aux faibles vitesses) sont néanmoins contre balancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné ; par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable.

D'autre part, la combinaison du convertisseur statique et de la machine asynchrone est à l'heure actuelle la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, mais étant donné les inconvénients cités auparavant, de hautes performances en couple et en vitesse (temps de réponse et bon suivi de trajectoire) sont requises et imposées par les industriels. Pour pallier ces problèmes, plusieurs stratégies dérivées de la commande DTC. Pour cela,

nous allons développer quelques techniques d'amélioration des performances de la DTC dans ce manuscrit qui comporte quatre chapitres :

- ❖ Dans le premier chapitre, la modélisation de la machine asynchrone triphasée est discutée. Le chapitre commence par une description de la machine asynchrone triphasée et la mise en place des repères de référence, la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés est donnée. Puis, de façon générale quelques stratégies de commande pour le moteur asynchrone sont exposées.
- ❖ Dans le deuxième chapitre, nous développons le principe de contrôle direct du couple, noyau de notre thème. Pour cette stratégie de commande, nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique en se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux et en utilisant les vecteurs de tension générés.
- ❖ Dans le troisième chapitre, nous définirons quelques stratégies d'amélioration de la DTC. Dans la première partie, on étudiera le fonctionnement en régime transitoire magnétique. On analysera les problèmes liés à l'établissement des grandeurs flux et couple. Par la suite, on développera une étude de fonctionnement en régime magnétique établi. Plus particulièrement, on analysera l'influence du terme résistif sur le contrôle du couple. Afin de surmonter les inconvénients du DTC, nous allons étudier quelques améliorations de la DTC classique comme la DTC modifiée, DTC 12 secteurs.
- ❖ Dans le dernier chapitre, nous proposons une stratégie de contrôle prédictif de la commande directe de couple « PDTC » (sans l'utilisation des contrôleurs hystérésis) basée sur le modèle de la machine asynchrone, afin d'obtenir une table de commutation prédictive permettant le meilleur choix de la séquence du vecteur de tension à appliquer à la machine au sens d'une fonction de coût, tout en respectant les contraintes sur le flux et le couple. Afin de faire une comparaison avec la commande DTC.

Le travail est clôturé par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation et Simulation de la MAS

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement[1].

De ces études sur les entraînements électriques à vitesse variable, il ressort que le moteur

à cage est de loin le moins coûteux en terme de construction et d'entretien, et le plus électromécaniquement robuste des moteurs alternatifs [2]. Cependant, le développement de stratégies de commande pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones est préalablement nécessaire, parce que contrairement à leur structure mécanique qui est robuste et simple, sa structure mathématique est très complexe (système multi variable et non linéaire) [2].

La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire [3].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, d'un point de vue de l'automaticien, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q), soit fixe au stator (α, β).

Le chapitre est organisé comme suit : après une brève description de la machine asynchrone, une modélisation vectorielle, selon le choix du référentiel, et une autre, sous forme de représentation d'état dans des référentiels biphasés, sont exprimées.

I.2. Généralités sur la machine asynchrone

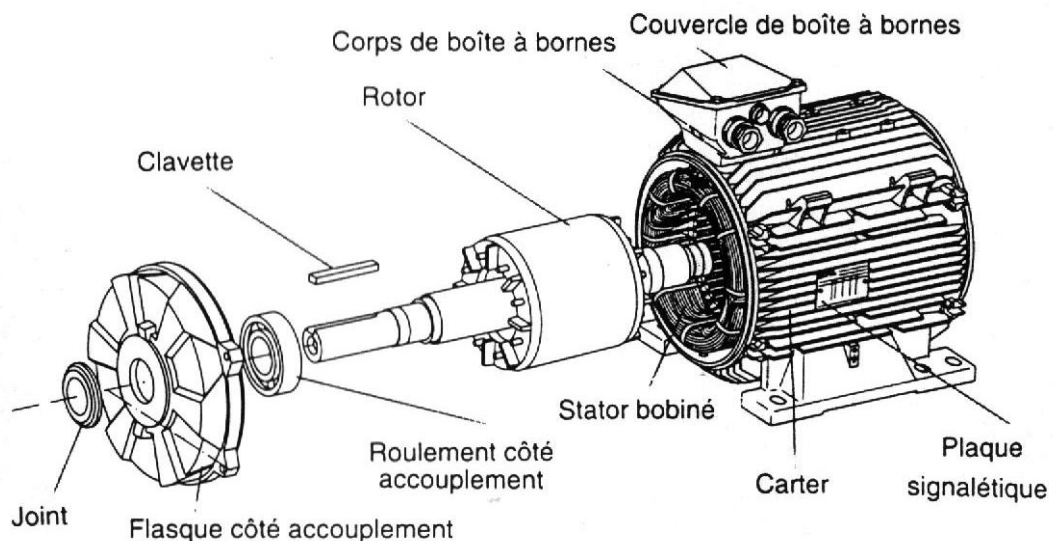
I.2.1. Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [4].

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants (voir la figure (I.1)):

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous-ensemble [5], [6].

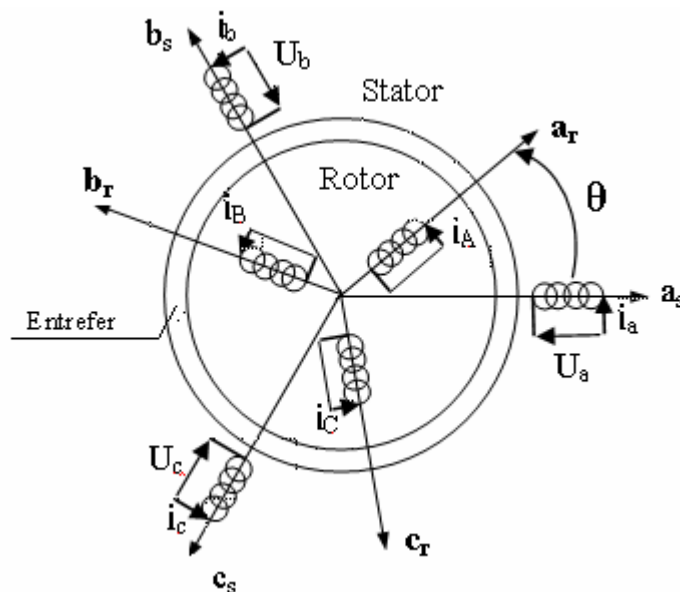


Figure(I.1):Moteur asynchrone (à induction)

I.3. Description de la machine asynchrone

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique et qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé. A l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer[1] . tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau.

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator(primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches relié à une source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à caged'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [8].



Figure(I.2): Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction:

- ✓ La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- ✓ La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation [8].

$$N_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \left(\frac{\text{tr}}{\text{min}} \right) \quad (\text{I} - 1)$$

On désigne par "p" le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor[8]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , tel que:

$$\Omega_s = \frac{ws}{p} \quad (I - 2)$$

Cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r , avec:

$$\Omega_r = \frac{wr}{p} \quad (I - 3)$$

Cette vitesse est inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de

Vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (I - 4)$$

I.4. Hypothèses simplificatrices

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses de simplifications [1] [2] [23]:

- ✓ L'absence de la saturation dans le circuit magnétique.
- ✓ Les pertes fer et les pertes supplémentaires ne sont pas prises en considération.
- ✓ Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.

- ✓ Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage et l'effet de peau est négligé.

I.5. Equations de la machine asynchrone généralisée

Le comportement de la MAS est défini par trois types d'équations à savoir :

- les équations électriques.
- les équations magnétiques.
- l'équation mécanique.

I.5.1. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (I.5), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (I-5) et (I-6):

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (I-5)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (I-6)$$

Sous forme matricielle ses équations peuvent s'écrire :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcs}] \quad (I-7)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abcr}] \quad (I-8)$$

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

$$\text{avec : } [V_{abcs}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, [V_{abcr}] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$$

$$[i_{abcs}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T, [i_{abcr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$$

I.5.2. Equation magnétique

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_{ss}][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \quad (I-9)$$

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{rr}][i_{abcr}] + [M_{rs}][i_{abcs}] \quad (I-10)$$

avec :

$$[\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}; [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux statorique

$[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

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

Avec : M_{sr} : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L'inductance entre le rotor stator est considérée identique :

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

I.5.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I-12)$$

avec :

C_{em} : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistante.

f : coefficient de frottements.

J : moment d'inertie du rotor.

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]) \quad (I-13)$$

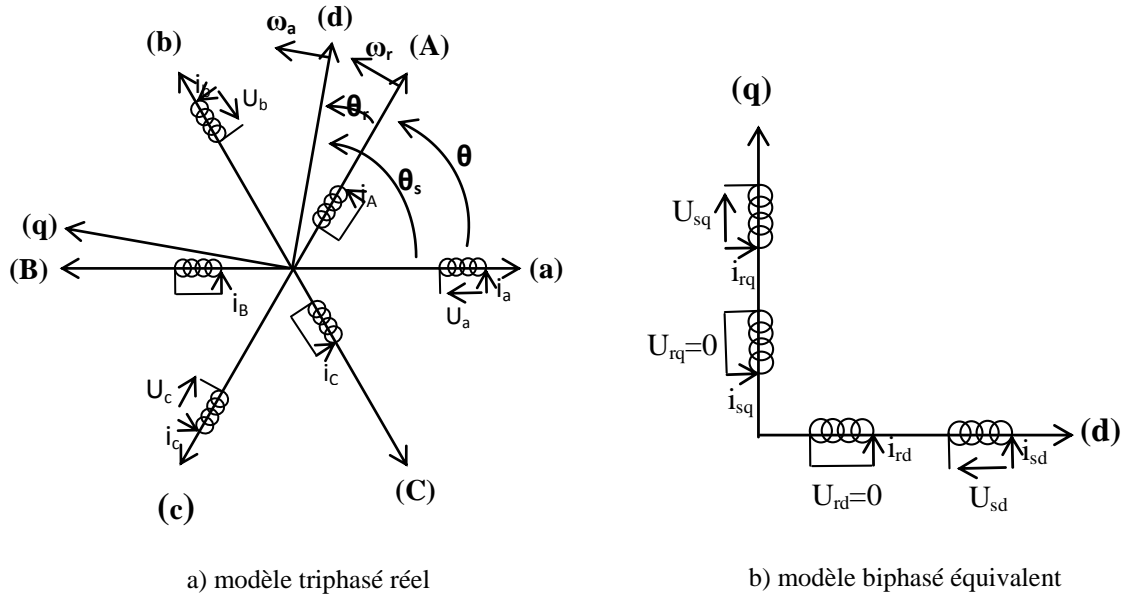
$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}]) \quad (I-14)$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application; les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [11]. Pour remédiera ce problème, on effectue des transformations.

I.6.Transformation de Park

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (I.5) et qui sont données par les équations (I.9 et I.10) est complexe, pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de *Park*. Cette transformation consiste donc à transformer la représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d-q), figure (I.6). [12]

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I-15)$$



Figure(I.3):Transformation triphasée-biphasée

où

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

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

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

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor.

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

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

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

dont la matrice inverse est :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

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

✓ Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\theta = \theta_s$:

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \\ x_{os} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

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

$$\begin{bmatrix} x_{dr} \\ x_{qr} \\ x_{or} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (\text{I-19})$$

où :

x : soit une tension ou courant ou un flux.

x_o : la composante homopolaire.

I.6.1. Application de la transformation de Park

Les expressions de la machine (I-5 et I-6) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

▪ Les équations électriques

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I.20)$$

▪ Les équations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.21)$$

avec :

$L_s = l_s - m_s$: est l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$: l'inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

▪ Equation mécanique

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

$$C_{em} = p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (I.22)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I.23)$$

I.7. Choix du référentiel

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

- ✓ Référentiel lié au stator d'axe (α, β) lorsque ($\omega_a=0$) .
- ✓ Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) lorsque ($\omega_a=\omega_r$) .
- ✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) lorsque ($\omega_a=\omega_s$).

I.7.1. Référentiel (α, β)

Dans cette considération, on choisit le système d'axe (α, β), c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes

(α, β) est donc nulle ($\omega_a=0$). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (I.13 et I.14).

Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de *Concordia* (I-24).

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-24)$$

L'application de la transformation de Concordia aux courants, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

I.7.2. Equation de la machine dans le repère (α, β) lié au stator

Dans ce repère, l'application de la transformation de *Concordia* aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (I-25) permet d'obtenir:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-25)$$

avec:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (I-26)$$

L'équation du couple sera donnée par :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (I-27)$$

L'équation de mouvement s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f.\Omega) \quad (I-28)$$

I.8. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β)

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques [13].

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

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X \end{cases} \quad (I-29)$$

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

où

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

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

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

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

où

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

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

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

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

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

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

avec:

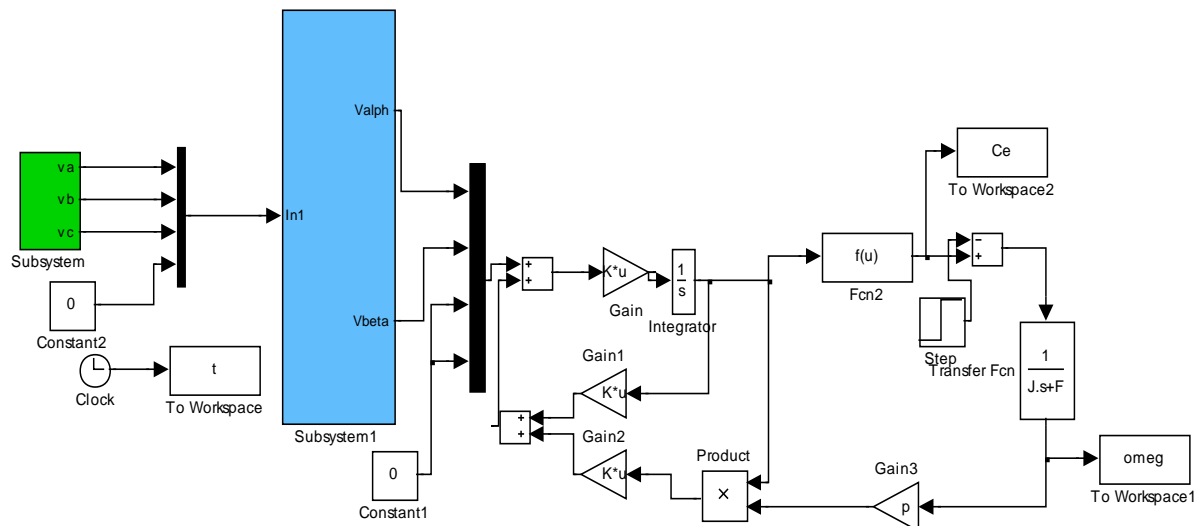
$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

I.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau

La figure (I.7) présente le schéma bloc de simulation à l'aide du logiciel *SIMULINK* sous *MATLAB* de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (220/380V, 50Hz). Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale à l'instant $t=0.5s$.

I.9.1.Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone



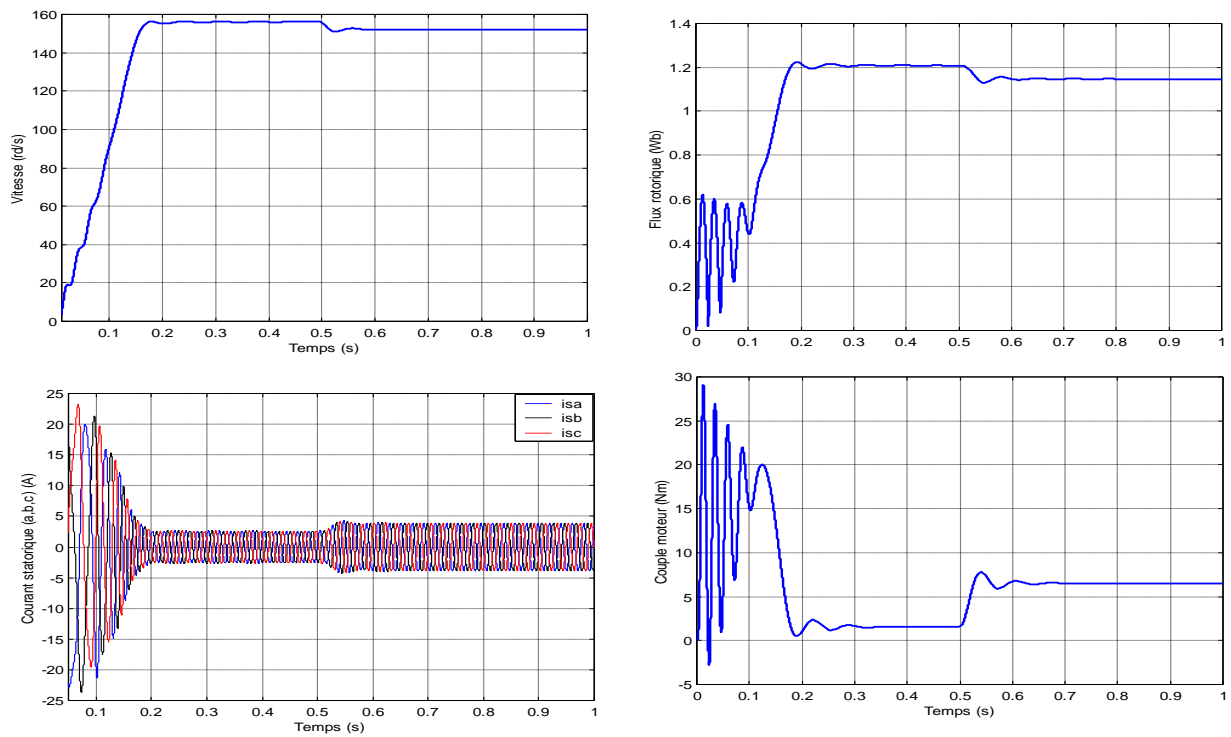
Figure(I.4):Schéma bloc global de simulation de la MAS.

I.9.1.1.Validation du modèle par simulation

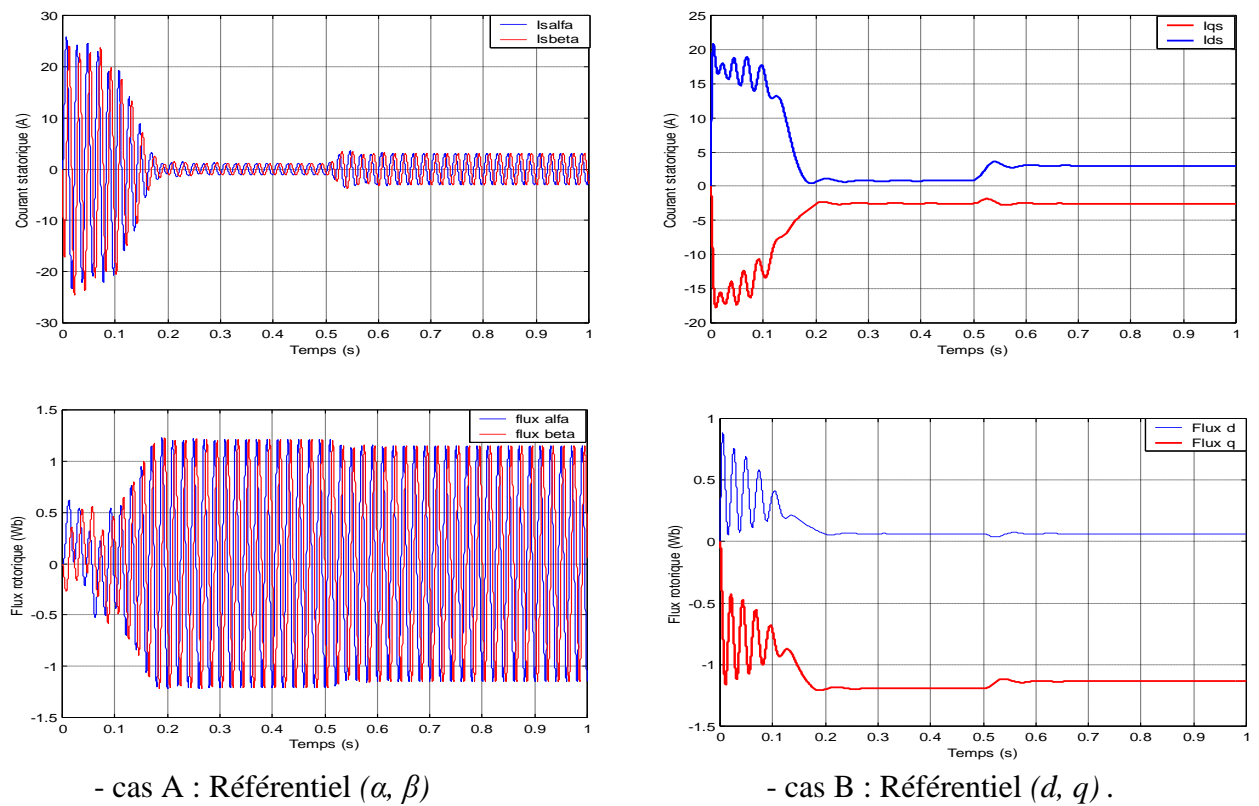
En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu’au cours du fonctionnement normal des systèmes.

Actuellement, plusieurs outils de simulations parmi les quels le logiciel Matlab qui est largement utilisé dans le domaine de la commande des machines.

Les deux figures (I-8)et (I-9)représentent les résultats de simulation du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension dans les deux référentiels (d,q) et (α,β) . La machine asynchrone est simulée sous charge nominale après un démarrage à vide.



Figure(1.5):Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide



Figure(1.6):Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels .

I.9.1.2. Interprétations des résultats

- ✓ L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, en suite la vitesse se stabilise à la valeur nominale. En appliquant une charge à l'instant $t=0.5s$, on constate une légère diminution de vitesse.
- ✓ Ainsi l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie, il atteint la valeur (28 N.m), puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide. L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur qui correspond au couple appliqué
- ✓ Pour l'évolution du flux statorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du flux statorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.
- ✓ Le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est excessif, vue qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant $t=0.5s$, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge).

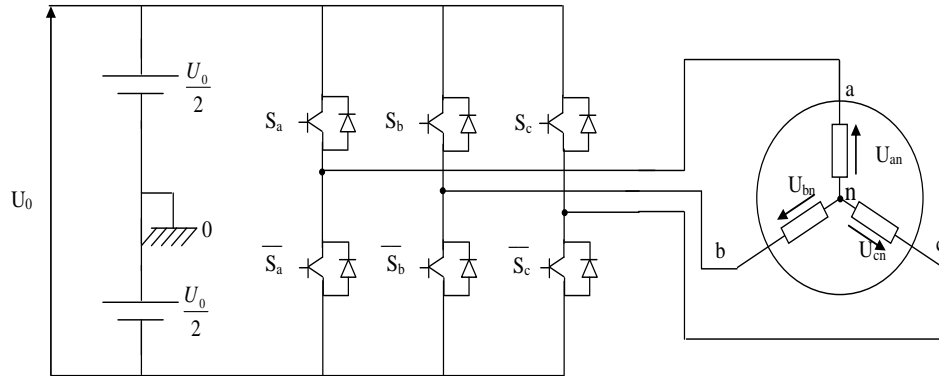
I.10. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380V, 50Hz) après redressement, la tension filtrée U_0 est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance [14].

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne suivante:

- $S_{a,b,c}=1$: Interrupteur du demi - bras haut (a, b ou c) fermé.
- $\overline{S}_{a,b,c}=0$: Interrupteur du demi - bras bas (a, b ou c) ouvert.

La figure (I.9) représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (MAS)



Figure(I.7):Schéma d'un onduleur triphasé.

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

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

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée figure (I.10) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (I-32)$$

U_{ao} , U_{bo} , U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (I-33)$$

U_{an} , U_{bn} , U_{cn} ont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (I-34)$$

La substitution de (I.34) dans (I.33) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (I-35)$$

En remplaçant (I.35) dans (I.33), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (I-36)$$

On peut écrire le système d'équation (I.36), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur ona :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3} (2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2.S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2.S_c) \end{cases} \quad (I-37)$$

I.11. Conclusion

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone triphasée dans l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. L'alimentations de la machine directement par le réseau triphasé. Vu que le modèle triphasé est fortement non linéaire, La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements. Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et en charge. Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du second chapitre. On introduit dans le prochain chapitre la commande direct du couple de la machine à induction.

Chapitre II

*Commande direct du couple d'une
MAS*

Chapitre 2

La commande directe du couple de la machine asynchrone

II.1. Introduction

Le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer.

Durant les trois dernières décades, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées 'commandes vectorielles' assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu caractérisés par un découplage naturel couple-flux. Les méthodes de contrôle direct de couple (DTC: Direct Torque Control) des machines asynchrones sont apparues à la fin des années 1980, concurrençant les méthodes de commande vectorielle.[6],[5]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposé par l'onduleur [6].

Dans ce chapitre on présentera les principes de la DTC. On analysera en particulier, le couple et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique puis en aborde la structure du système du contrôle direct du couple, en présentant les méthodes d'estimation du couple et de flux, les correcteurs de couple et de flux et les différentes stratégies et tables de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, à la fin, des résultats de simulation viendront finalement mettre en évidence les performances de contrôle du couple électromagnétique.

II.2. Principes généraux de la commande DTC

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de basse instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont

choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on à plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [6].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- ✓ Le flux statorique réel dans le moteur.
- ✓ Le couple réel qu'il développe.
- ✓ La position du secteur.

II.3. Stratégie de la commande DTC

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

- ✓ le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites
- ✓ pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- ✓ on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- ✓ on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ✓ on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit [16].

II.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il à une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [6],[5].

II.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{II.1})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage T_e les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire: [7].

$$\phi_s(t) \approx \phi_{s0} + V_s T_e \quad (\text{II.2})$$

Où ϕ_{s0} : est le vecteur flux à l'instant $t = 0$, on considère le terme $R_s i_s$ comme négligeable par rapport à la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. La vitesse de rotation de ϕ_s dépend fortement du choix de V_s . Elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de ϕ_s . Elle est nulle si l'on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

En choisissant une séquence correcte de vecteurs V_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , il est donc possible de faire suivre à l'extrémité du vecteur ϕ_s une trajectoire désirée.

Il est alors possible de fonctionner pratiquement à module ϕ_s constant en faisant suivre à l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire

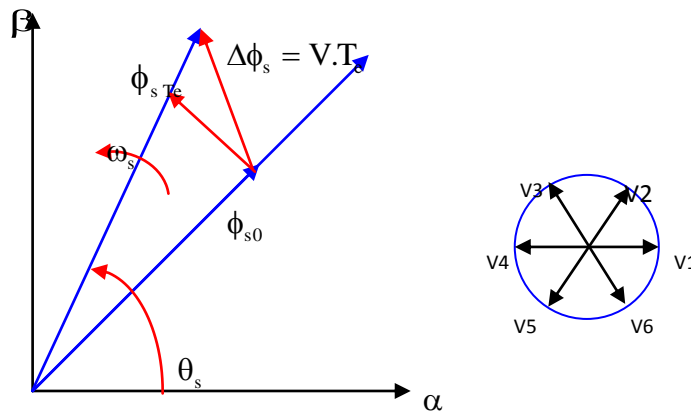


Figure (II.1): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement

II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état; sa présentation dans le référentiel statorique (α, β) , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant [17]:

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \overline{V}_r = 0 = R_r \overline{I}_r + \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} - j\omega \overline{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\overline{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \overline{\Phi}_s \right) \quad (\text{II.5})$$

avec: $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'ou (II.4) dévient

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \overline{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \overline{\Phi}_s \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme: $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que:

- On peut contrôler le vecteur $\overline{\Phi}_s$ à partir du vecteur \overline{V}_s , aux chutes de tension $R_s \overline{I}_s$ près,
- Le flux $\overline{\Phi}_r$ suit les variations de $\overline{\Phi}_s$ avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\overline{\Phi}_s$ et $\overline{\Phi}_r$. Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. $\overline{\Phi}_r$ s'exprime par:

$$\overline{\Phi_r} = \frac{M}{L_s} \frac{\overline{\Phi_s}}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (\text{II.7})$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\theta_{sr} = (\overline{\Phi_s} \overline{\Phi_r})$, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = K(\Phi_s * \Phi_r) = K \|\Phi_s\| * \|\Phi_r\| \sin\theta_{sr} \quad (\text{II.8})$$

Avec:

$$K = \frac{pM}{L_r L_s} = p \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M} \right) \quad (\text{II.9})$$

$\|\overline{\Phi_s}\|$: module du vecteur flux stator,

$\|\overline{\Phi_r}\|$: module du vecteur flux rotor,

θ_{sr} : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend, donc, de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$ et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$, donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension $\overline{V_s}$ est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [15].

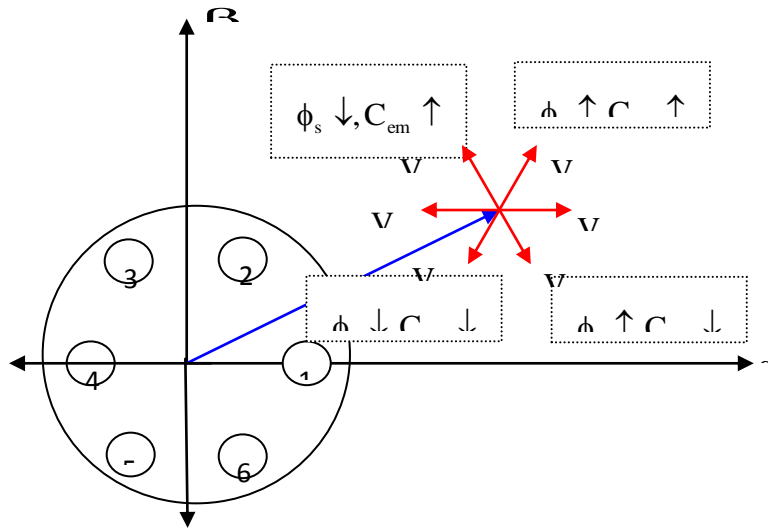
II.5. Description de la structure de contrôle

II.5.1. Sélection du vecteur tension V_s

Une sélection appropriée du vecteur tension V_s par les interrupteurs (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur flux $\overline{\Phi_s}$ de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\overline{\Phi_s}$, du sens de rotation de $\overline{\Phi_s}$, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\overline{\Phi_s}$ dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones ($N=i$), avec ($i=1, \dots, 6$), déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur figure (II.2) [11].

Lorsque le vecteur flux $\overline{\Phi}_s$ se trouve dans une zone numérotée $N = i$, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes :

- Si V_2 est sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît.
- Si V_6 est sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ croît et C_{em} décroît.
- Si V_3 est sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ décroît et C_{em} croît.
- Si V_5 est sélectionné alors $\overline{\Phi}_s$ décroît et C_{em} décroît.
- Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux $\overline{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du vecteur $\overline{\Phi}_s$ reste inchangé [13].



Figure(II.2) : Sélection du vecteur de tension selon la zone $N = 1$.

Pour augmenter l'amplitude du vecteur flux, 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 tensions V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3} .

Le vecteur tension appliqué pour contrôler le flux statorique affecte la valeur du couple. Le tableau (II.1) ci-dessous résume l'action combinée de chaque vecteur tension sur les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique telle que:

- . Une flèche simple signifie une petite variation.
- . Deux flèches signifient plus grande variation.

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
ϕ_s	↓	↑	↑ ↑	↑	↓	↓ ↓	↓ ↑
$C_{em} \quad (\Omega \succ 0)$	↓ ↓	↓ ↓	↓	↑	↑	↓	↑
$C_{em} \quad (\Omega \prec 0)$	↓	↓	↑	↑ ↑	↑ ↑	↑	↑

Tableaux (II.1): Variation du flux et du couple due à l'application d'un vecteur tension V_i .

II.5.2. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit:

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes

(α, β) , tel que:

$$\overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{II.11})$$

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

$$\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_{s\alpha} + j\mathbf{I}_{s\beta} \quad (\text{II.12})$$

$$\begin{cases} \mathbf{I}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ \mathbf{I}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

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 [18]:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

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

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

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

II.5.3. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation [5],[18]:

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.17})$$

II.5.4. Elaboration du vecteur de commande

II.5.4.1. Correcteur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande DTC. Comme on l'a vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i , les vecteurs tensions V_{i+1} et V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_{i+2} où V_{i-2} pour la diminuer. Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ϕ_{sref} et le flux estimé ϕ_s tel que :

$$\zeta_{\phi_s} = |\phi_{sref} - \phi_s| \quad (\text{II.18})$$

Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique "cflx":

. cflx=1 : lorsque l'erreur de flux est positive.

. cflx=0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

Le correcteur de flux peut être illustré sur La figure (II.3)

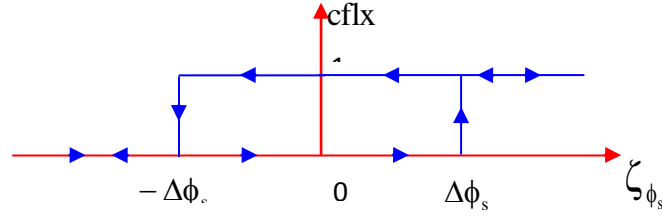


Figure (II.3):Fonction de sortie du correcteur de flux à deux niveaux

La figure (II.4)représentent la trajectoire du flux dans la bande centrée sur le flux de référence. Le choix de $\Delta\phi_s$ dépend de la fréquence de commutation mais aussi de la vitesse de rotation du moteur asynchrone. [8]

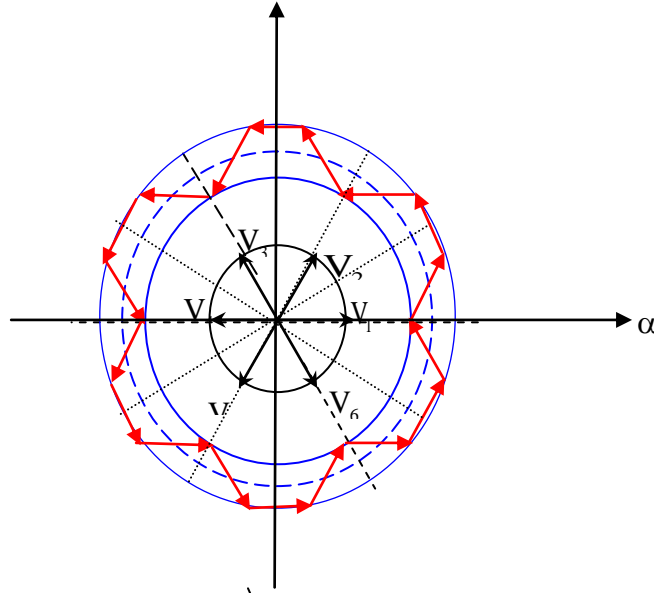


Figure (II.4) Contrôle de l'amplitude de flux statorique

II.5.4.2. Correcteur de couple

On définit l'erreur sur le couple, noter ζ_{cem} , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée[17],[20].

$$\zeta_{cem} = |C_{emref} - C_{em}| \quad (II.19)$$

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_{emref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (II.20)$$

Avec: C_{emref} est le couple de référence,

ΔC_{em} est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

- ✓ un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
- ✓ un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.5.4.2.1. Correcteur à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple et uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls.

Par contre, pour tourner la machine dans l'autre sens le correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques [1], [2].

II.5.4.2.2. Correcteurs à trois niveaux

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne C_{cpl} , figure(II.4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$), pour une consigne positive et ($C_{cpl}=-1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl}=0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs \bar{V}_{i-1} ou \bar{V}_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé \hat{C}_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur $C_{cpl}=1$, pour augmenter le couple, $C_{cpl}=-1$, pour le réduire et dans le cas $C_{cpl}=0$, pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux[19].

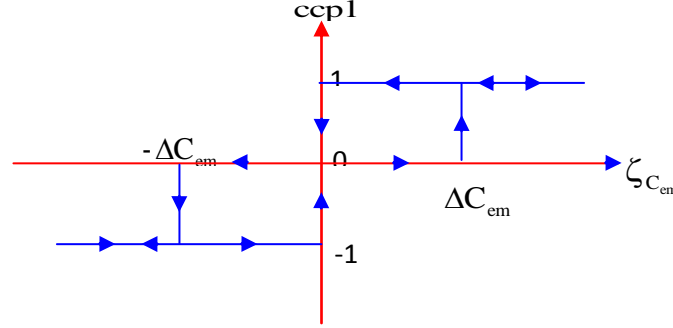


Figure (II.5):Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et} \quad d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right.$$

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé \hat{C}_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (.4), celui-ci génère la valeur $C_{cpl} = 1$, pour augmenter le couple, $C_{cpl} = -1$, pour le réduire et dans le cas $C_{cpl} = 0$, pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [19].

L'utilisation du correcteur permet une décroissance rapide du couple. Par exemple, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} . Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique), le flux ϕ_r rattrapera d'autant plus vite le flux ϕ_s que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre": cas de l'application des vecteurs nuls, par contre dans le sens inverse de rotation de ϕ_s [19].

II.5.5. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables C_{flx} , C_{cpl} et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique $\overline{\Phi_s}$. Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique [13].

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
Cflx = 1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 NIVEAUX	
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	Ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 NIVEAUX	
Cflx = 0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 NIVEAUX	
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 NIVEAUX	

Tableaux (II.2): Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V_0 ou V_7 . La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple C_e . On choisit alternativement V_0 et V_7 de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

La figure(II.6) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone. Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC.

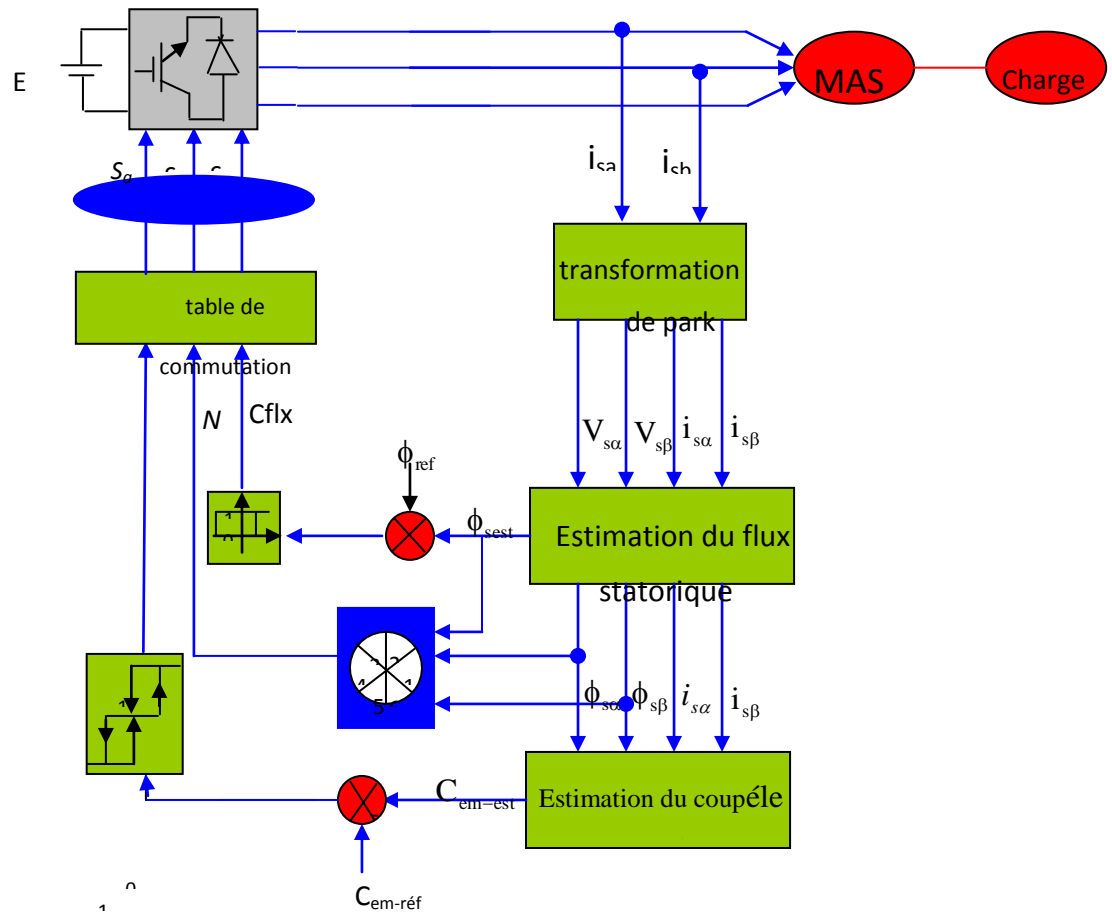


Figure (II.6): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

II.6. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple

Le régulateur de type PI a été appliqué pour la commande des machines à induction en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est représentée par la figure (II.6).

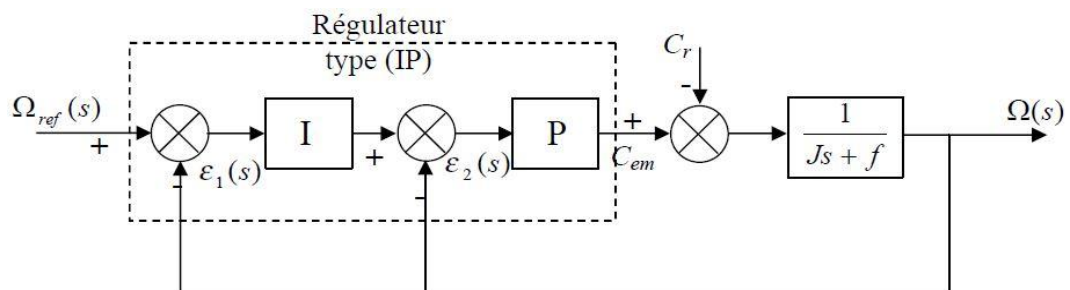


Figure (II.7) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur Intégral-Proportionnel (IP) est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} s^2 + \frac{K_p + f}{K_p K_i} s + 1} \quad (\text{II.21})$$

Par identification à un système du second ordre (II.21), on obtient les relations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_p K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f}{K_p K_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \end{cases} \quad \begin{cases} K_p = 2J\varepsilon\omega_n - f \\ K_i = \frac{j\omega_n^2}{k_p} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.7. Avantages et Inconvénients de la DTC

II.7.1. Avantages de la commande directe de couple [10]

- ✓ 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

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.

II.7.2. Inconvénients de la commande directe de couple [3]

- ✓ L'existence de problèmes à basse 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.

II.9. Résultats de simulation

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement *Matlab/Simulink*.

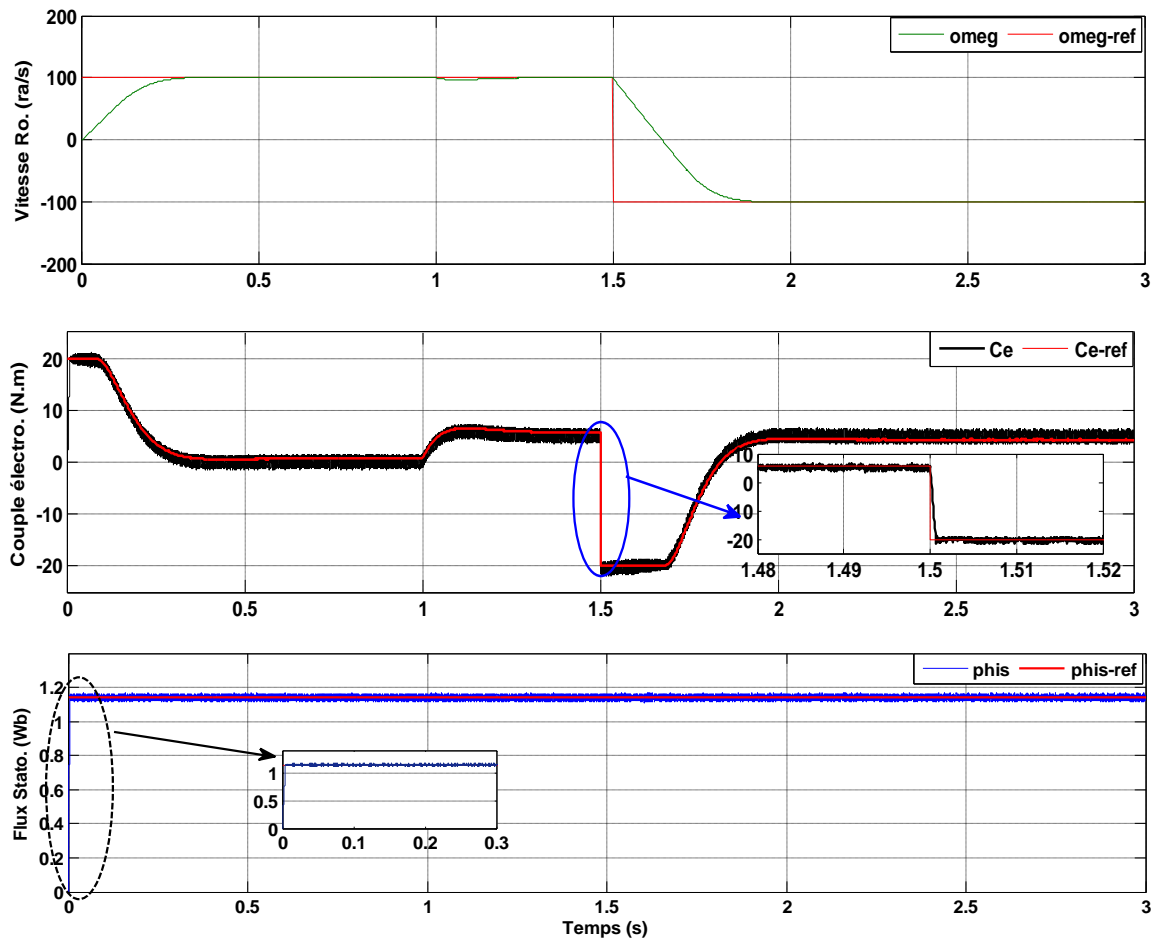
La simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.01 N.m, et celle du comparateur de flux à ± 0.02 wb, $\Phi_{s(\text{réf})} = 1,14$ wb.

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle direct du couple de la machine asynchrone par un régulateur IP.

II.9.1. Commande avec boucle de vitesse (Inversion du sens de rotation)

Afin de tester la robustesse du contrôle direct du couple vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de (100 rad/s à -100 rad/s) à l'instant $t=1.5$ s après un démarrage à vide. A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II.9) que la poursuite en vitesse s'effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.



Figure(II.8):résultats de simulation de la commande DTC

En comparant les performances des deux techniques de commande, les remarques suivantes s'imposent :

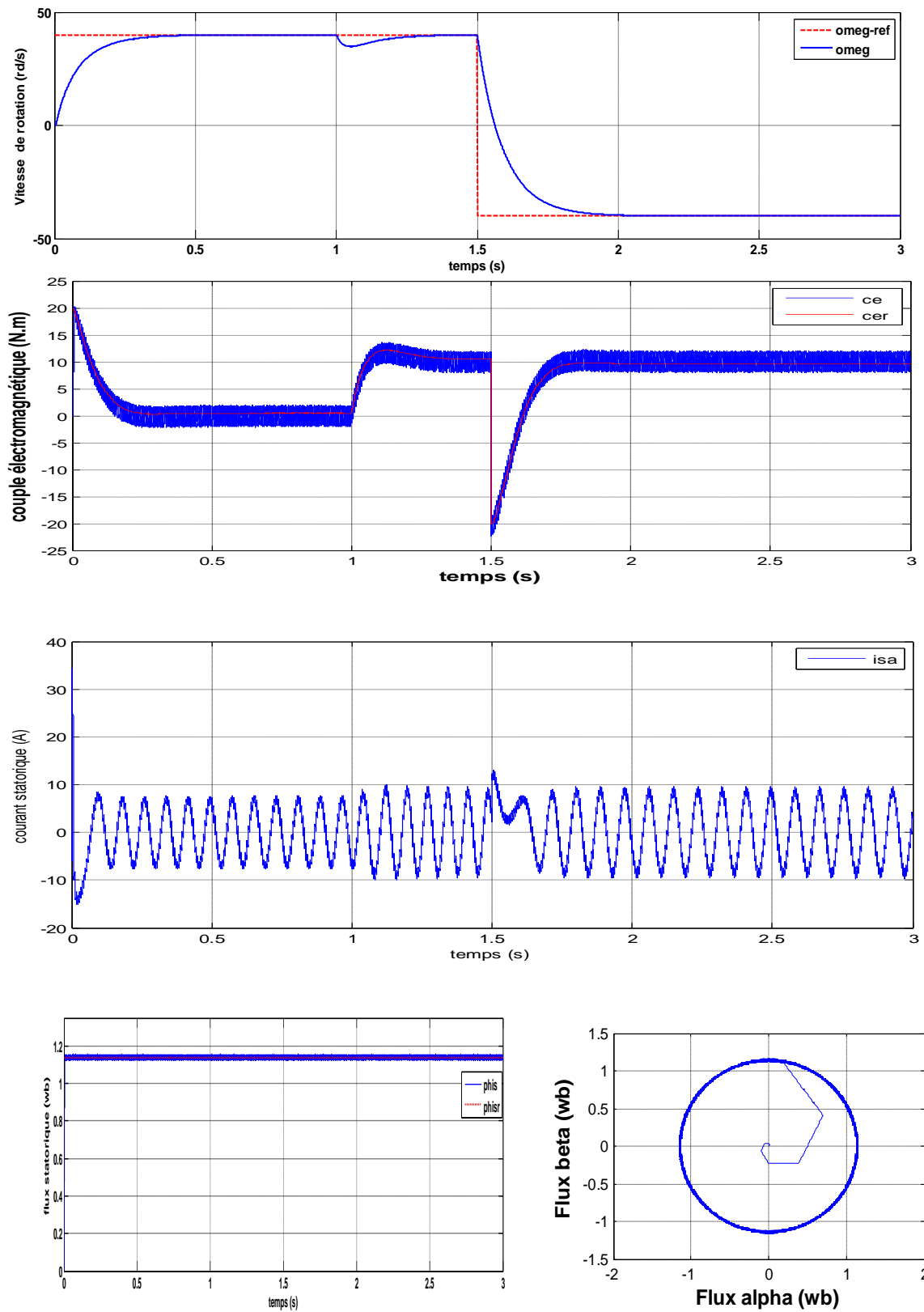
- ✓ Une réponse dynamique meilleure pour le couple et le flux de.
- ✓ Ondulations excessives indésirables du couple et du flux de la DTC à cause des régulateurs non linéaires (à hystérésis) du couple et du flux de la DTC renvoyant ainsi un contenu d'ondulation et d'oscillation supplémentaire sur les formes du couple, du flux et même les courants.

On note ici la présence des oscillations au niveau du couple électromagnétique ce qui constitue un inconvénient majeur de la commande direct du couple DTC.

II.9.2. Teste de la DTC à base vitesse

Les simulations sont effectuées en fonctionnement à basses vitesses est cela par l'application à la consigne de vitesse les variations de +40 rad/s à -40 rad/s à $t = 1.5$ s.

Cependant, on introduisant à l'instant $t=1.5$ s. un couple de 10 N.m après un démarrage à vide (figure II.10).



Figure(II.9): Résultat de simulation du DTC à base vitesse

II.10.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principes du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, ainsi on a présenté les résultats de simulation du contrôle direct du couple de la machine.

Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine (control vectoriel à flux rotorique orienté). La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardent une bonne précision de contrôle. L' étude de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, ou l' on considère la vitesse assez élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique,

Cependant, Le fonctionnement du système devient difficile aux basses vitesses. L'amélioration des performances de la technique seront envisagés dans le troisième chapitre.

Chapitre III

Amélioration de la commande directe du couple

Chapitre 3

Amélioration de la commande directe du couple

III. 1. Introduction

Les principes du contrôle direct ont été établis dans le chapitre précédent, où on a supposé que la vitesse de la machine est assez élevée, pour négliger l'influence du terme résistif. Ces hypothèses ne sont plus vérifiées, si l'on se place dans des conditions de fonctionnement à basses vitesses. Ce chapitre permettra d'étudier quelques structures d'amélioration des performances de la DTC classique.

Dans la première partie, on étudiera le fonctionnement en régime transitoire magnétique. On analysera les problèmes liés à l'établissement des grandeurs flux statorique et couple électromagnétique.

Par la suite, on développera une étude du fonctionnement en régime magnétique établi. Plus particulièrement, on analysera l'influence du terme résistif, pour pouvoir relever les défauts de progression du flux et couple qui apparaissent à basses vitesses [11].

Par la suite on va présenter l'effet de variation de la résistance statorique sur les performances de la DTC. On présente ensuite une méthode d'estimation de la résistance statorique pour compenser convenablement cette variation et améliorer la robustesse de la commande DTC [14]. Afin de surmonter les inconvénients mentionnés dans Chap.2, nous allons étudier quelques améliorations de la commande DTC classique telle que la DTC modifiée, DTC 12 secteurs, pour but de minimiser les ondulations du couple et de flux dans le régime transitoire et permanent. Des résultats de simulation sont présentés dans ce chapitre pour juger ces méthodes proposées.

III.2. Effet du terme résistif sur les performances de la DTC

Les principes de la DTC ont été établis préliminairement avec l'hypothèse de négliger l'influence du terme résistif. Celle-ci n'est plus valide si les conditions de fonctionnement sont à basses et moyennes vitesses principalement et spécialement au régime de démarrage. Il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux du couple, lors de leur établissement respectif à la mise en route du système [12].

III.2.1. Phénomène d'ondulation du flux statorique

Dans les conditions d'établissement des grandeurs flux et couple, les équations de la machine élaborées dans le référentiel liés au stator doivent tenir compte de l'évolution de l'amplitude du flux statorique. A partir de l'expression de la tension statorique V_s , la fonction de force électromotrice $E_s = \frac{d\Phi_s}{dt}$ et du terme résistif ($R_s \cdot i_s$). On peut écrire que:

$$V_s - R_s \cdot I_s = E_s = \frac{d\Phi_s}{dt}$$

A l'origine, l'amplitude du flux et le couple sont nuls et durant toute la phase de progression des deux grandeurs Φ_s et C_e , seul le vecteur tension statorique V_{i+1} , correspondant à une zone $N=i$ est sélectionné par les commandes en sortie de l'onduleur [12].

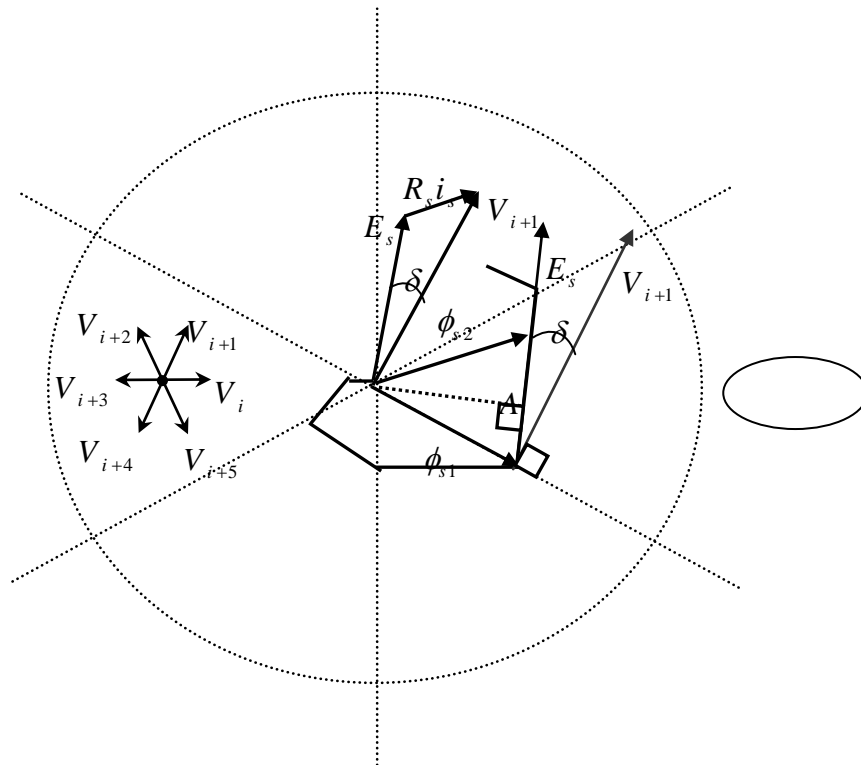


Figure (III.1): Trajectoire de Φ_s lors de l'établissement simultané du flux et du couple

Sur la figure (III.1), on peut observer un décalage d , entre la force électromotrice E_s et la tension appliquée V_{i+1} . Ce décalage est fonction de la grandeur du terme résistif ($R_s \cdot i_s$). L'évolution du vecteur flux Φ_s dépend donc de l'influence de la résistance statorique.

Par conséquent, en début de zone $N=i$, l'extrémité du vecteur flux Φ_s , noté Φ_{s1} suit la direction de E_s . On note alors, que l'amplitude du flux statorique Φ_s va décroître au lieu de croître, comme le prévoit la sélection du vecteur V_{i+1} . Cette décroissance est fonction de la grandeur dérivée angulaire, qui est maximale au début de la zone $N=i$.

A partir du point A, l'évolution du module du flux Φ_s (noté Φ_{s2}) va s'inverser et commence à augmenter. On relève que cette progression est plus lente que précédemment, car lorsque l'extrémité de Φ_{s2} s'éloigne et la dérivé angulaire notée diminue progressivement.

Ainsi, lors de l'établissement simultané du flux et du couple, l'amplitude du flux Φ_s progresse en décrivant une ondulation. Cette ondulation est liée à l'influence du vecteur appliqué V_{i+1} , lors du déplacement du flux statorique sur une zone $N=i$. de plus, les variations de dérivé angulaire qui en résulte, entraînent de légères oscillations du flux entre le début et la fin de la zone N [12].

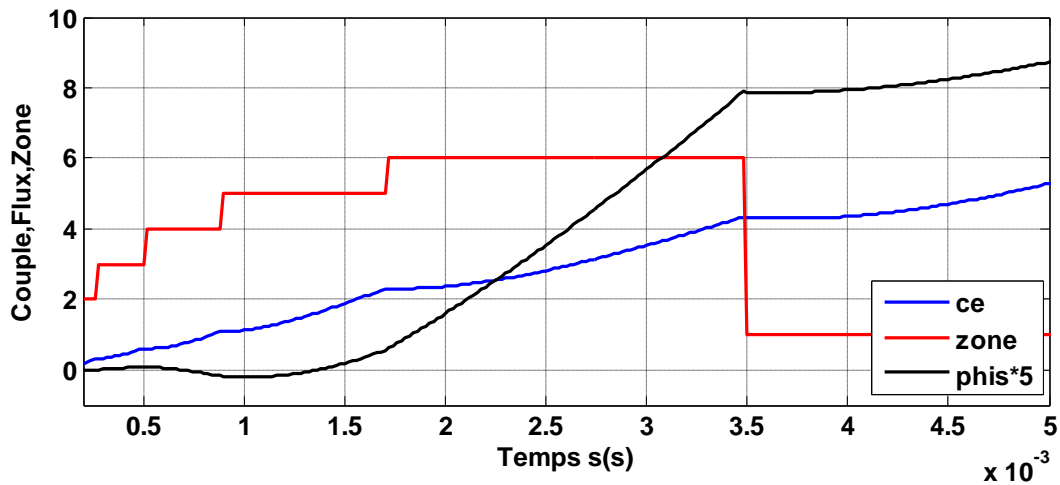


Figure (III.2): Caractéristique du flux et du couple électromagnétique lors du démarrage

On note que durant toute la phase d'établissement du couple, l'amplitude du flux statorique Φ_s progresse en ondulant. Chacune de ces ondulations correspondant à une zone de position N du vecteur flux Φ_s . Les effets d'oscillation sont bien marqués en début de zone, où l'on relève une décroissance légèrement accélérée. En fin de zone, ce phénomène s'inverse et l'on relève que la croissance de flux est moins rapide.

L'ensemble des défauts de progression du flux statorique, entraîne un retard dans l'établissement du flux statorique. Par contre, le couple ne semble pas très affecté par les

variations du flux. On relève en effet, qu'il s'établit sans contrainte de progression, ce qui lui permet de s'établir plus vite que le flux statorique.

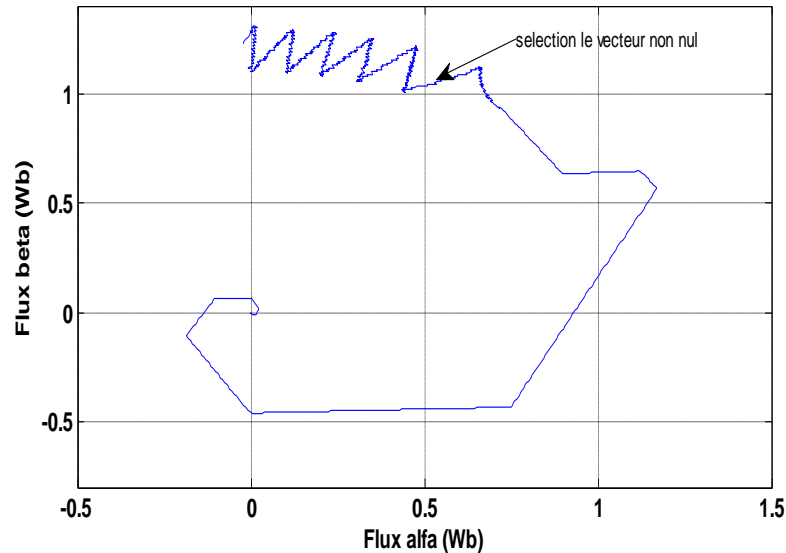


Figure (III.3): Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique

De plus lorsque le couple dépasse sa valeur de contrôle, la commande lui impose un vecteur nul (V_0 ou V_7) pour faire décroître et le ramener sa consigne. Sous l'influence du terme résistif, la sélection d'une tension nulle modifie le sens et la direction d'évolution du vecteur flux, ce qui décroîtra de plus les module du flux et ralentira sont établissement de nouveau.

III.3. Amélioration de la commande DTC par changement de la table vérité

III.3.1. Commande de la DTC modifié

La première stratégie de l'amélioration de la DTC classique, est basée sur un décalage de la zone 1, par changement de la table de commutation et de la modification des zones. Il s'agit de prendre le premier secteur de 0^0 à 60^0 au lieu de le prendre -30^0 à 30^0 ; la figure (III.4) montre cette nouvelle partition des zones.

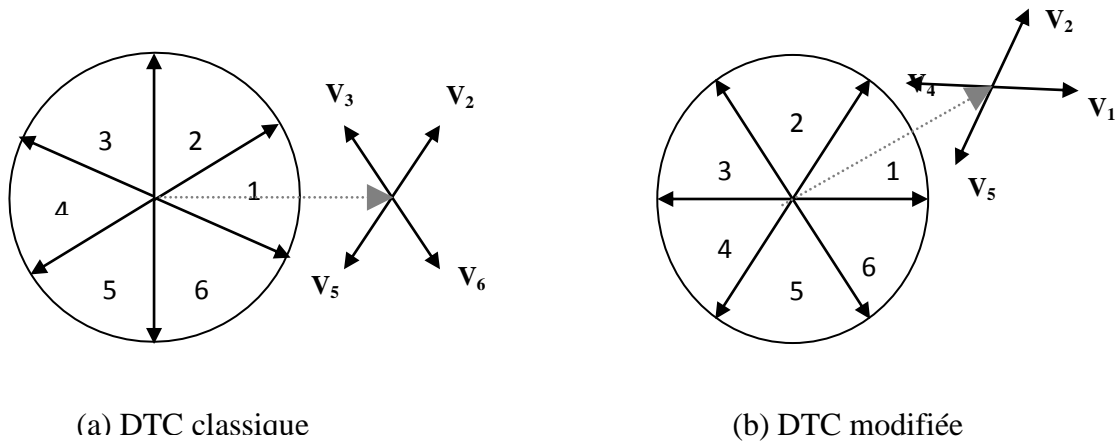


Figure (III.4): Définition des secteurs utilisés dans la DTC

On remarque bien, pour le premier secteur, les tensions V_1 et V_4 ne sont pas utilisées dans la commande DTC classique. Pour cela l'augmentation ou diminution du couple se fait suivant la position du flux dans le même secteur. Alors que dans la commande DTC modifiée V_3 et V_6 ne sont pas utilisées, on aura alors un cas inverse. Ce point est un avantage pour la DTC modifiée puisque l'objectif essentiel est tout d'abord contrôler le couple [9].

	DTC classique $-30^\circ \rightarrow 30^\circ$	DTC modifiée $0^\circ \rightarrow 60^\circ$
V_1	$30^\circ \rightarrow -30^\circ$ (Couple ambigu)	$0^\circ \rightarrow 60^\circ$ (CD, FA)
V_2	$90^\circ \rightarrow 30^\circ$ (CA, FA)	$60^\circ \rightarrow 0^\circ$ (CA, FA)
V_3	$150^\circ \rightarrow 90^\circ$ (CA, FD)	$120^\circ \rightarrow 60^\circ$ (Flux ambigu)
V_4	$-150^\circ \rightarrow 150^\circ$ (Couple ambigu)	$180^\circ \rightarrow 120^\circ$ (CA, FD)
V_5	$-90^\circ \rightarrow -150^\circ$ (CD, FD)	$-120^\circ \rightarrow -180^\circ$ (CD, FD)
V_6	$-30^\circ \rightarrow 90^\circ$ (CD, FA)	$-60^\circ \rightarrow -120^\circ$ (Flux ambigu)

Tableau (III.1) Comportement du couple et du flux pour toutes les tensions sélectionnées

avec:

CA/CD désigne le couple augmente/le couple diminue

FA/FD désigne le flux augmente/le flux diminue

La nouvelle table de vérité tenant compte de la structure modifiée est donnée par le tableau suivant:

<i>N</i>		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
<i>Flux</i>	<i>Couple</i>								
	<i>ccpl=1</i>	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 NIVEAUX	
	<i>ccpl=0</i>	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	<i>ccpl=-1</i>	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	3 NIVEAUX	
<i>cflx=0</i>	<i>ccpl=1</i>	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	2 NIVEAUX	
	<i>ccpl=0</i>	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	<i>ccpl=-1</i>	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 NIVEAUX	

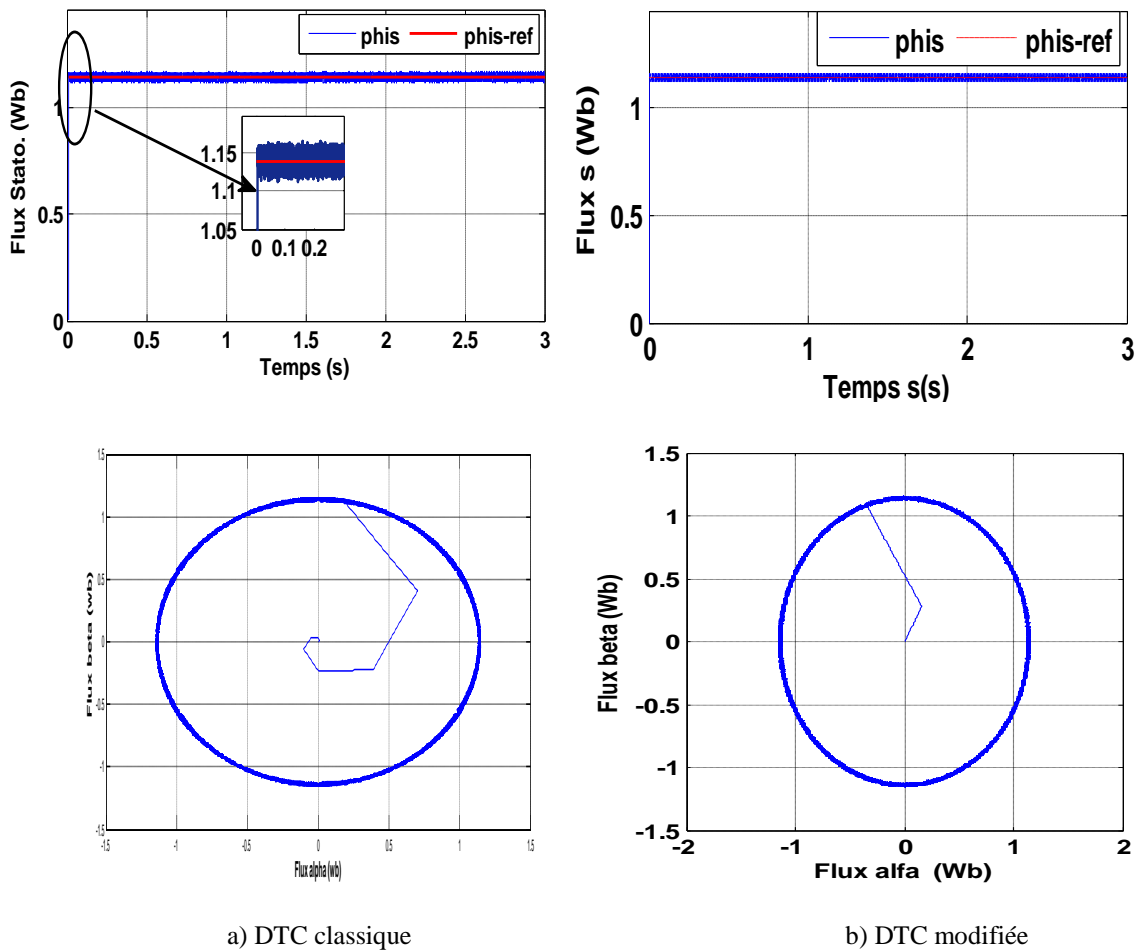
Tableau (III.2) : Table de vérité de la DTC modifiée.

III.3.2. Résultats de simulation

Les résultats de simulation montrent la comparaison entre la commande DTC classique et modifiée, figure (III.5) en imposant une vitesse de fonctionnement de référence de 100 rad/s.

Il est noté que pour la DTC modifiée, le flux s'établit plus rapidement que celui obtenu par la DTC classique, son extrémité suit une trajectoire pratiquement circulaire et donc l'effet du terme résistif est éliminé par l'utilisation de cette nouvelle table.

L'établissement rapide du flux (presque instantané) diminue les transitoires du courant et améliore nettement la dynamique de la machine lors du démarrage. Nous signalons de passage que, les simulations effectuées, pour des points de fonctionnement proches des conditions nominales, ont montrés que la DTC modifiée présente une très faible dynamique du couple.



Figure(III.5):Résultats de simulation du flux et du courant pour vitesse de référence de 100rd/s

III.4. Utilisation de la DTC avec une table à 12 secteurs

Dans cette section, la DTC modifiée qu'on va utiliser, est basée sur une nouvelle table, composée de 12 secteurs au lieu de six secteurs comme le montre la figure (III.6). Pour exploiter bien le choix de la tension appliquée, il est nécessaire de définir les grandes et les petites variations du couple et du flux statorique, par exemple pour le secteur N=12, le vecteur V_1 produit une grande augmentation du flux et une faible augmentation du couple, alors que le vecteur V_3 produit une augmentation du couple et une diminution du flux pour le même secteur [14].

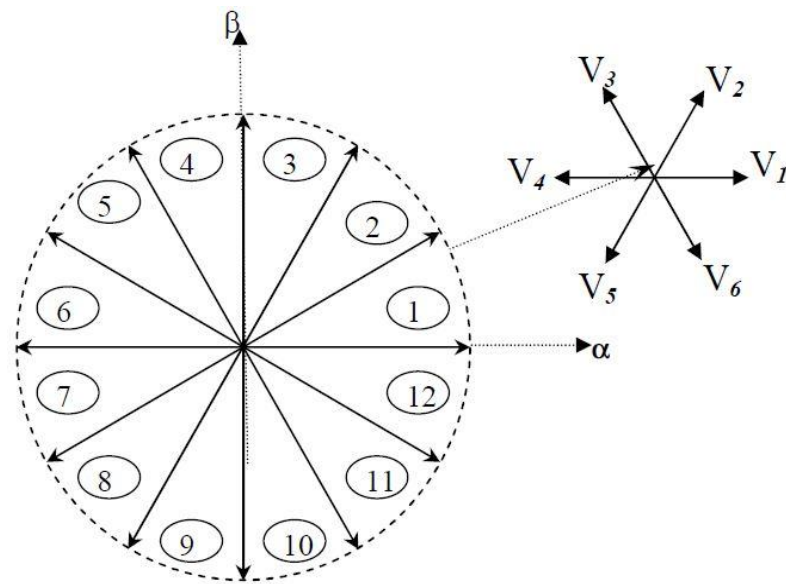


Figure (III.6): contrôle direct du couple avec 12 secteurs

Le tableau suivant représente deux cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions pour les secteurs S_1 et S_{12} .

S_{12}	Augmente	diminue
Flux	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
couple	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
S_1	Augmente	diminue
Flux	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
couple	V_2, V_3, V_4	V_5, V_6, V_1

Tableau (III.3): Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S_1 et S_{12}

Pour mieux exploiter ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs, par exemple, il est évident que V1 peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur 12, par contre dans le même secteur, V2 augmente fortement le couple et légèrement le flux.

Dans notre projet on s'intéresse beaucoup plus au contrôle du couple, donc pour tenir compte des grandes et des faibles variations du couple, on va utiliser un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et à deux niveaux pour le flux, figure (III.7) [14].

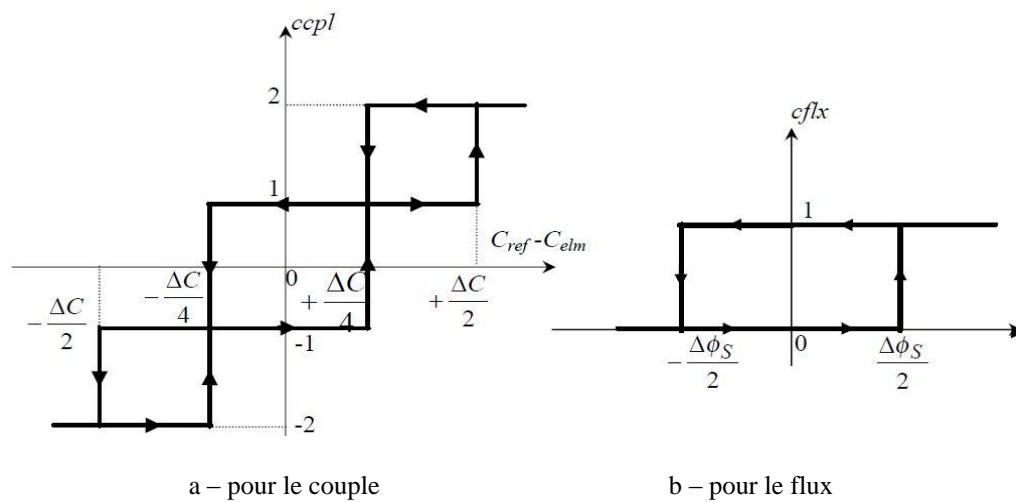


Figure (III.7): Comparateur à hystérésis

Finalement, La disposition des vecteurs tensions appliqués dans le cas d'une commande DTC modifiée avec 12 secteurs est illustré par la table de commutation tableau (III.4):

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Cfx=1	Ccpl=2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2
	Ccpl=1	$*V_2$	V_2	$*V_3$	V_3	$*V_4$	V_4	$*V_5$	V_5	$*V_6$	V_6	$*V_1$	V_1
	Ccpl=-1	V_1	$*V_1$	V_2	$*V_2$	V_3	$*V_3$	V_4	$*V_4$	V_5	$*V_5$	V_6	$*V_6$
	Ccpl=-2	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
Cfx=0	Ccpl=2	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
	Ccpl=1	V_4	$*V_4$	V_5	$*V_5$	V_6	$*V_6$	V_1	$*V_1$	V_2	$*V_2$	V_3	$*V_3$
	Ccpl=-1	V_7	V_5	V_0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4
	Ccpl=-2	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 (III.4) : Table de vérité pour la DTC avec 12 secteurs

Vi * : Représente une séquence non désirée, parce qu'elle ne génère pas les petites variations du couple désiré.

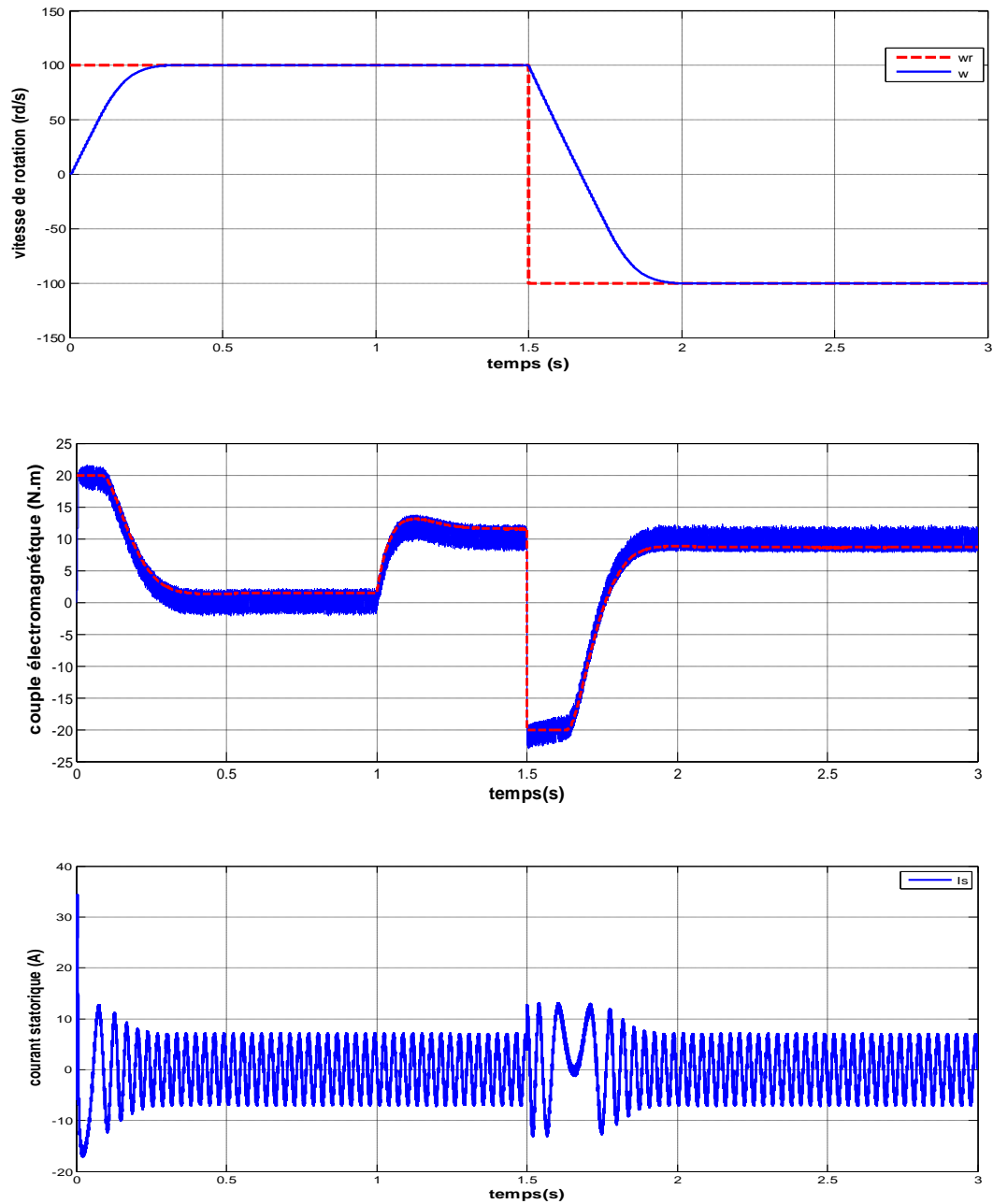
Remarque:

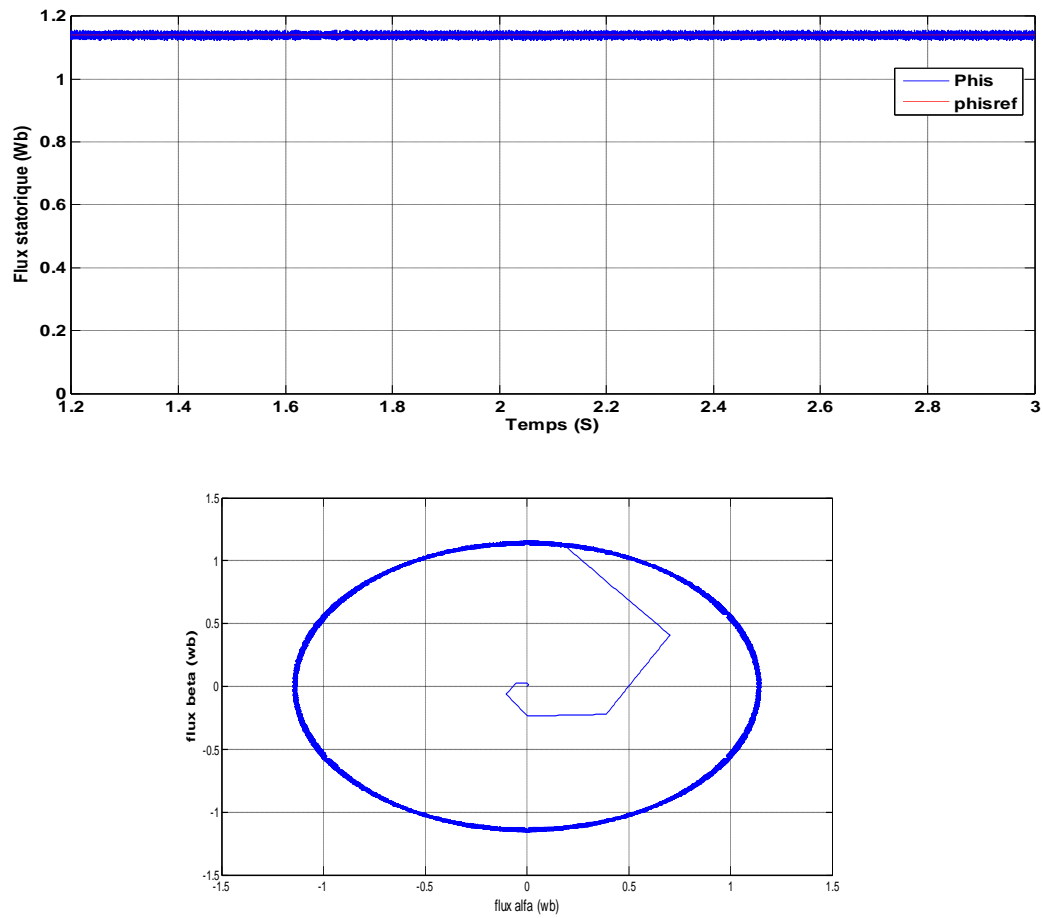
La région des grandes variations du couple correspond pour $C_{cpl} = 2$ ou -2 ,

La région des faibles variations du couple correspond pour $C_{cpl} = 1$ ou -1

III.4.1. Résultat de simulation

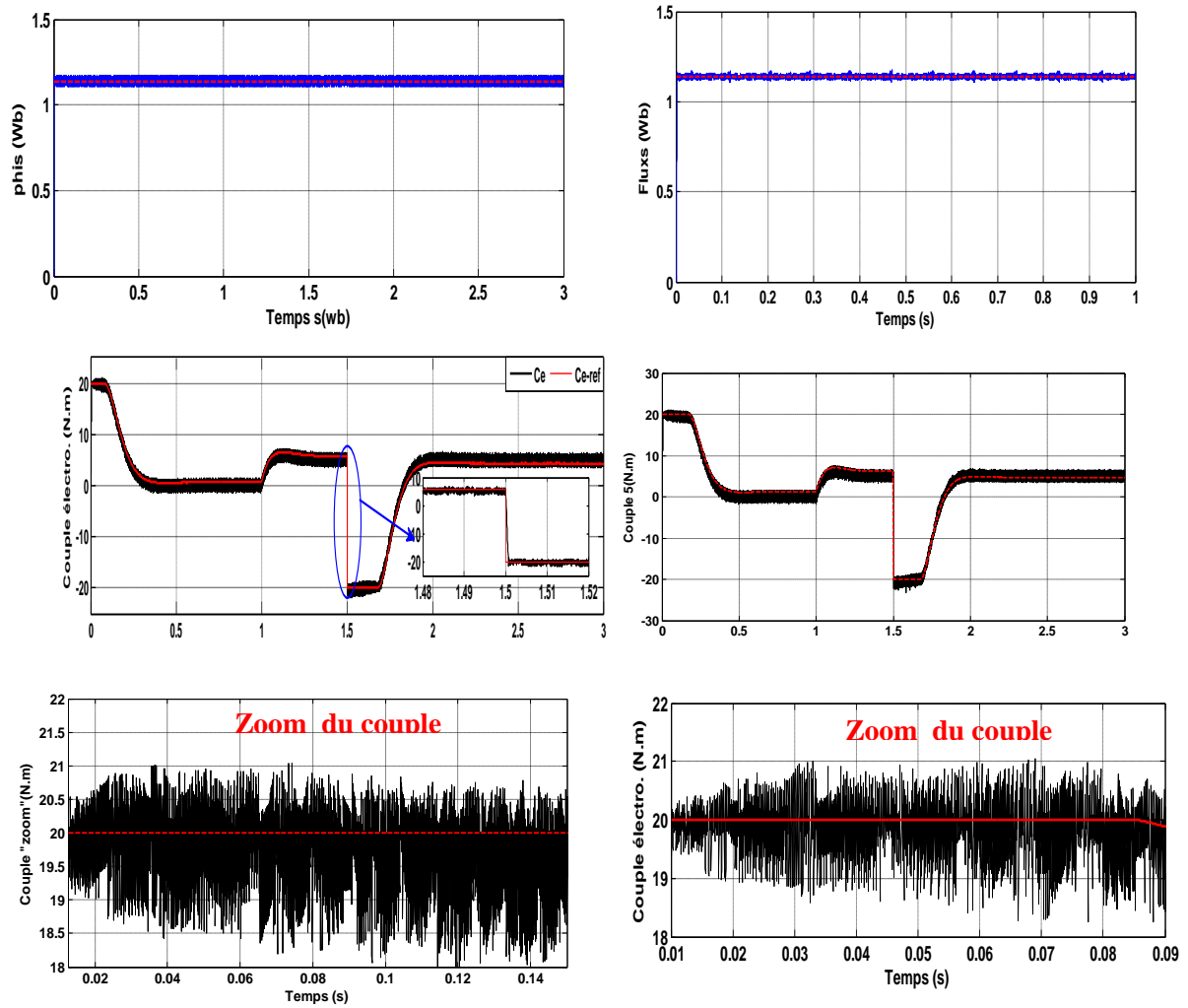
Les résultats sont données par les figures(II.8), dans le couple de référence est un échelon variant de $[0 \rightarrow 10]$ Nm et un flux de référence égal 0.14Wb.



Figure(II.8):résultats de simulation de la commande *DTC 12* secteur

III.4.2. Résultat de simulation et comparaison

La figure (III.8), montre que l'utilisation de la DTC avec 12 secteurs améliore nettement la forme du couple dans le régime permanent et elle présente les mêmes dynamiques des réponses que la DTC classique.



a) DTC classique

b) DTC-12 secteurs

Figure (III.9): Réponse en couple et en flux pour la DTC classique et la DTC -12 secteurs

En effet, la DTC-12 secteurs utilise les mêmes vecteurs tensions que dans la DTC classique pour les grandes variations du couple (régimes transitoires), ce qui se traduit par les mêmes dynamiques de réponses du couple. Par contre pour les petites variations du couple (régimes permanents), la DTC-12 secteurs utilise des vecteurs qui produisent des faibles variations du couple, donc des faibles oscillations du couple au régime permanent; mais d'un autre coté, ces vecteurs tensions produisent des grandes variations au niveau du flux. De plus la DTC -12 secteurs s'intéresse beaucoup plus au couple du fait qu'elle utilise un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le contrôle du couple.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre deux approches ont été exposées pour l'amélioration des performances de la DTC dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, sur le flux et sur le courant. En effet, nous avons commencé par des stratégies simples qui n'introduisent pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique. La première stratégie consiste à la minimisation de l'effet du terme résistif qui détériore les formes du flux et du courant surtout pour les faibles vitesses, cette minimisation est obtenue par un simple décalage de zones par un angle déterminé par simulation.

Dans le deuxième approche, un changement de tables de vérité est effectué avec une modification sur les zones par rapport à la DTC. La technique résultante dite DTC modifiée a la même simplicité de la DTC classique (présenté de bonnes réponses du flux et du couple aux basses vitesses), mais elle ne peut pas travailler pour des points de fonctionnement proches au point nominal. Ce qui nous a conduit à utiliser une autre table plus précise qui est la DTC 12 secteurs. Cette technique améliore nettement la forme du couple par la minimisation de ses ondulations tout en conservant la même dynamique de la DTC classique.

Chapitre IV

***Optimisation de la commande
direct du couple par OFS-PTC***

Chapitre 4

Optimisation de la commande directe du couple par PDTC

IV.1 Introduction

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur [22].

Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur les techniques prédictive, pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple classique, où les comparateurs classiques et la table de sélection sont remplacés par nouvelle table de commutation et minimisation d'une fonction de coût, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module et l'angle du vecteur flux statorique.

Le principe de la commande prédictive est fondé sur le calcul du futur comportement du système en se basant sur le modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel, afin de pouvoir utiliser cette information pour calculer les valeurs optimales des paramètres de réglage. L'exécution de l'algorithme prédictif peut être effectuée en trois étapes principales:

- l'estimation des variables non mesurables.
- la prédiction du comportement futur du système.
- l'optimisation des sorties de commande, selon une fonction de coût déjà définie auparavant.

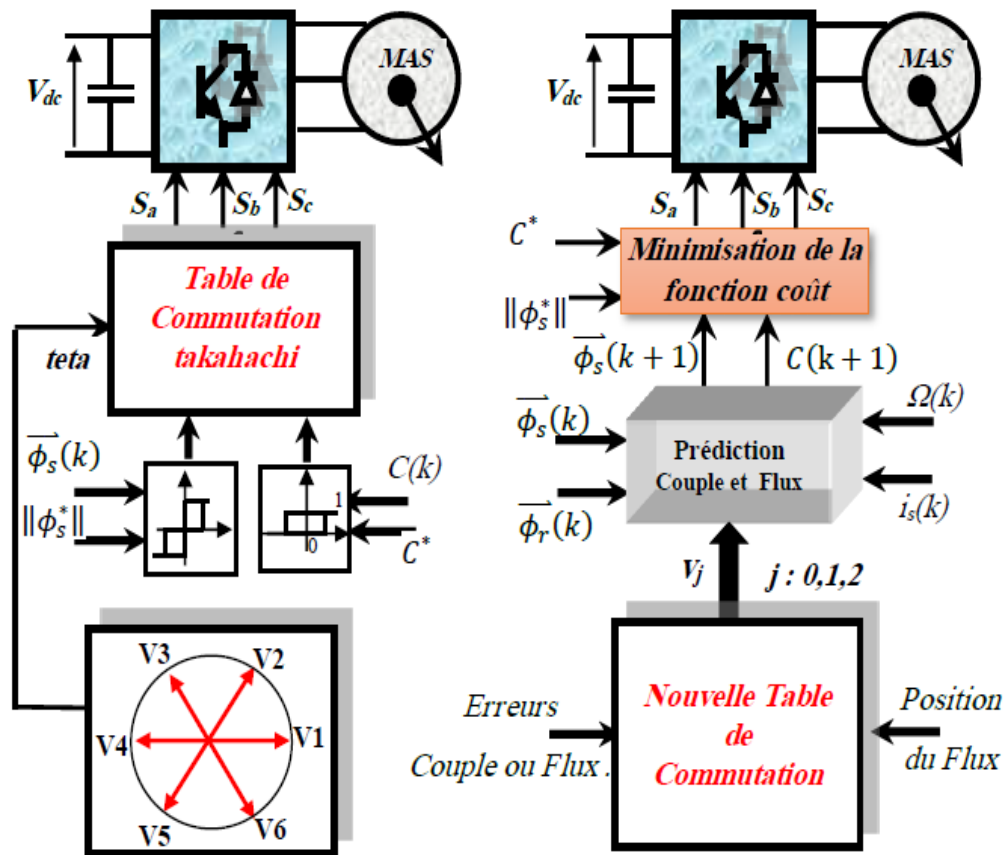
En effet, On a vu que plus la topologie du convertisseur possède un nombre élevé d'états de commutation, plus l'algorithme d'optimisation est gourmand en temps de calcul. Ce qui influe sur les performances du système de commande lors de son implantation en temps réel. Par exemple, pour un VSI-2L, la fonction de coût est évaluée et minimisée pour 7/8 états différents, [23].

Dans ce chapitre, une méthode optimisée et simple notée Prédictive Torque Control PDTC donnée dans [24] est présentée afin de réduire le nombre de vecteurs pour lesquels la fonction de coût est minimisée. Les auteurs s'inspirent des propriétés de la commande directe du couple DTC classique ou

deux vecteurs actifs adjacents et un seul vecteur nul sont applicables une fois le vecteur flux est localisé dans le secteur.

IV.2. Principe de la nouvelle commande (PDTC)

La structure de la technique PDTC est donnée par la figure (IV.1). Elle utilise comme pour la DTC une nouvelle table de commutation. En effet, lorsque le vecteur flux statorique est localisé dans le secteur, le vecteur tension statorique est construit à partir des deux vecteurs actifs adjacents et un vecteur nul [25].



Figure(IV.1):Schéma général de la commande prédictive du couple (DTC) et optimisée(PDTC)

Une fois que le vecteur flux statorique est localisé dans le secteur angulaire comme dans le cas de la DTC, l'erreur instantanée du couple noté ΔC est ensuite calculée et injecté dans une nouvelle table de commutation représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple [26]. De même que pour le flux, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des

valeurs de ses coordonnées, et l'erreur du flux statorique noté $\Delta\phi_s$ est injecté dans une autre table de commutation représentative de l'évolution souhaité pour le flux [27].

IV.3. Choix des vecteurs de tension dans la commande PDTC

Dans la commande DTC deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux (pour le flux) et à trois niveaux (pour le couple) sont utilisé pour la correction des erreurs du flux et du couple, en maintenant l'extrémité des vecteurs dans une couronne circulaire [23]. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

Pour éviter les problèmes de choix de la bande d'hystérésis on utilise dans la nouvelle stratégie (OFS-PTC) seulement les erreurs du couple ou du flux et non pas les deux afin d'obtenir une nouvelle table de commutation pour l'évaluation de la fonction coût F. Les vecteurs de tension dans la nouvelle table de commutation pour la commande OFS-PTC sont choisis en utilisant la position angulaire actuelle du flux statorique donnée par :

$$\hat{\theta}_s = \arctan(\phi_{s\beta}/\phi_{s\alpha}) \quad (IV.1)$$

Le signe de la déviation du couple ΔC (erreur du couple) est donné par :

$$\Delta C = (C^* - C) \quad (IV.2)$$

Aussi, le signe de la déviation de flux statorique $\Delta\phi_s$ est donné par :

$$\Delta\phi_s = (\phi_s^* - \phi_s) \quad (IV.3)$$

L'onduleur à deux niveaux VSI-2L produit six vecteurs actifs $\{v_1, \dots, v_6\}$ et deux vecteurs nuls $\{v_0, v_7\}$. Dans cette étude, seulement le vecteur nul v_0 est considéré comme vecteur nul pendant la phase de prédiction et d'évaluation afin de réduire la charge de calcul. Cette supposition est valide puisque la fonction cout F ne contient pas un terme de réduction de la fréquence de commutation moyenne.

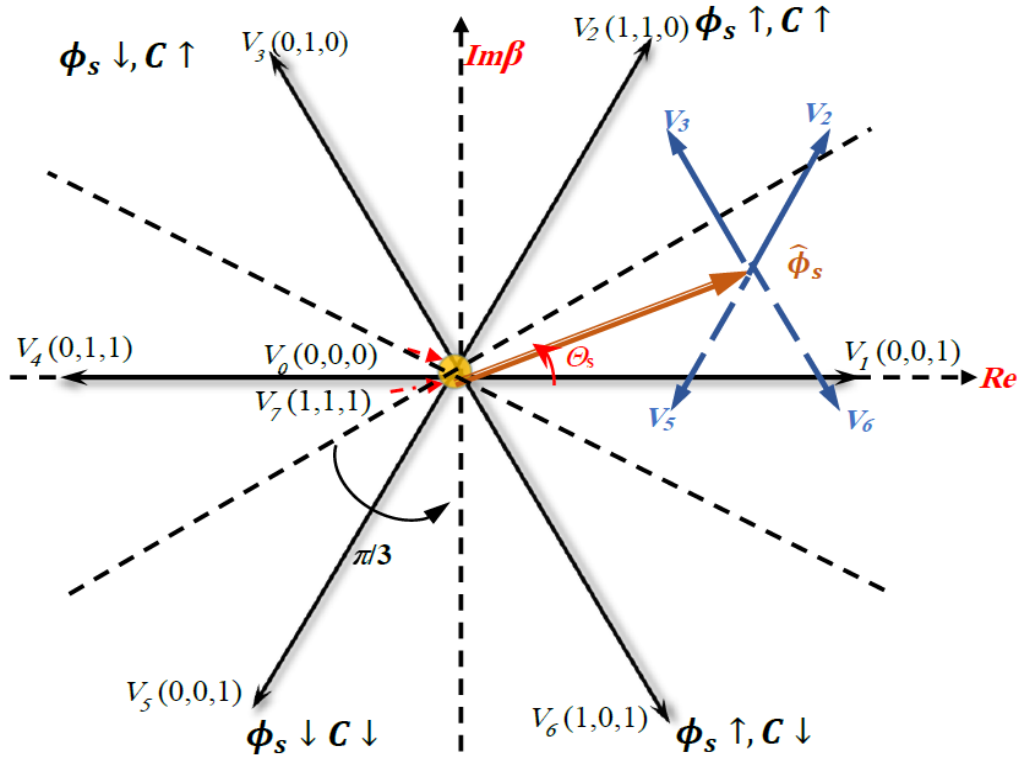
Après l'optimisation, si le vecteur optimal sélectionné pour être appliqué est un vecteur nul, on sélectionne alors le vecteur nul parmi les deux vecteurs nuls $\{v_0, v_7\}$ sur la base de l'état de commutation optimal appliqué à l'instant k.

La répartition spatiale de tous les vecteurs de tension dans le plan α - β est représentée sur la figure (IV.2). Les vecteurs de tension actives changent périodiquement d'un angle $\pi/3$ rad. En conséquence, le plan α - β est divisé en six secteurs pour identifier le sens de rotation par :

$$\frac{(2N-3)\pi}{6} \leq \theta(N) \leq \frac{(2N-1)\pi}{6} \quad (\text{IV.4})$$

Où encore : $N=1,2,\dots,6$,

Supposons, à titre d'exemple, si à un instant donné le vecteur flux statorique se trouve dans le premier secteur angulaire ($N=1$) comme montré dans figure(IV.2), i.e. son angle est compris entre -30° et 30° . Les différents vecteurs de tension susceptibles d'être appliqués par un VSI-2L sont illustrés



Figure(IV.2): Distribution spatiale dans le plan (α,β) de tous les vecteurs de tension d'un VSI-2L.

Considérons le flux statorique φ_s tournant dans le sens inverse des aiguilles d'un montre. A un instant donné, le signe de l'erreur du couple peut être $\Delta C > 0$, $\Delta C < 0$ ou $\Delta C = 0$. De même, l'écart du flux $\Delta\varphi_s = (\varphi_s^* - \varphi_s)$ peut être $\Delta\varphi_s > 0$, $\Delta\varphi_s < 0$ ou $\Delta\varphi_s = 0$.

Si le flux est localisé dans le premier secteur et l'erreur du couple $\Delta C > 0$, alors les vecteurs de la tension qui correspond à une augmentation du couple ($C\uparrow$) comme montré sur la figure (IV.2) seront choisis comme vecteurs de prédiction. Par conséquent, les vecteurs de prédiction actifs possibles sont les deux vecteurs adjacents directs $V_2(1\ 1\ 0)$ et $V_3(0\ 1\ 0)$.

De même pour le cas où $\Delta C < 0$, les vecteurs de la tension qui satisfaits à une diminution du couple ($C\downarrow$) seront choisis comme vecteurs de prédiction [24]. Par conséquent,

les vecteurs de prédiction actifs possibles sont les deux vecteurs adjacents indirects $V_6(1\ 0\ 1)$ et $V_5(0\ 0\ 1)$

Généralement, les vecteurs actifs sont toujours utilisés avec un vecteur nul pour réduire l'ondulation sur le couple et le flux. L'inclusion du vecteur nul satisfait également aux conditions possibles de $\Delta C=0$ et $\Delta\varphi_s=0$. Par conséquent, trois vecteurs sont utilisés au lieu de 7 vecteurs. Les vecteurs de prédiction actifs pour les six secteurs sont donnés selon le tableau (IV.1) suivant:

ΔC	1	2	3	4	5	6
$\Delta C > 0$	$V_2(1,1,0)$, $V_3(0,1,0)$	$V_3(0,1,0)$, $V_4(0,1,1)$	$V_4(0,1,1)$, $V_5(0,0,1)$	$V_5(0,0,1)$, $V_6(1,0,1)$	$V_6(1,0,1)$, $V_1(1,0,0)$	$V_1(1,0,0)$, $V_2(1,1,0)$
$\Delta C < 0$	$V_5(0,0,1)$, $V_6(1,0,1)$	$V_6(1,0,1)$, $V_1(1,0,0)$	$V_1(1,0,0)$, $V_2(1,1,0)$	$V_2(1,1,0)$, $V_3(0,1,0)$	$V_3(0,1,0)$, $V_4(0,1,1)$	$V_4(0,1,1)$, $V_5(0,0,1)$

Tableaux(IV.1): Table de commutation de la commande PDTC basé sur l'erreur du couple.

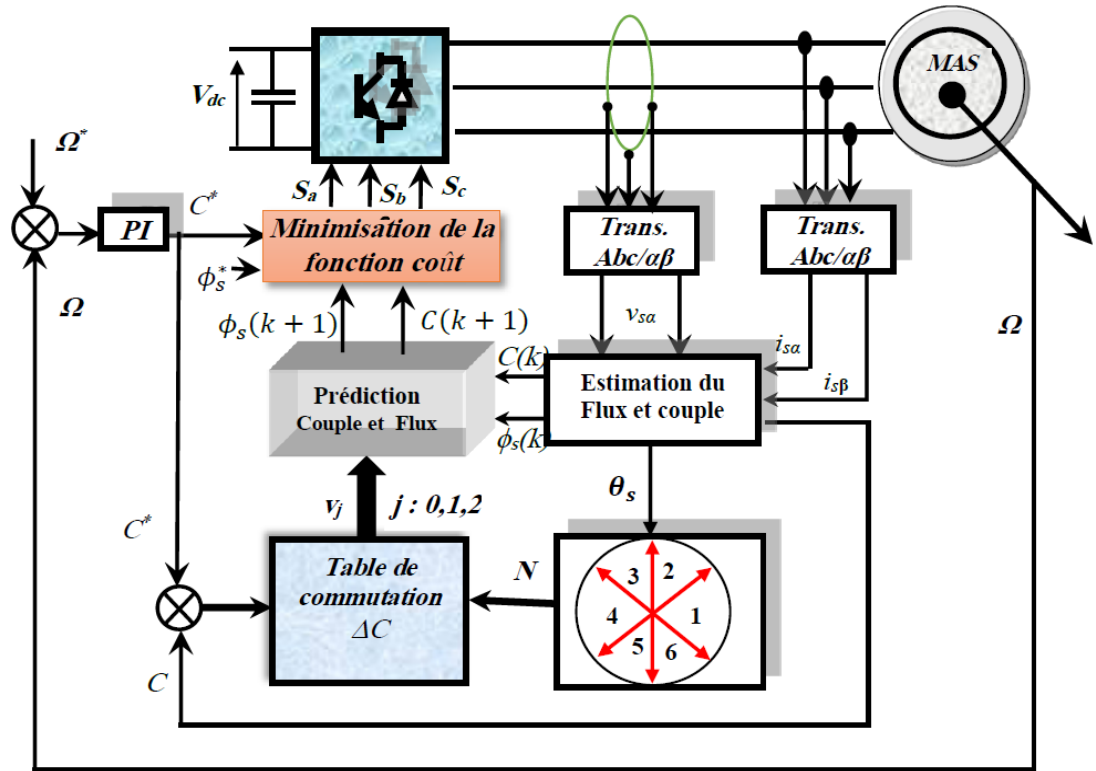
IV.3.1. Structure de la commande PDTC avec erreur du flux

D'autre part, on peut également obtenir une autre table de commutation suivant le signe de l'erreur du flux $\Delta\varphi_s$ pour tous les secteurs sont montrés dans le tableau IV.2.

$\Delta\varphi_s$	1	2	3	4	5	6
$\Delta\varphi_s = +1$	$V_2(1,1,0)$, $V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$, $V_3(0,1,0)$	$V_2(1,1,0)$, $V_4(0,1,1)$	$V_3(0,1,0)$, $V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$, $V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$, $V_1(1,0,0)$
$\Delta\varphi_s = 0$	$V_3(0,1,0)$, $V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$, $V_4(0,1,1)$	$V_1(1,0,0)$, $V_5(0,0,1)$	$V_2(1,1,0)$, $V_6(1,0,1)$	$V_3(0,1,0)$, $V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$, $V_4(0,1,1)$

Tableaux(IV.2): Table de commutation de la commande PDTC basé sur l'erreur du flux.

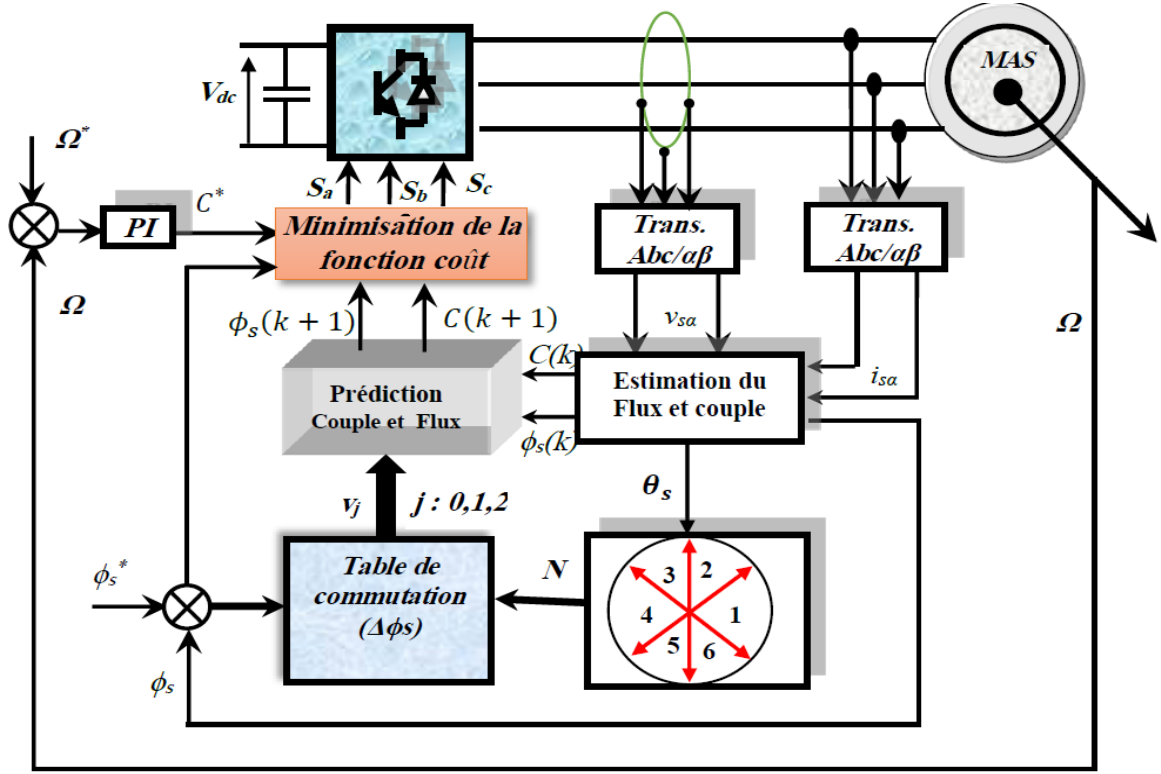
La structure générale de la commande PDTC à base de la table de commutation de l'erreur du couple est donnée par la figure (IV.3). Alors que la figure (IV.4) illustre la structure de la commande PDTC à base de la table de commutation de l'erreur du flux.



Figure(IV.3): Schéma général de la commande PDTC basée sur l'erreur de couple

Remarques :

- ✓ Les performances en termes du temps de calcul, l'ondulation de couple et l'ondulation de flux presque similaire pour les deux méthodes.
- ✓ Il est évident que si la position du flux $\theta_s(k-1)$ et $\theta_s(k)$ se trouvent dans le même secteur et que les signes de $\Delta C(k-1)$ et $\Delta C(k)$ sont similaires, alors au maximum une transition de commutation est possible entre deux vecteurs actifs dus aux vecteurs de prédiction sélectionnés. Par conséquent, la stratégie proposée (réduction des vecteurs de prédiction) réduit également la fréquence de commutation moyenne du convertisseur de puissance sans introduire un terme dans la fonction coût.



Figure(IV.4): Schéma général de la commande PDTC basée sur l'erreur du flux.

IV.4. Fonction coût

Etant donné que deux vecteurs de tension adjacents sont sélectionnés pour la prédiction et l'actionnement, une seule transition de commutation aura lieu. Par conséquent, la fréquence de commutation moyenne est réduite et il n'est pas nécessaire d'inclure le terme de la réduction de la fréquence de commutation dans la fonction de coût. Il réduit également la charge de calcul de la stratégie de contrôle proposée[24]. La fonction de coût utilisée dans la PDTC est la suivante:

$$F_{j:1..3} = |C^*(k+1) - C^j(k+1)| + \lambda \cdot ||\phi_s^*(k+1) - \phi_s^j(k+1)|| \quad (IV.5)$$

Où λ représente le coefficient de pondération, qui gère la différence entre les valeurs de référence des variables commandées et leurs valeurs prédites. Si, par exemple, la même importance d'erreur de contrôle est souhaitée pour les deux variables de contrôle, ce coefficient pourrait correspondre au rapport entre les valeurs nominales de couple électromagnétique et du flux statorique, et dans ce cas il s'écrit [23] :

$$\lambda = \frac{C_n}{\phi_n} \quad (IV.6)$$

Le facteur de pondération λ , est le seul paramètre à régler dans la commande PDTC. Cependant, ce coefficient peut être également ajusté de façon à modifier l'importance de l'erreur de chaque variable contrôlée selon les performances à atteindre pour les deux variables.

Si on prend en compte la Protection contre les surintensités, une troisième terme qui considère la limite du module du vecteur de courante statorique i_{\max} est ajouté avec un gain λ_i [Var16][Lam13], la fonction de coût comprenant la protection contre surintensité est donnée par :

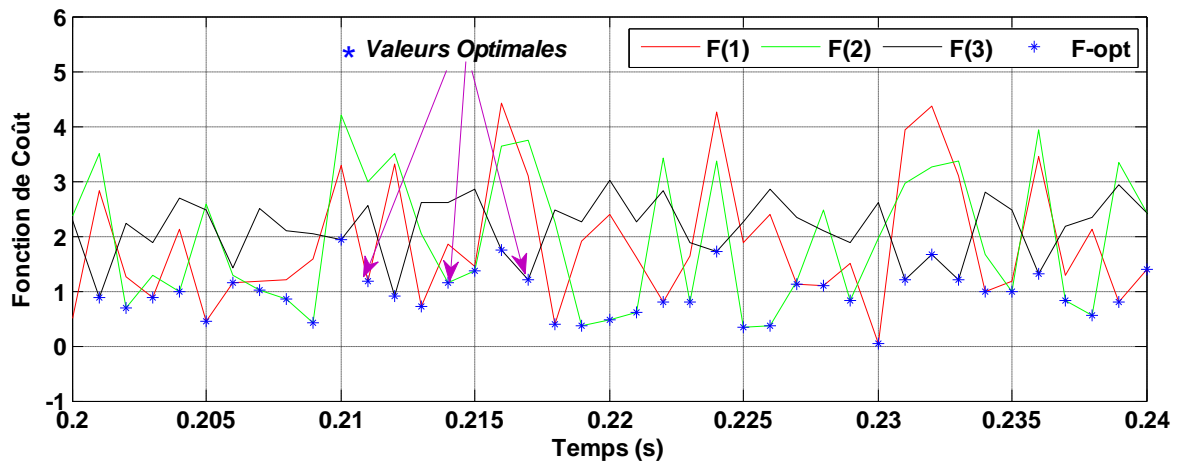
$$F_{j;1..3} = |C^*(k+1) - C^j(k+1)| + \lambda \cdot \left| |\phi_s(k+1)|^* - |\phi_s^j(k+1)| \right| + \lambda_i \quad (\text{IV.7})$$

IV.5. Algorithme de la commande PDTC

Les étapes globales de cette commande peuvent être résumées comme suit :

- *Étape 1) : Mesurer* à l'instant k : $i_s(k)$, $V_{dc}(k)$ et $\Omega(k)$
- *Étape 2) : Appliquer* le vecteur optimal de tension $v_{opt}(k)$ à l'instant (k) .
- *Étape 3) : Estimer* le flux statorique $\phi_s(k)$ en utilisant les relations données. dans (II.10) du deuxième chapitre
- *Étape 4) Sélectionner* les vecteurs de prédiction actifs selon les tables de commutation (IV.1) et (IV.2) avec un vecteur nul (1,1,1) ou (0,0,0) .
- *Étape 5) Faire* une prédiction à un pas en avant pour le couple $C(k+1)$, le flux $\phi_s(k+1)$ et les courants $i_s(k+1)$.
- *Étape 6) Optimiser* la fonction cout et choisir $v_{opt}(k+1)$. Si le vecteur optimal est un vecteur nul, il faut le remplacer par un vecteur nul qui correspond au minimum de commutation et retourner à la première étape.

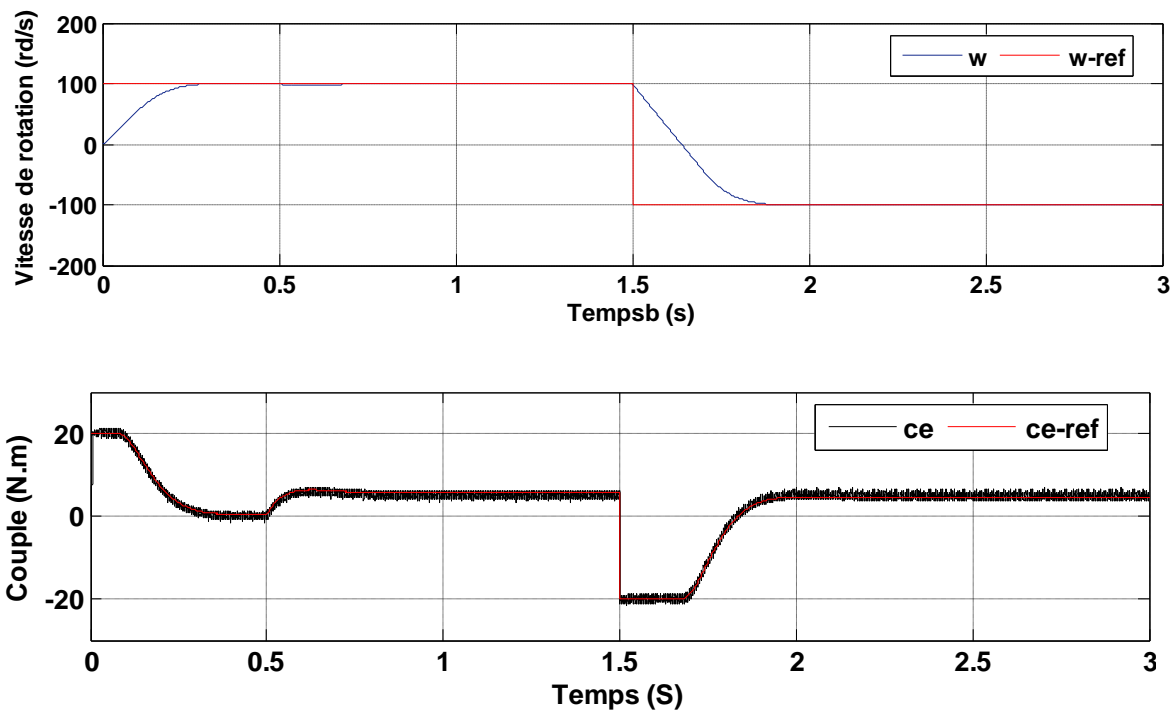
Toutes les étapes citées ci-dessus sont répétées chaque cycle pour les nouvelles références et mesures. Les profils des fonctions de coût " $F(1)$, $F(2)$, $F(3)$ " avec leurs valeurs optimales, sont illustrés par la figure (IV.5).

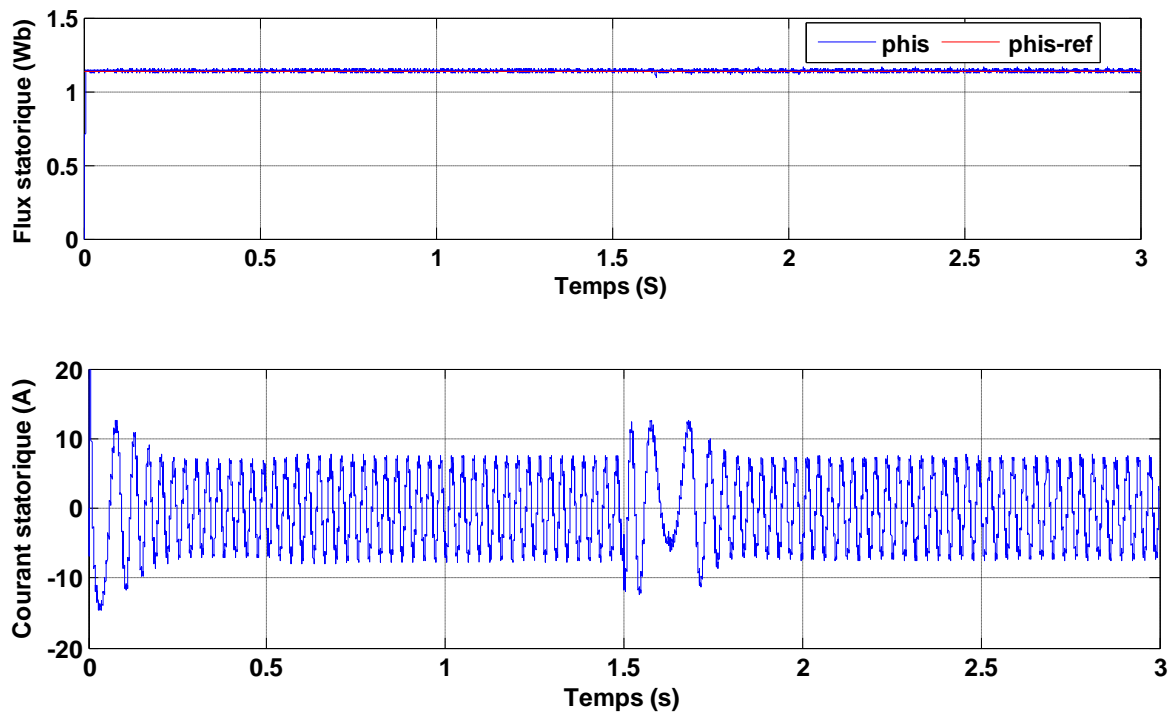


Figure(IV.5): Optimisation de la fonction de coût avec la commande prédictive OFS-PTC.

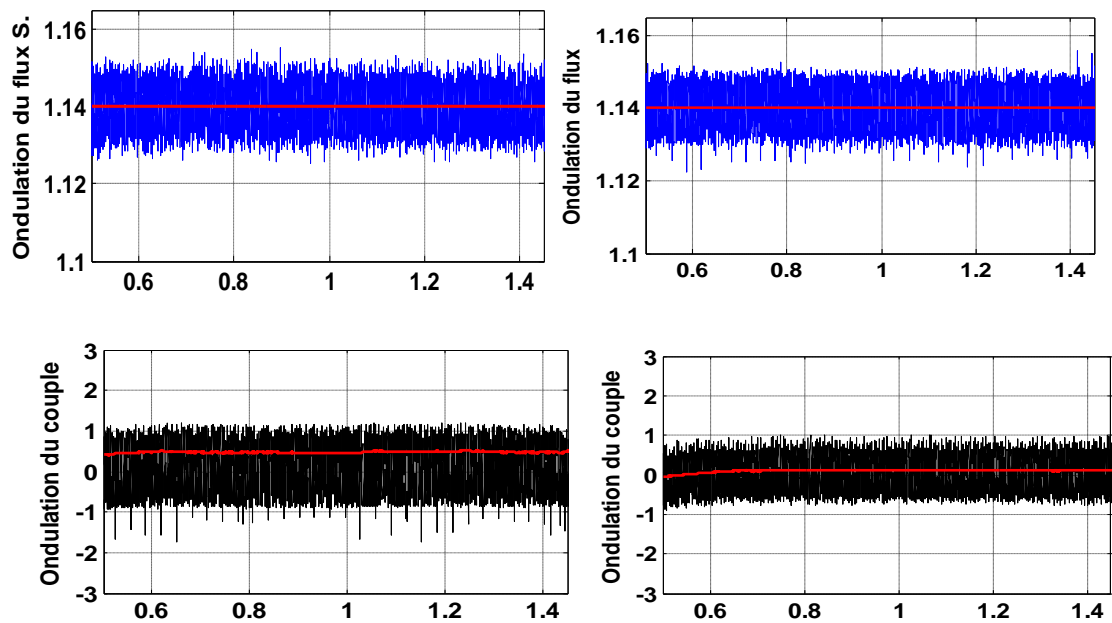
IV.6. Poursuite de trajectoire et comparaison entre la DTC et la PDTC

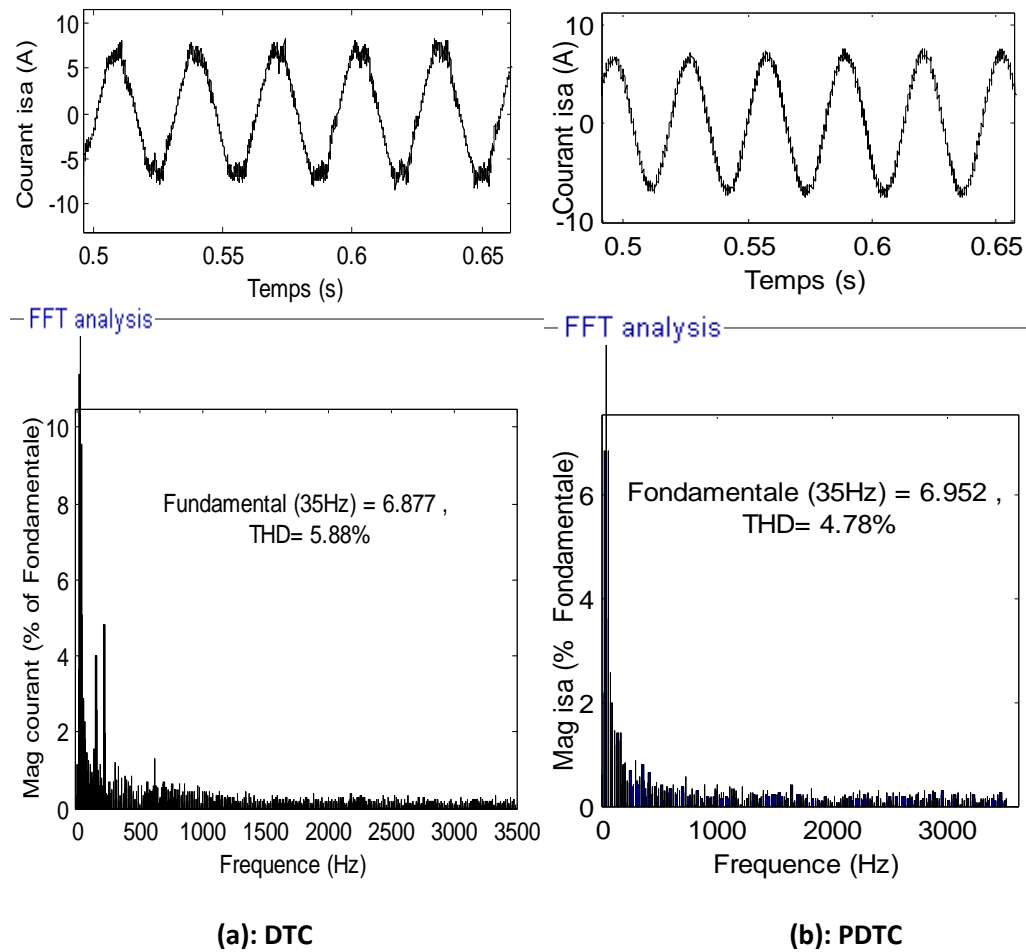
Après avoir testé l'observateur de perturbations, nous appliquons le profil de vitesse de référence indiqué sur les figures IV.6, IV.7 et nous simulons la commande prédictive directe de couple (PDTC); les résultats de simulation obtenus sont présentés par les figures suivantes :





Figure(IV.6): performances de la commande PDTC basée sur l'erreur de couple
vitesse de rotation, , couple, flux statorique et courant statorique





Figure(IV.7): Comparaison entre les deux stratégies DTC et PDTC

Après la figure (IV.6), on peut illustrer les remarques suivantes :

- ✓ Les performances constatées pour les paramètres de la machine (vitesse, couple, flux) sont clairement observables en termes de dynamique rapide du couple et flux.
- ✓ la réduction des ondulations du couple malgré l'absence d'un comparateur à hystérésis (DTC et seulement trois vecteurs de tension choisis pendant la prédiction).
- ✓ Selon la figure présentée (IV.7), nous constatons rapidement que la commande <<PDTC>> prédictive est nettement plus performante que la méthode traditionnelle <<DTC>>, on remarque aussi que les variables contrôlées suivent bien leurs références.
- ✓ D'autre part, l'ondulation de couple électromagnétique est moins importante avec la commande <<PDTC>> qu'avec la commande <<DTC>>; de plus, on voit bien une amélioration appréciable de l'estimation de flux statorique et la qualité de courant à l'aide de la commande directe de couple prédictive <<PDTC>>.

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats obtenus d'un contrôle de la machine asynchrone triphasée de la technique de commande directe de couple proposée ici avec ces deux variantes (DTC et PDTC). La première est la commande directe classique et la deuxième est basée sur le modèle prédictif de la machine et une fonction de coût.

La commande PDTC est alors employée pour trouver les optimales performances pour la commande du couple et flux afin de réduire au minimum leurs ondulations par conséquence la réduction des harmoniques du courant statorique.

Selon les résultats obtenus, nous pouvons dire que la structure PDTC a présenté une performance acceptable et satisfaisante par rapport à la commande DTC, que ce soit au niveau de couple électromagnétique, de flux statorique ou encore en ce qui concerne l'allure du courant statorique.

Finalement, nous pouvons dire que la technique PDTC est un outil d'optimisation très puissant où les résultats que nous avons obtenu après son utilisation nous sont satisfaisants. Donc cet outil a donné un sens à notre contribution.

Conclusion générale

Conclusion générale

La commande DTC de la machine asynchrone, à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique, est obtenue par le choix direct dans une table de commutation des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur. Ces choix sont faits de telle sorte qu'ils puissent maintenir les deux grandeurs dans une bande d'hystérésis au voisinage de leurs valeurs de référence. Cependant, l'existence des contrôleurs à hystérésis dans la stratégie de commande directe du couple classique génère des oscillations du couple et du flux à cause de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis. Ainsi, puisque notre étude s'intéresse principalement à la minimisation du taux d'ondulation du couple électromagnétique et du flux statorique de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone triphasée. La contribution de ce mémoire se situe essentiellement dans le développement d'une stratégie de contrôle direct du couple sans l'utilisation des contrôleurs à hystérésis.

Dans un premier temps, nous avons exposé en détail le modèle de la machine asynchrone triphasée et le type d'alimentation considéré. Par la suite, nous avons été amenés à considérer tout d'abord le principe de la commande directe du couple dans sa variante classique, de plus en plus utilisée dans les milieux industriels, mais souvent critiquée et incapable de répondre aux nouvelles contraintes imposées par certaines industries où des hautes performances et d'une grande dynamique sont requises telles que : un bon suivi de trajectoire rapide pour la vitesse de rotation et un taux d'ondulation réduit pour le couple et le flux.

Une technique de contrôle prédictif direct du couple basée sur le modèle de la machine asynchrone a été étudiée et validée, dans le but de réduire les ondulations de couple et de flux. Avec une fonction de coût, qui prend en compte le comportement futur de ces variables contrôlées (couple, flux). En effet, les ondulations du couple et du flux sont largement réduites avec nouvelle technique, les formes d'ondes des courants et tensions de sortie se trouvent nettement de plus en plus meilleurs avec un contenu harmonique nettement réduit aussi. .

Parmi les perspectives à donner à ce travail et qui nous paraissent très utiles, nous pensons à : Application cette technique de commande sur les onduleurs multi-niveaux.

Annexe

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée:

V_n	Tension nominale	220/380	V
f_s	Fréquence d'alimentation	50	Hz
P	Nombre de paires de pôles	2	Pole
Ω	Vitesse nominale	1500	tr/min
Cr	Couple résistant	25	N.m
Cn	Couple nominale	30	N.m
R_s	Résistance statorique	0.97	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.83	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1554	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	H
J	Inertie du moteur	0.035	(USD)
M	Inductance mutuelle	0.154	SI
F	Coefficient de frottement	0.01	(USD)
Φ_{sn}	Flux statorique nominale	1.14	Wb

,

Référence Bibliographiques

Référence Bibliographiques

- [1] Adel Merabet «Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone», Mémoire d'ingénieur, université Québec Mai 2007.
- [2] Monsieur toufouti Riad, «Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de magister, université mentour_ Constantine, 2008.
- [3] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004..
- [4] F. NACERI, «La commande vectorielle indirect et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude université de Batna 2000.
- [5] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdî, «Contrôle directe de couple de la Machine induction», Thèse licence LMD , centre université d'Eloued 2009.
- [6] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [7] Olivier ondel «Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone » Mémoire de doctorat l'école centrale de Lyon Octobre 2006
- [8] Dr. Nasri « La Commande Vectorielle indirecte& direct d'une machine asynchrone alimentée en tension » Mémoire de fin d'étude université de BATNA 2000
- [9] O. Ondel, «Diagnostic par reconnaissance des formes: application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone», Mémoire de doctorat l'école centrale de Lyon Octobre 2006
- [10] BENAÏSSA MALIKA, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique, université de Batna.
- [11] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», thèse de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.
- [12] F. HAOUES, S. DJOUAMA, «Estimation de la résistance rotorique d'une machine à induction par le filtre de Kalman», mémoire d'ingénieur en électrotechnique université de Biskra, juin 2005.

- [13] M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
- [14] Mme Tamrabet Hanene, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », mémoire de magister, Batna, 2006.
- [15] T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur , université de Batna 2008.
- [16] A. Belhani et F. Mehazzem, « Commande par DTC De La Machine Asynchrone », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
- [17] F. Bensmaine et N. Ameghchouche, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif »,Thèse d'ingénieur , université de Batna 2010.
- [18] S. Rebouh et S. Benaïcha, « commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [19] Ridha Kechida « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts » Thèse de magister, université d'El-oued 2010.
- [20] L. Bessouf, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [21] S. Chekroun « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée »; Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran.
- [22] md. habibullah, d. dah-chuan lu, d. xiao, and mh. Fazlur rahman, « a simplified finite-state predictive direct torque control for induction motor drive » *Ieee Trans. On Ind. Electron.*, Accepted December 20, 2015.
- [23] Z. Lammouchi, K.Barra, « predictive direct torque and flux control of an induction motor drive based on multilevel converter approach » , J. Electrical Systems ,Pp. 137-149, Vol.9-2(2013).
- [24] Florent Morel « commande direct appliqué à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé »,phd thèse université de lyon, décembre 2007.
- [25] Ammar Benzaïoua, « contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée » Université De Quebec, Avril 2014.

- [26] j. Rodriguez, M. P. Kazmier Kowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, And C. A. Rojas « state of the art of finite control set model predictive control in power electronics, » *Ieee Trans. On Ind. Informatics*, Vol. 9, No. 2, Pp. 1003–1016, May 2013.
- [27] A. Merabet « commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone » Thèse Doctorat, Université Du Québec Mai 2007.

Référence Bibliographiques