

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA

Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique



Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique

Option : Electrotechnique industrielle

Thème:

Commande directe du couple d'une Machine Asynchrone

Préparé par :

Mr: AROUI Razik

Mr: AIT MEBROUK Yacine

Encadré par :

Mr: OUARI Kamel

Examineurs:

Mme: CHEKKAL Samia

Mr: AZIB Ahmed

Année Universitaire : 2018/2019

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à remercier le dieu tout puissant pour la volonté, la force, la patience et la santé dont nous profitons jusqu'à aujourd'hui.

*On remercie **Mr OUARI Kamel** pour nous avoir honorés de son encadrement et ses judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien ce travail.*

Nous voulons aussi remercier les membres de jury qui nous rendent honneur de leurs présence et par leurs intéressement à notre thème ainsi que pour toutes les remarques et conseils qui nous auront apportés.

Un grand merci pour toutes les personnes qui ont cru en nous et en nos capacités et qui nous ont encouragées.

*Sans oublier de remercier la promotion **EI** absolument le **groupe des induits** avec le quel nous avons passés d'agréables moments et appris beaucoup de choses ainsi que tous les enseignants du département du génie électrique.*

Dédicaces

Je dédie ce travail à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et l'encouragement sont l'essentiel de ma réussite. Sans eux je ne serais pas à ce stade aujourd'hui.

*A mes frères et mon oncle **Djahnine Saddek** pour leur soutien continue durant mon parcours.*

*A toute la famille **AROUI**.*

Sans oublier mon binôme Yacine.

A.RAZIK

Dédicaces

Je dédie ce travail à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et l'encouragement sont l'essentiel de ma réussite. Sans eux je ne serais pas à ce stade aujourd'hui.

A mes frères et mes amis pour leur soutien continue durant mon parcours.

*A toute la famille **AIT MEBROUK**.*

Sans oublier mon binôme Razik.

A.YACINE

Sommaire

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre I : Etat de l'art de la commande directe du couple de la MAS

I.1. Introduction.....	3
I.2. Commande scalaire.....	3
I.3. Commande vectorielle (FOC).....	5
I.4. Commande directe de couple (DTC).....	6
I.4.1. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple.....	6
I.4.2. Avantages de la commande directe de couple.....	6
I.4.3. Inconvénients de la commande directe de couple.....	7
I.5. Conclusion.....	7

Chapitre II : Modélisation de la MAS

II.1. Introduction.....	8
II.2. Constitution de la machine asynchrone.....	8
II.3. Principe de fonctionnement.....	9
II.4. Modélisation de la machine asynchrone en Régime dynamique.....	10
II.4.1. Présentation de la machine.....	10
II.4.2. Hypothèses simplificatrices.....	11
II.4.3. Modèle dynamique dans le repère abc.....	12
II.4.3.1. Equations des tensions.....	12
II.4.3.2. Equations des flux.....	12
II.5. Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	13
II.5.1. Transformation de Park.....	13
II.5.2. Equations des flux.....	15
II.5.3. Equations des tensions.....	16
II.6. Choix de référentiel.....	17
II.7. Expression de couple électromagnétique.....	19
II.8. Simulation de la Machine Asynchrone.....	21
II.8.1. Résultats de simulation.....	21

Sommaire

II.8.2. Interprétations des résultants.....	22
II.9. Conclusion.....	23
Chapitre III : Application de la DTC à la MAS	
III.1. Introduction.....	24
III.2. Principe de la commande DTC.....	24
III.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée.....	24
III.4. Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique.....	27
III.4.1. Principe de contrôle du couple électromagnétique.....	27
III.4.2. Principe de contrôle du flux statorique.....	28
III.4.3. Sélection des vecteurs de tension V_s	29
III.5. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique.....	30
III.6. Elaboration des Contrôleurs.....	32
III.6.1. Contrôleur de flux à deux niveaux.....	32
III.6.2. Contrôleur du couple à deux niveaux.....	32
III.6.3. Contrôleur du couple à trois niveaux.....	33
III.7. Elaboration de la table de commande.....	33
III.7.1. Table de commande du flux.....	34
III.7.2. Table de commande du couple.....	34
III.7.3. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple.....	35
III.7.3.1. Table de commutation avec les vecteurs de tension actifs.....	35
III.7.3.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs de tension nuls.....	35
III.8. Structure Générale du Contrôle Direct du Couple.....	36
III.9. Réglage de la vitesse.....	37
III.9.1. Régulateur de vitesse IP.....	37
III.10. Résultats de simulation.....	38
III.11. Amélioration des performances de la DTC classique.....	40
III.11.1. Le contrôle direct du couple douze secteurs.....	40
III.11.2. Résultats de simulation.....	43

Sommaire

III.11.3. Le contrôle direct du couple douze secteurs avec une bande proportionnelle à la référence.....	44
III.12. Simulation et résultats de simulation.....	45
III.13. Effet de la bande d'hystérésis (bande proportionnelle) sur la fréquence de commutation et le taux d'ondulation.....	47
III.14. Conclusion.....	47
Conclusion générale.....	48

Listes des figures

Figure I.1 : Schéma classique de commande scalaire.....	4
Figure I.2 : Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté.....	5
Figure II.1 : Machine asynchrone à rotor bobiné.....	8
Figure II.2 : Machine asynchrone à rotor à cage (en court circuit).....	9
Figure II.3 : Représentation schématique du modèle triphasé de la machine dans l'espace électrique.....	11
Figure II.4 : Représentation du repère tournant de Park.....	14
Figure II.5 : Repérage angulaire des systèmes d'axes des différents repères.....	15
Figure II.6 : Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré	21
Figure II.7 : Caractéristiques du moteur asynchrone lors d'une application d'un couple résistant ($C_r=25\text{Nm}$ à $t=1\text{s}$).....	22
Figure III.1 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	25
Figure III.2 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.....	25
Figure III.3 : Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\vec{V}_s = \vec{V}_3$	29
Figure III.4 : Choix du vecteur de tension.....	30
Figure III.5 : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tension correspondants.....	32
Figure III.6 : correcteur du couple à trois niveaux.....	33
Figure III.7 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.....	36
Figure III.8 : Schéma fonctionnel d'un régulateur de vitesse.....	37
Figure III.9 : La structure du régulateur IP.....	38
Figure III.10 : Réponse du couple électromagnétique.....	38
Figure III.11 : Loupe du couple ($\tau=62\%$).....	38
Figure III.12 : Réponse du module flux.....	39
Figure III.13 : Réponse du flux statorique.....	39
Figure III.14 : Signal de commande de l'interrupteur S_a	39
Figure III.15 : Loupe du Signal de commande de l'interrupteur S_a ($f_c=2.5\text{ kHz}$).....	39
Figure III.16 : Réponse de la vitesse.....	39
Figure III.17 : Représentation des 12 divisions du plan complexe.....	40
Figure III.18 : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple.....	41

Listes des figures

Figure III.19 : Réponse du couple électromagnétique.....	43
Figure III.20 : Loupe du couple ($\tau=22\%$).....	43
Figure III.21 : Réponse du flux statorique.....	43
Figure III.22 : Réponse du module flux.....	43
Figure III.23 : Signal de commande de l'interrupteur Sa.....	43
Figure III.24 : Loupe du Signal de commande de l'interrupteur Sa ($f_c=1.66$ kHz).....	43
Figure.III.25 : Réponse de la vitesse.....	44
Figure III.26 : Réponse du couple électromagnétique.....	45
Figure III.27 : Loupe du couple ($\tau=19\%$).....	45
Figure III.28 : Réponse du flux statorique.....	45
Figure III.29 : Réponse du module flux.....	45
Figure III.30 : Signal de commande de l'interrupteur Sa.....	46
Figure III.31 : Loupe du Signal de commande de l'interrupteur Sa ($f_c=1.25$ kHz).....	46
Figure.III.32 : Réponse de la vitesse.....	46

Liste des Tableaux

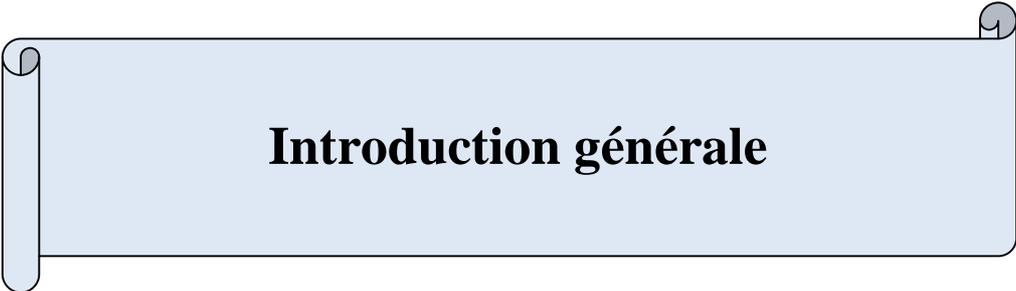
Tableau.III.1 : Table de commutation généralisée.....	34
Tableau.III.2: Table de commande du flux.....	34
Tableau.III.3: Table de commande du couple.....	34
Tableau.III.4: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences non nulles).....	35
Tableau.III.5: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences nulles).....	36
Tableau.III.6: Effet des six vecteurs de tension utilisés dans les secteurs S1 et S12.....	41
Tableau.III.7: Table de commutation pour le DTC 12 secteurs.....	42
Tableau.III.8: Effet de la largeur de la bande sur la fréquence de commutation et le taux d'ondulation.....	47

Notation et symboles

MAS	Moteur Asynchrone symétrique.
DTC	Direct Torque Control.
DSP	Acronyme de Digital Signal Processing.
FPGA	Acronyme de Field Programmable Gate Array.
FOC	Acronyme de Field oriented control
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
PWM	Acronyme Pulse with modulation
R_s	Résistance statorique par phase.
R_r	Résistance rotorique par phase.
l_s	Inductance propre d'une phase statorique.
l_r	Inductance propre d'une phase rotorique.
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
M_{sr}	Inductance mutuelle stator par apport au rotor et M_0 est sa valeur maximale
M_{rs}	L'inductance mutuelle rotor par apport au stator.
V_{sabc} , V_{rabc}	Les tensions triphasées statoriques et rotoriques.
i_{sabc} , i_{rabc}	Les courants triphasés statoriques et rotoriques.
ϕ_{sabc} , ϕ_{rabc}	Les flux triphasés à travers les enroulements statoriques et rotoriques.
P	Nombre de paire de pôles.
θ	Écart angulaire mécanique telle que $\alpha = P\theta$.
Ω	vitesse angulaire de rotation.
ω	vitesse angulaire électrique telle que $\omega = P\Omega$.
C_e	Couple électromagnétique.
J	Inertie totale des parties mobiles.
C_r	Couple de charge.
[P (θ)]	Matrice de passage directe de Park.
θ_s	Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase a du stator.
θ_r	Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de la phase a du rotor.
L_{ss}	Inductance cyclique du stator.
L_{rr}	Inductance cyclique du rotor.

Notation et symboles

L_{so}	Inductance cyclique homo polaire du stator.
L_{ro}	Inductance cyclique homo polaire du rotor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor.
GTO	Gate Turn Off.
$V_{Ao} V_{Bo} V_{Co}$	Les tensions entrées de l'onduleur.
$V_{AN} V_{BN} V_{CN}$	Les tensions sorties de l'onduleur.
$\Delta\phi_s$	Largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-commutation.
C_{flx}	Contrôleur du flux.
C_{cpl}	Contrôleur du couple.



Introduction générale

Introduction générale

La machine asynchrone (dite aussi à induction) est la machine la plus utilisée en industrie, elle est plus robuste, fiable, efficace et de faible coût par rapport aux autres machines (machine à courant continu, machine synchrone) pour des applications similaires.

Par contre, son contrôle est un procédé compliqué à commander du fait de sa nature non linéaire, de sa dynamique, de la variation de ses paramètres pendant son fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues comme le couple de charge; de plus, certains de ses états ne sont pas accessibles par une mesure.

Depuis une trentaine d'années, plusieurs commandes laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine asynchrone. L'évolution de la micro-informatique, la technologie des semi-conducteurs et la disponibilité des moyens de contrôle rapides tels que les DSP (Acronyme de Digital Signal Processing), les circuits reconfigurables (FPGA : Acronyme de Field Programmable Gate Array), permettent aujourd'hui à la communauté scientifique de réaliser des contrôles très complexes tout en tenant compte de la non-linéarité du modèle mathématique de la machine asynchrone.

Lors des deux dernières décennies, un essor très appréciable envers le contrôle du moteur asynchrone a été constaté, où l'on peut trouver le contrôle vectoriel par orientation de flux, le contrôle non linéaire, le contrôle par mode glissant, le contrôle par linéarisation entrées/sorties...etc, ainsi que le contrôle direct de couple « DTC » (Direct Torque Control).

Le contrôle direct de couple « DTC » fut réalisé par TAKAHASHI, au milieu des années 1985. Il est basé sur l'application directe d'une séquence de commande aux interrupteurs de l'onduleur de tension placé en amont de la machine asynchrone. Le choix de cette séquence se fait par l'utilisation d'une table de commutation et deux régulateurs à hystérésis qui ont pour rôle le contrôle et la régulation du flux et du couple électromagnétique de la machine.

Ce contrôle a rapidement donné satisfaction, son succès l'a rendu de plus en plus populaire et il intéresse beaucoup de scientifiques et d'industriels dans le domaine des applications à vitesse variable telles que la traction électrique (métros et trains à grande vitesse « TGV »), l'aérospatiale ou dans certains prototypes de voitures électriques [1].

L'objectif de notre travail est l'application d'une stratégie de commande dite la commande directe du couple sur la machine asynchrone.

Ce mémoire comprend trois chapitres :

- Le premier chapitre est consacré pour l'état de l'art de la commande directe du couple de la machine asynchrone.

- Dans le deuxième chapitre, nous commencerons par la modélisation de la machine asynchrone. on donnera la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés.

Introduction générale

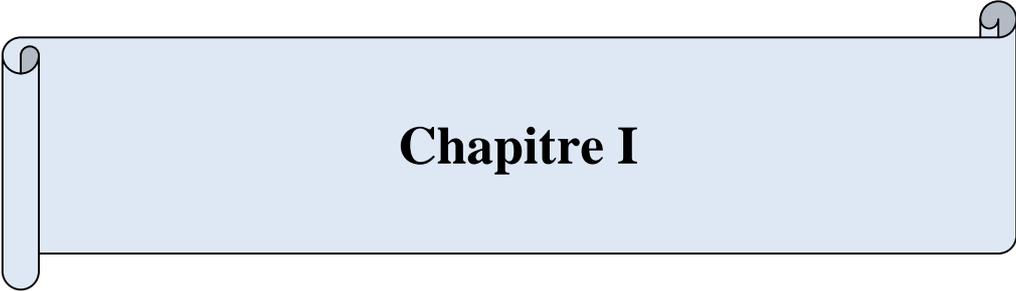
- Pour le troisième chapitre :

Dans la première partie, nous présenterons la commande directe du couple (DTC).

Dans la deuxième partie, nous présenterons la DTC améliorée (DTC 12 secteurs).

Dans la troisième partie, on propose de modifier le comparateur à hystérésis classique par un comparateur à hystérésis proportionnel (une bande proportionnelle à la référence du couple).

- Enfin, ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle on exposera les principaux résultats obtenus.



Chapitre I

I.1. Introduction

L'histoire des moteurs électriques remonte jusqu'à 1820, quand Hans Christian Oersted a découvert l'effet magnétique d'un courant électrique. Un an après, Michael Faraday a découvert la rotation électromagnétique et a construit le premier moteur primitif de courant continu. Faraday par la suite en 1831 a découvert les phénomènes électromagnétiques.

Dans les années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position et de précision. En effet, à cette époque, les industriels ont mis au point des asservissements analogiques performants qui ont contribué à rendre pratiquement incontournable ce type de moteur pendant plusieurs décennies dans la plupart des installations industrielles que ce soit en robotique ou en commande numérique de machines-outils. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients de par son prix élevé (tant en fabrication qu'en maintenance). A cause de son collecteur, sa puissance et sa vitesse de rotation se retrouvent limitées, sa sensibilité vis à vis des environnements corrosifs et son incapacité à travailler en atmosphère explosive.

Aussi, ces limitations d'emploi ont poussé la recherche vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines à courant alternatif, en particulier le moteur asynchrone. Ainsi, les progrès effectués en électronique de puissance et de commande ont permis de remplacer les machines à courant continu par des machines à courant alternatif dans le domaine de la vitesse variable. On peut citer à titre d'exemple la traction électrique (trains à grande vitesse) où les moteurs à courant continu des années 1970 ont été remplacés par des moteurs synchrones autopilotés dans les années 1980, puis par des machines asynchrones en 2000 ; cette mutation s'est également produite sur les métros et d'autres moyens de transport.

De ces études sur les entraînements électriques à vitesse variable, il ressort que le moteur à cage est de loin le moins coûteux en terme de construction et d'entretien, et le plus électro-mécaniquement robuste des moteurs alternatifs. Cependant, le développement de stratégies de commande pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones est préalablement nécessaire, parce que contrairement à leur structure mécanique qui est robuste et simple, sa structure mathématique est très complexe (système multi variable et non linéaire).

C'est dans ce domaine qu'un effort considérable de recherches a été réalisé. L'objectif étant de trouver des stratégies de commande de vitesse convenables aux moteurs asynchrones [2].

Depuis une vingtaine d'années plusieurs stratégies de commandes ont été développées et améliorées :

I.2. Commande scalaire

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère dans la littérature deux types de commande scalaire [3] :

Chapitre I : Etat de l'art de la commande directe du couple de MAS

La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.

La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure.

La deuxième méthode est plus difficile à mettre en pratique et nous intéressons uniquement à la première approche qui de par sa simplicité est la plus utilisée. En régime statique, le couple est déterminé selon l'équation (I.1) :

$$C_e = 3P \frac{\varphi_r^2}{R_r} \omega_r \quad (\text{I.1})$$

Cette équation montre que si le flux est maintenu constant, on obtient une caractéristique de commande rappelant celle de la machine à courant continu où le rôle du courant d'induit est joué par la pulsation rotorique ω_r .

En négligeant la chute de tension ohmique dans le bobinage statorique, le flux rotorique peut être maintenu constant si la tension statorique reste proportionnelle à la pulsation. Cette hypothèse n'est plus applicable aux basses vitesses et il faut alors imposer à la tension statorique une valeur plus grande que celle que donnerait un rapport (tension / pulsation) constant [4].

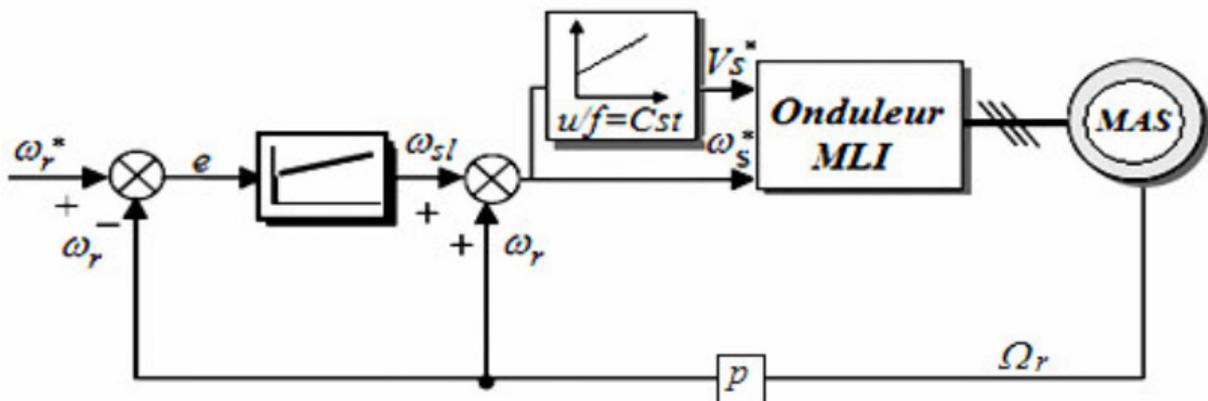


Figure I.1: Schéma classique de commande scalaire

La figure I.1 représente le schéma classique de commande scalaire indirecte. L'erreur e de vitesse permet par l'intermédiaire d'un régulateur PI de générer la pulsation de glissement ω_{sl} qui ajoutée à la pulsation rotorique ω_r donne la pulsation ω_s^* des tensions statoriques.

De cette dernière, on détermine la tension statorique V_s^* en utilisant la loi (u/f) constante.

Cette stratégie de contrôle permet d'obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires ; ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent. Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les

performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n'est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n'est pas grande telle en pompage ou en ventilation. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils. Il faut alors faire appel à des techniques plus adaptées telle que la commande vectorielle. [3,7]

I.3. Commande vectorielle (FOC)

Introduite par Blaschke en 1972, elle constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue variation de vitesse, à celui du moteur à courant continu, en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [5,6]. Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux voir la figure I.2.

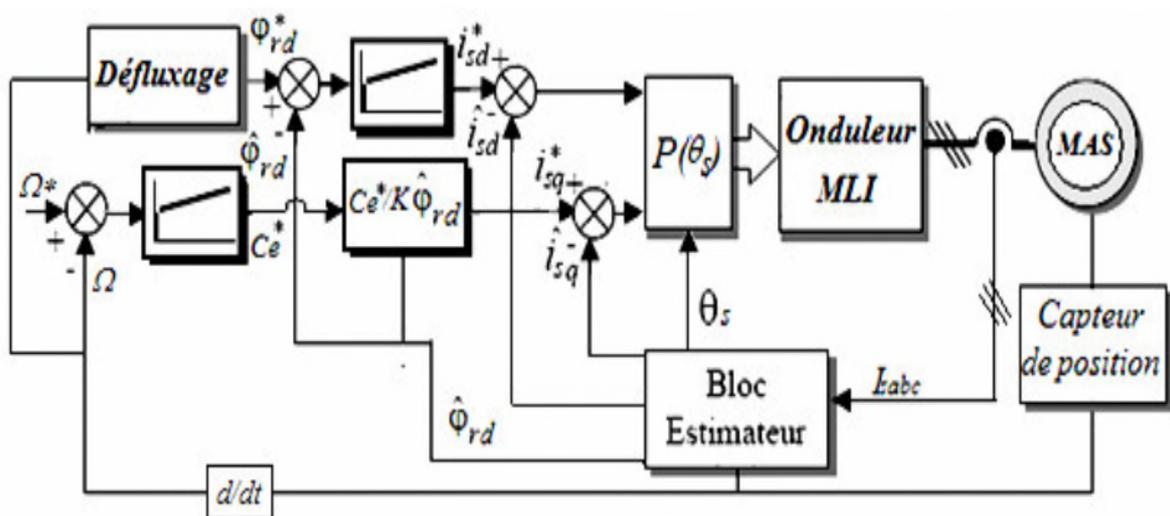


Figure I.2 : Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté

Sa précision est très bonne pour le couple et la vitesse. Toute méthode a des inconvénients et ceux de cette technique sont le volume de traitement informatique nécessaire pour son implémentation et l'obligation de faire une bonne identification des paramètres du moteur. Elle présente aussi une grande sensibilité aux variations de ces paramètres, notamment à celle de la résistance rotorique dont la valeur change sensiblement avec la température. Toute différence entre les paramètres utilisés par l'algorithme de la commande vectorielle, et les paramètres réels du moteur se traduit par des erreurs dans les valeurs de sortie du flux et du couple, ce qui entraîne l'augmentation des pertes dans la machine et la diminution des performances du système à contrôler [7,8].

I.4. Commande directe de couple (DTC)

Au milieu des années 80, une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi [9] et de Depenbrock [10]. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible [11].

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [12]. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

I.4.1. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple [13][14]

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

I.4.2. Avantages de la commande directe de couple

- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ❖ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ❖ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ❖ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis que dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- ❖ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.

- ❖ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ❖ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ❖ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

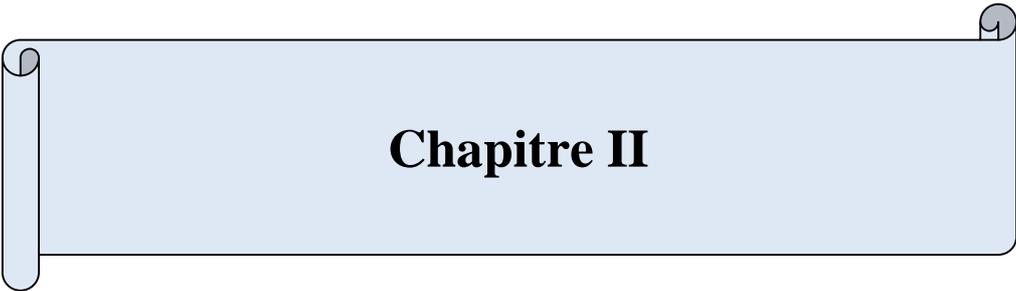
I.4.3. Inconvénients de la commande directe de couple

- ❖ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ❖ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ❖ L'existence des oscillations de couple.
- ❖ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les différentes stratégies de commande de la machine asynchrone (commande scalaire, commande vectorielle et la DTC qui est l'objectif de notre travail).

Le chapitre suivant sera consacré pour la modélisation de MAS.



Chapitre II

II.1. Introduction

La machine asynchrone est connue pour être la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à sa fabrication. En effet, par sa simplicité de conception et d'entretien, la machine asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention le siècle dernier. Cependant, cette simplicité s'accompagne d'une forte complexité physique liée aux interactions électromagnétiques existant entre le stator et le rotor. Ce qui a en quelque sorte, limité son utilisation pendant longtemps. [15]

II.2. Constitution de la machine asynchrone [15] [16]

La machine asynchrone est constituée essentiellement de deux armatures:

- Une armature fixe appelée stator, porte dans ses encoches régulièrement réparties sur sa face interne trois enroulements identiques à p paires de pôles dont leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique de $2\pi / 3$.
- Une armature mobile autour de l'axe de symétrie de la machine appelé rotor. On distingue deux types :

1. Un type dont le circuit électrique est identique à celui du stator ; c'est la machine à rotor bobiné. Les trois enroulements sont raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et court-circuités pendant le fonctionnement de la machine.

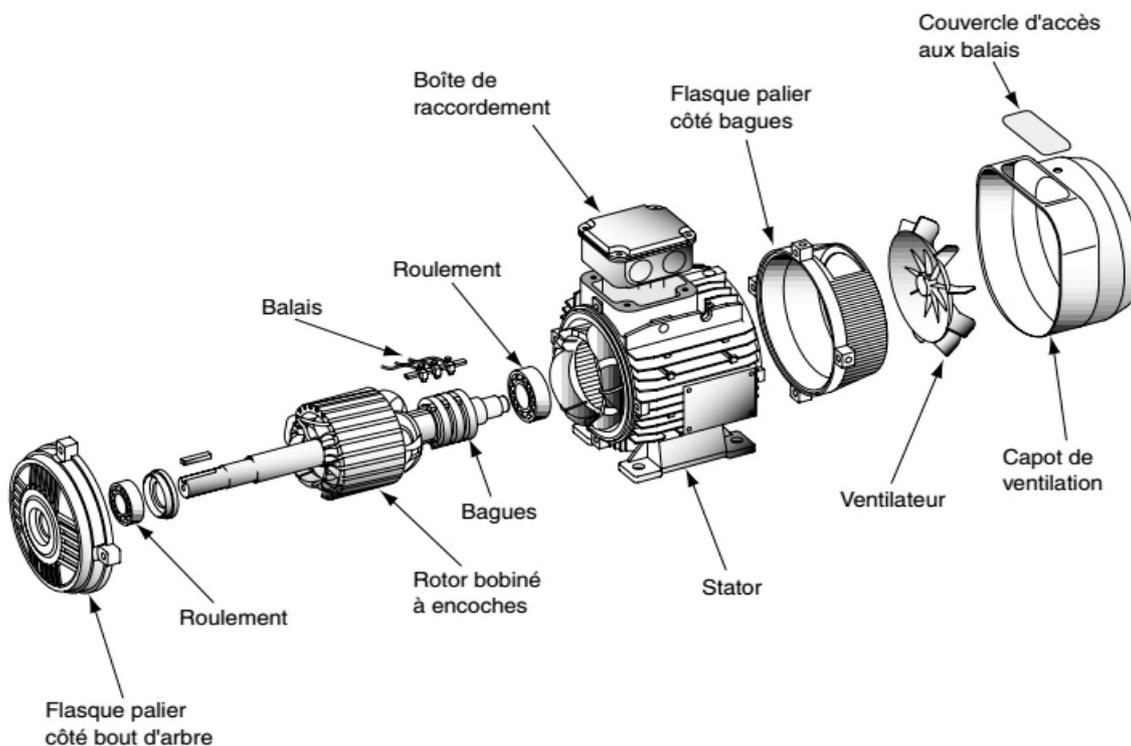


Figure II.1: Machine asynchrone à rotor bobiné.

2. Un second type dont le circuit électrique est formé d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux ; c'est la machine à rotor à cage d'écureuil.

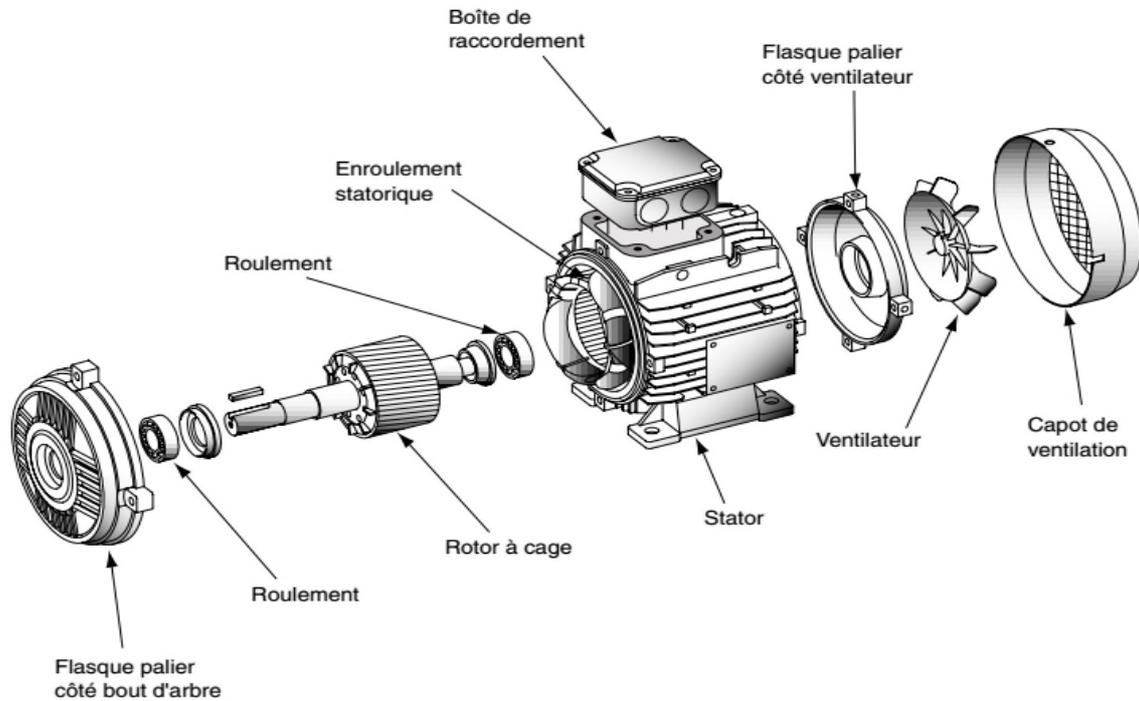


Figure II.2: Machine asynchrone à rotor à cage (en court circuit).

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble de ces constituants (le stator, le rotor et les paliers) forme alors la machine asynchrone à cage d'écureuil. .

II.3.Principe de fonctionnement [16] [17]

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ tournant statorique N_s , appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation f (Hz) et au nombre de paire de pôles p de chacun des enroulements par :

$$N_s(\text{tr / mn}) = \frac{60f}{p} \quad (\text{II.1})$$

Soumis au champ tournant créé par le stator, les enroulements rotoriques sont le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ces courants rotoriques par leurs effets vont s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifeste par un couple électromagnétique qui lance le rotor à une vitesse N en essayant d'atteindre la vitesse synchrone mais en vain. Il est évident que le couple s'annule si le rotor arrive à tourner à la vitesse synchrone. le fonctionnement du moteur est donc caractérisé par le glissement défini ainsi :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (\text{II.2})$$

Contrairement à la machine à courant continu et la machine synchrone, seuls les enroulements statoriques sont généralement reliés au réseau de tensions créent cette induction motrice. Les enroulements rotoriques ne sont pas reliés à aucune source de tension, mais court-circuités sur eux-mêmes c'est la raison pour laquelle, on l'appelle aussi la machine d'induction.

II.4. Modélisation de la machine asynchrone en Régime dynamique [17]

La modélisation consiste à établir un modèle mathématique de la machine. Dans notre cas la modélisation va être traité par une approche analytique qui utilise les équations intégral-différentielles en s'appuyant sur le modèle de connaissance qui prend en compte toutes les dynamiques aussi bien électromagnétiques que mécaniques.

II.4.1. Présentation de la machine

On considère, pour simplifier, une machine bipolaire. Ainsi le stator est composé de trois bobines identiques d'axes de références OS_a , OS_b et OS_c régulièrement décalées entre elles de $2\pi/3$.

L'axe de la phase S_a est pris comme référence angulaire. On admet que le rotor est équivalent à trois bobines d'axes de références OR_a , OR_b et OR_c décalées entre elles également de $2\pi/3$.

Ces trois bobines sont évidemment court-circuitées sur elles-mêmes et la machine est représentée schématiquement sur la figure II.3:

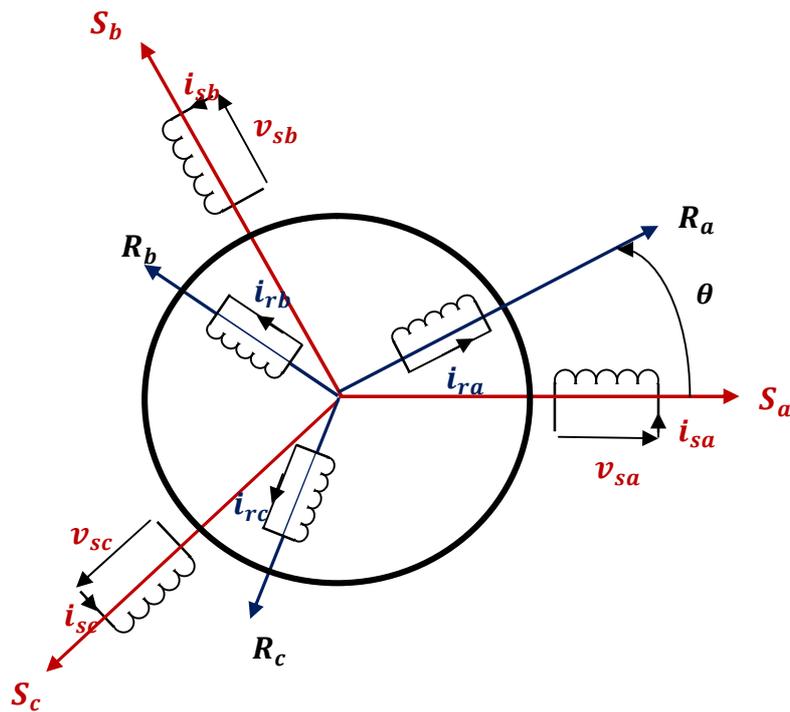


Figure II.3: Représentation schématique du modèle triphasé de la machine dans l'espace électrique

II.4.2. Hypothèses simplificatrices

Cette modélisation s'appuie sur ces hypothèses simplificatrices:

- L'entrefer a une épaisseur uniforme
- L'effet d'encoche est négligé
- Le phénomène de l'hystérésis et les courants de Foucault ne sont pas pris en compte
- La saturation du circuit magnétique est absente.
- Les résistances ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligé.

On en déduit des trois premières hypothèses que :

1. La force magnétomotrice créée dans l'entrefer par chacune des trois phases est à Répartition Sinusoïdale.
2. Les inductances propres et mutuelles de la même phase sont constantes et égales.
3. Le flux est additif.

II.4.3. Modèle dynamique dans le repère abc

Les phases statoriques sont alimentées par un réseau de tensions sinusoïdales équilibrées à amplitude et fréquence constantes.

Définissons et désignons par :

II.4.3.1. Equations des tensions

Compte-tenu des lois des phénomènes d'induction électromagnétique, les équations de tensions s'écrivent :

$$\text{Au stator : } \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Ou : } [V_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Au rotor : } \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Ou : } [0] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (\text{II.6})$$

II.4.3.2. Equations des flux

Les équations des flux sous forme matricielle s'écrivent.

$$\text{Au stator : } \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\text{Ou : } [\phi_{sabc}] = [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Ou :

$$[\phi_{rabc}] = [L_r] [i_{rabc}] + [M_{rs}] [i_{sabc}] \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Par raison de réciprocité mutuelle $[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$

II.5. Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park [17][18]

Le système d'équations dans le repère abc est à coefficients variables dans le temps. Ce qui rend sa résolution complexe et difficile. Pour remédier à ce problème, on fait appel à la transformation de Park pour avoir un système d'équations différentielles à coefficients constants.

II.5.1. Transformation de Park

Si X est une grandeur qui peut désigner un courant, un flux ou une tension, On a alors :

$$\begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ Xo \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

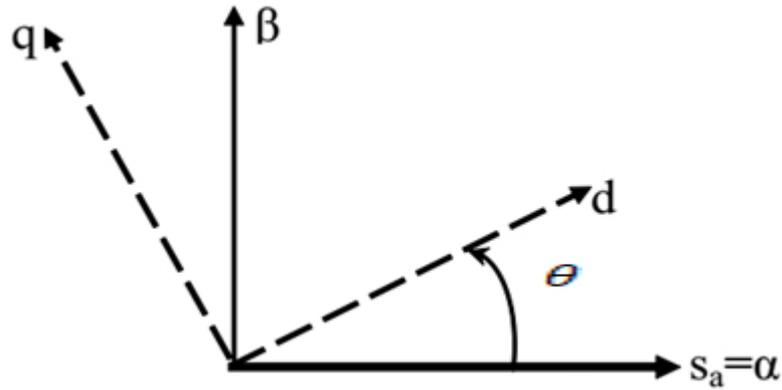


Figure II.4: Représentation du repère tournant de Park

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

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

$[P(\theta)]$ est une matrice orthogonale puis que :

$$[P(\theta)]^T [P(\theta)] = [I]$$

Si on veut conserver la puissance le facteur k est choisi égal à $\sqrt{\frac{2}{3}}$ sinon, il est choisi égal à $\frac{2}{3}$ pour la conservation des amplitudes.

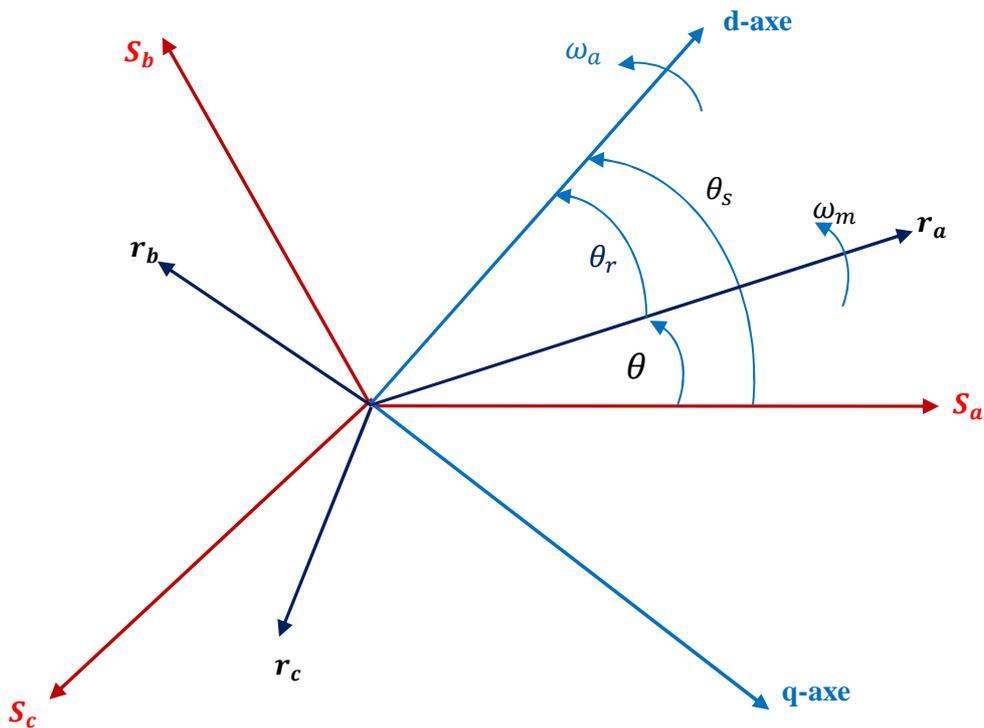


Figure II.5: Repérage angulaire des systèmes d'axes des différents repères

Le passage du modèle triphasé au modèle diphasé de Park s'effectue par l'application des transformées de Park $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$ respectivement aux grandeurs statoriques et aux grandeurs rotoriques.

II.5.2. Equations des tensions

Il en est de même pour les équations des tensions au stator et au rotor, pour les ramener dans le repère de Park, il suffit de leur appliquer les transformations de Park modifiées.

Au stator:

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([\phi_{sabc}]) \quad (\text{II.13})$$

Mais :

$$[V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdqo}] \quad (\text{II.14})$$

On aura donc:

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdqo}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdqo}]) \quad (\text{II.15})$$

Multiplions à gauche l'équation membre à membre par $[P(\theta_s)]$ nous obtenons :

$$[V_{sdqo}] = [P(\theta_s)] [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{sdqo}]) \quad (\text{II.16})$$

Sachant que :

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} [P(\theta_s)] \frac{d}{d\theta_s} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) \quad (\text{II.17})$$

Et après un simple calcul de produit matriciel, les tensions s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Au rotor ; une procédure analogue à celle du stator conduit aux équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

compte-tenu de la nullité des composantes homopolaires et sachant que :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega$$

Ces équations (II.17) et (II.18) s'écrivent finalement :

$$\text{Au stator : } \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\Phi_{sq} \\ \Phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Au rotor : } \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \begin{bmatrix} -\Phi_{rq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

II.5.3. Equations des flux

En appliquant la transformée de Park aux flux à travers le stator :

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][\Phi_{sabc}] \quad (\text{II.22})$$

En substituant le flux par son équation, il devient :

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][L_s][i_{sabc}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{II.23})$$

$$\text{Sachant que : } [i_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}]$$

$$\text{Et } [i_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}]$$

On a alors :

$$[\Phi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][L_s][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] \quad (\text{II.24})$$

Un long calcul de produits matriciels conduit à ce résultat :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3/2 M_o & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 M_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Si la même opération est effectuée pour les flux à travers le rotor on a :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][\Phi_{rabc}] \quad (\text{II.26})$$

En remplaçant le flux par son équation on obtient :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][L_r][i_{rabc}] + [P(\theta_r)][M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant les courants par leurs équations on obtient :

$$[\Phi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][L_r][P(\theta_r)]^{-1}[i_{rdqo}] + [P(\theta_r)][M_{rs}][P(\theta_s)]^{-1}[i_{sdqo}] \quad (\text{II.28})$$

Un long calcul de produits matriciels a conduit à ce résultat :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3/2 M_o & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 M_o & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

- $L_{ss} = l_s - M_s$: Inductance cyclique du stator.
- $L_{rr} = l_r - M_r$: Inductance cyclique du rotor.
- $L_{so} = l_s + 2M_s$: Inductance cyclique homo polaire du stator.
- $L_{ro} = l_r + 2M_r$: Inductance cyclique homo polaire du rotor.
- $M = 3/2 M_o$: Inductance mutuelle cyclique du stator par apport au rotor.

Compte-tenu des valeurs nulles des composantes homopolaires des courants statoriques et rotoriques car la machine dont les enroulements sont symétriques est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées, les équations des flux s'écrivent finalement sous cette forme :

$$\text{Au stator :} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 \\ 0 & L_{ss} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

$$\text{Au rotor :} \quad \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{rr} & 0 \\ 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

II.6. Choix de référentiel : [20]

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la machine asynchrone, écrites dans le plan (o d q) ; (II.17), (II.18), (II.26), (II.27), sont suivantes :

Equation des tensions :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \left(\frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Equation des flux :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_{ss} i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_{ss} i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_{rr} i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_{rr} i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour dq .

Le référentiel est le système d'axe O_d, O_q . Il existe trois types de référentiel pour la machine asynchrone dont le choix dépend du type de problème à étudier.

Référentiel lié au stator :

Ce référentiel est exploité dans le cas des variations importantes de la vitesse de rotation. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = 0 \quad , \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_m$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - \omega_m \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + \omega_m \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est choisi pour étudier les problèmes durant les régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = \omega_m \quad , \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega_m \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega_m \phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r i_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = 0 = R_r i_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Référentiel lie au champ tournant

Ce référentiel est adopté dans le cas où la fréquence d'alimentation est constante. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = \omega_s \quad , \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega_m)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

II.7. Expression de couple électromagnétique

Dans le cas générale, la puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statorique et rotorique s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q :

$$P_e = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} + V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} \quad (\text{II. 37})$$

En développant cette expression; nous trouvons que la puissance instantanée se décompose en trois termes:

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (\text{II. 38})$$

P_j : Puissance dissipée en pertes Joule.

P_{em} : Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source.

P_{mec} : Puissance mécanique.

Ou :

$$P_j = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (\text{II.39})$$

$$P_{em} = i_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} + i_{rd} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + i_{rq} \frac{d\phi_{rq}}{dt} \quad (\text{II.40})$$

$$P_{mec} = \omega (i_{rd} \phi_{rq} - i_{rq} \phi_{rd}) \quad (\text{II.41})$$

On remplaçant l'équation (II.22) dans l'équation (II.41), on obtient :

$$P_{mec} = \omega M (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq})$$

On remplaçant les courants (i_{rd} et i_{rq}) :

$$i_{rd} = \frac{1}{L_{rr}} (\phi_{rd} - M i_{sd}) \quad \text{et} \quad i_{rq} = \frac{1}{L_{rr}} (\phi_{rq} - M i_{sq})$$

On obtient :

$$P_{mec} = \frac{\omega M}{L_{rr}} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.42})$$

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

$$C_{em} = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (\text{II.43})$$

Le couple en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques est donné par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_{rr}} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.44})$$

Le couple électromagnétique de la machine en fonction des flux et des courants statoriques est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P (\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{II.45})$$

L'équation mécanique décrivant le couple en fonction de la vitesse est :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega(t)}{dt} + k_f \Omega(t) + C_r \quad (\text{II.46})$$

Avec la vitesse mécanique $\Omega = \frac{\omega}{p}$ (rad/s).

P : le nombre de paire de pole rotorique.

II.8. Simulation de la Machine Asynchrone

La simulation de notre modèle se fait sous le logiciel MATLAB dans l'environnement de temps réel SIMULINK.

La figure (II.6) illustre le schéma bloc de la machine asynchrone liée au repère (α, β) basé sur le modèle mathématique décrit par l'expression suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Tel que :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & M & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 & M \\ M & 0 & L_{rr} & 0 \\ 0 & M & 0 & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}$$

La machine est alimentée par un réseau triphasé équilibré (220V, 50Hz), dont les paramètres de la machine sont donnés dans l'Annexe A.

II.8.1. Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la machine asynchrone sont représentés sur la figure II.6.

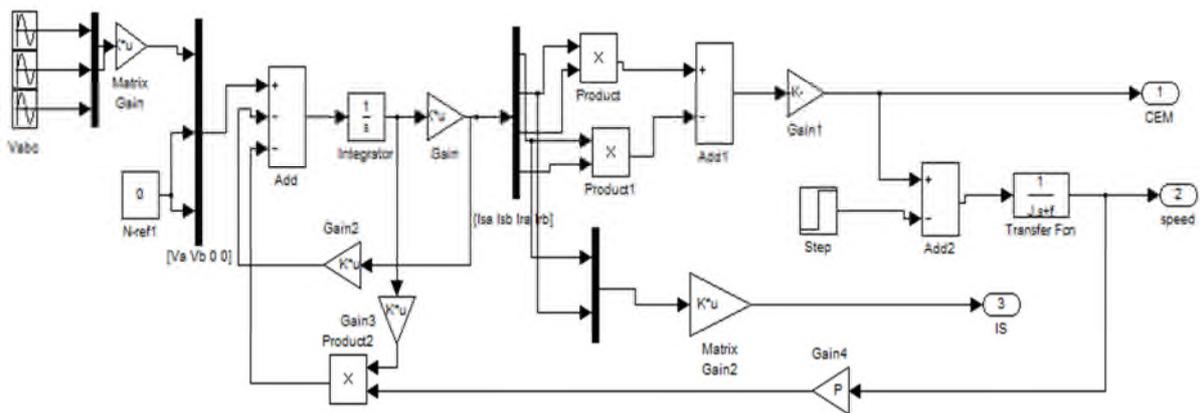


Figure II.6: Schéma bloc de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré

En charge :

A l'instant $t=1s$, On applique une charge de 25 N.m.

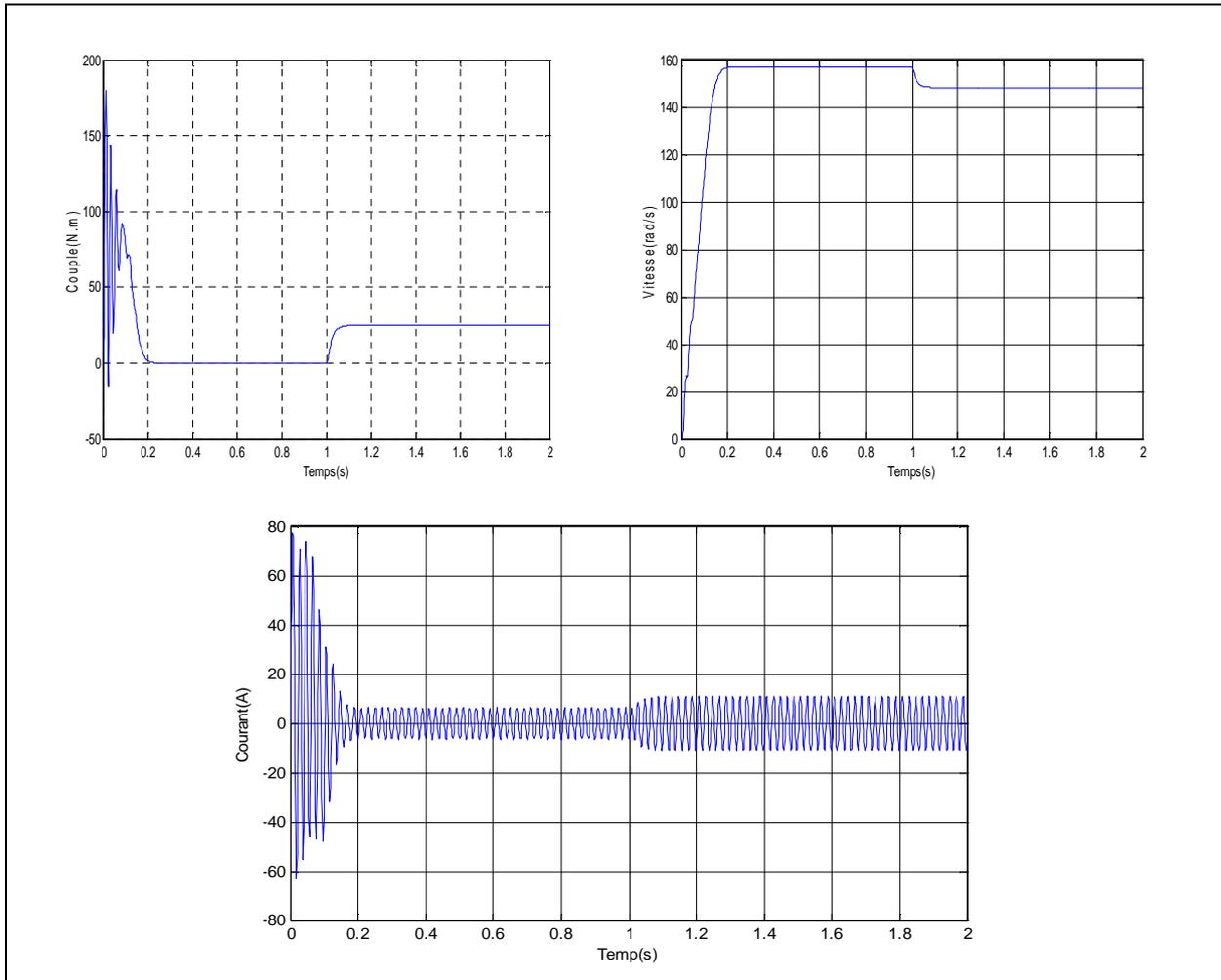


Figure II.7: Caractéristiques du moteur asynchrone lors d’une application d’un couple résistant ($C_r=25Nm$ à $t=1s$)

II.8.2. Interprétations des résultants

➤ **Pour la vitesse**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d’environ 0.2 s. La vitesse rotorique s’établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. A l’instant $t= 1s$, l’application de la charge nominale se poursuit d’une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement

➤ **Pour le couple électromagnétique**

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.12s le couple tend vers zéro.

A l'instant $t = 1s$ nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = 25 \text{ N.m}$) nous constatons que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué.

➤ **Pour le courant statorique**

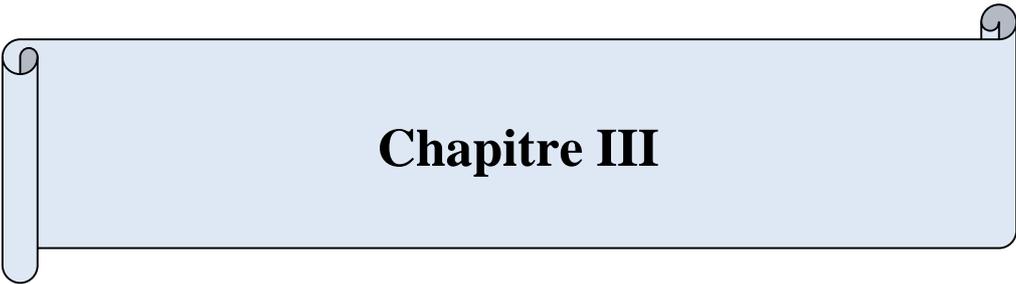
Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 79 A jusqu'à 0.2 s; après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 7A.

A l'instant $t = 1s$, nous constatons que le courant statorique évolue suivant la charge appliquée à l'arbre du moteur.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée, Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique qui représente la machine, dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, à travers l'utilisation de la transformation de Park et le système d'équation d'état.

Le chapitre suivant sera consacré pour la commande DTC.



Chapitre III

III.1. Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. [20], [21]

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

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne, [22].

Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour un MAS, et les résultats de simulation obtenus.

III.2. Principe de la commande DTC

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. [23]

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

III.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée [1]

Pour élaborer la tension triphasée qui attaque le moteur, on fait appel au convertisseur statique figure (III.1). On considère l'alimentation de convertisseur comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de F.E.M égale à $E/2$ connectés à un point noté n_o . En pratique, plusieurs technologies d'interrupteurs sont utilisées, par exemple, des transistors (bipolaires, MOSFET, IGBT) associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage. Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaire. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

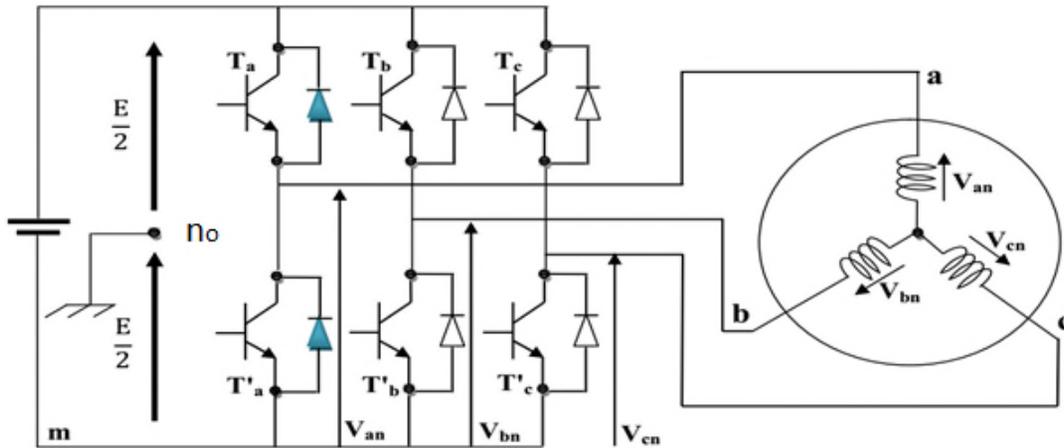


Figure III.1: Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Le rôle du convertisseur représenté dans la figure III.1 est de fournir des tensions alternatives simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} au moteur, à partir d'une tension continue E (fournie par un redresseur ou une autre alimentation continue); les tensions fournies par l'onduleur forment un système triphasé de fréquence et d'amplitude variable.

Le convertisseur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i , les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i = 1$, T_i est passant et T'_i est ouvert ;
- Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T'_i est passant ;
- Avec $i = a, b, c$

La combinaison des différents états du convertisseur donne $2^3 = 8$ cas possibles pour le vecteur de tension V_s dont deux vecteurs nuls (V_0 et V_7) et six vecteurs non nuls. La figure III.2 montre la représentation dans un plan complexe des six vecteurs non nuls qui peuvent être générés par un onduleur triphasé à deux niveaux.

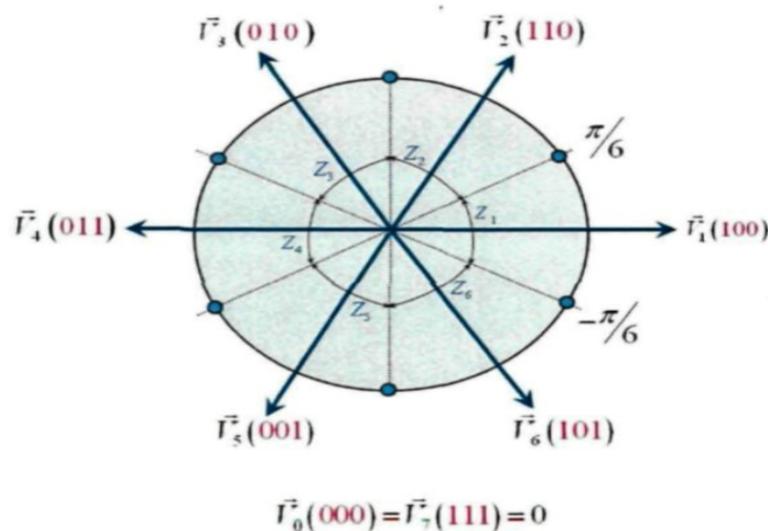


Figure III.2: Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.

Les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle et elles sont définies par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_o} - V_{bn_o} \\ U_{bc} = V_{bn_o} - V_{cn_o} \\ U_{ca} = V_{cn_o} - V_{an_o} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Ce qui nous permettra d'écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_o} - \frac{1}{3}V_{bn_o} - \frac{1}{3}V_{cn_o} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_o} + \frac{2}{3}V_{bn_o} - \frac{1}{3}V_{cn_o} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_o} - \frac{1}{3}V_{bn_o} + \frac{2}{3}V_{cn_o} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Or, les tensions délivrées par les demi-ponts sont données par :

$$V_{an_o} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_a \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T'_a \text{ est fermé} \end{cases}, V_{bn_o} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_b \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T'_b \text{ est fermé} \end{cases}, V_{cn_o} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_c \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T'_c \text{ est fermé} \end{cases}$$

Les tensions simples par rapport au point neutre (n_o), peuvent être écrites sous la forme :

$$V_{in_o} = S_i E - \frac{E}{2} \quad \text{Avec : } i = a, b, c$$

En utilisant la forme vectorielle des tensions, on aura :

$$\begin{cases} V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{an_o} + \alpha V_{bn_o} + \alpha^2 V_{cn_o}) \\ \text{Avec: } \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

D'autre part, on a :

$$V_{sn_o} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} \rightarrow V_s = V_{sn_o} \quad (\text{III.5})$$

Où:

V_{sn_o} : est le vecteur de tension par rapport au point milieu de la tension de l'onduleur.

V_s : est le vecteur de tension par rapport au neutre de la machine.

En introduisant les variables logiques de l'état des interrupteurs, le vecteur de tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) \quad (\text{III.6})$$

Si la charge connectée à l'onduleur triphasé est un moteur asynchrone symétrique et équilibré, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$) et les tensions phase-neutre en fonction des états des interrupteurs peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

La représentation vectorielle de l'équation ci-dessus peut être exprimée par :

$$\overline{V_{sno}} = \overline{V_s} = v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} S_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} S_c) \quad (\text{III.8})$$

III.4. Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique

III.4.1. Principe de contrôle du couple électromagnétique [1]

Les expressions vectorielles de la tension statorique et la tension rotorique de la machine asynchrone dans un référentiel fixe lié au stator sont données par :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \\ \overline{V_r} = 0 = R_r \overline{i_r} + \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} - j\omega_m \overline{\phi_r} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

D'autre part, à partir des expressions des flux dans un repère fixe lié au stator, nous pourrions exprimer l'expression de courant rotorique :

$$\begin{cases} \overline{\phi_s} = L_{ss} \overline{i_s} + M \overline{i_r} \\ \overline{\phi_r} = L_{rr} \overline{i_r} + M \overline{i_s} \end{cases} \Rightarrow \overline{i_r} = \frac{1}{\sigma L_{rr}} \left(\overline{\phi_r} - \frac{M}{L_{ss}} \overline{\phi_s} \right) \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_{ss} L_{rr}} \right) : (\text{coefficient de dispersion}).$$

L'équation (III.9) devient :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{i_s} + \frac{d\overline{\phi_s}}{dt} \\ \frac{d\overline{\phi_r}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_m \right) \overline{\phi_r} = \frac{M}{L_{ss}} \frac{1}{\sigma \tau_r} \overline{\phi_s} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Avec : $\tau_r = \frac{L_{rr}}{R_r}$ (Constante de temps rotorique).

De l'équation (III.11), on peut déduire que :

- il est possible de contrôler le vecteur de flux $\overline{\phi_s}$ à partir du vecteur de tension $\overline{V_s}$ à un terme de chute de tension près ($R_s \overline{i_s}$).
- le vecteur de flux rotorique $\overline{\phi_r}$ suit les variations du flux statorique $\overline{\phi_s}$ avec un petit retard provoqué par la constante de temps $\sigma \tau_r$.

- le rotor de la machine se comporte comme « un filtre de constante de temps $\sigma \tau_r$ » entre le flux statorique et le flux rotorique de la machine asynchrone.

En régime permanent, la deuxième ligne de l'équation (III.11), peut être écrite par :

$$\left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_m\right) \bar{\Phi}_r = \frac{M}{L_{SS}} \frac{1}{\sigma \tau_r} \bar{\Phi}_s \Rightarrow \bar{\Phi}_r = \frac{M}{L_{SS}} \frac{\bar{\Phi}_s}{(1 - j\omega_m \sigma \tau_r)} \quad \text{(III.12)}$$

D'un autre coté le couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_{SS} L_{rr}} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad \text{(III.13)}$$

Cette équation nous montre que le couple électromagnétique dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux ($\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$) et de leur position relative. En même temps, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux statorique Φ_s (à partir de la tension V_s) en module et en position (voir équation III.11 et III.13), on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative du Φ_r et donc le couple. Cela est possible si la période de commande T_s de la tension V_s est suffisamment petite devant la constante de temps $\sigma \tau_r$ ($T_s \ll \sigma \tau_r$).

III.4.2. Principe de contrôle du flux statorique [1]

En considérant le modèle de la machine asynchrone dans un repère fixe lié au stator, l'expression de flux statorique devient :

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad \text{(III.14)}$$

Par intégration, on peut écrire :

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad \text{(III.15)}$$

Nous considérons que le terme ($R_s i_s$) peut être négligé devant la tension V_s (pour les grandes vitesses), on calcule alors :

$$\phi_s(t) \approx \phi_s(0) + \int_0^t V_s dt \quad \text{(III.16)}$$

Sur une période d'échantillonnage T_e les états logiques de commande (S_a , S_b et S_c) restent fixés, ainsi on peut écrire :

$$\phi_s(T_{i+1}) \approx \phi_s(T_i) + V_s T_e \Rightarrow \Delta\phi_s \approx V_s T_e \quad \text{(III.17)}$$

Avec:

- $\phi_s(T_{i+1})$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\phi_s(T_i)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\Delta\phi_s$ est la variation du vecteur de flux statorique ($\phi_s(T_{i+1}) - \phi_s(T_i)$).
- T_e est la période d'échantillonnage.

La relation (III.17) montre que si on applique un vecteur de tension non nul, l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension

appliqué. la figure III.3 illustre ce principe ,en prenant comme exemple le vecteur de tension : $\vec{V}_s = \vec{V}_3$.[24]

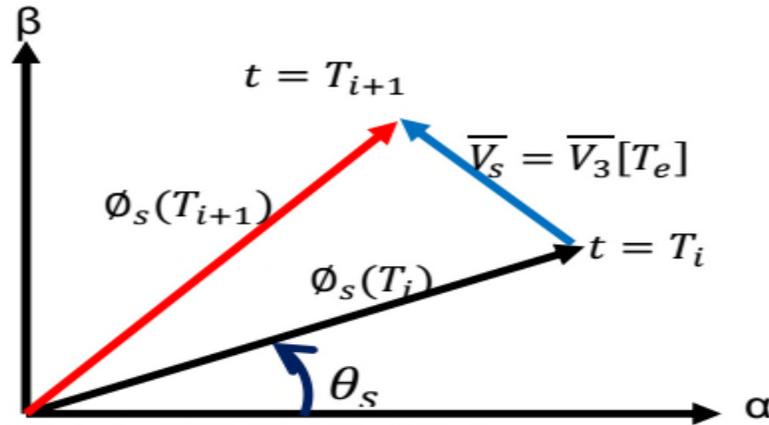


Figure III.3: Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\vec{V}_s = \vec{V}_3$.

La composante radiale (composante de flux) du vecteur de tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle (composante de couple) sur la position du vecteur flux. En choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension, on peut imposer à l'extrémité du vecteur flux de suivre une trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux ϕ_s pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle T_e est de très courte durée par rapport à la période de rotation du flux.

II.4.3. Sélection des vecteurs de tension V_s

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur de tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [25, 27].

Le choix du vecteur de tension \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux Statorique ϕ_s , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution $\vec{\phi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [26].

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls ;

- Si \vec{V}_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît ;
- Si \vec{V}_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît ;
- Si \vec{V}_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît ;
- Si \vec{V}_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît ;

- Si \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative [28].

Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure III.4 :

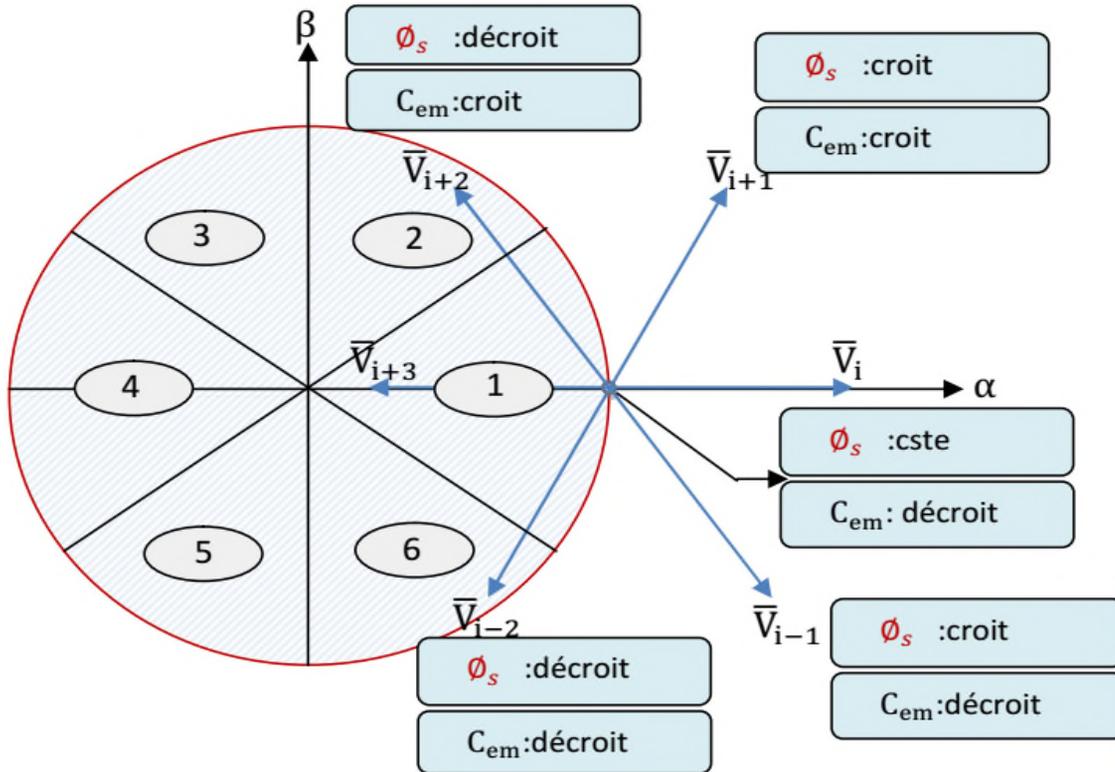


Figure III.4: Choix du vecteur de tension

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

Au début de la zone i , les vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i+2} sont perpendiculaires à $\vec{\phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\vec{\phi}_s$ au début de la zone i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [30]. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\vec{\phi}_s$, dans la zone.

III.5. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique [1]

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

$$\phi_s(t) = \int_0^{T_s} (V_s - R_s i_s) dt \tag{III.18}$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$, soit :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j \phi_{s\beta} \quad (\text{III.19})$$

Le module du flux est donné par :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha}(t) = \int_0^{T_s} (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta}(t) = \int_0^{T_s} (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Les composantes du courant, $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés (i_a i_b i_c) ; ($i_a + i_b + i_c = 0$):

$$\bar{i}_s = \bar{i}_{s\alpha} + j \bar{i}_{s\beta} \quad (\text{III.22})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

On reconstruit les composantes du vecteur de tension à partir de la mesure de la tension continue, et de la connaissance des états des interrupteurs en appliquant la transformation de Concordia :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c)] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Le numéro (N) de la zone dans laquelle se trouve le flux peut être obtenu à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\phi}_s$, est donné par :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.25})$$

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$ et les grandeurs calculées du courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$:

$$C_{em} = P (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.26})$$

III.6. Elaboration des Contrôleurs

III.6.1. Contrôleur de flux à deux niveaux

Le but de contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ dans un maillon circulaire [25], comme le montre la figure III.5, la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($C_{flx}=1$: lorsque l'erreur du flux est positive) ou diminuée ($C_{flx}=0$: lorsque l'erreur du flux est négative).

Ce comparateur permet de respecter :

$$|\phi_{sréf} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

Avec : $\phi_{sréf}$ la consigne de flux et $\Delta\phi_s$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

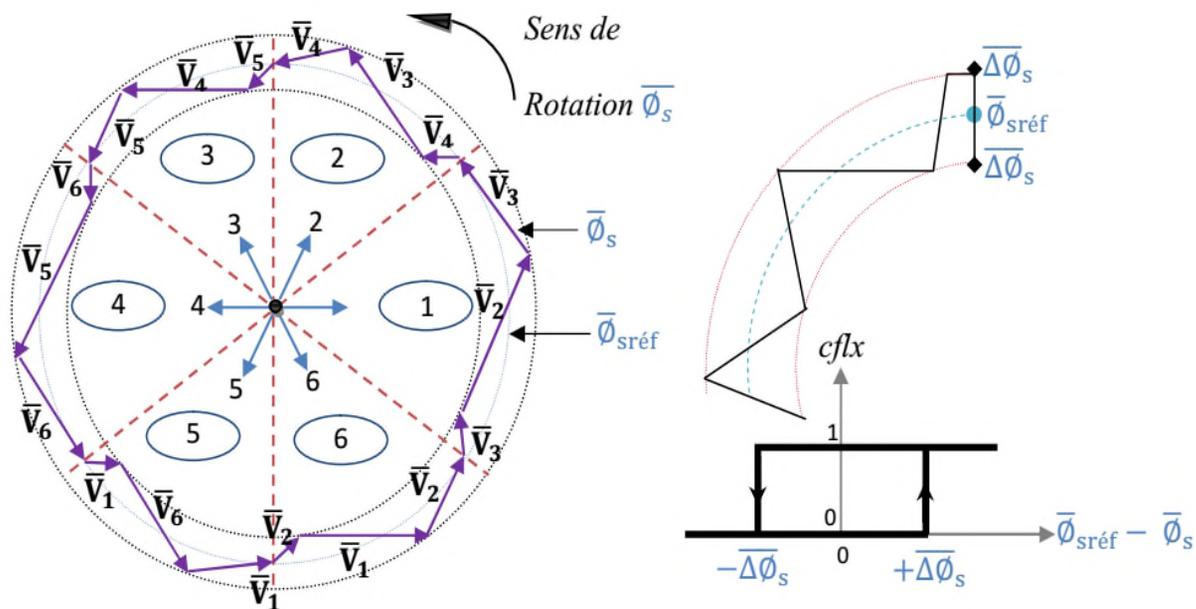


Figure III.5: Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tension correspondants.

III.6.2. Contrôleur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de ϕ_s , n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux ϕ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [30].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en

sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [34].

III.6.3. Contrôleur du couple à trois niveaux

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

La figure II.6 montre l'état de sortie booléenne C_{cpl} du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport au signe du couple de référence $C_{réf}$.

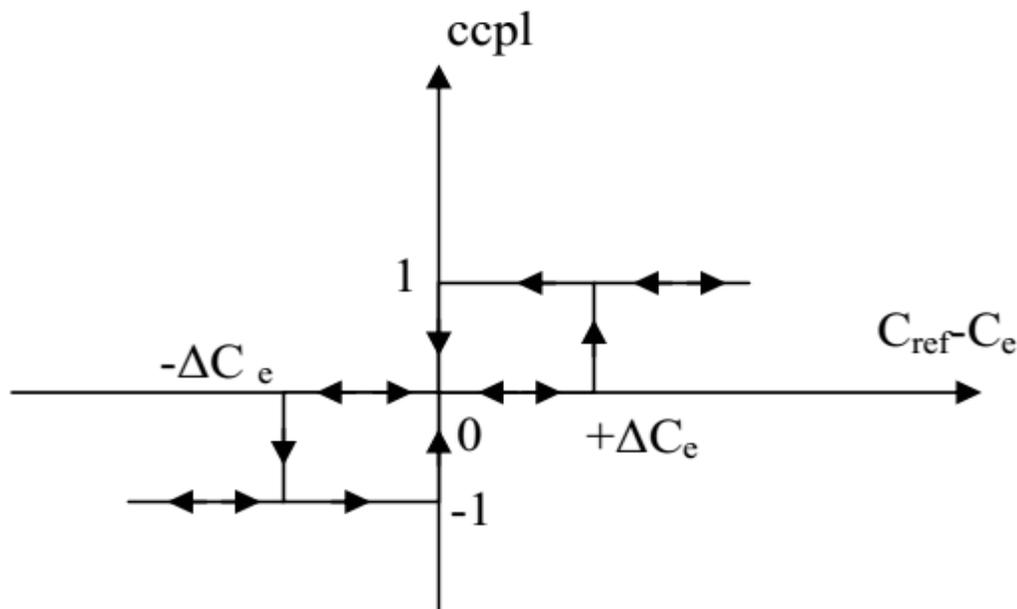


Figure III.6: correcteur du couple à trois niveaux.

Le correcteur du couple à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

III.7. Elaboration de la table de commande

D'Après le principe de la DTC, la sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est effectuée sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple [32].

En considérant le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs \bar{V}_i , \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de $\bar{\phi}_s$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs

$\bar{V}_{i+2}, \bar{V}_{i-2}$ et \bar{V}_{i+3} le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \bar{i}_s$.

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

Tableau III.1: Table de commutation généralisée.

	Augmentation	Diminution
Φ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

III.7.1. Table de commande du flux

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [32].

Tableau III.2: Table de commande du flux

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

III.7.2. Table de commande du couple

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

Tableau III.3: Table de commande du couple

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

III.7.3. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple

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

III.7.3.1. Table de commutation avec les vecteurs de tension actifs

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

Comme on a déjà vu précédemment le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La variation de l'erreur du couple est représentée dans le Tableau III.4:

Tableau III.4: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences non nulles).

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
$C_{flux}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3		
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Niveaux	
$C_{flux}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6		
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Niveaux	

III.7.3.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs de tension nuls

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

Le tableau III.5 représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants.

Tableau III.5: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences nulles).

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

III.8. Structure Générale du Contrôle Direct du Couple

Le schéma bloc de la Figure III.7, représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du couple avec une table de commutation donnée ci-dessus.

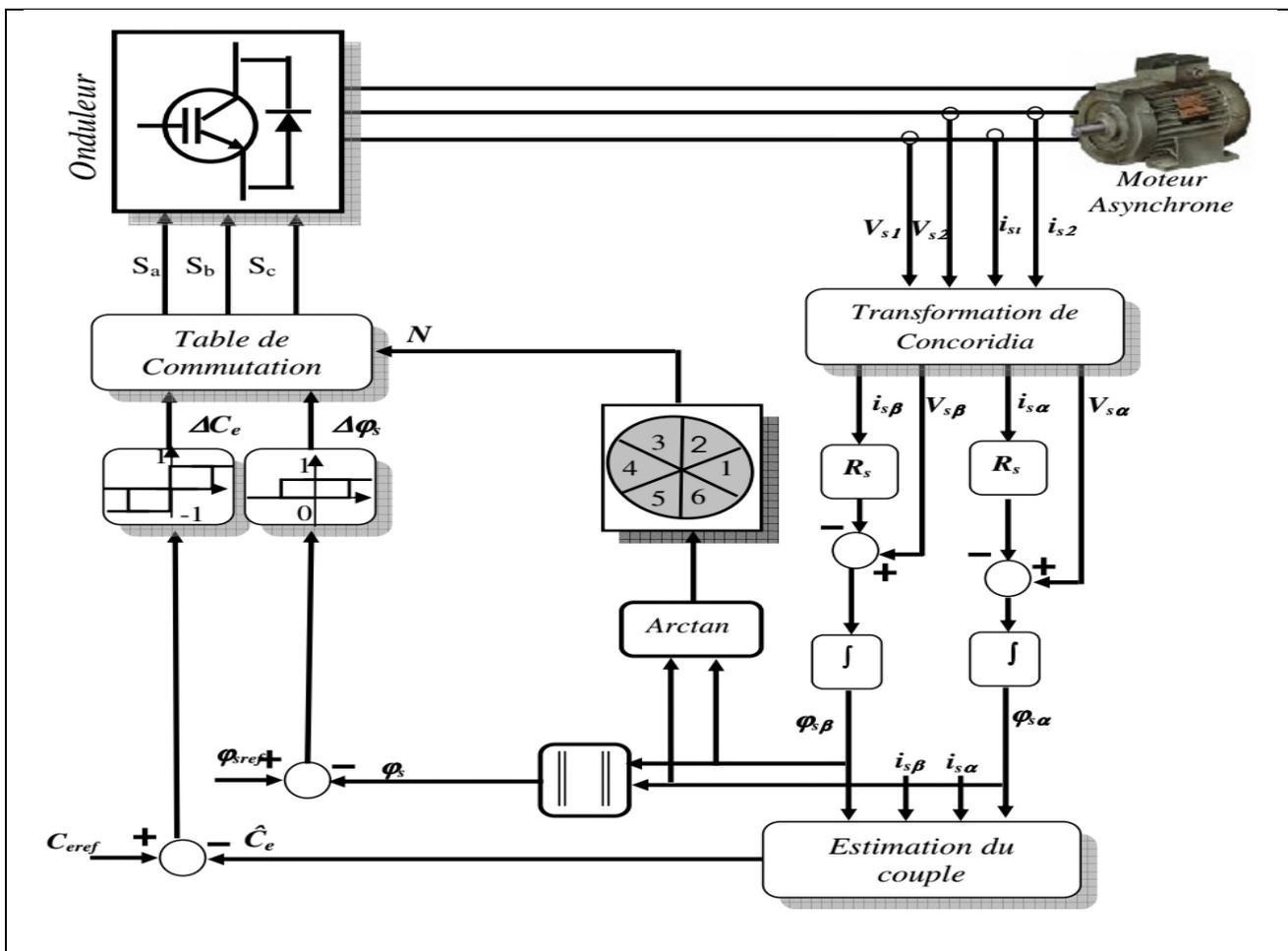


Figure III.7: Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

III.9. Réglage de la vitesse [24]

En générale la régulation (ou asservissement) consiste à agir de façon à ce que une mesure soit égale à une consigne. Cette partie aborde l'étude du correcteur permettant de régler la vitesse.

Le choix des paramètres de ces régulateurs doit être adapté aux performances requises (temps de réponse, dépassement, rejet des perturbations,...) aux impératifs techniques (complexité de commande, immunité aux parasites,...) et aux contraintes économiques. Les correcteurs ont un triple objectif :

- Stabiliser le système en boucle fermée.
- Assurer le suivi des grandeurs de sortie en fonction des consignes.
- Atténuer la variation des sorties en présence de perturbations.

La Figure III.8 montre le schéma bloc du régulateur de vitesse utilisé pour le réglage de vitesse dans la commande directe du couple d'une machine asynchrone.

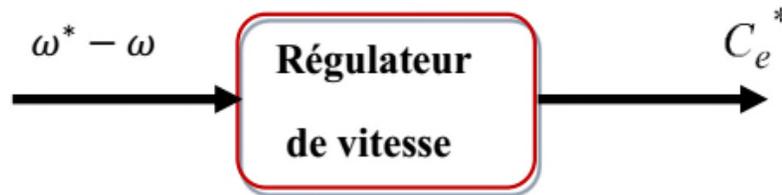


Figure III.8: Schéma fonctionnel d'un régulateur de vitesse

L'erreur de vitesse $\omega^* - \omega$ est introduite dans le régulateur de vitesse afin de générer le couple de commande C_e^* qui est utilisé par les deux stratégies de commande afin de conduire la machine asynchrone vers sa vitesse de référence même en cas de perturbations de charge ou de variations des paramètres de la machine.

III.9.1. Régulateur de vitesse IP

L'avantage major du correcteur IP est la permission de filtrage de la consigne, ce qui améliore fortement la robustesse du système.

À partir de la relation fondamentale de la dynamique :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega$$

Où C_{em} représente le couple électromagnétique produit par le moteur, C_r le couple résistant, J est le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes et f le coefficient de frottement. Cette relation est une équation différentielle dont la variation est la vitesse angulaire du rotor.

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_r} = \frac{1}{(f - J.S)}$$

La figure III.9 montre le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse dont l'action intégrale dans cette structure est avant l'action proportionnelle.

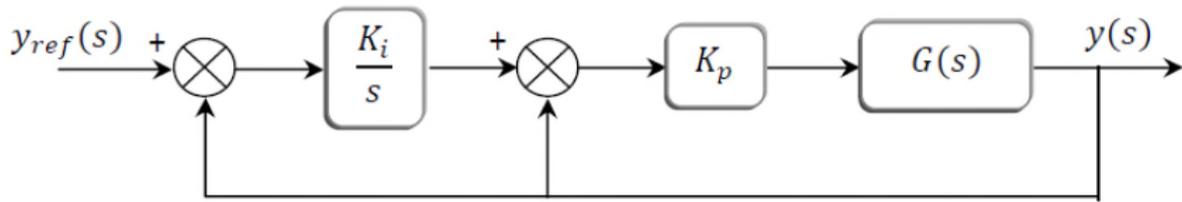


Figure III.9: La structure du régulateur IP

Soit $G(s)$ un système de premier ordre peut être donné par une des fonctions suivant :

$$G(s) = \frac{1}{f+Js}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F(s) = \frac{K_i K_p / J}{s^2 + \frac{K_p}{J} s + \frac{K_i K_p}{J}}$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_p = 2\varepsilon \omega_n J \\ K_i = \frac{\omega_n^2}{2\varepsilon \omega_n J} \end{cases}$$

Pour un coefficient d'amortissement $\varepsilon = 1$ et une pulsation $\omega_n = 14.28$ rad/s, on obtient:

$$K_p = 2, \text{ et } K_i = 7.14$$

III.10. Résultats de simulation

On démarre la machine à vide et à l'instant $t=1$ s, on applique un couple résistant ($C_r=25$ N.m). Les figures ci-dessous présente les résultats de simulation sur 2(s), d'un temps d'échantillonnage $T_e=1e-4$ pour un couple de référence de consigne (obtenu a laide d'un régulateur de vitesse IP) et un flux de référence à 1.2 Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à ± 0.1 N.m et celle du comparateur de flux à ± 0.025 Wb :

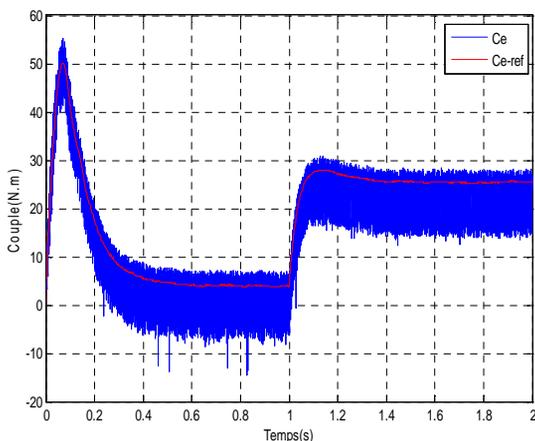


Figure III.10: Réponse du couple électromagnétique

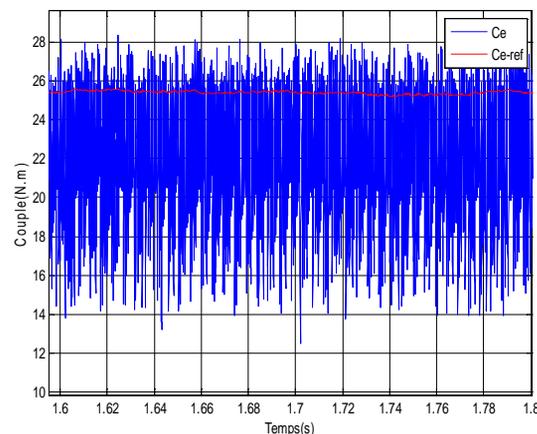


Figure III.11: Loupe du couple ($\tau=62\%$)

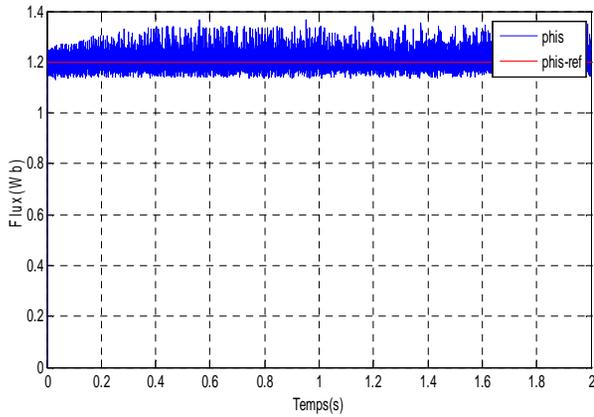


Figure III.12: Réponse du module flux

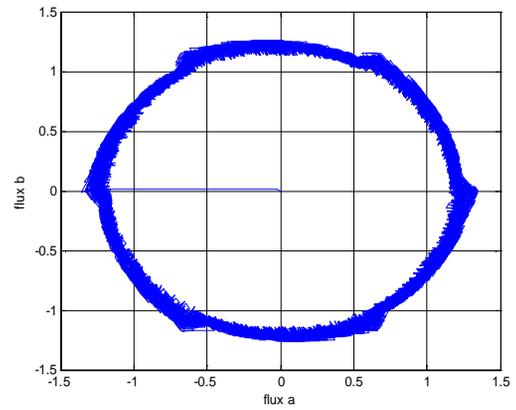


Figure III.13: Réponse du flux statorique

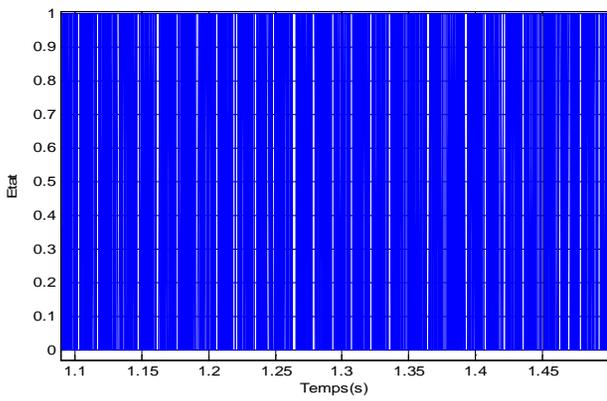


Figure III.14: Signal de commande de Sa

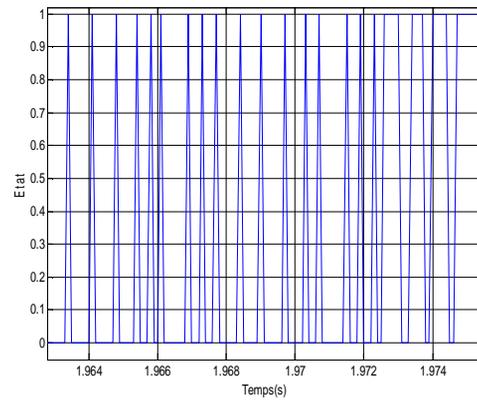


Figure III.15: Loupe de signal de commande de Sa ($f_c=2.5$ kHz)

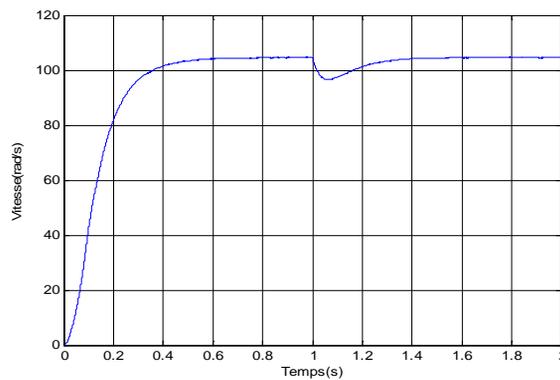


Figure III.16: Réponse de la vitesse

- Dans ce cas de simulation, on observe une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne.
- On remarque aussi que les ondulations du couple dépassent la bande d'hystérésis (figure III.11) avec un taux d'ondulation $\tau=62\%$.

- Par ailleurs, la figure III.12 présente le module du flux statorique qui suit, au régime permanent, sa valeur de référence. La figure III.13 montre l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé(α, β) lors du démarrage. Nous observons des grandes ondulations évoluant de façon symétrique à l'intérieure des bandes d'hystérésis.
- Le signal de commande de l'interrupteur S_a de l'onduleur est donnée par la figure III.14. La fréquence de commutation est variable autour 2.5 kHz ce ci est l'inconvenant majeur de la DTC.
- La vitesse de la machine atteint la valeur maximale à vide (104.6 rad/s), lorsqu'on applique une charge ($C_r = 25 \text{ N.m}$) ; la vitesse diminue mais elle revient à sa valeur précédente grâce au régulateur de vitesse IP.

III.11. Amélioration des performances de la DTC classique

On a vu de ce qui précède que la DTC classique, avec six secteurs, présente des ondulations du flux et du couple. Pour cela, on applique la DTC modifiée avec douze secteurs, qui minimisera ces ondulations.

III.11.1. Le contrôle direct du couple douze secteurs [2]

Dans la DTC classique il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de flux, donc ils ne sont pas utilisés (V_i, V_{i+3}). De même pour la DTC modifiée les deux vecteurs (V_{i+2}, V_{i+5}) ils ne pas aussi utilisés par ce qu'ils introduisent une ambiguïté dans le contrôle de couple. Pour résoudre le problème d'ambiguïté dans le couple et le flux on va diviser la position du flux statorique en 12 secteurs au lieu de 6 secteurs, la où les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur. Cependant, la composante tangentielle du vecteur de tension est très faible par conséquent la variation du couple serai aussi faible, pour cela il faut introduit l'idée de la petite augmentation du couple. La nouvelle partition est donnée par la figure III.17:

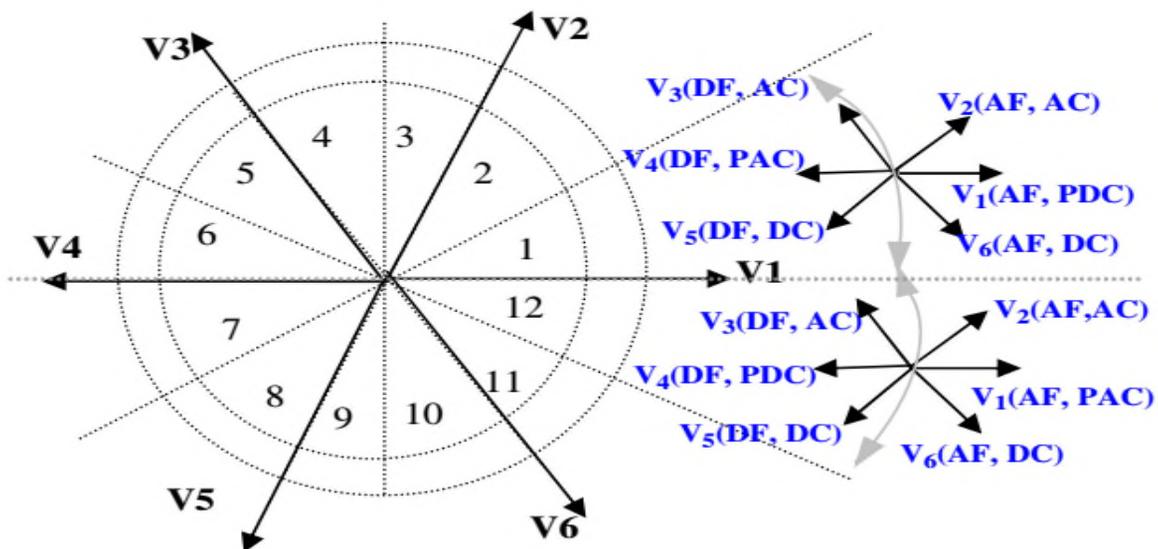


Figure III.17: Représentation des 12 divisions du plan complexe.

Le tableau suivant représente les deux cas où on peut appliquer les six vecteurs de tension :

Tableau III.6: Effet des six vecteurs de tension utilisés dans les secteurs S1 et S12.

S_{12}	Augmentation	Diminution
Flux statorique	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	Augmentation	Diminution
Flux statorique	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
Couple	V_2, V_3, V_4	V_5, V_6, V_1

Pour mieux exploiter ces tensions, on utilise un comparateur à hystérésis à 4 niveaux pour le couple (figure III.18), ce qui permet de définir les petites et grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes vecteurs de tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des zones.

Par exemple, dans le secteur S_{12} :

- Si le vecteur V_1 est sélectionné il produira une grande augmentation du flux et une faible augmentation du couple.
- Si le vecteur V_2 est sélectionné il produira une légère augmentation du flux et une grande augmentation du couple.

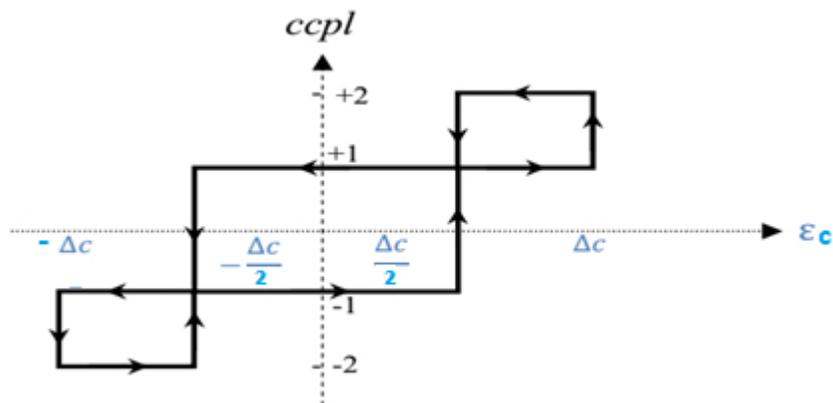


Figure III.18: Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple.

Finalement la table de sélection pour cette technique est donnée par le tableau III.7 :

Tableau III.7: Table de commutation pour le DTC 12 secteurs.

Secteur		S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆	S ₇	S ₈	S ₉	S ₁₀	S ₁₁	S 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 ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	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 ₀	V ₅

C_{cpl}	Commentaires
2	Grande augmentation du couple
-2	Grande diminution du couple
1	Petite augmentation du couple
-1	Petite diminution du couple

C_{flux}	Commentaires
1	Augmentation du flux
0	Diminution du flux

III.11.2. Résultats de simulation

Les résultats obtenus sont donnés par les figures (III.19, III.20, III.21, III.22, III.23, III.24, III.25), pour un couple de référence de consigne (obtenu à l'aide d'un régulateur de vitesse IP) et un flux de référence à 1.2 Wb :

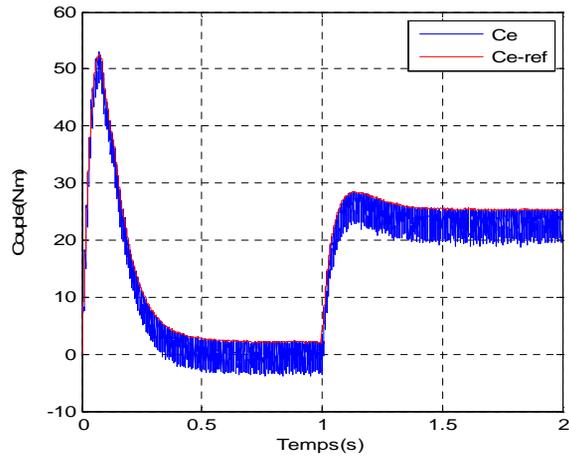


Figure III.19: Réponse du couple.

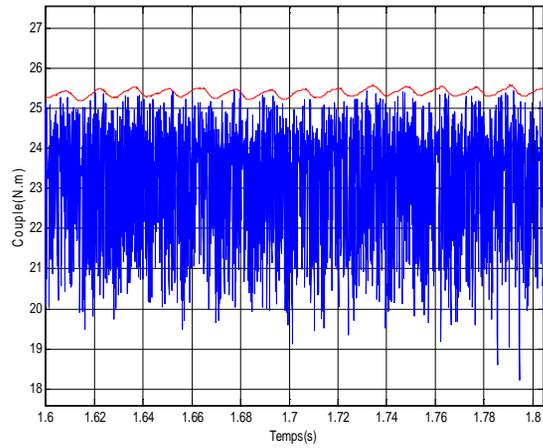


Figure III.20: Loupe du couple ($\tau=22\%$).

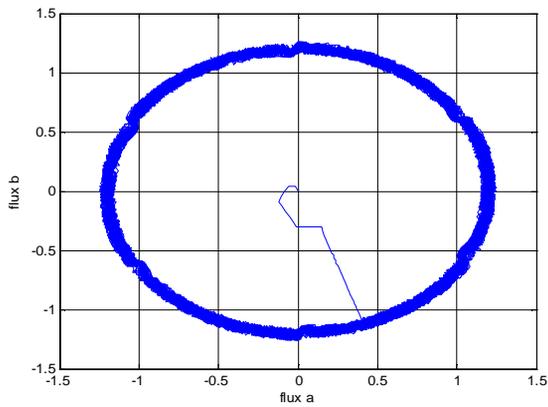


Figure III.21: Réponse du flux statorique.

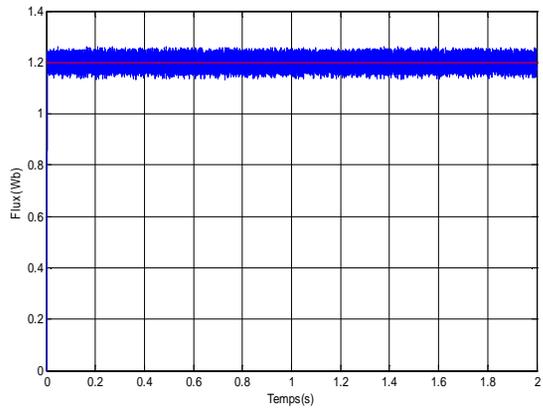


Figure III.22: Réponse du module flux

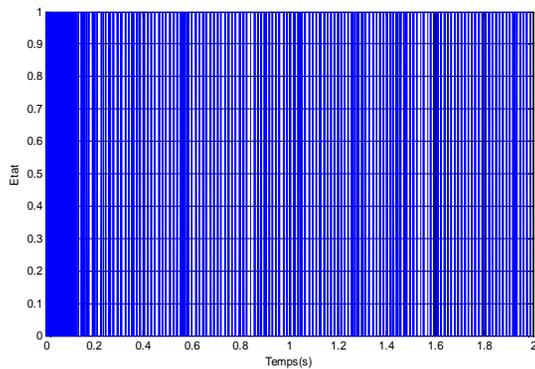


Figure III.23: Signal de commande de S_a .

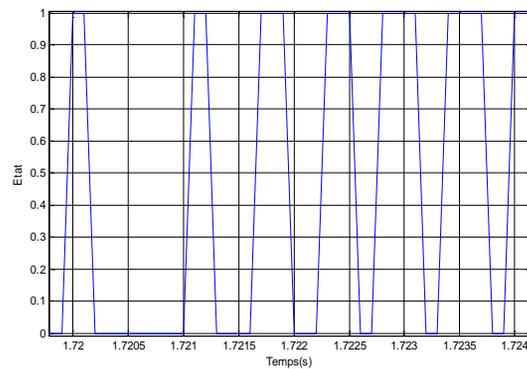


Figure III.24: Loupe de Signal de commande

S_a ($f_c=1.66\text{kHz}$)

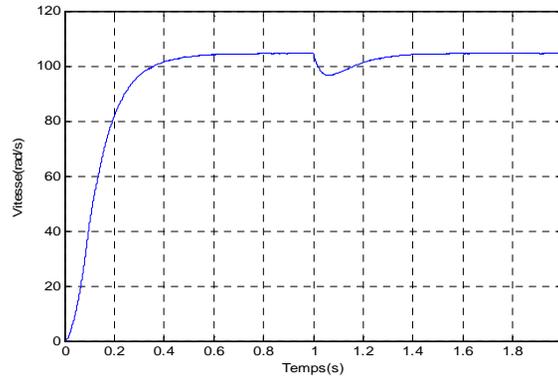


Figure III.25: Réponse de la vitesse

- Dans ce cas de simulation, on observe une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne.
- On remarque aussi que les ondulations du couple diminuent (figure III.20), avec un taux d'ondulation $\tau=22\%$ moins que celui de la DTC classique.
- D'après la figure III.22 on remarque bien que le flux statorique s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique avec une réduction des oscillations sur leur module, ce qui est bien montré sur la figure III.21 où la trajectoire du vecteur flux statorique est presque circulaire.
- Le signal de commande de l'interrupteur S_a de l'onduleur est donnée par la figure III.23. La fréquence de commutation est variable autour 1.66 kHz.
- La vitesse de la machine varie de même façon que celle de la DTC classique.

III.11.3. Le contrôle direct du couple douze secteurs avec une bande proportionnelle à la référence. [33]

La méthode de contrôle du couple par hystérésis consiste à maintenir le couple dans une bande fixe autour de sa référence. L'originalité de la méthode proposée réside dans le choix adéquat de la bande à hystérésis. Dans ce travail, on a opté pour une bande proportionnelle à la référence du couple.

A partir de la référence du couple C_{e-ref} , on génère deux limites (inférieure (C_{e-min}) et supérieure (C_{e-max})) tel que :

$$\begin{cases} C_{e-min} = C_{e-ref} - \Delta C_{eb} \\ C_{e-max} = C_{e-ref} + \Delta C_{eh} \end{cases}$$

Pour cela, on utilise deux amplificateur k_h et k_b avec :

$$\begin{cases} C_{e-min} = k_b * C_{e-ref} \\ C_{e-max} = k_h * C_{e-ref} \end{cases}$$

On obtient :

$$\begin{cases} \Delta C_{eb} = (1 - k_b) C_{e-ref} \\ \Delta C_{eh} = (k_h - 1) C_{e-ref} \end{cases}$$

Les quantités $(1 - k_b)$ et $(k_h - 1)$ permettent de fixer le taux de pourcentage de la bande, par rapport à la référence du couple C_{e-ref} :

$$\begin{cases} K_h = 1.1 \text{ on obtient : } \Delta C_{eh} = 10\% C_{e-ref} \\ K_b = 0.9 \text{ on obtient : } \Delta C_{eb} = -10\% C_{e-ref} \end{cases}$$

De cette façon, on peut ajuster indépendamment la bande à hystérésis, dans la suite de notre travail, nous considérons une bande symétrique, c'est-à-dire :

$$\Delta C_{eh} = \Delta C_{eb} = \Delta C_e$$

III.12. Résultats de simulation

Les résultats obtenus sont donnés par les figures (III.26, III.27, III.28, III.29, III.30, III.31, III.32), pour une bande proportionnelle à la référence de $\pm 10\%$ du couple de référence (C_{e-ref}) :

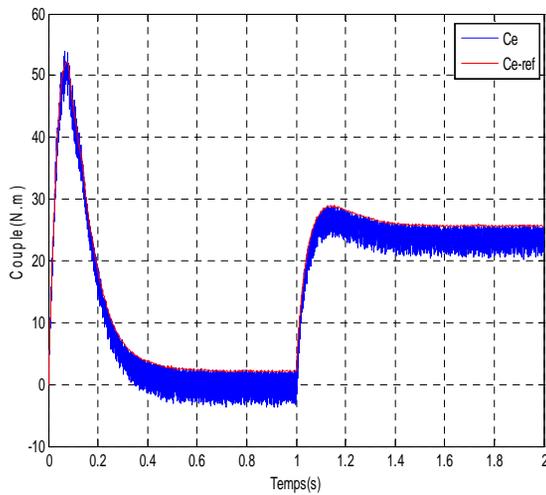


Figure III.26 : Réponse du couple

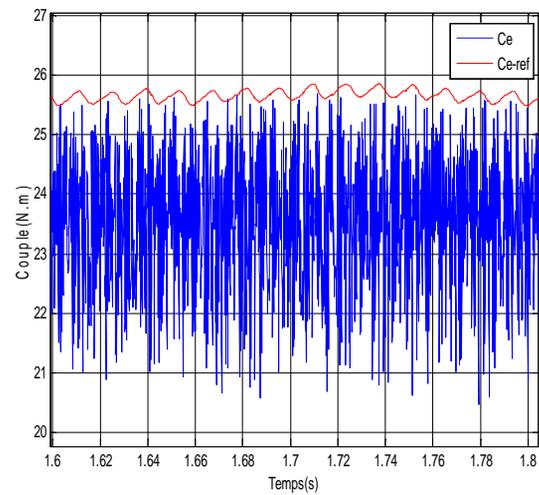


Figure III.27: Loupe du couple ($\tau=19\%$)

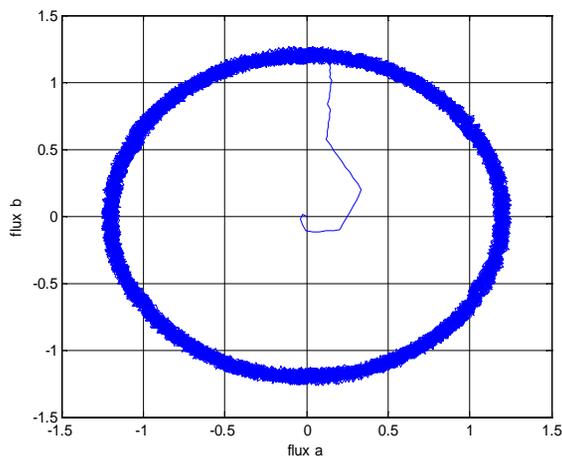


Figure III.28: Réponse du flux statorique.

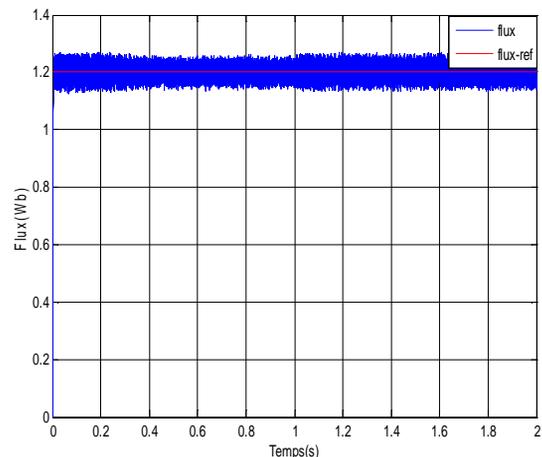


Figure III.29: Réponse du module flux.

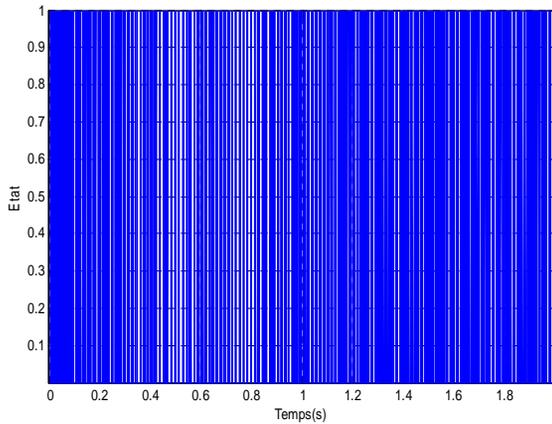


Figure III.30: Signal de commande de Sa.

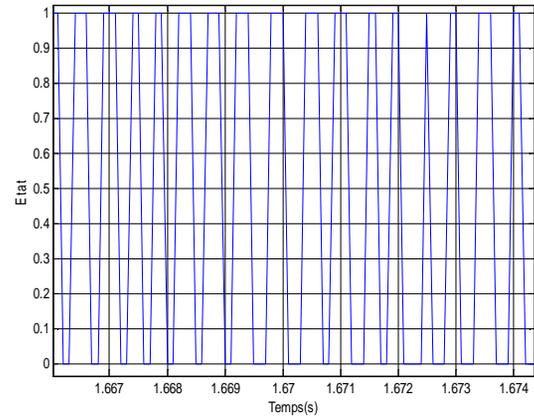
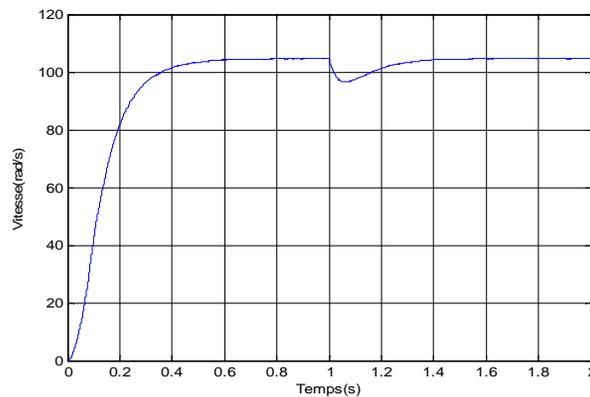
Figure III.31: Loupe de Signal de commande de Sa ($f_c=1.25$ khz)

Figure III.32: Réponse de la vitesse

- D'après la figure III.26 ; on observe une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne.
- On remarque aussi que les ondulations du couple diminuent (figure III.27), avec un taux d'ondulation $\tau=19\%$ moins que celui de la DTC classique et de la DTC 12 secteurs.
- D'après la figure III.29 on remarque bien que le flux statorique s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique avec une réduction des oscillations sur leur module, ce qui est bien montré sur la figure III.28 où la trajectoire du vecteur flux statorique est parfaitement circulaire.
- Le signal de commande de l'interrupteur Sa de l'onduleur est donnée par la figure III.30. La fréquence de commutation est variable autour 1.25 kHz.
- La vitesse de la machine varie de même façon.

III.13. Effet de la bande d'hystérésis (bande proportionnelle) sur la fréquence de commutation et le taux d'ondulation

Pour montrer l'influence la largeur de la bande..... sur la fréquence de commutation et le taux d'ondulation, nous traçons un tableau pour les différentes largeurs de la bande, pour une valeur de flux de ± 0.025 Wb :

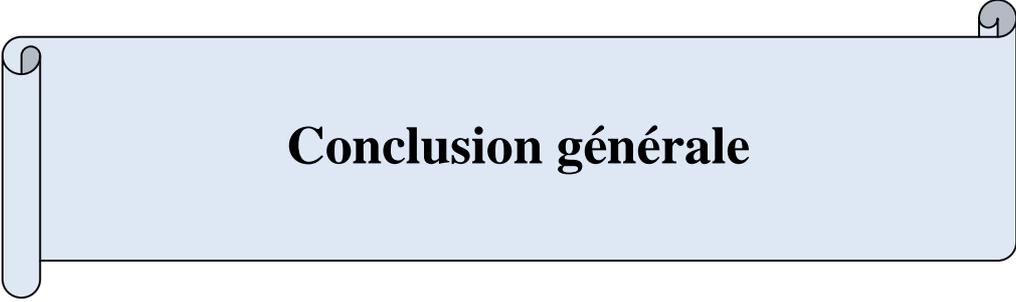
Tableau III.8: Effet de la largeur de la bande sur la fréquence de commutation et le taux d'ondulation.

$\Delta c(\%)$	± 2.5	± 5	± 10	± 20	± 40
f_c (khz)	1.66	1.40	1.25	1.15	1.05
$\tau(\%)$	18	18.5	19	29	40

- Nous remarquons à travers le tableau que : en augmentant la bande, la fréquence de commutation diminue et le taux d'ondulation augmente. Donc l'amélioration de la fréquence ou du taux d'ondulation est obtenue en détriment l'autre.

III.14. Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande DTC. Quelques techniques d'améliorations des performances de la DTC classique ont été étudiées telle que la DTC douze secteur, la DTC par une bande proportionnelle. Les résultats ont donné de bonnes performances par rapport à ceux obtenus avec la DTC classique, car ces stratégies de commande nous ont permis de réduire les ondulations du couple, flux, et la fréquence de commutation.



Conclusion générale

Conclusion générale

Dans le cadre de ce mémoire, nous avons présentés une structure de commande par un contrôle directe du couple (DTC) de la machine asynchrone. Cette structure de commande est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique de MAS à travers les deux grandeurs mesurées tension et courant, et la valeur nominale de la résistance stratorique qui est le seul paramètres de la machine utilisé dans cette estimation.

Cependant, l'objectif de ce travail est l'élaboration d'une commande directe du couple DTC améliorée d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux.

Dans le premier chapitre, on a décrit les différentes stratégies de commande de la machine asynchrone (commande scalaire, commande vectorielle et la DTC).

Dans le deuxième chapitre, on a présenté la modélisation de la machine asynchrone. Le système d'équations dans le repère abc est à coefficients variables dans le temps. Ce qui rend sa résolution complexe et difficile. Pour remédie à ce problème, on fait appel à la transformation de Park pour avoir un système d'équations différentielles à coefficients constants. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail.

Des simulations ont été effectuées sur le modèle obtenu qui traduit facilement le fonctionnement de la machine.

Dans le troisième chapitre, une étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple (DTC) ainsi quelques techniques d'améliorations des performances de la DTC classique ont été étudiées telle que la DTC douze secteur (DTC_12), DTC par une bande proportionnelle, où l'amélioration des performances (taux d'ondulation et fréquence de commutation) a été confirmée par simulations.

Références bibliographiques

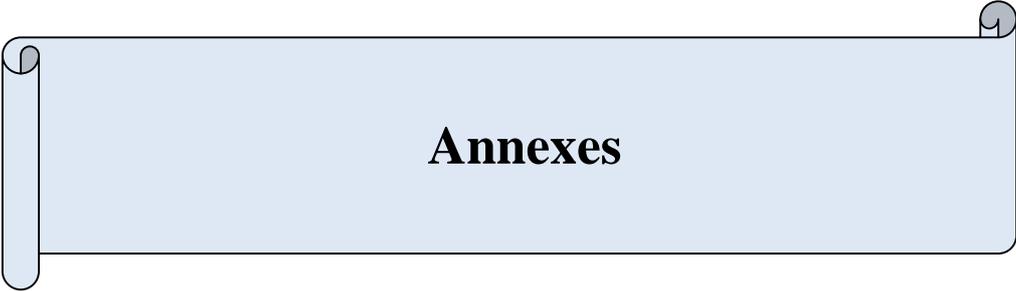
- [1]: Ammar Benzaïoua « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée » Thèse doctorat en ingénierie à Québec avril 2014.
- [2]: Toufouti Riad « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone » Thèse doctorat à Constantine 2008.
- [3]: Leonhard W « Control of Machines with the Help of Microelectronics », Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [4]: G. Grellet, G. Clerc « Actionneurs électriques », Editions Eyrolles, 1997.
- [5]: F. Blaschke, « The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine », Siemens Review , 1972, vol.39, N°4, pp.217-220.
- [6]: Brian Heber, Longya Xu, and Yifan Tang, « Fuzzy Logic Enhanced Speed Control of an Indirect Field-Oriented Induction Machine Drive », IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, No. 5, September 1997.
- [7]: Ludtke, I., Jayne M. G. « A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives », Seventh International Conference on electrical Machines and Drives, 11-13 September 1995, University of Durham, UK.
- [8]: Rong-Jong Wai, Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin, « Robust Decoupled Control of Direct FieldOriented Induction Motor Drive Industrial Electronics », IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June 2005 Page(s): 837 – 854.
- [9]: Takahashi, I. Ohmori, Y., «High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor », Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2, on page(s): 257-264.
- [10]: M. Depenbrock, « Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine », IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N°. 2, October 1988.
- [11]: Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim, « Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004.
- [12]: N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim, « Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine », Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.
- [13]: Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A «FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control », Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.

Références bibliographiques

- [14]: Heath Hofmann, Seth R. Sanders, « Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach », IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- [15]: G.Séguier, F.Notelet, « Electrotechnique industrielle », Editions Techniques & Documentations 3eme tirage Paris 1981.
- [16]: J.Lessenne, F.Notelet, G.Séguier « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Editions Techniques & Documentations, Paris 1981.
- [17]: Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » tome 1, Editions Sciences Hermes, 2000.
- [18]: J.P.Hautier, J.P.Caron « modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris 1995.
- [19]: Yves MORTUREUX « Arbres de défaillance, des causes et d'événement », Technique de l'ingénieur, traité CD-ROM Sécurité et gestion des risques, SE 4 050.
- [20]: I. Takahashi and T. Noguchi, «A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of Induction Motor», IEEE Trans. Ind. Electron, IE-22, Sept. /Oct. 1986.
- [21]: I. Takahashi and. S. Asakawa, «Ultra-Wide Speed Control of Induction Motor Covered 10A6 range», IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25: 227-232, 1987.
- [22]: T.G. Habetler and D.M. Divan, «Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation», IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.
- [23]: L. Baghli, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques », Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [24]: HECHLEF MOHAMMED, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat, Département d'Electrotechnique Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbès, 05/10/2017.
- [25]: T.G. Habetler and D.M. Divan, «Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation », IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.
- [26]: A. Elbacha, M.T. Lamchichi, M. Cherkaoui, « Contrôle Direct de Couple d'une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse avec Anti-Emballément », Physical and chemical News ISSN 1114-3800 pp. 128-134, 2006.
- [27]: M. Depenbrock, «Direct self – control (DSC) of inverter – fed induction machine», IEEE Trans. Power Electronics, Vol.3, N° 4, Oct 1988, PP.420-829.
- [28]: Z. Rabah, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux», Thèse de Doctorat de l'EMP, 2007.

Références bibliographiques

- [29]: H.Ziane « Commande vectoriel des machines asynchrones à aimant permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique» Thèse de magistère, Bejaia. 2001.
- [30]: Y. A Chapuis, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique », Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.
- [31]: B.Malika, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Thèse de magistère, Batna 2006.
- [32]: T.G. Habetler and D.M. Divan, «Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation», IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.
- [33] : K.OUARI, « Commande robuste de la vitesse des machines électrique alimentées par convertisseurs statiques », thèse magister à Bejaia 1998.



Annexes

Annexe A

Les Paramètres de la machine asynchrone :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_{ss}	Inductance statorique	0.1554	H
L_{rr}	Inductance rotorique	0.1554	H
M	Inductance mutuelle cyclique	0.15	H
J	Moment d'inertie	0.07	Kg. M ²
f	Coefficient de frottement	0	N.m/rad/sec
P	Nombre de Paire de pôles	2	
C_n	Couple nominal	25	N.m
Ω_n	Vitesse nominal	148	Rad/sec
N_n	Vitesse nominal	1414	Tr/min

Annexe B

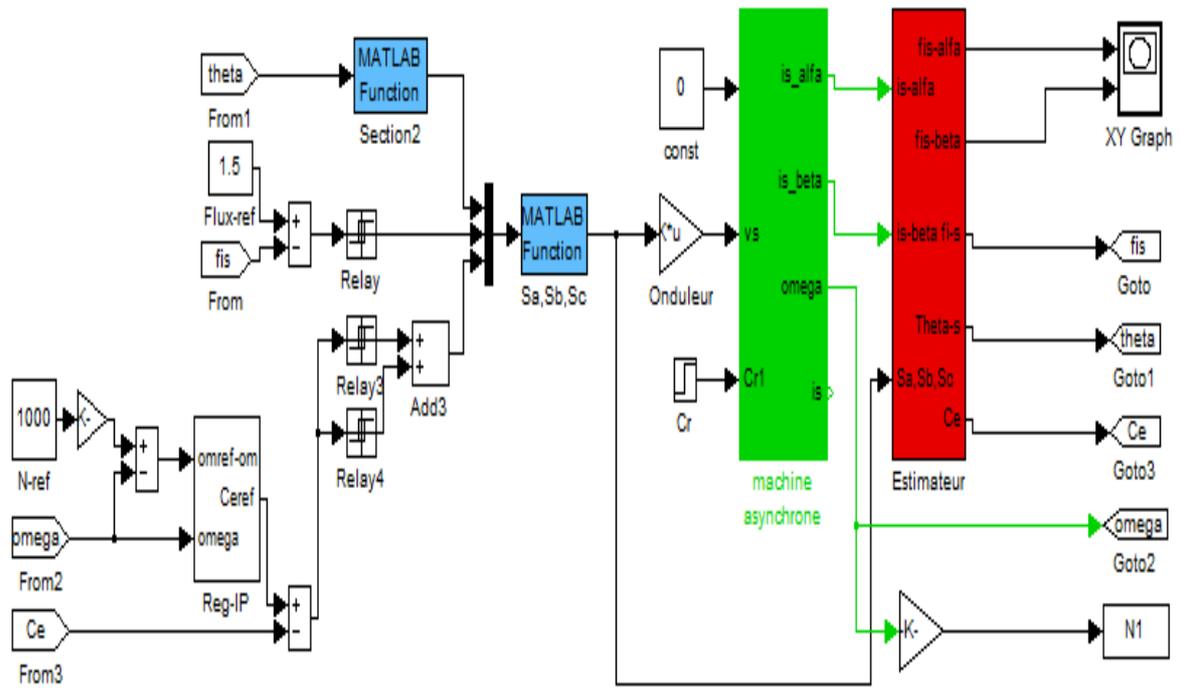


Schéma block de la commande (DTC) d'une MAS en Simulink