

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Machines électriques

Réf:

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**Commande directe du couple
d'un moteur asynchrone**

Présenté par :
Gagui Moussa
Soutenu le : 23 Juin 2018

Devant le jury composé de :

MrA. GOLEA

Mr A. BETKA

MrA.DANDOUGA

PROF

PROF

MCA

Président

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2017 / 2018

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Machines électriques

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**Commande directe du couple
d'un moteur asynchrone**

Présenté par :
Gagui Moussa

Avis favorable de l'encadreur :
Pr. Betka Achour *signature*

Avis favorable du Président du Jury

Pr. Golea Ammar *Signature*

Cachet et signature

Résumé :

Le moteur asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), et de loin le moteur le plus utilisé en industrie.

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, présente une étude détaillée de la structure d'une commande importante qui est la commande directe de couple DTC.

La commande directe du couple est sans doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de la dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté.

Les recherches en cours sont orientées vers l'amélioration des performances de cette technique dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, sur le flux et sur le courant. Pour cela, notre travail s'articule autour de point suivant :

-Amélioration des performances de la DTC classique par l'utilisation d'une table à 12 secteurs.

ملخص

المحرك غير المتزامن بسبب مزاياه التي لا يمكن إنكارها (بساطة التصميم والصيانة، والتكلفة المنخفضة، وخاصة عدم وجود مجمع مكثفة التجميع)، وإلى حد بعيد أكثر المحركات استخدامًا في الصناعة.

العمل المنجز، في سياق هذه الأطروحة، يقدم دراسة تفصيلية لبنية تحكم مهم الذي هو التحكم المباشر في عزم الدوران DTC ولا شك أن التحكم المباشر بعزم الدوران هو حل واعد جداً لمشاكل المتانة والديناميكيات التي تمت مواجهتها في التحكم الشعاعي. يتم توجيه البحث الحالي نحو تحسين أداء هذه التقنية، والمشاكل الرئيسية التي تتمثل في تطور تردد التبديل وتموج على العزم، والتدفق والتيار. لهذا، عملنا يدور حول النقطة التالية:

- تحسين أداء التحكم المباشر في عزم الدوران DTC التقليدي من خلال استخدام جدول مع 12 قطاع

REMERCIEMENTS

Tout d'abord on remercie le bon Dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.

*Nous remercions Très sincèrement Mr. **Betka Achour** notre promoteur de ce travail, pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions a grandement facilité ce travail.*

Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département Génie électrique, qui ont encouragé à donner le meilleur d'eux même en

Nous assurant une formation aussi meilleure que possible, et particulier

Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

G.Moussa

Dédicace

*Avant tout, je tien à remercies le bon Dieu, et l'unique qui
m'offre le courage et la volonté nécessaire pour affronter les
différentes de la vie,*

Je dédie ce modeste travail

A ma mère.

A mon père. رحمه الله

A mes frères et mes sœurs.

A tout ma famille.

A mes amis

A mes féaux amis (chaque un à son nom).

Moussa

Liste des tableaux

CHAPITRE III	
COMMANDE DIRECT DU COUPLE APPLIQUE A LA MAS	
Tableau (III.1) : Table de vérité de la structure de la DTC	42
Tableau (III.2) : Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12...	50
Tableau (III.3) : Table de vérité pour la DTC avec 12 secteurs.....	51
Tableau(III.4) de comparaison entre DTC classique et DTC-12secteurs.....	54

Liste des figures

CHAPITRE I GENERALITE SUR LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

Figure I.1 : Synoptique de la commande d'une machine électrique.....	05
Fig. I.2. Schéma de la commande scalaire à V/f.....	06
Fig. I.3. Schéma de la commande scalaire avec onduleur de courant.....	07
Figure. I.4. Structure de la commande à flux rotorique orienté.....	09
Figure. I.5. Structure de la commande directe du couple.....	09

CHAPITRE II MODELISATION D'UN SYSTEME D'ENTRAINEMENT BASE SUR UNE MAS

Fig. II.1 Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.....	13
Fig. II.2 moteur asynchrone (a induction)	15
Fig. II.3 Représentation schématique d'une MAS.....	16
Fig. II.4 Repère initial et repère (d, q) de Park.	20
Figure .II.5.: l'onduleur de tension associé à la MAS.....	26
Figure .II.6 Schéma synoptique de la MLI.....	28
Figure .II.7.a Génération d'une MLI naturelle.....	28
Figure .II.7.b Génération d'une MLI naturelle.	29
Fig(II.8) :Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par MLI.....	29
Figure. II.9 Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur.....	30
Fig. II.10 Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur.....	31

CHAPITRE III COMMANDE DIRECT DU COUPLE APPLIQUE A LA MAS

Figure III.1 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC Classique)	35
Figure (III.2): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement.....	36
Figure III.3 Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$	39
Figure. III.4. Contrôle du flux par hystérésis,	41
Figure III.5. Comparateur à hystérésis à trois niveaux.	41
Figure. III.6 schéma –bloc de régulation de vitesse.....	42
Figure (III.7) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	44
Figure. III.8-III-13 Résultats de simulation de la DTC, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 20 N.m à $t = 1$ s.....	45-48
Figure III.14 Inversion de vitesse (rad/s)	49
Figure III.15. le couple (N.m)	49
Figure III.16 : contrôle directe du couple avec 12 secteurs.....	49
Figure III.17: Comparateur à hystérésis.....	51
Figure. III.18-III.23. Résultats de simulation de la DTC classique et la DTC-12secteurs, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 20 N.m à $t = 1$ s	52-53

Symboles

Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

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

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 : Resistance et inductance propre d'une phase statorique.

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

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

m_{ss} : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_{rr} : 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.

[C] : Matrice de CONCORDIA.

[T] : 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.

K_p : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur intégral.

P : Correcteur à action proportionnelle.

I : Correcteur à action intégrale.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

ξ : Coefficient D'amortissement.

Sommaire

Résumé	
Dédicace	
Remerciements	
Liste des symboles	
Sommaire	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	01

CHAPITRE I GENERALITE SUR LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

I.1. Introduction	04
I.2. Avantages d'un entraînement.....	04
I.3. éléments d'un entraînement.....	04
I.4. Les techniques de commande d'une machine asynchrone.....	05
I.4.1 commande scalaire	06
I.4.1.1 loi tension- fréquence.....	06
I.4.1.2 loi courant – fréquence	07
I.4.2 commande vectorielle.....	08
I.4.3 commande directe du couple (DTC)	09
I.4.4 comparaison entre FOC et DTC.....	10

CHAPITRE II MODELISATION D'UN SYSTEME D'ENTRAINEMENT BASE SUR UNE MAS

II.1. Introduction	13
II.2. Modélisation du système.....	13
II.3. Principaux domaines d'utilisation de la machine asynchrone.....	14
II.4. Principe de fonctionnement.....	14
II- 5-modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	15
II -5-1-description.....	15
II -5-2-hypotheses simplificatrices.....	16
II -5-3-1-equations électriques.....	17
II -5-3-2- l'équation magnétique.....	18
II -5-3-3 équations mécaniques.....	19
II.5.4. Modelé de Park.....	19
II.5.4.1. Principe de la transformation de Park.....	19
II.5.4.2. Transformation de Concordia.....	21

II.5.4.3. Lien entre Park et Concordia.....	22
II.5.5.1. Equation de la machine dans le repère (a, β) lie au stator	22
II.5.5.2. • équation mécanique	23
II.5.5.3. Expression en modelé d'état	24
II.6 modélisation de l'onduleur de tension.....	24
II .6.1 introduction.....	24
II.6.2 modelé mathématique de l'onduleur de tension.....	25
II.6.3. Commande par modulation de largeur d'impulsion (stratégie triangulé- sinusoïdale)	27
II-7 résultats de simulation sans et avec onduleur.....	30
II-7-1resultats de simulation de mas sans onduleur.....	30
II-7-2resultats de simulation de mas avec onduleur.....	31
II.8. Interprétation des résultats.....	31
II.8.1-mas sans onduleur.....	31
II.8.2-mas avec onduleur.....	32
II.9. Conclusion.....	32

CHAPITRE III

COMMANDE DIRECT DU COUPLE APPLIQUE A LA MAS

III.1.1. Introduction.....	34
III.1.2. Principes de la DTC.....	34
III.1.3. Stratégie de la commande DTC.....	35
III.1.4. Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple).	35
III.1.4.1.controle du vecteur flux statique.....	36
III.1.4.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	37
III.1.5. Description de la structure de contrôle.....	38
III.1.5.1. Sélection de la vecteur tension vs.....	38
III.1.5.2.estimation du flux statorique.....	39
III.1.5.3. Estimation du couple électromagnétique.....	40
III.1.6.regulateur a hystérésis.....	40
III.1.6.1 régulateur de flux.....	40
III.1.6.2regulateur de couple électromagnétique.....	41
III.1.7. Elaboration de la table de commutation.....	42
III.1.8. Régulateur de vitesse.....	42
III.1.9. Résultats de la simulation et interprétation.....	45
III.1.10. Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine.....	48
III.2.1. Utilisation de la dtc avec une table a 12 secteurs.....	49
III.2.2regulateurs utilises.....	50

III.2.3. Elaboration de la table de commande.....	51
III.2.4. Résultat de simulation.....	52
III.2.5. Etude comparative entre la dtc classique et la dtc avec 12-secteurs	54
III.2.6. conclusion.....	55
Conclusion générale.....	56
Annexe	
Reference bibliographiques	

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La commande à vitesse variable des entraînements électriques, a bénéficié ses dernières années d'avancées méthodologique et technologique significatives. En effet les projets de l'électronique numérique et le développement des composants de l'électronique de puissance permet aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande envisageables il y a une dizaine d'années.

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

Ce mémoire a pour objectif principal d'étudier une technique de commande direct de couple du moteur asynchrone. Pour ce type de machine, différents techniques de commande actuellement appliquées aux machines asynchrones : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple.

La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques.
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé.

La commande directe du couple (DTC : direct torque control) vient pour pallier les Inconvénients inhérents de la commande vectorielle.

Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir :

- Réduction du temps de réponse du couple.
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques.
- Élimination des transformations de coordonnées.
- Contrôle des ondulations du flux et du couple.

Elle possède un certain nombre d'inconvénients :

- Fréquence de commutation de l'onduleur non contrôlable.
- Fréquence d'échantillonnage élevée.
- Sensibilité de la commande aux variations de la résistance statorique surtout à basse vitesse.

Dans le présent travail, on présente un asservissement de vitesse, basé sur une DTC classique à 6 secteurs et améliorée à 12 secteurs.

Le premier chapitre porte sur une généralité sur la commande des machines électriques ou' on explique brièvement les techniques de commande appliqué à la machine asynchrone (commande scalaire, commande vectorielle, DTC).

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation de la machine asynchrone et son alimentation (onduleur de tension). En se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MAS.

Le troisième chapitre est consacré au principe du contrôle direct du couple DTC classique; ainsi que son application à la machine pour contrôler l'amplitudes du flux statorique et du couple, puis l'amélioration des performances de la commande directe de couple classique par l'utilisation de la table de 12 secteurs pour la réduction des ondulations au niveau du couple et du flux.

En fin de ce mémoire, nous présentons une conclusion générale de cette étude.

Chapitre I

Généralité Sur La Commande Des Machines Electriques

I.1. Introduction

La commande des machines électriques est l'une des applications des convertisseurs statiques. Cette commande nécessite l'association d'une machine (courant continu, synchrones, asynchrones ou autres) dont le fonctionnement est à une vitesse variable en lui conservant un couple optimum. En fait, le choix du moteur d'entraînement dépend du travail demandé, du lieu de travail et de la puissance à fournir. De même, la source d'énergie dont on dispose, les contraintes sur les paramètres que l'on doit fournir et le prix de revient de l'ensemble déterminent le type du convertisseur à associer au moteur. Alors, on ambitionne d'étudier et d'analyser les possibilités d'association du convertisseur en vue de la commande. L'apport des convertisseurs statiques tel que la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants des axes couple vitesse, la solution des problèmes de démarrage et la possibilité de régulation et de contrôle à distance.

I.2. Avantages d'un entraînement

Dans un entraînement de ce type, on ne fait pas varier la vitesse du moteur et de la machine entraînée par action sur les pertes d'énergie dans le circuit électrique d'alimentation, dans le moteur ou dans la charge mais on convertit l'énergie électrique fournie au moteur pour que celui-ci fournisse avec le minimum de pertes les caractéristiques mécaniques demandées par le processus. Outre les économies d'énergie, cette technique offre des avantages supplémentaires qui peuvent être déterminants dans le dimensionnement d'une installation. Pour ce qui concerne le réseau d'alimentation, nous pouvons citer :

- La suppression des fortes surintensités du courant appelé par le moteur alternatif au démarrage.
- La diminution de la puissance du système d'alimentation.

Pour ce qui concerne le moteur, la technique d'entraînement à vitesse variable permet d'allonger sa durée de vie grâce à la diminution des contraintes qui lui sont appliquées.

Pour ce qui concerne la charge entraînée, nous pouvons citer la possibilité de régler le couple et la vitesse en tout point du plan effort-vitesse. Cet avantage provient des qualités de souplesse, de flexibilité, de précision et de rapidité attachées aux régulations du système. [1]

I.3-Eléments d'un entraînement

Dans un variateur de vitesse on trouve :

- Une machine électrique : moteur à courant continu, moteur asynchrone, moteur synchrone...
- Alimentation électronique (convertisseur statique) à partir d'une source d'alimentation : Redresseur, hacheur, onduleur, gradateur.

- Des capteurs : de vitesse, de position, de niveau...
- Une régulation [1]

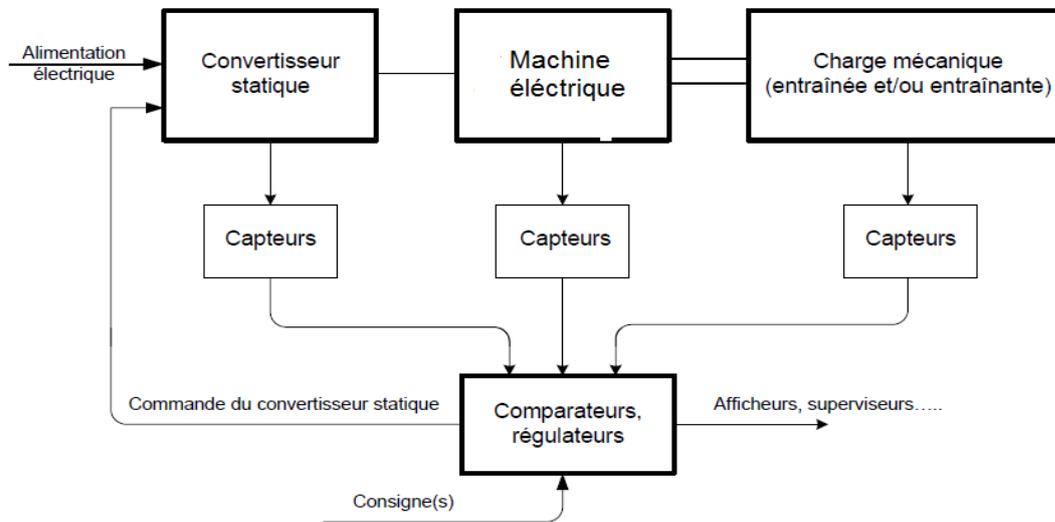


Figure I.1 : Synoptique de la commande d'une machine électrique

I.4. Les techniques de commande d'une machine asynchrone

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines synchrones et les machines à induction. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères les plus importants dans de nombreuses applications.

La progression rapide dans le domaine de l'électronique de puissance, surtout la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique permettent de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électriques beaucoup plus évoluées.

Dans cette partie, nous présenterons quelques techniques de commande et interpréterons leurs implantations.

On trouve dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la machine asynchrone. Dès leurs inventions, les chercheurs utilisent une de ces stratégies comme unité de base dont le but est d'améliorer les performances fonctionnelles des

I.4.2 Commande vectorielle :

Quant à la commande vectorielle abrégé FOC, avec ses deux formes, directe DFOC et indirecte IRFOC, elle dépasse largement par ses capacités la précédente, lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, car depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par Hasse (IRFOC) et Blaschke (DFOC), elle est toujours mise à jour avec les nouveaux techniques qui se présentent.

Le principe de la FOC repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux rotorique, statorique, ou ce de l'entre-fer, afin de produire deux composantes du courant, selon l'axe d (composante qui contrôle le flux), et celle de l'axe q (composante qui contrôle le couple).

Le problème majeur de la technique FOC à régulateurs proportionnel intégral (PI) est qu'elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine, surtout les constantes de temps rotorique T_r et statorique T_s , sur ce fait tous les chercheurs qui ont suivi les formes de bases de la FOC ont eu pour soucis de la désensibiliser en la rendant robuste et fiable vis-à-vis des variations paramétriques malheureusement inévitables. D'innombrables travaux ont été mis en œuvre, parmi eux ce qui ont proposé l'identification en-ligne de la constante de temps statorique T_s , et rotorique T_r pour le calcul juste de la vitesse angulaire du glissement, et du fait ont contribué énormément à l'amélioration de la réponse dynamique du couple et de la vitesse.

En terme de robustesse envers les incertitudes dont les variations paramétriques et les perturbations externes, a introduit l'application des régulateurs à mode de glissement pour la commande de la MAS, méthode qui a fait ses preuves, et depuis, plusieurs travaux ont suivi, Il est intéressant de mentionner qu'il y a des travaux qui associent dans la même commande des régulateurs à mode glissant et des régulateurs proportionnels intégrales PI, et en introduisant la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle SVPWM. Les résultats obtenus sont satisfaisants car la technique SVPWM réduit les harmoniques des courants statoriques, et améliore en régime permanent le problème d'ondulations du couple, flux et courants, tandis que le contrôleur à mode glissant contribue à la robustesse de la commande. [5]

La structure de la commande à flux rotorique orienté est donnée par la figure. I.4

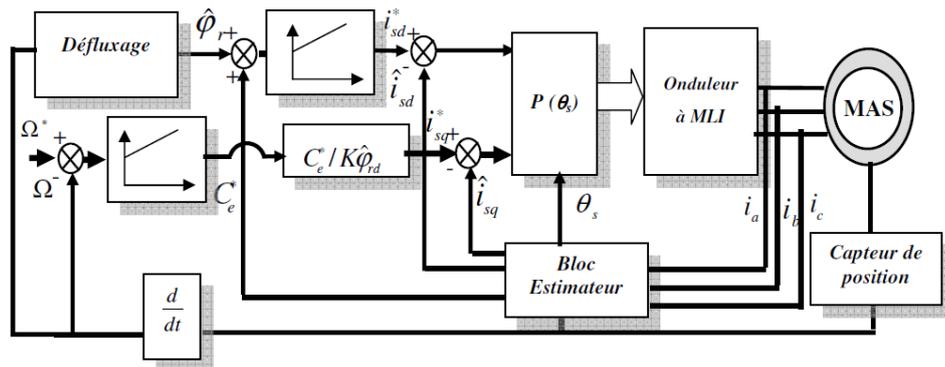


Figure. I.4. Structure de la commande à flux rotorique orienté

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient en cours de fonctionnement, notamment la résistance statorique [3].

I.4.3 Commande directe du couple (DTC)

Vers les années 80 F. Takahashi et T. Noguchi, proposent la commande directe du couple appelée (DTC) comme une alternative à la commande vectorielle à flux orienté (FOC).

La DTC présente une structure simplifiée, robuste vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et ne nécessite aucun capteur mécanique, elle est basée sur la détermination directe de la séquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique directement et indépendamment en utilisant deux comparateurs à hystérésis [3]. La structure de la commande directe du couple est donnée par la figure. I.5.

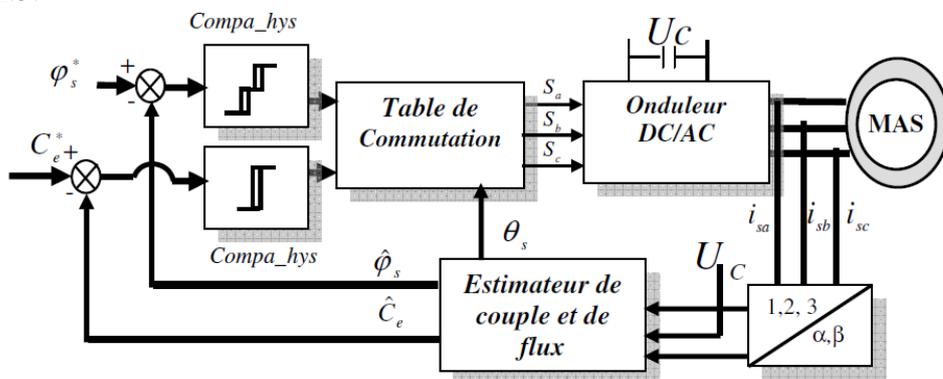


Figure. I.5. Structure de la commande directe du couple

La *DTC* a ouvert un nouvel horizon dans le domaine de la commande, en effet le principe de cette méthode est de contrôler le couple et le flux de la machine directement, cela est réalisé à travers des comparateurs à hystérésis qui comparent les valeurs de références avec celles estimées, puis commande directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs de couple et de flux dans les limites de la bande d'hystérésis. Sans passer par des calculs rigoureux de transformation entre repères, et moins de régulateurs jugés trop sensibles aux variations des paramètres ni le besoin de générateur à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) ou (*PWM* en anglais). Ce qui conduit à une réponse dynamique beaucoup plus intéressante comparée avec la technique *FOC*. Quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée, ceci est la cause du principal inconvénient de la *DTC* qui est l'ondulation que présente le couple, le flux, et le courant en régime permanent, ceux-ci sont reflétés sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus .

Comme la *FOC*, plusieurs voir même beaucoup de travaux sont issus des deux formes de base proposées par Takahashi et Depenbroak à fin de pallier à ces problèmes persistants. il y a ce qui ont utilisé l'onduleur multi niveaux , solution qui s'avère complexe et coûteuse, et d'autres qui ont utilisé la technique *SVM* (space vector modulation), son principe est d'imposer le vecteur de tension approprié par modulation vectorielle d'espace , les ondulations sont réduits considérablement mais à fréquence de commutation pas tout à fait constante d'autant plus que cette méthode avait des dépendances paramétriques notamment la résistance statorique et exigeait de grands calculs en ligne.

Récemment d'autres études ont utilisé la logique floue; soit pour adapter la bande d'hystérésis et ont obtenus des résultats satisfaisants même en basse vitesse, soit pour optimiser la table de vérité avec de bon performance du couple et du flux en régime permanent, d'autres ont utilisé la technique qui associe *SVM* avec logique floue *FLDTC* , les ondulations ont été remarquablement minimisées à fréquence de commutation quasi constante.[5]

I.4.4 Comparaison entre *FOC* et *DTC*

Des études comparatives entre la *FOC* et la *DTC* ont eu lieu afin de montrer les avantages et inconvénients de chacune, on conclut que la *DTC* avait les mérites par rapport à la *FOC*, pas de nécessité de régulateurs de courants ni de transformation de coordonnées, pas sensible aux paramètres de la machine mis à part la résistance statorique et pas besoin de capteur de vitesse pour l'implémenter.

Par contre, ont mis en œuvre une comparaison assez juste des deux techniques de base *DTC* et *DFOC* car ils ont en commun d'être intrinsèquement sans capteur de vitesse, les résultats ont montrés clairement qu'en régime permanent et pour de différentes valeurs de la vitesse et du couple de charge, les courants dans la *DFOC* sont nettement moins ondulés par rapport à ceux de la *DTC*, qui en plus présentent un spectre riche en harmoniques de faibles amplitudes mais qui s'étale sur toute la plage de fréquence à l'inverse de la *DFOC*. Aussi en grande vitesse, l'amplitude des ondulations du couple dans la *DTC* été légèrement plus grande que celle en *DFOC* qui avait une forme plus régulière et uniforme. Par suite et en régime transitoire, les performances de chaque commande ont été testé suite à la réponse à un échelon de couple de charge pour différentes valeurs de vitesse, les résultats ont montrés que la *DTC* était meilleur en terme temps de réponse, ceci est dû à la présence des régulateurs *PI* dans la *DFOC* qui retarde la réponse du couple. Aussi on remarque que dans les basses vitesses la *DTC* été moins stable dû à l'effet de la résistance statorique. [5]

Chapitre II

Modélisation d'un système d'entraînement basé sur une MAS

II.1. Introduction

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

Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique, sous forme dynamique, du moteur asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner, généralement, les opérations de démarrage, de freinage et de variation de charge, ...etc.

L'objectif de ce chapitre est de présenter en premier lieu, le modèle de PARK et CONCORDIA de la MAS triphasée, avec ses hypothèses simplificatrices, ainsi que la présentation des résultats obtenus. Ensuite la modélisation de l'onduleur est établie. La dernière partie, concernera une simulation comparative du comportement de la MAS alimentée aussi bien par une source triphasée sinusoïdale, que par un onduleur de tension.

II.2. Modélisation du système

La commande DTC (Direct Torque Control) est un type de commande pour un onduleur de tension alimentant une machine (Asynchrone ici). [16]

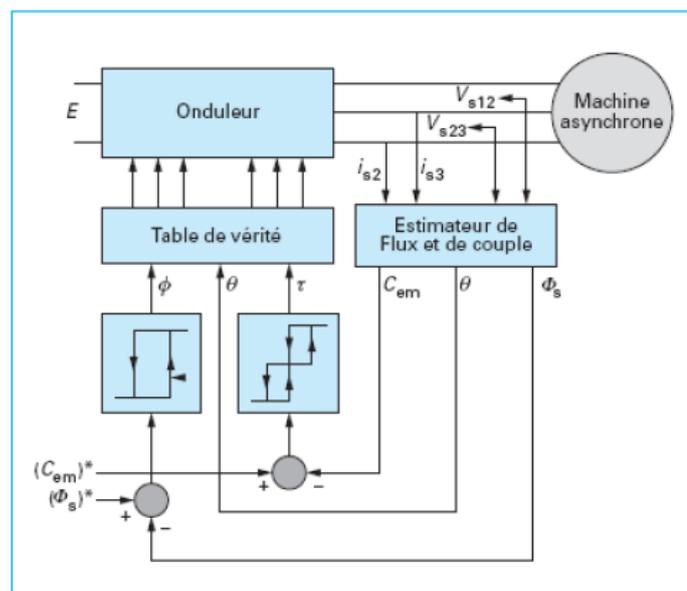


Figure. II.1 Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

II.3. Principaux domaines d'utilisation de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car de par sa conception, son coût est relativement moindre à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants. Cependant, la simplicité de conception de cette machine cache une complexité fonctionnelle assez importante.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice ; c'est par exemple le cas des éoliennes.

II.4. Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction du courant dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant.

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω_r exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω_r est généralement inférieure à Ω_s . : $\Omega_s = \frac{w_s}{p}$

On donne :

w_s : Pulsation des courants statorique.

p : Nombre de pair de pôle.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, et avec la vitesse de rotation du rotor inférieure Ω_s , on dit que le rotor glisse par rapport au stator et on note :

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} = \frac{f_s - f_r}{f_s}$$

f_s : Fréquence de courant statorique.

f_r : Fréquence des courants rotorique. [6]

On obtient les relations de glissement g . [7]

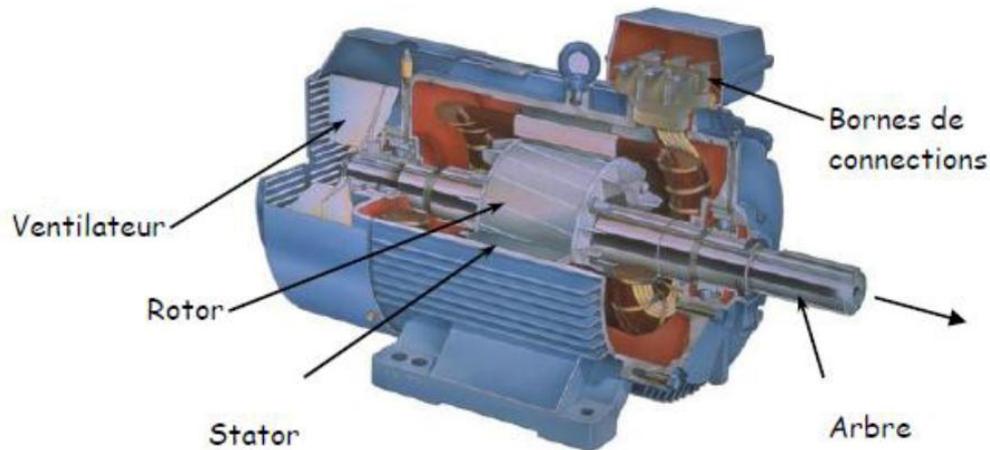


Figure. II.2 moteur asynchrone (à induction)

II- 5-Modélisation de la machine asynchrone triphasée

II -5-1-Description

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

Les trois autres bobines identiques de répartition similaire à celles du stator sont logées dans l'armature rotorique et subissent l'action du champ tournant. (Figure. II.2)

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

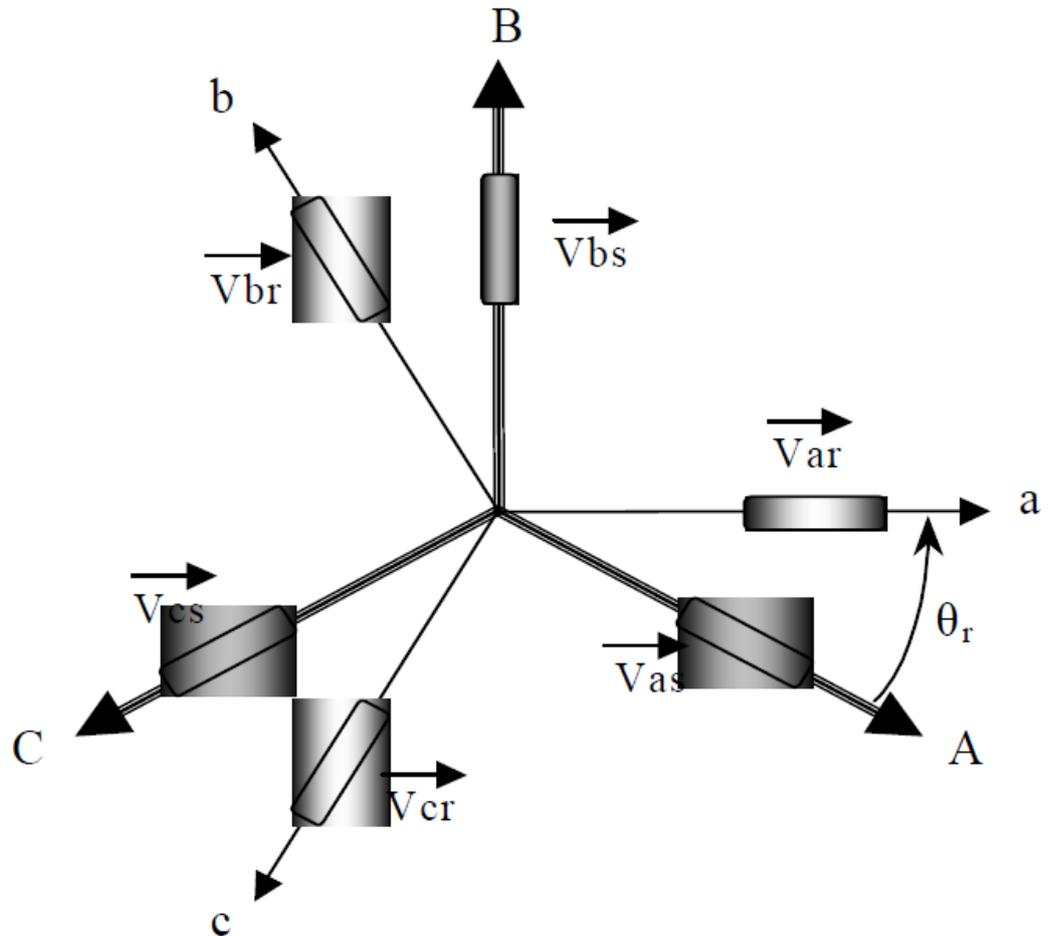


Figure. II.3 Représentation schématique d'une MAS

II -5-2-Hypothèses simplificatrices :

Le modèle de la machine que nous adopterons repose sur les hypothèses suivantes :

- proportionnalité des flux au courant.
- Entrefer constant (pas d'effet d'encoches).
- Forces magnétomotrices à répartition spatiale sinusoïdale.
- Courants autres que dans les bobinages négligés.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses on peut citer [8] :

- L'additivité des flux.
- Les inductances propres sont constantes

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

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et montée en étoile on distingue trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir :

1. Les équations électriques.
2. Les équations magnétiques.
3. L'équation mécanique

II -5-3-1-Equations électriques :

- équations statoriques

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{as} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

Ou :

$$[V_{sabc}] = [R_{sabc}][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{II-3})$$

- équations rotoriques :

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

Ou :

$$[V_{rabc}] = [R_{rabc}][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] = 0 \quad (\text{II-6})$$

Tel que :

$$R_{as} = R_{bs} = R_{cs} = R_s$$

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

R_s : résistance propre d'une phase statorique.

R_r : résistance propre d'une phase rotorique.

II -5-3-2- L'équation magnétique :

Avec les hypothèses précédentes, la relation entre les flux totalisés sur les enroulements et les courants peut être décrite par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

Tel que :

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

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}; \quad (\text{II-8})$$

$$[i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

L_s : matrice d inductance statorique

L_r : matrice d inductance rotorique

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator.

M_{sr} : représente la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une bobine statorique et bobine rotorique lorsque celles-ci sont en regard l'une de l'autre.

Finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_{sabc}][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{II-12})$$

$$[V_{rabc}] = [R_{rabc}][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{II-13})$$

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases de stator.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases de rotor.

θ_r : Écart angulaire entre une phase statorique et la phase rotorique correspondante.

Les équations différentielles décrivant le fonctionnement de cette machine étant fonction de θ_r (système à résolution difficile). L'application de la transformation de PARK s'avère nécessaire, cette transformation appliquée aux courants, tensions et flux permet d'obtenir des équations différentielles à coefficients constants.

II -5-3-3 Equation mécanique :

Elle est solution de l'équation fondamentale de la dynamique.

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - f\Omega_r) \quad (\text{II-14})$$

- pour une machine à 2P pôles (machine multipolaire) :

$$\frac{dw_e}{dt} = \frac{P}{J}\left(C_e - C_r - f\frac{w}{P}\right) \quad (\text{II-15})$$

J : moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

P : nombre de pair de pôles.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple de charge.

Ω_r : vitesse rotorique du moteur.

w_e : vitesse électrique du rotor.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan « a b c ». Elles peuvent être implantées dans un ordinateur. Par contre, vu la complexité (36 termes pour l'énergie magnétique) de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

II.5.4. Modèle de Park :

II.5.4.1. Principe de la transformation de Park :

Les modèles dynamiques des machines à courant alternatifs sont relativement lourds et complexes. Afin de les simplifier, on applique un changement de repère.

Cette manipulation mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor Fig. II.4. [9].

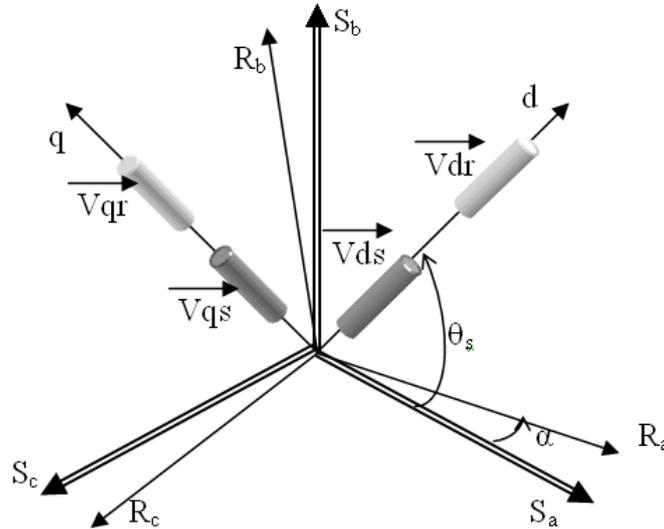


Figure. II.4 Repère initial et repère (d, q) de Park.

Les deux bobines d et q , produiraient le même effet que les trois bobines réelles fixes. Les variables exprimées dans ce nouveau repère (d, q) nous permettent d'avoir un modèle relativement simple de la machine. On utilise ainsi la transformation de Park, qui est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe "d" et "q". Elle est définie par la matrice de transformation suivante :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\theta - \frac{2\pi}{3} & \cos\theta - \frac{4\pi}{3} \\ -\sin\theta & -\sin\theta - \frac{2\pi}{3} & -\sin\theta - \frac{4\pi}{3} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

On a choisi $(2/3)$, pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, et flux. θ_i est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation directe est alors :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\theta - \frac{2\pi}{3} & \cos\theta - \frac{4\pi}{3} \\ -\sin\theta & -\sin\theta - \frac{2\pi}{3} & -\sin\theta - \frac{4\pi}{3} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

Où, x représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable x_o représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

La transformée de *Park* inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos\theta - \frac{2\pi}{3} & -\sin\theta - \frac{2\pi}{3} & 1 \\ \cos\theta - \frac{4\pi}{3} & -\sin\theta - \frac{4\pi}{3} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II-18})$$

Pour simplifier les équations, les repères de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta_r \quad (\text{II-19})$$

Ou :

θ_{sl} : Position de glissement

θ_r : Position rotorique

II.5.4.2. Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia est constituée également d'une transformation triphasée-diphasée mais dans un repère fixe sans rotation. Elle transforme le système d'équation de repère abc vers le repère $\alpha\beta$.

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé, il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia permet d'obtenir un système de trois enroulements. Deux situées dans le même plan (α , β) et une troisième perpendiculaire à ce plan, c'est la composante homopolaire. Elle caractérise l'équilibre du système, dont l'expression s'écrit [6] :

$$\mathbf{x}_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (\mathbf{x}_a + \mathbf{x}_b + \mathbf{x}_c) \quad (\text{II-20})$$

La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré. Le passage de système triphasé abc au diphasé $\alpha\beta$ est défini par :

$$\begin{bmatrix} x\alpha \\ x\beta \\ x0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} \quad (\text{II-21})$$

Avec la matrice de passage [C] égale à :

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-22})$$

Et la matrice de passage inverse égale à la transposée de la matrice [C], On peut écrire :

$$[C]^T = [C]^{-1}$$

Et le passage inverse de système, du biphasé $\alpha\beta$ au triphasé abc est défini :

$$[x_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} [C]^T [x_{abc}]$$

II.5.4.3. Lien entre Park et Concordia :

Le passage direct de la transformation de *Concordia* fixe à la transformation de *Park* dans le repère tournant se fait à l'aide de l'expression suivant :

$$[x_{dq}] = P(-\theta) [x_{\alpha\beta}]$$

Ou la matrice de rotation est :

$$P(-\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

II.5.5.1. 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 permet d'obtenir :

$$\text{Au stator : } \begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + (w_r \phi_{r\beta}) \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - (w_r \phi_{r\alpha}) \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur :

$$\text{pour le stator: } \begin{cases} \Phi_{s\alpha} = l_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = l_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

$$\text{pour le rotor: } \begin{cases} \Phi_{r\alpha} = l_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = l_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

Où :

l_s : Inductance cyclique statorique.

l_r : Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$ Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

En introduisant les expressions de flux (II-25) et (II-26) dans le système (II-23) et (II-24), celui-ci devient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + l_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + l_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + l_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} + w_r (l_r i_{r\beta} + M i_{s\beta}) \\ 0 = R_r i_{r\beta} + l_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} - w_r (l_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

II.5.5.2. • Equation mécanique

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique C_e peut se mettre sous plusieurs formes:

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \\ C_e = \frac{3}{2} p (\Phi_{r\beta} i_{r\alpha} - \Phi_{r\alpha} i_{r\beta}) \\ C_e = \frac{3}{2} p M (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

Notons que c'est la relation (II-28) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f \quad (\text{II-29})$$

Où :

J : est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

C_r : Le couple de charge.

f : Coefficient du frottement visqueux.

II.5.5.3. Expression en modèle d'état :

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques et les courants rotoriques comme variables d'états. D'abord le système d'équation (II-27) peut être exprimé sous la forme [10] :

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R] [I] + [V] \quad (\text{II-30})$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & w_r M & R_r & w_r l_r \\ -w_r M & 0 & -w_r l_r & R_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} l_s & 0 & M & 0 \\ 0 & l_s & 0 & M \\ M & 0 & l_r & 0 \\ 0 & M & 0 & l_r \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$[V] = [V_{s\alpha} V_{s\beta} 0 0]^t$$

A partir de l'expression (II-30) on peut écrire :

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1} [R] [I] + [L]^{-1} [V] \quad (\text{II-31})$$

Cette expression représente la forme équivalente de l'équation d'état

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec : $A = -[L]^{-1} [R]$; $B = [L]^{-1}$; $U = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$ et $[R] = [R_1] + w_r [R_2]$ ou :

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad [R_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & l_r \\ -M & 0 & -l_r & 0 \end{bmatrix}$$

II.6 Modélisation de l'onduleur de tension

II.6.1 Introduction

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse

des machines électriques. L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 230/400V, 50Hz. La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs C ou LC, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail.

Chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. À noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continue.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais (Pulse Width Modulation PWM). Il existe plusieurs techniques PWM, dont deux seront mentionnées, la PWM dite sinus-triangle (STPWM), et la MLI vectorielle ou (space vector PWM) abrégée (SVPWM), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques.

Avant d'entamer la modélisation de l'onduleur, on a jugé intéressant de faire un descriptif sur les interrupteurs statiques en semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance qui existent actuellement, car l'élément clé de la conversion d'énergie est l'interrupteur statique qui va permettre en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, et de gérer les valeurs moyennes des courants et tensions. [5]

II.6.2 Modèle mathématique de l'onduleur de tension :

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a b c$) :

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert, (voir figure. II.5).
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{io} en fonction des signaux de commande S_i et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure.

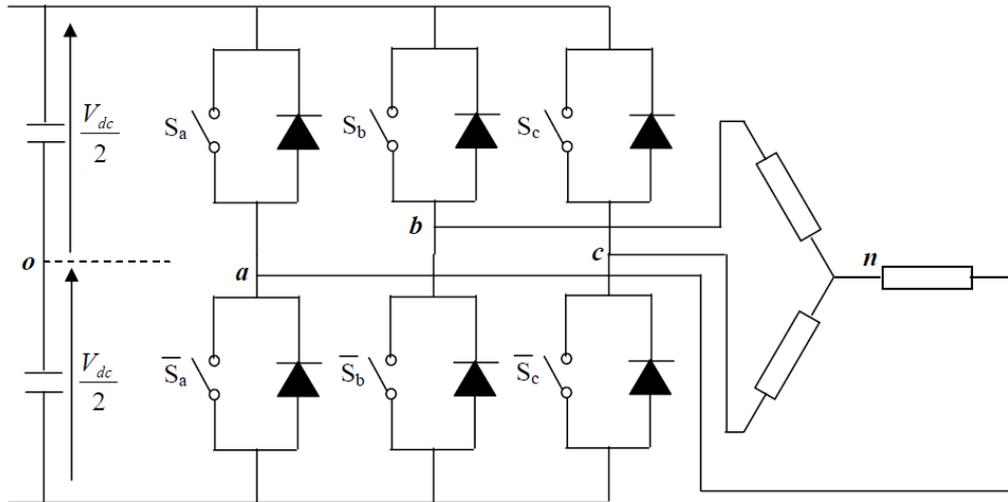


Figure .II.5. L'onduleur de tension associé à la MAS

Soit ' n ' le point neutre du côté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : v_{ab} , v_{bc} , et v_{ca} sont définies par les relations suivantes :

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn}$$

$$v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \quad (\text{II-32})$$

$$v_{ca} = v_{cn} - v_{an}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$), on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

En faisant apparaître le point "o", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$$

$$v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \quad (\text{II-34})$$

$$v_{ca} = v_{co} - v_{ao}$$

En remplaçant (II -34) dans (II -33) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II-35})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II-37})$$

Les équations des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-38})$$

II.6.3. Commande par modulation de largeur d'impulsion (Stratégie Triangulo- Sinusoïdale)

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur.

Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée.

Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi-conducteurs de puissance.

La montée en fréquence de découpage limite la puissance transmise et augmente les pertes par commutation.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

L'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{II-39})$$

Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude V_m de la référence à tension crête U_{pm} de la porteuse :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad (\text{II-40})$$

La commande triangulaire-sinusoïdale de base, consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou plusieurs ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaire ou bipolaire. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouvertures et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel par une électronique de commande analogique ou numérique. [7]

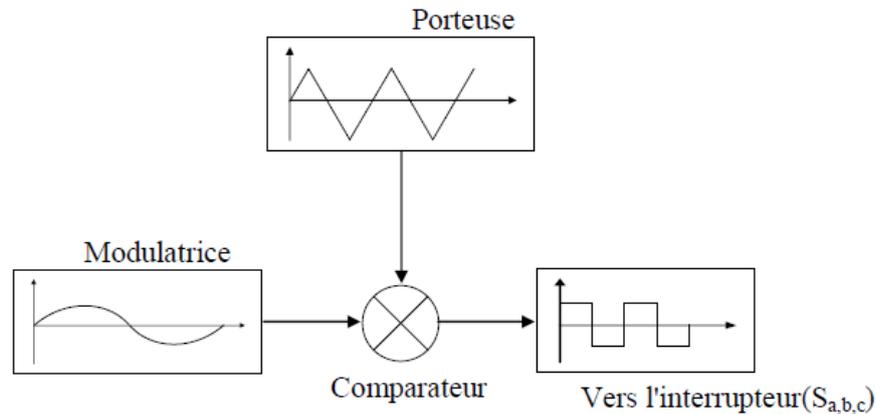


Figure .II.6 Schéma synoptique de la MLI

Les figures suivantes représentent un signal à MLI généré par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle (V_{port}) d'une fréquence de 400 HZ, avec le signal de référence sinusoïdal (V_{ref}) d'une fréquence de 50 HZ (a). Et représentent l'impulsion imposée au bras de l'onduleur (b).

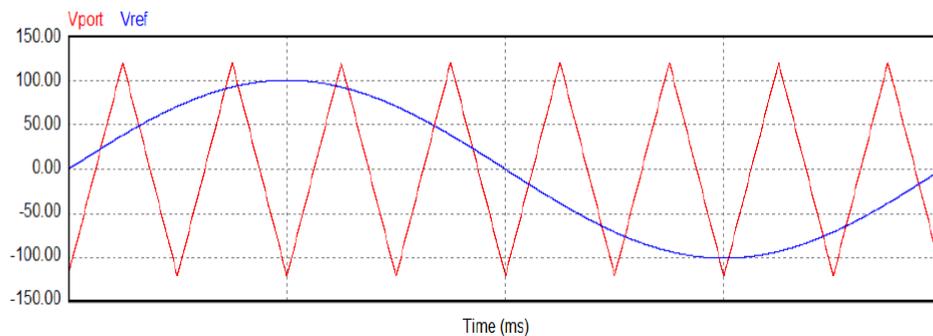


Figure .II.7.a Génération d'une MLI naturelle

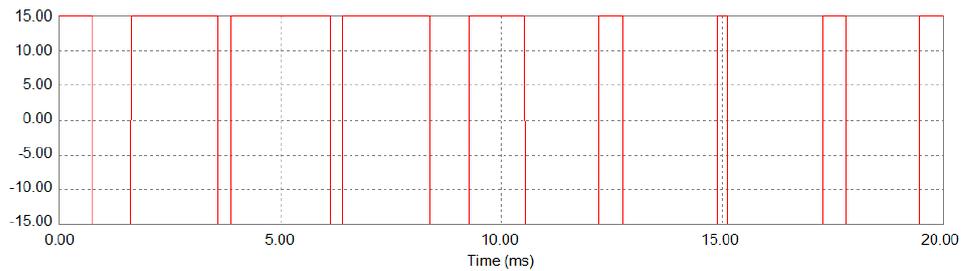
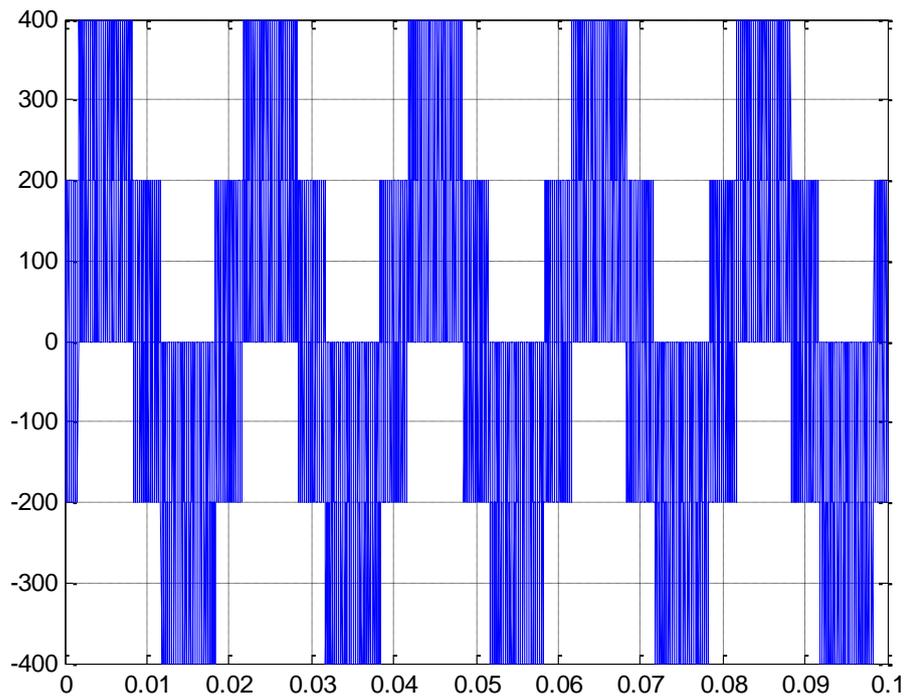


Figure .II.7.b Génération d'une MLI naturelle.

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants ; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.



Figure(II.8) : Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par MLI

II-7 Résultats de simulation sans et avec onduleur

Afin de simuler la MAS à cage, nous avons opté pour le logiciel **MATLAB**, les Paramètres du moteur utilisés en simulation sont donnés en **annexe**. Nous avons simulé MAS à cage alimenté par réseau triphasé équilibré, sans et avec onduleur de tension :

- alimenté à tension efficace 220V et de fréquence 50 Hz.
- Démarrage avec application d'un couple résistant d'une valeur de 20N.m à l'instant 0.6s.

II-7-1 Résultats de simulation de MAS sans onduleur

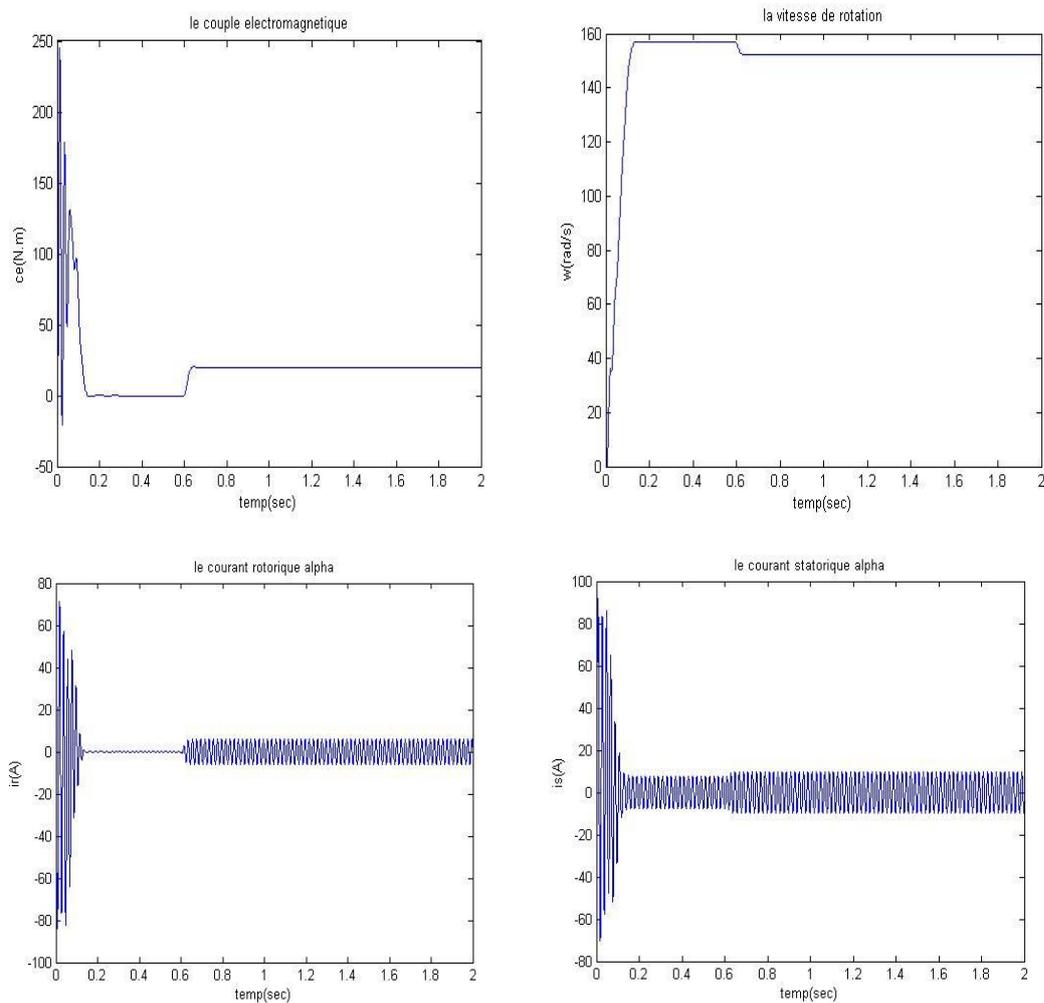


Figure. II.9 Résultat de simulation d'une MAS sans onduleur

II-7-2 Résultats de simulation de MAS avec onduleur

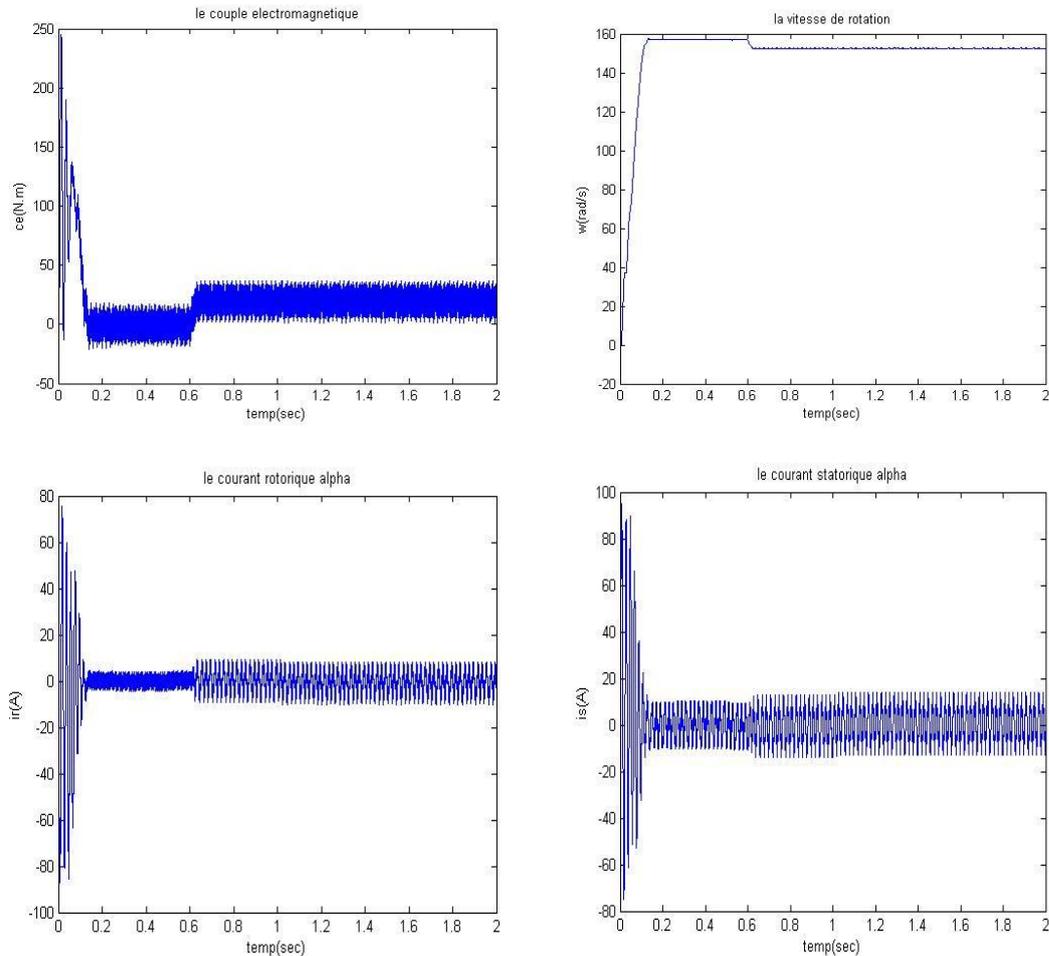


Figure. II.10 Résultat de simulation d'une MAS avec onduleur

II.8. Interprétation des résultats

II.8.1-MAS sans onduleur

-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 $t=0.6s$, 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 (20 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.

-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, vu 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 $t=0.6s$, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge). Ce courant est sinusoïdal de valeur maximale de (10 A).

-Au démarrage le courant rotorique est très grand, puis il est diminuer de courte durée, il est stabiliser au zéro. A l'instant $t=0.6s$, on constate que le courant rotorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge). Ce courant est sinusoïdal.

II.8.2-MAS avec onduleur

- Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse.
- Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI qui se traduit par des harmoniques.
- Des oscillations observables sur les allures du courant rotorique et du courant statorique à cause d'utilisation du convertisseur statique.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation du système convertisseur–moteur asynchrone (MAS). Dans la première partie, on a donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park et Concordia en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MAS dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude pour réduire la représentation de la MAS dans un référentiel biphasés (α, β).

Dans la seconde partie, l'alimentation par un convertisseur statique montre l'existence d'harmonique dans l'onde de courant qui est l'origine des pulsations du couple. Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine.

Pour des raisons de rendement, et d'encombrement réduit, l'onduleur à MLI présente une meilleure solution dans les moyennes et faibles puissances

Chapitre III

Commande directe du couple appliqué à la MAS

III.1.1. Introduction

La structure du contrôle direct du couple (DTC) de la machine asynchrone a été introduite en 1985 par I. Takahashi. Puis, plusieurs études ont permis de développer avec exactitude la connaissance de cette commande.

Dans ce chapitre, nous présentons les principes du contrôle direct du couple, nous analyserons en particulier, le couplage et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique.

Nous développons, l'estimation des deux grandeurs de contrôle qui sont le flux et le couple.

Puis, nous élaborerons le modèle des contrôleurs à hystérésis impliqués dans les structures générales de la commande.

Nous analyserons d'autres structures de DTC telle que l'augmentation du nombre de zones.

Des résultats de simulation viendront mettre en évidence les performances du contrôle direct du couple électromagnétique.

III.1.2. Principes de la DTC

Les techniques DTC sont basées sur l'accélération ou la décélération du champ à l'intérieur de la machine par l'application d'une séquence appropriée à l'onduleur pour générer un vecteur tension statorique allant vers l'ordre désiré pour augmenter ou diminuer le flux l'accélérer ou le décélérer.

Le choix de la séquence appropriée est orchestré par les régulateurs à hystérésis dont la fonction première est d'asservir le flux et le couple de la machine.

L'approche DTC reste plutôt physique qu'automatique car elle est basée sur une approche empirique de l'évolution du couple et du flux de la machine.

La DTC offre un découplage naturel entre le couple et le flux, cependant elle nécessite souvent des fréquences d'échantillonnage assez élevées (>20kHz) [4].

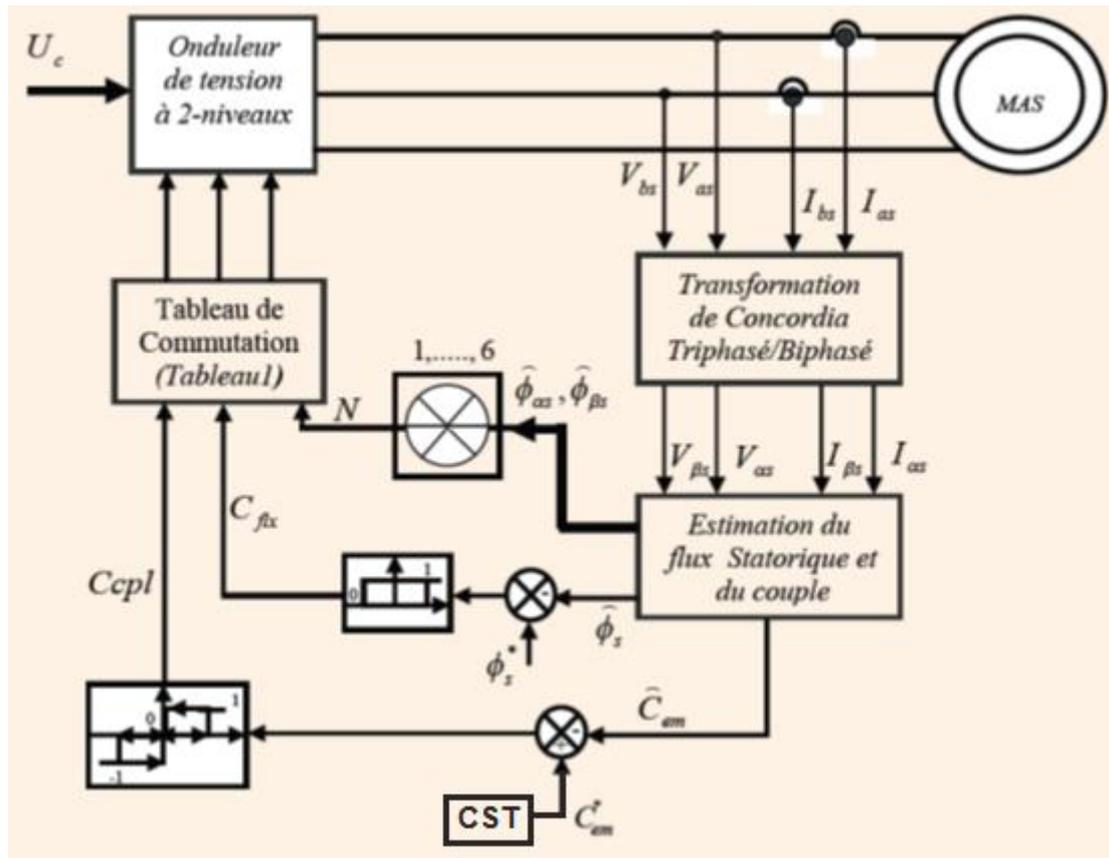


Figure III.1. Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (DTC Classique)

III.1.3. Stratégie de la commande DTC

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

- le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- 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 qui suit [11].

III.1.4. 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 contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part, parce qu'il a 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) [11].

III.1.4.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante [12], [13] :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \phi_{s0} \quad (\text{III -1})$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$, on aura : $V_s \gg R_s I_s$. Donc (3-1) peut s'écrire :

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + V_s T_e \quad (\text{III -2})$$

$$\text{Donc : } \Delta\phi_s = \phi_s - \phi_s(0) = V_s T_e \quad (\text{III -3})$$

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

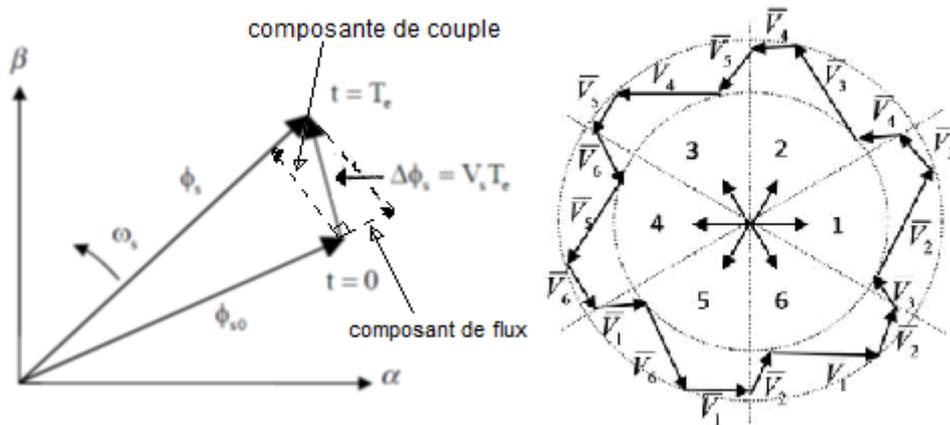


Figure III.2. Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de ϕ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position ϕ_s .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s sur les périodes de commande T_e , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux ϕ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de ϕ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de ϕ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\phi_s}{dt}$, Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de ϕ_s .

Lorsqu'on néglige le terme $R_s I_s$, la tension statorique V_s est donnée par : $V_s = \frac{d\phi_s}{dt}$, 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 , et nulle si on applique un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

III.1.4.2. 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 [12] :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ 0 = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega \phi_r \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

$$\begin{cases} \phi_s = L_s I_s + M I_r \\ \phi_r = L_r I_r + M I_s \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$I_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\phi_r}{L_r} - \frac{M}{L_s L_r} \phi_s \right) \quad (\text{III-6})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'où (III -4) dévient :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ \frac{d\phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \phi_s \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

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 ϕ_s à partir du vecteur V_s , aux chutes de tension $R_s I_s$ près.
- Le flux ϕ_r suit les variations de ϕ_s avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps entre les flux ϕ_s et ϕ_r . Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps est σT_r . Elle détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. ϕ_r est exprimé par :

$$\phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{\phi_s}{1 + j\omega \sigma T_r} \quad (\text{III-8})$$

Le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_{em} = K \|\phi_s\| * \|\phi_r\| \text{SIN}(\theta_{sr}) \quad (\text{III -9})$$

Avec :

$$K = \frac{pM}{L_s L_r}$$

$\|\phi_s\|$: Module du vecteur flux stator,

$\|\phi_r\|$: 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 ϕ_s et ϕ_r et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux ϕ_s (à partir de V_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de ϕ_s et ϕ_r , donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension V_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [13].

III.1.5. Description de la structure de contrôle

III.1.5.1. Sélection du vecteur tension VS

En sélectionnant un vecteur $V_s(S_a S_b S_c)$ approprié, l'extrémité du flux ϕ_s peut être contrôlée, et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du flux à l'intérieur d'une certaine fourchette.

Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique ϕ_s du sens de rotation de ϕ_s , mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones i ; avec $i=[1,6]$ déterminées à partir des composantes du flux sur les axes (α_s) et (β_s). L'axe (d) étant choisi confondu avec l'axe du bobinage (a) de l'enroulement triphasé (a,b,c).

Lorsque le vecteur flux ϕ_s se trouve dans une zone numérotée i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension adéquats.

Il s'agit des vecteurs $V_{i+1}, V_{i-1}, V_{i+2}, V_{i-2}$ représentés sur la figure III.3. Sur toute la Zone i , Parcourue par le vecteur flux statorique. Le rôle du vecteur tension V_s sélectionné reste le Même soit :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} décroît.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N=i$, les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux sur une zone $N=i$, un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur. [4]

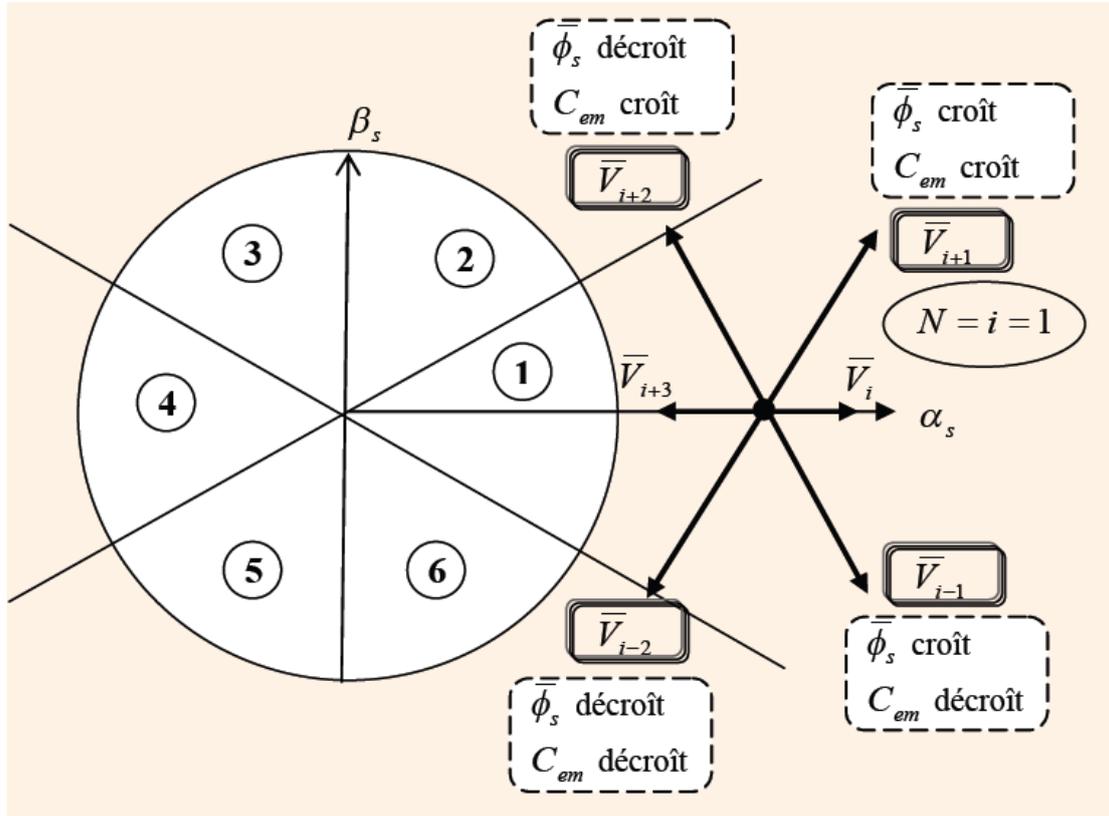


Figure III.3. Sélection du vecteur tension selon la zone $N=i$

III.1.5.2. 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 :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III-10})$$

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

$$\Phi_s = \Phi_{s\alpha} + J\Phi_{s\beta} \quad (\text{III-11})$$

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 mesurés, soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + JI_{s\beta} \quad (\text{III-12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

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 :

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

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

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

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

III.1.5.3. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants Mesurés, en utilisant l'équation [11] :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III-17})$$

III.1.6. Régulateur à Hystérésis

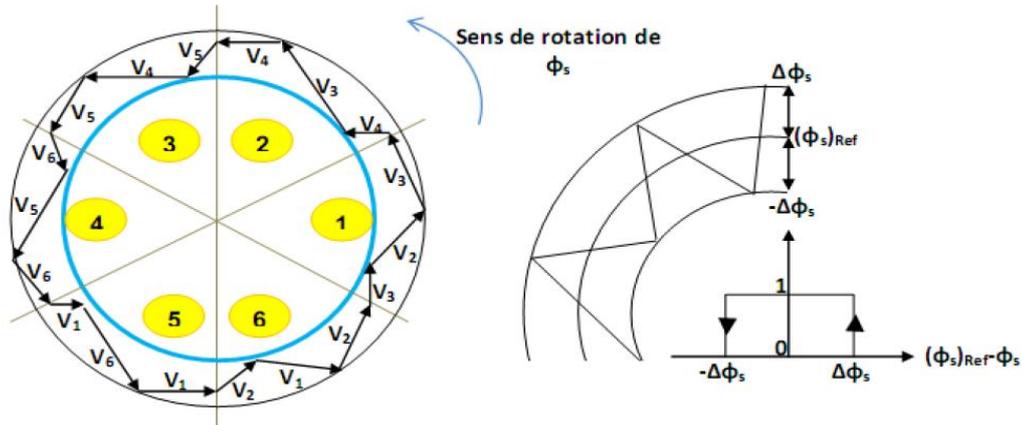
III.1.6.1 Régulateur de flux

Le contrôle du flux est réalisé par un régulateur à hystérésis à deux niveaux pour pouvoir piéger l'extrémité de son vecteur dans une couronne circulaire, comme indiqué sur la figure (III.4) ainsi le module de Φ_s sera borné comme

$$\|\Phi_s^*\| - \frac{\Delta\Phi_s}{2} \leq \|\Phi_s\| \leq \|\Phi_s^*\| + \frac{\Delta\Phi_s}{2}$$

Ou $\|\Phi_s^*\|$: est la consigne du flux statorique.

$\Delta\Phi_s$: Largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-commutation. [6]



a) sélection des tensions ; b) contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

Figure. III.4. Contrôle du flux par hystérésis

III.1.6.2 Régulateur de couple électromagnétique

Celui-ci peut être réalisé selon deux types :

1. Un comparateur à hystérésis à 3 niveaux, pour un fonctionnement dans les deux sens de rotation, comme il est indiqué sur la figure III.5.
2. Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux, pour un seul sens de rotation. Pour diminuer le couple, la séquence nulle de tension est appliquée. L'inversion de la rotation de la machine est obtenue par croisement de deux phases, obtenue par la table.

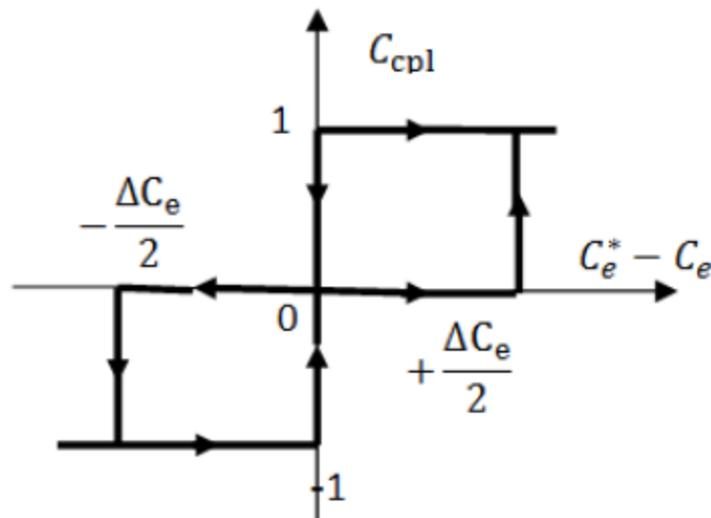


Figure III.5. Comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Le choix judicieux des largeurs de bande à hystérésis des deux régulateurs de flux et du couple constitue l'essentiel pour la réalisation des performances intéressantes de la DTC. En

effet, une bande assez large donne lieu à de fortes pulsations sur la grandeur à contrôler ; d'autre part, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voire la machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, un changement de séquence ne peut avoir lieu jusqu'à ce que l'ordre se fasse détecter par le correcteur dans la prochaine période d'échantillonnage. [7]

III.1.7. Elaboration de la table de commutation

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 ϕ_s . Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique [11].

Tableau (III.1) : Table de vérité de la structure de la DTC

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_7	V_0	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

En sélectionnant 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.

III.1.8. Régulateur de vitesse

La régulation de la vitesse donne lieu à un couple qui va être un couple de référence. Dans une régulation cascade, avec un régulateur sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure suivant [7] :

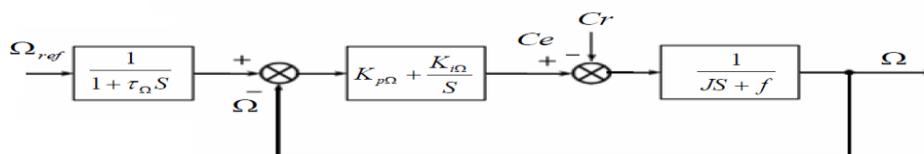


Figure. III.6 schéma –bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouvert avec un couple résistant nul est donnée par :

$$G(S) = K_i \frac{(\tau.S+1)}{S(J.S+f)} \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F(S) = \frac{K_i(\tau.S+1)}{j.S^2 + (f+K_i.\tau)S + K_i} \quad (\text{III.19})$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve

$$\begin{cases} t_n^2 = \frac{J}{K_i} \\ 2\xi t_n = \tau \end{cases}$$

$$K_i = \frac{4\xi^2 J}{T} \quad \text{et} \quad K_p = K_i \tau$$

Pour calculer K_p et K_i , la constante de temps T associée au régulateur, est choisie en fonction de la constant de temps statorique qui caractérise la dynamique du couple .

$$\tau = T_s = \frac{L_s}{R_s}$$

On utilise le filtre $\frac{1}{1+\tau S}$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse.

-Après cette description explicite le schéma de commande illustrée sur la figure suivante [11] :

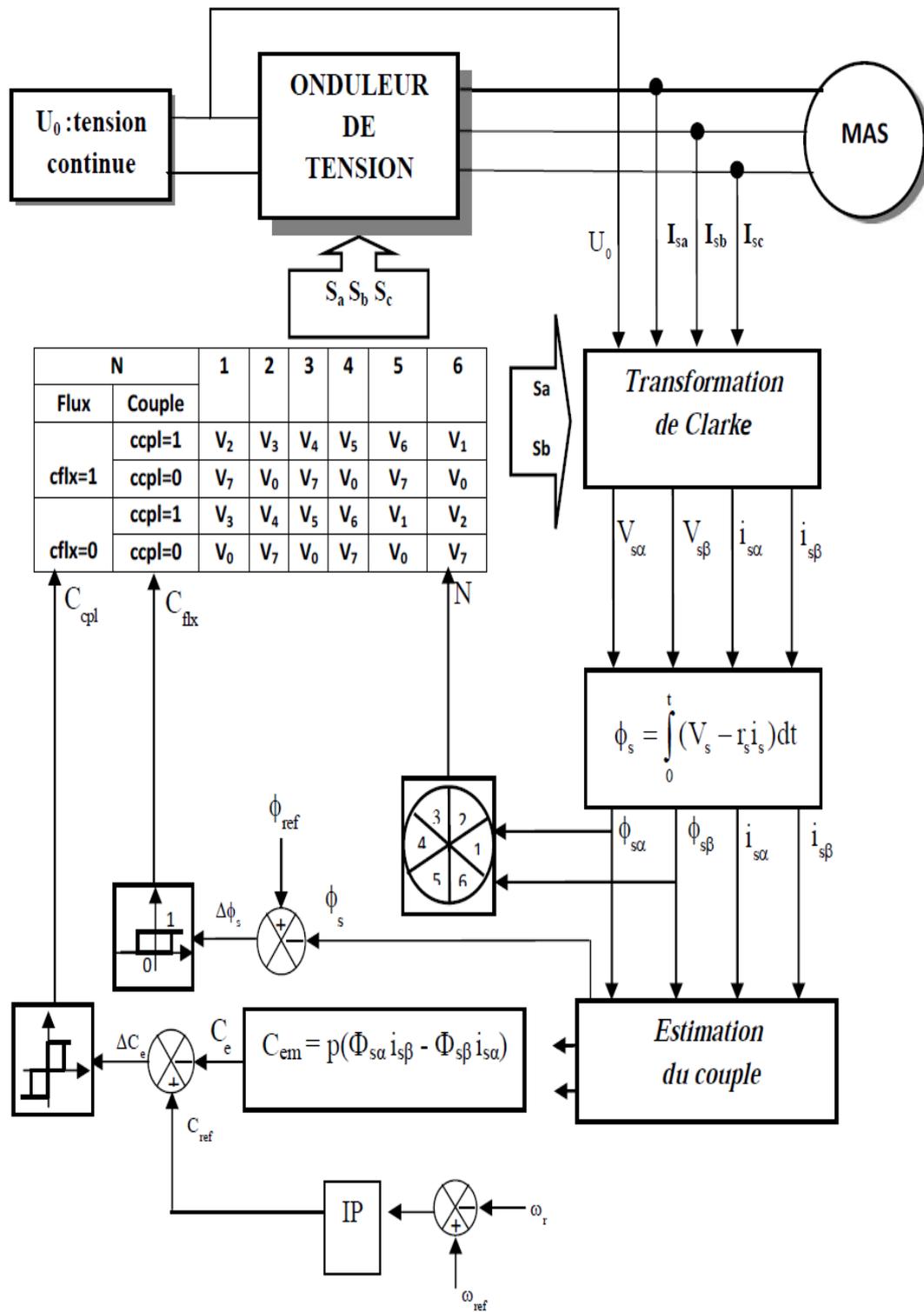


Figure III.7. Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

III.1.9. Résultats de la simulation et interprétation :

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 :

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

Les figures (III.8)(III-13) représente les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle du Contrôle direct du couple DTC en considérant que la machine est en fonctionnement en charge à l'instant $t=1\text{s}$ avec un couple de 20 N.m .

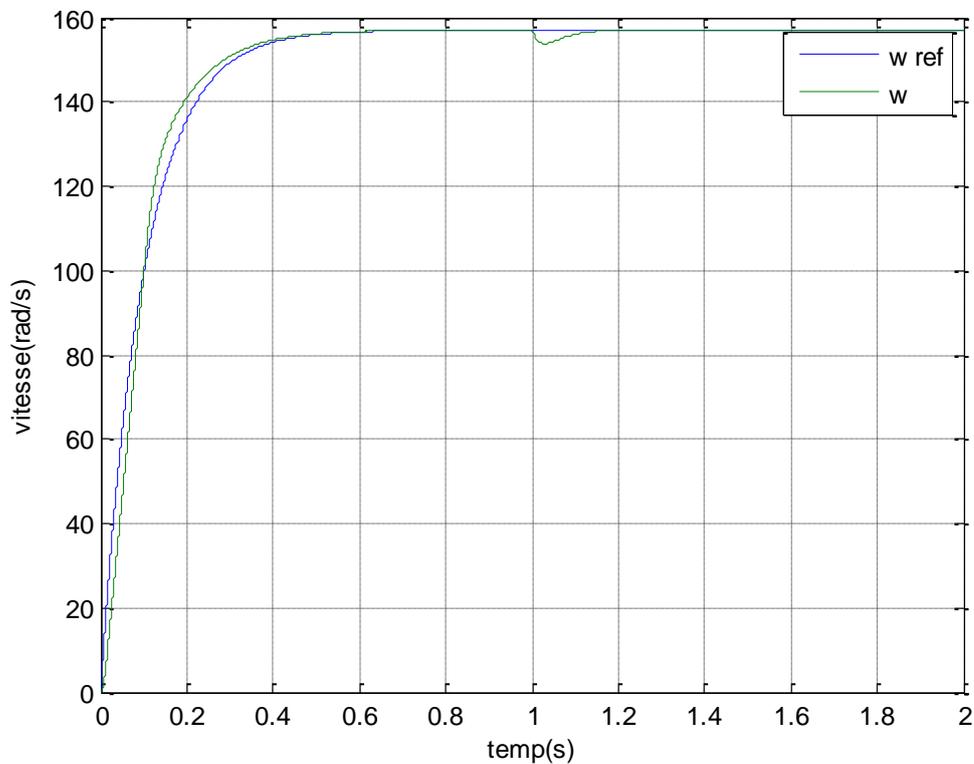
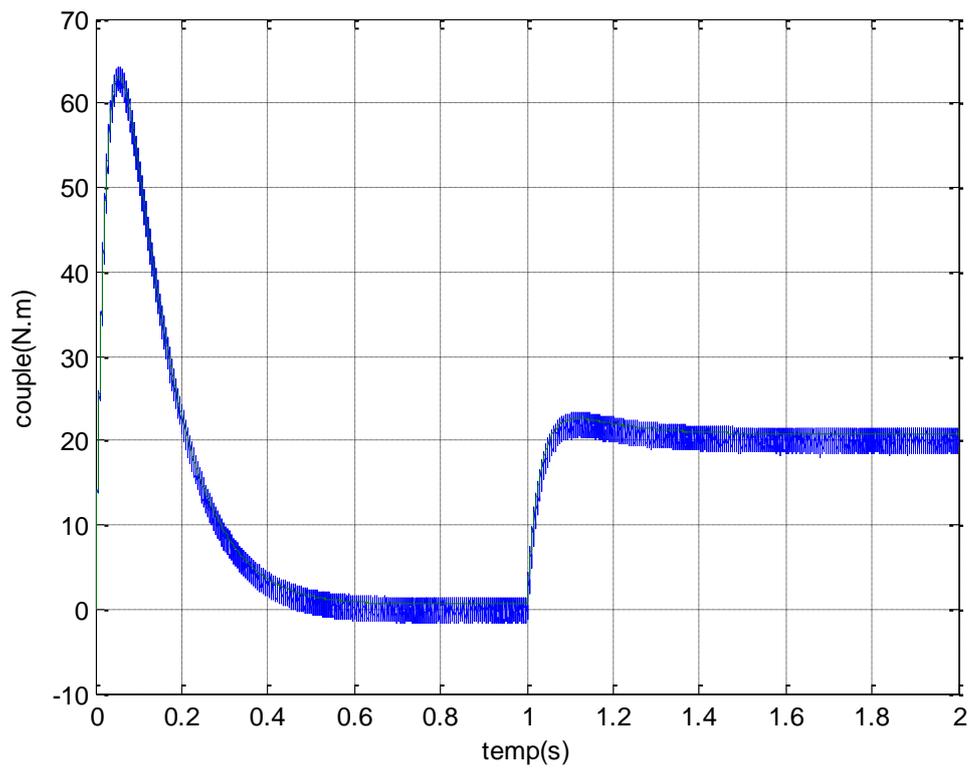
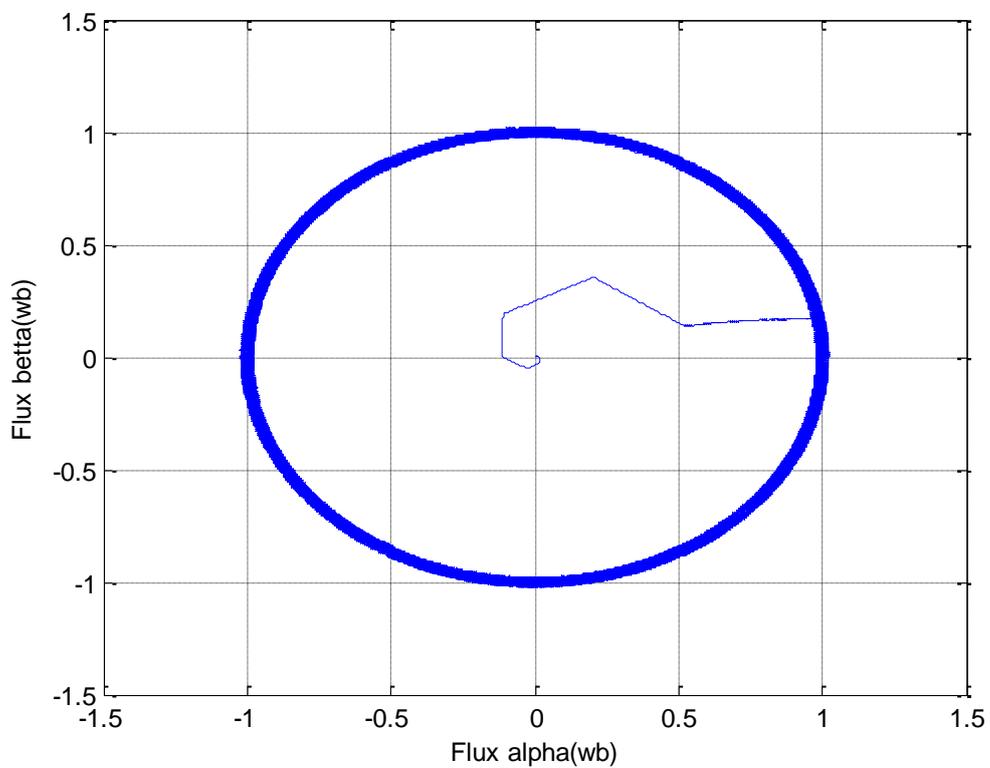


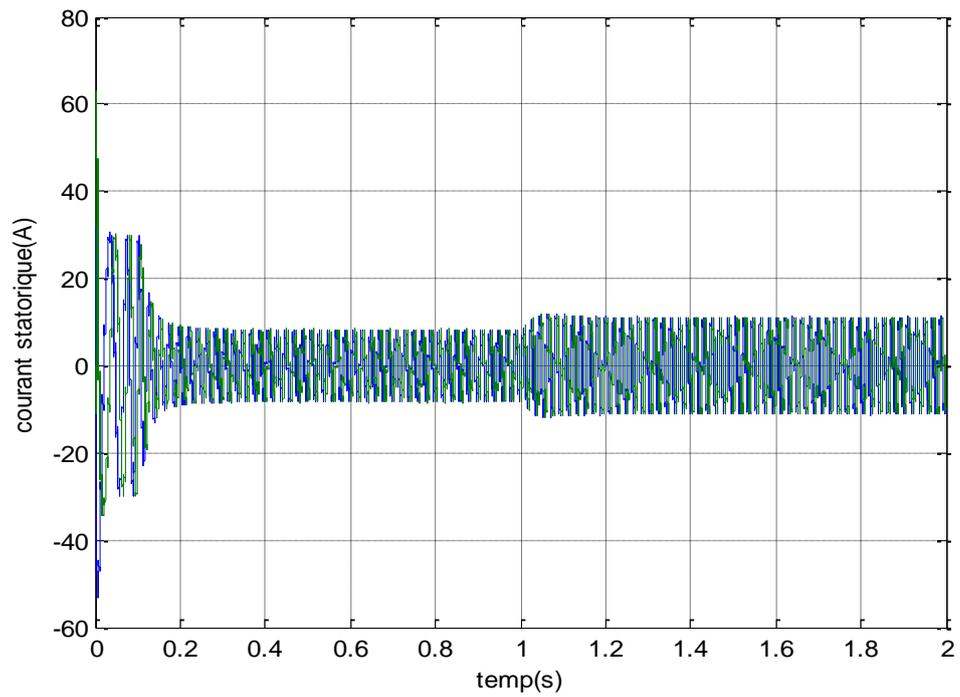
Figure. III.8. la vitesse de rotation (rad/s)



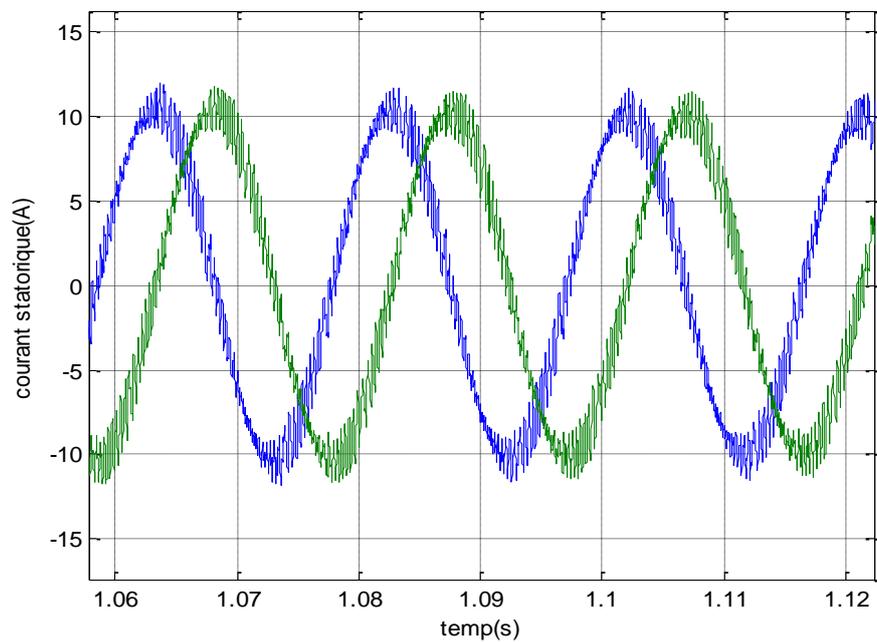
FigureIII.9. le couple électromagnétique (N.m)



FigureIII.10. le Flux trajectoire (wb)



FigureIII.11. Les courants statorique isalpha isbetta (A)



FigureIII.12. Zoom des courants statorique isalpha isbetta (A)

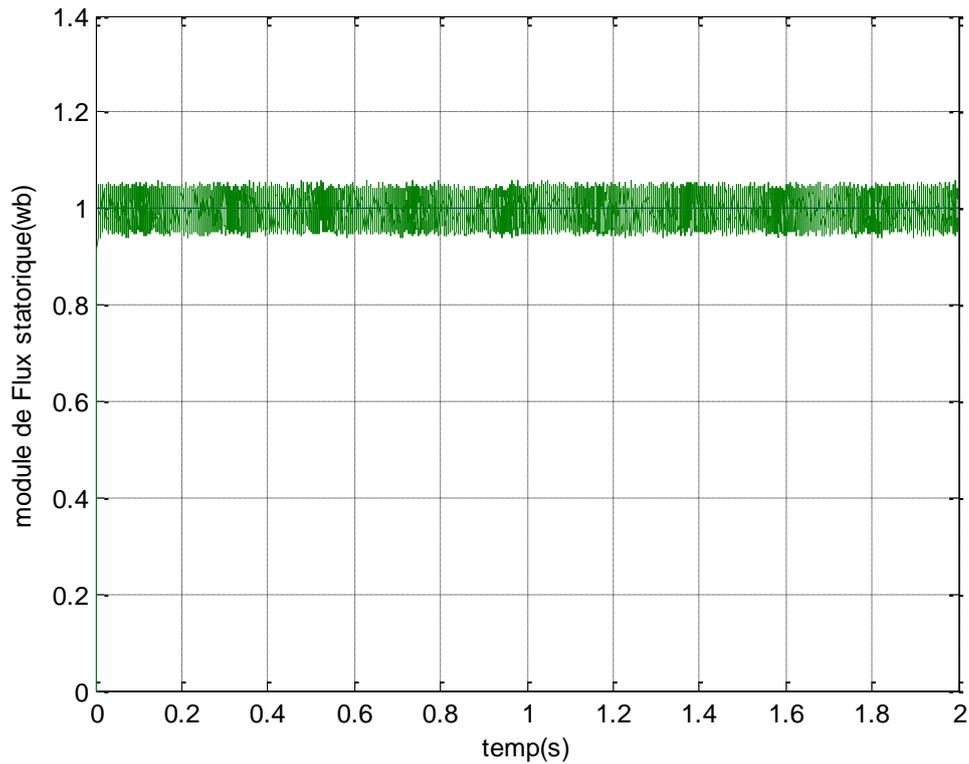


Figure. III.13. module de Flux statorique(wb)

Figure. III.8-III.13. Résultats de simulation de la DTC, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 20 N.m à $t = 1$ s

La figure (III.8) montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 20 N.m, et une vitesse de référence de 157 rad/s. Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

Les composantes de courant présentent des allures sinusoïdales bruitées, à cause de la commutation.

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.

III.1.10. Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine

Pour tester d'avantage la robustesse de la commande vis-à-vis à une variation de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de **157 rad/sec** à **-157rad/sec** à l'instant $t = 1$ s.

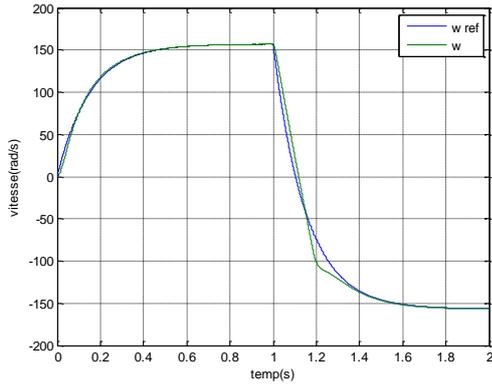


Figure III.14. Inversion de vitesse (rad/s)

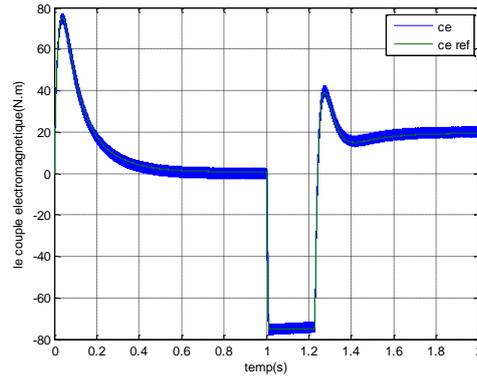


Figure III.15. Le couple (N.m)

D’après le résultat obtenue on remarque que la table de commutation permet une régulation de vitesse ou celle à suit sa référence parfaitement, et le couple tend vers le couple de charge et reste dans la bande d’hystérésis définie auparavant.

III.2.1. 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.16). 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 V1 produit une grande augmentation du flux et une faible augmentation du couple, alors que le vecteur V3 produit une augmentation du couple et une diminution du flux pour le même secteur [14] [15].

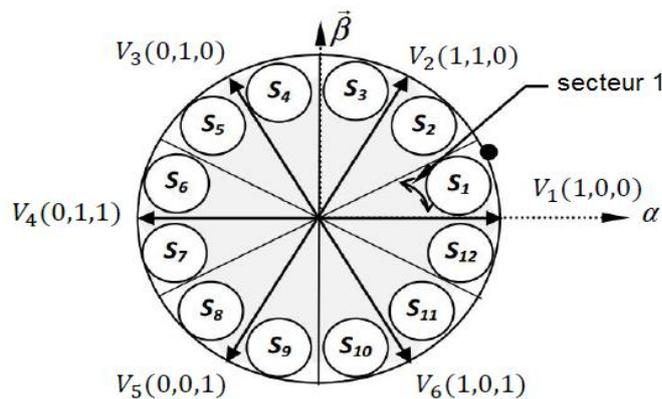


Figure III.16. Contrôle direct du couple avec 12 secteurs

Le tableau suivant représente deux cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions pour les secteurs S1 et S12.

Tableau (III.2) : Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12

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_3, V_3, V_4	V_5, V_6, V_1

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.

III.2.2 Régulateurs utilisés

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.11) [14].

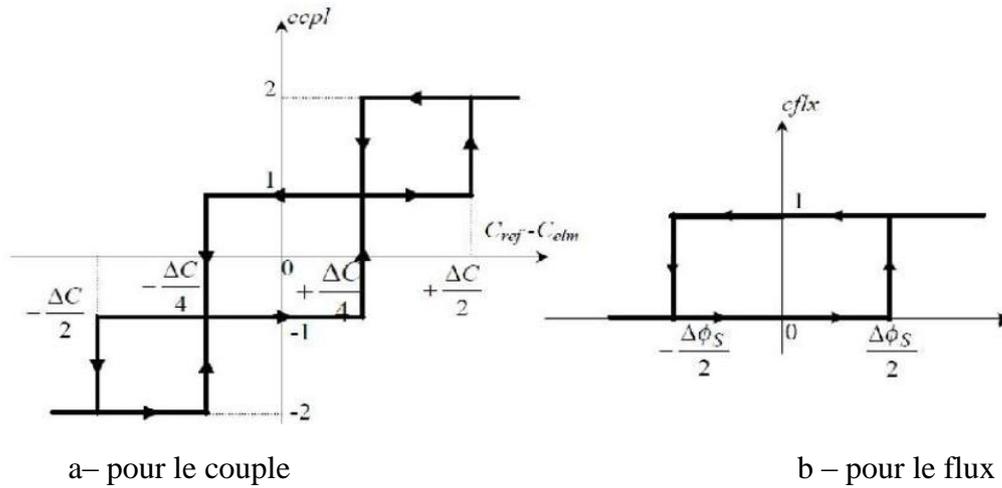


Figure (III.17) : Comparateurs à hystérésis

III.2.3. Elaboration de la table de commande

Finalement, La disposition des vecteurs tensions appliqués dans le cas d'une commande DTC modifiée avec 12 secteurs est illustre par la table de commutation tableau (III.3) :

Tableau (III.3) : Table de vérité pour la DTC avec 12 secteurs

N		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$C_{flux}=1$	$C_{cpl}=2$	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2
	$C_{cpl}=1$	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1
	$C_{cpl}=-1$	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
	$C_{cpl}=-2$	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
$C_{flux}=0$	$C_{cpl}= 2$	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
	$C_{cpl}=1$	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
	$C_{cpl}=-2$	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5

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.2.4. Résultat de simulation

La figure (III.12), montre que l'utilisation de la DTC avec 12 secteurs améliore, les performances, ou' le trajectoire circulaire du flux est plus lisse ,et les courants statorique ,présentant des courbes sinusoïdaux, avec moins d'ondulation .

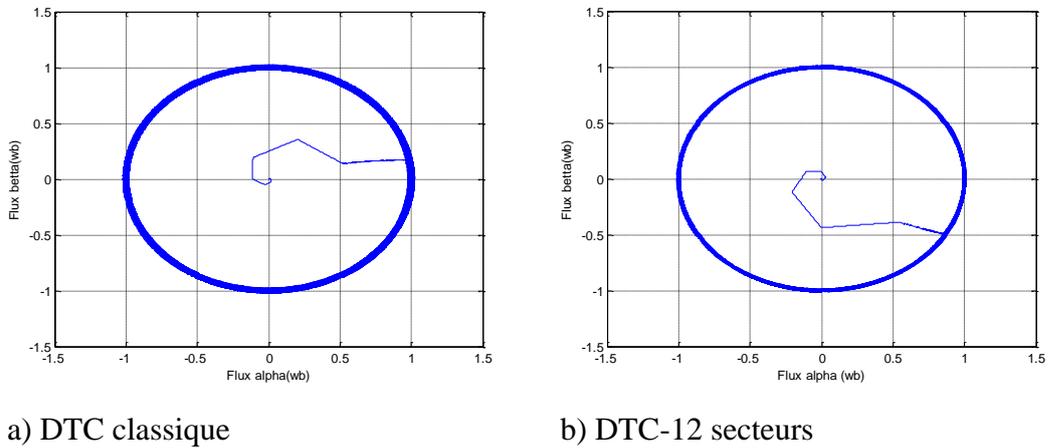


Figure III.18 évolution de vecteur de Flux

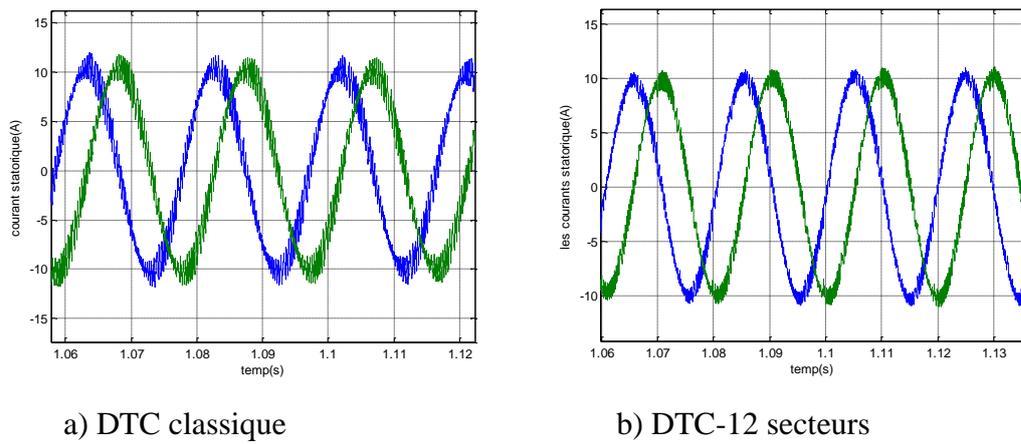


Figure III.19. Les courants statorique isalpha isbeta (A)

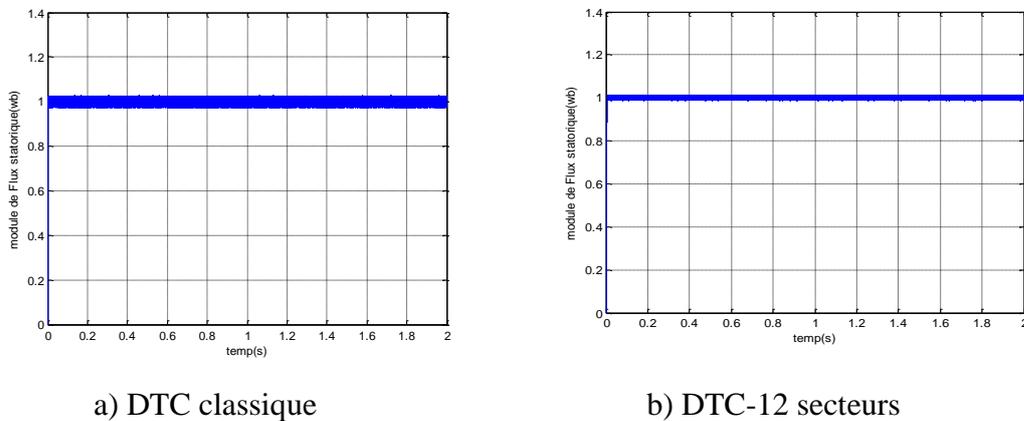
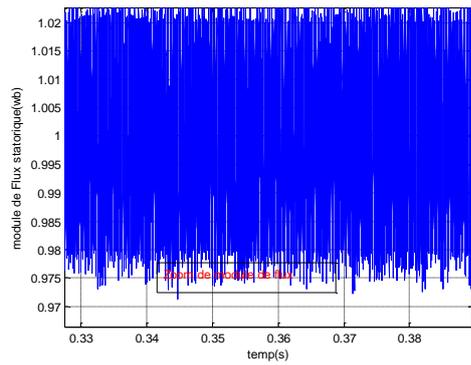
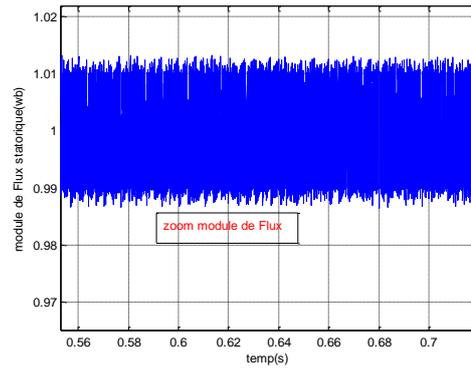


Figure III.20 module de Flux statorique(wb)

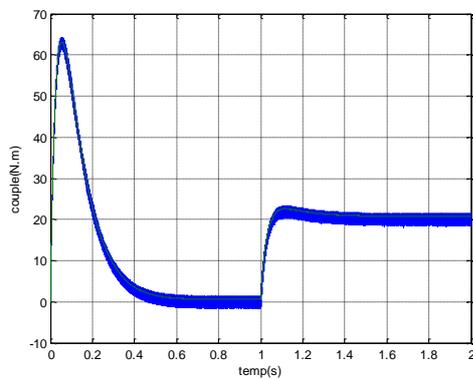


a) DTC classique

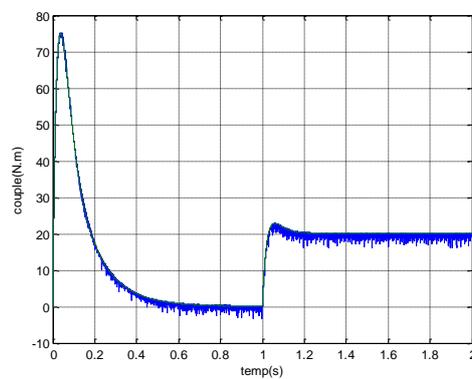


b) DTC-12 secteurs

Figure III.21. Loupe module de Flux statorique (Wb)

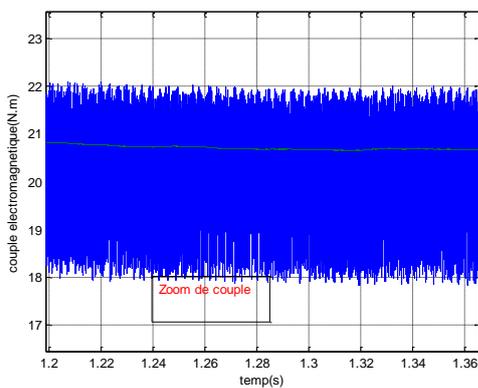


a) DTC classique

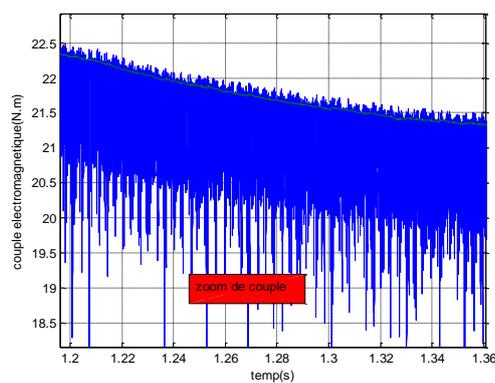


b) DTC-12 secteurs

Figure III.22 le couple électromagnétique(N.m)



a) DTC classique



b) DTC-12 secteurs

Figure III.23 loupe de couple électromagnétique(N.m)

Figures. III.18-III-23. Résultats de simulation de la DTC classique et la DTC-12secteurs, démarrage à vide suivie d'une application de charge de 20 N.m à $t = 1$ s

La caractéristique du couple présente moins d'ondulation en régime établi, par rapport à celle de six secteurs.

On remarque bien que le flux statorique s'établit plus Rapidement que celui de la DTC classique avec une réduction optimale des oscillations sur leur module (figure III.20), ce qui est bien montré sur la figure (III.18.) où la trajectoire du vecteur flux statorique est parfaitement circulaire ; par conséquent le courant statorique à moins de pics au démarrage et une forme sinusoïdale au régime permanent selon la figure(III.19.)

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 côté, ces vecteurs tensions produisent des grandes variations au niveau du flux.

La DTC -12secteurs s'intéresse beaucoup plus au couple du fait qu'elle utilise un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le contrôle du couple.

III.2.5 Etude Comparative Entre la DTC classique et la DTC avec 12-secteurs

Le tableau ci-dessous résume les avantages et les inconvénients de chaque stratégie et la différence entre les deux stratégies (classique et 12-secteurs)

Tableau(III.4) de comparaison entre DTC classique et DTC-12secteurs

Stratégie	avantages	inconvénients
DTC classique	<ul style="list-style-type: none"> -Structure simple -La réponse dynamique du couple robuste contre la variation paramétrique -Le flux et le couple suivent parfaitement ses référence. 	<ul style="list-style-type: none"> -Fréquence de commutation variable -Le courant sinusoïdal bruité -ondulation de couple de $4N.m$ ($18N.m \geq c_e = 20N.m \geq 22N.m$) -ondulation de flux de $0.05wb$ ($1.023wb \geq \phi = 1wb \geq -0.987wb$)

		-Le flux s'établit lentement.
DTC 12-secteurs	<ul style="list-style-type: none"> -Réduire les ondulation de couple à 2.5N.m ($19\text{N.m} \geq ce \geq 21.5\text{N N.m}$) -Réduire les ondulation de Flux à 0.02wb($1.01 \geq \phi = 1 \geq -0.99$) -Le courant statorique presque sinusoïdal. -Fréquence de commutation presque Constante -Le flux et le couple sont bien contrôlés. 	<ul style="list-style-type: none"> -La table de grande taille. -Quelque dépassement des bandes de couple.

III.2.6.Conclusion

Le principe du contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le control vectoriel à flux rotorique orienté des machines asynchrones. Cependant, elle présente d'une part, une estimation du flux statorique peu précise et d'autre part, une fréquence de commutation variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis.

Dans ce chapitre, deux techniques à 6 et à 12 secteurs sont présentés, ou' on a constaté une nette amélioration des performances avec la table à 12-secteurs.

Conclusion générale

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire apporté sur la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone, pour pallier les problèmes rencontrés dans la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). La DTC est robuste contre les variations paramétriques de la machine, et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle à MLI. Cependant ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation est fortement variable.

L'objectif principal de ce mémoire consiste à appliquer la commande DTC classique à la machine asynchrone, en utilisant deux stratégies de contrôle. Pour ce faire, nous avons commencé tout d'abord par la méthode DTC classique, puis la méthode de la DTC 12-secteurs.

Dans la première partie de ce travail, nous avons présenté une généralité sur la commande des machines électriques, puis, on a conclu que les contraintes et les limitations de chaque stratégie : La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone. La commande vectorielle, bien qu'elle présente des performances dynamiques et statiques élevées, elle présente l'inconvénient d'être affecté par les variations paramétriques dues à la température et la saturation des circuits magnétiques ce qui conduit les chercheurs à s'intéresser à d'autres solutions pour commander directement le couple. C'est la stratégie à laquelle est consacré le reste de ce mémoire à savoir la commande directe du flux et du couple (DTC).

Dans la deuxième partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation des machines asynchrones en se basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la MAS. Puis nous avons étudié l'alimentation de la MAS à partir d'un convertisseur de fréquence. On a utilisé une simulation de la MAS sans et avec convertisseur.

Dans la troisième partie, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation de régulateurs à hystérésis et d'une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple. Puis nous avons présenté un aspect de l'amélioration des performances de la DTC classique par l'utilisation de la DTC à 12 secteurs, qui présente des performances notables.

En fin, comme perspectives à la poursuite de notre travail, nous proposons :

- L'utilisation des onduleurs à structure multicellulaires.
- L'amélioration de l'effet des oscillations sur les grandeurs de contrôle de la DTC par l'usage d'une stratégie de supervision floue, ou neuro-floue.
- l'application du principe de la DTC à d'autres machines asynchrones (double alimentation, polyphasée...), synchrone (MSAP, à rotor bobiné,...).

Ces propositions devraient améliorer les performances des résultats que nous avons Obtenus.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée :

P_n	Puissance nominale	4	K.W
V_n	Tension nominale	220/380	V
F	Fréquence d'alimentation	50	HZ
P	Nombre de paires de pôles	2	Poles
Ω	Vitesse nominale	1500	Tr/min
C_r	Couple résistant	25	N.m
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1554	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	
J	Inertie du moteur	0.070	$\text{Kg} \cdot \text{m}^2$
M	Inductance mutuelle	0.150	H
F	Coefficient de frottement	0.00	SI

Référence Bibliographiques

Référence Bibliographique

- [1] Y. A. Zorgani, H. Zayani'' Commande Electrique des Machines'', Filière : Génie mécanique, Option : MI & CI, Note de cours, Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Sfax, 2013/2014.
- [2] Kh.Nabti,'' Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone '', Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2010.
- [3] S.Meziane,'' Commande Adaptive et Prédictive de la Machine Asynchrone'', Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [4] Dr A .Meroufel ''Contrôle de la machine asynchrone '', support de cours, Intelligent Control & Electrical Power Systems Laboratory (ICEPS), Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès, 2008/2009.
- [5] S. Rezgui,'' Commande De Machine Electrique En Environnement'', Mémoire de Magister, Université Mentouri Constantine, 2009.
- [6]A. Guerda, H. Aouichat ,'' Amélioration de la commande directe du couple d'une machine asynchrone par l'utilisation des convertisseurs SVM'', mémoire de Master ,Université de Ouargla,2013.
- [7] A.Dissa, " Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire", Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie,
- [8] A .Hadj Dida, ''Développement D'une Commande Numérique D'un Moteur A Induction'', Thèse de Magister, Université d'Oran, 2012.
- [9] G. FAUCHER, J. P. CARNO, J .P, HAUTIER . Modélisation et commande de la machine asynchrone, éditions ophrys, France Octobre 1995.
- [10] R.Abdessamed,' 'Modélisation et simulation de la machine électrique '', Edition-ellipses. France, mai 2011.
- [11] R.Kechida, ''Utilisation du contrôle direct de flux statorique et de filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone : application au diagnostic des défauts'', Mémoire de magister, université d'EL-OUED ,2010.
- [12] M.I.Messai,M.Redouani '' Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone '', mémoire de master, université de El-Oued 2014.

- [13] M.I.Hemmami, '' Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant '', mémoire de magister, université de Biskra.
- [14] Mme Tamrabet Hanene, '' Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone'', mémoire de magister, Batna, 2006.
- [15] A. Ammar, '' Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires, thèse de doctorat, Université de Biskra ,2017.
- [16] K.Akkouchi, '' Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone'', mémoire de magister, Université de Annaba, 2007.