

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République algérienne démocratique et populaire  
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
المركز الجامعي لعين تموشنت  
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent  
Institut de Technologie  
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études  
Pour l'obtention du diplôme de Master en :  
Domaine : Sciences Technologies  
Filière : Electromécanique  
Spécialité : Electromécanique

Thème

**Etude de Contrôle direct de couple d'un actionneur  
asynchrone a-cage**

**Présenté Par :**

- 1) TAHAR Imad Eddine
- 2) BENHACINE Chefiq

**Devant les jurys composés de :**

Dr BENAZZA Baghdadi	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr ATTOU Amine	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur
Dr KRIM Mohamed	C.U.B.B(Ain Temouchent)	Encadrant

*Année universitaire 2019/2020*

# Dédicaces

Je tiens à dédier ce mémoire :

A ma très chère **Mère** et à mon cher **Père**, en témoignage et en gratitude de leurs dévouement, de leurs soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leurs réconfort moral, eux qui ont consenti tant d'effort pour mon éducation, mon instruction et pour me voir atteindre ce but, pour tout cela et pour ce qui ne peut être dit, mes affectations sans limite.

A ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage, à qui je dois de l'amour et de la reconnaissance :

A toute ma famille surtout mes parents que j'aime beaucoup.

A mon cher binôme **imad** pour tous les moments de joie et de peine qu'on a passé ensemble, A sa Famille aussi.

A mes Voisins et à mes Amis.

*A vous tous un grand merci.*

***Chefiq ,Imad ...***

# Remerciements

Nos remerciements vont tout premièrement à **Dieu** tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitudees à **nos parents** pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur "**Krim Mohamed**" pour avoir d'abord proposé ce thème, pour le suivi continuels tout le long de la réalisation de cette thèse et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils et remarques.

Nous remercions **les membres de jury Dr " BENAZZA Baghdadi "** et **Dr " ATTOU Amine "** d'examen pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions vont aussi à tous **les enseignants** du département d'électromécanique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous **nos amis** et **collèges** pour leur soutien moral et matériel...

## Table des Matières

Dédicaces.....	I
Remerciements.....	II
Table des Matières.....	III
Liste des figures.....	VI
Liste des tableaux.....	VIII
Liste des indices et symboles.....	IX
<b>Introduction Générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I.Modélisation de la Machine Asynchrone MAS</b>	
I.1 Introduction.....	5
I.2 Modélisation de la machine asynchrone: .....	5
I.2.1 La machine asynchrone .....	5
I.2.2 Utilisation la machine asynchrone : .....	6
I.2.3 Structure du moteur asynchrone à cage : .....	6
I.2.3.1 Le stator : .....	6
I.2.3.2 Le rotor à cage : .....	6
I.2.3.3 Description de la machine asynchrone : .....	6
I.2.4 Modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil : .....	7
I.2.4.1 Equation générale d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil : .....	8
I.2.4.2 Modèle de Park de la machine asynchrone : .....	10
I.2.4.3 Nouvel équations statoriques et rotoriques: .....	13
I.2.4.4 Estimation du flux rotorique et de la pulsation statorique : .....	14
I.3 Conclusion : .....	14

## **Chapitre II. Contrôle direct de couple DTC appliquée au machine asynchrone**

II.1	Introduction.....	16
II.2	Modélisation de commande vectorielle de la machine asynchrone .....	16
II.2.1	Commande vectorielle de la machine asynchrone .....	16
II.2.2	Commande est dite indirecte .....	17
II.2.3	Découplage par compensation.....	18
II.3	Model de conception de Machine asynchrone alimentée en tension à commande vectorielle indirecte .....	19
II.3.1	Dimensionnement des régulateurs.....	19
II.3.2	Régulateur de courant.....	19
II.3.3	Fonction De Transfer.....	19
II.3.3.1	Régulateur de vitesse.....	20
II.3.3.2	Fonction De Transfer.....	20
II.4	Commande direct torque contrôle DTC .....	23
II.4.1	Commande DTC classique .....	23
II.4.2	Principes Généraux De La Commande DTC : .....	23
II.5	Commande directe du couple de la machine asynchrone.....	24
II.5.1	Modélisation de L'onduleur.....	24
II.5.2	La commande de l'onduleur : .....	24
II.5.2.1	Contrôle du courant par M.L.I : .....	26
II.5.3	Règle De Comportement Des Grandeurs a Contrôler : .....	30
II.5.4	Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique:.....	37
II.5.4.1	Estimation du flux statorique.....	37
II.5.4.2	Estimation du couple électromagnétique .....	38
II.5.4.3	Table de vérité et structure du DTC .....	38
II.6	Conclusion.....	39

# **Chapitre III.Simulation de commande directe de couple DTC appliquée au MAS**

III.1	Introduction .....	42
III.2	Simulation numérique : .....	42
III.2.1	Onduleur triphasé commande MLI.....	43
III.2.1.1	Résultat de Simulation .....	43
III.2.2	Simulation et commande DTC appliquée au système.....	45
III.2.2.1	Le modèle de la machine asynchrone MAS.....	45
III.2.2.2	Les résultats et interprétations des simulations du système proposé : .....	46
III.2.2.3	Simulations des tests robustes du système proposé : .....	51
III.3	Conclusion :.....	55
 <b>Conclusion Générale</b> .....		<b>57</b>
 <b>Bibliographies</b> .....		<b>60</b>
 <b>Résumé</b> .....		<b>64</b>

## Liste des figures

<b>Figure I.1.</b> Moteur asynchrone triphasé.....	7
<b>Figure I.2.</b> Représentation schématique d'une MAS triphasée.....	8
<b>Figure I.3.</b> Modèle de Park de la machine asynchrone.....	10
<b>Figure II.1</b> Principe de la commande vectorielle.....	17
<b>Figure II.2.</b> Schéma simplifié de la commande vectorielle Indirecte de la MAS alimentée en tension.....	17
<b>Figure II.3.</b> Découplage par addition des termes de compensation.....	18
<b>Figure II.4</b> Boucle du courant $I_{qs}$ après découplage.....	19
<b>Figure II.5.</b> Schéma de principe d'une MAS alimentée en tension (commande vectorielle indirecte).....	20
<b>Figure II.6.</b> Boucle de régulation du courant $I_{qs}$ .....	21
<b>Figure II.7.</b> Schéma Boucle de la régulation de vitesse.....	22
<b>Figure II.9.</b> Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.....	24
<b>Figure II.10.</b> Structure de l'onduleur de tension triphasé.....	25
<b>Figure II.11.</b> Schéma synoptique d'un M.L.I.....	27
<b>Figure II.12.</b> M.L.I à échantillonnage naturel.....	29
<b>Figure II.13.</b> Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.....	30
<b>Figure II.14.</b> Elaboration du vecteur de tension à partir des états de commutation de l'onduleur.....	31
<b>Figure II.15.</b> Exemple d'évolution du vecteur flux statorique dans le plan $(\alpha_s - \beta_s)$ .....	33
<b>Figure II.16.</b> Trajectoire du flux statorique dans le repère $(\alpha_s - \beta_s)$ .....	34
<b>Figure II.17.</b> Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.....	35
<b>Figure II.18.</b> Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique.....	36
<b>Figure II.19.</b> Contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois.....	37

<b>Figure III.1.</b> Structure générale de la commande directe du couple ‘DTC’ d’une MAS.....	42
<b>Figure III.2.</b> Simulation d’onduleur commandé raccordée aux deux système.....	43
<b>Figure III.3.</b> Résultat de la simulation du onduleur triphasé et commande MLI ensuite connectée au système de type 1.....	44
<b>Figure III.4.</b> Résultat de la simulation du onduleur triphasé et commande MLI ensuite connectée au système de type 2.....	44
<b>Figure III.5.</b> Schéma Simulink de la machine asynchrone alimentée en tension.....	45
<b>Figure III.6.</b> Schéma Simulink de la estimateur flux et couple.....	45
<b>Figure III.7.</b> couple statorique et couple de référence.....	46
<b>Figure III.8.</b> vitesse de moteur et Statorique de référence.....	47
<b>Figure III.9.</b> Flux Statorique de référence et estimé.....	47
<b>Figure III.10.</b> Trajectoire du flux statorique.....	48
<b>Figure III.11.</b> Allure de courant statorique.....	48
<b>Figure III.12.</b> Le niveau de THD sur une phase du courant satirique.....	49
<b>Figure III.14.</b> couple statorique et couple de référence.....	51
<b>Figure III.15.</b> vitesse de moteur et Statorique de référence.....	51
<b>Figure III.16.</b> Flux Statorique de référence et estimé.....	52
<b>Figure III.17.</b> Trajectoire du flux statorique.....	52
<b>Figure III.18.</b> Allure de courant statorique.....	53
<b>Figure III.19.</b> Le niveau de THD sur une phase du courant statorique du convertisseur.....	54



## Liste des Tableau

<b>Tableau II.1 :</b> Table de commutation de la DTC étendu.....	39
<b>TableauIII.1:</b> Paramètres de la machine asynchrone.....	46
<b>TableauIII.2:</b> Paramètres de la machine asynchrone.....	51

## Liste des indices et symboles

*(r)* : indice grandeurs rotoriques  
*(s)* : indice grandeurs statoriques  
*d* : indice grandeurs liées à l'axe *d*  
*q* : indice grandeurs liées à l'axe *q*  
*α* : axe *α* du repère tournant (*α,β*)  
*β* : axe *β* du repère tournant (*α,β*)  
*n* ; grandeur nominale  
*p* : nombre de paires de pôles  
*R<sub>s</sub>* : résistance statorique  
*L<sub>s</sub>* : inductance statorique  
*R<sub>r</sub>* : résistance rotorique  
*L<sub>r</sub>* : inductance rotorique  
*L<sub>d</sub>* : inductance directe  
*L<sub>q</sub>* : inductance transversale  
*E* : tension d'entrée de l'onduleur  
*V<sub>sd</sub>* : tension statorique directe  
*V<sub>sq</sub>* : tension statorique transversale  
*V<sub>sα</sub>* : tension statorique sur l'axe *α*  
*V<sub>sβ</sub>* : tension statorique sur l'axe *β*  
*I<sub>sd</sub>* : courant statorique direct  
*I<sub>sq</sub>* : courant statorique transversale  
*I<sub>sα</sub>* : courant statorique sur l'axe *α*  
*I<sub>sβ</sub>* : courant statorique sur l'axe *β*  
*Φ<sub>sd</sub>* : flux statorique direct  
*Φ<sub>sq</sub>* : flux statorique transversale  
*Φ<sub>sα</sub>* : flux statorique sur l'axe *α*  
*Φ<sub>sβ</sub>* : flux statorique sur l'axe *β*  
*J* : moment d'inertie des pièces tournantes

$\Omega$  : vitesse angulaire du moteur

$C_{em}$  : couple électromagnétique

$C_r$  : couple résistant

$X_{ref}$  : référence de  $x$

**Introduction**

**Générale**

## **Introduction Générale**

La robustesse, le faible coût, le besoin continu d'augmenter les performances des procédés technologiques et la facilité d'entretien font l'intérêt de l'utilisation la commande classique aux actionneurs électriques, est un important secteur de recherche englobant les systèmes électriques asynchrone, leurs commandes ainsi que le contrôle des machines électriques asynchrone. Ce domaine est à la base de tous les développements techniques majeurs récents grâce aux nouvelles méthodes ou aux nouvelles structures de commandes modernes utilisées.

La machine asynchrone connaît un succès croissant depuis des décennies en remplaçant progressivement les machines à courant continu et machine synchrones dans de nombreuses applications industrielles et dans les transports. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens.

L'objectif de ce travail s'inscrit dans le cadre d'une étude de control direct du couple d'un actionneur machine asynchrone à cage. Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe du couple DTC sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages: une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière des semi-conducteurs de puissance et de la technologie numérique.

Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator avec ou sans l'intervention de capteur mécanique. La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple, cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

**Pour ce faire nous avons présenté ce manuscrit de la façon suivante :**

- La première chapitre de ce travail correspond à une généralité sur des principaux éléments de constitution de la machine asynchrone à cage suivis par la modélisation triphasée de la machine par une approche analytique qui s'appuie sur le modèle de connaissance , après un choix convenable du référentiel , on déduit le modèle d'état de la machine asynchrone et la modélisation de chaque élément qui constitue le système .

- Dans le deuxième chapitre, est consacré à la commande directe du couple DTC des machines asynchrones alimentées par un onduleur .

- Pour le troisième chapitre concerne la simulation de système commande DTC de la machine asynchrone (MAS) basée sur l'orientation du flux statoriques.

La simulation de ce système a été faite à base de l'environnement du logiciel MATLAB. Des résultats de simulation avec interprétation et conclusion finaliseront ce chapitre.

- Finalement, ce travail est terminé par conclusion générale.

# **Chapitre I :**

## **Modélisation de la Machine Asynchrone MAS**

**I. Introduction :**

La machine asynchrone a connu un succès croissant depuis plusieurs décennies en remplaçant progressivement les machines à courant continu et asynchrone dans de nombreuses applications industrielles et quotidiennes.

Ce succès s'explique par une conception robuste réduisant les frais de maintenance et son coût de conception relativement moindre par rapport aux autres machines électriques.

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

Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park, associée à une alimentation constituée d'un onduleur de tension triphasé utilisant la technique de commande MLI sinus triangle.

**I.2 Modélisation de la machine asynchrone:****I.2.1 La machine asynchrone**

la machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon de machine à induction, est un convertisseur électromécanique basé sur l'électromagnétisme permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant électrique et un dispositif mécanique.

Cette machine est réversible et susceptible de se comporter, selon la source d'énergie, soit en « moteur » soit en « générateur », dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse:

- en fonctionnement « moteur », dans deux quadrants du plan couple-vitesse, l'énergie électrique apportée par la source est transformée en énergie mécanique vers la charge ;
- en fonctionnement « générateur », dans les deux autres quadrants, l'énergie mécanique de la charge est transformée en énergie électrique vers la source (la machine se comporte comme un frein).

Comme ce fonctionnement est sans discontinuité et ne dépend pas de la machine elle-même mais de *l'ensemble source d'alimentation/machine/charge*, la distinction moteur/générateur est « communément » faite par rapport à la finalité d'usage de la machine. C'est ainsi que dans le



langage commun l'utilisation de « moteur asynchrone » pour désigner cette machine est fréquent.

### **I.2.2 Utilisation de la machine asynchrone :**

- La machine asynchrone est la plus simple des machines tournantes, donc la plus économiques à l'achat. Elle trouve un domaine d'application très étendu & très vaste, aussi bien pour de petites puissances (dix 10 W) que pour de très grandes installations (jusqu'à 25 MW).
- L'utilisation d'un moteur asynchrone (à courant alternatif triphasé), plus robuste moins cher et sans entretien, devient une solution plus économique et plus pratique même au prix d'un circuit électronique de commande plus complexe pour les systèmes de pompage photovoltaïques.
- L'utilisation d'un moteur asynchrone augmente ainsi l'autonomie et la fiabilité de l'installation. Le moteur est alimenté par un onduleur (convertisseur DC/AC) qui assure l'optimisation du générateur.

Dans ce travail, on utilise la machine asynchrone à cage, parce qu'elle est la machine la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération et la moins coûteuse à la fabrication.

### **I.2.3 Structure du moteur asynchrone à cage :**

#### **I.2.3.1 Le stator :**

Le stator est constitué par un empilage de tôles magnétiques, parfois assemblées en paquets avec des fentes intermédiaires pour la ventilation.

A la périphérie de l'alésage stator sont disposés des encoches et un bobinage le plus souvent triphasé générant un champ tournant de fréquence de rotation  $f/p$ , l'enroulement sera généralement de basse tension (220-380-440 V) et au-delà à haute tension (5.5-6-10-15 KV).

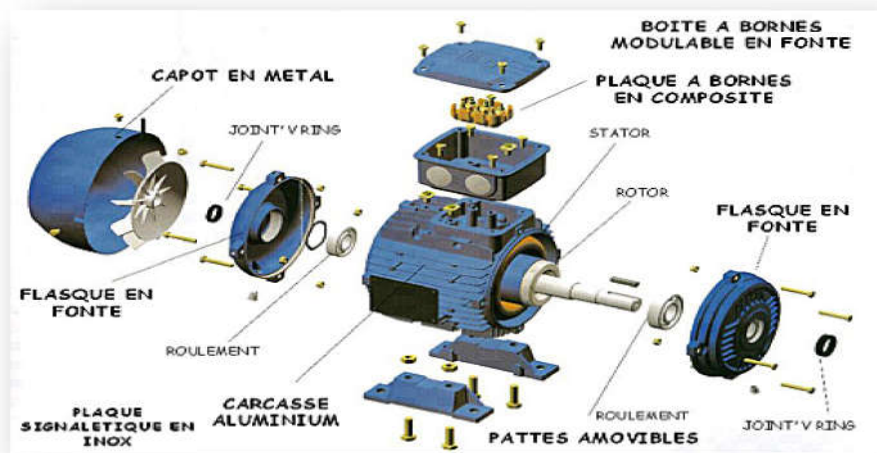
#### **I.2.3.2 Le rotor à cage :**

Les rotors à cage ou en court circuit formés de barres en aluminium ou en cuivre (éventuellement laiton ou bronze), non isolés par rapport au fer et placées dans des encoches à la périphérie du rotor. Ces barres sont alors court-circuitées de part et d'autre du fer par des anneaux du même matériau que les barres.

#### **I.2.3.3 Description de la machine asynchrone :**

La machine asynchrone triphasée qui est indiquée sur la Figure I.1 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 [1] :

- 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 bagues conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux circulaires.



**Figure I.1:** Moteur asynchrone triphasé.

#### **I.2.4 Modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil :**

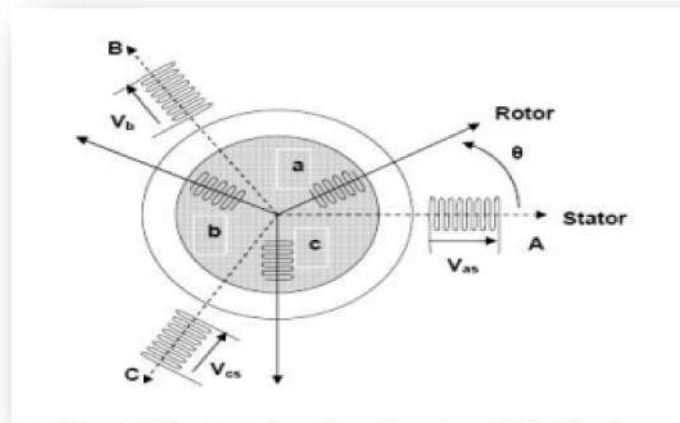
La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique utilisée principalement dans les applications industrielles. Ces principaux avantages sont : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique. [2]

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation du flux : loi de Lenz-Faraday. Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique.

**I.2.4.1 Equation générale d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil :**

- **Equation des tensions et des flux : [3]**



**Figure I.2:** Représentation schématique d'une MAS triphasée.

En appliquant la loi de FARADAY à chaque bobinage de la machine asynchrone, on trouve les équations des tensions régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone et elles s'écrivent sous forme matricielle :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \tag{I.1}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt} \tag{I.2}$$

Avec

$[V_{sabc}] = [V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]^T$  et  $[V_{rabc}] = [V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^T$  représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques, respectivement

$[I_{sabc}] = [I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}]^T$  et  $[I_{rabc}] = [I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}]^T$  représentent des courants traversant ces phases.

$[\Phi_{sabc}] = [\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}]^T$  et  $[\Phi_{rabc}] = [\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}]^T$ : correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques, respectivement.

Les matrices des résistances statorique  $R_s$  et rotorique  $R_r$  de la MAS sont données par :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \text{ Matrice de résistance statorique} \quad (I.3)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ Matrice de résistance statorique} \quad (I.4)$$

▪ **Equations magnétiques :**

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielles comme suit :

$$\begin{aligned} [\Phi_{sabc}] &= [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}(\theta)][I_{rabc}] \\ [\Phi_{rabc}] &= [L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}(\theta)][I_{sabc}] \end{aligned} \quad (I.5)$$

Avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{21} & M_{31} \\ M_{12} & M_{22} & M_{32} \\ M_{13} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

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

D'où

$L_s$ : Matrice des inductances statoriques;

$L_r$ : Matrice des inductances rotoriques;

$l_s$ : Inductance propre d'une phase statorique ;

$l_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique ;

$M_s$ : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;

$M_r$ : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;

$m_{sr}$ : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor ;  
il est obtenu lorsque les axes sont alignés.

$\theta$ : Désigne l'angle entre une phase du rotor et la phase correspondante du stator.

Finalement on peut écrire les équations électriques du moteur asynchrone :

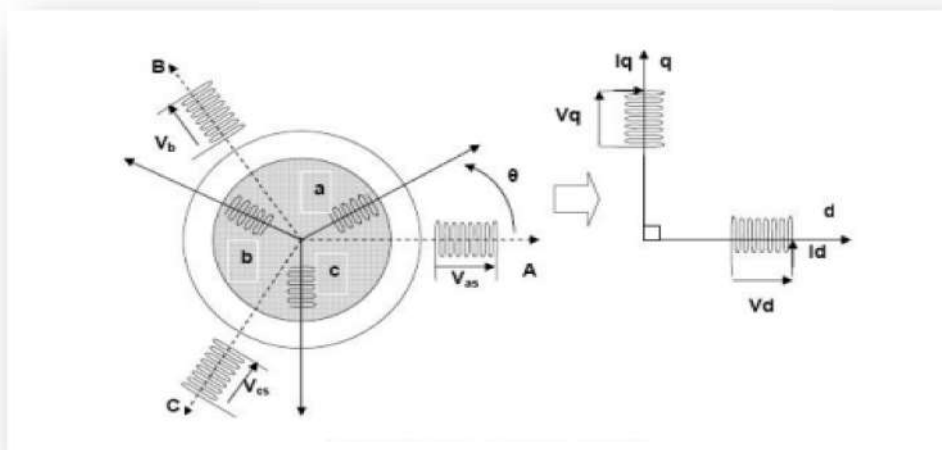
$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] + [L_s] \frac{d[I_{sabc}]}{dt} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}(\theta)] [I_{sabc}] \} \tag{I.9}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] + [L_r] \frac{d[I_{rabc}]}{dt} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}(\theta)] [I_{rabc}] \} \tag{I.10}$$

**I.2.4.2 Modèle de Park de la machine asynchrone : [4]**

La théorie de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes électriquement perpendiculaires appelés d pour l'axe direct, et (q) pour celui de quadrature. Par raison de simplicité, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La distribution de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale,
- Les effets des pertes ferromagnétiques de la saturation sont négligés,
- Les composantes homopolaires sont nulles.



**Figure I.3:** Modèle de Park de la machine asynchrone

Les amplitudes directes (d) et en quadratures (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit

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

$$\theta = \theta_s - \theta_r \tag{I.11}$$

On définit donc la matrice de transformation de Park par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

Et la matrice de transformation inverse par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

Cette transformation permet en général, le passage du système triphasé ( a,b,c) à un système diphasé (d ,q) quelques soient les grandeurs électriques ou électromagnétiques (flux, courant et tension).

Le changement de variables relatifs aux courants, aux tensions et aux flux est défini par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_h \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.14}$$

Avec :  $X = V . I . \phi$

La transformation inverse est obtenue par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_h \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

Les équations de la machine asynchrone dans le système biphasé (d, q) lié au champ tournant sont obtenues en utilisant la transformée de Park.

Les équations de tension :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - w_s \phi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + w_s \phi_{sd} \\ v_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \\ v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} + (w_s - w) \phi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (w_s - w) \phi_{rd} \\ v_{r0} = R_r i_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \end{array} \right. \quad (I.16)$$

Avec :

$v_{sd}$  et  $v_{sq}$ : Tension statorique direct et quadratique ;

$i_{sd}$  et  $i_{sq}$ : Courant statorique direct et quadratique ;

$\phi_{sq}$  et  $\phi_{sd}$ : Flux statorique direct et quadratique ;

$i_{rd}$  et  $i_{rq}$ : Courant rotorique direct et quadratique ;

$\phi_{rq}$  et  $\phi_{rd}$ : Flux rotorique direct et quadratique ;

$w_s$  et  $w_r$ : Pulsation des grandeurs statoriques et rotoriques [rd/s] ;

$w = p \cdot \Omega = w_s - w_r$ : Pulsation mécanique [rd/s].

On applique la transformation de Park aux équations de flux et de courants (I.17), on trouve les relations électromagnétiques de la machine :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{array} \right. \quad (I.17)$$

Avec:

$L_s = l_s + M$  Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r + M$  Inductance cyclique rotorique.

$l_s$ : Inductance de fuite statorique.

$l_r$ : Inductance de fuite rotorique.

$M$ : Inductance mutuelle.

Finalement, on obtient la matrice suivante qui rassemble toutes les équations du moteur asynchrone :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -w_s L_s & M & -w_s M \\ w_s L_s & R_s & w_s M & 0 \\ 0 & -w_r M & R_r & -w_r L_r \\ w_r M & 0 & -w_s L_s & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{dI_{rd}}{dt} \\ \frac{dI_{rq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

L'équation de couple électromagnétique est définie par:

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (I.19)$$

L'équation mécanique est définie par la relation:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I.20)$$

Avec :

$C_{em}$  : Couple électromagnétique délivré par la machine

$C_r$  : Couple résistant de la charge ;

$f$  : Coefficient des frottements visqueux ;

$\Omega = \frac{w_r}{p}$  : Vitesse de rotation mécanique ;

$p$  : Nombre de paires de pôles.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps rotorique.

### I.2.4.3 Nouvel équations statoriques et rotoriques:

En supposant que la commande maintienne  $\phi_{rd} = \phi_r = \text{constant}$  et  $\phi_{rq} = 0$

Donc à partir l'équation (I.19) de la machine exprimer le courant comme suit

$$I_{rd} = \frac{\phi_r - M \cdot i_{sd}}{L_r} \quad (1.21)$$

Par ailleurs, la relation (II.22) peut s'écrire de la manière suivante :

$$I_{rq} = \frac{-M \cdot i_{sq}}{L_r} \quad (I.22)$$



L'expression de couple électromagnétique donnée par la relation :

$$C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot I_{sq} \quad (I.23)$$

#### **I.2.4.4 Estimation du flux rotorique et de la pulsation statorique :**

Dans la relation (I.21), on remplace par  $I_{rd}$  sa valeur exprimé en (I.20), il vient :

$$\phi_r = \frac{M \cdot I_{sd}}{1 + T_r \cdot s} \quad (I.24)$$

Avec :

$T_r$ : Constante de temps rotorique

$s$  : Opérateur de dérivation

La connaissance de permet d'assurer la validité des équations car le référentiel (d,q) doit suivre constamment le champ tournant. Pour cela, on se sert de la relation angulaire interne :

$$w_s = P \cdot \Omega + w_r \quad (I.25)$$

La vitesse de la machine est mesurée. Par contre, il faut estimer la vitesse du champ rotorique.

Dans l'équation (I.25), on remplace  $I_{rq}$  par sa valeur donnée en (I.20). Ce qui donne :

$$w_r = \frac{M \cdot i_{sq}}{T_r \cdot \phi_r} + 0.001 \quad (I.26)$$

On obtient finalement

$$w_r = \frac{M \cdot i_{sq}}{T_r \cdot \phi_r} + P \cdot \Omega + 0.001 \quad (I.27)$$

**Notes :** l'équation (I.27) correspond à un autopilotage de la machine asynchrone. C'est cette relation qui force à zéro une grandeur de sortie, et permet ainsi le découplage entre les deux grandeurs restantes dans l'expression du couple.

### **I.3 Conclusion :**

Dans ce chapitre nous avons abordé la modulation machine asynchrone modèle mathématique , on a commencé par la modélisation de la MAS en se basant sur les équations électriques, magnétiques et mécaniques, qui régissent le comportement de la machine. Dans le chapitre suivant, la commande directe de couple d'un moteurs asynchrone a-cage

**Chapitre II :**  
**Contrôle direct de couple**  
**DTC appliquée au machine**  
**asynchrone**

## **II.1 Introduction**

La commande des machines électriques a fait l'objet de plusieurs recherches et travaux pendant longtemps. Des commandes différentes ont été développées, pour commander le MAS. On s'intéresse spécialement à la commande directe du couple DTC, Dans ce chapitre, nous présentons les principes de base de la commande vectorielle. Puis les deux types de contrôle du flux direct et indirect avec un aperçu sur les observateurs de flux. Ensuite on présentera le principe de la commande directe du couple sur la machine asynchrone à cage afin de contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de ce machine.

## **II.2 Modélisation de commande vectorielle de la machine asynchrone**

### **II.2.1 Commande vectorielle de la machine asynchrone**

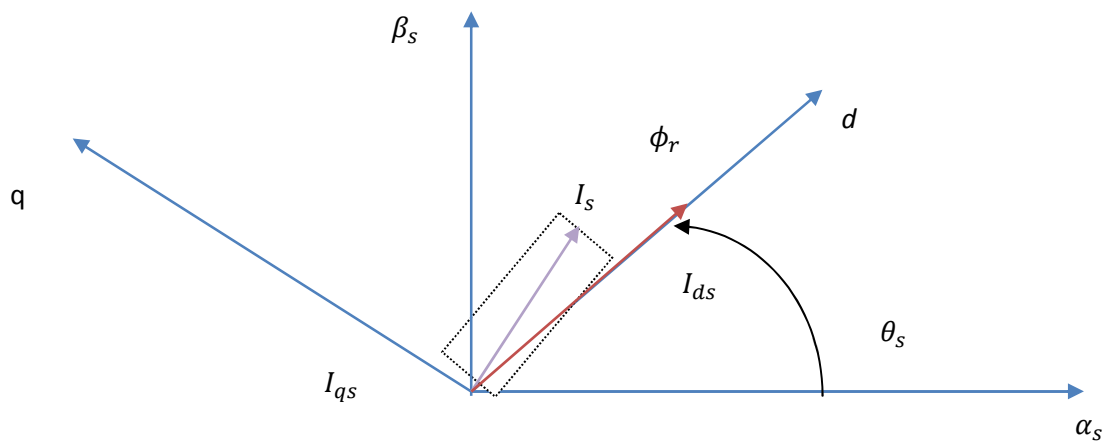
Le principe d'orientation du flux est apparu dans les travaux de Blaschke au début des années 70, il consiste à faire coïncider l'axe 'd' du repère tournant (d-q) avec le flux, afin de rendre le comportement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, le flux est donc contrôlé par le courant inducteur et le couple par le courant induit.

Le but de cette commande est d'éliminer le couplage qui existe entre l'induit et l'inducteur et de ramener son fonctionnement comparable à celui d'une MCC en décomposant le courant statorique en deux composantes, dont l'une contrôle le flux ( $I_{ds}$ ) et l'autre contrôle le couple ( $I_{qs}$ ).

On distingue deux types des contrôles vectoriels:

- 1- **Directe (FOC)** : dans le contrôle vectoriel directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance
- 2- **Indirecte (IFOC)** : dans le contrôle vectoriel indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations.

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entre fer assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe suivant l'axe du flux rotorique voir figure II.1. Elle présente de meilleures performances par rapport aux autres

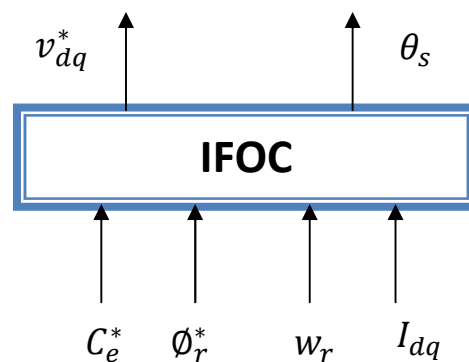


**Figure II.1** Principe de la commande vectorielle [5]

**II.2.2 Commande est dite indirecte**

La commande est dite indirecte lorsque la position du flux considéré est calculée à partir de la mesure de la vitesse du rotor et d'autres grandeurs accessibles, comme les tensions ou les courants statoriques [6].

La commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension peut être représentée par la figure (II.2)



**Figure II.2** . Schéma simplifié de la commande vectorielle Indirecte de la MAS alimentée en tension.

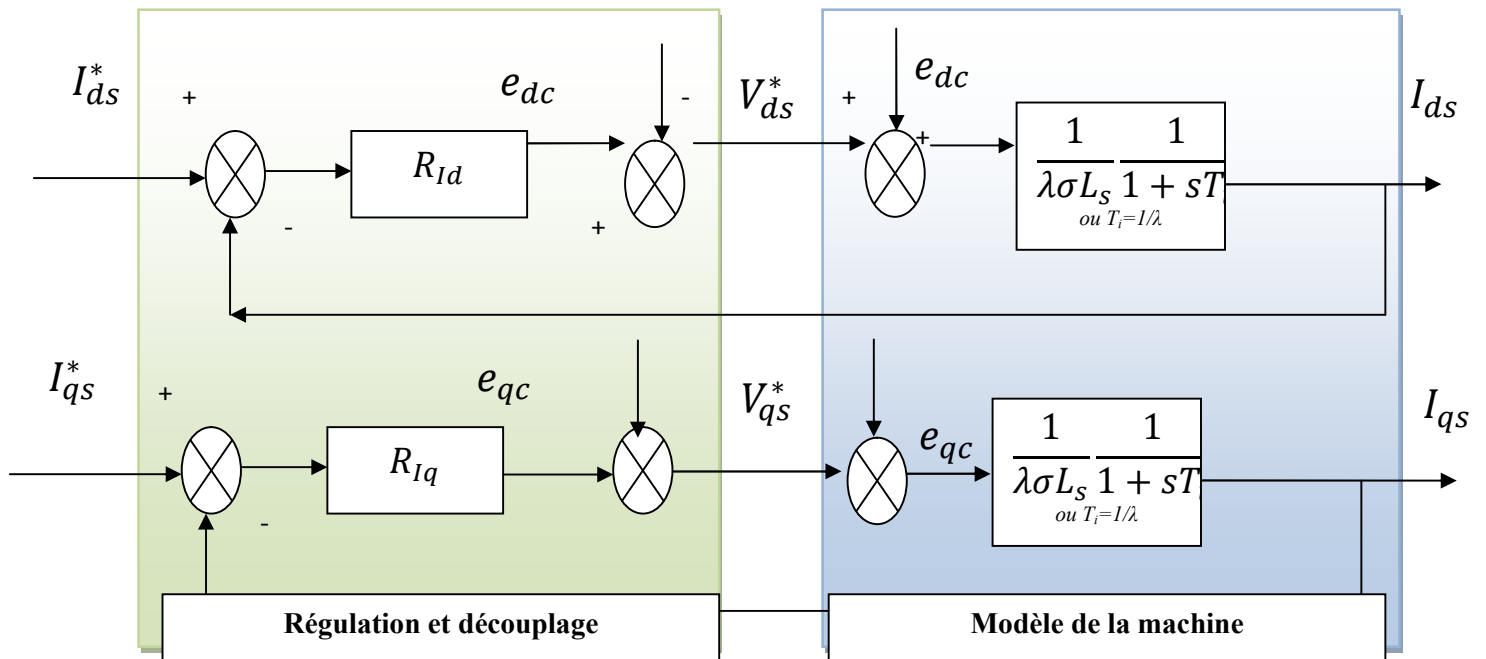
**II.2.3 Découplage par compensation**

Dans le cas de la machine asynchrone alimentée en tension, le modèle de la machine est d'ordre cinq, donc il est nécessaire de découpler les deux axes des tensions statoriques par des f.é.m. De compensation. Nous utilisons une méthode de compensation qui a pour but d'annuler les termes croisés et les termes non linéaires.

Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs pour obtenir les tensions des références nécessaires pour le réglage. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient une relation du premier ordre avec les courants correspondants [7]. Les tensions statorique s'écrivent:

$$\begin{cases} V_{ds} = \lambda\sigma L_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{K_s}{T_r} \sigma L_s \phi_{dr} \\ V_{qs} = \lambda\sigma L_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{ds} + \omega_r K_s \sigma L_s \phi_{dr} \end{cases} \quad (II.1)$$

Pour rendre les axes (d et q) complètement indépendant, il est nécessaire d'ajouter des termes identiques de découplages mais de signe opposé à la sortie des régulateurs comme le montre la figure (II.3).



**Figure II.3 .Découplage par addition des termes de compensation[8]**

Ceci nous amène à écrire les tensions sous la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds}^* + e_{dc} \\ V_{qs} = V_{qs}^* + e_{qc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

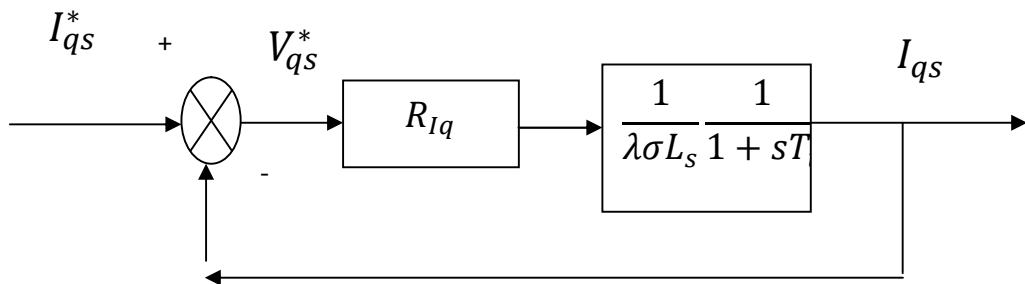
Les termes de compensation sont définis par les f.é.m.  $e_{dc}$  et  $e_{qc}$ :

$$\begin{cases} e_{ds} = \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{K_s}{T_r} \sigma L_s \phi_{dr} \\ e_{qs} = \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \omega_r K_s \sigma L_s \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Le nouveau système d'équations linéaires parfaitement découplé :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = \lambda \sigma L_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^* = \lambda \sigma L_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Le découplage permet d'écrire les équations de la machine sous une forme simple ce qui facilite considérablement le dimensionnement des coefficients des régulateurs. Donc, après orientation du flux rotorique et découplage par compensation, on aboutit alors à un schéma bloc simple et identique pour les deux composantes du courant statorique de la figure II.4.



**Figure II.4** .Boucle du courant  $I_{qs}$  après découplage

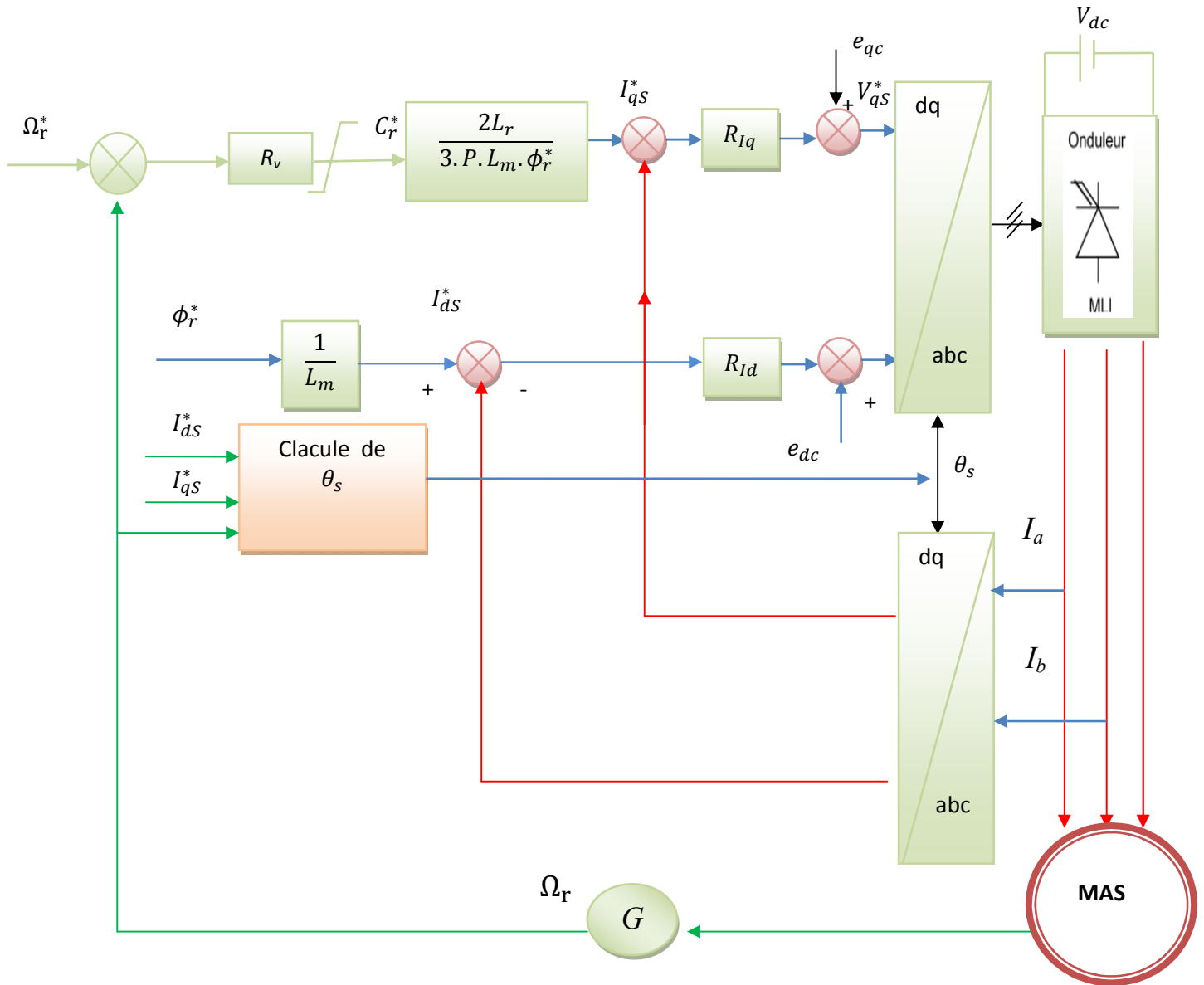
La composante du courant  $I_{ds}^*$  contrôlera le couple et celle du courant  $I_{qs}^*$  contrôlera le flux.

### **II.3 Model de conception de Machine asynchrone alimentée en tension à commande vectorielle indirecte**

Les grandeurs mesurées dont nous avons besoin pour la régulation sont:

- La vitesse: donnée par un codeur incrémental monté sur l'arbre du moteur.
- Les courants statoriques: donnés par des sondes à effet Hall.
- Le flux rotorique: donné le plus souvent par estimateur ou observateur.

Le principe de cette méthode, ne règle pas le flux rotorique on a donc besoin ni de capteur, ni d'estimation ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, la position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées.



**Figure II.5** .Schéma de principe d'une MAS alimentée en tension (commande vectorielle indirecte) [9]

### II.3.1 Dimensionnement des régulateurs

Nous proposons de commander notre machine par des régulateurs classiques de type PI (Proportionnel Intégrateur) pour activer la réaction de la réponse de la vitesse de rotation et

annules l'erreur statique. Les actions proportionnelles et intégrales de ce régulateur sont mises en parallèles.

**II.3.2 Régulateur de courant**

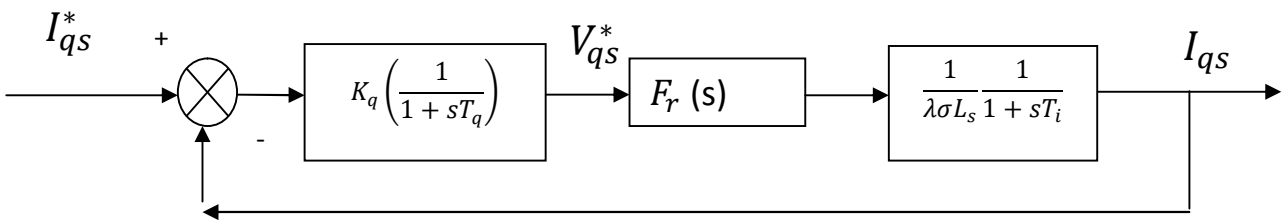
Nous représentons les retards du convertisseur statique (onduleur MLI) et les blocs de Conversion par la fonction de transfert suivante [10] :

$$F_r(s) = \frac{1}{1+sT_f} \tag{II.5}$$

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté un régulateur PI. Dont

$$PI = \left\{ K_j \left( \frac{1}{1+sT_f} \right) \text{ ou } j = d, q \right\} \tag{II.6}$$

Le schéma, incluant les différentes fonctions de transfert, pour l'axe q est donné par la figure suivante :



**Figure II.6 .Boucle de régulation du courant Iqs [11]**

Où :

$K_q$  et  $T_q$ : coefficients du correcteur.

$T_f$ : Constante du temps de la commande rapprochée de l'onduleur.

**II.3.3 Fonction De Transfer**

À partir de ce système de nous avons deux fonctions de transfert :

1- La fonction de Transfer en boucle ouverte FT<sub>BO</sub> est donnée par équation suivant :

$$FT_{BO}(s) = \frac{K_j}{\sigma L_s s} \frac{1}{(1+sT_f)} \tag{II.7}$$

2- La fonction de Transfer en boucle ouverte FT<sub>BF</sub> est donnée par équation suivant :



$$FT_{BO}(s) = \frac{K_q}{\sigma L_s T_f} \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{T_f} + \frac{K_q}{\sigma L_s T_f}} = \frac{w_0^2}{s^2 + 2s\xi w_0 + w_0^2} \quad (II.7)$$

Avec :

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\sigma L_s}{K_q T_f}} w_0 = \sqrt{\frac{K_q}{\sigma L_s T_f}} \quad (II.8)$$

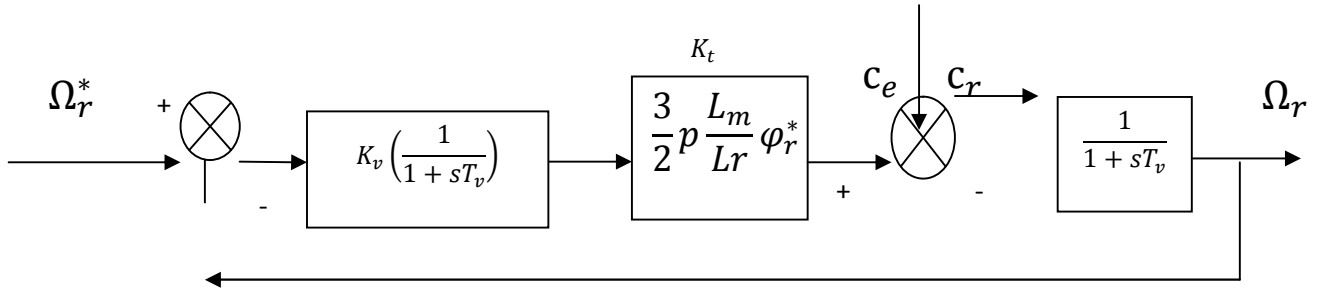
Lors d'un échelon de consigne pour un amortissement  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  on a un dépassement de 43%.

D'où:

$$\begin{cases} K_q = \frac{\sigma L_s}{K_q T_f} \\ T_f = 2ms \end{cases} \quad (II.9)$$

### II.3.3.1 Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation en cascade nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne (courant) soit plus rapide que la boucle externe. Par conséquent, le schéma bloc de régulation de vitesse peut être représenté par la figure (II.12) [12].



**Figure II.7.** Schéma Boucle de la régulation de vitesse [13].

### II.3.3.2 Fonction De Transfer

À partir de ce système de nous avons deux fonctions de transfert :

- 1- La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation :

$$FT_{BO}(s) = \frac{K_v k_t}{f_r} \frac{1}{s T_m} \quad (II.10)$$

- 2- La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par la relation :

$$FT_{BF}(s) = \frac{1}{1 + s \frac{T_m}{K_v k_t / f_r}} \quad (II.11)$$

On choisit généralement le temps de réponse à  $3\tau_v(t_{rv(5\%)})$  selon la règle de 95%.

$$t_{rv} = 3\tau_v = 3 \frac{T_m f r}{K_v k_t} \quad (\text{II.12})$$

D'où

$$K_v = \frac{3J}{k_t t_{rv}} \quad (\text{II.13})$$

## **II.4 Commande direct torque control DTC**

### **II.4.1 commande directe du couple DTC classique :**

La commande directe du couple (Direct torque control / DTC ou direct self-control / DSC en anglais) est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique. Les méthodes de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC » des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 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 [14].

Les méthodes de commande directe du couple consistent à commander comme concurrentielle des méthodes vectorielles qui consistent à découpler le contrôle du flux de celui du couple en utilisant une transformation judicieuse des coordonnées du champ magnétique (orientation du champ), et qui sont basées généralement sur des alimentations par modulation de largeur d'impulsion (MLI) [15] .

A l'opposé de ces lois de commande, qui opèrent donc par modulation de la durée (MLI), les stratégies de commande directe du couple sont des lois de commande en amplitude. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée de la vectrice tension imposée par l'onduleur.

### **II.4.2 Principes Généraux De La Commande DTC :**

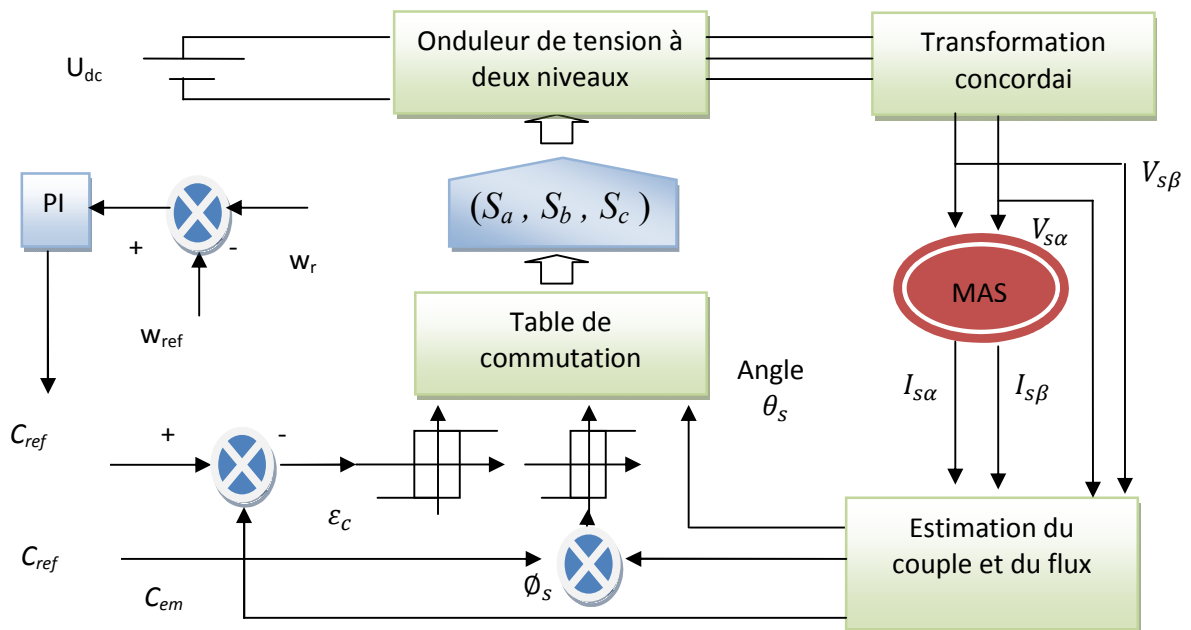
La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur

l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [16].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [17]:

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la Figure (II.9). Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe  $\alpha \beta$ . Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi.

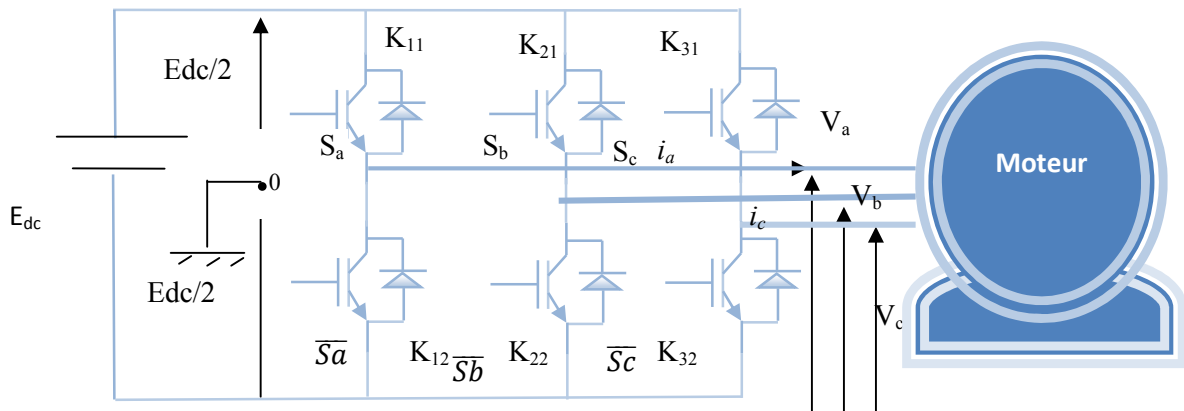


**Figure II.9** .Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

## II.5 Commande directe du couple de la machine asynchrone

### II.5.1 Modélisation de L'onduleur

La figure II.10 suivante représente la modélisation de l'onduleur de tension triphasé



**Figure II.10** .Structure de l'onduleur de tension triphasé.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande (Si avec  $i = a, b, c$ ).

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables  $S_i = 1$  ;
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables  $S_i = 0$  ;

Les tensions simples appliquées aux trois phases statorique sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif « o » [18] :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad (II.14)$$

Par addition on a :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3 * V_{on} \quad (II.15)$$

Le système de la tension triphasée statorique est symétrique donc :

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3 * V_{on} = 0 \quad (II.16)$$

D'où, on obtient :

$$V_{on} = -\frac{V_{ao}+V_{bo}+V_{co}}{3} \quad (II.17)$$

En remplaçant l'équation (II.17) dans le système d'équation (II.14), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2 * V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2 * V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2 * V_{co}) \end{cases} \quad (II.18)$$

Après arrangement les équations des deux systèmes on obtient le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ao} = E * S_a \\ V_{bo} = E * S_b \\ V_{co} = E * S_c \end{cases} \quad (II.20)$$

Finalemnt :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.21)$$

$V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$ ,  $V_{cn}$  sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu- alternatif, [19].

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (II.22)$$

Les composantes de la tension  $E_s$  alimentant la machine ( $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$ ) peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé- biphasé par le biais de la matrice « Concordia » respectant le transfert de la puissance,

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

### II.5.2 La commande de l'onduleur : [20]

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. Le choix d'une stratégie de commande dépend du type de charge à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

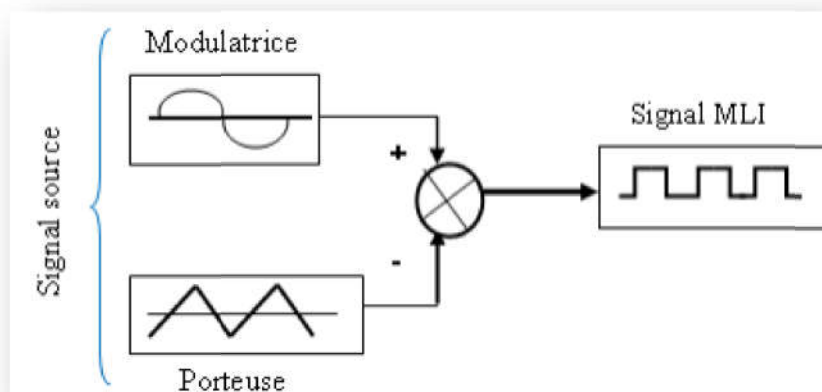
A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur). A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois

### II.5.2.1 Contrôle du courant par M.L.I :

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) à partir d'une source de tension continue, consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de la tension sinusoïdale.

La M.L.I. est obtenue par la comparaison de deux signaux : Un signal triangulaire de haute fréquence ( $F_p$ ) appelé "porteuse" et un signal de référence appelé "modulatrice", de fréquence ( $F_m \ll F_p$ ). Les intersections de ces deux signaux déterminent les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Figure (II.11) l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode).



**Figure II.11.** Schéma synoptique d'un M.L.I

Ces deux signaux sont définis comme étant :

L'onde porteuse : qui est signal à haute fréquence (en général, une onde triangulaire).

L'onde modulatrice : qui est un signal image de l'onde de sortie recherchée. (En général une onde sinusoïdale).

Deux principaux paramètres qui caractérisent la MLI :

L'indice de modulation  $M_L$  : appelé aussi (taux d'harmonique) qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulatrice (ou référence) à celle de l'onde porteuse :

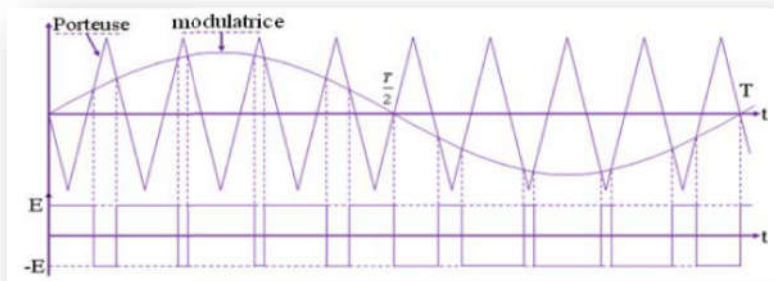
$$M_L = \frac{V_{ref}}{V_p} \quad (II.24)$$

Le rapport de modulation  $M_r$ : qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice (ou la fréquence  $F_{ref}$  de la référence):

$$M_r = \frac{F_p}{F_{ref}} \quad (II.25)$$

**A- MLI à échantillonnage naturel :**

L'échantillonnage naturel, est un processus de sélection naturelle des points échantillonnés, c'est la technique la plus utilisée et la plus simple, consiste à comparer le signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (Modulateur). L'intersection de ces deux signaux définit les instants de commutation des interrupteurs.



**Figure II.12.**M.L.I à échantillonnage naturel

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence ( $F_p$ ) et sa valeur de crête  $V_p$  .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0 T_p]$  par [21]:

$$\begin{cases} X_1 = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & t \in \left[ 0 \frac{T_p}{2} \right] \\ X_2 = V_p \left( -3 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & t \in \left[ \frac{T_p}{2} T_p \right] \end{cases} \quad (II.26)$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_{ref}$  et de fréquence  $F_{ref}$ . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de références sont données par :

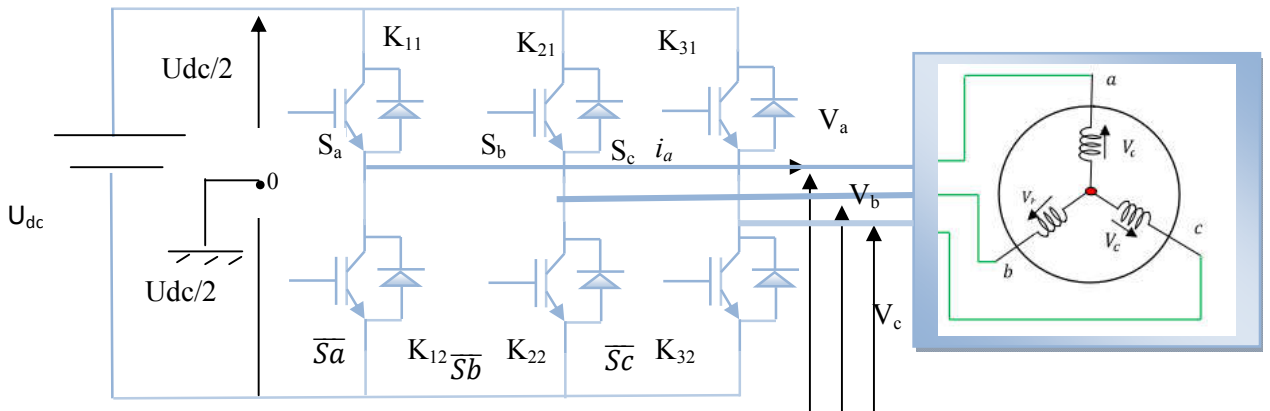
$$\begin{cases} V_a = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ V_b = V_r \sin(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_r \sin(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.27)$$

La commande MLI sinus-triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composants de la tension de référence afin de calculer les états ( $S_a, S_b, S_c$ ) des interrupteurs de l'onduleur, données par l'équation suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{rabc} - x(t) \geq 0 \\ 0 & \text{si } V_{rabc} - x(t) \leq 0 \end{cases} \quad (II.28)$$

**B- Modélisation vectorielle de la machine et de l'onduleur de tension [22]**

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure (II.13), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f. e .m égale à  $E_0/2$  connectés à un point noté  $n_0$ . [23]



**Figure II.13.** Représentation d'un onduleur de tension à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_j$ .



Les conditions de contrôle dynamique du couple de la machine asynchrone peuvent être mises en évidence, par le modèle vectoriel de la machine. Pour cela, on prendra les expressions vectorielles de la machine.

Par la suite, on se placera dans le référentiel statorique (S), que l'on définira par un système d'axes lié au stator ( $\alpha, \beta$ ). De plus, de manière à simplifier l'écriture des grandeurs exprimées dans le référentiel (S), on choisira la notation suivant :  $X_{y(S)} = X_y$ .

Ainsi, les tensions de la machine, côté stator et rotor, peuvent s'écrire :

Côté stator :

$$\bar{V}_S = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II.28})$$

Côté rotor :

$$0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\phi}_r \quad (\text{II.29})$$

Le vecteur de tension  $V_s$  est délivré par un onduleur de tension triphasé, dont l'état des interrupteurs, supposés parfait, est représenté en théorie par trois grandeurs booléennes de commande  $S_j = (j = a, b, c)$  telles que :

- $S_j = 1$  : interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.
- $S_j = 0$  : interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

On définit le vecteur  $\bar{V}_S$  comme la combinaison des 3 tensions simples :

$$\bar{V}_S = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \left( S_a + S_b e^{\frac{j2\pi}{3}} + S_c e^{\frac{j4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II.30})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs ( $S_a, S_b, S_c$ ) permettent de générer huit (2<sup>3</sup>) positions du vecteur  $V_s$  dont deux correspondants aux vecteurs nuls ( $S_a, S_b, S_c$ ) = (111) ou (000), où les trois interrupteurs du haut (ou du bas) du convertisseur sont actifs en même temps.

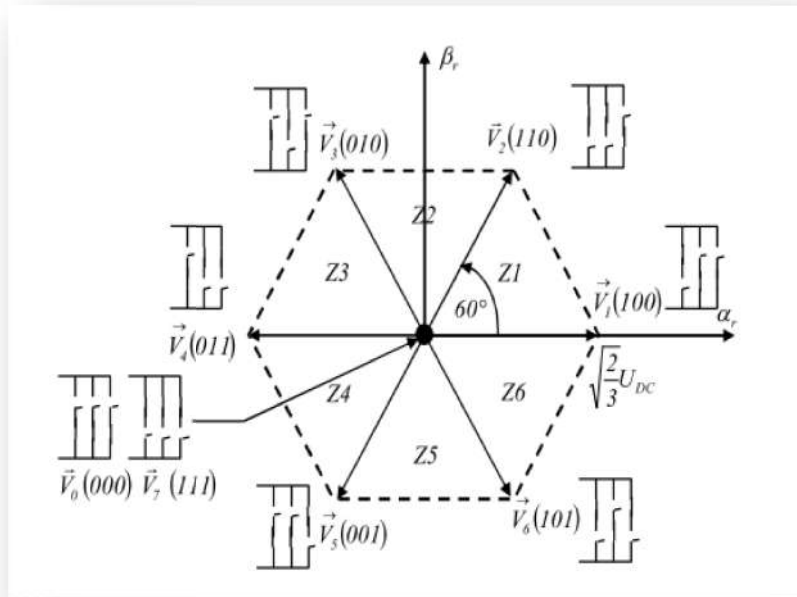


Figure II.14 .Elaboration du vecteur de tension à partir des états de commutation de l'onduleur.

Les huit vecteurs de tension sont représentés dans le plan  $(\alpha_s - \beta_s)$  par la figure 1 où  $V_0$  et  $V_7$  sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à  $\sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC}$ . Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de  $\frac{\pi}{3}$  appelée secteur ou zone.

D'après la figure (II.14), les six vecteurs tensions non nuls peuvent être donnés par :

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad \text{et } i = 1 \dots 6 \tag{II.31}$$

### II.5.3 Règle De Comportement Des Grandeurs a Contrôler

#### A- Contrôle du vecteur flux statorique

A partir de l'expression de la tension statorique, on obtient le flux statorique :

$$\phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \tag{II.32}$$

La chute de tension due à la résistance du stator ( $R_s, I_s$ ) peut être négligée par rapport à la tension  $V_s$  (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée), on trouve alors :

$$\overline{\phi_s} = \overline{\phi_{s0}} \int_0^t \overline{V_s} dt \tag{II.33}$$

Où  $\phi_{s0}$  est le vecteur flux à l'instant  $t = 0$ .

$$\overline{\phi}_s = \phi_{s0} \overline{V}_s T_e \tag{II.34}$$

Pendant un intervalle périodique de contrôle  $[0, T_e]$ , correspondant à une période d'échantillonnage  $T_e$  les commandes  $(S_a, S_b, S_c)$  sont fixes, donc le vecteur de tension appliqué reste constant. Ainsi on peut écrire :

$$\overline{\phi}_s(k+1) \approx \overline{\phi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \tag{II.35}$$

Ou encore :  $\Delta \overline{\phi}_s = \overline{V}_s T_e$

Avec :

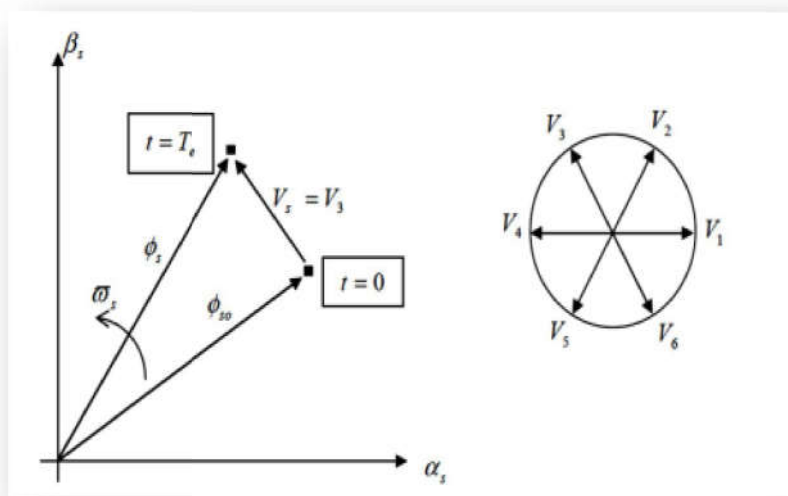
$\overline{\phi}_s(k)$  : est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage actuel.

$\overline{\phi}_s(k+1)$  : est le vecteur du flux statorique, ou pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \overline{\phi}_s$  : est la variation du vecteur flux statorique  $(\overline{\phi}_s(k+1) - \overline{\phi}_s(k))$

L'équation au-dessus implique que pour une période d'échantillonnage constante  $T_e$  l'extrémité du vecteur  $\overline{\phi}_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $\overline{V}_s$ .

La figure II.15 décrit ce principe, lorsque l'on sélectionne par exemple une tension  $\overline{V}_s = \overline{V}_3$

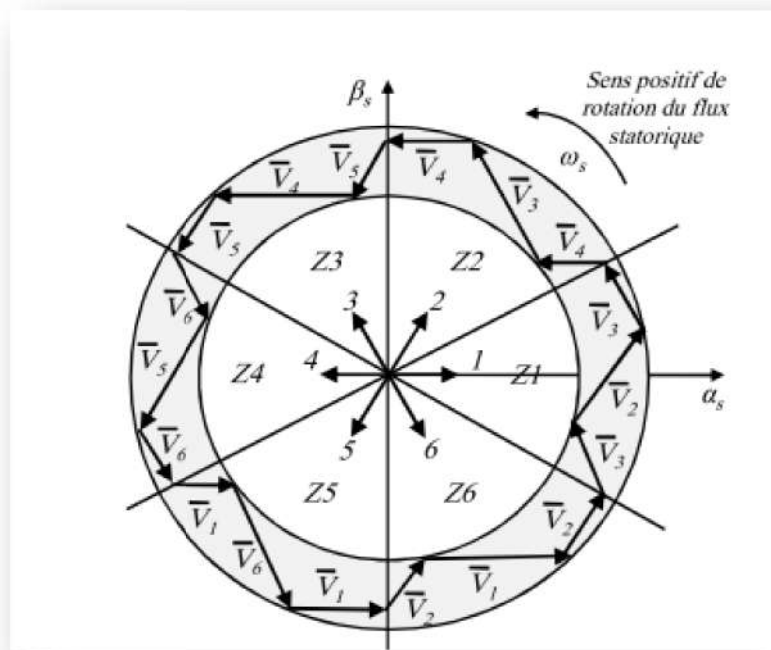


**Figure II.15** .Exemple d'évolution du vecteur flux statorique dans le plan  $(\alpha_s - \beta_s)$

En choisissant une séquence correcte de vecteur  $\overline{V}_s$ . sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\overline{\phi}_s$  la trajectoire désirée. Il est possible de fonctionner avec un module du flux  $\overline{\phi}_s$  pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de  $\overline{\phi}_s$  une trajectoire pseudo circulaire (figure 3), si la

période  $T_e$ , est très faible devant la période de rotation du flux statorique. Lorsque le vecteur de tension  $\bar{V}_s$  est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\bar{\phi}_s$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$  correspondant à la force électromotrice  $E_s$ .

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique  $\phi_s$  dans une couronne circulaire, comme le montre la figure II.15.



**Figure II.16.** Trajectoire du flux statorique dans le repère  $(\alpha_s - \beta_s)$

La sortie de ce comparateur ( $C_{flx}$ ) est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

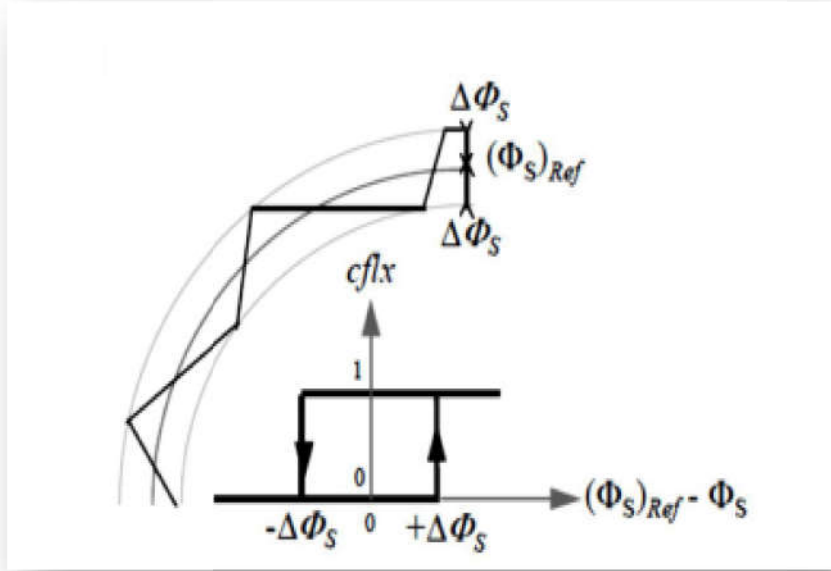
Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé  $\hat{\phi}_s$  on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence :

$$\varepsilon\phi_s = \phi_s^* - \hat{\phi}_s \tag{II.36}$$

Avec :

$\phi_s^*$  et  $\hat{\phi}_s$  sont respectivement : le flux statorique de consigne et estimé.

On place le contrôleur à hystérésis à deux niveaux de largeur  $2\Delta\phi_s$  (figure II.17).



**Figure II.17.** Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \varepsilon\phi_s > \Delta\phi_s & \Rightarrow c_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon\phi_s \leq \Delta\phi_s \text{ et } \frac{d\hat{\phi}_s}{dt} > 0 & \Rightarrow c_{flx} = 0 \\ \text{si } -\Delta\phi_s \leq \varepsilon\phi_s \leq 0 \text{ et } \frac{d\hat{\phi}_s}{dt} < 0 & \Rightarrow c_{flx} = 1 \\ \text{si } \varepsilon\phi_s \leq -\Delta\phi_s & \Rightarrow c_{flx} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.37})$$

En effet, si on introduit l'écart  $\varepsilon\phi_s$  entre le flux de référence et le flux estimé dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux (voir figure 4), celui-ci génère à sa sortie la valeur ( $c_{flx} = 1$ ) pour augmenter le flux et ( $c_{flx} = 0$ ) pour le réduire.

**b- Contrôle du couple électromagnétique**

La transformation de Park est faite avec conservation de puissance, l'expression du couple électromagnétique durant l'intervalle de commande peut être écrite sous la forme:

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\phi}_s| |\bar{\phi}_r| \sin(\gamma) \quad (II.38)$$

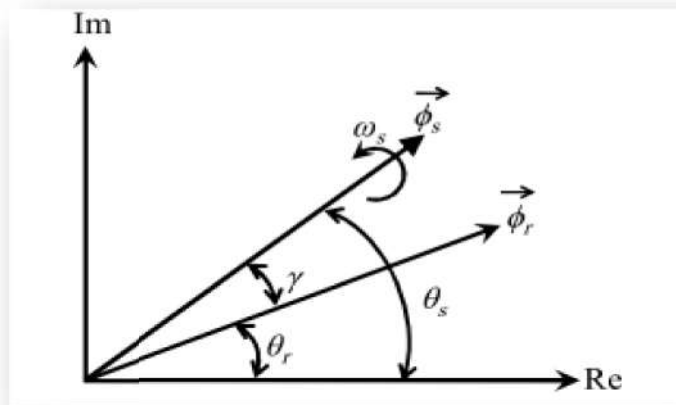
Où  $\gamma = \theta_s - \theta_r$  est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique on obtient :

$$\bar{\phi}_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s e^{j\theta_s} \quad (II.39)$$

et

$$\bar{\phi}_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r e^{j\theta_r} \quad (II.40)$$



**Figure II.18.** Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique

L'interaction entre le flux statorique et rotorique produit un couple électromagnétique proportionnel à l'angle  $\gamma$  entre les deux vecteurs où il sera maximal lorsque les deux vecteurs seront parfaitement en quadrature.

Car la constante du temps du rotor (l'ordre de 100ms) est plus grande que celle du stator, le flux rotorique change lentement par rapport au flux du stator; en effet, le flux rotorique peut être supposé constant. Le fait que le flux rotorique peut être supposé constant est vrai tant que le temps de réponse de la commande est beaucoup plus rapide que la constante de temps du rotor. Tant que le module du flux statorique est maintenu constant, le couple électromagnétique peut être rapidement changé et contrôlé au moyen de la modification de l'angle  $\gamma$ .

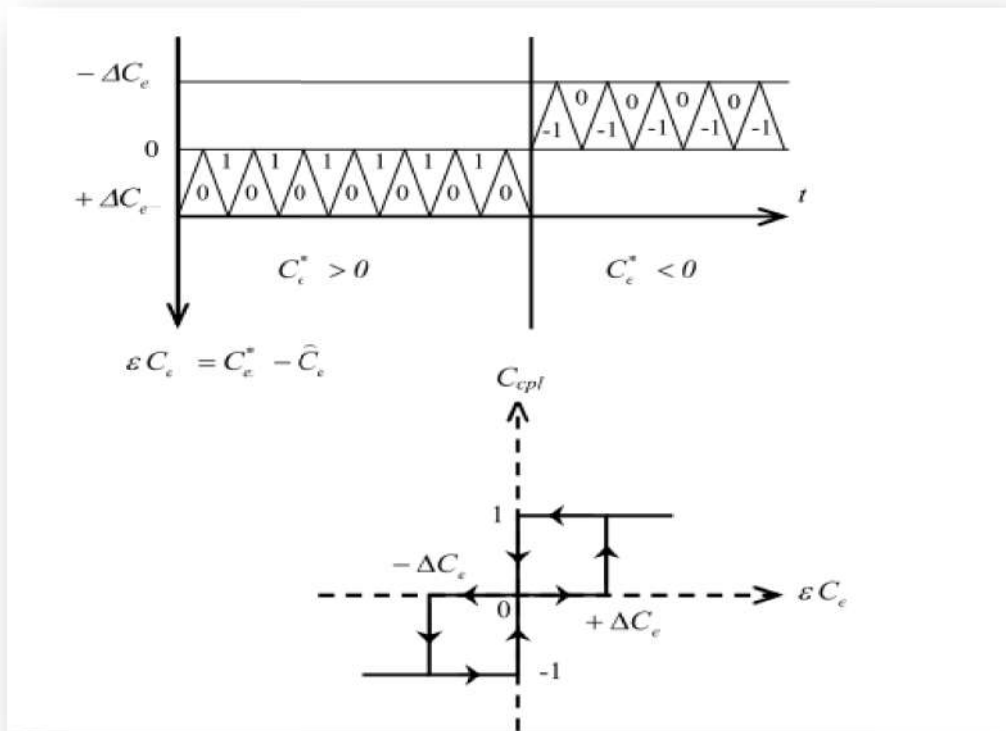


Figure II.19. Contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois.

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure 6, utilisé pour contrôler la machine dans les deux sens de rotation.  $C_{cpl}$  : représente l'état de sortie du comparateur,  $\varepsilon c_e$  : l'écart entre le couple de référence et le couple estimé et  $\Delta c_e$  : la limite de la bande hystérésis.

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation suivante :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \varepsilon c_e > \Delta c_e & \Rightarrow c_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon c_e \leq \Delta c_e \text{ et } \frac{dc_e}{dt} > 0 & \Rightarrow c_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \varepsilon c_e \leq \Delta c_e \text{ et } \frac{d\varepsilon c_e}{dt} < 0 & \Rightarrow c_{cpl} = 1 \\ \text{si } \varepsilon c_e \leq -\Delta c_e & \Rightarrow c_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\Delta c_e \leq \varepsilon c_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\varepsilon c_e}{dt} > 0 & \Rightarrow c_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\Delta c_e \leq \varepsilon c_e \leq \Delta c_e \text{ et } \frac{d\varepsilon c_e}{dt} < 0 & \Rightarrow c_{cpl} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{II.41})$$

**II.5.4 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique**

Le défi de la commande directe du couple et de flux consiste à obtenir une estimation fiable la valeur instantanée du couple, du flux ainsi que de l'angle du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces grandeurs.

**II.5.4.1 Estimation du flux statorique**

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes biphasées

$\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  Soit :

$$\bar{\phi}_s = \bar{\phi}_{s\alpha} + j\bar{\phi}_{s\beta} \tag{II.42}$$

Dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ), les composantes du flux statorique sont déterminées par :

$$\phi_{s\alpha}(t) = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \tag{II.43}$$

$$\phi_{s\beta}(t) = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt. \tag{II.44}$$

$$\text{Et } \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \tag{II.45}$$

Où  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  sont estimées en utilisant l'équation au-dessus qui nécessite la connaissance des composantes des vecteurs courants et tensions statoriques :  $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$ ,  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \tag{II.46}$$

$$I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sa}) \tag{II.47}$$

Les composantes du vecteur de tension rotorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs.

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{DC} \left( s_a - \frac{1}{2} (s_b + s_c) \right) \tag{II.48}$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{DC} (s_b - s_c) \tag{II.49}$$



**II.5.4.2 Estimation du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation [24] :

$$c_{em} = p(\phi_{s\alpha}I_{sb} - \phi_{s\beta}I_{sa}) \tag{II.50}$$

**II.5.4.3 Table de vérité et structure du DTC**

**a- Elaboration de la table de vérité**

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle, en fonction des sorties des contrôleurs  $c_{flx}$  et  $c_{cpl}$  et des zones  $Z$  de position de  $\bar{\phi}_s$  tel que :

$$\gamma = \arctan\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \tag{II.51}$$

L'espace d'évolution de  $\bar{\phi}_s$  dans le référentiel considéré se décompose en six zones  $Z(i)(i=1,\dots,6)$ , et tel que :  $-\frac{\pi}{6} + (i - 1)\frac{\pi}{3} \leq Z(i) < \frac{\pi}{6} + (i - 1)\frac{\pi}{3}$

On retrouve bien avec la table de vérité (tableau 1), la formulation de sélection des vecteurs tensions  $\bar{V}_{i+1}, \bar{V}_{i-1}, \bar{V}_{i+2}$  et  $\bar{V}_{i-2}$  correspondant à une zone ( $Z=i$ ) et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux.

		Comparateur	3 niveaux			3 niveaux		
			2 niveaux			2 niveaux		
Flux		$C_{flx}$	1			-1		
Couple		$C_{cpl}$	1	0	-1	1	0	-1
Secteur $Z(i)$ vis-à-vis de l'angle $\gamma$	1	$(330^\circ, 30^\circ)$	$V_2$	$V_0$	$V_6$	$V_3$	$V_7$	$V_5$
	2	$(30^\circ, 90^\circ)$	$V_3$	$V_7$	$V_1$	$V_4$	$V_0$	$V_6$
	3	$(90^\circ, 150^\circ)$	$V_4$	$V_0$	$V_2$	$V_5$	$V_7$	$V_1$
	4	$(150^\circ, 210^\circ)$	$V_5$	$V_7$	$V_3$	$V_6$	$V_2$	$V_2$
	5	$(210^\circ, 270^\circ)$	$V_6$	$V_0$	$V_4$	$V_1$	$V_7$	$V_3$
	6	$(270^\circ, 330^\circ)$	$V_1$	$V_7$	$V_5$	$V_2$	$V_2$	$V_4$
$V_0 = [0,0,0]$ ; $V_1 = [1,0,0]$ ; $V_2 = [1,1,0]$ ; $V_3 = [0,1,0]$ ; $V_4 = [0,1,1]$ ; $V_5 = [0,0,1]$ ; $V_6 = [1,0,1]$ ; $V_7 = [1,1,1]$								

**Table II.1 : Table de commutation de la DTC étendu [25]**

Dans la DTC étendu, la table de sélection des vecteurs optimaux est plus évoluée par rapport à la DTC classique et considère une entrée additionnelle : le signe de l'évolution du couple électromagnétique. Une autre différence concerne les niveaux des régulateurs d'hystérésis. Dans la méthode DTC étendu le régulateur du couple a une sortie à trois niveaux, à la différence de la commande DTC classique où uniquement deux niveaux étaient considérés.

En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  la rotation du flux  $\bar{\Phi}_s$  est arrêtée et entraîne une décroissance du couple  $C_e$ . On choisit alternativement  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation sur l'onduleur.

## **II.6 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté une étude théorique sur la commande vectorielle de la machine asynchrone et la commande direct troque control DTC de moteur Asynchrone à cage . Généralement l'utilisation des principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs de tension de l'onduleur. Ensuite nous avons montré géométriquement et physiquement la manière d'évolution des deux grandeurs principales qui sont présentées par le flux statorique et le couple électromagnétique, après nous avons démontré la méthode pour élaborer les tables de commutations qui représentent l'algorithme principale utilisé dans la commande DTC.

Dans le chapitre suivant, on va concentrer sur les simulations de système du Contrôle direct de couple d'un moteurs asynchrone a-cage

# **Chapitre III :**

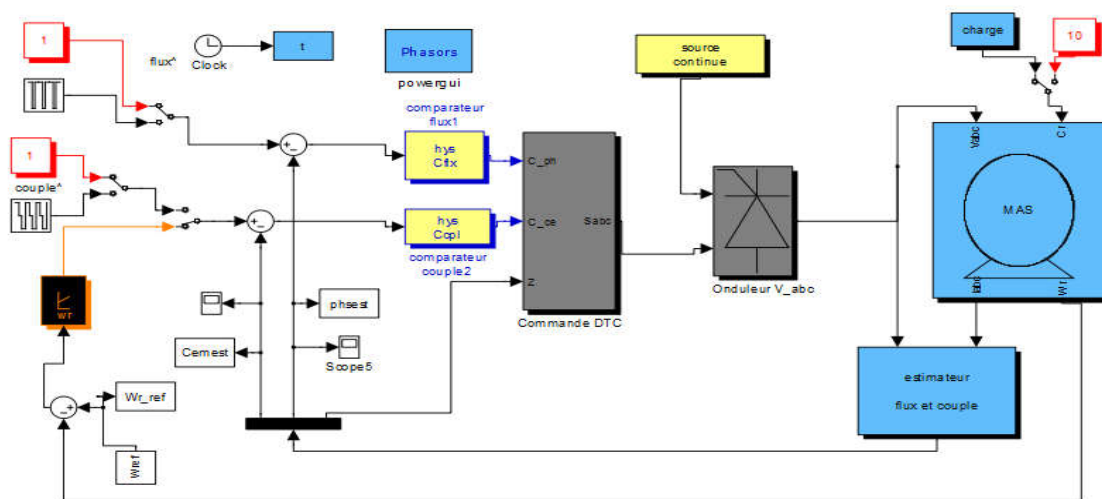
## **Simulation de commande directe du couple DTC appliquée au MAS**

### III.1 Introduction

Dans ce chapitre concerne la simulation le système commande DTC de la machine asynchrone (MAS) basée sur l'orientation du flux statoriques. La simulation de ce système a été faite à base de l'environnement du logiciel MATLAB. Des résultats de simulation avec interprétation et conclusion finaliseront ce chapitre.

### III.2 Simulation numérique :

La structure générale du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à double étoile sous l'environnement Matlab/Simulink est représentée sur la figure (Figure (III.1)).



**Figure III.1 :** Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MAS

Dans ce système, les valeurs instantanées du flux et du couple peuvent être estimées partir des tensions et courants statorique.

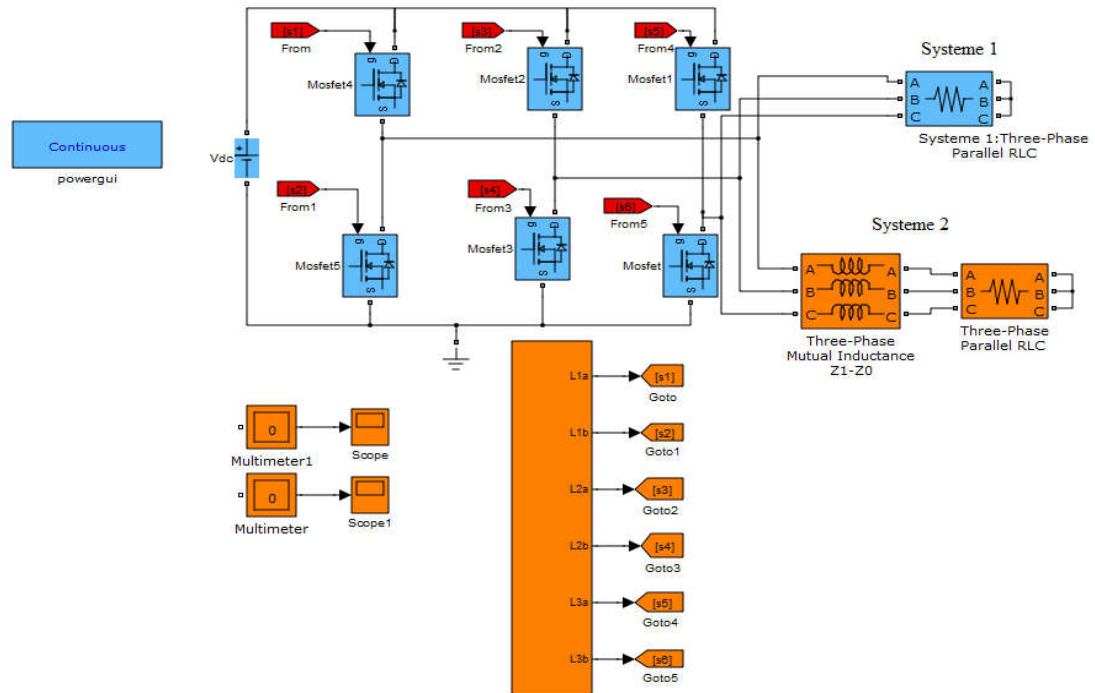
La commande directe du couple est appliquée à un modèle de la MAS. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par de onduleurs de tension qui sont commandé par la technique DTC. Les simulations sont effectuées pour une période d'échantillonnage  $T_e$  égale à  $(10 \mu s)$  et un flux statorique de référence égale à  $(1Wb)$

#### III.2.1 Onduleur triphasé commande MLI

Comme présenté précédemment, on peut appliquer le principe de modulation de largeur d'impulsion commandée par la commande MLI sur un onduleur triphasé.

Les tensions issues seront à trois niveaux. Les résultats de la simulation avec Matlab/SimPowerSystems sont représentés dans la figure III.2.

La simulation du block sous Matlab a donné ces résultats :



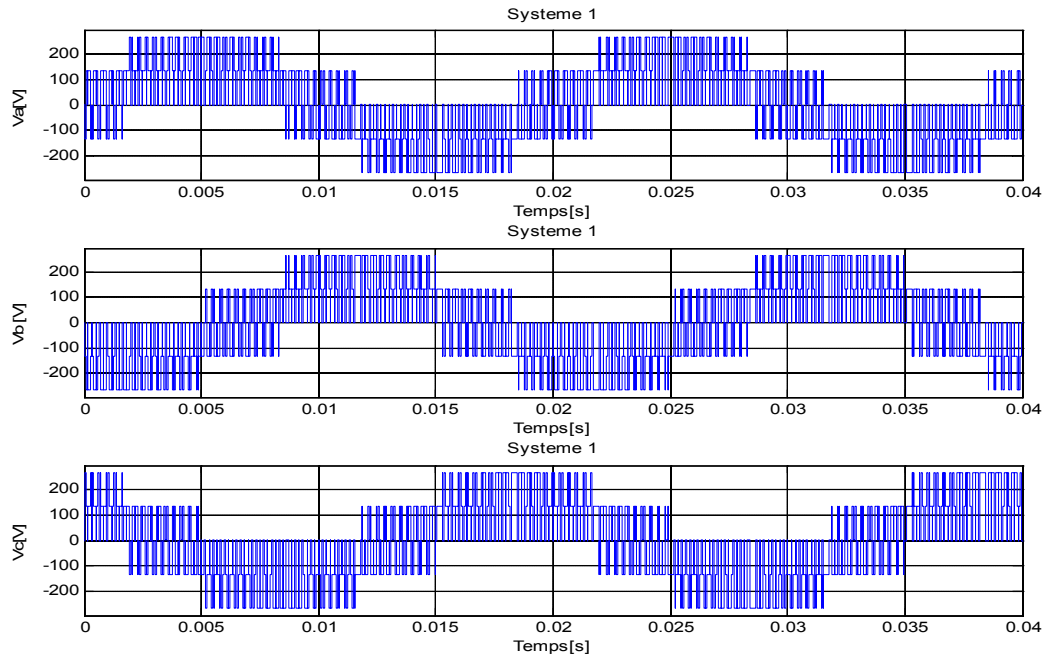
**Figure III.2:** Simulation d'onduleur commandé raccordée aux deux système

### III.2.1.1 Résultat de Simulation

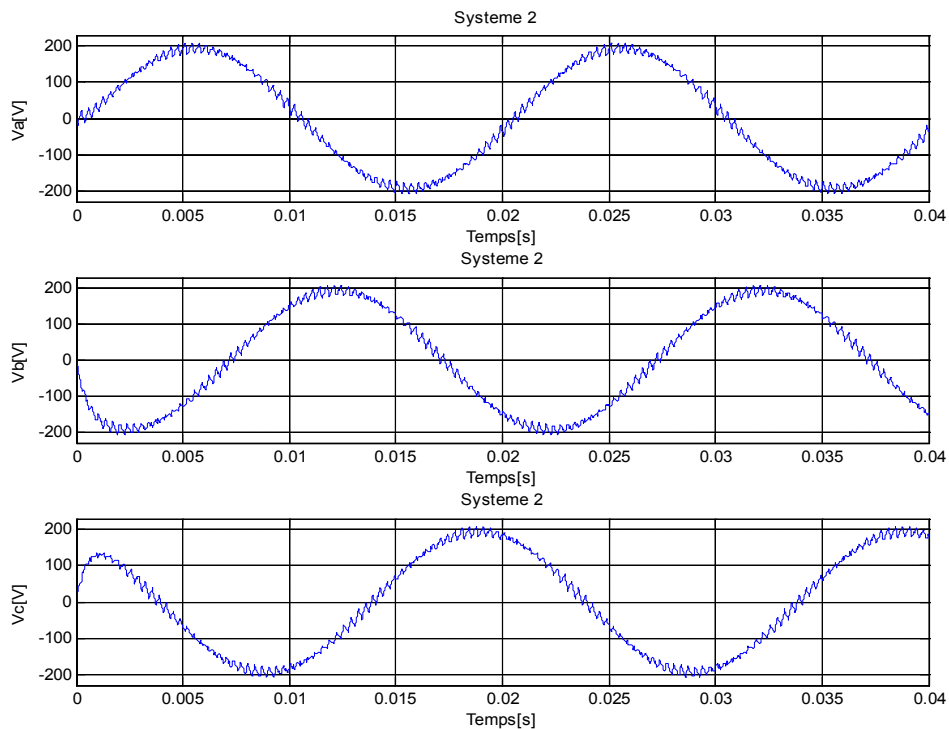
Des exemples de performance en deux systèmes sont :

- 1- Onduleur commandé par MLI raccordée aux système à 3-phase RLC .
- 2- Onduleur commandé par MLI connectée aux système adaptation d'impudence et ensuite connecté avec 3-phase RLC .

La simulation du block sous Matlab a donné ces résultats :



**Figure III.3 :** Résultat de la simulation du onduleur triphasé et commande MLI ensuite connectée au système de type 1.



**Figure III.4 :** Résultat de la simulation du onduleur triphasé et commande MLI ensuite connectée au système de type 2.

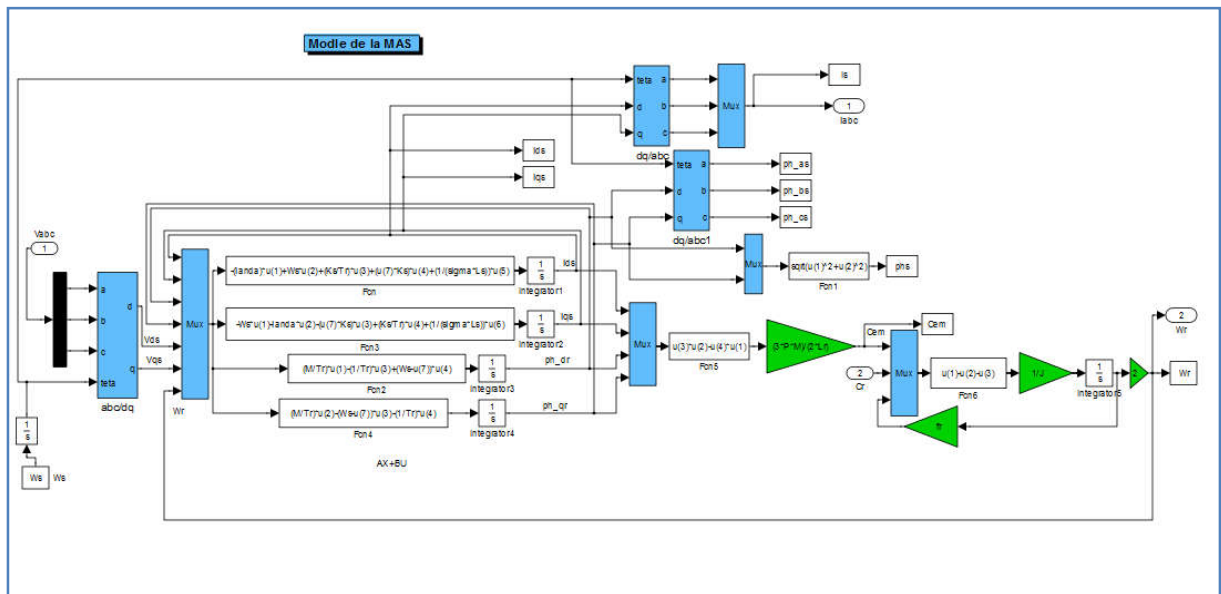
D'après la figure III.3, et III.4 on remarque que, le deuxième système performance à premier système.

### III.2.2 Simulation et commande DTC appliquée au système

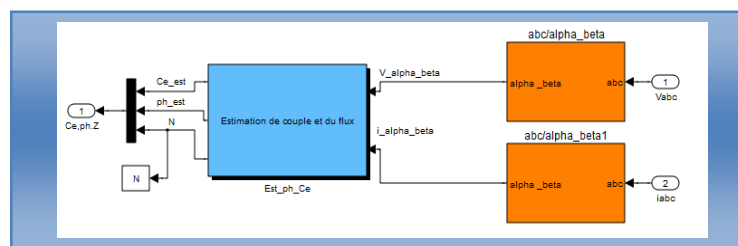
Le comportement de la structure de la commande DTC appliquée à un moteur asynchrone de forte puissance (1 MW) alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux associé avec source de tension est simulé par Matlab/Simulink.

#### III.2.2.1 Le modèle de la machine asynchrone MAS

Le modèle de la machine asynchrone MAS alimentée en tension se trouve avec 5 équations (2 magnétiques + 2 électriques + 1 mécanique). Par contre pour la MAS alimentée en courant son modèle est à 3 équations seulement. Le schéma en bloc Simulink du moteur, ce modèle mathématique de la MAS comme le montre la figure 1. Réduit à un seul bloc où les entrées sont les tensions d'alimentation triphasés et la charge mécanique, tandis que les sorties sont les courants statoriques, le flux rotorique, le couple électromagnétique, et la vitesse.



**Figure III.5 :** Schéma Simulink de la machine asynchrone alimentée en tension



**Figure III.6 :** Schéma Simulink de l'estimateur flux et couple

### III.2.2.2 Les résultats et interprétations des simulations du système proposé :

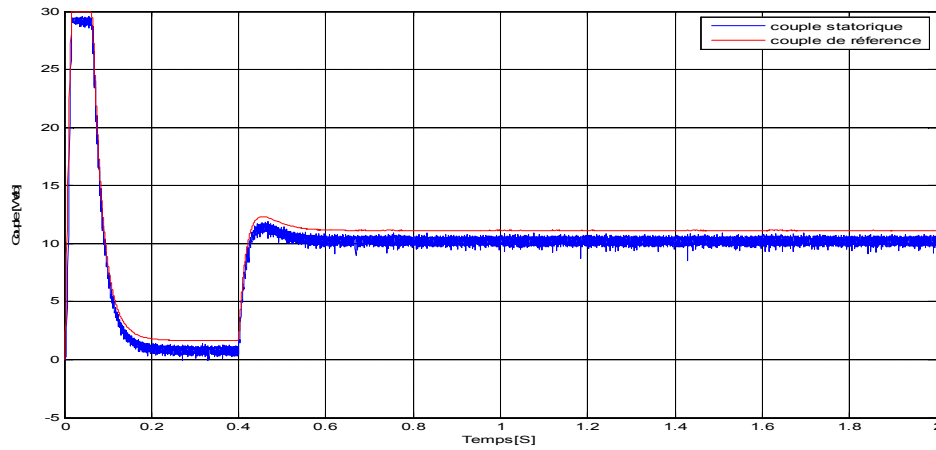
Les paramètres de la machine asynchrone que nous avons utilisés dans la simulation sont illustrés dans le tableau

Les paramètres de la machine synchrone	La valeur de chaque paramètre
Puissance nominale:	1.5 kW
Tension nominale :	220/380 V
Rendement nominal:	78%
Facteur de puissance nominal	: 0.8
Vitesse nominale:	1420 tr/min
Fréquence nominale:	50 Hz
Courant nominal:	11.25/6.5 A
Résistance statorique:	4.850 $\Omega$
Résistance rotorique:	3.805 $\Omega$
Inductance cyclique statorique:	0.274 H
Inductance cyclique rotorique:	0.274 H
Inductance mutuelle:	0.258 H
Nombre de paires de pôles:	2
Moment d'inertie:	0.031 kg.m <sup>2</sup>
Pulsation statorique $\omega_s$	$2*\pi*50$ rd / s
Coefficient de frottement visqueux :	0.00114 N.m.s/rd

**Tableau III.1:** Paramètres de la machine asynchrone

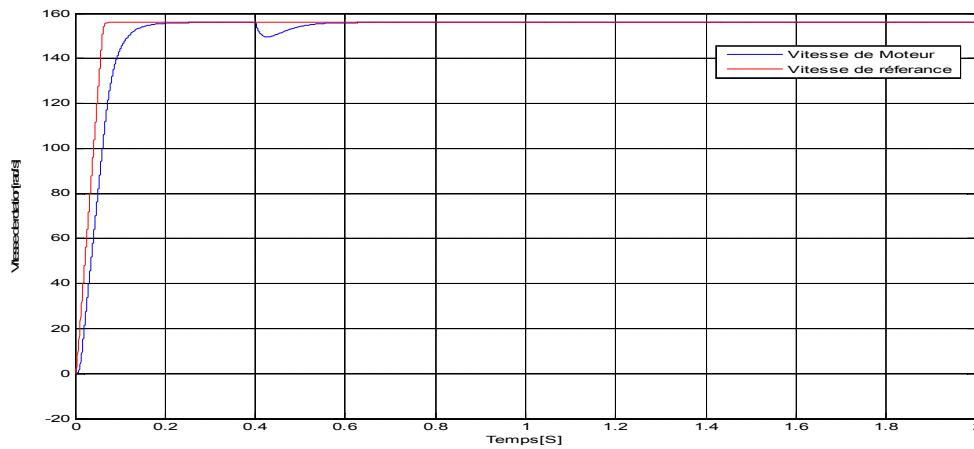
Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures (III.7)





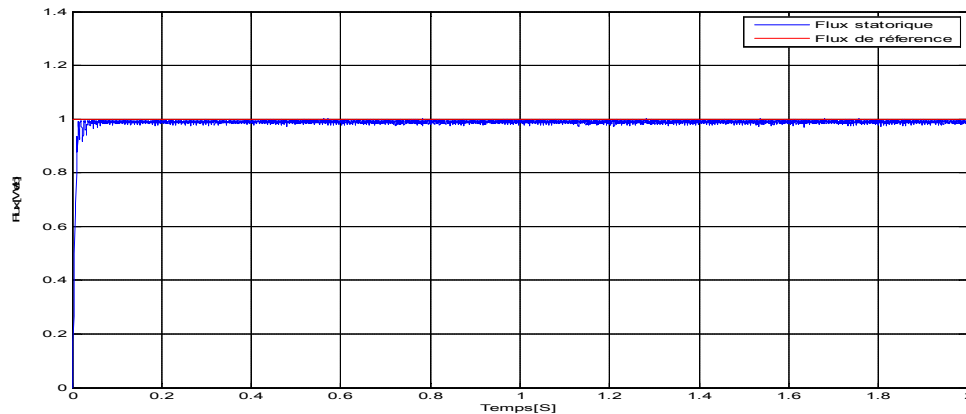
**Figure III.7:** couple statorique et couple de référence.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. À ( $t = 0.4s$ ) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à ( $10N.m$ ).



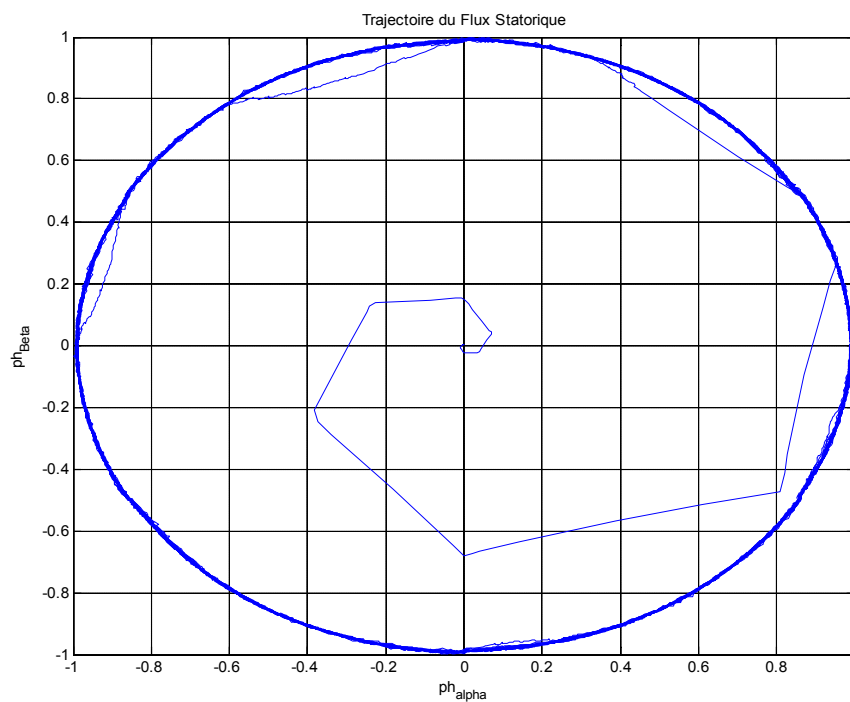
**Figure III.8:** vitesse de moteur et Statorique de référence.

D'après la figure (III.8).Le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (145rad/s).



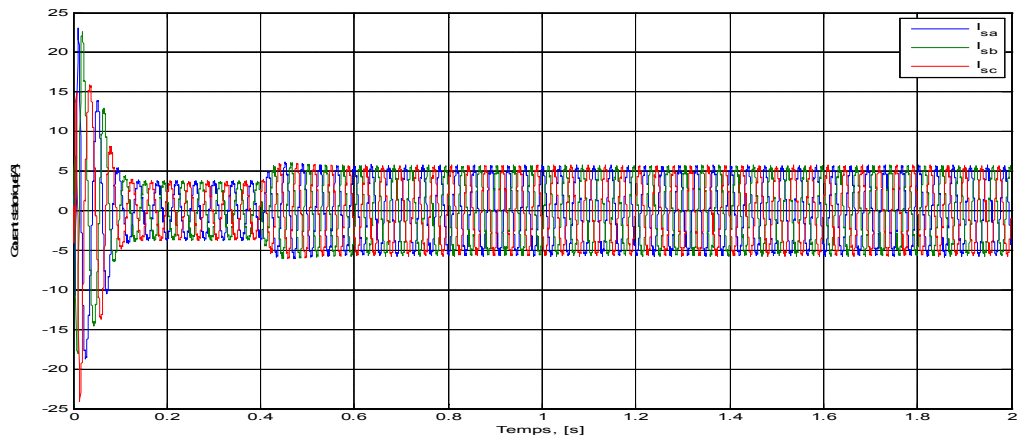
**Figure III.9:** Flux Statorique de référence et estimé.

L'évolution du flux dans l'intervalle de temps 0 et 1 sec est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrone à cage. D'après la figure (III.9) On constate qu'à l'instant de la perturbation, les caractéristiques des flux statorique .



**Figure III.10:** Trajectoire du flux statorique

D'après les résultats du la figure (III.10) .La trajectoire de l'extrémité du flux statorique est pratiquement circulaire ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante, il démarre au point (0, 0) et tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon (1Wb) fixé par la consigne.

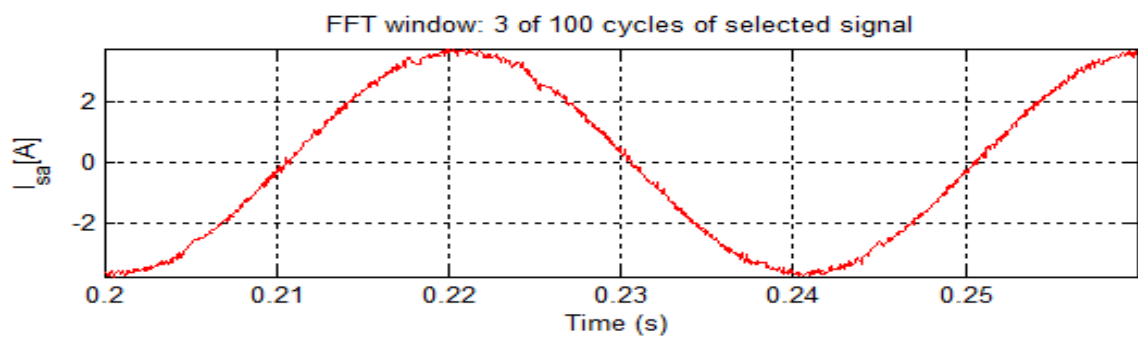
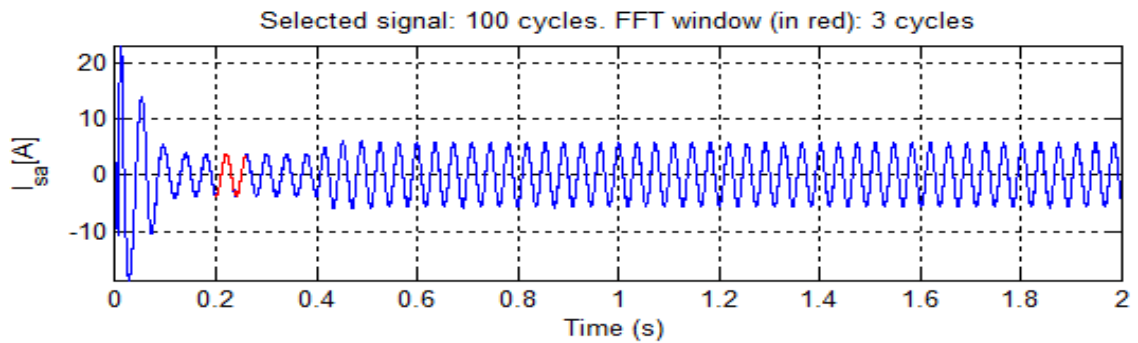


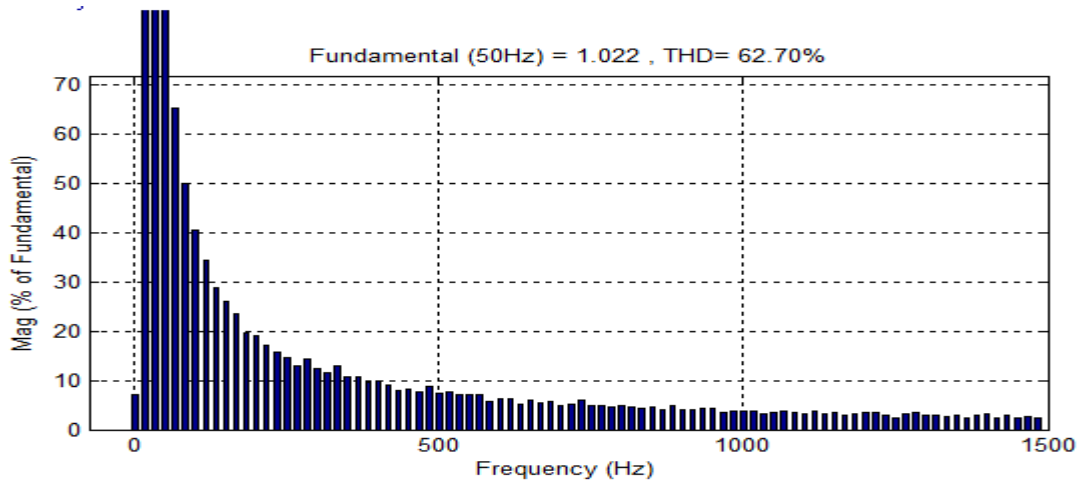
**Figure III.11:** Allure de courant statorique .

D’après les résultats de la figure (III.11) obtenus que les triés de courant  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  subissent une variation instantanée. Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et sa forme est très proche de la sinusoïde.

**a- Analyse Harmoniques :**

Les objectifs du convertisseurs sont achevés, à savoir la minimisation des fluctuations du couple et de flux ainsi que le taux de distorsion harmonique des courants générés, la figure 4.18 montre l’analyse spectrale des courants de sortie de la génératrice.





**Figure III.12 :** Le niveau de THD sur une phase du courant satirique.

D’après les figures III.12 montrent respectivement le courant statorique de la phase « a » envoyés au réseau de distribution, ainsi leurs spectres harmoniques. Ce résultat ont confirmé l’influence de la qualité de l’énergie fournit au réseau électrique. Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion - THD) est nettement plus important (62.70%) au niveau du courant statorique du convertisseur .

La valeur du THD est souvent exprimée en dB en utilisant les formules:

- puissance:

$$dB = 10 \log \left( \frac{THD \%}{100} \right) = 10 \log \left( \frac{62.70 \%}{100} \right) \cong -2$$

Si on prend un THD = 3%, en calculant sa valeur en dB on obtiendra un résultat de -30dB; ce qui signifie que la distorsion harmonique totale a une ampleur de 30dB inférieure par rapport à la fondamentale. Une différence de 30dB entre deux sons est encore clairement perceptible et c'est pour cela que de telles valeurs de distorsion sont considérées inacceptables.

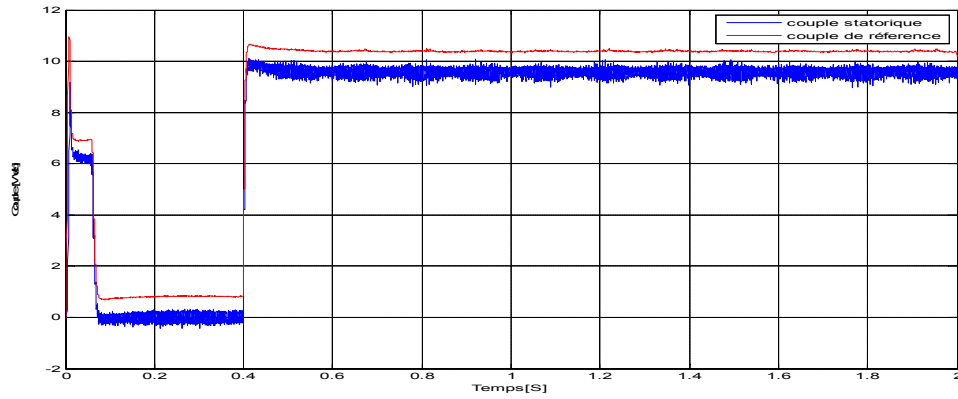
### III.2.2.3 Simulations des tests robustes du système proposé :

Les paramètres de la machine asynchrone que nous avons utilisés dans la simulation sont illustrés dans le tableau suivant ;

<b>Les paramètres de la machine synchrone</b>	<b>La valeur de chaque paramètre</b>
<b>Puissance nominale:</b>	1.5 kW
<b>Tension nominale :</b>	220/380 V
<b>Rendement nominal:</b>	78%
<b>Facteur de puissance nominal</b>	0.8
<b>Vitesse nominale:</b>	1420 tr/min
<b>Fréquence nominale:</b>	50 Hz
<b>Courant nominal:</b>	11.25/6.5 A
<b>Résistance statorique:</b>	5.72 $\Omega$
<b>Résistance rotorique:</b>	4.2 $\Omega$
<b>Inductance cyclique statorique:</b>	0.462H
<b>Inductance cyclique rotorique:</b>	0.462H
<b>Inductance mutuelle:</b>	0.44 H
<b>Nombre de paires de pôles:</b>	2
<b>Moment d'inertie:</b>	0.0049 kg.m <sup>2</sup>
<b>Pulsation statorique <math>\omega_s</math></b>	150 rd / s
<b>Coefficient de frottement visqueux :</b>	0.00098 N.m.s/rd

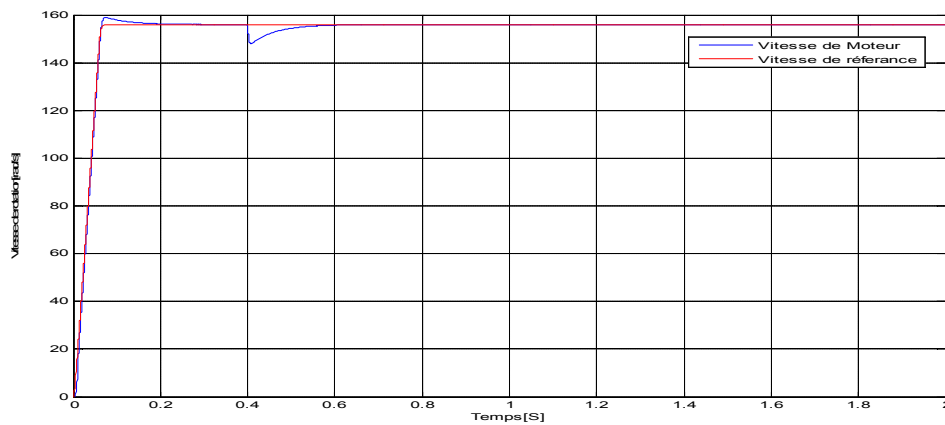
**Tableau III.2:** Paramètres de la machine asynchrone

Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans les figures (III.14,III.15)



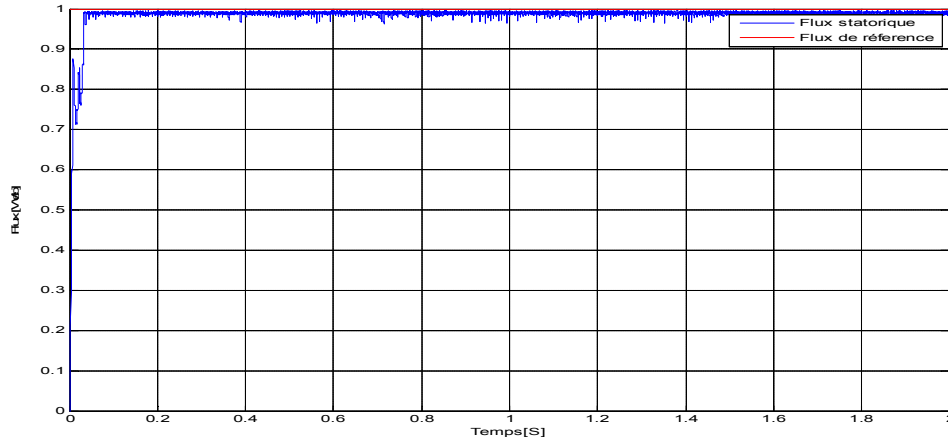
**Figure III.14:** couple statorique et couple de référence.

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. À ( $t = 0.4s$ ) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à ( $10N.m$ ).



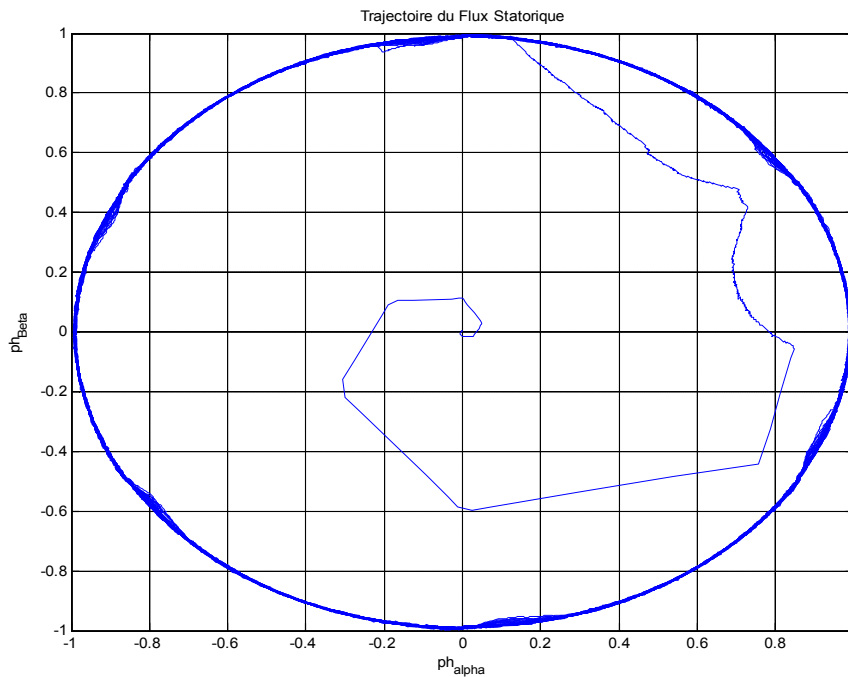
**Figure III.15:** vitesse de moteur et Statorique de référence.

D'après la figure (III.15).Le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (154rad/s).



**Figure III.16:** Flux Statorique de référence et estimé.

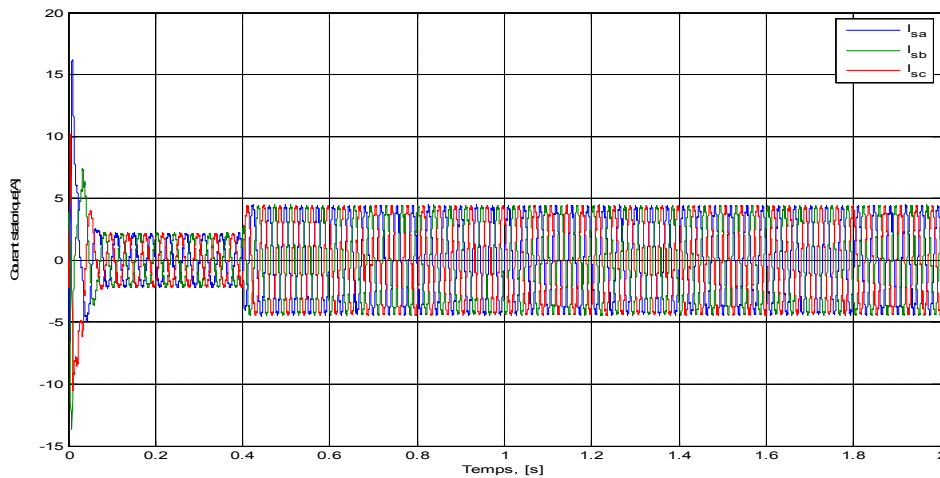
L'évolution du flux dans l'intervalle de temps 0 et 1 sec est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrone à cage. D'après la figure (III.16) On constate qu'à l'instant de la perturbation, les caractéristiques des flux statorique .



**Figure III.17:** Trajectoire du flux statorique

D'après les résultats du la figure (III.17) .La trajectoire de l'extrémité du flux statorique est pratiquement circulaire ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est

maintenue constante, il démarre au point (0, 0) et tourne dans le sens trigonométrique pour suivre un cercle de rayon (1Wb) fixé par la consigne.

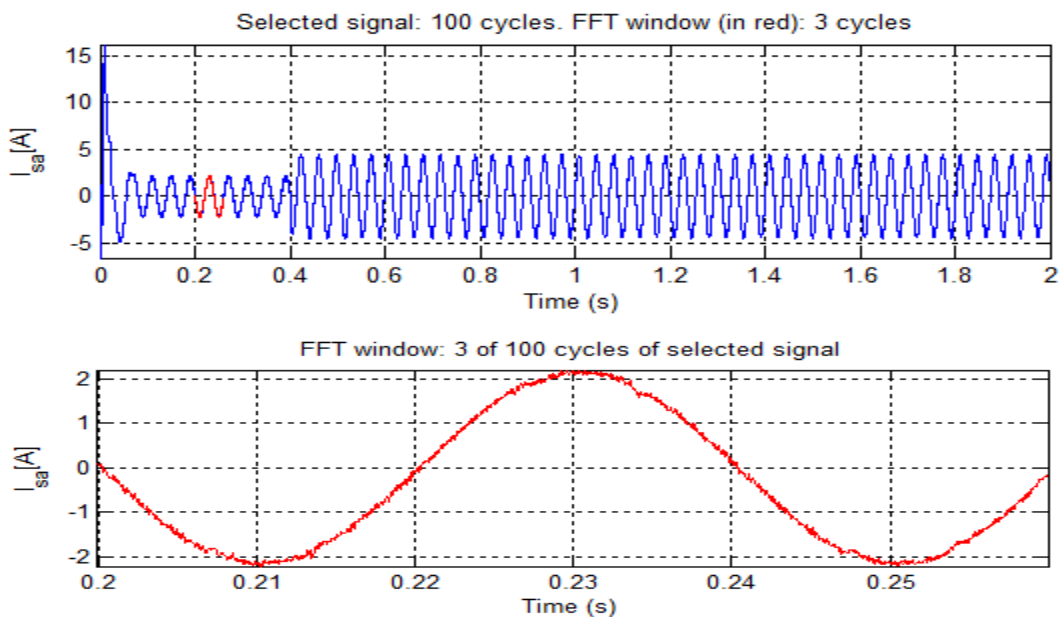


**Figure III.18:** Allure de courant statorique .

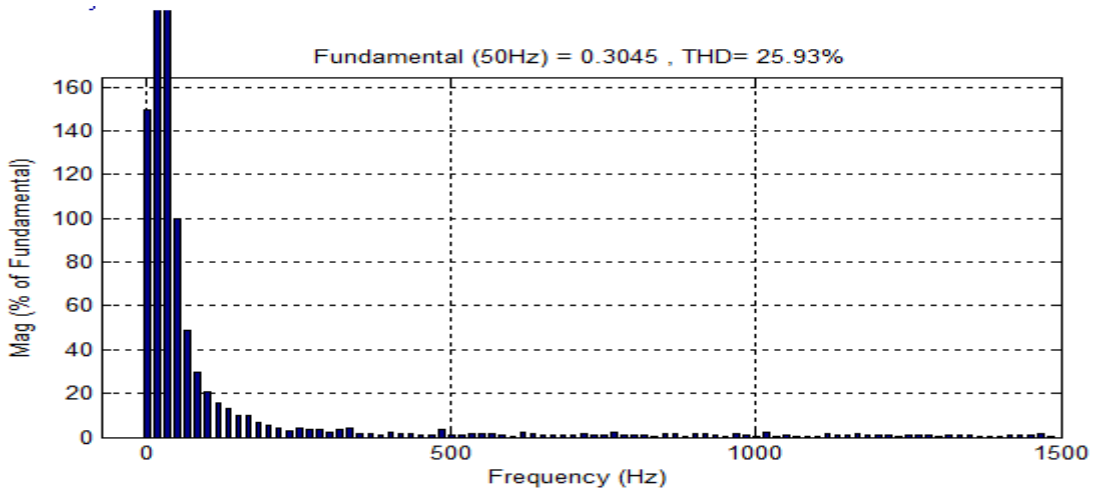
D’après les résultats de la figure (III.18) obtenus que les triés de courant  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  subissent une variation instantanée. Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et sa forme est très proche de la sinusoïde.

**b- Analyse Harmoniques :**

Les objectifs du convertisseurs sont achevés, à savoir la minimisation des fluctuations du couple et de flux ainsi que le taux de distorsion harmonique des courants générés, la figure III.18 montre l’analyse spectrale des courants de sortie de la génératrice.







**Figure III.19 :** Le niveau de THD sur une phase du courant statorique du convertisseur .

D’après les figures III.19 montrent respectivement le courant statorique de la phase « a » envoyés au réseau de distribution, ainsi leurs spectres harmoniques. Ce résultat ont confirmé l’influence de la qualité de l’énergie fournit au réseau électrique. Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonique Distortion - THD) est nettement plus important (26.00%) au niveau La valeur du THD est souvent exprimée en dB en utilisant les formules:

- puissance:

$$dB = 10 \log \left( \frac{THD \%}{100} \right) = 10 \log \left( \frac{25.93 \%}{100} \right) \cong -5.86$$

Si on prend un THD = 3%, en calculant sa valeur en dB on obtiendra un résultat de -30dB; ce qui signifie que la distorsion harmonique totale a une ampleur de 30dB inférieure par rapport à la fondamentale. Une différence de 30dB entre deux sons est encore clairement perceptible et c'est pour cela que de telles valeurs de distorsion sont considérées inacceptables.

Cette paramètre meilleur performance avec premier système du résultat de tableaux III. 1.

### III.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, la simulation du système étudiée de l’ensemble composé de la commande directe du couple (DTC) de la MAS. Ce type de contrôle est basé sur une régulation par hystérésis des valeurs instantanées du couple et du flux statorique à partir

du choix d'un ou de plusieurs vecteurs tensions menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique. La simulation a été exécutée dans l'ordre que nous déduire des idées évidentes sur le fonctionnement du l'onduleur triphasé MLI, le moteur asynchrone à cage et différentes tests ont été effectués, montrent bien la robustesse de cette commande, où elle offre une meilleur dynamique et une bonne précision.

# **Conclusion Générale**

## **Conclusion générale**

Le travail présenté dans ce mémoire est basé sur la présentation des principes de base de la commande directe du couple de la machine asynchrone à cage ; en effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande, appliquée à l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI, est cela par l'utilisation de correcteur de couple et du flux par hystérésis dont la fonction est le contrôle de l'amplitude du flux statorique et du couple et la vitesse.

Dans partie de ce travail, nous avons présenté modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande direct de couple DTC (Direct Torque Contrôle) en se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MAS. Cette modélisation est validée par une simulation qui a permis d'étudier le comportement mathématique des grandeurs électromagnétiques et mécaniques. Pour cela, nous avons utilisé méthode de modélisation: l'application directe de la transformation de Park. En effet, cette méthode est plus simple à utiliser pour le développement de structure de commande présente dans ce mémoire.

En effet, cette stratégie est basée le principe du control vectoriel direct du couple de commande.



## *Bibliographiques*

- [1] **A. Benzaïoua**.« Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée », Thèse de doctorat, l'université du Québec à Chicoutimi Canada,2014.
- [2] **C.BERNARD, C. SEBRAO-Oliveira, B.LAVAL, C.VAUDOUER** .« Panneau photovoltaïque et algorithme MPPT à base de logique flou », Rapport rédigé dans le cadre l'UV BA04- Energie renouvelables, Université de technologie Compiègne, 2009.
- [3] **K.IDJDARENE** .«contribution à l'étude de la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonome» thèse de doctorat électrotechnique, Option: commande électriques université de Bejaia, 2010.
- [4] **K.IDJDARENE** «contribution à l'étude de la commande de génératrices asynchrones à cage dédiées à des centrales électriques éoliennes autonome» thèse de doctorat électrotechnique, Option: commande électriques université de Bejaia, 2010.
- [5] **A. Meroufel** .« Contrôle de la machine asynchrone : -Commande scalaire - Commande vectorielle - Commande directe du couple. simulation avec le logiciel Matlab/Simulink » .Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès Faculté des Sciences del'Ingénieur Département d'Electrotechnique ,2008/2009.
- [6] **M.NEFSI**, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique», Mémoire de magister, Université Djilali Liabes De Sidi-Bel-Abbès, 2008.
- [7] **M.NEFSI**, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique», Mémoire de magister, Université Djilali Liabes De Sidi-Bel-Abbès, 2008.
- [8] **A. Meroufel** « Contrôle de la machine asynchrone : -Commande scalaire- Commande vectorielle- Commande directe du couple.simulation avec le logiciel Matlab/Simulink » . Université Djillali Liabès –Sidi Bel Abbès Faculté des Sciences de l'Ingénieur Département d'Electrotechnique 2008/2009
- [9] **A. Meroufel** .« Contrôle de la machine asynchrone : -Commande scalaire- Commande vectorielle- Commande directe du couple.simulation avec le logiciel Matlab/Simulink. » Université Djillali Liabès –Sidi Bel Abbès Faculté des Sciences de l'Ingénieur Département d'Electrotechnique, 2008/2009.

- [10] **M.NEFSI**, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », Mémoire de magister, Université Djilali Liabes De Sidi-Bel-Abbès, 2008.
- [11] **A. Meroufel** . « Contrôle de la machine asynchrone : -Commande scalaire- Commande vectorielle- Commande directe du couple.simulation avec le logiciel Matlab/Simulink. » Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès Faculté des Sciences de l'Ingénieur Département d'Electrotechnique .2008/2009.
- [12] **M.NEFSI**, «Commande directe du couple d'une machine asynchrone sans capteur mécanique», Mémoire de magister, Université Djilali Liabes De Sidi-Bel-Abbès, 2008.
- [13] **A. Meroufel** . « Contrôle de la machine asynchrone : -Commande scalaire- Commande vectorielle- Commande directe du couple.simulation avec le logiciel Matlab/Simulink. » Université Djillali Liabès –Sidi Bel-Abbès Faculté des Sciences de l'Ingénieur Département d'Electrotechnique .2008/2009.
- [14] **MAGOURA Tarek LEBOUKH Rahabi** « Commande sans Capteur d'un Actionneur de Traction d'un Véhicule Électrique » UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique. 2017 / 2018.
- [15] **Youcef DJERIRI & Abdelkader MEROUFEL** « Fascicule de Travaux Pratiques : Techniques de Commande Electrique.Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès Faculté de Génie Electrique Département d'Electrotechnique 12/12/2019
- [16] **A. Aneur** "commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants". Mémoire de magister, Université de Batna 2005.
- [17] **M. Benaïssa** "minimisation des pulsations du couple dans une commande directe de couple "DTC" d'une machine asynchrone". Mémoires de magister, université de Batna.
- [18] **A. Meroufel**, « Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbès, 2004.
- [19] **J. Camille de Barros**, «Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.
- [20] **M. BESSEM ABDELGHANI** «Modélisation et simulation d'un pompage photovoltaïque ».Mémoire de MASTER Électromécanique .2018.

- [21] **KHEDIRI Nasreddine & TEDJINI Lahcene.** « Etude, modélisation et commande d'un système de pompage photovoltaïque » mémoire de Master en Electromécanique.UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES Faculté de Génie Electrique .2018/2019.
- [22] **Youcef DJERIRI & Abdelkader MEROUFEL .** « Fascicule de Travaux Pratiques : Techniques de Commande Electrique »Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès Faculté de Génie Electrique Département d'Electrotechnique. 2017-2018
- [23] **MAGOURA Tarek LEBOUKH Rahabi .**« Commande sans Capteur d'un Actionneur de Traction d'un Véhicule Électrique » Mémoire de master UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA.. 2017 / 2018.
- [24] **F. Berrabah** « commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université d'Annaba, 2016
- [25] **Youcef DJERIRI & Abdelkader MEROUFEL .** « Fascicule de Travaux Pratiques : Techniques de Commande Electrique »Université Djillali Liabès de Sidi Bel-Abbès Faculté de Génie Electrique Département d'Electrotechnique . 2017-2018.



Dans ces dernières années dans les domaines électromécaniques consiste les performances de la commande directe du couple classique tirée importances, du moteur asynchrone triphasé à cage alimenté par réseaux de commande et contrôle vectorielle DTC (direct torque contrôle) reliée avec onduleur triphasé. L'étude du comportement du moteur a été réalisée en simulation, avec différentes paramètre d'alimentation pour évaluation les performances de système. Le programme de simulation établi permet d'avoir toutes les caractéristiques en introduisant les paramètres de construction du moteur asynchrone triphasé à cage. Les résultats obtenus sont utilisés pour faire l'analyse et la synthèse du système à l'aide l'environnement du logiciel MATLAB.

**Mots-clés :** Commande, Moteur Asynchrone, DTC, Onduleur Triphasé, Asynchrone.

### الملخص :

في السنوات الأخيرة في المجالات الكهروميكانيكية يتكون من أداء التحكم المباشر لعزم الدوران الكلاسيكي المستمد من الأهمية ، لمحرك القفص غير المتزامن ثلاثي الأطوار الذي يوفره أمر DTC وشبكات التحكم في النواقل المتصلة بعكس ثلاثي الطور. تم إجراء دراسة سلوك المحرك في المحاكاة ، مع معلمات طاقة مختلفة لتقييم أداء النظام. يوفر برنامج المحاكاة القائم بجميع الميزات من خلال إدخال معلمات البناء للمحرك غير المتزامن ثلاثي الأقطاب في القفص. يتم استخدام النتائج التي تم الحصول عليها لتحليل وتوليف النظام باستخدام بيئة برنامج MATLAB.

الكلمات المفتاحية: تحكم ، محرك غير متزامن ، DTC ، عاكس ثلاثي الطور ، غير متزامن.

### absract :

In recent years in the electromechanical fields consists of the performances of direct control of the classic torque drawn from the importance, of the three-phase asynchronous motor with cage supplied by DTC (direct torque contrôle) command and vector control networks connected with three-phase inverter. The engine behavior study was carried out in simulation, with different power parameters to evaluate the system performance. The established simulation program provides all the characteristics by introducing the construction parameters of the three-phase cage induction motor. The results obtained are used to analyze and synthesize the system using the MATLAB software environment.

**Keywords:** Control, Asynchronous Motor, DTC, Three-Phase Inverter, Asynchronous.