

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abderrahmane Mira - BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique
Spécialité Electromécanique

Mémoire de fin de cycle

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

Commande prédictive-DTC d'une machine asynchrone.

Réalisé par :

- **Akkouche Toufik**
- **Bordjah Ouail**

Encadré par :

Mr. Ouari Kamel

Année universitaire 2021/2022

REMERCIEMENTS

Nous exprimons nos sincères remerciements à monsieur OUARI KAMEL qui a proposé et dirigé ce projet, pour son entière disponibilité et ses nombreux conseils tout au long de nos travaux.

Nos plus vifs remerciements s'adressent également aux membres du jury qui ont bien accepté de juger ce travail.

Nous tenons à remercier aussi tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Enfin, que toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, trouve ici l'expression de nos sincères remerciements.

DEDICACES

DEDICACES

*Je dédie ce modeste travail aux êtres qui me sont très chers.
A mes parents, mon frère Fares et mes sœurs Thanina et mon
ange Chaima et à toute ma famille.*

A Toufik Akkouche mon binome.

*A ma famille universitaire (Chaabane, Slimane, Idir, Massi,
Nassim et Cherif Bordjah, Celina, Amine Beldjoudi, Lotfi
Soualmi).*

Et spéciale dédicaces à Nanou et Aymen.

Ouail Bordjah,

Béjaia le 22/09/2022

DEDICACES

Ce projet de fin d'étude est dédié à mes parents qui m'ont toujours soutenu et motivé dans mes études. Ce travail représente l'aboutissement de leurs encouragements et leur soutien.

Je le dédie aussi à mes frères, Yanis et Rayane. Mes sœurs Hanane et Imane. Ainsi qu'à toute ma famille.

A Romaissa, qui a toujours été là pour moi.

Je n'oublie pas bien sûr toutes ces personnes qui au fil du temps sont devenues ma famille, et sans qui ces années de fac aurait été fade et triste (Idir, Massimiliano, Ouail, Amine, ...).

A mon encadrant Mr Ouari Kamel.

*Toufik Akkouche,
Béjaia le 22/09/2022*

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Remerciements	I
Dédicaces.....	II
Sommaire	V
Liste des tableaux.....	IX
Liste des figures.....	X
Introduction.....	1

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.1. Introduction	5
I.2. Description.....	5
I.3. Hypothèses simplificatrices	6
I.4. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil	7
I.4.1. Equations électriques	7
I.4.2. Equations magnétiques	8
I.4.3. Equations mécaniques	9
I.5. Repères de référence.....	9
I.6. Transformations Triphasé-Biphasé.....	10
I.6.1. Transformation de Clarke	11
I.6.2. Transformation de Park	12
I.7. Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel tournant	13
I.8. Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator.....	15
I.10. Conclusion	15

Chapitre II : Commande DTC de la machine asynchrone

II.1. Introduction	17
II.2. Principe de la commande DTC	17
II.3. Avantages et inconvénients de la DTC	18
II.3.1. Avantages	18
II.3.2. inconvénient	18
II.4. Fonctionnement et structure d'un onduleur triphasé	19
II.5. Commande de l'onduleur triphasé	22
II.6. Contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique	22
II.6.1. Principe de contrôle du couple électromagnétique	22
II.6.2. Principe de contrôle du flux statorique	23
II.6.3. Sélection des vecteurs de tension $\square \square$	25
II.7. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	26
II.7.1. Estimation du flux statorique	26
II.7.2. Estimation du couple électromagnétique	27
II.8. Elaboration des Contrôleurs	27
II.8.1. Contrôleur de flux à deux niveaux	27
II.8.2. Contrôleur du couple à deux niveaux	28
II.8.3. Contrôleur du couple à trois niveaux	28
II.9. Elaboration de la table de commande	29
II.9.1. Table de commande du flux	30
II.9.2. Table de commande du couple	30
II.9.3. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple	30
II.9.3.1. Table de commutation avec les vecteurs de tension actifs	30
II.9.3.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs de tension nuls	31

II.10. Structure Générale du Contrôle Direct du Couple	32
II.11. Réglage de la vitesse	32
II.11.1. Régulateur de vitesse PI	33
II.12. Résultats de simulation.....	34
II.13. Conclusion.....	36

Chapitre III Commande prédictive non linéaire

III.1. Introduction.....	38
III.2. Principe de la commande prédictive non linéaire (CPN).....	38
III.3. Application de la commande DTC au moteur asynchrone	42
III.3.1. Synthèse du régulateur prédictif de vitesse.....	42
III.4. Résultats de simulation	43
III.5. Conclusion	46

Conclusion et perspectives	47
---	-----------

Annexe.....	49
--------------------	-----------

Bibliographie	54
----------------------------	-----------

LISTES DES TABLEAUX

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1. Table de commutation généralisée.....	11
Tableau II.2. Table de commande du flux	22
Tableau II.3. Table de commande du couple	22
Tableau II.4. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences non nulles).....	22
Tableau II.5. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec séquences nulles)	33

LISTES DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

Figure I.1. Vue éclatée d'une machine asynchrone	07
Figure I.2. Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée	09
Figure I.3. Repères et représentation du flux rotorique et du courant statorique comme vecteurs spatiaux	09
Figure I.4. Structure diphasée de la machine asynchrone dans le repère (d-q)...	10
Figure I.5. Circuit équivalent de la machine asynchrone dans un référentiel tournant (d, q).....	13
Figure II.1. Stratégie de la commande DTC.....	14
Figure II.2. Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux	15
Figure II.3. Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\vec{V}_s = \vec{V}_3$	16
Figure II.4. Choix du vecteur de tension	17
Figure II.5. Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tension correspondants	18
Figure II.6. Correcteur du couple à trois niveaux.....	19
Figure II.7. Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple	19
Figure II.8. Schéma fonctionnel d'un régulateur de vitesse.....	20
Figure II.9. La structure du régulateur PI.....	20
Figure II.10. Réponse de la vitesse	21
Figure II.11. Réponse du Couple électromagnétique.....	22
Figure II.12. Réponse du flux statorique	23
Figure III.1. Principe de la commande prédictive	38
Figure III.2. Structure de la commande à modèle interne.....	39
Figure III.3. Schéma synoptique de la commande prédictive DTC appliquée pour une machine asynchrone	42
Figure III.4. Réponse du courant statorique	44
Figure III.5. Réponse de la vitesse.....	44
Figure III.6. Zoom sur la trajectoire de la vitesse de rotation	45
Figure III.7. Réponse du couple électromagnétique	45
Figure III.8. Réponse du flux statorique	46

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Ce mémoire décrit la modélisation, la simulation, et la mise en œuvre d'une commande directe du couple d'une machine asynchrone triphasée.

La MAS jugée sur sa polyvalence, sa simplicité, et son efficacité reste l'une des meilleures inventions des siècles derniers. Ce n'est pas uniquement un convertisseur électromécanique d'une conception magnifique, mais aussi l'un des plus importants (si ce n'est le plus important), puisque près d'un tiers de l'énergie électrique produite à travers le monde est convertie en énergie mécanique par le biais des machines à induction [1].

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 [2, 3, 4].

Récemment, les techniques de contrôle de la machine asynchrone (moteur à induction) ont prit une importance majeure dans de nombreuses applications industrielles. L'avancement technologique dans le domaine de l'électronique de puissance, et les progrès de l'informatique industrielle, permettent de développer des stratégies de commande avancées pour les machines électriques.

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...etc, ainsi que le contrôle direct de couple « DTC » (Direct Torque Control). Afin d'obtenir une bonne dynamique du couple et une réponse du flux satisfaisante, la commande directe du couple est souvent mise en place [5, 6, 7].

La DTC a été développée au milieu des années 80 par Takahashi. La société ABB a été la première et l'unique entreprise qui a introduit sur le marché un moteur électrique basé sur la DTC en 1995.

La DTC permet (comme la FOC ou Flux Oriented Control) de contrôler instantanément et de façon découplée, le flux et le couple électromagnétique. Elle est basée sur l'application directe d'une séquence de commande optimale 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.

Cette méthode permet de maintenir le couple électromagnétique, et le flux statorique dans des bandes à hystérésis préalablement choisies. Ce type de commande permet

d'avoir de très bonnes performances dynamiques en ce qui concerne le couple, et très peu de pertes dû aux harmoniques [8].

La commande prédictive est née vers les années 1970 et elle s'est développée de manière appréciable, que ce soit dans le domaine de la recherche en automatique et ingénierie ou dans le domaine des applications industrielles [9, 10]. Les premiers succès de la commande prédictive ont été réalisés dans le domaine des systèmes à dynamique lente, mais avec l'évolution de la technologie numérique et le progrès des logiciels utilisés, elle s'est faite une place dans la commande des procédés en raison de sa performance et de sa fiabilité [10, 11].

La commande prédictive non-linéaire de la machine asynchrone, vise à obtenir une meilleure poursuite des trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations [7].

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE

ASYNCHRONE TRIPHASÉE

CHAPITRE I

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

I.1. Introduction :

Les machines électriques asynchrones sont les générateurs de force motrice les plus répandus dans les applications ménagères, commerciales, et industriels. On les utilise de façon continue depuis leur invention par Tesla et Ferraris en 1889. Il existe plusieurs types de machines électriques qui se différencient entre elles par leurs principes de fonctionnement, leurs vitesses, et leurs constructions [12]. La machine présentée dans ce chapitre est la machine asynchrone à cage d'écureuil qui est la plus utilisée dans l'industrie.

Le chapitre commence par une description de la machine asynchrone triphasée et la mise en place des repères de référence, suivi d'un rappel sur les transformations de coordonnées (*Clarke, Park*). Un modèle mathématique basé sur un circuit équivalent de la machine asynchrone est présenté, dans un repère de champ tournant (d, q), puis dans un repère fixe lié au stator (α, β).

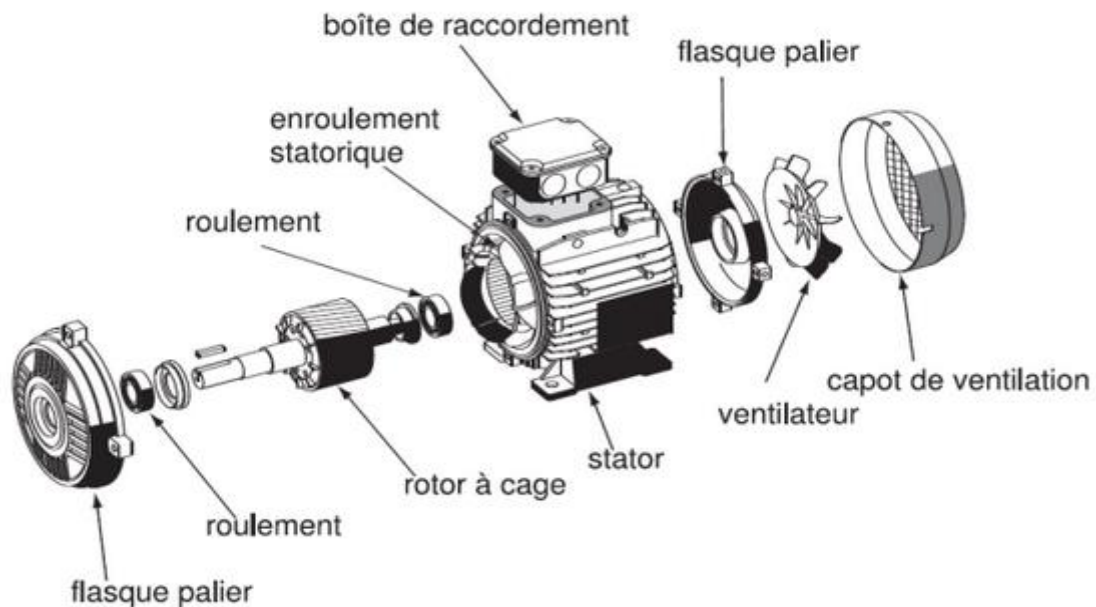


Figure I.1. Vue éclatée d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.2. Description :

Le principe de fonctionnement des MAS se base sur l'interaction entre des courants inducteurs et des courants induits. Dans ce cas la MAS est aussi de ce fait dénommée machine à induction.

Comme le montre le schéma de la figure (I.1), la machine asynchrone triphasée comporte une partie fixe, dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible taux de

perte, supportant des bobinages symétriques triphasés alimentés en courant alternatif triphasé. Une partie mobile, dite rotor, n'est pas alimentée, elle est en court-circuit et elle peut être de deux sortes :

- Bobinée (à bagues) munie d'un enroulement généralement triphasé connecté à des bagues sur lesquelles frottent des balais.
- À cage d'écureuil, formée d'un ensemble de baguettes conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux circulaires [7].

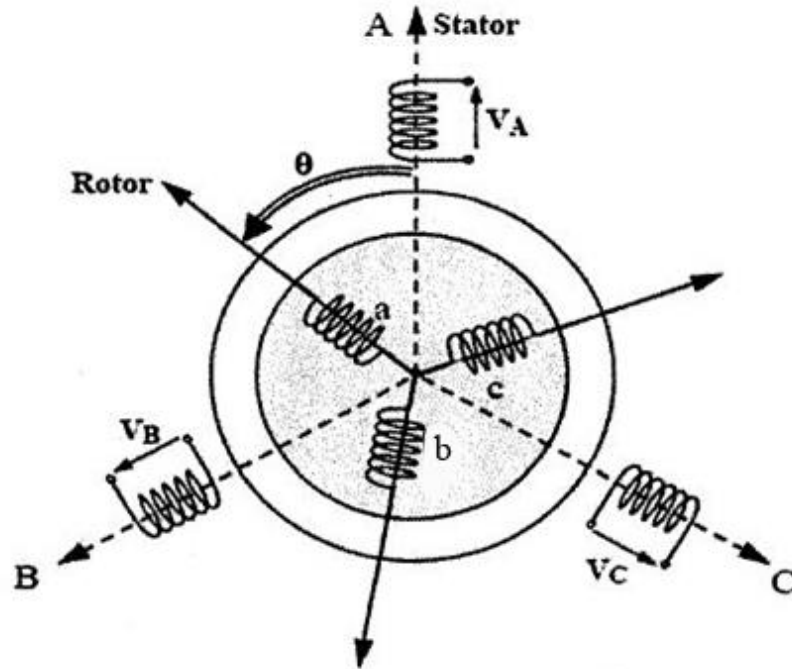


Figure I.2: Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

I.3. Hypothèses simplificatrices :

Nous nous sommes intéressés au moteur asynchrone à cage d'écureuil, car il est caractérisé par sa robustesse et sa simplicité de construction. Toutefois, pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses [2, 3] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- Effet des encoches négligé.
- On néglige la saturation du circuit magnétique et son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal, ainsi que les pertes par courants de Foucault (circuit parfaitement feuilleté).
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (densité de courant uniforme dans la section des conducteurs).
- On ne considère que la première harmonique d'espace créée par chacune des phases des deux armatures.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil :

La modélisation du moteur à induction est la première étape essentielle à son identification et son contrôle. Le modèle mathématique de la machine devrait avoir, d'une part, une telle structure de façon à décrire complètement les caractéristiques de la machine et, d'autre part, il faudrait qu'il soit pratique pour la mise en œuvre de la commande et de l'estimation [7].

Le comportement de la MAS se traduit par les trois types d'équations :

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equations mécaniques.

I.4.1. Equations électriques :

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure (I.2) donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Sous forme condensé :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (I.2)$$

Les équations des tensions rotoriques peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Sous forme condensé:

$$[V_{rabc}] = [R_{rabc}] \cdot [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (I.4)$$

Le rotor est en court-circuit, donc les tensions rotoriques V_{rabc} sont nulles et on peut écrire :

$$[0] = [R_{rabc}] \cdot [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (I.5)$$

I.4.2. Equations magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

- **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Sous forme condensé :

$$[\phi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \quad (I.7)$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_s & M_s \\ M_s & l_r & M_s \\ M_s & M_s & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Sous forme condensé :

$$[\phi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [I_{rabc}] + [M_{sr}]^t \cdot [I_{rabc}] \quad (I.9)$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_s & M_s \\ M_s & l_r & M_s \\ M_s & M_s & l_r \end{bmatrix} ; [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrices des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrices des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{sr}]^t$: Matrices des inductances mutuelles rotoriques.

Avec :

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase Correspondent du rotor.

En mettant (I.7) et (I.9) dans, (I.2) et (I.4), respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{I.11})$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \quad (\text{I.12})$$

I.4.3. Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_{em} - C_r - f \omega_r \quad (\text{I.13})$$

Avec :

T_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du rotor.

I.5. Repères de référence :

Lors de l'élaboration d'un modèle de la machine à induction, les enroulements des trois phases de la machine sont supposés être symétriques. La figure (I.3) présente les repères de référence et la représentation de flux rotorique et de courant statorique en tant que vecteurs spatiaux.

Dans la figure (I.3), a , b et c sont respectivement les axes des enroulements statoriques, a , b et c . Les axes α , et β sont les axes de repère fixe lié au stator, où on a considéré l'axe α aligné sur l'enroulement statorique de l'axe a . L'axe (d - q) est un repère tournant lié au champ (sa vitesse de rotation est ω_e).

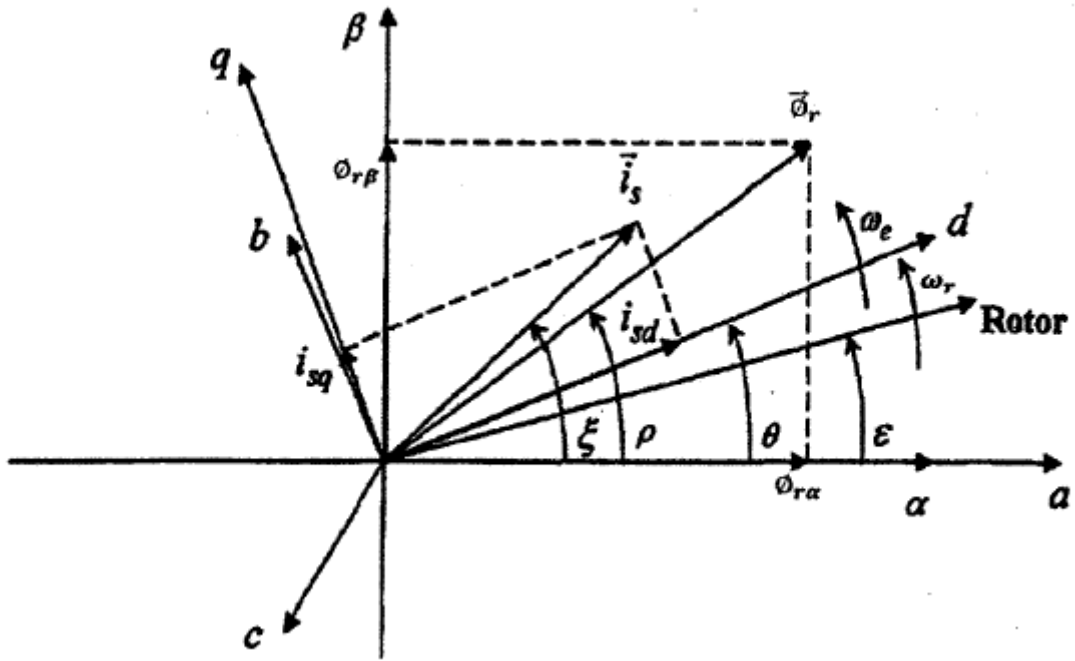


Figure I.3: Repères et représentation du flux rotorique et du courant statorique comme vecteurs spatiaux.

I.6. Transformations Triphasé-Biphasé :

Le but de l'utilisation de cette transformation est de passer d'un système triphasé (abc) vers un système biphasé ($\alpha - \beta$), ou ($d - q$) .

La structure de la MAS diphasée est montrée par les figures (I.4) et:

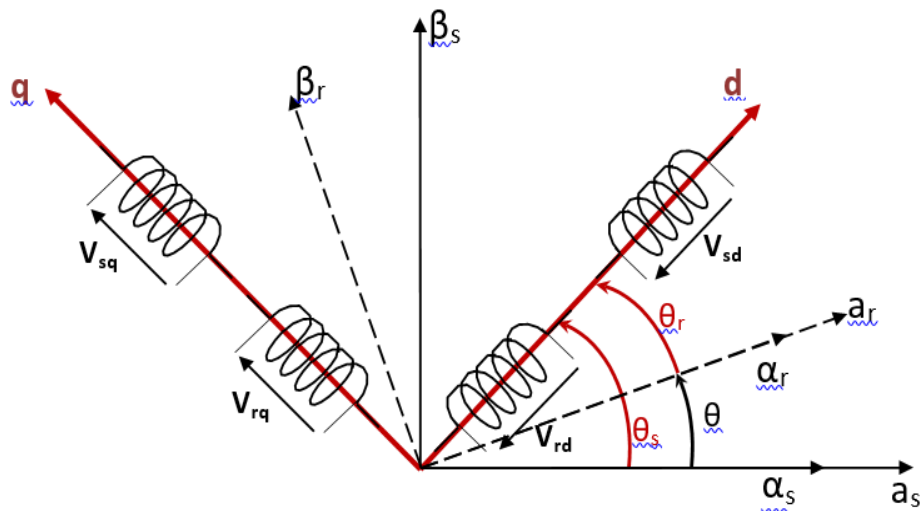


Figure I.4. Structure diphasée de la machine asynchrone dans le repère (d-q).

Le choix du référentiel se fait selon le problème à étudier, il existe trois types de référentiels en pratique :

- Référentiel lié au stator: $\omega = 0$.
- Référentiel lié au rotor: $\omega = \omega_r$.
- Référentiel lié au champ tournant : $\omega = \omega_s$.

I.6.1. Transformation de Clarke :

Le passage d'un repère triphasé (a, b, c) vers un repère biphasé $(d - q)$ peut être réalisé par la transformation connue sous le nom Clarke.

La transformation est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Le passage inverse d'un repère biphasé $(d - q)$ vers un repère triphasé (a, b, c) (transformation inverse de Clarke) est exprimé ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Jusqu'à maintenant, nous avons pris le courant comme variable, mais la transformation s'applique de la même manière pour les deux autres variables de la machine (tension et flux).

Dans un cas particulier, si nous supposons que l'axe d est aligné sur l'axe α , on peut utiliser la transformation de Concordia qui est de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Le facteur k dépend de la convention utilisée : pour une puissance invariante $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ et pour une amplitude invariante $k = \frac{2}{3}$.

Mathématiquement parlant, le choix de la matrice normée de CONCORDIA est souvent privilégié pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

I.6.2. Transformation de Park :

Le changement de repère triphasé (a, b, c) vers un repère tournant biphasé (d, q) lié au champ tournant, peut aussi se réaliser par la transformation de Park, exprimée par sa matrice de transformation $P[\Theta]$:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Où θ est l'angle entre l'axe d du repère tournant lié au champ et l'axe a de repère fixe lié au stator. La transformation inverse d'un repère tournant lié au champ vers un repère fixe lié au stator (Transformation inverse de Park), est donnée par :

$$[P(\theta)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I.7. Modèle de la machine asynchrone dans un référentiel tournant :

Pour réussir la modélisation de la machine asynchrone nous devons mettre en place une représentation phaseur de cette dernière.

Le modèle de la machine asynchrone triphasée dans un référentiel (d, q) tournant à une vitesse ω_e est donné par :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \frac{d\phi_s}{dt} + \omega_e \cdot \vec{\phi}_s \\ 0 = R_r \cdot \vec{I}_r + \frac{d\phi_r}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

$\vec{V}_s$, $\vec{I}_s$ et $\vec{\phi}_s$ sont respectivement les vecteurs de la tension, de courant et de flux dans un référentiel lié au stator, $\vec{I}_r$ et $\vec{\phi}_r$ sont respectivement les vecteurs de courant et de flux dans un référentiel lié au rotor. Les flux de stator et de rotor sont donnés par :

$$\begin{cases} \vec{\phi}_s = L_s \cdot \vec{I}_s + L_m \cdot \vec{I}_r \\ \vec{\phi}_r = L_r \cdot \vec{I}_r + L_m \cdot \vec{I}_s \end{cases} \quad (I.22)$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_{em} - T_r - f\omega_r \quad (I.23)$$

D'où le couple électromagnétique :

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\vec{\phi}_s \cdot \vec{I}_s) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\vec{\phi}_s \cdot \vec{I}_s) \quad (I.24)$$

Le modèle biphasé de la machine sur un référentiel $(d - q)$ peut être obtenu par la projection des variables de la machine sur les axes d et q :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_e \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_e \phi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_e - \omega_r) \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_e - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.25)$$

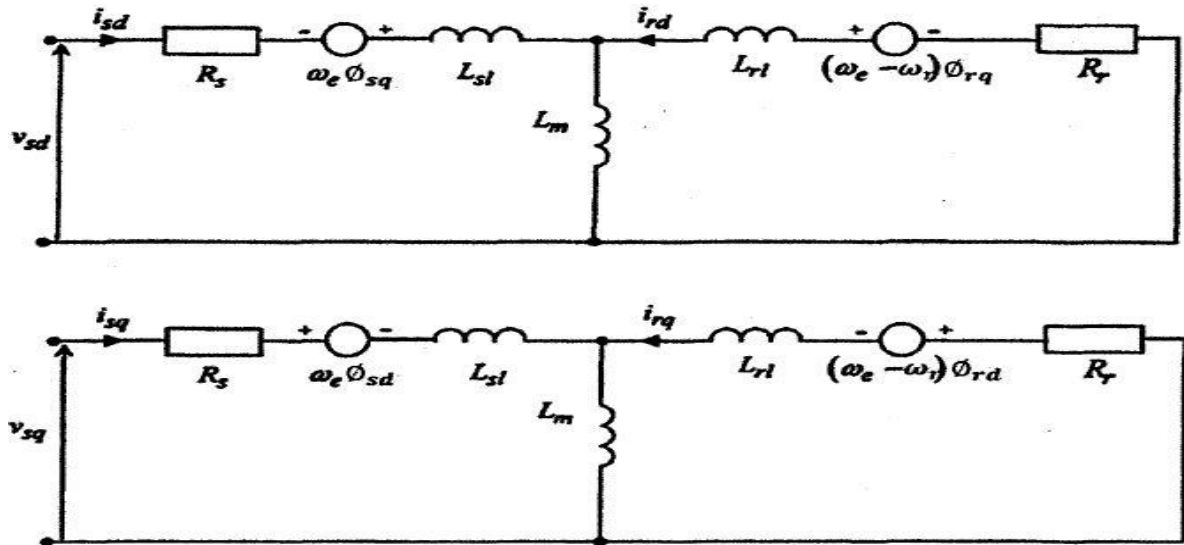


Figure I.5. Circuit équivalent de la machine asynchrone dans un référentiel tournant $(d - q)$.

Nous éliminons le flux statorique, le courant rotorique dans les équations posées précédemment en introduisant l'équation mécanique de la machine, le modèle de la machine dans un référentiel tournant (d, q) peut se traduire par l'équation (I.26) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{sd} + \omega_e i_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{rd} + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{rq} \\ -\omega_e i_{sd} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{sq} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{rq} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} + (\omega_e - \omega_r) \phi_{rq} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{sq} - (\omega_e - \omega_r) \phi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq} \\ \frac{3p^2 L_m}{2j L_r} [i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}] - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\text{Avec : } \sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right), \tau_s = \frac{L_s}{R_s}, \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$$

R_s : Résistance statorique.

R_r : Résistance rotorique.

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

L_m : Inductance magnétisante.

J : Moment d'inertie.

F : Coefficient de frottement visqueux.

P : Nombre de paires de pôles.

T_L : Couple charge nominal

I.8. Modèle biphasé de la machine asynchrone dans un référentiel fixe au stator :

Le modèle biphasé de la machine dans un référentiel fixe (α, β) , peut être tiré de l'équation (I.26) en mettant $(\omega_e = 0)$, et en projetant les variables de la machine sur les axes (α, β) , nous obtenons l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{r\alpha} + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} \\ -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1-\sigma}{\tau_r} \right) i_{s\beta} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{r\alpha} - \omega_r \phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{\tau_r} i_{s\beta} + \omega_r \phi_{r\alpha} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{r\beta} \\ \frac{3p^2 L_m}{2j L_r} [i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}] - \frac{F}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Ce modèle peut être écrit sous une autre forme en éliminant le flux rotorique dans l'équation (I.27), nous obtenons le modèle représenté par l'équation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) i_{s\alpha} + \omega_r i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \phi_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\beta} \\ -\omega_r i_{s\alpha} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) i_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \phi_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s \tau_r} \phi_{s\beta} \\ -R_s i_{s\alpha} \\ -R_s i_{s\beta} \\ \frac{3p^2}{2j} [i_{s\beta} \phi_{s\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{s\beta}] - \frac{F}{j} \omega_r - \frac{p}{j} T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

I.9. Conclusion :

La modélisation de la machine asynchrone est la première étape essentielle pour son identification et la mise en place de la commande. Le modèle mathématique de la machine doit avoir une structure pouvant décrire complètement les caractéristiques de la machine d'une part et, d'autre part, il faut qu'il soit pratique pour la mise en œuvre des algorithmes d'estimation.

C'est dans ce but que nous avons présenté les différents repères de référence, ainsi que les deux transformations de coordonnées (Clarke et Park) qui nous permettent de réduire l'ordre du système et d'éviter la complexité des équations différentielles.

CHAPITRE II
COMMANDE DTC DE LA MACHINE
ASYNCHRONE

Chapitre II

Commande DTC de la machine asynchrone

II.1. Introduction :

Au cours de ces dernières décennies, l'avancement technologique dans le domaine de l'électronique de puissance et les progrès de l'informatique industrielle, permettent de développer des stratégies de commande avancées pour les machines électriques [5].

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 [7].

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 [13].

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

Comparée à la commande vectorielle, la commande DTC est moins sensible aux variations paramétriques de la machine et permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple.

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

II.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.

Le principe de cette commande est de contrôler directement le couple et le flux statorique de la machine. Dans ce cadre, deux comparateurs à hystérésis sont utilisés et qui permettent de comparer les valeurs estimées avec celles de références, ensuite on commande directement les états de l'onduleur à travers une table de sélection prédéfinie.

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 [13].

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.

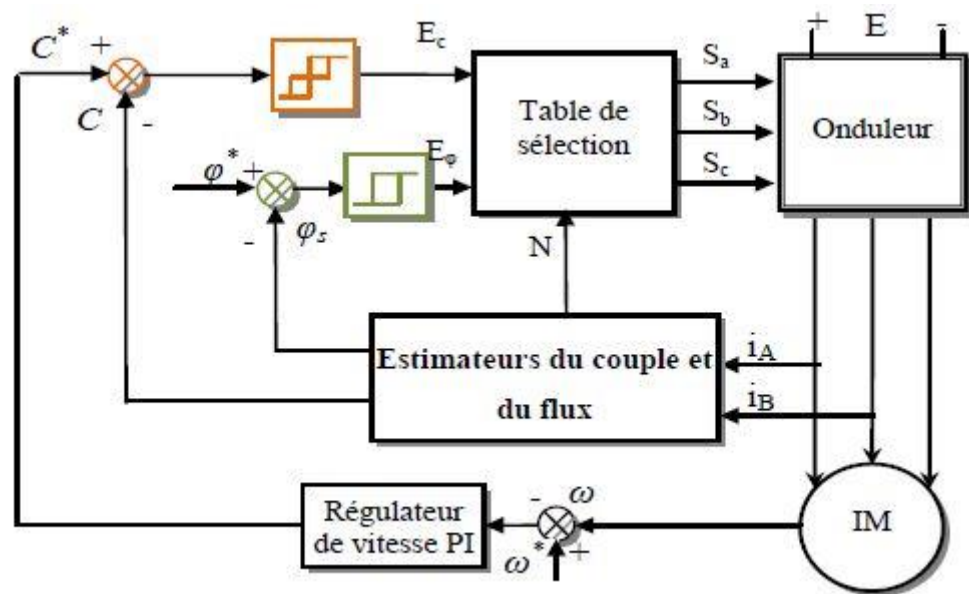


Figure II.1. Stratégie de la commande DTC.

II.3. Avantages et inconvénients de la DTC :

II.3.1. Avantages :

Parmi les avantages de la Commande DTC on peut citer :

- Une excellente dynamique du couple,
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du rotor de la machine,
- Inutilisation des transformations de Park et de son inverse,
- Absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI,
- Absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande,
- Inutile de connaître l'angle de position rotorique. Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire [5],

II.3.2. Inconvénients :

Les inconvénients de la Commande DTC peuvent être résumés par les points suivants :

- L'existence des ondulations souvent importantes de couple et de flux,
- La fréquence de commutation n'est pas contrôlée,

- La nécessité d'utiliser des estimateurs de flux statorique et de couple,
- Un fonctionnement mal contrôlé à basse vitesse,
- Les courants statoriques sont mal contrôlés en régimes transitoires [5].

II.4. Fonctionnement et structure d'un onduleur triphasé :

Le réglage de la vitesse de la MAS se réalise par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitée. Cette source de tension n'est autre qu'un onduleur triphasé.

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.

Il est à noter que les interrupteurs dans le même bras ne doivent jamais être fermés simultanément. Chaque interrupteur n'est enclenché qu'une seule fois par période [13].

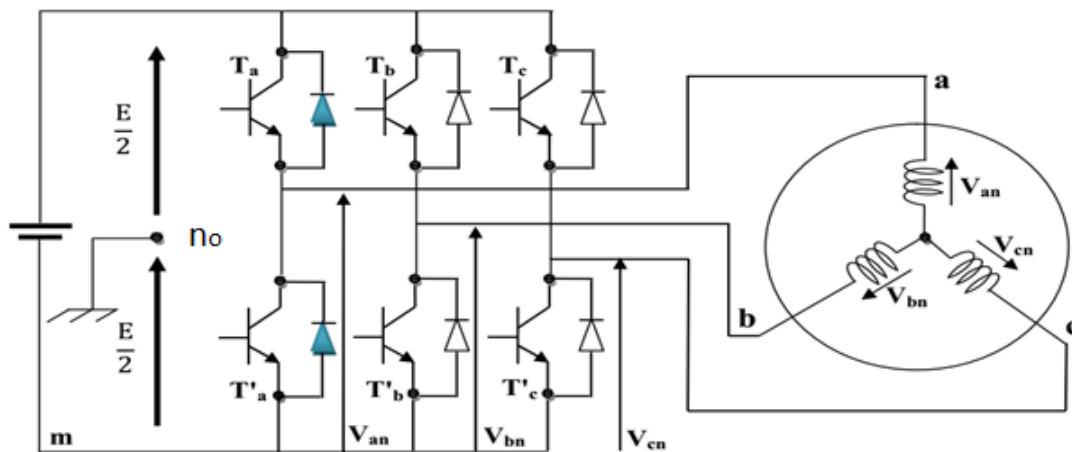


Figure II.2. Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Le rôle du convertisseur représenté dans la figure (II.2) 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 **Si**. On appelle **Ti** et **Ti'**, les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si : $\mathbf{S_i = 1}$, $\mathbf{T_i}$ est passant et $\mathbf{T_i'}$ est ouvert ;
Si : $\mathbf{S_i = 0}$, $\mathbf{T_i}$ est ouvert et $\mathbf{T_i'}$ est passant ;
Avec $\mathbf{i = a, b, c}$

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

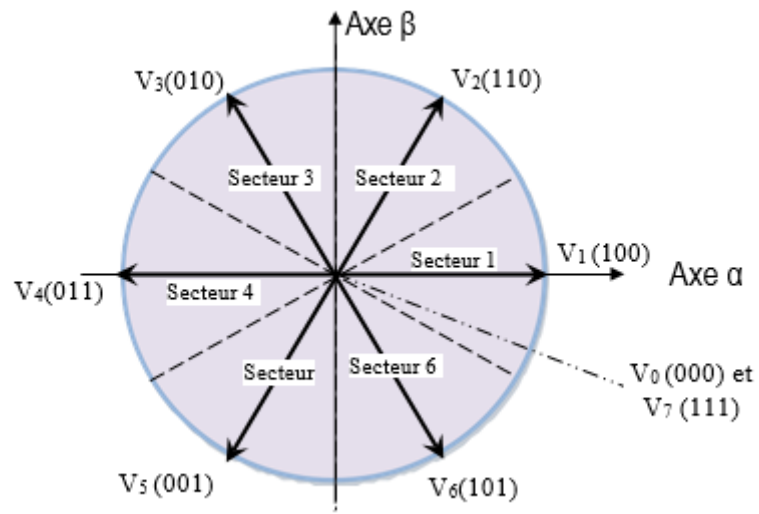


Figure II.3. Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé.

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

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

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

Ce qui nous permettra d'écrire :

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

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

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

$$V_{cn_o} = \begin{cases} \frac{E}{2} \text{ si } T_c \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} \text{ si } T'_c \text{ est fermé} \end{cases}$$

Les tensions simples par rapport au point neutre ($\mathbf{n_o}$), 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 :

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

D'autre part, on a :

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

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 :

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

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 :

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

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

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

II.5. Commande de l'onduleur triphasé :

Il existe de nombreuses façons pour commander l'onduleur triphasé pour obtenir une tension alternative aux bornes de la charge. A titre d'exemple, on cite les techniques de commande les plus considérées :

- Par modulation à hystérésis.
- Par modulation naturelle ou modulation sinus-triangle (intersective) effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdale à une porteuse en général triangulaire.
- Par modulation vectorielle "SVM" (Space Vector Modulation) appelée encore MLI régulière symétrique.

Dans cette thèse, on synthétise des lois de commande DTC de la MAS via l'exploitation du principe de la modulation à hystérésis.

II.6. Contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique :

II.6.1. Principe de contrôle du couple électromagnétique :

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 :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} - j\omega_m \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (II.9)$$

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

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_{ss} \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\phi}_r = L_{rr} \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \Rightarrow \bar{i}_r = \frac{1}{\sigma L_{rr}} \left(\bar{\phi}_r - \frac{M}{L_{ss}} \bar{\phi}_s \right) \quad (II.10)$$

Avec :

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

L'équation (II.1) devient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \left(\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_m \right) \bar{\phi}_r \right) = \frac{M}{L_{SS}} \frac{1}{\sigma \tau_r} \bar{\phi}_s \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

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

De l'équation (II.3), on peut déduire que :

- il est possible de contrôler le vecteur de flux $\bar{\phi}_s$ à partir du vecteur de tension $\bar{V}_s$ à un terme de chute de tension près ($R_s \bar{i}_s$).
- le vecteur de flux rotorique $\bar{\phi}_r$ suit les variations du flux statorique $\bar{\phi}_s$ 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 (II.3), peut être écrite par :

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

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

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_{SS} L_{rr}} \phi_s \phi_r \sin \gamma \quad (\text{II.13})$$

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 II.3 et II.5), 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 $\sigma \tau_r$ ($T_s \ll \sigma \tau_r$).

II.6.2. Principe de contrôle du flux statorique :

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

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

Par intégration, on peut écrire :

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

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

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

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 :

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

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 (II.9) 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 (II.3) illustre ce principe, en prenant comme exemple le vecteur de tension : $\vec{V}_s = \vec{V}_3$.

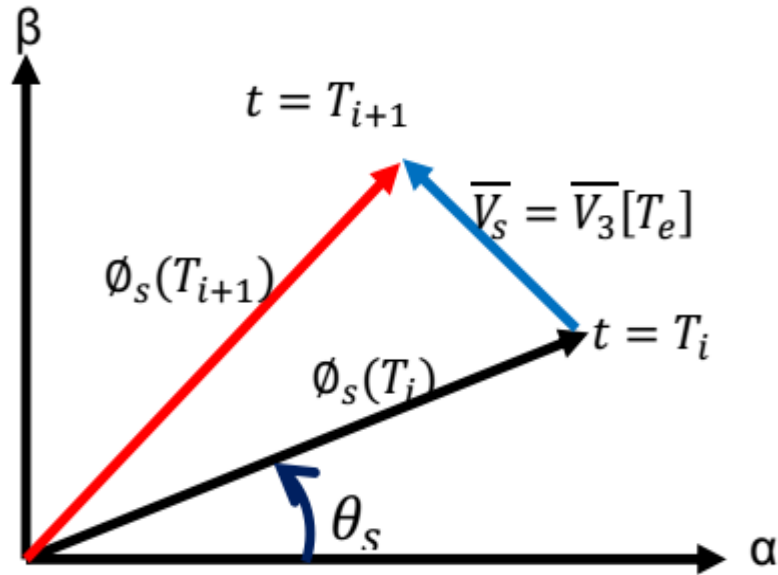


Figure II.3. Exemple de l'évolution de l'extrémité de flux pour $\vec{V}_s = \vec{V}_3$.

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.6.3. Sélection des vecteurs de tension V_s :

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [41, 42, 43]. 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 [39, 44].

Le choix du vecteur de tension $\bar{V}_s$ 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 $\bar{\phi}_s$ de dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [40].

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 $\bar{V}_{i+1}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si $\bar{V}_{i+2}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si $\bar{V}_{i-1}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si $\bar{V}_{i-2}$ est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si $\bar{V}_0$ ou $\bar{V}_7$ est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative [45].

Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (II.4).

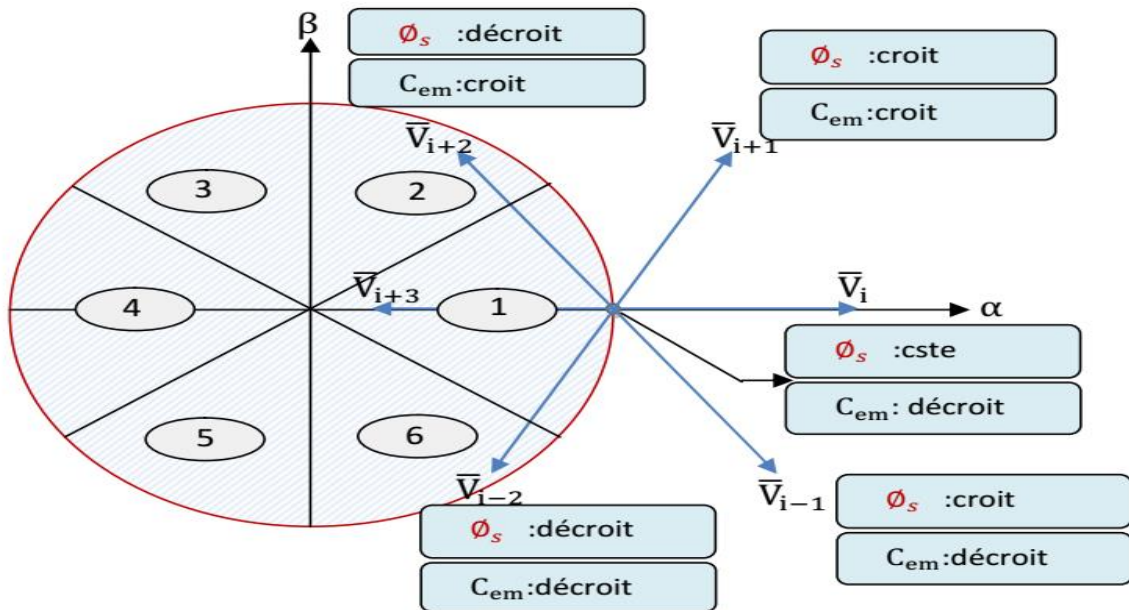


Figure II.4. Choix du vecteur de tension.

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 $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs $\vec{V}_{i+1}$ et $\vec{V}_{i+2}$, il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ au début de la zone **i** alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire[47]. 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 $\bar{\phi}_s$, dans la zone.

II.7. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique :

II.7.1. Estimation du flux statorique :

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

$$\phi_s(t) = \int_0^{T_s} (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{II.18})$$

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

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

Le module du flux est donné par :

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

Avec :

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

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) ; ($i_a + i_b + i_c = 0$):

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

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

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 :

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

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 $\vec{\phi}_s$, est donné par :

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

II.7.2. Estimation du couple électromagnétique:

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 $i_{s\beta}$:

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

II.8. Elaboration des Contrôleurs :

II.8.1. Contrôleur de flux à deux niveaux :

Le but de contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux $\vec{\phi}_s$ dans un maillon circulaire [39], comme le montre la figure (II.5), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\vec{\phi}_s$, 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 (**Cflx=1** : lorsque l'erreur du flux est positive) ou diminuée (**Cflx=0**: lorsque l'erreur du flux est négative).

Ce comparateur permet de respecter :

$$|\phi_{s\text{réf}} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s$$

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

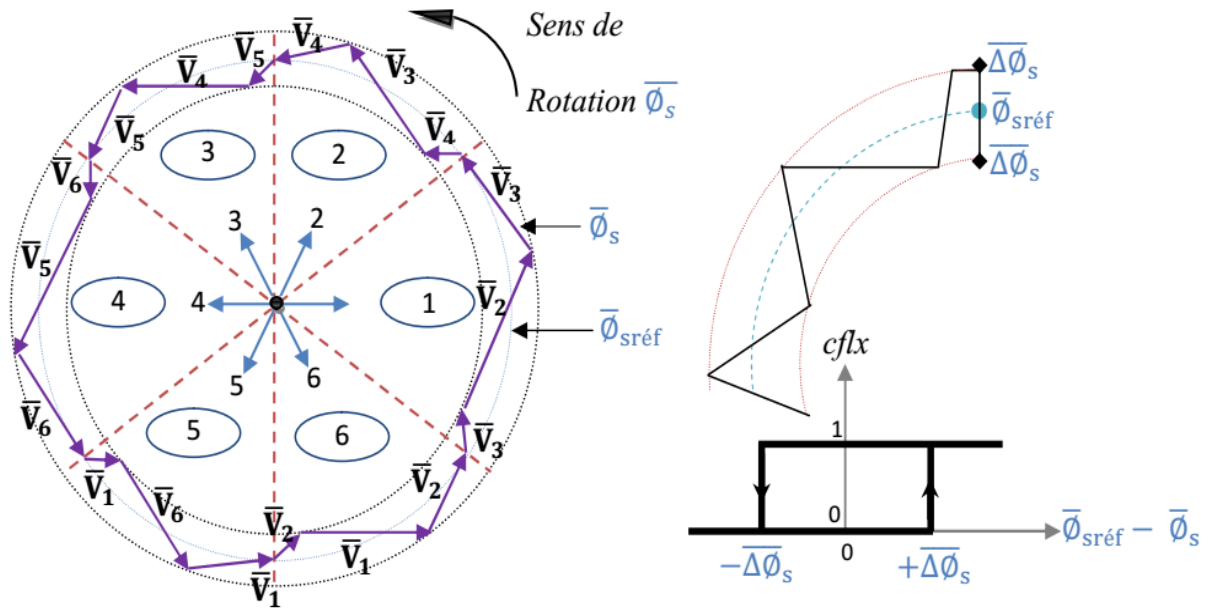


Figure II.5. Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tension correspondants.

II.8.2. 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 [47].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones **Ni**, on s'aperçoit que pour chaque zone **i**, il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [48].

II.8.3. 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 **Ccpl** indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (**Ccpl** = 1 pour une consigne positive et **Ccpl** = -1 pour une consigne négative) ou diminuée (**Ccpl** = 0).

La figure (II.6) montre l'état de sortie booléenne **Ccpl** du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique **Cem** par rapport au signe du couple de référence **Créf**.

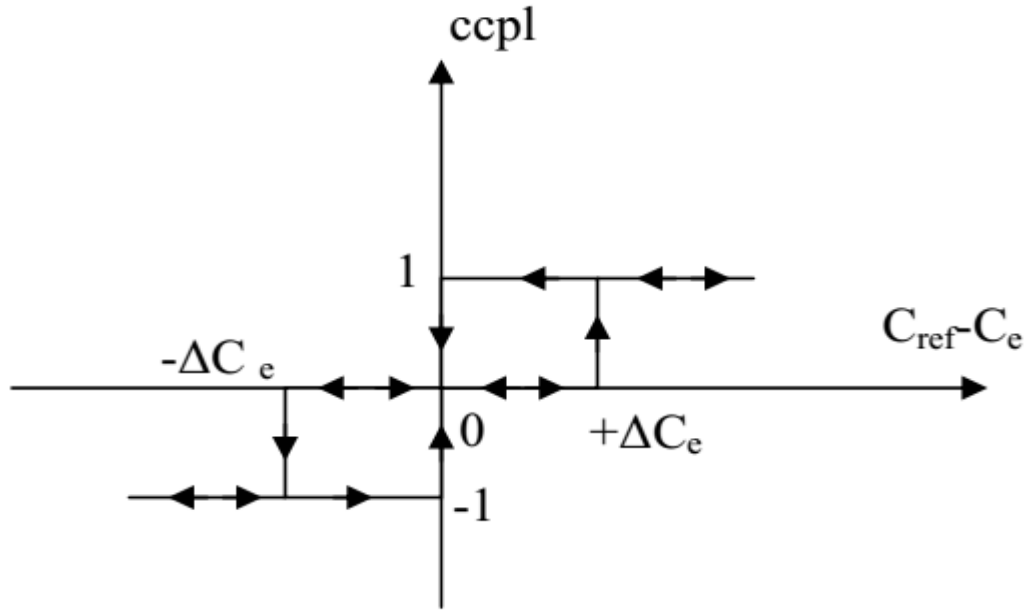


Figure II.6. Correcteur du couple à trois niveaux.

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

II.9. 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 [49].

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 dû à la chute de tension statorique $R_s \bar{i}_s$.

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

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

Tableau II.1. Table de commutation généralisée.

II.9.1. 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 [49].

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

Tableau II.2. Table de commande du flux.

II.9.2. 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.

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

Tableau II.3. Table de commande du couple.

II.9.3. 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 [13].

II.9.3.1. 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 la figure (II.4).

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_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	
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	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	

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

II.9.3.2 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 $R_s \bar{i}_s$) [13].

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

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

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

II.10. Structure Générale du Contrôle Direct du Couple :

Le schéma bloc de la Figure (II.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.

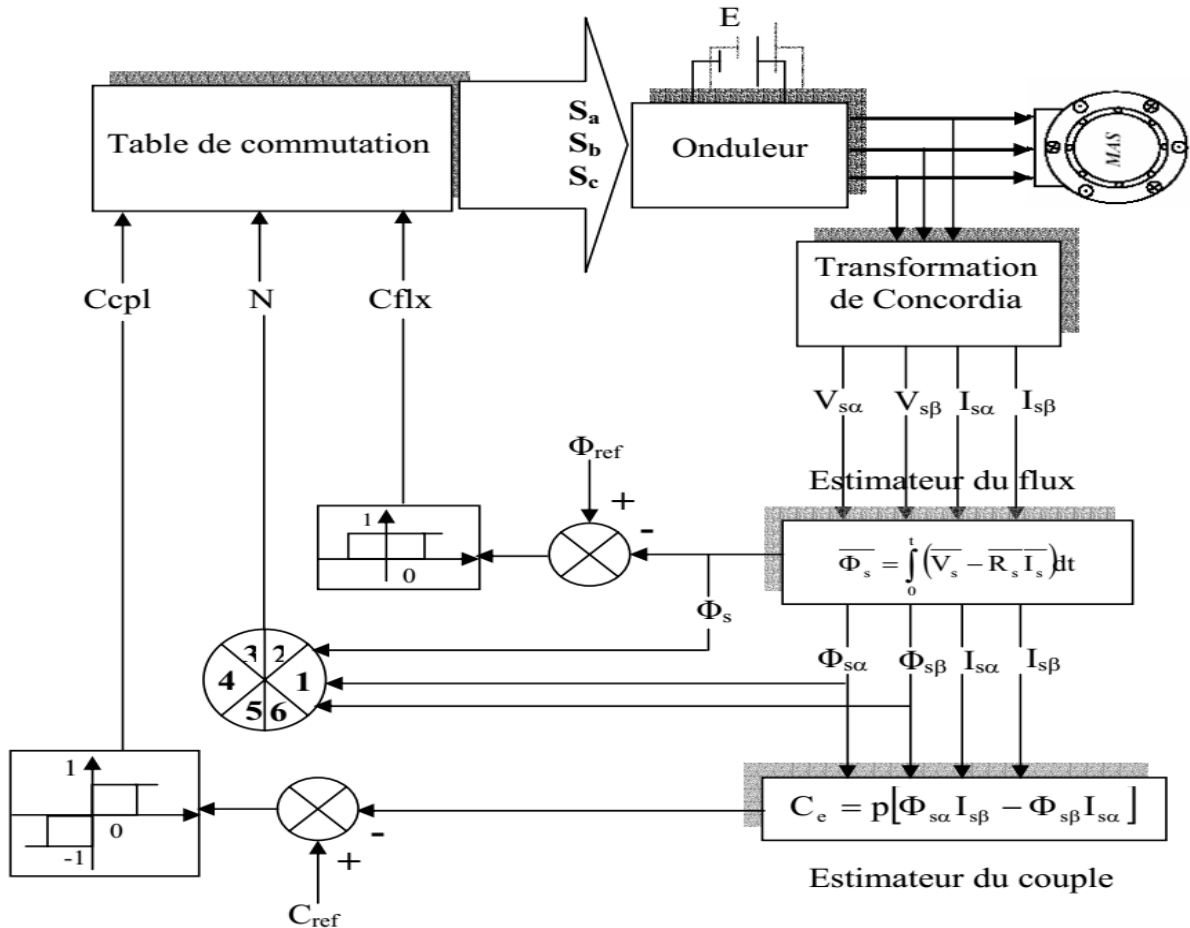


Figure II.7. Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

II.11. Réglage de la vitesse :

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 (II.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 II.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.

II.11.1. Régulateur de vitesse PI :

L'avantage major du correcteur PI 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 :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{II.27})$$

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.

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_r} = \frac{1}{(f - J.S)} \quad (\text{II.28})$$

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

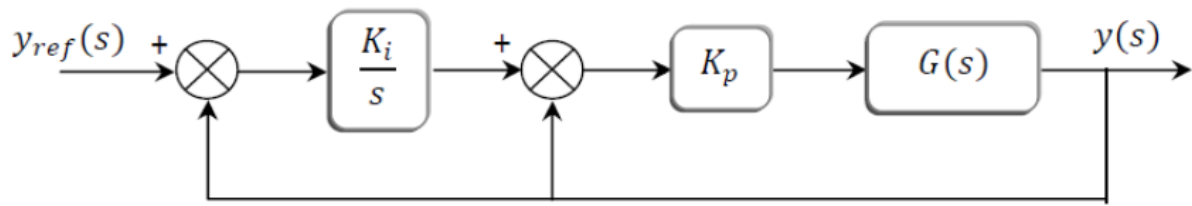


Figure II.9. La structure du régulateur PI.

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

$$G(s) = \frac{1}{f + Js} \quad (\text{II.29})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F(s) = \frac{K_i K_p / J}{s^2 + \frac{K_p}{J}s + \frac{K_i K_p}{J}} \quad (\text{II.30})$$

Les paramètres du régulateur sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_p = 2\varepsilon \omega_n J \\ K_i = \frac{\omega_n^2}{2\varepsilon \omega_n J} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

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

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

II.12. Résultats de simulation :

On démarre la machine à vide et à l'instant $t=1 \text{ s}$, on applique un couple résistant ($C_r=25 \text{ N.m}$). 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 à l'aide d'un régulateur de vitesse **PI**) 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 $\pm 0.1 \text{ N.m}$ et celle du comparateur de flux à $\pm 0.025 \text{ Wb}$:

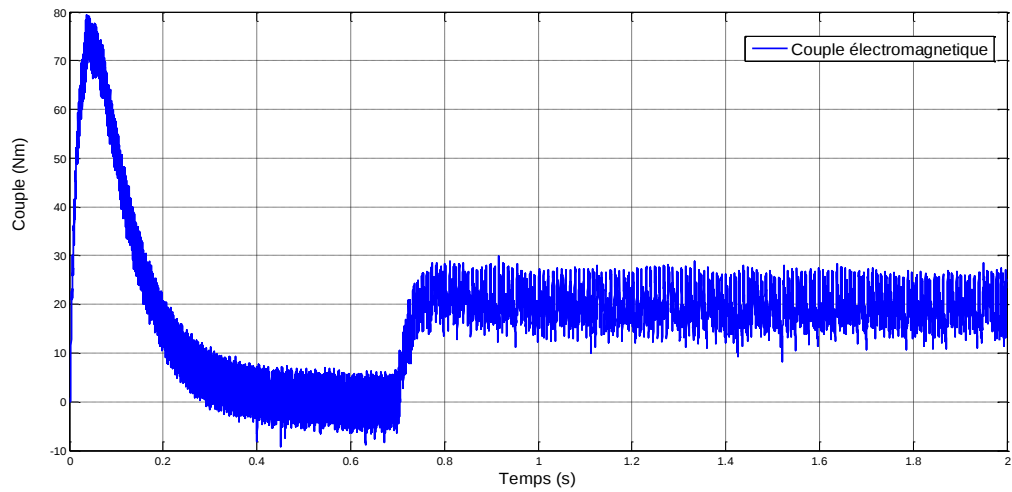


Figure II.10. Réponse du Couple électromagnétique.

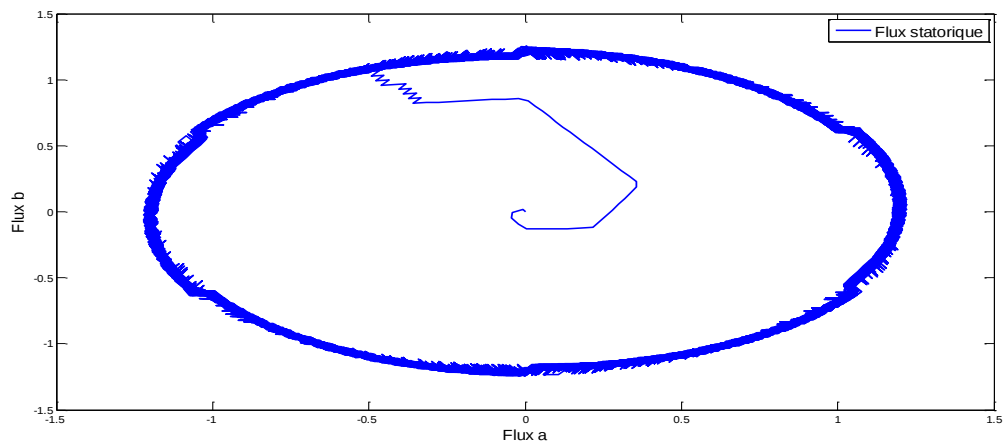


Figure II.11. Réponse du flux statorique.

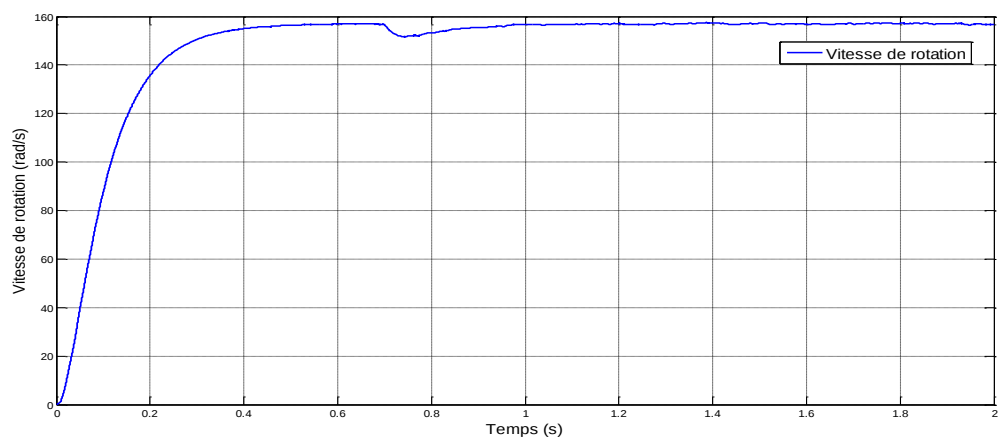


Figure II.12. Réponse de la vitesse.

- Dans ce cas de simulation, on observe une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne.
- La figure (II.11) 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.
- 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 **PI**.

II.13. Conclusion :

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande (DTC). Nous avons tout d'abord rappelé le principe de la commande directe du couple appliquée sur la machine asynchrone. Ensuite, nous avons parlé de l'apport de la loi de commande DTC pour le découplage entre le flux et le couple, entraînant d'excellentes performances dynamiques.

Deux régulateurs hystérésis à structures variables sont définis pour le flux statorique et pour le couple électromagnétique. Ce type de contrôle est basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique, à partir d'un choix approprié de vecteur de tension, menant à une action directe sur la configuration du convertisseur statique.

Cependant la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un problème pour cette stratégie.

CHAPITRE III

COMMANDE PREDICTIVE NON LINEAIRE

CHAPITRE 3

COMMANDE PREDICTIVE NON LINEAIRE

III.1. Introduction:

Dans ce chapitre, nous étudions les performances de la commande prédictive non linéaire. Cette commande est appliquée à une machine asynchrone à cage d'écureuil. Comme la machine asynchrone est un système non-linéaire, on propose dans ce travail la mise en œuvre d'une stratégie de commande prédictive non linéaire (CPN) pour résoudre le problème de poursuite de trajectoires. La conception du modèle de prédiction est réalisée à partir d'un développement mathématique sur le modèle de la machine. Les résultats de nos travaux sont présentés et discutés.

III.2. Principe de la commande prédictive non linéaire (CPN) :

Dans cette partie, on décrit le principe de base pour la réalisation de la commande prédictive non linéaire. La figure (III.1) illustre l'idée de base de la commande prédictive.

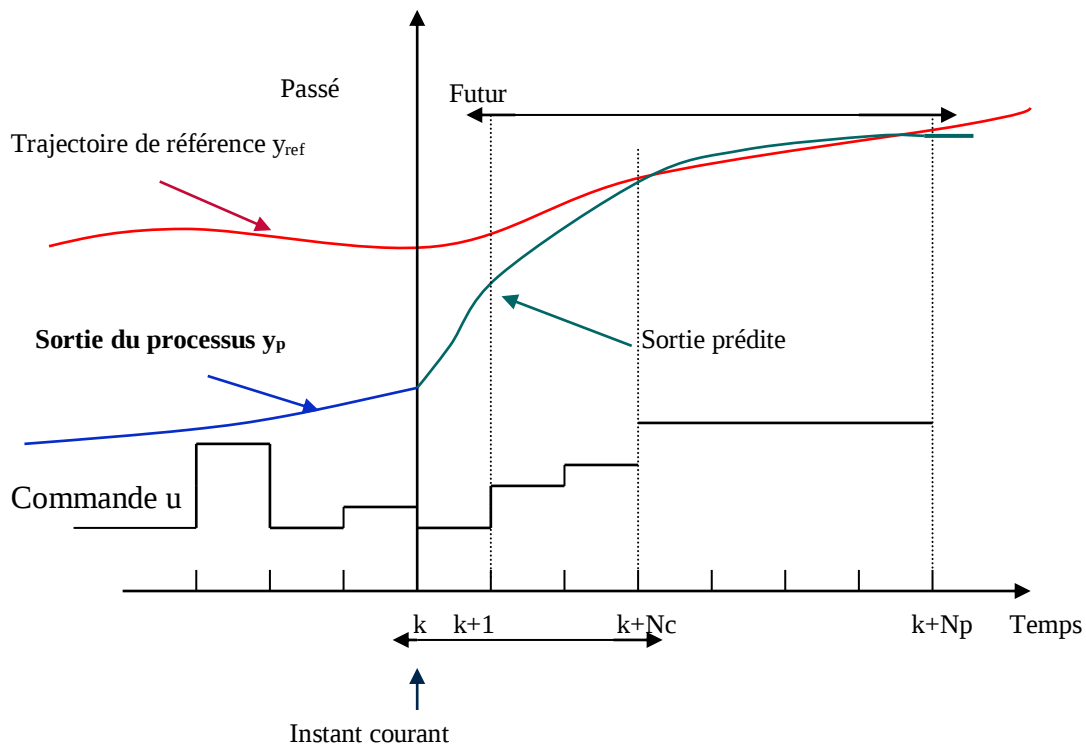


Figure III.1. Principe de la commande prédictive.

Le principe du contrôle prédictif se résume aux points suivants :

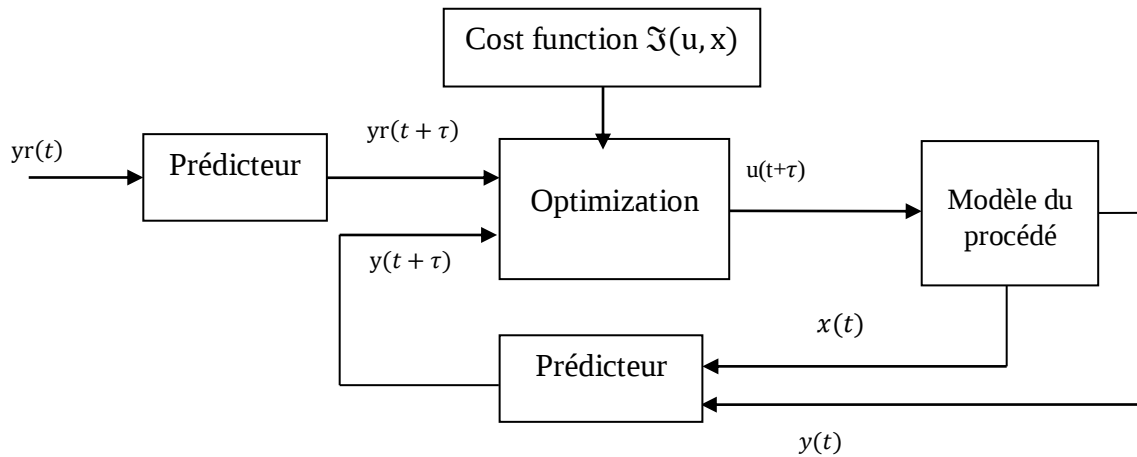


Figure III.2. Structure de la commande à modèle interne.

Le principe du contrôle prédictif se résume aux points suivants :

- **Une trajectoire de référence dans le futur:** La trajectoire de référence représente le comportement désiré du procédé. Sa détermination est très importante, car elle représente les spécifications (performances dynamiques, stabilité) du procédé en boucle fermée.
- **Un modèle du procédé à commander :** Il représente l'évolution du comportement dynamique du procédé. Il assure la prédiction des sorties au futur sur l'horizon de prédiction. Dans la majorité des cas, le modèle utilisé est linéaire et discret.
- **Un critère d'optimisation dans le futur:** Le critère d'optimisation appelé aussi critère de performance ou fonction coût, est la traduction mathématique des objectifs de contrôle du procédé sous les contraintes de fonctionnement. En général, ce critère est quadratique, il est composé de deux parties. La première partie relative à la poursuite de trajectoire s'écrit en fonction de l'erreur entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence. La deuxième partie concernant la pénalisation issue du cahier de charges (contraintes) s'écrit en fonction de la commande, des variables d'états et des sorties du procédé.
- **La méthode de résolution :** C'est un algorithme qui fournit la séquence de commande qui permet à la sortie du procédé de poursuivre la trajectoire de référence sur un horizon de prédiction. Dans notre cas, la dérivée de la fonction coût par rapport à la commande est suffisante pour élaborer la commande optimale.

On considère un system mono-variable et non linéaire dont le model d'état est:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g_u(x)u(t) + g_T(x)T(t) \\ y(x) = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$x \in \mathfrak{R}^n$: le vecteur d'état

$u \in \mathfrak{R}$: le vecteur entrée

$y(t)$: la sortie à contrôler

$y_r(t)$: la référence

$T(t)$: la perturbation

Les fonctions $f(x)$ et $h(x)$ sont continues et suffisamment différentiables. Les vecteurs $B_u(x)$ et $B_T(x)$ sont continus.

Le but de la commande prédictive est de calculer la commande optimale au futur $u(t+T)$ de telle manière la sortie au futur $y(t+T)$ suit sa référence $y_r(t+T)$.

La fonction du coût à minimiser est:

$$\mathfrak{J} = \frac{1}{2} \int_0^{T_p} [y_r(t+\tau) - y(t+\tau)]^T [y_r(t+\tau) - y(t+\tau)] d\tau \quad (\text{III.2})$$

La prédiction de la sortie $y(t+\tau)$ est approximée par l'expansion en série de Taylor :

$$y(t+\tau) = h(x) + \sum_{k=1}^p \frac{\tau^k}{k!} L_f^k h(x) + \frac{\tau^p}{p!} L_{g_u} L_f^{(p-1)} h(x) u(t) \quad (\text{III.3})$$

La dérivée de la fonction $h(x)$ le long du vecteur $f(x)$ est notée comme suit:

$$\begin{cases} L_f h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial x} f(x) \\ L_f^k h(x) = L_f(L_f^{(k-1)} h(x)) \\ L_{g_u} L_f h(x) = \frac{\partial L_f h(x)}{\partial x} g_u(x) \\ L_{g_T} L_f h(x) = \frac{\partial L_f h(x)}{\partial x} g_T(x) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Le degré relatif ρ de la sortie $y(t)$ est le nombre de fois de différentiation de la sortie jusqu'à ce que l'entrée de commande $u(t)$ apparaisse.

$$y(t+\tau) = T(\tau)[Y(t)] \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$\begin{aligned} T(\tau) &= \left[1 \quad \tau \quad \frac{\tau^2}{2} \quad \dots \quad \frac{\tau^p}{p!} \right] \\ Y(t) &= [h(x) \quad L_f h(x) \quad L_f^2 h(x) \quad \dots \quad L_f^p h(x) + G(x)u(t)] \\ G(x) &= L_{g_u} L_f^{(p-1)} h(x) \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

Le même principe pour la référence $y_r(t + \tau)$

$$\begin{aligned} y_r(t + \tau) &= T(\tau)Y_r(t) \\ T(\tau) &= [1 \quad \tau \quad \frac{\tau^2}{2} \quad \frac{\tau^p}{p!}] \\ Y_r(t) &= [y_r(t) \dot{y}_r(t) \ddot{y}_r(t) \dots y_r^{(p)}(t)]^T \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

On remplace dans la fonction du cout (III.2) et on obtient la nouvelle forme :

$$\mathfrak{J} = \frac{1}{2} [Y_r(t) - Y(t)]^T \bar{\Pi} [Y_r(t) - Y(t)] \quad (\text{III.8})$$

Avec :

$$\bar{\Pi}(\tau) = \int_0^{T_p} T(\tau)^T T(\tau) d\tau = \int_0^{T_p} \begin{bmatrix} 1 \\ \tau \\ \frac{\tau^2}{2} \\ \frac{\tau^\rho}{\rho!} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \tau & \frac{\tau^2}{2} & \frac{\tau^\rho}{\rho!} \end{bmatrix} d\tau = \begin{bmatrix} \tau & \frac{\tau^2}{2} & \frac{\tau^3}{2} & \frac{\tau^{(\rho+1)}}{\rho!} \\ \frac{\tau^2}{2} & \frac{\tau^3}{2} & \frac{\tau^4}{2} & \frac{\tau^{(\rho+2)}}{(\rho+1)\rho!} \\ \frac{\tau^3}{2} & \frac{\tau^4}{2} & \frac{\tau^5}{2} & \frac{\tau^{(\rho+3)}}{(\rho+2)\rho!} \\ \frac{\tau^{(\rho+1)}}{2} & \frac{\tau^{(\rho+2)}}{2} & \frac{\tau^{(\rho+3)}}{2} & \frac{\tau^{(2\rho+1)}}{2\rho\rho!} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

$$M(x, t) = \begin{bmatrix} y_r(t) - h(x) \\ \dot{y}_r(t) - L_f h(x) \\ \ddot{y}_r(t) - L_f^2 h(x) \\ y_r^{(\rho)}(t) - L_f^\rho h(x) \end{bmatrix} G(u) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ G_u(x)u(t) \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Enfin, on abouti à une expression en fonction de la commande u qui est plus facile a dériver :

$$\mathfrak{J} = \frac{1}{2} [M(x, t) - G_u(x)u]^T \bar{\Pi} [M(x, t) - G_u(x)u] \quad (\text{III.11})$$

La solution optimale assurant la minimisation du critère de performance sur l'horizon fuyant se résume à la résolution du système d'équations suivant :

$$\frac{\partial \mathfrak{J}}{\partial u} = 0 \quad (\text{III.12})$$

III.3. Application de la commande prédictive DTC au moteur asynchrone :

Le schéma de la figure représente schéma synoptique de la commande prédictive DTC appliquée pour une machine asynchrone ou le régulateur IP est remplacé par un régulateur prédictif.

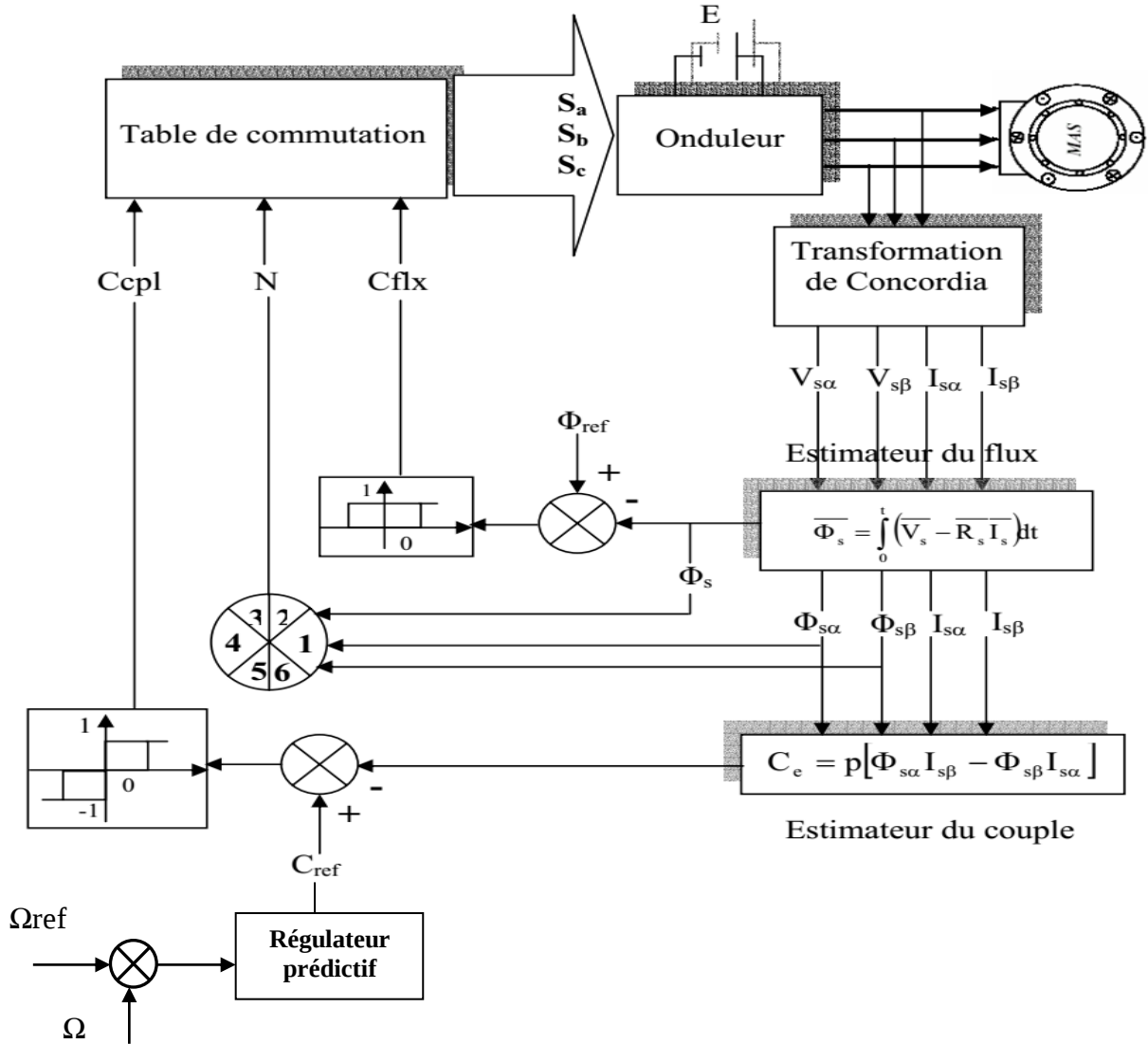


Figure III.3. Schéma synoptique de la commande prédictive DTC appliquée pour une machine asynchrone

III.3.1. Synthèse du régulateur prédictif de vitesse :

L'équation mécanique de la MAS est décrite comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = F(x) + B_u(x).u(t) + B_T(x).T_t \\ y(t) = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

La variable du vecteur d'état x est la vitesse rotorique (Ω_r). L'entrée de la commande (le vecteur u) est la référence du couple électromagnétique (T_{em-ref}). La sortie y est la vitesse rotorique (Ω_r). La distribution est le couple (T_t).

Les fonctions $F(x)$ et $B_u(x)$ sont données par:

$$F(x) = -\frac{f}{J}, B_u(x) = \frac{1}{J} \text{ et } B_T(x) = -\frac{1}{J} \quad (\text{III.14})$$

Le coefficient de la sortie $y(t)$:

$$\dot{y}(t) = L_f h(x) + G_u(x)u(t) + G_T(x)T_t(t) \quad (\text{III.15})$$

Avec:

$$G_u(x) = L_{Bu} h(x) \quad \text{et} \quad G_T(x) = L_{BT} h(x) \quad (\text{III.16})$$

La commande optimal est calculée par:

$$u(t + T) = -G_u(x)^{-1}[(L_f h(x) - \dot{y}_r(t)) - G_T(x) T_t(t)] \quad (\text{III.17})$$

Le coefficient de la sortie (Ω_r) est $r = 1$.

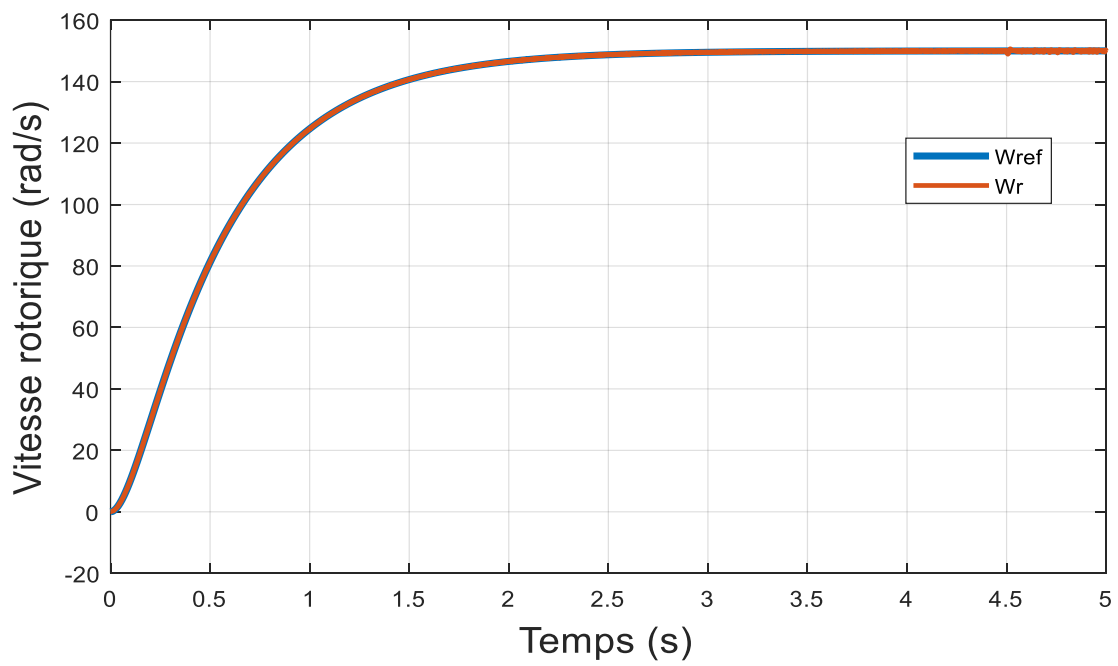
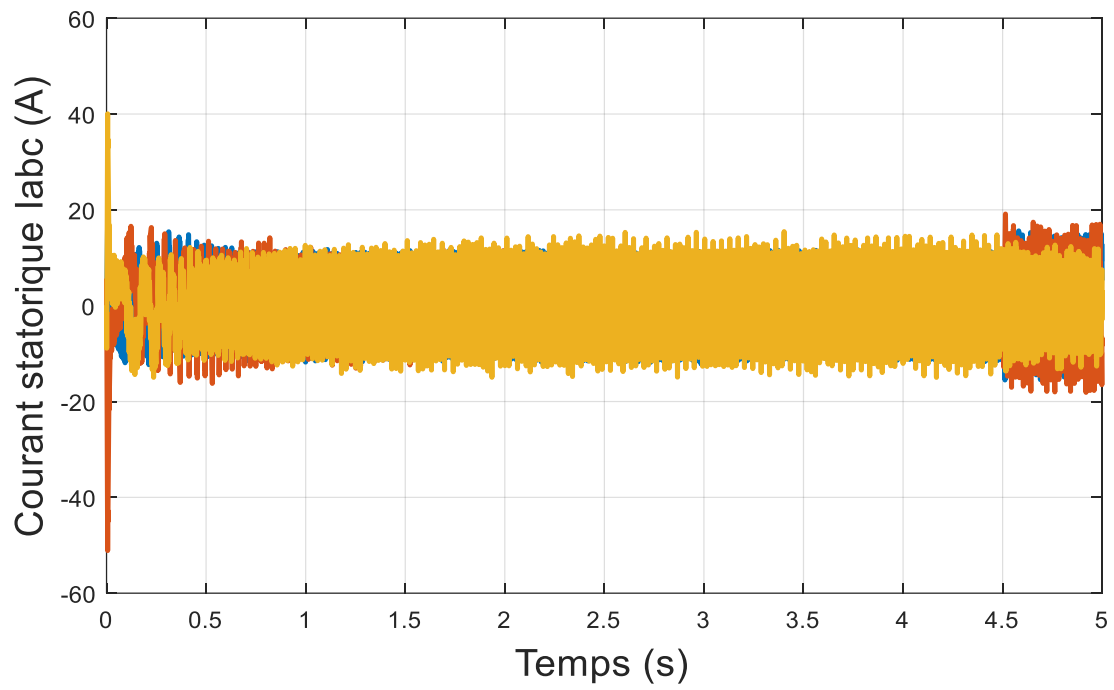
La référence de la vitesse est passé à travers un filtre du second ordre linéaire donnée par :

$$F(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + \xi 2w_n s + w_n^2} \quad (\text{III.18})$$

$$\text{Avec } w_n = 5 \quad \xi = 1.2$$

III.4. Résultats de simulation :

On démarre la machine à vide et à l'instant $t=4.5$ s, on applique un couple résistant ($C_r=22$ N.m). Les figures ci-dessous présente les résultats de simulation sur $5(s)$, d'un temps d'échantillonnage $T_e=1e-4$ pour un couple de référence de consigne (obtenu à l'aide d'une commande prédictive linéaire) 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 :



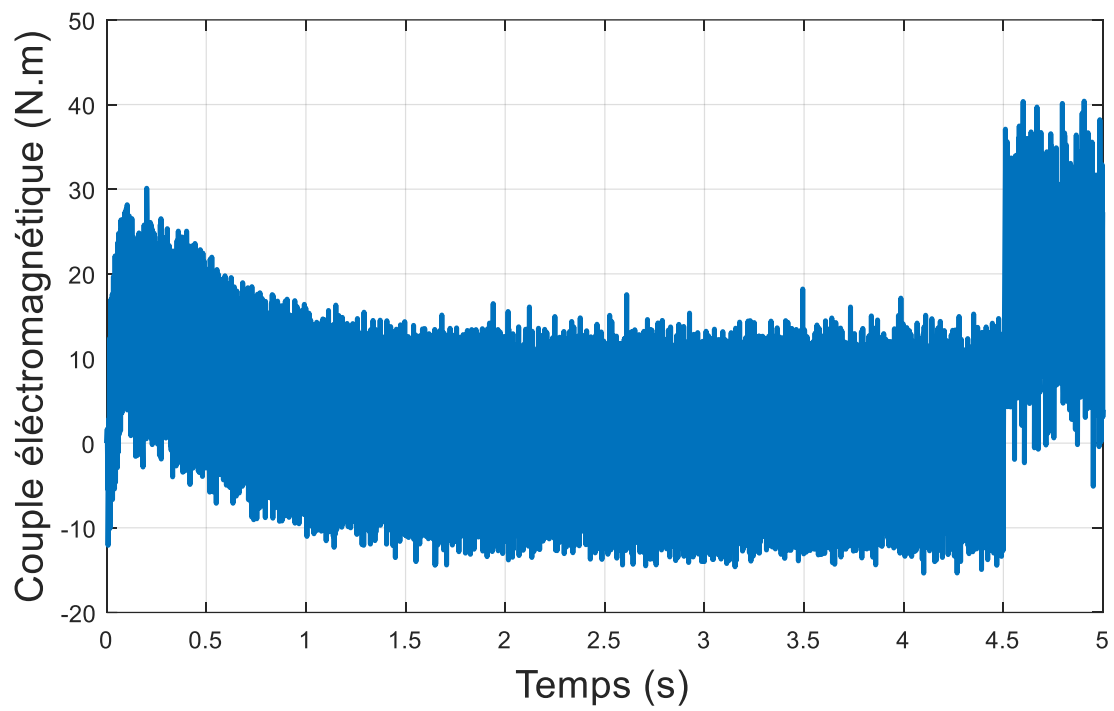


Figure III.6. Réponse du couple électromagnétique.

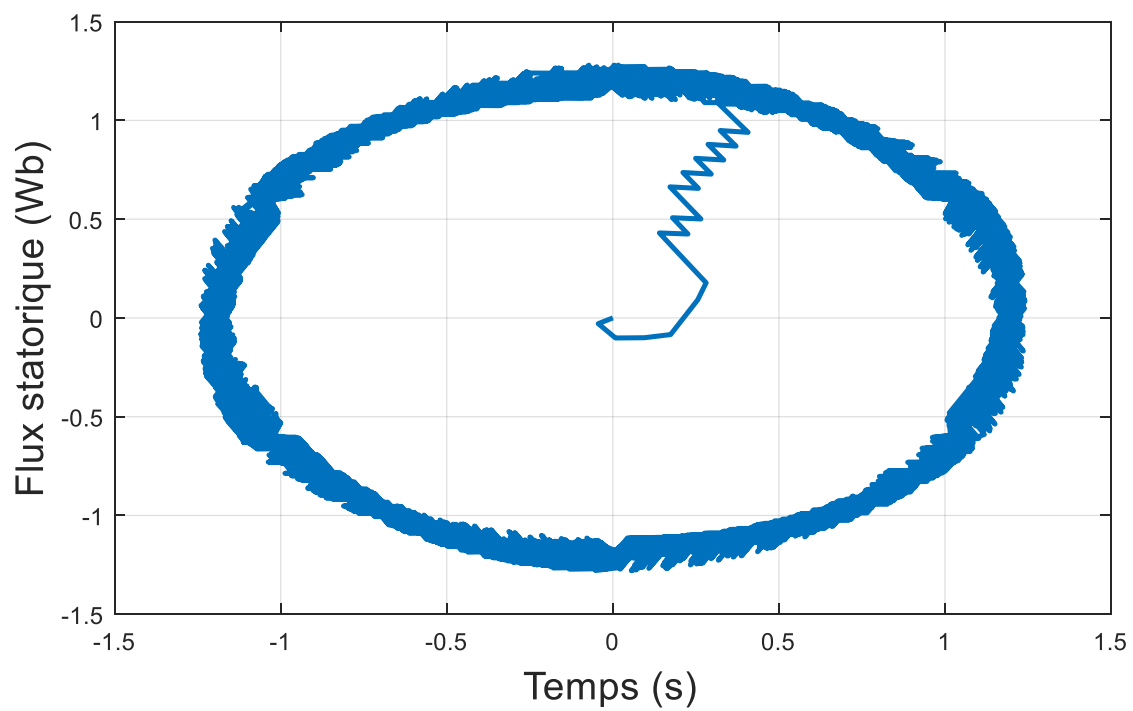


Figure III.7. Réponse du flux statorique.

- Dans ce cas de simulation, on observe une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne.
- La figure (III.7) 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.
- La vitesse de la machine atteint la valeur maximale à vide (**157 rad/s**), lorsqu'on applique une charge (**$C_r = 22 \text{ N.m}$**) ; la vitesse diminue mais elle revient à sa valeur précédente grâce au régulateur de vitesse de la commande prédictive non-linéaire (CPN).

III.5. Conclusion :

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande prédictive non linéaire(CPN). Nous avons tout d'abord rappelé le principe de la commande appliquée sur la machine asynchrone.

Ensuite nous avons vu les différentes équations qui régissent l'application de cette commande.

Pour enfin présenter les résultats de simulation dans les mêmes conditions que la DTC.

On remarque que les résultats sont très satisfaisants en terme de suivie de consigne et de rejet de perturbation.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce mémoire nous avons présenté la modélisation, et la commande de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette commande a permis de contrôler le flux et le couple électromagnétique de la machine.

Ce travail a été organisé en trois chapitres distincts, dans le but d'apporter au lecteur une vision claire de notre travail.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté une brève description de la machine asynchrone à cage d'écureuil en mentionnant ses différentes équations, ainsi que les repères de références et les transformations triphasé/biphasé nécessaires à la simulation du système.

Quant au deuxième chapitre, il a été destiné à la présentation de la commande directe du couple (DTC), et son mode de fonctionnement avec la présentation des différents éléments qui la compose. Pour finir par la simulation de cette dernière implémentée sur la machine et la présentation des différents résultats.

Enfin, le troisième chapitre offre une vue d'ensemble sur la commande prédictive du couple électromagnétique, et la présentation du modèle mathématique qui assure son fonctionnement. Le chapitre se clôture par la présentation des différents résultats de la simulation.

L'apport important de cette commande prédictive est l'élimination des du régulateur PI de la DTC classique, avec ce que cela apporte en matière de minimisation des coûts, de simplicité, et de performance.

ANNEXE

ANNEXES

A.1 Paramètres de la machine asynchrone :

Les paramètres du moteur asynchrone sont :

Puissance nominale : 130 W.

Vitesse nominale : $\omega_{\max} = 1500$ tr/min.

Tension (E) : 540 V (continue).

Courant nominal : $I_{\text{nom}} = 3.93$ A.

$R_s = 1.2 \Omega$.

$R_r = 1.8 \Omega$.

$L_s = 0.1558$ mH.

$L_r = 0.1568$ mH.

$L_m = 0.15$ mH.

$p = 2$.

$J = 0.07$ kgm².

$F = 0$ N.m.s/rad.

A.2. Liste des symboles :

a, b et c : Les axes des trois enroulements statoriques de la machines Asynchrone triphasée.

$(d - q)$: Référentiel de champ tournant.

$(\alpha - \beta)$: Référentiel fixe au stator.

ω_e : Vitesse de rotation de champ tournant $(d - q)$.

ω_r : Vitesse rotorique.

I_s : Courant statorique.

I_r : Courant rotorique.

i_s^p : Module du courant statorique prédit.

i_{sa} i_{sb} et i_{sc} : Courants des phases statoriques a, b et c.

i_{sd} i_{sq} : Composantes ($d - q$) du courant statorique dans le référentiel tournant.

i_{rd} i_{rq} : Composantes ($d - q$) du courant rotorique dans le référentiel tournant.

$i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$: Composantes ($\alpha - \beta$) du courant statorique dans le référentiel fixe.

$i_{s\alpha}^p, i_{s\beta}^p$: Composantes ($\alpha - \beta$) du courant statorique prédit dans le référentiel fixe.

$\bar{i}_s$: Vecteur du courant statorique.

$\bar{i}_r$: Vecteur du courant rotorique.

V : La tension.

V_s : Tension statorique.

V_{sd} V_{sq} : Composantes ($d - q$) de la tension statorique dans le référentiel tournant.

$V_{s\alpha}$ $V_{s\beta}$: Composantes ($\alpha - \beta$) de la tension statorique dans le référentiel fixe.

$\bar{V}_s$: Vecteur de tension statorique.

$\bar{V}_r$: Vecteur de tension rotorique.

U_{ab} U_{bc} U_{ca} : Tensions composées ligne-ligne de la machine.

V_{an} V_{bn} V_{cn} : Tensions simples phase-neutre de la machine.

S_{abc} : États de commutation de l'onduleur.

R : La résistance.

R_s : Résistance statorique.

R_r : Résistance rotorique.

$\emptyset$: Module du flux.

$\emptyset_{sref}$: Flux statorique de référence.

$\emptyset_s$: Module du flux statorique.

$\emptyset_r$: Module du flux rotorique.

$\emptyset_{sd}$ $\emptyset_{sq}$: Composantes ($d - q$) du flux statorique dans le référentiel tournant.

$\emptyset_{rd}$ $\emptyset_{rq}$: Composantes ($d - q$) du flux rotorique dans le référentiel tournant.

$\phi_{s\alpha} \phi_{s\beta}$: Composantes $(\alpha - \beta)$ du flux statorique dans le référentiel fixe.

$\phi_{r\alpha} \phi_{r\beta}$: Composantes $(\alpha - \beta)$ du flux rotorique dans le référentiel fixe.

$\bar{\phi}_s$: Vecteur de flux statorique.

$\bar{\phi}_r$: Vecteur de flux rotorique.

$\overrightarrow{\phi_{s\alpha}}$: Vecteur de flux statorique dans le repère α .

$\overrightarrow{\phi_{s\beta}}$: Vecteur de flux statorique dans le repère β .

ω_e : Vitesse de rotation de champ tournant $(d - q)$.

ω_r : Vitesse rotorique.

L_m : Inductance magnétisante.

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

J : Moment d'inertie.

$\Im$: Partie imaginaire.

e : Exponentielle.

T_{em} : Couple électromagnétique de la machine.

T_{emref} : Couple électromagnétique de référence de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Ωr : Vitesse mécanique.

f : Coefficient de frottement.

p : Nombre de paires de pôles.

σ : Coefficient de dispersion.

γ : Angle entre le vecteur de flux statorique et le vecteur de flux rotorique.

T_e : Temps d'échantillonnage.

τ_s : Constante de temps statorique.

τ_r : Constante de temps rotorique.

T_l : Couple de charge nominal.

N : La zone de vecteur.

C_r : Couple résistant.

V_0 à V_7 : Vecteurs de tension de commutation.

E : Tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Δ : Opérateur de différence.

θ_s : Angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

F_i : Fonction de coût utilisée pour la conception de la commande directe de Couple prédictive.

A : Coefficient d'ajustement.

A.3. Abréviation :

MAS : Machine asynchrone.

DTC : Direct Torque Control.

DTCP : Direct Torque Control prédictive.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

F.E.M : Force électromotrice.

MOSFET : Transistor à effet de champ à grille isolée (Metal Oxide Semiconductor Field Effect transistor).

IGBT : Transistor bipolaire a grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor).

PI : Correcteur proportionnel intégral.

Cflx : Correcteur de flux.

Ccpl : Correcteur de couple.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Austin Hughes. (2006). *Electric motors and drives*. UK: Elsevier Ltd.
- [2] Grellet, G., & Clerc G. (1996). *Actionneurs électriques*. France : Eyrolles.
- [3] Canudas de Wit, C. (2000). *Commande des moteurs asynchrones 1- Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*. France: Hermès Science Publication.
- [4] Blaschke F. (1972). The principle of field Orientation as applied to the Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines. *Siemens Review*, 39, 217-220.
- [5] Soufien Gdaim. (2013). *Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intel- ligentes. Intelligence artificielle [cs.AI]*. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir. Tunisia.
- [6].Sadashiv S. Kale, Rupesh C. Pawaskar. (2018). *Analysis of Torque and Flux Ripple Factor for DTC and SVM-DTC of Induction Motor Drive*. India.
- [7] Ammar Benzaïoua. (2014). *Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée*. L'université du Québec à Chicoutimi.
- [8] Maurizio Cirrincione, Marcello Pucci, Gianpaolo Vitale. (2012). *Power converters and AC electrical drives with Linear Neural Networks*. Taylor & Francis Group, LLC. USA.
- [9] Dumer, D., Boucher, P., & Kolb, T. (1996). Application of Cascaded Constrained Receding Horizon Predictive Control to an Induction Machine. *Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications*, Dearborn, MI, 888-893.
- [10] Maaziz, M. (2000). *Commande prédictive de systèmes non linéaires : Application à la commande de machines asynchrones*. (Thèse de doctorat, École supérieure d'électricité, France, 2000).
- [11] Maaziz, M.K., Mendes, E., Boucher, P., & Dumur, D. (2002). Validation expérimentale de commandes prédictives non linéaires. *Journal européen des systèmes automatisés*, 36(5), 723-735.
- [12] B. Koti Reddy. (2021). *Electrical Equipment: A Field Guide*. Scrivener Publishing LLC.
- [13] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Transaction on Industrial Application.*, vol. 25, pp. 257–264, Mar./Apr. 1989.
- [14] Hasse, K. (1969). *On the Dynamics'of Speed Control of a Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Machine*. PhD dissertation, Tech. Hochsch., Darmstadt.

- [15] Chebaani Mohamed, A.Golea,M.T.Benchouia. (2022). *Implementation of a Predictive DTC-SVM of an Induction Motor*. Mohamed Khider University Laboratory L.G.E.B, Biskra, Algeria.
- [16] Amina Achalhi, Noureddine Belbounaguia, Mohammed Bezza. *A Novel modified DTC Scheme with Speed Fuzzy-PI Controller*. Laboratory of Physics of the atmosphere, Materials, and Modeling, Mohammedia, Morocco.
- [17] Camacho, E., & Bordons, C. (2007). *Model Predictive Control*. Springer Verlag.
- [18] Morari, M., & Lee, J. H. (1998). *Model Predictive Control, Past, Present and Future*. Zurich : Institut fur Automatik, ETH.
- [19] Holtz, J., & Stadtfeldt, S. (1983). A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source. In *International Electronics Conference, IPEC*, 2, 1665- 1675.
- [20] Kennel, R., & Schöder, D. (1983). *A Predictive Control Strategy for Converters*. In *Third IP AC Symposium*, 415- 422.
- [21] Rodriguez, J., Pontt, J., Silva, C. & al. (2004). *Predictive Direct Torque Control of an Induction Machine*. Riga, Lativa : *EPE-PEMC*.
- [22] Dufour, C, Ishikawa, T., Abourida S., & Bélanger, J. (2007, septembre). Modern Hardware-In-the-Loop Simulation Technology for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007, VPPC 2007, IEEE*, Sept 9-12. 2007.