



Université ABBES LAGHROUR  
Khenchela Faculté des Sciences et de la  
Technologie Département de Génie



Industriel  
جامعة عباس  
لغفور خنشلة كلية  
العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : commande électrique**

### THEME

**Commande DTC d'une machine asynchrone**

*Réalisé par :*

- *Anisse himeur.*
- *Naoual ghedir.*

*Soutenu le 18/06/2023 Devant le jury composé de :*

*Mr. Mokhtari Khalil*  
*Mr. Menadi Abdelkrim*  
*M<sup>me</sup>. Bessam Bessma*

*Président*  
*Encadrant*  
*Examineur*

*Université Abbes Laghrou-Khenchela*  
*Université Abbes Laghrou-Khenchela*  
*Université Abbes Laghrou-Khenchela*

*Promotion 2022/2023*

## *Remercîment :*

*Nous Tenons à remercier avant tout Dieu tout puissant qui nous a donné la volonté, la force et la patience pour élaborer notre travail.*

*Nos vifs remerciements particulièrement à notre encadreur Mr. Menadi Abdelkrim pour son aide précieuse, ses conseils constructifs et ses orientations bénéfiques et objectives et surtout sa confiance durant les moments d'efforts pour la réalisation de notre projet.*

*Nous exprimons notre profonde reconnaissance et gratitude à : Monsieur Menadi Abdelkrim pour son encouragement pendant toute la période du projet malgré toutes les difficultés.*

*Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants de département Génie industriel qui a contribué à notre formation.*

*Mes remerciements vont aussi aux membres de jury qui ont Accepté de juger ce travail et d'y apporter leur couîtions.*

*En fin, je tiens à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral.*

## Dédicaces :

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

Mes très chères sœurs.

Mes très chers frères.

Toute ma famille.

Tous mes amis.

Tous ceux que me sont chers.

Himeur Anisse

*C'est avec profonde gratitude et sincère mots,  
que je dédie ce modeste travail de fin d'étude  
à mes chers parents qui ont sacrifiés leurs vies  
pour ma réussite et m'ont éclairé le chemin  
par leurs puissant amour et leurs conseils judicieux.*

*J'espère qu'un jour, je pourrai leur rendre un  
peu de ce qu'ils ont fait pour moi, que Dieu leur  
prête bonheur et longue vie.*

*Je dédie aussi ce travail à mes frères, mes sœurs  
tous ceux qui me sont très chers .*

*Ghedir Naoual*

## Résumé :

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et des calculateurs en temps réel ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

Le moteur asynchrone, grâce à sa robustesse, son faible coût et sa simple construction s'impose de plus en plus dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande dite : DTC (commande directe du couple) d'une machine à induction.

Cette stratégie de commande proposée par Takahashi en 1985 pour concurrencer la méthode de commande par orientation du flux (FOC). Les résultats de simulation démontrent la validité de cette stratégie.

سمح التقدم الأخير في مجالات إلكترونيات الطاقة وأجهزة الكمبيوتر في الوقت الفعلي مؤخرًا بتطوير محركات متغيرة السرعة لأجهزة التيار المتردد.

يعد المحرك غير المتزامن، بفضل متانته وتكلفته المنخفضة وبنيته البسيطة، أكثر أهمية في مجال محركات السرعة المتغيرة.

نقدم في هذه الأطروحة تقنية التحكم المسماة DTC: (التحكم المباشر في عزم الدوران) لآلة الحث.

اقترح تاكاهاشي استراتيجية التحكم هذه في عام 1985 للتنافس مع طريقة التحكم في اتجاه التدفق (FOC) تظهر نتائج المحاكاة صحة هذه الإستراتيجية.



# Sommaire

---

**Sommaire :**

<b>Introduction Générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I : notion sur la commande des machines électrique .....</b>	<b>3</b>
<b>I.1. Introduction .....</b>	<b>3</b>
<b>I.2. Généralité et utilisation de MAS .....</b>	<b>3</b>
<b>I 2.1. Généralité sur MAS.....</b>	<b>3</b>
<b>I.2.1.1. Définition .....</b>	<b>3</b>
<b>I.2.1.2. Constitution de la machine asynchrone .....</b>	<b>4</b>
<b>I.2.1.3. Principe de fonctionnement .....</b>	<b>7</b>
<b>I.2.1.4. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone .....</b>	<b>8</b>
<b>I.2.2. Utilisation de MAS .....</b>	<b>8</b>
<b>I.3. Les stratégies de contrôle du MAS .....</b>	<b>8</b>
<b>I.3.1. Informations générales sur les variateurs de vitesse .....</b>	<b>8</b>
<b>I.3.2. Commande scalaire .....</b>	<b>10</b>
<b>I.3.3. Commande vectorielle .....</b>	<b>10</b>
<b>I.3.3.1. Principe de la commande vectorielle .....</b>	<b>10</b>
<b>I.3.3.2. Commande vectorielle direct et indirect .....</b>	<b>11</b>
<b>I.3.4. Commande directe du couple (DTC).....</b>	<b>11</b>
<b>I.3.5. Techniques d'amélioration du contrôle direct du couple .....</b>	<b>11</b>
<b>I.3.5.1. DTC basé sur le mode coulissant .....</b>	<b>13</b>
<b>I.3.5.2. Modèle prédictif DTC .....</b>	<b>14</b>
<b>I.3.5.3. Contrôle direct du couple basé sur l'intelligence artificielle .....</b>	<b>15</b>
<b>I.4. Les avantages et les inconvénients de DTC .....</b>	<b>17</b>
<b>I.4.1. Avantages de la commande directe de couple .....</b>	<b>17</b>
<b>I.4.2. Inconvénients de la commande directe de couple .....</b>	<b>17</b>
<b>I.5. Conclusion.....</b>	<b>19</b>

---

<b>Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur</b> .....	20
<b>II.1. Introduction</b> .....	20
<b>II.2. Hypothèse simplificatrice</b> .....	20
<b>II.3 Modèle triphasé de la MAS</b> .....	21
<b>II.3.1. Équations générales de la machine asynchrone triphasée</b> .....	22
<b>II.3.1.1. Équations électriques</b> .....	22
<b>II.3.1.2. Equation magnétiques</b> .....	23
<b>II.3.1.3. Equation mécanique</b> .....	24
<b>II.3.2. Transformation triphasé biphasé (ou de Concordia)</b> .....	25
<b>II.3.2.1 Transformation de Clarke</b> .....	26
<b>II.3.2.2. Transformation de Concordia</b> .....	26
<b>II.3.2.3. Transformation de Park</b> .....	26
<b>II.3.2.4. Application de la transformation de Park</b> .....	28
<b>II.3.3. Choix de référentiel</b> .....	30
<b>II.4. Expression en modelé état</b> .....	30
<b>II.5. Onduleur triphasé</b> .....	31
<b>II.5.1. Définition</b> .....	31
<b>II.5.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé</b> .....	32
<b>II.5.3. Association Onduleur Machine asynchrone</b> .....	33
<b>II.5.4. Principe de fonctionnement</b> .....	33
<b>II.6. Modèle mathématique de l'onduleur triphasé</b> .....	34
<b>II.7. La Commande à modulation de largeur d'impulsion MLI</b> .....	36
<b>II.7.1. Principaux avantages de la MLI</b> .....	36
<b>II.7.2. Principe de technique de MLI</b> .....	36
<b>II.8. Conclusion</b> .....	37

---

<b>Chapitre III : simulation de la commande directe de la machine asynchrone.....</b>	<b>38</b>
<b>III.1. Introduction.....</b>	<b>38</b>
<b>III.2. Principe d'un contrôle direct du couple.....</b>	<b>38</b>
<b>III.2.1. Contrôle du vecteur flux statorique.....</b>	<b>39</b>
<b>III.2.2. Contrôle du couple électromagnétique de la machine .....</b>	<b>40</b>
<b>III.2.3. Sélection vectrice de tension <math>V_s</math> .....</b>	<b>42</b>
<b>III.2.4. Estimation du flux statorique .....</b>	<b>44</b>
<b>III.2.5. Estimation du couple électromagnétique .....</b>	<b>44</b>
<b>III.2.6. Elaboration des contrôleurs .....</b>	<b>45</b>
<b>III.2.6.1. Contrôleur de flux à deux niveaux.....</b>	<b>45</b>
<b>III.2.6.2. Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique .....</b>	<b>45</b>
<b>III.2.6.3. Contrôleur du couple à deux niveaux .....</b>	<b>46</b>
<b>III.2.6.4. Correcteur du couple à trois niveaux .....</b>	<b>46</b>
<b>III.2.7. Elaboration de la table de commande .....</b>	<b>47</b>
<b>III.2.7.1. Table de commande du flux .....</b>	<b>47</b>
<b>III.2.7.2. Table de commande du couple .....</b>	<b>48</b>
<b>III.2.7.3. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple .....</b>	<b>48</b>
<b>III.2.7.3.1 Table de commutation avec les vecteurs tensions actives .....</b>	<b>48</b>
<b>III.2.7.3.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles .....</b>	<b>48</b>
<b>III.3. Stratégie de Commande Directe Du Couple.....</b>	<b>47</b>
<b>III.4. Calcul Régulateur de vitesse .....</b>	<b>48</b>
<b>III.5. Les avantages et les inconvénients de la DTC .....</b>	<b>51</b>
<b>III.5.1. Avantages de la DTC .....</b>	<b>51</b>
<b>III.5.2. Inconvénients de la DTC .....</b>	<b>52</b>
<b>III.6. Schéma de la simulation .....</b>	<b>49</b>

<b>III.7. Résultat du simulation et interprétation .....</b>	<b>50</b>
<b>III.8. Conclusion .....</b>	<b>61</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>62</b>
<b>Références bibliographiques .....</b>	

Liste des figures :

<b>Chapitre I : Notion sur la commande des machines électrique .....</b>	<b>3</b>
Fig.I.1. Schéma équivalent de la machine asynchrone à vide .....	4
Fig.I.2. Composition de la machine asynchrone .....	4
Fig.I.3. Le stator de la machine asynchrone .....	5
Fig.I.4. Construction d'un rotor bobiné .....	6
Fig.I.5. Machine asynchrone à cage d'écureuil .....	7
Fig.I.6. Champ tournant de la MAS .....	7
Figure. I.7. Classification of variable frequency control strategies IM drive.....	9
Figure. I.8. Classification of improvement techniques of direct torque control .....	12
Figure. I.9. Schéma synoptique de la commande DTC-SMC de la machine à induction.	13
Figure. I.10. Schéma fonctionnel du DTC-MPC .....	15
<b>Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur .....</b>	<b>20</b>
Figure II-1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée .....	21
Figure (II.2) : Passage ABC-dq .....	25
Figure (II-3) : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park) .....	27
Figure (II.4) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q .....	29
Figure II-5 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension .....	30
Fig. II.6. Onduleur de tension triphasé .....	32
Figure. II.7 Schéma de l'association onduleur - machine asynchrone .....	33
Figure. II.8 : Principe de la commande MLI ('sinus-triangle') .....	36
<b>Chapitre III : Simulation de la commande directe de couple du la machine asynchrone .....</b>	<b>38</b>
Figure (III.1) : Application d'un vecteur Tension statorique qui permet de d'augmenter Le module de flux statorique .....	39

Figure (III.2) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter Le module de flux statorique .....	39
Figure (III.3) : Trajectoire du flux statorique .....	40
Figure (III.4) : Evolution du couple Électromagnétique Pour une variation Positive de la vitesse de rotation .....	42
Figure (III.5) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation Négative de la vitesse de rotation .....	42
Figure (III.6) : Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$ .....	43
Figure (III.7) (a) : Sélection des vecteurs $V_s$ correspondant au contrôle de l'amplitude $\varnothing_s$ (b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux .....	45
Figure (III.8) : correcteur du couple à trois niveaux .....	46
Figure (III.9) : Schéma structurel de la commande DTC .....	48
Figure (III.10) : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse .....	48

**Liste des tableaux :**

Tableau (I.1) : Avantages et inconvénients de la machine asynchrone .....	8
Tableau. III.1: Table de commutation généralisée .....	47
Tableau. III.2 : Table de commande du flux .....	47
Tableau.III.3 : Table de commande du couple .....	48
Tableau.III.4 : Table de commutation avec les vecteurs tensions actives .....	48
Tableau.III.5 : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles .....	49

## 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  $q$

$\alpha$  axe  $\alpha$  du repère tournant  $(\alpha, \beta)$

$\beta$  axe  $\beta$  du repère tournant  $(\alpha, \beta)$

$n$  grandeur nominale

$p$  nombre de paires de pôles

$R_s$  résistance statorique

$L_s$  inductance statorique

$R_r$  résistance rotorique

$L_r$  inductance rotorique

$L_d$  inductance directe

$L_q$  inductance transversale

$U_c$  tension d'entrée de l'onduleur

$V_{sd}$  tension statorique directe

$V_{sq}$  tension statorique transversale

$V_{s\alpha}$  tension statorique sur l'axe  $\alpha$

$V_{s\beta}$  tension statorique sur l'axe  $\beta$

$I_{sd}$  courant statorique direct

$I_{sq}$  courant statorique transversale

$I_{s\alpha}$  courant statorique sur l'axe  $\alpha$

$I_{s\beta}$  courant statorique sur l'axe  $\beta$

$\Phi_{sd}$  flux statorique direct

$\Phi_{sq}$  flux statorique transversale

$\Phi_{s\alpha}$  flux statorique sur l'axe  $\alpha$

$\Phi_{s\beta}$  flux statorique sur l'axe  $\beta$

$J$  moment d'inertie des pièces tournantes

$\Omega$  vitesse angulaire du moteur

$C_e$  couple électromagnétique

$C_r$  couple résistant

$X_{ref}$  référence de  $x$



# Introduction générale

### **Introduction générale :**

La machine asynchrone (dite aussi à induction) est la machine la plus utilisée en industrie, elle est plus robuste, fiable, efficace et de faible coût par rapport aux autres machines (machine à courant continu, machine synchrone) pour des applications similaires. Par contre, son contrôle est un procédé compliqué à commander du fait de sa nature non linéaire, de sa dynamique, de la variation de ses paramètres pendant son fonctionnement et elle est sujette à des perturbations inconnues comme le couple de charge ; de plus, certains de ses états ne sont pas accessibles par une mesure [1].

Lors des deux dernières décennies, un essor très appréciable envers le contrôle du moteur asynchrone a été constaté, où l'on peut trouver le contrôle vectoriel par orientation de flux, le contrôle non linéaire, le contrôle par mode glissant, le contrôle par linéarisation entrées/sorties...etc, ainsi que le contrôle direct de couple « DTC » (Direct Torque Control). Ce dernier constituant est le cœur du travail de recherche dans le cadre de ma thèse de Master en ingénierie [2].

La commande directe de couple a été introduite par Takahachi et Noguchi (1986) et Depenbrock (1988) spécialement pour la machine asynchrone. Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. 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 sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [3].

L'objectif de ce travail est la réalisation de la stratégie d'une commande directe du couple d'un moteur asynchrone. Pour ce faire, on a opté pour le plan de travail constitué de trois chapitres organisés comme suit :

### **Le premier chapitre :**

Notion sur la commande des machines électriques, Nous parlerons ici sur généralité et utilisation du MAS, ces domaines d'utilisation ainsi que ses avantages et ses inconvénients.

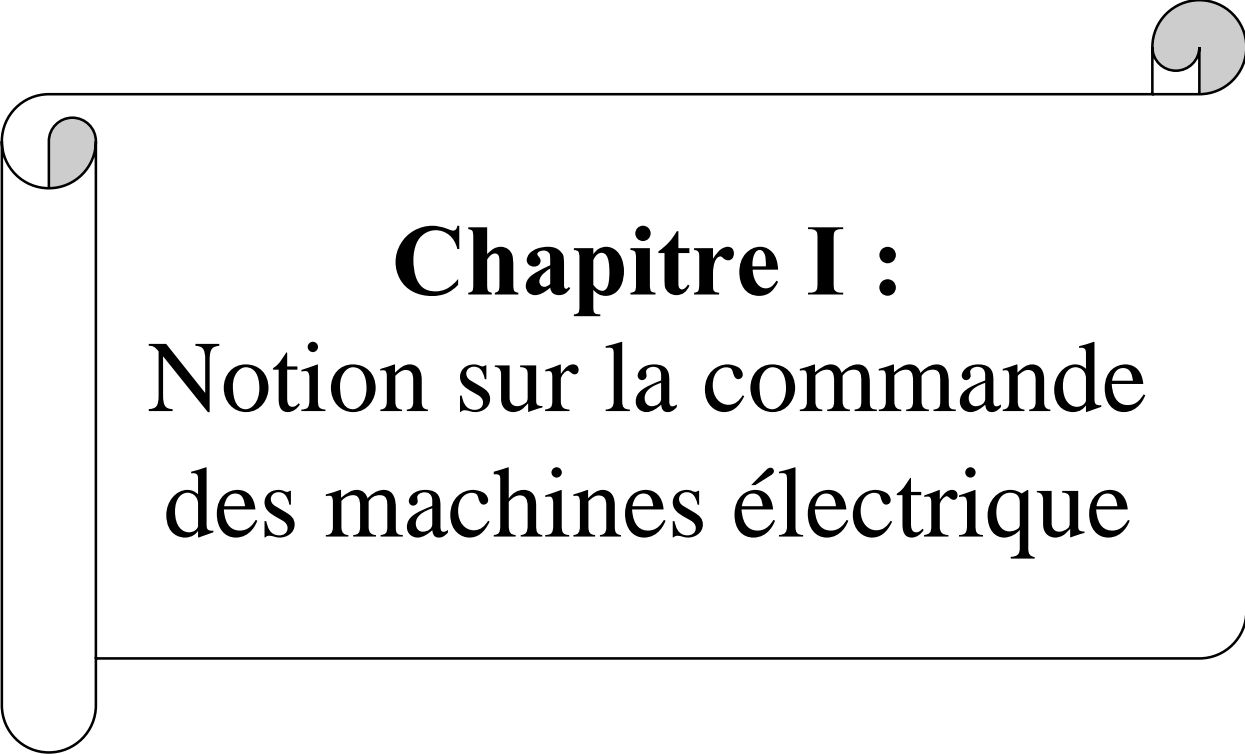
### **Le deuxième chapitre :**

Présente modélisation de la machine asynchrone et aussi de l'onduleur. Ce dernier contient hypothèse simplificatrices, modèle mathématique du MAS et du l'onduleur, ainsi principe de technique de modélisation.

### **Le troisième chapitre :**

Enfin, le dernier chapitre sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone, et on présentera des simulations numériques ainsi que l'interprétation des résultats obtenus.

On terminera par une conclusion générale sur le travail réalisé.



**Chapitre I :**  
Notion sur la commande  
des machines électrique

## **I.1. Introduction :**

Les moteurs électriques sont aujourd'hui présents dans toutes les branches de l'industrie. Les domaines des transports, de la traction ferroviaire et la propulsion navale font aussi largement appel à ces machines. L'intérêt grandissant envers les moteurs électriques est justifié par le besoin des processus industriels à la vitesse variable. Cette solution permet, en effet, de contrôler un processus ou un système avec une dépense minimale d'énergie et de matière première. Le succès des solutions électriques pour la variation de vitesse par rapport aux solutions mécaniques et hydrauliques vient des caractéristiques incomparables que leur confère l'électronique, tant sur le plan de la conversion d'énergie que celui de l'asservissement de vitesse. L'essor que connaît actuellement le développement des composants de l'électronique de puissance et les techniques de commande a accentué l'intérêt pour les variateurs par moteurs électriques.

La commande des machines électriques est l'une des applications des convertisseurs statiques. Cette commande nécessite l'association d'une machine (courant continu, synchrones, asynchrones ou autres) dont le fonctionnement est à une vitesse variable en lui conservant un couple optimum, à un convertisseur statique (redresseur, hacheur, gradateur, onduleur). En fait, le choix du moteur d'entraînement dépend du travail demandé, du lieu de travail et de la puissance à fournir.

## **I.2. Généralité et utilisation de MAS :**

### **I 2.1. Généralité sur MAS :**

#### **I.2.1.1. Définition :**

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [4]. Ce dernier peut être à rotor bobiné ou à rotor à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse rotorique n'atteint jamais la même vitesse que le champ tournant statorique. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique tournant est appelée vitesse de glissement [5].

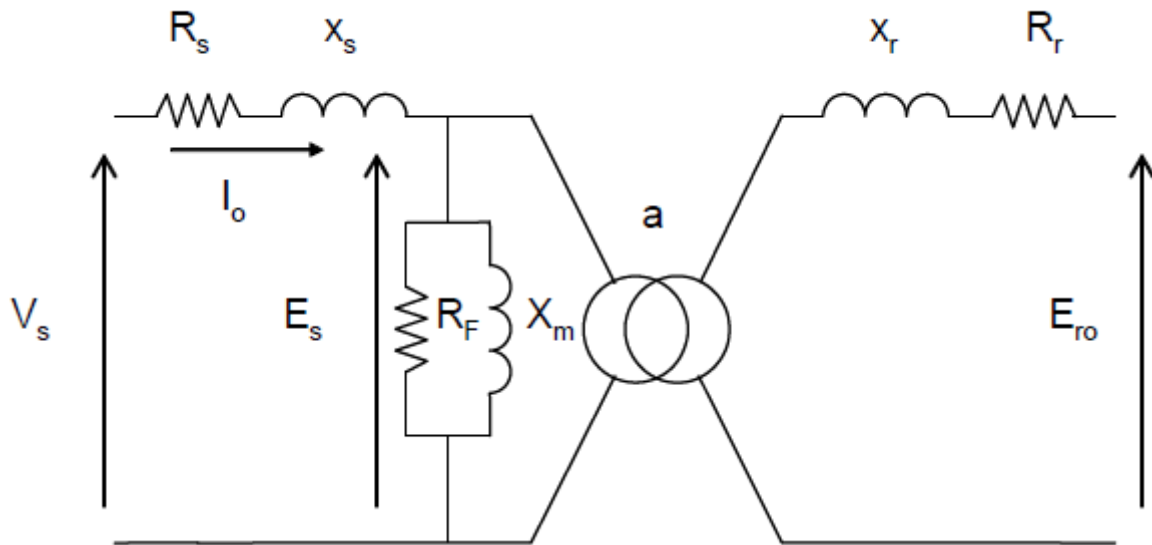


Fig.I.1. Schéma équivalent de la machine asynchrone à vide

**I.2.1.2. Constitution de la machine asynchrone :**

La machine asynchrone est constituée de deux parties, la partie fixe (stator), une partie mobile (rotor) et les organes mécaniques comme la montre la figure ci-dessous :

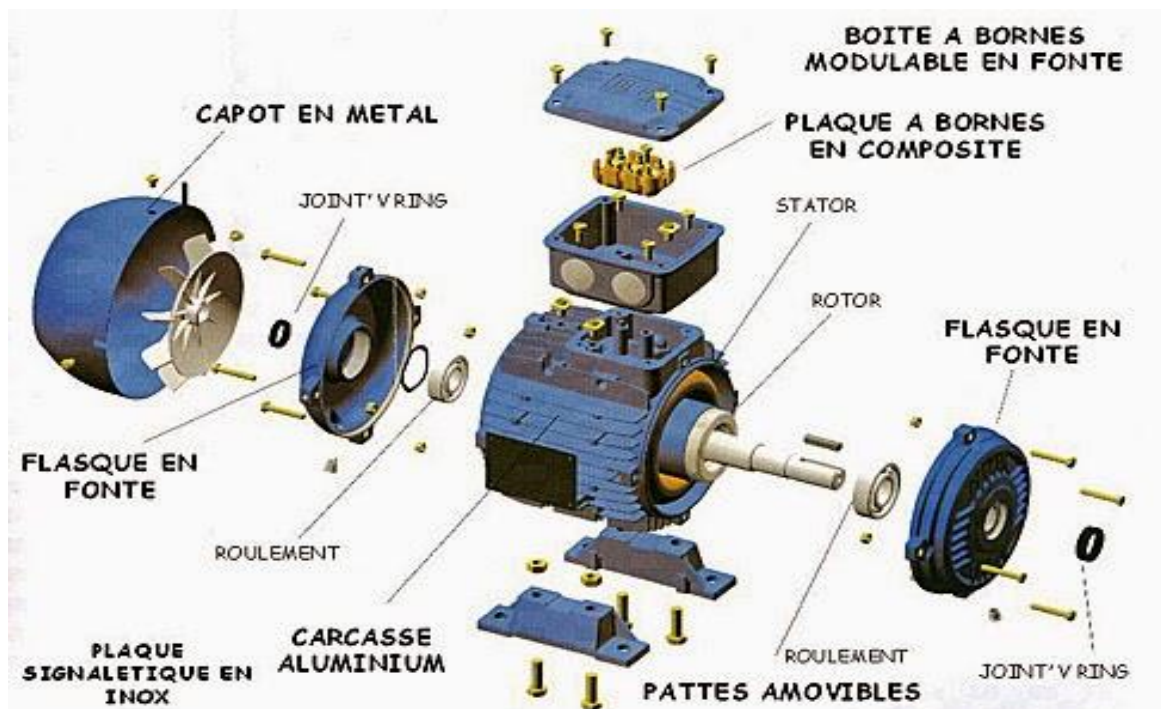


Fig.I.2. Composition de la machine asynchrone.

Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes :

- le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique ;
- le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique ;
- les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur [6].

Le moteur asynchrone est constitué par :

#### A) Le Stator (partie fixe) :

Le stator d'un moteur asynchrone est identique à celle d'un moteur synchrone (MS), 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de  $2\pi/3$  qui sont alimentés par un système de tension équilibrées. Le stator d'un moteur triphasé (le plus courant en moyenne et grosse puissance), comme son nom l'indique, est la partie statique du moteur asynchrone. Il se compose principalement :

- De la carcasse.
- Des paliers.
- Des flasques de palier.
- Du ventilateur refroidissant le moteur.
- Le capot protégeant le ventilateur.

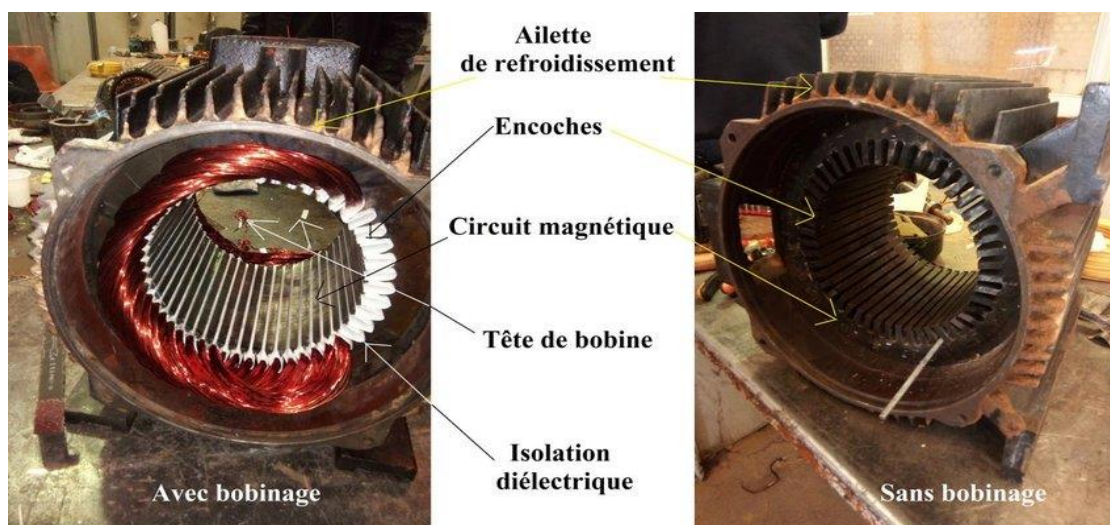


Fig.I.3. Le stator de la machine asynchrone.

**B) Le rotor (partie mobile) :**

Le rotor du moteur supporte un bobinage semblable à celle du stator du MS, bobinage triphasé décalés de  $2\pi/3$  à même nombre de pôles que celle du stator MS. Ces 3 bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité. Le rotor est la partie mobile du moteur asynchrone. Couplé mécaniquement à un treuil d'ascenseur par exemple, il va créer un couple moteur capable de fournir un travail de montée et de descente de la cabine d'ascenseur. Il se compose essentiellement :

-D'un empilage de disques minces isolés entre eux et clavetés sur l'arbre du rotor afin de canaliser et de faciliter le passage du flux magnétique.

-D'une cage d'écureuil en aluminium coulé dont les barreaux sont de forme trapézoïdale pour les moteurs asynchrones standards et fermés latéralement par deux "flasques" conductrices.

Les différentes machines asynchrones s'identifient par le type du rotor qui entre dans leur construction, et on distingue :

**Machine asynchrone à rotor bobiné :**

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de Disques en tôle, empilés sur l'arbre de la machine [7].

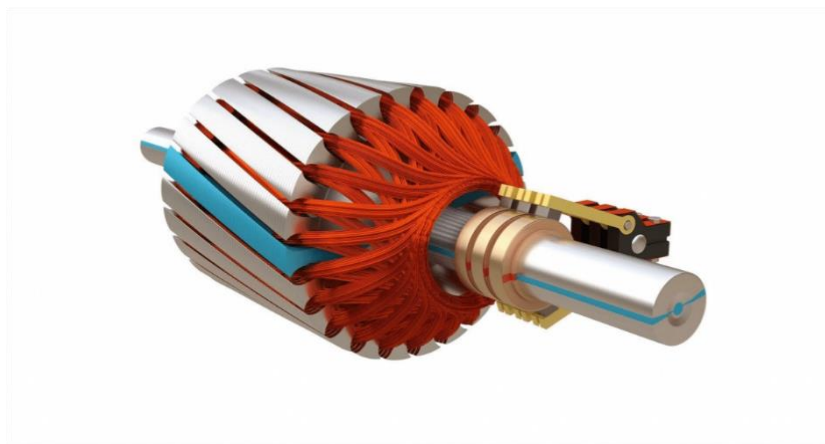


Fig.I.4. Construction d'un rotor bobiné.

**Machine asynchrone à cage d'écureuil :**

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices, régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, il est peu coûteux et très robuste. Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage de mauvaises performances (courant et couple élevés) [8].

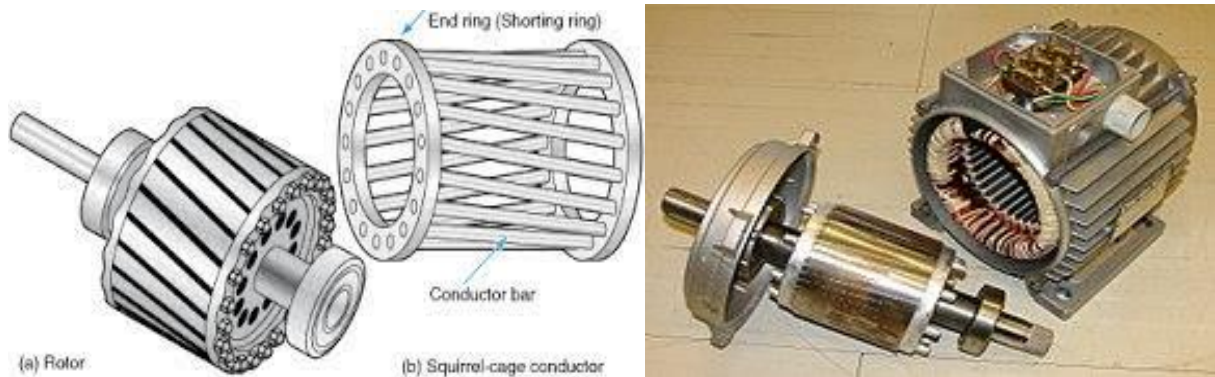


Fig.I.5. Machine asynchrone à cage d'écureuil.

**I.2.1.3. Principe de fonctionnement :**

L'enroulement statorique reçoit de l'énergie électrique du réseau de pulsation  $\omega_s$ , ce qui crée un champ tournant à la vitesse angulaire synchrone  $\Omega_s = \omega_s/p$  ; ce champ, en balayant les barres rotoriques y induit des F.E.M et donc des courants. Ces courants induits produiront un champ qui sera de sens opposé au champ statorique. Cela va produire un couple moteur qui entrainera la mise en mouvement du rotor dans les sens du champ tournant statorique.

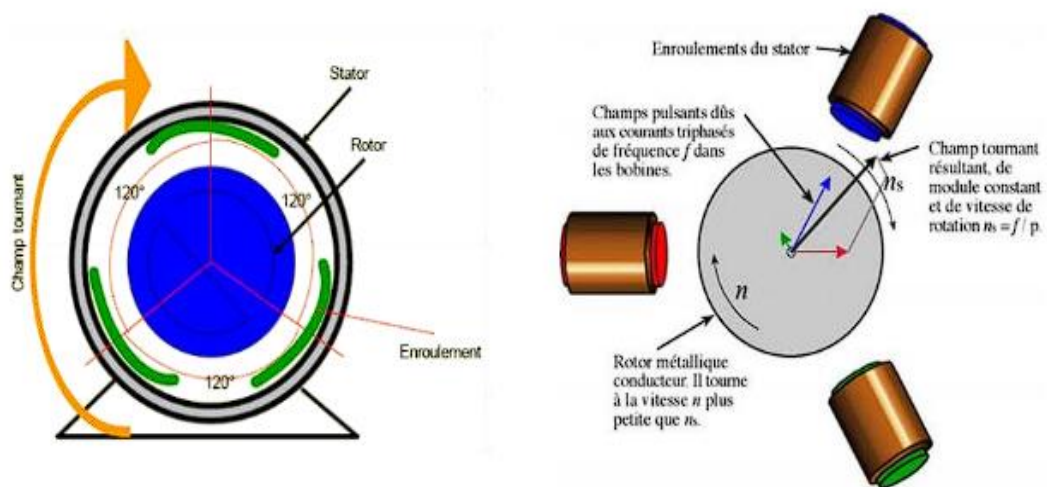


Fig.I.6. Champ tournant de la MAS

#### I.2.1.4. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant :

Avantages	Inconvénients
-Structure simple. -Robuste et facile à construire. -Coût réduit. -Absence d'un système bagues balais.	-Non découplage naturel. -Non linéarités.

Tableau (I.1) : Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

#### I.2.2. Utilisation de MAS :

Le **moteur asynchrone** (moteur triphasé et monophasé) est adapté à une grande variété d'applications. Avec l'apparition des variateurs de fréquence, il est même devenu possible de contrôler la vitesse du moteur très précisément, ce qui a largement amplifié son utilisation. Aujourd'hui, on retrouve des moteurs asynchrones pour des applications diverses comme :

- L'entraînement de machines pour l'industrie (principalement l'entraînement de machines-outils)
- L'électroménager (les lave-linges...)
- La production de froid (les condenseurs, les réfrigérateurs)
- Le pompage (les pompes de piscine, pompes de relevage...)
- La ventilation (VMC, ventilo-convecteurs)
- L'air comprimé (compresseurs)

### I.3. Les stratégies de contrôle du MAS :

#### I.3.1. Informations générales sur les variateurs de vitesse :

Traditionnellement, le moteur à induction fonctionnait directement à partir du réseau avec une vitesse/fréquence fixe (50Hz/60Hz), mais depuis le développement des convertisseurs électroniques de puissance, il peut maintenant être utilisé en fréquence variable en insérant un convertisseur entre le moteur et la grille électrique. Ceci permet d'obtenir un moteur à vitesse variable [Abr00]. Les variateurs de fréquence (VFD) sont capables de fournir un réglage de vitesse plus fluide et un meilleur contrôle du moteur. Pour contrôler la vitesse, le couple et la

position, diverses stratégies de contrôle des variateurs de fréquence ont été développées au fil des ans. Ils peuvent être classés en fonction de leurs principes en deux catégories principales, à savoir par les méthodes de contrôle scalaire et vectoriel. Le contrôle scalaire est développé par le modèle en régime permanent de la machine (modèle de circuit équivalent par phase), où seules l'amplitude et la fréquence de la tension, du courant et du flux peuvent être contrôlés. Ainsi, il n'opère pas sur la position du vecteur spatial pendant l'état transitoire. Au contraire, le contrôle vectoriel est développé dans les états dynamiques, plus que les grandeurs, les positions instantanées de tension, courant et flux peuvent être contrôlés. La méthode la plus populaire de lutte antivectorielle est connue par le Field-Oriented Control (FOC) qui a été proposé au début des années 1970 par Hasse et Blaschke. Au milieu des années 1980, une autre méthode est présentée par Takahashi et Depenbrock qui s'appelle le contrôle direct du couple. La figure. I.7 ci-dessous illustre les différentes classifications des stratégies de contrôle des variateurs de fréquence.

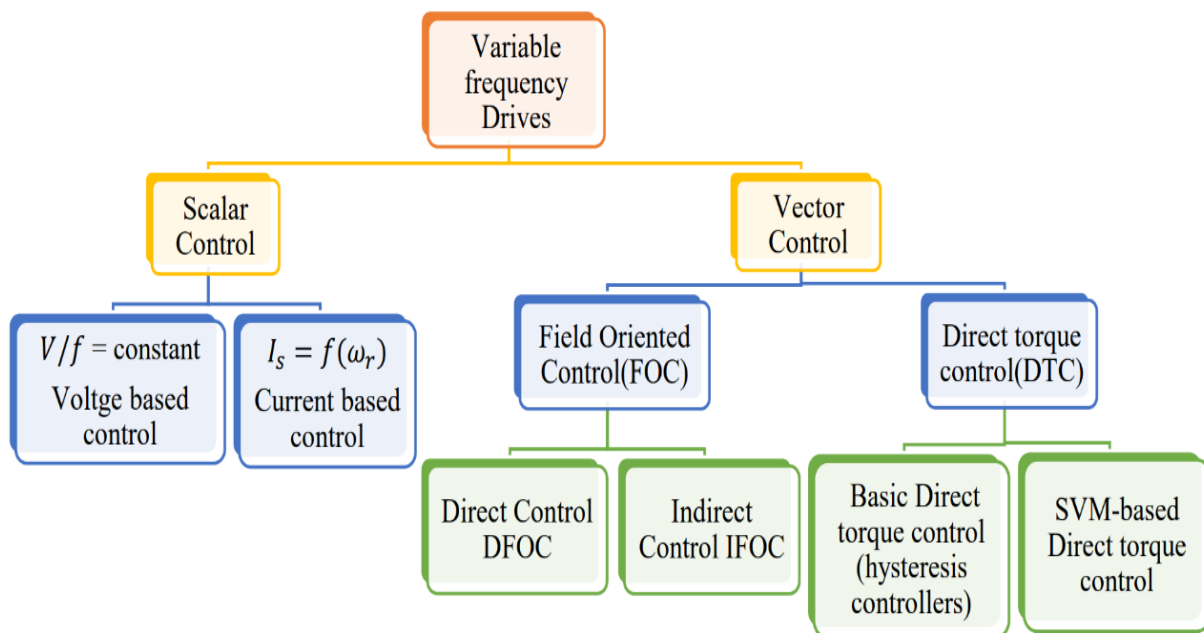


Figure. I.7. Classification of variable frequency control strategies IM drive.

### I.3.2. Commande scalaire :

Cette commande est l'une des plus anciennes, développée pour le réglage de la vitesse des machines asynchrone, figure II. La structure de cette technique est très simple. Son principe est basé sur la modélisation en régime permanent de la machine asynchrone. En cherchant à maximiser les capacités du couple, le flux doit être maintenu, dans une large plage, égal à sa valeur nominale correspondant au maintien du rapport tension/fréquence ( $V/f$ ) constant. De Part son fondement, cette technique est sensible en régime transitoire aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique. Deux types de contrôle scalaire sont considérés dans le littérature :

- Contrôle scalaire direct : Ce type contrôle consiste à réguler le flux. Cela nécessite sa mesure ou son estimation. Cette méthode est plus compliquée à mettre en œuvre, en raison du coût des capteurs et de la qualité des signaux obtenus. On procède plutôt à une estimation ou une observation d'état.
- Contrôle scalaire indirect : Il consiste à imposer indirectement le flux magnétique en imposant le rapport amplitude/fréquence de la tension ou de courant. La première méthode est plus difficile à mettre en pratique sans moyen de calcul puissant, c'est la deuxième approche qui est la plus utilisée pour des considérations de stabilité. [9]

### I.3.3. Commande vectorielle :

La commande vectorielle a pour le but de trouver une proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à courant continue à excitation séparée sur la machine asynchrone. Cela permet d'obtenir des performances dynamiques intéressantes et un contrôle précis du couple jusqu'à vitesse nulle.

#### I.3.3.1. Principe de la commande vectorielle :

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence, lié au flux rotorique. Si on décompose le courant statorique en ses composantes  $i_{sd}$  suivant le flux rotorique et  $i_{sq}$  en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplé du flux et du couple.

On obtient alors des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitations séparée ou le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple. On considère diverses méthodes du flux orienté direct et indirect.

On montre la réalisation concrète de cette commande selon que la machine est alimentée en courant ou en tension.

### **I.3.3.2. Commande vectorielle direct et indirect :**

Il existe des grandes familles de commande vectorielle :

-Dans le contrôle vectoriel direct, l'angle de Park  $\theta$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituées à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega_r$

-En ce qui concerne le contrôle vectoriel indirect, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées [10].

### **I.3.4. Commande directe du couple (DTC):**

La commande directe de couple (DTC), est une structure de contrôle des machines asynchrones, figure V. Elle a été proposée au milieu des années 80 par Takahashi et Noguchi et Depenbrock. Depuis, plusieurs travaux de recherches ont permis de développer avec exactitude la connaissance de cette commande. Son principe est basé sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension, qui permet de sélectionner le vecteur spatial de la tension statorique. Deux variables sont contrôlées : le flux statorique et le couple électromagnétique. Ces variables sont commandées par des régulateurs à hystérésis. L'objectif de cette méthode est de garder le flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces contrôleurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Cette méthode présente plusieurs avantages par rapport aux méthodes conventionnelles, notamment le temps de réponse du couple, l'amélioration de sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, l'absence de transformation de Park sur des axes tournants. D'autre part, cette méthode est classée dans la famille des commandes sans capteur (vitesse, position), nécessite la maîtrise des harmoniques de couple qui entraînent de nombreux problèmes, pouvant conduire à un vieillissement précoce du système [11].

### **I.3.5. Techniques d'amélioration du contrôle direct du couple :**

Plusieurs auteurs [12 13 14] ont utilisé la technique de SVM (space vector modulation) dans la commande de l'onduleur. Le principe consiste à imposer le vecteur de tension adéquat via une modulation vectorielle d'espace. L'algorithme de commande s'avère plus complexe, mais les

oscillations de flux et de couple sont réduites. Les auteurs de [12], ont développé un algorithme qui permet d'obtenir une fréquence de modulation constante. Cette stratégie est caractérisée par l'élimination de la table de sélection de Takahashi et des comparateurs à hystérésis. Dans ce cadre, la technique MLI vectorielle est utilisée pour générer le vecteur de sortie de la commande. L'objectif de cette stratégie est de réaliser un contrôle direct du vecteur flux statorique dans un repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator. Les composantes de projection du vecteur tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents du repère  $(\alpha, \beta)$  permettent le calcul des temps de commutations désirés.

La stratégie de contrôle direct de couple de la machine asynchrone proposée dans [14] et [15] est basée sur la modulation de largeur d'impulsion (**PWM**). Elle est développée en temps discret, afin de permettre la mise en œuvre sur une plateforme à base de microcontrôleur ou DSP. Cette méthode de contrôle nécessite la connaissance de la résistance statorique et l'inductance de fuite, ainsi qu'elle exige des mesures de courant et de tension. Des essais expérimentaux ont été réalisés afin de valider la stratégie proposée.

Les auteurs utilisent des simulations et des tests expérimentaux pour valider la méthode proposée. Les auteurs ont montré que le DTC classique a un faible nombre de vecteurs de tension appliqués à la machine, ce qui provoque des oscillations indésirables du couple, du flux et du courant. Ce travail montre que des performances améliorées peuvent être obtenues en utilisant un nouvel algorithme DTC, basé sur l'application de SVM pour des intervalles de temps fixes. De cette manière, une modulation vectorielle spatiale discrète (**DSVM**) utilise un comparateur de couple à cinq niveaux pour produire un nombre de vecteurs de tension plus élevé. Des simulations numériques et des tests expérimentaux montrent un couple et une réponse de flux améliorés avec une fréquence de commutation fixe [16 17].

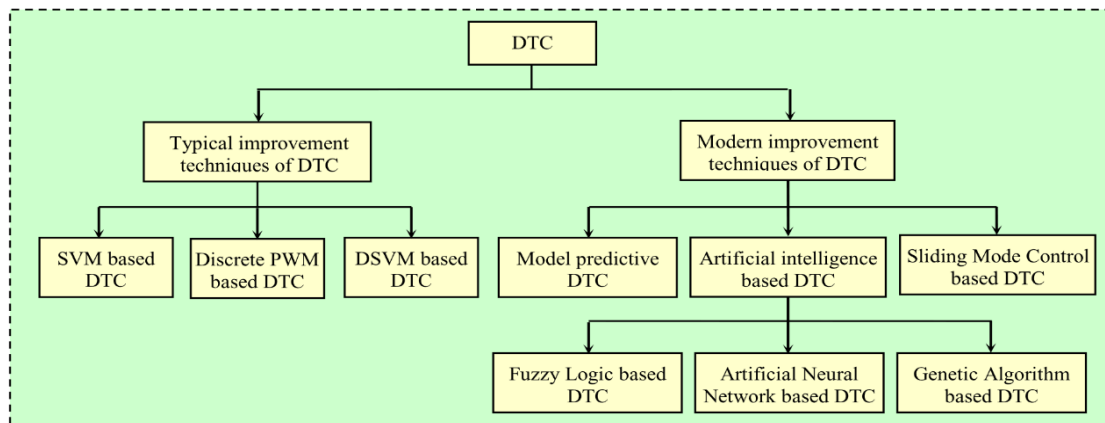


Figure. I.8. Classification of improvement techniques of direct torque control.

### I.3.5.1. DTC basé sur le mode coulissant :

Le Sliding Mode Control (SMC) est une classe du Variable Structure Control (VSC) introduit par Utkin [18], il est surtout connu pour sa robustesse face aux incertitudes internes (variations des paramètres machine), aux incertitudes externes (perturbations dues aux la charge), et des phénomènes qui ont été omis dans la modélisation [19, 20]. La caractéristique principale du SMC se manifeste par la modification de la loi de commande de manière discontinue [21]. Cependant, il présente certains inconvénients : l'apparition du phénomène de broutage provoqué par la partie discontinue de la commande qui peut avoir un effet effet sur les machines [22], à chaque instant, le système est soumis à un contrôle élevé afin d'assurer sa convergence vers le souhaité et cela n'est pas souhaitable.

La technique SMC a été étudiée pour améliorer le DTC pour IMS [9, 12, 13]. Ces techniques améliorent le Performances à l'état d'équilibre et conserver les avantages de transitoires État [25]. Dans [20, 25], les auteurs commencent à utiliser un discret Stratégie de contrôle du mode de glissement de temps pour que le couple et Le flux est robuste contre la variation des rametters PA machine. Les contrôleurs fournissent les tensions de référence ( $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ) pour une application sur le MI avec aucun contrôleur de courant utilisé. Cependant, contrairement à la plupart des techniques de mode coulissant, le vecteur de tension de référence est calculé par un système vectoriel PWM et une fréquence de commutation fixe.

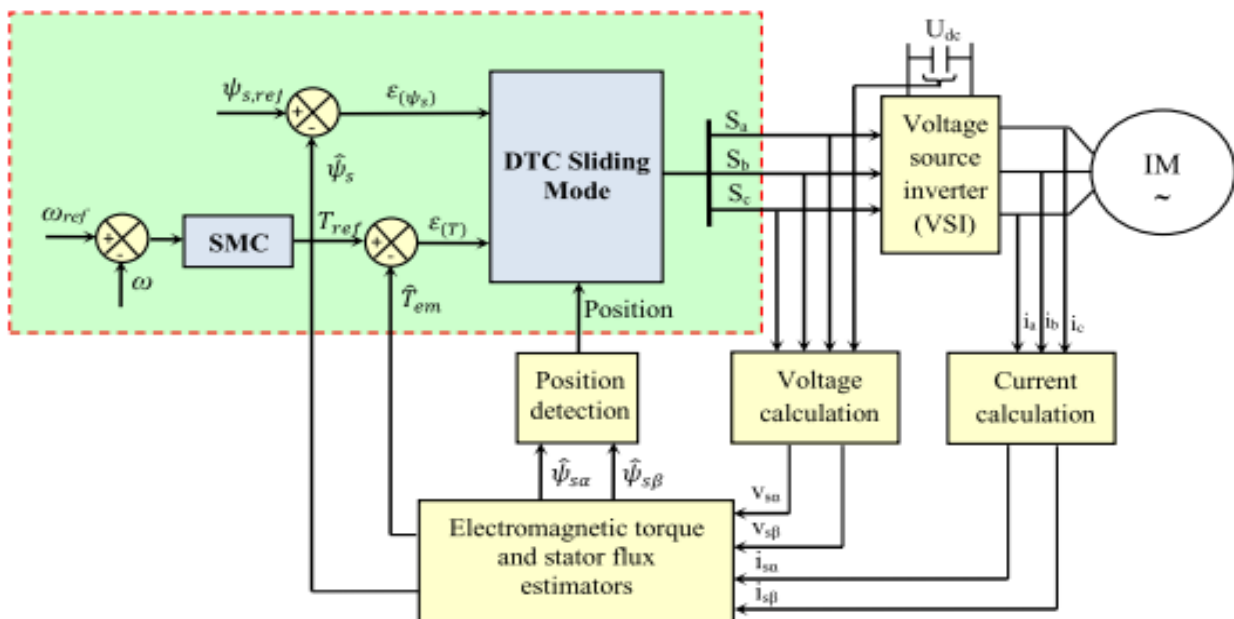


Figure. I.9. Schéma synoptique de la commande DTC-SMC de la machine à induction

**I.3.5.2. Modèle prédictif DTC :**

Dans la commande prédictive de couple (Predictive Torque Control (PTC)), le régulateur de vitesse externe est la même que dans le DTC, mais les boucles de commande internes sont remplacées par une seule étape PTC du flux statorique et du couple électromagnétique [26][27]. L'algorithme PTC comprend une prédiction des sorties et une étape d'optimisation. De plus, le flux statorique et le couple n'étant pas directement mesurable, il est nécessaire de faire une estimation avant la prédiction, ce qui donne lieu à un algorithme en trois étapes : estimation du flux et du couple, prédiction du flux et du couple et optimisation de la fonction de coût. Ensuite, le vecteur optimal de tension à appliquer dans la prochaine période d'échantillonnage est sélectionné, ce qui minimise une fonction simple des coûts. Pour obtenir des performances élevées, il convient de sélectionner les facteurs de poids de cette fonction de coût. En examinant la manière dont le vecteur de tension est sélectionné, la minimisation de la fonction de coût unique peut être reconnue comme une forme particulière d'Optimisation Multi-Objective (OMO) appelée fonction objective globale (Aggregate Objective Function (AOF)). Cependant, le schéma standard de la PTC présente l'inconvénient que le réglage des facteurs de poids est plus compliqué que celui des coefficients PI ou des bandes d'hystérésis utilisées dans les contrôleurs classiques. À ce jour, il existe une méthode formelle pour obtenir le facteur de poids optimal dans une fonction de coût, mais uniquement pour deux objectifs [28]. Lorsque plusieurs objectifs sont pris en compte, le calcul des facteurs de poids est généralement effectué à l'aide de procédures d'essai et d'erreur, ainsi que de simulations fastidieuses, de manière peu systématique [29]. Une autre méthode simple pour trouver ces facteurs scalaires a été étudiée dans [30]. Bien que l'utilisation de la fonction objective combinée linéaire pour résoudre le problème d'optimisation à chaque instant d'échantillonnage soit simple, ce n'est pas la seule alternative possible ; une stratégie de prise de décision pourrait être utilisée. De cette manière, la nature d'attribut multiple de la sélection est conservée, ce qui donne une formulation et une optimisation à objectifs multiples [31]. Dans le domaine de l'optimisation, une optimisation multi-objectif est effectuée lorsque deux fonctions ou plus doivent être optimisées simultanément. Cependant, essayer d'inclure tous les objectifs dans une seule fonction de coût est une tâche complexe.

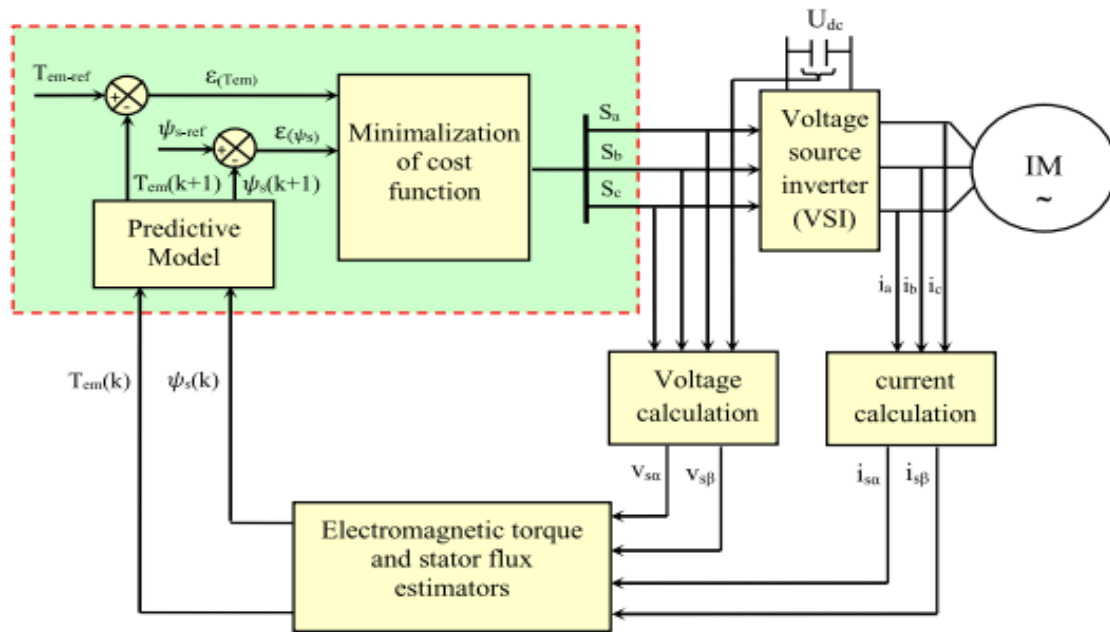


Figure. I.10. Schéma fonctionnel du DTC-MPC

### I.3.5.3. Contrôle direct du couple basé sur l'intelligence artificielle :

Récemment, une autre catégorie de commande basée sur l'intelligence artificielle est présentée dans la littérature. Ces commandes proposent d'améliorer les performances dynamiques de la commande DTC ; soit en adaptant la bande d'hystérésis [32], [33], soit en remplaçant la table de sélection de Takahashi ainsi que les hystérésis par des régulateurs intelligents [34], [35], [36], [37], [38]. L'intelligence artificielle comme la logique floue, le réseau de neurones et l'algorithme génétique, a connu un grand succès non seulement dans la modélisation mais aussi dans la commande des systèmes électriques, en particulier la commande des machines asynchrone. Ce succès est dû à ce que l'intelligence artificielle peut se rapprocher facilement du comportement de contrôle de l'expert humain qui travaille dans des environnements souvent mal définis.

Dans l'article [36], une étude comparative entre quatre régulateurs de vitesse intelligents pour la commande DTC est présentée et discutée. Ces quatre régulateurs sont : un contrôleur PI à base de la logique floue, un contrôleur PI à base d'algorithme génétique, un contrôleur flou et un contrôleur mode glissant flou. Un indice de performance basé sur l'erreur de la vitesse est choisi comme critère afin de comparer tous ces régulateurs. Chaque stratégie de contrôle a été testée pour évaluer sa robustesse vis-à-vis des paramètres de la machine et sa capacité du rejet des ondulations et des distorsions. Les résultats de simulations menés dans cet article ont montré

que les contrôleurs intelligents sont plus robustes contre les variations paramétriques de la machine comparés aux contrôleurs à base de PI. Le contrôleur mode glissant flou paraît le meilleur choix pour la régulation de vitesse, mais nécessite des ajustements pour réduire le phénomène de chattering dans l'état permanent.

➤ **DTC basé sur la logique floue :**

Dans l'article [34], les auteurs ont proposé une stratégie de commande DTC basée sur la logique floue. L'objectif des travaux présentés est d'améliorer les performances de la commande DTC tout en minimisant les ondulations de couple à basses vitesses. Ils ont intégré un régulateur flou de vitesse qui permet d'ajuster dynamiquement le coefficient de proportionnalité  $k_p$  et le coefficient d'intégration  $k_i$  en fonction de l'erreur et des variations de la vitesse. De plus, les hystérésis de couple et de flux sont remplacées par un régulateur flou afin d'optimiser la sélection du vecteur tension. Les résultats expérimentaux montrent que le système de contrôle flou proposé peut assurer une réponse rapide et une haute précision de la vitesse en régime permanent, ainsi que la réduction remarquable des ondulations du couple même à basses vitesses. En outre, l'introduction de la logique floue améliore la précision de l'observation du flux statorique qui augmente les performances du système entier.

➤ **DTC basé sur le réseau neural :**

Dans l'article [37], les auteurs ont souligné les avantages et les inconvénients de la stratégie DTC de Takahashi. Il a commencé à développer trois estimateurs de vitesse : (i) des estimateurs basés sur le flux directionnel, (ii) des estimateurs basés sur une approche de système adaptatif basé sur un modèle (MRAS) et (iii) des estimateurs basés sur un réseau de neurones artificiels. Après cela, nous avons procédé à une étude comparative des performances par le biais de travaux de simulation. Ces trois estimateurs ont montré une bonne convergence lors d'un fonctionnement à haute vitesse et en dessous du couple nominal. À faible vitesse, la réponse de l'estimateur basé sur le flux dirigé présente une erreur d'estimation. Cependant, les estimateurs basés sur les réseaux de neurones ont la plus grande précision et couvrent une large gamme de vitesses. L'estimateur basé sur l'approche MRAS a une précision relativement faible à faible vitesse et se classe au deuxième rang. Enfin, les auteurs ont présenté leur contribution à l'amélioration des performances de la stratégie DTC et à la résolution de ses lacunes. Il a remplacé l'estimateur de flux statorique par un observateur à mode glissant car il est sensible aux

variations de la résistance statorique.

➤ **DTC basé sur l'algorithme génétique :**

Les auteurs de [38] ont proposé une nouvelle stratégie de contrôle DTC. Un algorithme génétique pour optimiser le régulateur PI-Flou. En fonction de cette stratégie Ajustement du coefficient intégral  $k_i$  de l'erreur de vitesse et de sa dérivée temporelle Le  $k_p$  proportionnel est implémenté en temps réel par un contrôleur flou PI adaptatif à la vitesse. Les paramètres flous sont affinés par un algorithme génétique pour améliorer l'autoadaptation de la vitesse. De plus, le contrôle de l'hystérésis a été remplacé par quelque chose d'autre. Contrôleur flou pour une meilleure sélection du vecteur de tension. Enfin l'auteur propos DTC Takahashi conventionnel, contrôleur PI flou, stratégie proposée. Cette étude a prouvé une réduction significative de l'ondulation du plan couple, flux et courant. la précision et le suivi de la vitesse ont également été améliorés.

#### **I.4. Les avantages et les inconvénients de DTC :**

##### **I.4.1. Avantages de la commande directe de couple :**

- Les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle ne nécessite que deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI.
- Il n'est pas nécessaire d'estimer la position du flux rotorique, il est seulement nécessaire de connaître le secteur où se trouve le vecteur de flux statorique.
- Une très rapide réponse dynamique du couple. • Simplicité d'implantation du système sur les cartes d'acquisition [12].

##### **IV.2. Inconvénients de la commande directe de couple :**

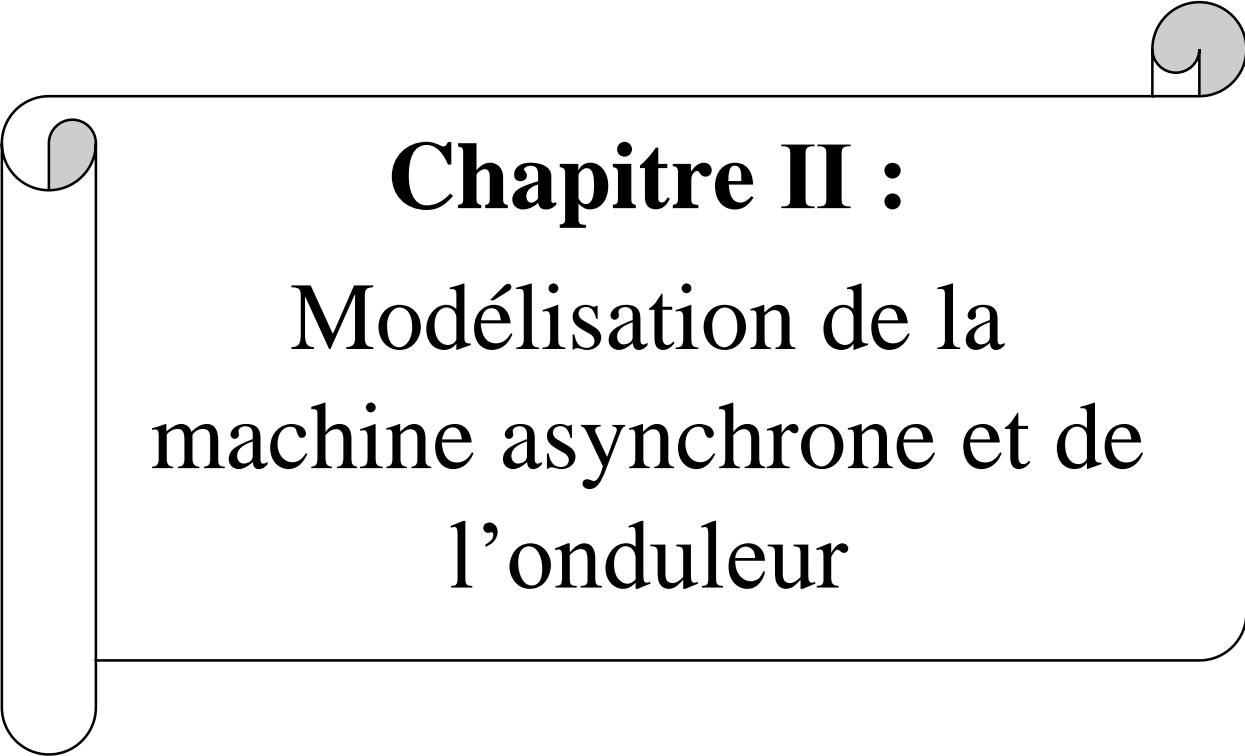
- Elle produit des problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité d'estimation du flux statorique et du couple.
- Les comparateurs à hystérésis produisent des oscillations des courants et du couple.

- La fréquence de commutation est variable (utilisation des régulateurs à hystérésis).

Cependant, Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation réduites, dégradent les performances de la commande DTC [12].

**Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone, ses avantages et ses domaines d'application, ainsi que ses principales stratégies de commandes, Et nous nous sommes concentrés sur trois commandes : commande scalaire, commande vectorielle, et commande directe du couple (DTC) qui est l'objet de nos recherches.

A decorative scroll graphic with a black outline and rounded corners. The scroll is partially unrolled, with the top edge curving upwards and the bottom edge curving downwards. The text is centered within the scroll.

**Chapitre II :**  
Modélisation de la  
machine asynchrone et de  
l'onduleur

## II.1. Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape est un passage obligatoire pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine et déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc...

Pour obtenir le modèle d'une machine asynchrone, on a besoin de plusieurs informations et données, notamment :

- 1- Les caractéristiques physiques de la machine : ses dimensions, son type, sa puissance nominale, sa fréquence, son nombre de pôles, etc.
- 2- Les caractéristiques électriques de la machine : sa tension nominale, son courant nominal, sa fréquence, son rendement, etc.
- 3- Les équations qui décrivent le comportement de la machine : les équations de la loi de Faraday, les équations de Kirchhoff, les équations des pertes, etc.
- 4- Les données sur les conditions d'utilisation de la machine : les conditions de fonctionnement en régime permanent, les conditions de démarrage, les conditions de variation de vitesse, etc.

A partir de ces informations et données, on peut élaborer le modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone, qui permettra de simuler son comportement électromécanique et de déduire les lois de commande nécessaires pour son contrôle.

## II.2. Hypothèse simplificatrice :

Pour élaborer le modèle mathématique d'une machine asynchrone, on peut utiliser plusieurs hypothèses simplificatrices pour faciliter l'analyse et la compréhension de son comportement électromécanique. Voici quelques exemples :

- 1- Hypothèse de la machine à deux axes : cette hypothèse considère que la machine

asynchrone peut être représentée par un modèle équivalent à deux axes, un axe direct (d) et un axe en quadrature (q), sur lesquels sont projetées les grandeurs électromagnétiques de la machine.

- 2- Hypothèse de la machine symétrique : cette hypothèse suppose que la machine asynchrone est parfaitement symétrique, c'est-à-dire que ses composantes électriques et mécaniques sont identiques pour chaque phase.
- 3- Hypothèse du champ tournant : cette hypothèse considère que le champ magnétique produit par le stator de la machine asynchrone peut être assimilé à un champ tournant à vitesse constante, qui tourne à la fréquence de la source d'alimentation.
- 4- Hypothèse de la saturation négligeable : cette hypothèse suppose que la saturation magnétique du circuit magnétique de la machine asynchrone est négligeable, ce qui permet de simplifier les équations du modèle mathématique.

Ces hypothèses simplificatrices permettent de réduire la complexité du modèle mathématique de la machine asynchrone, tout en conservant une bonne précision des résultats obtenus. Cependant, dans certains cas, il peut être nécessaire de prendre en compte des effets plus complexes, tels que la saturation du circuit magnétique, les pertes de fer, etc.

### II.3 Modèle triphasé de la MAS :

Pour avoir le modèle simplifié de la machine on utilise les hypothèses précédentes :

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec  $\Omega$  par rapport aux axes statoriques fixes comme le montre la Figure (I.01).

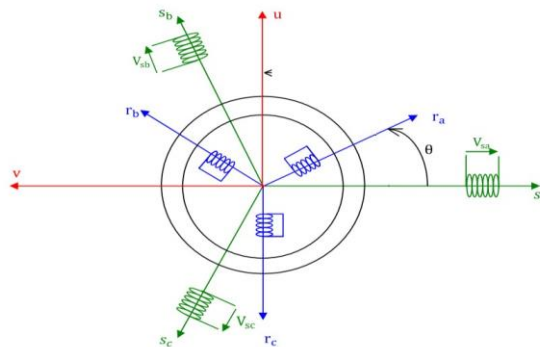


Figure II-1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

### II.3.1. Équations générales de la machine asynchrone triphasée :

Pour mieux répliquer le comportement d'une machine asynchrone, il est nécessaire d'utiliser un modèle détaillé qui est suffisamment basique pour que le temps de calcul du simulateur ne soit pas prohibitif.

Si l'on considère que le moteur à induction est triphasé au niveau du stator et du rotor dans ces conditions, les trois types d'équations qui traduisent le comportement du moteur sont :

#### II.3.1.1. Équations électriques :

Les lois de Faraday et d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. En désignant par :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$  : Flux totaux à travers ces enroulements.

$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$  : Tensions rotoriques.

$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Courants rotoriques.

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$  : Flux rotoriques

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (II.1) et (II.2) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{D}{DT} [\phi_{s(abc)}] \quad (II.3)$$

Pour le rotor :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{D}{DT} [\phi_{r(abc)}] \quad (II.4)$$

Avec :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \quad (II.5)$$

### II.3.1.2. Equation magnétiques :

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sc}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (II.8)$$

On désigne par :

[L<sub>s</sub>] : Matrice des inductances statoriques.

[L<sub>r</sub>] : Matrice des inductances rotoriques.

[M<sub>sr</sub>]: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

[M<sub>rs</sub>]: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où les matrices d'inductances statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

La position angulaire  $\theta$  entre les axes du stator et du rotor détermine la matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$L_s$ : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_{rs}$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$  : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisi comme axes des références.

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

### II.3.1.3. Equation mécanique :

Le couple électromagnétique peut s'écrire :

$$C_c = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (\text{II.12})$$

Pour avoir un modèle complet de la machine, vous devez d'abord introduire l'équation de mouvement de la machine, qui est écrite comme suit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \tag{II.13}$$

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

$\Omega_r$ : Vitesse rotorique.

$C_c$  : Couple électromagnétique.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

Les coefficients variables dans les équations ainsi obtenues augmentent la difficulté de résoudre le modèle fourni par (II.1) et (II.2). Cela conduira à l'application de la transformation du Park, ce qui permettra à ces caractéristiques d'être maintenus constants.

### II.3.2. Transformation triphasé biphasé (ou de Concordia) :

Cette transformation est utilisée pour convertir un système (A, B,C) triphasé en un système biphasé (d-q) ce qui permet pour un modèle dynamique à coefficients constants.(CLARKE et CONCORDIA) sont les deux transformations les plus courantes. Le processus de transformation, Alors que CLARKE garde l'amplitude des grandeurs, il perd la puissance et le couple. Il conserve la puissance mais pas les amplitudes de CONCORDIA, qui est standardisé.

La figure (II.2) met en relief l'axe direct d du référentiel de Park, et l'axe en quadrature d'indice q.

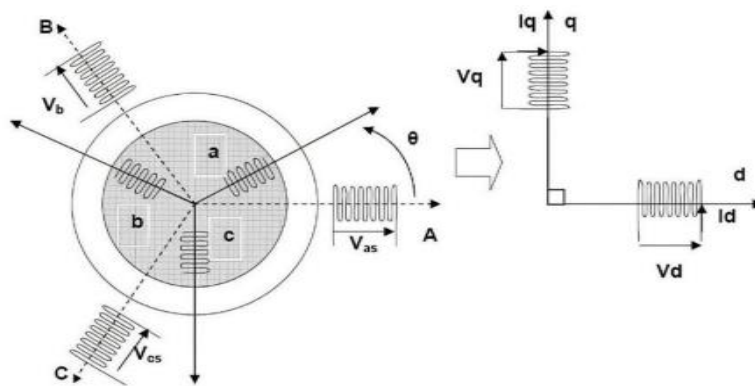


Figure (II.2) : Passage ABC-dq

**II.3.2.1 Transformation de Clarke :**

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE  $\alpha\beta$  s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{c_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad c_{a,d}[X_{\alpha\beta}] = c_{23}[X_{abc}] \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$c_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Le passage inverse :

$$[X_{abc}] = c_{32}[X_{\alpha\beta}] \quad \text{avec } c_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

**II.3.2.2. Transformation de Concordia :**

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé  $\alpha\beta$  s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad c_{a,d}[X_{\alpha\beta}] = T_{\alpha\beta}[X_{abc}] \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Le passage inverse :

$$[X_{abc}] = T_{32}[X_{\alpha\beta}] \quad \text{avec } T_{32} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

**II.3.2.3. Transformation de Park :**

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. D'après la Figure (II.3), c'est l'angle  $\theta$  qui doit intervenir pour les grandeurs du stator et l'angle  $\theta_r$  pour

les grandeurs du rotor. On transforme donc l'enroulement triphasé statorique (a, b, c) et l'enroulement triphasé rotorique (A, B, C) en trois enroulements orthogonaux (d, q, o), direct, quadrature et homopolaire, respectivement.

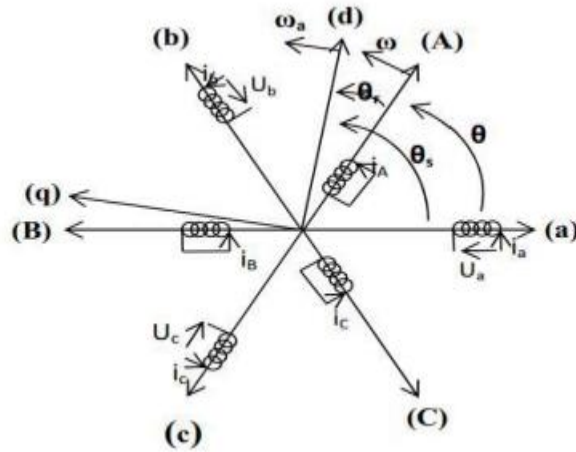


Figure (II-3) : Représentation schématique de la transformation des enroulements réels en enroulements équivalents (Transformation de Park).

$\theta$  : L'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

$\theta_s$  : L'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

$\theta_r$  : L'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

$\omega$  : vitesse angulaire électrique du rotor.

$\omega_a$  : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

La transformation de Park est la même pour les courants, les tensions et les flux. Elle s'écrit pour les courants par exemple :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_a & \cos \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_a + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_a & -\sin \left( \theta_a - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_a + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$\theta_a = \theta_s$  pour la transformation des grandeurs statoriques

$\theta_a = \theta_r$  pour la transformation des grandeurs rotoriques

La matrice de transformation inverse est donnée par :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_a & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

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

- Les grandeurs statoriques sont obtenues pour  $\theta = \theta_s$

$$\begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \\ X_{or} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

- Les grandeurs rotoriques sont obtenues pour  $\theta = \theta_r$

$$\begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \\ X_{or} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Où :

X : soit une tension ou courant ou un flux.

$X_0$  : la composante homopolaire.

#### II.3.2.4. Application de la transformation de Park :

La transformation de la machine triphasée à une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé (a, b, c) par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q).

La transformation de Park consiste à être appliqué aux courants, tensions et flux. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park, conformément à la Figure (II.4).

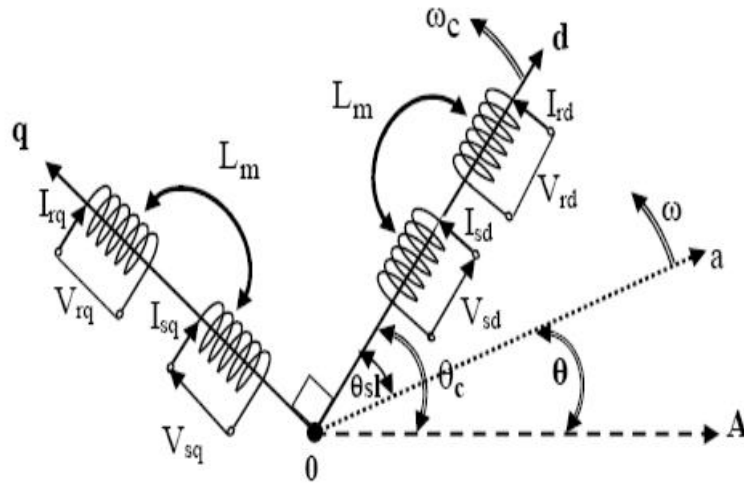


Figure (II.4) : Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q

Les expressions de la machine (II-1 et II-2) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré :

**A. Les équations électriques :**

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (II.25)$$

**B. Les équations magnétiques :**

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (II.26)$$

Avec :

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

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

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

**C. L'équation mécanique :**

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

$$C_{em} = P(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (II.27)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \tag{II.28}$$

**II.3.3. Choix de référentiel :**

Le choix du référentiel se fait selon la commodité de l'application, il existe principalement trois cas :

- ✓ référentiel commun lié au stator,  $(T_{obs}) \equiv (S): \omega_{obs} = 0$ .
- ✓ référentiel commun lié au rotor,  $(T_{obs}) \equiv (R): \omega_{obs} = \omega = p \cdot \Omega$  référentiel commun lié au synchronisme (champ tournant),  $(T_{obs}) \equiv (T)$  :

$$\omega_{obs} = \omega_{et}\omega_r = \omega_s - \omega$$

Avec :

$\omega_{obs}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

$\omega_s$ : Pulsation électrique statorique.

$\omega_r$  : Pulsation de glissement ( $\omega_r = \omega_s - \omega$ ).

$\omega$  : Vitesse électrique du rotor.

$p$  : Le nombre de paire de pole.

$\Omega$  : Vitesse mécanique du rotor.

**II.4. Expression en modelé état :**

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique  $i_s$  et le flux rotorique  $\phi_r$  comme variables d'état, et la pulsation  $\omega_s$  et les tensions,  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  comme grandeur de commande et le couple  $C_r$  comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, (voir Figure).

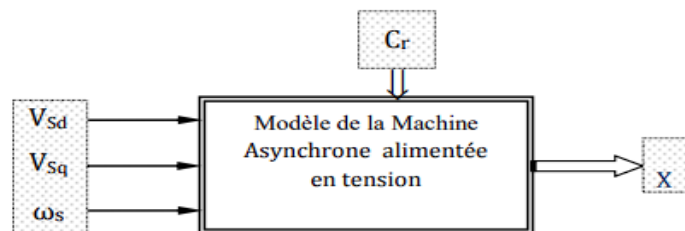


Figure II-5 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

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

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [V] \quad (II.29)$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & w_r M & R_r & w_r l_r \\ -w_r M & 0 & -w_r l_r & R_r \end{bmatrix}; [L] = \begin{bmatrix} l_s & 0 & M & 0 \\ 0 & l_s & 0 & M \\ M & 0 & l_r & 0 \\ 0 & M & 0 & l_r \end{bmatrix} \text{ et } [I] = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

$$[V] = [V_{s\alpha} V_{s\beta} 00]^t$$

A partir de l'expression (II-29) on peut écrire :

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

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

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (II.32)$$

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

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

## II.5. Onduleur triphasé :

### II.5.1. Définition :

Un onduleur est un convertisseur de puissance destiné à convertir une tension continue en une tension alternative par un jeu de commutations. Ces jeux de commutation concernent la commande des interrupteurs de l'onduleur [39].

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'alimentation des machines électriques tournantes à courant alternatif et de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse en milieu industriel. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'un part sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissance, [40].

Robustes et rapides, et d'autre part sur l'utilisation quasi généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsion [41].

L'onduleur est constitué de trois bras dont chaque bras est composé de deux composants électroniques de puissance reliés en série. Ces Composants peuvent être des transistors IGBT ou des thyristors GTO. Chaque composant est mis en parallèle avec une diode qui permet d'écouler l'énergie emmagasinée dans la machine au moment de l'arrêt ou pendant le freinage et c'est ainsi qu'elle le protège. [42], La structure à trois bras est représentée sur la figure (II.4) :

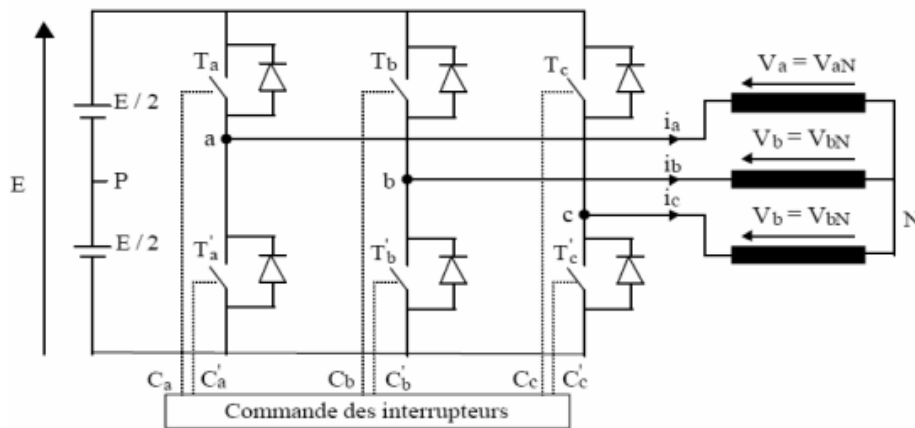


Fig. II.6. Onduleur de tension triphasé.

### II.5.2. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la (figure II.4) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$ , l'interrupteur  $S_1$  et  $S_1'$ ,  $S_2$  et  $S_2'$ ,  $S_3$  et  $S_3'$  doivent être complémentaire deux à deux, et pour Que les tensions de sortie  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  soient identiques à un tiers de la période  $T$  de leur fondamental prés, il faut commander chaque demi pont avec un retard de  $T/3$  sur le précédent. En commande pleine onde on ferme donc :

- $S_1$  pour  $\omega t = 0$                       et       $S_1'$  pour  $\omega t = \pi$ .
- $S_2$  pour  $\omega t = 2\pi/3$                     et       $S_2'$  pour  $\omega t = \pi + 2\pi/3$
- $S_3$  pour  $\omega t = 4\pi/3$                     et       $S_3'$  pour  $\omega t = \pi + 4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le

récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » de la source, donc supprimer celui-ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit. [43]

### II.5.3. Association Onduleur Machine asynchrone :

L'alimentation directe de la machine asynchrone à partir du réseau ne permet pas la variation de la fréquence des tensions (courants) d'alimentation du moteur et de la variation de la vitesse de rotation. Par conséquent, le recours à un convertisseur statique se trouve être inévitable. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI, (modulation de largeur d'impulsion), des convertisseurs statiques ont pu être réalisés pour le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs, et ont permis d'imposer le profil requis et exigés de la tension et du courant aux bornes du moteur en amplitude et en fréquence. Effectivement, la technique MLI par un découpage approprié de la tension continue, présente à l'entrée de l'étage onduleur, permet de faire varier la tension délivrée en sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence. Elle permet également le contrôle de son contenu harmonique afin d'optimiser le fonctionnement du moteur en réduisant tout particulièrement les oscillations du couple généré.

### II.5.4. Principe de fonctionnement :

Avec un redressement non contrôlé et un filtrage, nous disposons d'une tension continue à l'entrée de l'onduleur qui se comporte comme un commutateur de tension en appliquant successivement et alternativement sur chaque borne du moteur les polarités positive et négative de la source. Ainsi, nous envoyons un système triphasé de courant alternatif dans les trois phases du stator.

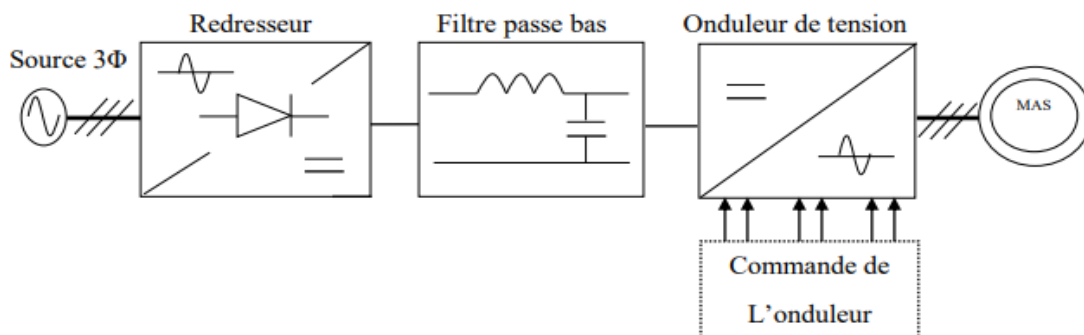


Figure. II.7 Schéma de l'association onduleur - machine asynchrone.

## II.6. Modèle mathématique de l'onduleur triphasé :

Les interrupteurs S1 et S1', S2 et S2', S3 et S3' doivent être complémentaires deux à deux, quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

$$V_a - V_0 = V_{dc} / 2 \quad ; \quad S_1 \text{ fermé} \quad \text{et} \quad V_a - V_0 = -V_{dc} / 2 \quad ; \quad S_1 \text{ ouvert}$$

$$V_b - V_0 = V_{dc} / 2 \quad ; \quad S_2 \text{ fermé} \quad \text{et} \quad V_b - V_0 = -V_{dc} / 2 \quad ; \quad S_2 \text{ ouvert}$$

$$V_c - V_0 = V_{dc} / 2 \quad ; \quad S_3 \text{ fermé} \quad \text{et} \quad V_c - V_0 = -V_{dc} / 2 \quad ; \quad S_3 \text{ ouvert}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions.

$$V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = V_{dc} \quad \text{si S1 fermé et S2 ouvert}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = 0 \quad \text{si S1 et S2 sont fermé}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) \quad \text{si S1 et S2 sont ouvert}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_a - V_0) = -V_{dc} \quad \text{si S1 ouvert et S2 fermé}$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  à la sortie de l'onduleur.

Pour que, quelles que soient leurs formes d'ondes, les trois courants  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  aient une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques.

Si le récepteur est équilibré, ces trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produits impédances 'Z'- courants, c'est à- dire les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, en ajoutant toutes ces sommes on obtient la somme nulle des trois tensions. [44]

**A cause de l'équilibre on a :**

$$\left\{ \begin{array}{l} I_a + I_b + I_c = 0 \\ V_a + V_b + V_c = 0 \end{array} \right.$$

**Donc :**

$$U_{ab} - U_{ca} = (V_a - V_b) - (V_c - V_a) = 2V_a - V_b - V_c$$

$$U_{bc} - U_{ab} = (V_b - V_c) - (V_a - V_b) = -V_a - 2V_b - V_c$$

$$U_{ca} - U_{bc} = (V_c - V_a) - (V_b - V_c) = 2V_c - V_b - V_a$$

**Et on a :**

$$V_a = -V_b - V_c$$

$$V_b = -V_a - V_c$$

$$V_c = -V_a - V_b$$

**Donc :**

$$V_a = 1/3(U_{ab} - U_{ca}) = 1/3[(V_a - V_b) - (V_c - V_a)]$$

$$V_b = 1/3(U_{bc} - U_{ab}) = 1/3[(V_b - V_c) - (V_a - V_b)]$$

$$V_c = 1/3(U_{ca} - U_{bc}) = 1/3[(V_c - V_a) - (V_b - V_c)]$$

**On obtient finalement :**

$$V_a = 1/3[2(V_a - V_0) - (V_b - V_0) - (V_c - V_0)]$$

$$V_b = 1/3[-(V_a - V_0) + 2(V_b - V_0) - (V_c - V_0)]$$

$$V_c = 1/3[-(V_a - V_0) - (V_b - V_0) + 2(V_c - V_0)]$$

Si  $V_{a0}$ ,  $V_{b0}$  et  $V_{c0}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  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 (DC-AC).

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}$$

**On aura alors :**

$$V_{ac} = T \cdot V_{dc}$$

**Avec :**  $V_{ac} = V_a \ V_b \ V_c$  tension alternative équilibrée.

**Et :**  $V_{dc} = V_{a0} V_{b0} V_{c0}$  tension continue

## II.7. La Commande à modulation de largeur d'impulsion MLI :

La technique de modulation en largeur d'impulsion MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion ou PWM : Pulse Width Modulation) est l'essor et le fruit du développement de l'électronique de puissance à la fin du siècle dernier. Elle est le cœur du contrôle des convertisseurs statiques. Le choix de la technique MLI pour contrôler l'onduleur de tension est d'avoir une réponse rapide et des performances élevées. Le choix de la technique dépend du type de la machine à commander, du type des semi-conducteurs, de la puissance mise en jeu et la simplicité ou la complexité d'algorithmes à implanter. La MLI est composée d'impulsions dont la largeur dépend des choix effectués pour la stratégie de modulation [45].

### II.7.1. Principaux avantages de la MLI :

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmoniques par rapport aux onduleurs à onde Carrée ou en créneaux.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de l'onde de sortie.
- La MLI ne nécessite pas de filtrage à la sortie de l'onduleur, donc elle est moins coûteuse et non encombrante.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs machine alternatif à partir d'une même source continue.
- Nous nous proposons donc de simuler deux techniques à échantillonnage régulier et de les comparer du point de vue de leurs spectres d'harmonique.

### II.7.2. Principe de technique de MLI :

Le principe de la MLI est d'approximer une tension de sortie sinusoïdale, en faisant varier sa valeur moyenne. Le command MLI compare à chaque instant une tension de référence à un signal triangulaire symétrique appelé porteuse de fréquence élevée. A chaque intersection des deux signaux, le command envoie un ordre d'allumage ou d'extinction aux interruptions constituant l'onduleur. [46]

Il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude  $U_m$  et de fréquence  $f_m$ , combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude  $U_p$  de haute fréquence  $f_p$ , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante.

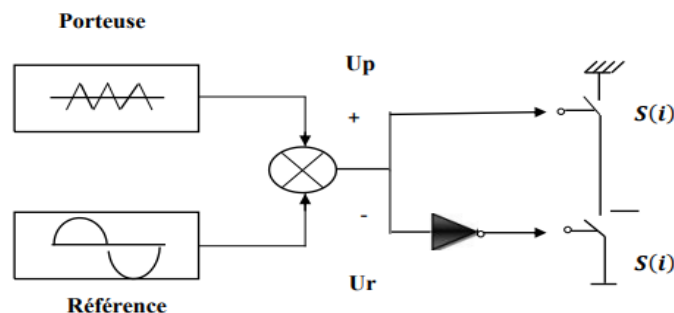


Figure. II.8 : Principe de la commande MLI ('sinus-triangle').

**II.8. Conclusion :**

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

Dans la seconde partie, nous avons présenté l'onduleur triphasé et ce modèle mathématique et nous parlons sur la commande MLI et ces avantages.



## **Chapitre III :**

Simulation de la commande directe  
de couple de la machine asynchrone

### III.1. Introduction :

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [47].

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

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [47]. Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple pour une MAS, et les résultats de simulation obtenus.

### III.2. PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE :

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension appropriée est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique [47].

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [48]:

- 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.

**III.2.1. Contrôle du vecteur flux statorique :**

La règle d'évolution du module du flux statorique est déterminée à partir de l'équation différentielle du flux statorique exprimée dans un repère fixe  $(\alpha, \beta)$ .

$$\frac{d}{dt}\Phi_s = V_s - R_s i_s \tag{III.1}$$

Sur l'intervalle  $[0, T_e]$ , si pour simplifier on considère le terme  $R_s \cdot I_s$  comme négligeable (Ce qui se vérifie à vitesse de rotation suffisamment élevée), on aura l'équation (III.2) [49].

$$\Phi_s T_e \approx \Phi_s(0) + V_s T_e \rightarrow V_s T_e \approx \Delta\Phi_s \tag{III.2}$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposée par l'onduleur de tension à la machine figure (III.1) [50].

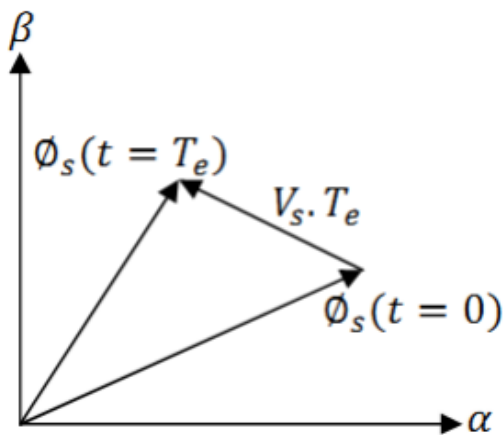


Figure (III.1) : Application d'un vecteur Tension statorique qui permet de diminuer Le module de flux statorique [51].

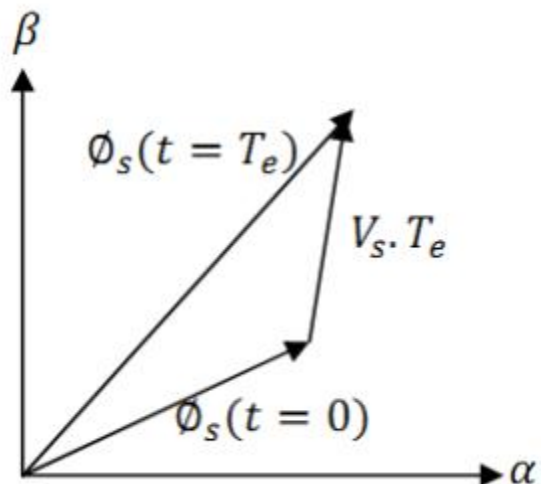


Figure (III.2) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter Le module de flux statorique [51].

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliquée, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (III.1) et (III.2)).

Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure ((III.3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence.

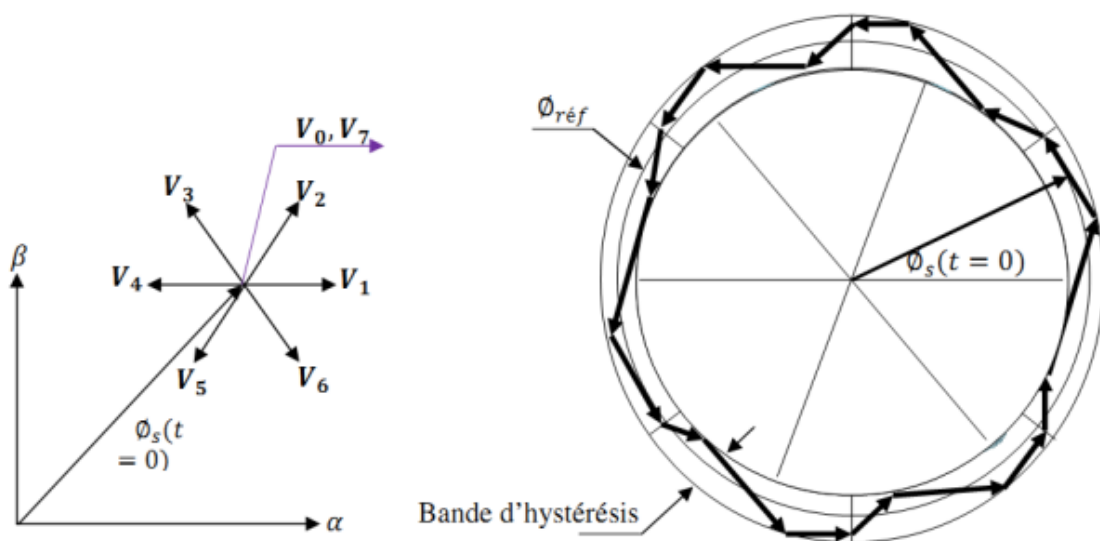


Figure (III.3) : Trajectoire du flux statorique [51].

### III.2.2. Contrôle du couple électromagnétique de la machine :

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [50]

$$C_{em} = K \Im_m[\phi_s, \phi_r^*] \quad (III.3)$$

$K$  est une constante dépendant des paramètres de la machine :

$$K = P \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \quad (III.4)$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\phi_s = [\phi_s, \theta_r] = \phi_{s0} \cdot e^{j\theta_{s0}} \quad (III.5)$$

$$\Phi_r = [\Phi_r, \theta_r] = \Phi_{r0} \cdot e^{j\theta_{r0}} \quad (\text{III.5})$$

Ou  $\Phi_{s0}$  et  $\Phi_{r0}$  sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant  $t = 0$ .

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leurs expressions dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence  $\Phi_{sréf}$  on obtient :

$$C_{em} = K \cdot \Phi_{sréf} \Phi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (\text{III.6})$$

Avec :

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{III.7})$$

Lors de l'application d'un vecteur tension "actif" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon :

$$\Phi_s = \Phi_{sréf} \cdot e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Ou :} \quad \Delta\theta_s = (w_{s0} + \Delta w_s) \quad (\text{III.9})$$

Et  $t$  désigne l'instant qui suit l'instant d'application du vecteur tension non nulle.

De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\Phi_r = (\Phi_{r0} + \Delta\Phi_r) \cdot e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (\text{III.10})$$

$$\text{Avec :} \quad \Delta\Phi_r = \Delta\Phi_s - \Delta\gamma \quad (\text{III.11})$$

Or si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique, on peut dire qu'immédiatement après l'application du vecteur de tension active,  $\Delta\Phi_r$  et  $\Delta\theta_r$  sont encore nuls, et donc :

$$\Delta\gamma = (w_{s0} + \Delta w_s) \cdot (t - t_0) \quad (\text{III.12})$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur la figure (III.4) et (III.5), on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application des deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.

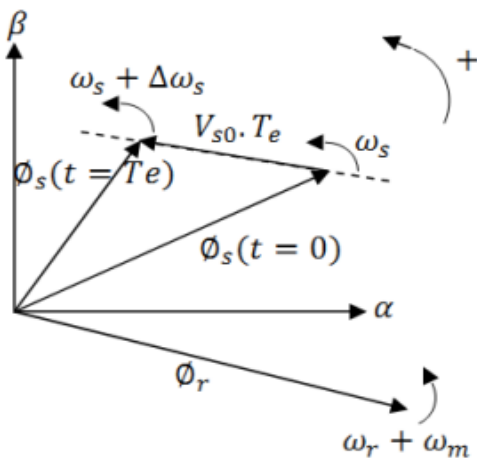


Figure (III.4) : Evolution du couple

Électromagnétique Pour une variation Positive de la vitesse de rotation [51].

$$\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em}$$

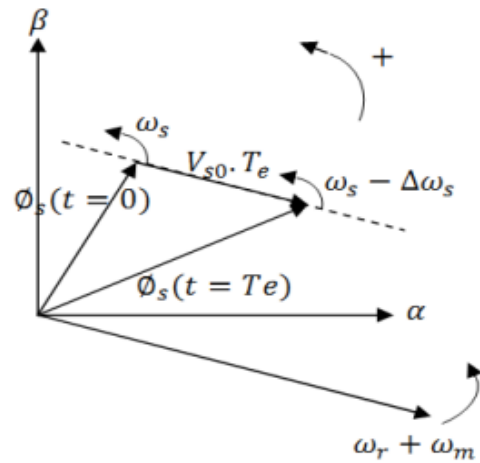


Figure (III.5) : Evolution du couple

électromagnétique pour une variation Négative de la vitesse de rotation [51].

$$\Delta\gamma < 0 \Rightarrow C_{em}$$

### III.2.3. Sélection vectrice de tension $V_s$ :

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [48]. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [52].

Le choix du vecteur tension  $V_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\Phi$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\Phi_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [47].

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

Lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté ( $i=1 \dots \dots \dots 6$ ), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants:

Si  $\overline{V_{i+1}}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

Si  $\overline{V_{i+2}}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux décroît et celle du couple croit.

Si  $\overline{V_{i-1}}$  est sélectionné, alors l'amplitude du flux croit et celle du couple décroît.

Si  $\overline{Vi - 2}$  est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si  $\overline{V0}$  ou  $\overline{V7}$  sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux s'arrête et celle du couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative [47].

Le rôle du vecteur tension sélectionnée est décrit sur la figure (III.6) :

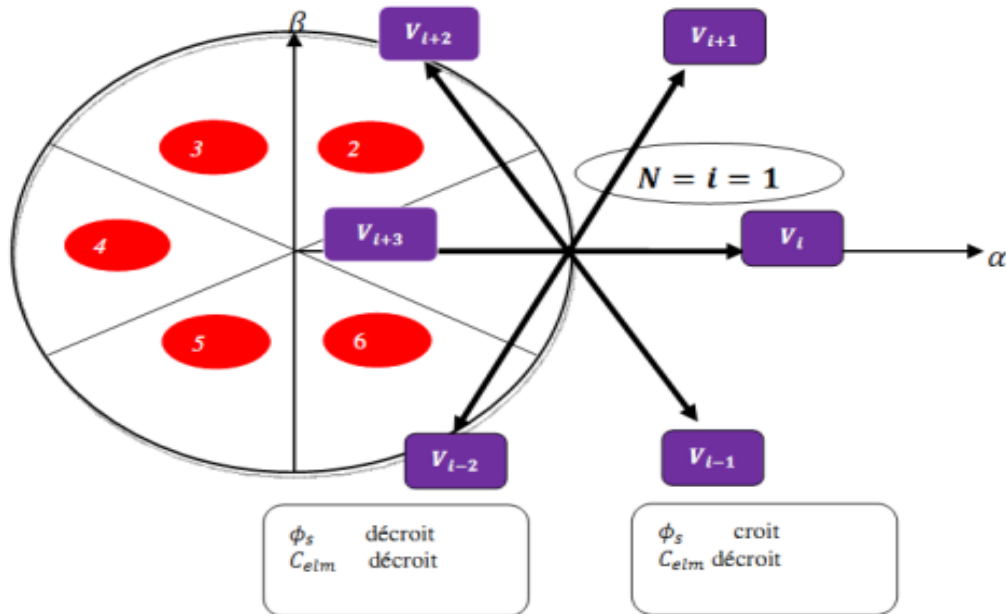


Figure (III.6) : Sélection du vecteur tension selon la zone  $N = i$  [51].

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

Au début de la zone  $i$ , les vecteurs  $\overline{Vi + 1}$  et  $\overline{Vi + 2}$  sont perpendiculaires à  $\overline{\phi_s}$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversée. Tandis qu'aux vecteurs  $\overline{Vi + 1}$  et  $\overline{Vi + 2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\overline{\phi_s}$  au début de la zone  $i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [53]. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\overline{Vi}$  et  $\overline{Vi + 3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de la position de  $\overline{\phi}$  dans la zone.

**III.2.4. Estimation du flux statorique :**

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [47] :

$$\bar{\phi} = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.13})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  des vecteurs courants statoriques  $I_\alpha$  et  $I_\beta$  sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$I_s = I_{\alpha s} + jI_{\beta s} \quad (\text{III.15})$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{s\alpha} \\ I_{\beta s} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{s\beta} + I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.17})$$

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\bar{\phi}_s$  est égale :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{III.18})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.

**III.2.5. Estimation du couple électromagnétique :**

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.19})$$

A partir de cette équation, l'estimateur de couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$  et les courants  $I_{s\alpha}$  et  $I_s$ .

III.2.6. Elaboration des contrôleurs :

III.2.6.1. Contrôleur de flux à deux niveaux :

Le but de contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\overline{\phi_s}$  dans un maillon circulaire, la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\phi_s}$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondante. Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $cflx = 1$ ) ou diminuée ( $cflx = 0$ ). Ce comparateur permet de respecter :

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

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

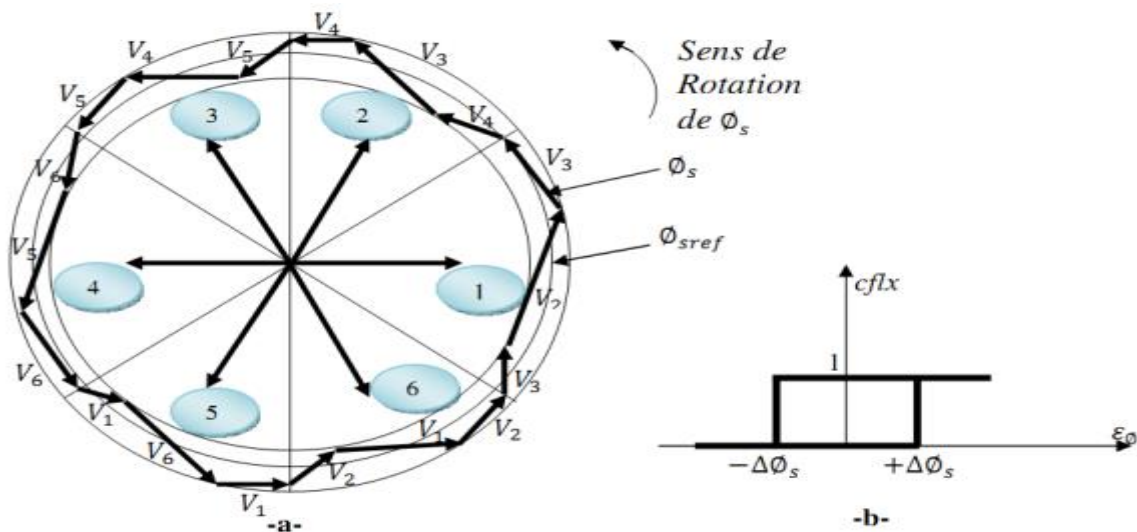


Figure (III.7) (a) : Sélection des vecteurs  $V_s$  correspondant au contrôle de l'amplitude  $\phi_s$

(b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux [51].

III.2.6.2. Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $C_{eréf} - C_{em} < \Delta C$ , avec  $C_{eréf}$  la référence de couple et  $\Delta C$  la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être

positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

### III.2.6.3. Contrôleur du couple à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\Phi$ , n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\Phi$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [47].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones  $N_i$ , on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [47].

### III.2.6.4. Correcteur du couple à trois niveaux :

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

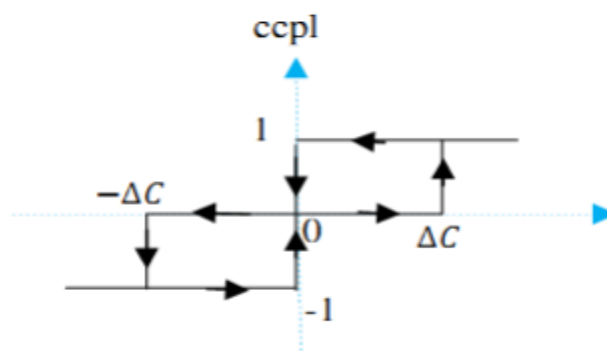


Figure (III.8) : correcteur du couple à trois niveaux [51].

La figure (III.8) au-dessus montre l'état de sortie booléenne  $ccpl$  du comparateur suivant l'évolution du couple électromagnétique  $C_{elm}$  par rapport au signe du couple de référence  $C_{re}$ .

### III.2.7. Elaboration de la table de commande :

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

En considérant le vecteur flux  $\bar{\phi}_s$  dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs  $V_i, V_{i-1}$  et  $V_{i+1}$  peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude.

Inversement la décroissance de  $\bar{\phi}_s$  peut être obtenue par la sélection des vecteurs  $V_{i+2}, V_{i-2}$  et  $V_{i+3}$ , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique  $R_s \cdot \bar{I}_s$

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

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

Tableau. III.1: Table de commutation généralisée

#### III.2.7.1. Table de commande du flux :

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

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

Tableau. III.2 : Table de commande du flux

**III.2.7.2. Table de commande du couple :**

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

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

Tableau.III.3 : Table de commande du couple

**III.2.7.3. Elaboration de la table de commutation pour le flux et le couple :**

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

**III.2.7.3.1 Table de commutation avec les vecteurs tensions actives :**

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

N		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
cflx	ccpl						
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
1	0	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
0	0	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Tableau.III.4 : Table de commutation avec les vecteurs tensions actives

**III.2.7.3.2 Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles :**

L'action de vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple, est assez semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente car l'application du vecteur nul affecte légèrement le module de flux alors que le vecteur radial l'affecte fortement.

Par conséquent, pour garder le flux  $\bar{\varphi}_s$  dans la bande de contrôleur à hystérésis un nombre de commutation est exigé. Pour limiter le nombre de commutation il devrait être opportun d'utiliser un vecteur nul. De l'autre côté, à basse vitesse le système de contrôle sélectionnant un vecteur nul durant un temps considérable implique une diminution indésirable du flux (l'influence de la chute de tension  $R_s \cdot \bar{i}_s$ )

N		N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
cflx	ccpl						
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
1	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
0	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$

Tableau.III.5 : Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles

### III.3. Stratégie de Commande Directe Du Couple :

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant : [54], [55]

- ✓ Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  ( $T_e \leq 50\mu s$ )
- ✓ A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne
- ✓ On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique
- ✓ On estime le couple grâce à la relation (III.19).
- ✓ On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine.

Le synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :

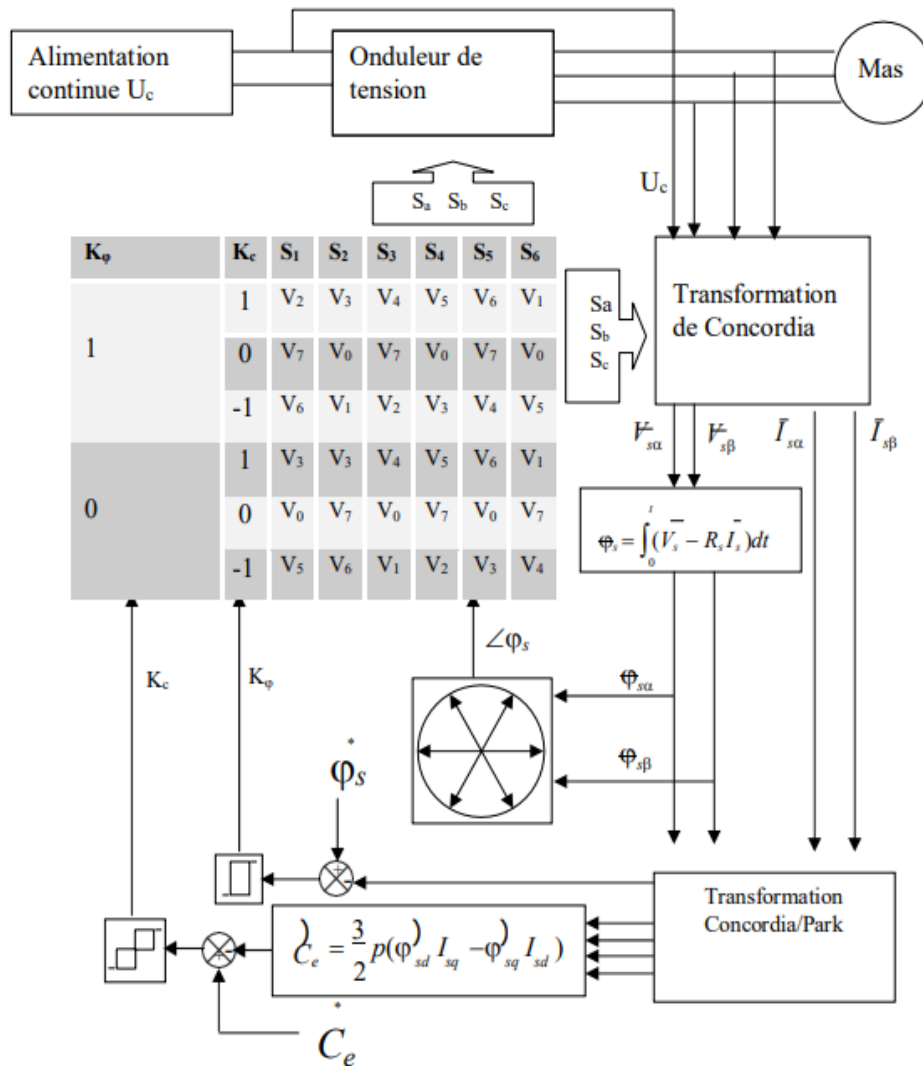


Figure (III.9) : Schéma structurel de la commande DTC.

### III.4. Calcul Régulateur de vitesse :

Comme on a vu précédemment, la dynamique de la machine en vitesse est donnée par l'équation mécanique, donc la régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

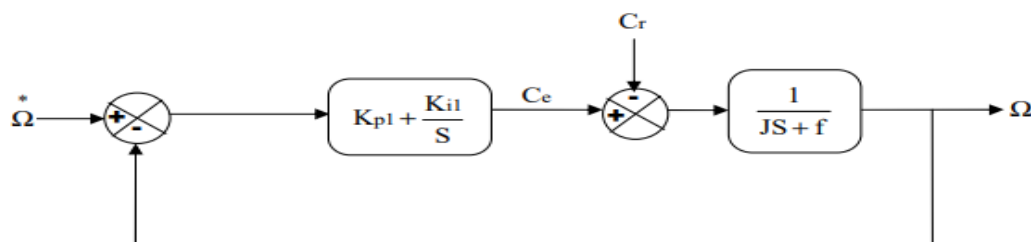


Figure (III.10) : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{Js+f}\right)\left(\frac{K_{il}+K_{pl}}{s}\right)}{1+\left(\frac{1}{Js+f}\right)\left(\frac{K_{il}+K_{pl}}{s}\right)} = \frac{1+\tau_l s}{1+\left(\tau_l+\frac{f}{K_{il}}\right)s+\frac{J}{K_{il}}s^2} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\tau_l = \frac{K_{pl}}{K_{il}} \quad (\text{III.21})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2eme ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{il}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \tau_l + \frac{f}{K_{il}} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Pour un amortissement critique  $\zeta = 1$  on obtient :

$$\begin{cases} K_{pl} = \tau_l K_{il} \\ K_{il} = \frac{4J}{\tau_l^2} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

### III.5. Les avantages et les inconvénients de la DTC :

#### III.5.1. Avantages de la DTC :

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

### III.5.2. Inconvénients de la DTC :

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
  - La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
  - L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à Hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques. Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites dégrades les performances de la commande DTC.

### III.6. Schéma de la simulation :

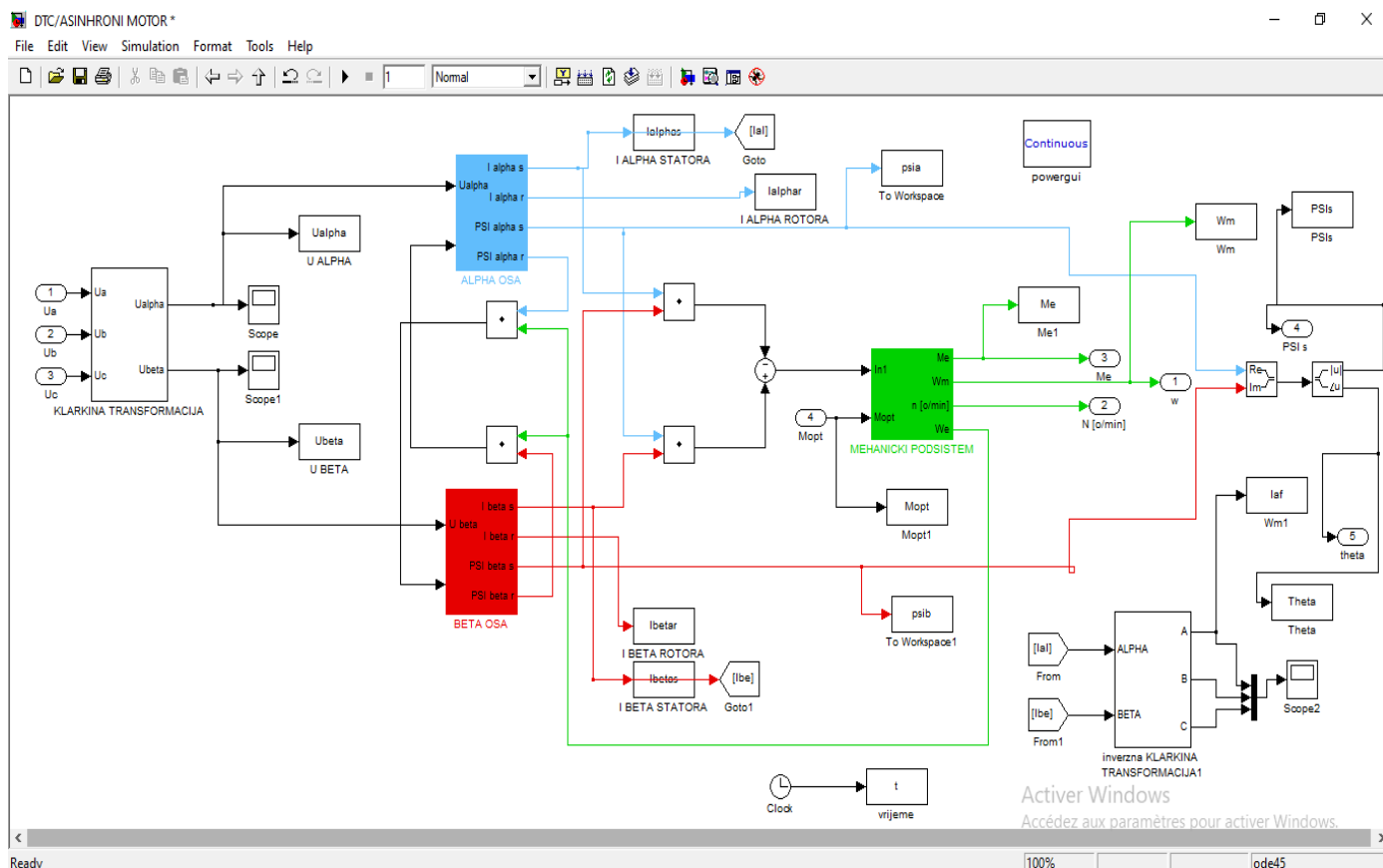
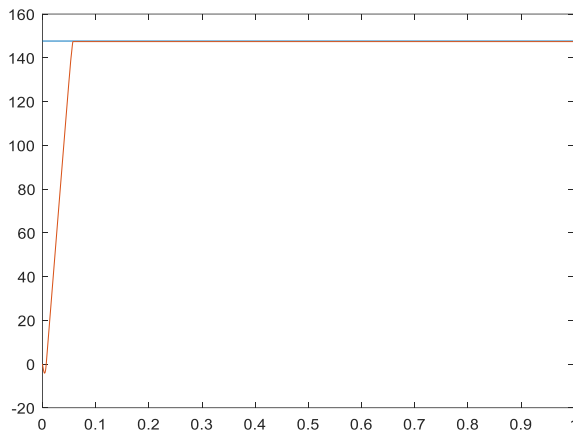


Figure III.11. Schémas de simulation de commande DTC.

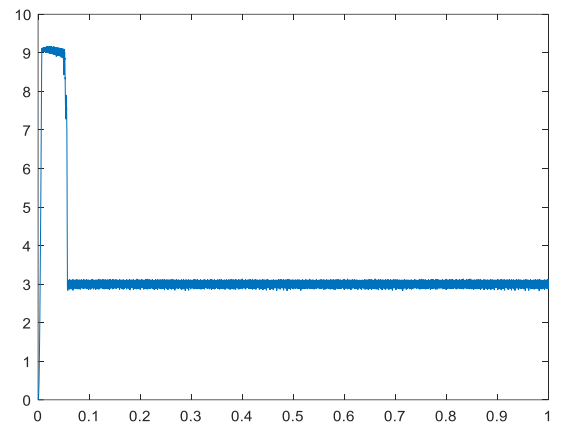
### III.7. Résultats de simulation et interprétation :

#### L'essai 01 : Vitesse et couple les deux fixes

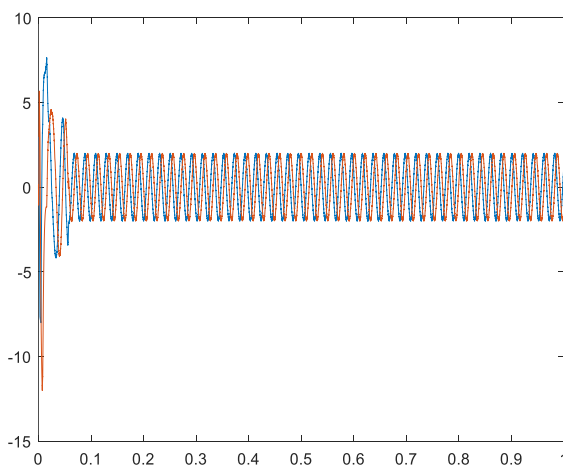
On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone avec contrôle direct du couple DTC, schématisé par la figure II.11, lors d'un démarrage à vide avec  $\omega_{ref}$  150 rad/s.



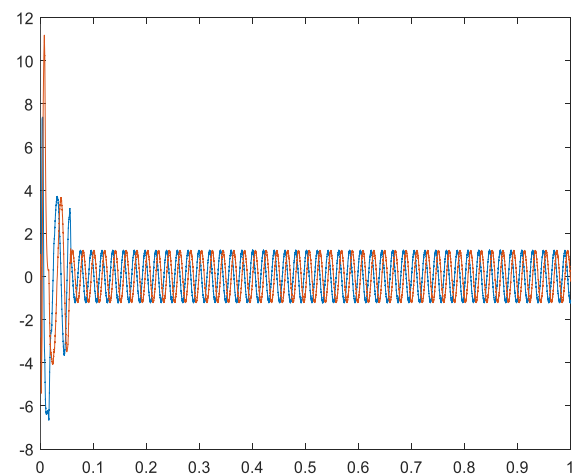
Réponse du vitesse (rad/s)



Réponse du couple (N.m)

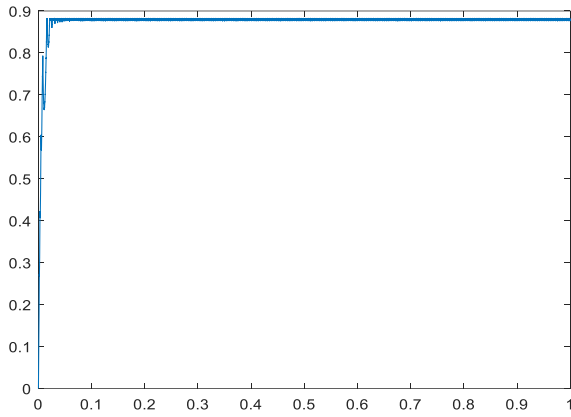


Allure des courants statoriques dans le plan ( $\alpha,\beta$ )

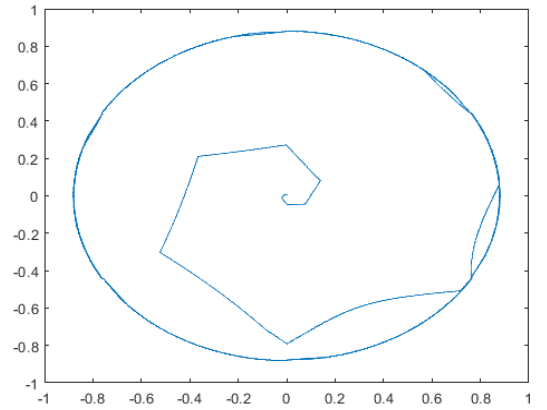


Allure des courants rotorique dans le plan ( $\alpha,\beta$ )

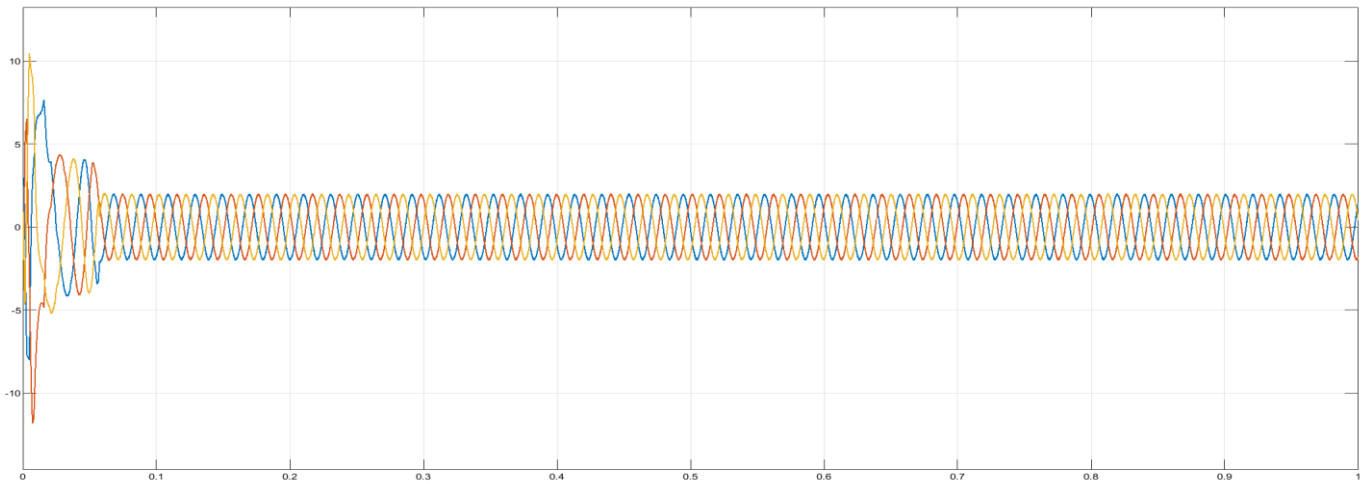
### Chapitre III : Simulation de la commande directe de couple de la machine asynchrone



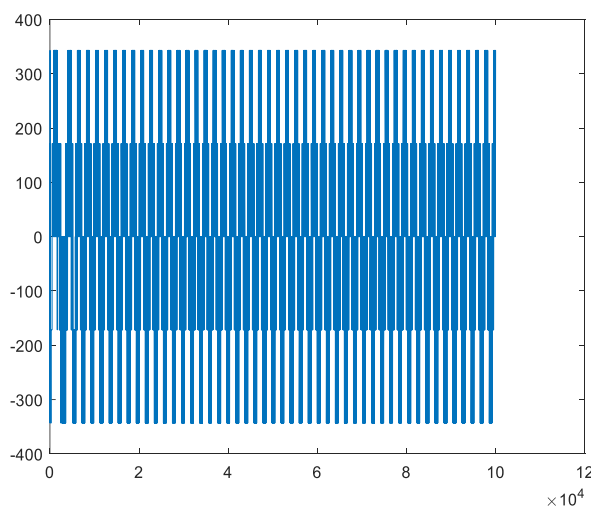
Réponse du Module du Flux statorique ( $\Phi_s$ ) (Wb)



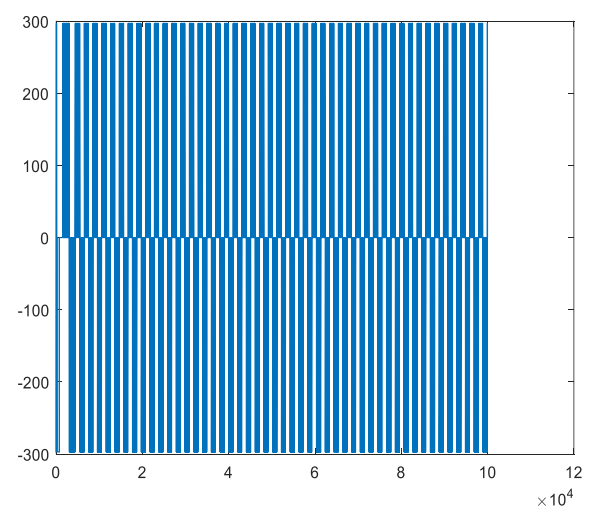
Réponse du Flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) (Wb)



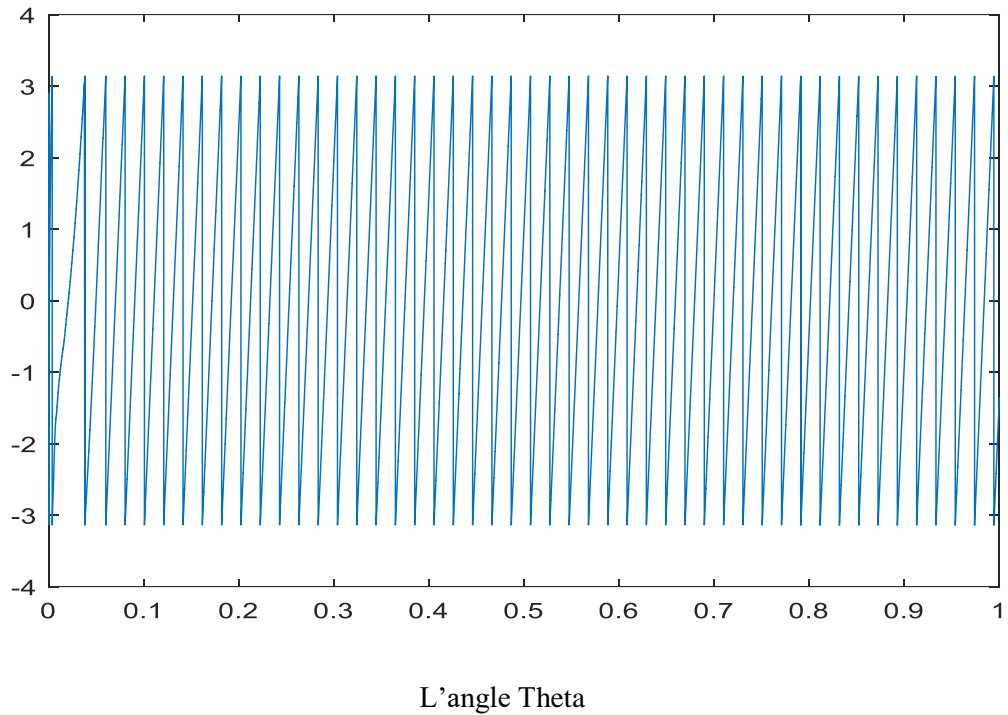
Allure des courants ( $i_a, i_b, i_c$ ) (A)



Réponse de la tension  $U_{\alpha}$  (V)



Réponse de la tension  $U_{\beta}$  (V)



### Interprétation des résultats de simulation :

On remarque :

La réponse de la vitesse à un échelon de 150 rad/s qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, et atteint la valeur de consigne au bout, montre les performances de la régulation.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.1 s à une valeur pratiquement nulle.

Les courants statoriques ( $i_\alpha$ ,  $i_\beta$ ) et les courants rotoriques ( $i_\alpha$ ,  $i_\beta$ ) répondent bien aux variations du couple appliqué et sont très proches de la forme sinusoïdale, tout comme les courants statoriques ( $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ).

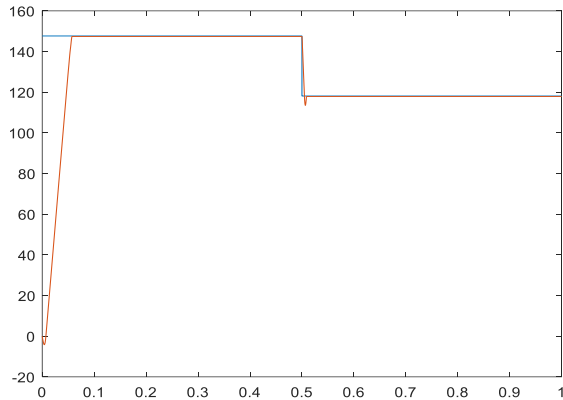
Noter l'évolution du flux statorique dans la référence diphasique ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). La valeur de référence de flux dans ce cas est de 0,85 Wb. Lors du démarrage, nous observons des ondulations. Celles-ci sont en partie dues à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle.

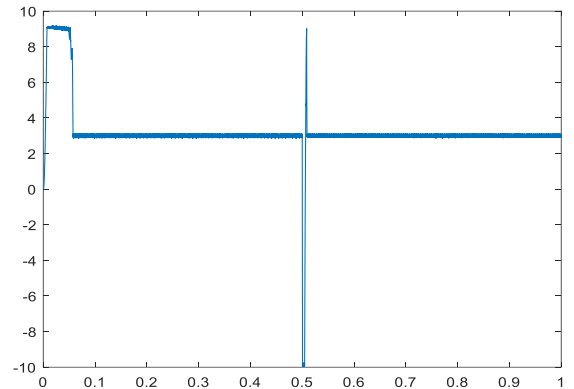
### Chapitre III : Simulation de la commande directe de couple de la machine asynchrone

Les composantes de tension  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  sont sinusoïdales avec très peu de bruit.

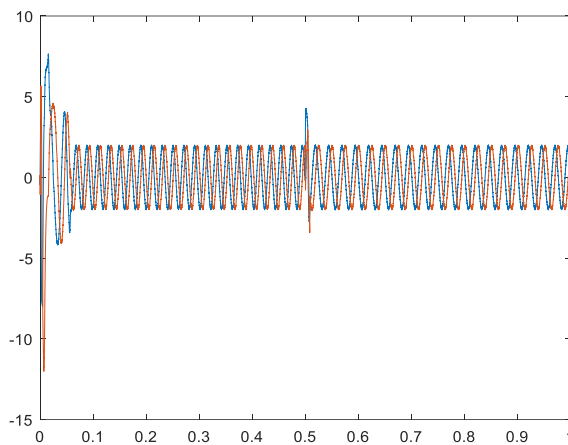
#### L'essai 02 : vitesse variable et couple fixe



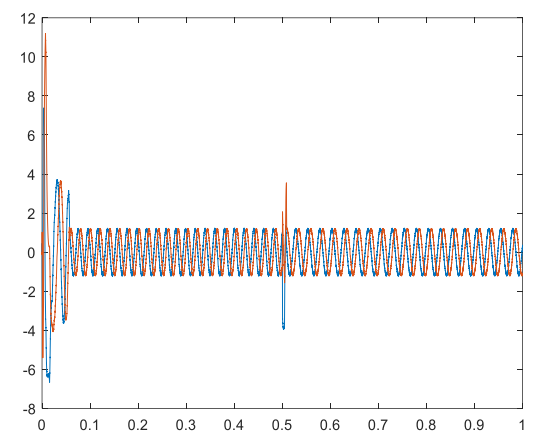
Réponse du vitesse (rad/s)



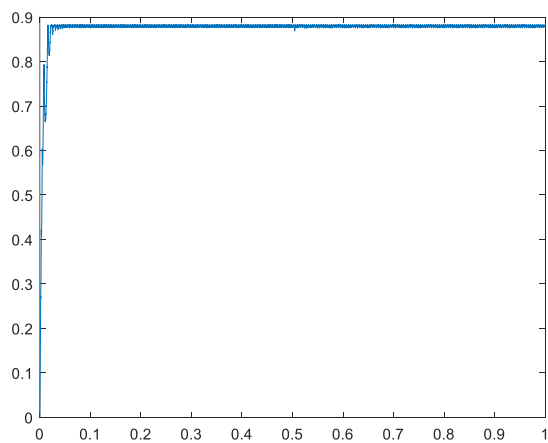
Réponse du couple (N.m)



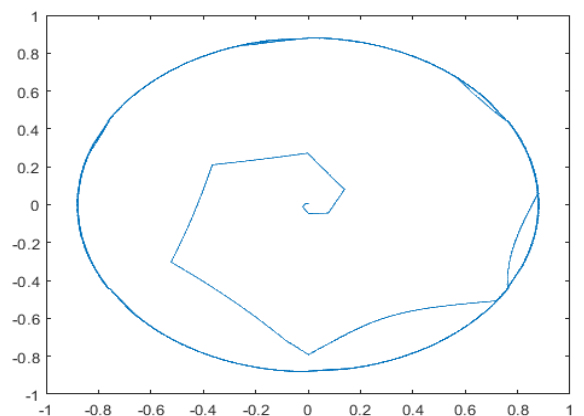
Allure des courants statoriques dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) (A)



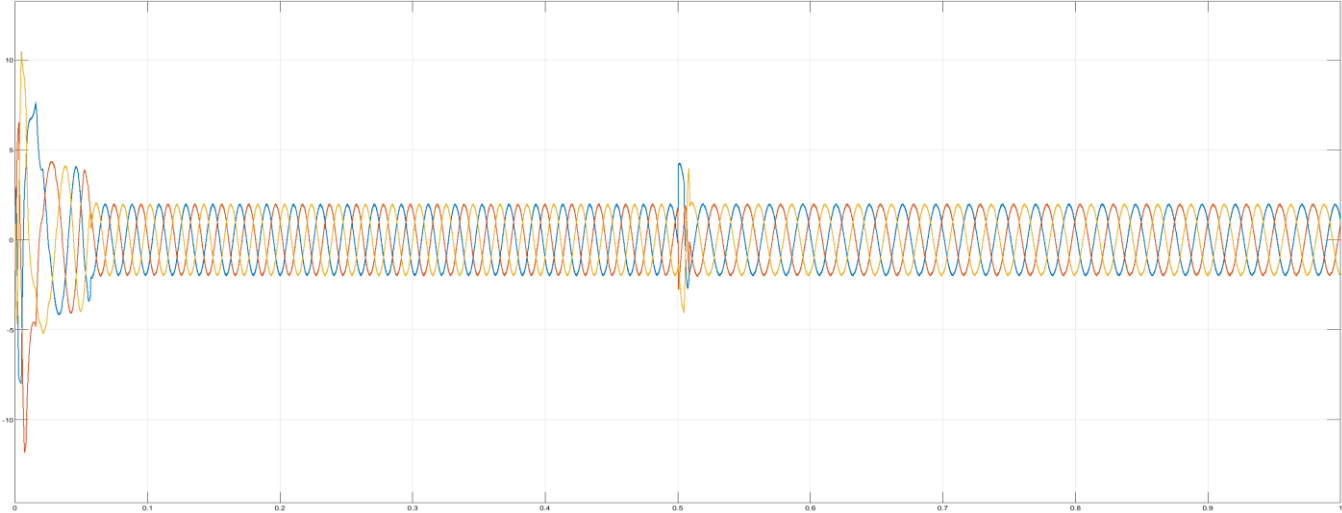
Allure des courants rotorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) (A)



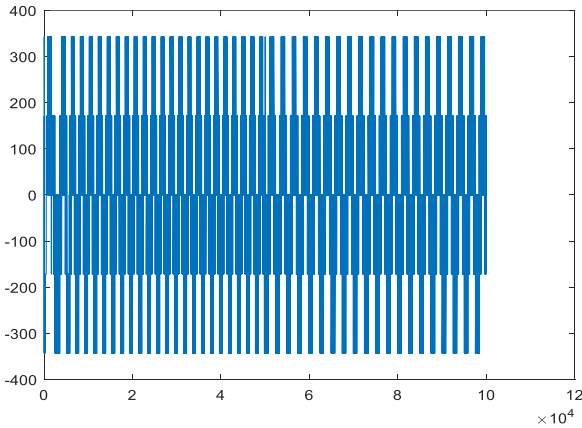
Réponse du Module du Flux statorique ( $\Phi_s$ ) (Wb)



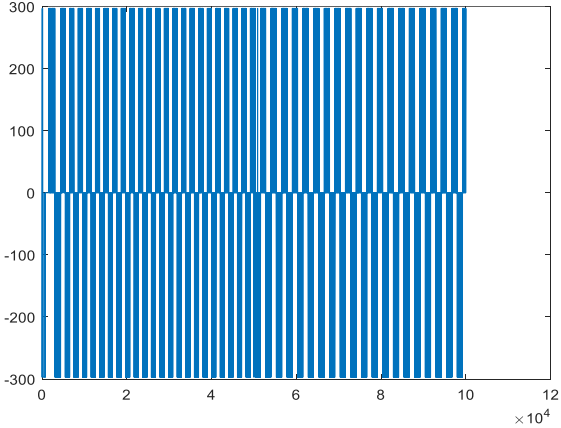
Réponse du Flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) (Wb)



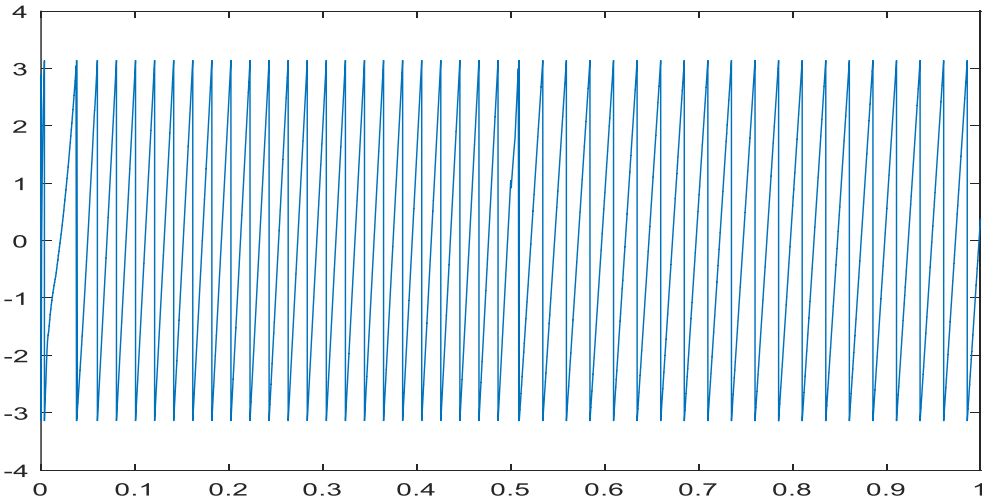
Allure des courants ( $i_a, i_b, i_c$ ) (A)



Réponse de la tension  $U_{\alpha}$  (V)



Réponse de la tension  $U_{\beta}$  (V)



L'angle  $\theta$

### Interprétation des résultats de simulation :

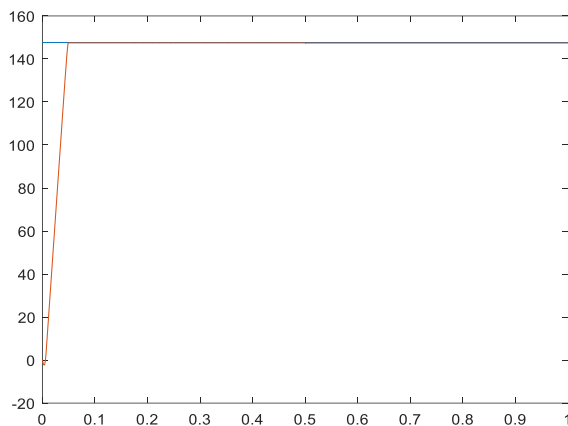
On introduit un changement de consigne de vitesse, et la période 1 à 2 sec suivi d'une variation de vitesse (du 150 rad/sec au 115 rad/sec).

Cette variation présente une influence sur le couple, les courants et les flux. Le couple subit un pic lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence.

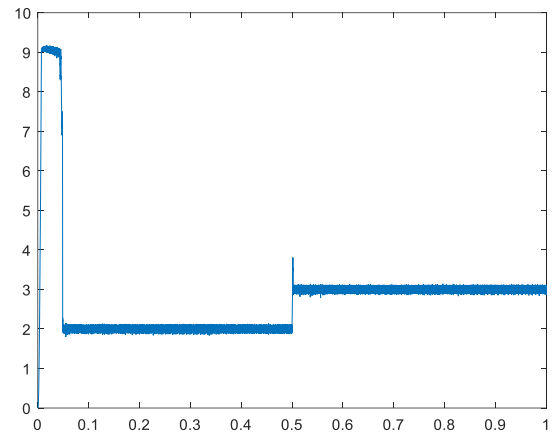
Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées dont l'amplitude des ondulations augmente à un pic à l'instant  $t=0.5s$  puis rejoint sa valeur de référence.

La réponse du module de flux du stator conserve la même forme quels que soient les changements de vitesse,  $V\alpha$  et  $V\beta$  sont les mêmes.

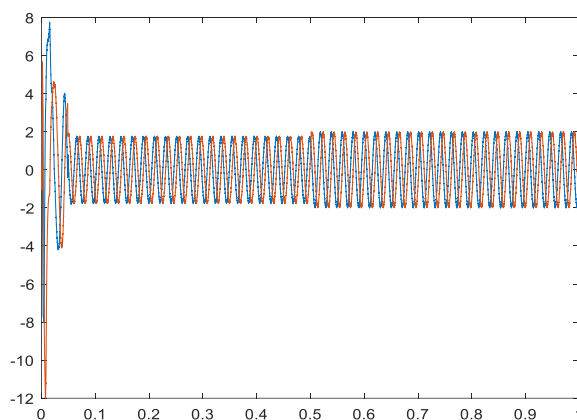
### L'essai 03 : vitesse fixe et couple variable



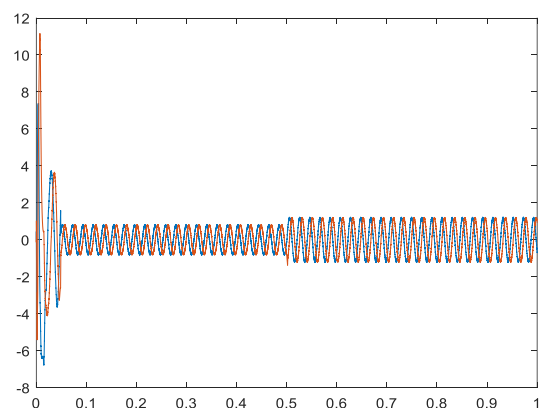
Réponse du vitesse (rad/s)



Réponse du couple (N.m)

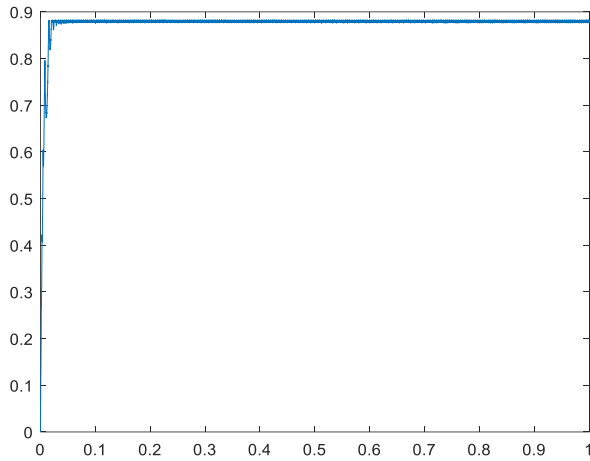


Allure des courants statoriques dans le plan  $(\alpha,\beta)$  (A)

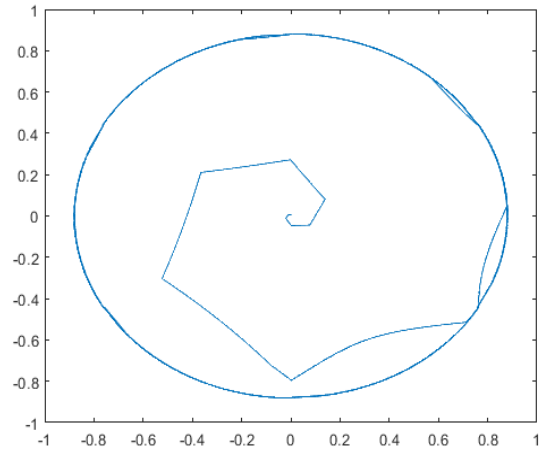


Allure des courants rotorique dans le plan  $(\alpha,\beta)$  (A)

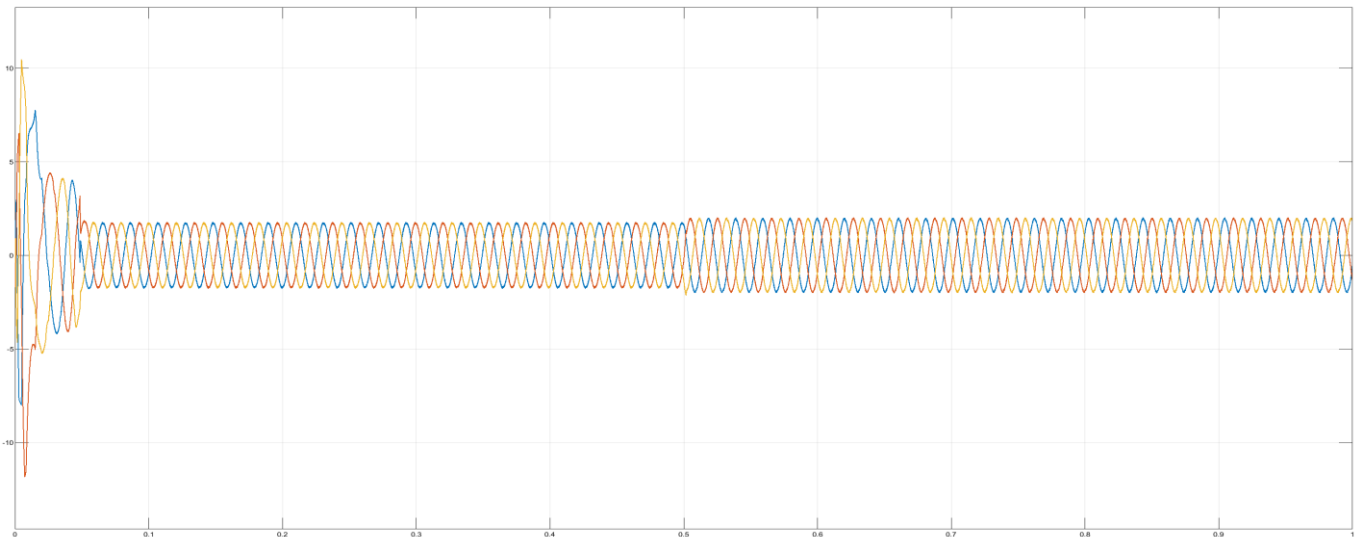
### Chapitre III : Simulation de la commande directe de couple de la machine asynchrone



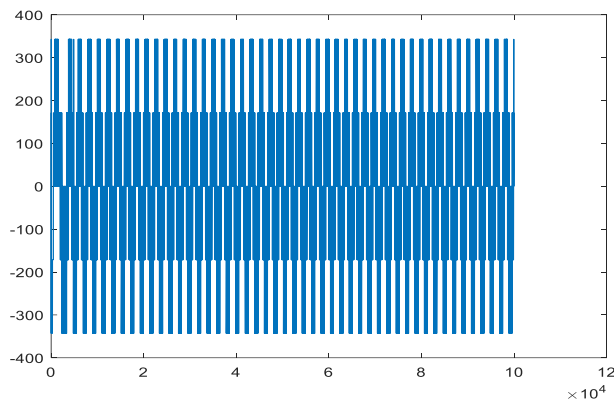
Réponse du Module du Flux statorique ( $\Phi_s$ ) (Wb)



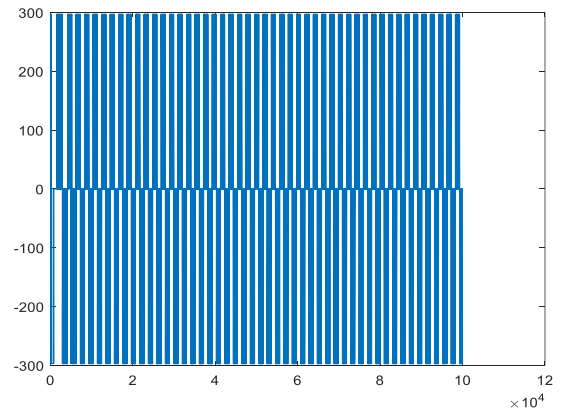
Réponse du Flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ ) (Wb)



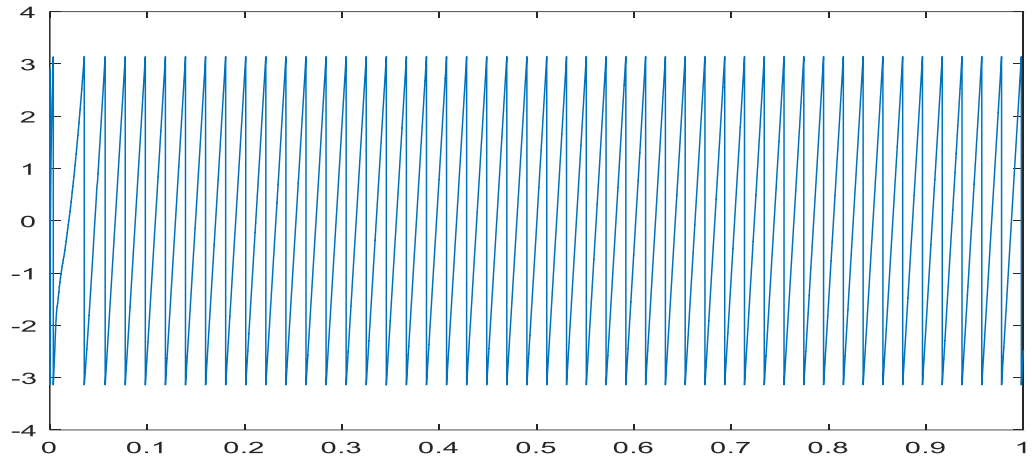
Allure des courants ( $i_a, i_b, i_c$ ) (A)



Réponse de la tension  $U_{alpha}$  (V)



Réponse de la tension  $U_{beta}$  (V)



L'angle Theta

### Interprétation des résultats de simulation :

La vitesse à un échelon de 150 rad/s atteint la valeur de consigne au bout, montrant les performances de régulation. Si identique à l'essai 01.

Le couple suit exactement la valeur de consigne et reste dans la bande d'hystérésis.

Les composantes de courant prennent une forme sinusoïdale bruitée avec une légère augmentation de l'amplitude d'ondulation à l'instant  $t = 0,5$  s après l'application du couple de charge.

La réponse du module de liaison de flux du stator reste le même quelles que soient les variations de couple de charge.

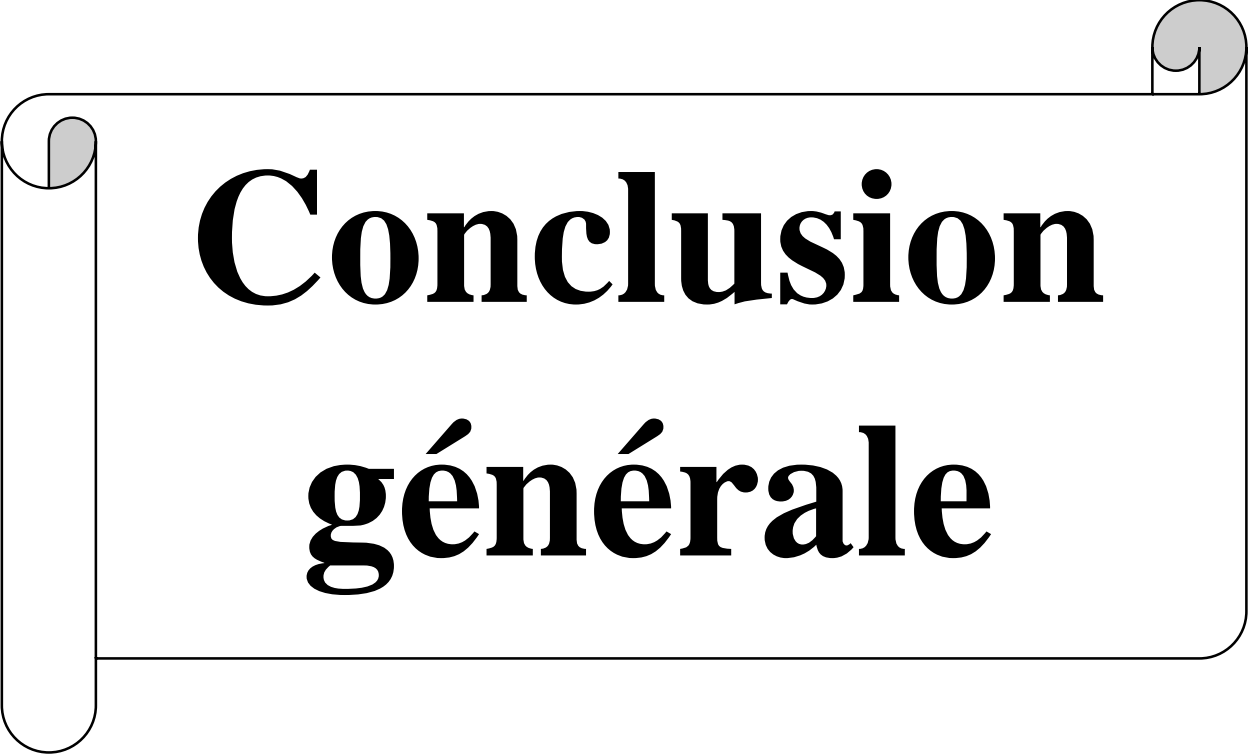
### III.8. Conclusion :

Le principe du contrôle direct du couple (DTC) présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique. La DTC obtenue est très performante et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine.

Ce chapitre constitue une approche théorique de la DTC, ainsi qu'une vérification, par simulation sous MATLAB de la stabilité par différent tests de robustesse.

La DTC présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit. Cette stratégie présente aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux.

Par contre, cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.



# **Conclusion générale**

## Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire a fait l'objet de la commande d'une machine asynchrone à cage fonctionnée en moteur, alimenté par un onduleur à deux niveaux.

Sur la base des travaux que nous avons effectués, nous avons constaté que le contrôle des SAM peut être réalisé à l'aide de diverses techniques, chacune offrant des performances dynamiques et statiques bien définies et ayant des limites d'application.

La DTC permet d'obtenir des hautes performances dynamiques avec une structure simple .il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande vectorielle.

Avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter d'une façon générale la machine asynchrone: sa constitution son principe de fonctionnement et ses caractéristiques et les différentes techniques de commande de la machine asynchrone et on a conclut les contraintes et les limitations de la DTC.

la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et celle de la machine asynchrone à cage. Cette phase de modélisation est primordiale pour la simulation de l'ensemble onduleur de tension à deux niveaux-machine asynchrone avec sa chaîne de commande.

Ensuite, Dans le dernier chapitre on a introduit la technique du contrôle direct du couple (DTC) ainsi que l'analyse des déférentes stratégies de commutation.

La technique du contrôle direct du couple (DTC) permet d'obtenir des hautes performances enfin les tests effectués par simulation (MATLAB/SIMULINK) de la commande de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux commandé par l'algorithme « DTC» a été faite.

Comme perspective à ce travail nous allons obtenu que la commande par DTC, permet d'améliorer la qualité du couple et du flux et en générale d'obtenir des résultats satisfaisants, par rapport à la grandeur de consigne, plus rapides et plus précis.



# **Bibliographie**

**Bibliographie :**

- [1] Grellet, G., & Clerc G. (1996). Actionneurs électriques. France: Eyrolles.
- [2] Blaschke F. (1972). The principle of field Orientation as applied to the Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Field Machines. Siemens Review, 39, 217- 220.
- [3] B. Malika, « Minimisation Des Pulsations Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone », Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna.
- [4] Allaoua Hakim, Allaoua Bilal, " Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue ", These de master , Université de Bejaia 2014.
- [5] D. SATOR\_NAMANE, “ Machines à Courant Alternatif ”, Edition, Ellipses, 2010.
- [6] Ait Mihoub Mohamed oulhocine «Methode globale de diagnostic des machines asynchrones à cage decureuil» mémoire master, université de Mohamed Boudiaf Msila, 2016.
- [7] M. MARTY, D. DIXNEUF, D. G. GILBERT, “ Principes D'Electrotechnique ”, Paris, DUNOD, 2005.
- [8] P.Barret, « Machines Electriques», Edition Ellipses, 2002.
- [9] Berrezek Farid. Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic. Thèse de doctorat en sciences de l'université Badji Mokhtar-Annaba 2016.
- [10] Baghli, L ; contribution à la commande de la machine asynchrone. Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré. Janvier 1999.
- [11] Berrezek Farid. Modélisation non linéaire des machines électriques pour la commande et le diagnostic. Thèse de doctorat en sciences de l'université Badji Mokhtar-Annaba 2016.
- [12] N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim, “Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.
- [13] B. Sebti, F. Nacéri and R. Abdessemed, "Improvement in DTC-SVM of AC Drives Using a New Robust Adaptive Control Algorithm". International Journal of Control Automation and Systems, IJCAS, vol. 9, no. 2, 2011.

- [14] M. Zelechowski, "Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive". Thèse de Doctorat, Faculté des ingénieurs électriques, Université technologique de Warsaw, Poland, 2005.
- [15] D. A. Pizzo, P. Marino, N. Visciano, "Harmonic and interharmonic impact of DTCbased induction motor drives on 3-wire network". Proceedings of the 2002 IEEE, International Symposium on Industrial Electronics vol.4, 2002 Page(s): 1201-1206.
- [16] J. Maes, J. Melkebeek, "Discrete Time Direct Torque Control of Induction Motors using Back-EMF measurement". Thirty- third IAS annual meeting. The 1998 IEEE Industry applications conference 1998. vol1:407-414. 1998 IEEE.
- [17] Casadei, D., Serra, G., & Tani, A. (2000). Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete space vector modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15, 769–777.
- [18] Keyhani, H. R., Zolghadri, M. R., & Homaifar, A. (2004). An extended and Improved discrete space vector modulation direct torque control for induction motors. In *Annual IEEE power electronics specialists conference*.
- [19] Utkin, I. V. (1993). Sliding mode control design principles and applications to electric drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40, 23–36.
- [20] Boubzizi, S., Abid, H., & Chaabane, M. (2018). Comparative study of three types of controllers for DFIG in wind energy conversion system. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 3(1), 21.
- [21] Tanvir, A., Beig, A. R., & Al-Hosani, K. (2013). Sliding mode based DTC of three-level inverter fed induction motor using switching vector table. In *Asian control conference*.
- [22] Ayyarao, T. S. (2019). Modified vector controlled DFIG wind energy system based on barrier function adaptive sliding mode control. *Protection and Control of Modern Power Systems*, 4(1), 4.
- [23] Rodic, M., & Jezernik, K. (2002). Speed-sensorless sliding-mode torque control of an induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49, 87–95.
- [24] Mehmet, D. (2005). Sensorless sliding mode direct torque control (DTC) of induction motor. In *Proceedings of the IEEE international symposium on industrial electronics*.

- [25] Shir-Kuan, L., & Chih-Hsing, F. (2001). Sliding-mode direct torque control of an induction motor. In Annual conference of the IEEE industrial electronics society (pp. 2171–2177).
- [26] Lascu, C., Boldea, I., & Blaabjerg, F. (2004). Direct torque control of Sensorless induction motor drives: A sliding-mode approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 40, 582–590.
- [27] J. Rodriguez et al., “State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics,” *Ind. Informatics, IEEE Trans.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [28] J. Rodriguez, R. M. Kennel, J. R. Espinoza, M. Trincado, C. A. Silva, and C. A. Rojas, “High-Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 812–820, Feb. 2012.
- [29] S. A. Davari, D. A. Khaburi, and R. Kennel, “An Improved FCS–MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1540–1551, Mar. 2012.
- [30] R. Vargas, J. Rodriguez, U. Ammann, and P. W. Wheeler, “Predictive Current Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Power Control,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 55, no. 12, pp. 4362–4371, 2008.
- [31] J. Melkebeek, S. Thielemans, and T. J. Vyncke, “Weight factor selection for model-based predictive control of a four-level flying-capacitor inverter,” *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 323–333, Mar. 2012.
- [32] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarroel, J. R. Espinoza, C. A. Silva, and M. Trincado, “Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 681–690, Feb. 2013.
- [33], I. H. OKUMUS, M. AKTAS, "Adaptive hysteresis band control for constant switching frequency in DTC induction machine drives". *Turkish journal of Electrical Engineering and Computer sciences*, Vol.18, No.1, 2010.
- [34], M. Nasir Uddin, M. Hafeez, "FLC-Based DTC Scheme to Improve the Dynamic Performance of an IM Drive". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, No. 2, March/April 2012.

- [35], D. Jinlian, T. Li, "Improvement of Direct Torque Control Low-speed Performance by Using Fuzzy Logic Technique". Proceedings of the 2006 IEEE, International Conference on Mechatronics and Automation, June 25 - 28, 2006, Luoyang, China.
- [36], R. Toufouti, "Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone". Thèse de Doctorat, FACULTÉ DES Sciences DE L'ingénieur, Université Mentouri Constantine, Algérie. Juin 2008.
- [37], S.M. Gdoue, D. Giaouris, J.W. Finch, "Artificial intelligence based speed control of DTC induction motor drives. A comparative study", Electric Power Systems research 210-219, 2009. Elsevier Publisher.
- [38], H. Hasnaoui, "Contrôle De Vitesse Par DTC : Mise En Evidence Des Manquements De La Stratégie de TAKAHASHI". Thèse de Doctorat en Génie Electrique. L'école Nationale d'Ingénieurs de Sfax. Mars 2012.
- [39]. HIBA EL TILLA, « Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone en Utilisation la Carte DSPACE », Projet de Fin d'Etude En Génie Électrique, Université de Libanaise, 2012.
- [40] B. HOUSSEINI « prototypage rapide a base de fpga d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction » univ du québec. 2010.
- [41] GR. OUAHID, et GH. AHMED « Commande vectorielle sans capteur d'un machine asynchrone » Université d'Oran, 2011.
- [42] BOUKHALIFA HADJA « Commande Directe du Couple (DTC) d'un Moteur Asynchrone », Master Académique, Université de Ourgla 2015.
- [43] Benadel Hani Chouidira MESSAOUD, technique de commande d'un onduleur triphasé, projet de fin d'étude licence génie électrique.
- [44] G. Segulier and F. Labrique, 'Les Convertisseurs de l'Électronique de Puissance', Tome 4 : La Conversion Continu-Alternatif', Edition Lavoisier, Technologie et Documentation, 1989.
- [45] N. Kimura, T. Morizane, K. Taniguchi, T. Oono, "Multi-modulation signal PWM control for multi-level converter", The 11th International Power Electronics and Motion control conference, EPE-PEMC 2004, Riga, Latvia, 2-4 September 2004.

- [46] GR. OUAHID, et GH. AHMED « Commande vectorielle sans capteur d'un machine asynchrone » Université d'Oran, 2011.
- [47] : B.Malika «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone» Thèse de magistère, Batna.
- [48] A.Albacha, M.T.Lamchich, M.Charkaoui «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement» Physical.
- [49] A.M.Trzynadlowski « Control of induction motors » academic press 2001.
- [50] A.Marie ARCKER «Contrôle Direct du Couple électromagnétique de Machines.
- [51] DJALAL EDDINE KHODJA, « Application des techniques de l'intelligence artificiel pour Le contrôle le direct du couple d'une MAS » mémoire de master, M'sila ,2008.
- [52] : M.Hadef «Contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques» Thèse de magistère, Bejaia. Novembre 2002.
- [53] H.Ziane « Commande vectoriel des machines asynchrones à aiment permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique» Thèse de magistère, Bejaia. 2001.
- [54] Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000.
- [55] A. Ameer « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005.