



Université de Ghardaïa

N° d'ordre :  
N° de série :

Faculté des Sciences et Technologies  
Département des Sciences et Technologies

Projet de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de

**Master**

**Domaine** : Sciences et Technologies

**Filière** : Génie Electrique

**Spécialité** : Automatique

**Thème :**

**Commande Directe du Couple(DTC)  
d'une Machine Asynchrone  
à Cage**

**Présenté Par :**

OULED MOHAMED SALEM SIDI MOHAMED

**Jury :**

<b>Mr. SADOUNI</b> Radhwane	Maître Assistant A	Univ. Ghardaïa	<b>Président</b>
<b>Mr. KIFOUCHE</b> Abdessalem	Maître Assistant A	Univ. Ghardaïa	<b>Examineur</b>
<b>Mr. BITEUR</b> Kada	Maître Assistant A	Univ. Ghardaïa	<b>Examineur</b>
<b>Mr. DJELLOULI</b> Tahar	Maître Assistant A	Univ. Ghardaïa	<b>Encadreur</b>

**Année universitaire : 2014/2015**

# *Dédicace*



Avant tous,  
Je remercie dieu le tout puissant de m' avoir donner  
le courage et la patience pour réaliser ce travail  
malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :  
A mes très chers parents, que dieu les garde  
et les protège pour leurs soutien moral et financier,  
pour leurs encouragements et les sacrifices qu' ils  
ont endurés.

A mes frères,  
A ma sœur  
A ma grande famille  
Aux chers amis,  
A tous les amis (es) d' études surtout ceux  
de génie électrique promotion 2015

*Ould Sidi Mohammed*

*Mohammed Salem*

# *Remerciements*

Je tiens, avant tout, à exprimer mon profonde gratitude à monsieur **DJELLOULI Tahar**, maître assistant chargé de cours à l'université de Ghardaïa, qui a assumé la direction de ce travail. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour son dévouement, sa patience, sa disponibilité, ses conseils et son aide constante qu'il m'a apporté tout au long de ce travail.

Je remercie les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail et d'y apporter leur caution :

Monsieur **RADHWANE SADOUNI** qui me fait le grand honneur d'accepter la présidence du jury.

J'adresse mon vif remerciement à tous les **Enseignants**, de leurs enseignements, leurs encouragements et leurs aides, qu'ont contribué à ma formation.

Mes remerciements vont particulièrement aussi à tous ceux qui m'offrir leur encouragement ou leur amitié afin d'aboutir à ce travail.

*Les étudiants*

## *Résumé*

Le moteur asynchrone, grâce à sa robustesse, son faible coût de traitement et sa simple construction s'impose de plus en plus dans le domaine des entraînements à vitesse variable. on présente dans ce mémoire la technique de commande dite : DTC (commande directe du couple) d'un moteur asynchrone. Cette stratégie de commande a été proposée par Takahashi en 1985 pour concurrencer la méthode de commande vectorielle par orientation du flux (FOC). Les résultats de simulation démontrent la validité de cette technique. En effet, Il est indispensable et même nécessaire de mettre l'accent sur l'utilisation de la commande vectorielle, bien qu'elle présente des performances dynamiques et statiques élevées, elle présente l'inconvénient d'être affecté par les variations paramétriques dues à la température et la saturation des circuits magnétiques ce qui conduit les chercheurs à s'intéresser à d'autres solutions pour commander directement le couple. Dans ce cas, il est intéressant de développer encore ce travail à savoir la commande directe du flux et du couple (DTC).

**Mots clés :** Commande DTC, FOC, Courant Alternatif, Electronique de Puissance, Machine Asynchrone , Variateurs de Vitesse.

## *Abstract*

The progress recently made in the fields of the power electronics and the calculators in real time allowed recently the rise of the variable speed transmissions for the machines current Alternating. The asynchronous motor, thanks to its robustness, its low cost and its simple construction is essential more and more in the field of the drives at variable speed. This paper presents the direct torque and stator flux control of induction machines. Direct torque control method (DTC) proposed in 1985 by takahashi seems to be more competitive than flux oriented control (FOC). Simulation results demonstrate the validity of this strategy. Indeed, it is essential and necessary to focus on the use of vector control, although it has high dynamic and static performance, it has the disadvantage of being affected by parametric variations due to temperature and saturation of magnetic circuits which leads researchers to focus on other ways to directly control the torque. In this case, it is interesting to further develop this work namely the direct control of flux and torque (DTC).

**Words key:** Alternating Current, Asynchronous motor, control DTC, FOC, Power Electronics variable speed

# ملخص

بفضل جودة المحرك اللاتزامني ثلاثي الطور وانخفاض كلفته، وبنائه البسيط فإنه أصبح أكثر استعمالاً في مجال المحركات ذات السرعة المتغيرة. وسوف نقدم في هذه المذكرة تقنية للتحكم تدعي التحكم المباشر في العزم لمحرك لاتزامني ثلاثي الطور. هذه الإستراتيجية للتحكم مقترحة من قبل تاكاهاشي في عام 1985 لمنافسة أسلوب التحكم الشعاعي في توجيه التدفق. نتائج المحاكاة تثبت صحة هذه الإستراتيجية. التي تتميز عن غيرها المحتوية على مساوى التأثير بالتغيرات الخارجية بسبب درجة الحرارة وتشبع الدوائر المغناطيسية مما أدى بالباحثين إلى التركيز على تقنية التحكم المباشر في العزم. وهذا ما جعلنا نولي اهتماماً أكثر بها في هذه المذكرة.

كلمات مفتاحية : المحرك اللاتزامني ثلاثي الطور , التحكم المباشر بالعزم , التحكم الشعاعي في توجيه التدفق, متغيرات السرعة

# Listes des tableaux et des figures

# Listes des tableaux et des figures

## ❖ Liste des tableaux :

Tableau (IV.1): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux et trois Niveaux..... 71

## ❖ Liste des figures :

Figure(I.1) : structure d'un moteur asynchrone triphasée en1893 .....	5
Figure (I.2) : Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil .....	6
Figure (I.3): stator d'un moteur asynchrone triphasé après le bobinage .....	7
Figure (I.4) : rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil .....	8
Figure (I.5): Rotor bobiné avec résistances extérieures .....	8
Figure (I.6): moteur asynchrone triphasé à cage .....	9
Figure (I.7) symbole d'un moteur.....	9
Figure (I.8) symbole d'un générateur .....	9
Figure (I.9) symbole d'un moteur à cage .....	10
Figure (I.10) symbole d'un moteur à rotor bobiné.....	10
Figure (I.11) : schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone .....	12
Figure (I.12) : représente le couplage de Dahlander avec une grande vitesse .....	12
Figure (I.13) : représente le couplage de Dahlander avec une petite vitesse.....	13
Figure (I.14) Champ tournant dans une machine triphasée: a) à deux pôles b) à quatre pôles .....	13
Figure (II.1) : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone. ....	18
Figure (II.2) : Schéma équivalent d'une phase en régime permanent .....	21
Figure (II.3) : Schéma équivalent d'une phase.....	21
Figure (II.4) : Modèles des fuites totalisées. ....	22
Figure (II.5) : Schéma équivalent ramené au stator. ....	22
Figure (II.6) : Passage du système triphasé au système biphasé .....	24
Figure (II.7) : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone .....	27
Figure (II.8): block de simulation d'un MAS .....	30
Figure (II.9): Les Résultats de la simulation du démarrage à vide du moteur asynchrone.....	31
Figure (II.10): Les Résultats de la simulation du démarrage en charge ( $C_r=10N.m$ ) à l'instant $t=1s$	33
Figure (II.11): Les Résultats de la simulation du démarrage en charge ( $C_r=10N.m$ ) à l'instant $t=0s$	34

Figure (II.12) : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS .....	36
Figure (II.13) : Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension.....	40
Figure (II.14) : Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur 2- niveaux. ....	40
Figure (II.15) : Principe de la MLI sinusoïdale triangulaire .....	41
Figure (II.16) tension de la sortie de l'onduleur .....	42
Figure (II.17) : Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur triphasée à deux niveaux .....	43
Figure (II.18) : Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux lors d'une application d'un couple résistant ( $C_r=10Nm$ à $t=1sec$ ) .....	44
Figure(III.1) : caractéristique couple/vitesse pour différentes tensions d'alimentations. 48 Figure	
(III.2): Modèle de la machine asynchrone en régime permanent .....	49
Figure (III.3) : variation du couple électromagnétique en fonction de la $\omega s$ .....	50
Figure (III.4) courbe représente la compensation de chute ohmique.....	50
Figure (III.5) : Schéma de principe de la commande scalaire en tension .....	51
Figure(III.6) : Schéma de commande en courant .....	53
Figure(III.7) : Schéma de principe du découplage de la MAS par analogie du MCC .....	54
Figure (III.8) Principe du contrôle vectoriel .....	55
Figure(III.9) : Commande vectorielle directe d'une machine asynchrone .....	57
Figure (III.10) : Commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone.....	59
Figure (IV.1) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.....	63
Figure (IV.2) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique .....	63
Figure (IV.3) : Trajectoire du flux statorique .....	64
Figure (IV.4) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation. ....	66
Figure (IV.5) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation. ....	66
Figure (IV .6) : Sélection du vecteur tension selon la zone $N = i$ . ....	67
Figure (IV.7) (a) : Sélection des vecteurs $V_s$ correspondant au contrôle de l'amplitude $\phi_s$ .....	
(b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux. ....	69
Figure (IV.8) : correcteur du couple à trois niveaux .....	71
Figure (IV.9) : schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux .....	72
Figure (IV.10) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux .....	74
Figure(IV.11) : Résultats de simulation lors d'un fonctionnement des modèles en dé fluxage.....	76

# Sommaire

# Sommaire

**Dédicace**

**Remerciement**

**Résumé**

**Sommaire**

**Introduction générale ..... 1**

## **Chapitre I : Présentation de la machine asynchrone triphasée**

I.1 Introduction.....	4
I.2 Historique.....	4
I.3 DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	5
I.3.1 Stator .....	6
I.3.2 Rotor .....	7
I.3.2.1 Rotor à cage d'écureuil.....	7
I.3.2.2 Rotor bobiné .....	8
I.3.3 Entrefer.....	8
I.4 SYMBOLES .....	9
I.5 LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	10
I.6 GLISSEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.....	11
I.6.1 Schéma électrique équivalent.....	11
I.7 VARIATION DE LA VITESSE.....	12
I.7.1 Changement du nombre de pôles .....	12
I.7.2 Variateur électronique .....	13
I.8 SENS DE ROTATION .....	14
I.9 Avantages et Inconvénients .....	14
I.9.1 Avantages.....	14
I.9.2 Inconvénients .....	14
I.10 DOMAINE D'UTILISATION LA MAS .....	14
I.11 CONCLUSION.....	16

## **Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone**

II.1 INTRODUCTION.....	18
II.2 PRESENTATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE .....	18
II.3 EQUATIONS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES.....	19

II.3.1 Hypothèses simplificatrices .....	19
II.3.2 Equations des tensions. ....	19
II.3.3 Equations des flux.....	20
II.4 SCHEMA EQUIVALENT A UNE PHASE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME PERMANENT. ....	21
II.4.1 Model à inductances couplées. ....	21
II.4.2 Model a inductances reparties.....	21
II.4.3 Model a fuites totalisées au rotor. ....	22
II.4.4 Model a fuites totalisées au stator.....	22
II.4.5 Equation du couple électromagnétique.....	23
II.5 TRANSFORMATION TRIPHASE-BIPHASE. ....	24
II.5.1 Transformation de Clarke. ....	24
II.5.2 Transformation de concordai .....	25
II.5.3 Transformation de Park.....	25
II.5.3.1 Principe de la transformation de Park. ....	25
II.5.3.2 Matrices de passage.....	25
II.5.3.3 Transformation de Park appliquée a la machine asynchrone. ....	26
II.6 MODEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION.....	28
II.7 SIMULATION ET INTERPRETATION .....	30
II.7.1 Schéma bloc de simulation du moteur .....	30
II.7.1.1 Démarrage à vide .....	30
II.7.1.2 Démarrage à vide et en charge ( $C_r=10N.m$ ) .....	32
II.7.1.3 Démarrage en charge ( $C_r=10N.m$ ).....	34
II.8 LE PROCESSUS ONDULEUR -MAS .....	35
II.8.1 Onduleur de tension à deux niveaux .....	35
II.8.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....	36
II.8.3 Etude de la commande de l'onduleur.....	40
II.8.4 Stratégie de commande par MLI.....	41
II.8.4.1 Objectif de la Technique MLI.....	42
II.8.5 Le Schéma Bloc de la MAS alimentée par onduleur de tension à deux niveaux .....	43
II.8.6 Résultats de simulation .....	43
II.9 CONCLUSION .....	45
 <b>Chapitre III : techniques de commande de la machine asynchrone</b>	
III.1 INTRODUCTION.....	47

III.2 VARIATION DE LA TENSION STATORIQUE.....	47
III.3 COMMANDE SCALAIRE DES MACHINES ASYNCHRONES.....	48
III.3.1 COMMANDE SCALAIRE EN TENSION .....	50
III.3.1.1 Principe .....	50
III.3.2 COMMANDE SCALAIRE EN COURANT.....	52
III.3.2.1 PRINCIPE.....	52
III.3.3 Stratégies de commande .....	53
III.4 COMMANDE VECTORIELLE .....	54
III.4.1 Commande vectorielle directe .....	56
III.4.2 Commande vectorielle indirecte .....	57
III.5 La commande directe du couple(DTC) .....	59
III.6 CONCLUSION .....	60

## **Chapitre IV : Commande directe du couple(DTC)**

IV.1 INTRODUCTION .....	62
IV.2 PRINCIPE D'UN CONTROLE DIRECT DU COUPLE.....	62
IV.2.1 Contrôle du vecteur flux statorique .....	63
IV.2.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine.....	64
IV.2.3 Sélection vecteur de tension $V_s$ .....	66
IV.2.4 Estimation du flux statorique .....	67
IV.2.5 Estimation du couple électromagnétique .....	68
IV.2.6 Elaboration des contrôleurs .....	69
IV.2.6.1 Contrôleur de flux à deux niveaux.....	69
IV.2.6.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique .....	70
IV.2.6.3 Contrôleur du couple à deux niveaux .....	70
IV.2.6.4 Correcteur du couple à trois niveaux .....	70
IV.2.7 Elaboration de la table de commande.....	71
IV.2.8 Structure générale du contrôle direct du couple .....	71
IV.3 Résultats de Simulation :.....	72
IV.3.1 Essai en Fonctionnement nominal.....	72
IV.3.2 Essai en mode dé fluxé.....	74
IV.4 Conclusion .....	77

<b>Conclision général.....</b>	<b>79</b>
--------------------------------	-----------

# Notation et symboles

## NOTATION ET SYMBOLES

MAS	Machine Asynchrone.
DTC	Direct Torque Control ou (Contrôle direct du couple).
PI	Correcteur proportionnel-intégrateur.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
s,r	Indices correspondants au stator et rotor.
A, B, C	Indices correspondants aux trois phases du stator.
a,b,c	Indices correspondants aux trois phases du rotor
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Courants statoriques.
$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$	Courants rotoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Flux statoriques.
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Flux rotoriques.
$R_s L_s$	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
$R_r L_r$	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$L_s$	Inductance statorique.
$L_r$	Inductance rotorique.
$M_s$	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
$M_r$	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$\theta$	Angle électrique.
$\theta_\alpha$	l'angle entre phase de stator triphasé et biphasé.
$\Phi_{sref}$	Référence de flux.
$C_{sref}$	Référence de couple.
$\gamma$	Angle entre le flux statorique $\Phi_s$ et le flux rotorique $\Phi_r$ .
(D, Q)	Indices correspondant au référentiel biphasé général.
( $\alpha, \beta$ )	Indices correspondant au référentiel lié au stator.
(x, y)	Indices correspondant au référentiel lié au rotor.
(d, q)	Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant.
[P]	Matrice de transformation de PARK.
$\omega_r$	Pulsation statorique.
$\omega_r$	Pulsation rotorique.

$\omega_c$	Fréquence de coupure.
P	Nombre de paire de pôles.
$\omega_r$	Couple résistant.
$\Omega$	Vitesse angulaire de rotation.
$f$	Coefficient de frottement.
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$\sigma$	Coefficient de dispersion.
$T_s$	Constante de temps statorique.
$T_r$	Constante de temps rotorique.
[A]	Matrice de transition.
[B]	Matrice de commande.
[C]	Matrice de sortie.
[X]	Vecteur d'état.
[U]	Vecteur de commande.
[Y]	Vecteur de sortie.
$V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}$	Les tensions d'entrée de l'onduleur.
$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$	Les tensions composées.
$V_{am}, V_{bm}, V_{cm}$	Sont les tensions des phases de la charge (valeur alternatif).
$V_{m0}$	Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « 0 ».
[T]	La matrice de transfert.
$f_p$	La fréquence de porteuse.
$f_{ref}$	La fréquence de référence.
$f_m$	La fréquence de modulation.
$m$	L'indice de modulation.
$r$	Coefficient de réglage.
$V_{mref}$	Amplitudes de tension de la référence.
$V_{mp}$	Amplitudes de tension de la porteuse.
$T_e$	Période d'échantillonnage.
$K$	Une constante dépendant des paramètres de la machine.
$\Phi_{s0}, \Phi_{r0}$	Les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant $t=0$ .
$K_p$ ,	Facteur de proportionnalité.
$K_i$	Facteur intégral.
$V_i$	Vecteur tension.

$\Delta\phi_s$	Ecart d'hystérésis du contrôleur de flux statorique.
$\Delta C$	Ecart d'hystérésis du contrôleur de couple.
$\varepsilon_\phi$	Erreur du flux.
$\varepsilon_{Cem}$	Erreur du couple.
$cflx$	Grandeur de sortie du contrôleur de flux.
$ccpl$	Grandeur de sortie du contrôleur de couple.
$H(s)$	Fonction de transfert en boucle fermée.
$F_R(s)$	Fonction de transfert de régulateur.
$k_{ni}$	Interrupteur $i$ dans le bras $n$
$S_{ni}$	Grandeurs booléennes de commande d'interrupteur $i$ dans le bras $n$ .
$N$	Numéro de zone de position du flux statorique.
$C$	Capacité de division de tension
$U_0, U_c, U_{dc}$	Tension d'entrée continue de l'onduleur.
$x_R$	Variable de sortie.
$x$	Variable d'entrée
$\mu$	Facteur d'appartenance des variables linguistiques.

# INTRODUCTION GENERALE

## INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone est l'actionneur électrique le plus utilisé dans les applications industrielles. Cela est dû, en grande partie, à sa simplicité de construction, sa robustesse, son faible coût, facilité d'entretien et ses performances.

La variation de vitesse d'un moteur asynchrone, prend de plus en plus l'importance exceptionnelle grâce d'une part au progrès dans le domaine des composants de l'électronique de puissance et d'autre part aux divers avantages que présente ce moteur.

Les applications à vitesse variable se sont également étendues à des machines asynchrones de très fortes puissances.

L'alimentation de ce type des moteurs par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage ou de commande sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Pour ce la, le transfert d'énergie électrique entre la source et la machine asynchrone(MAS) s'opère à travers un convertisseur de puissance tel que l'onduleur.

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

L'objectif de ce mémoire est de donner un éclairage des différentes techniques de commande classiques en général, et en particulier la commande directe du couple d'une machine asynchrone. La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse.

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, mais elle présente quelques inconvénients comme suit :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé
- Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux). Quand on n'utilise pas ce capteur (variateur sans capteur de vitesse), les performances de la machine sont dégradées

La commande directe du couple (DTC : direct torque control) vient pour limiter les inconvénients majeurs de la commande vectorielle.

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

- Réduction du temps de réponse du couple

- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques
- Suppression du capteur mécanique

Elle possède un certain nombre d'inconvénients :

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

Lorsque nous voulons étudier une commande particulière d'un système quelconque, l'une des parties les plus importantes est la modélisation du système en équation et il est important aussi de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques de la machine étudiée. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

L'objectif de ce modeste projet s'inscrit dans le cadre de la commande d'une machine asynchrone triphasée à cage. Il consiste à étudier le contrôle direct du couple pour une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux pour rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres.

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres:

- il est indispensable de faire une présentation générale sur la machines asynchrone triphasée: constitution, principe de fonctionnement, caractéristiques variation de vitesse,..etc. c'est l'objet du premier chapitre
- Le second chapitre concerne à la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation du modèle qui sera présenté.
- Dans le troisième chapitre on va voir les techniques de commande de la machine asynchrone en présentant globalement celle de la commande scalaire, vectorielle, et la commande directe du couple (DTC). Ensuite on prend cette dernière pour l'étude particulière.
- Le dernier chapitre est consacré à la commande directe du couple en commençant par la théorie de cette technique et en la terminant par une simulation (logiciel MATLAB/SIMULINK) pour valider l'algorithme de commande. Dans ce chapitre on présente bien sûr les principaux résultats obtenus.

Enfin, le modeste travail effectué se termine par une conclusion générale.

# Chapitre I

## Présentation de la machine asynchrone triphasée

## I.1 Introduction

La machine asynchrone (MAS), appelée aussi machine d'induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [1].

Fait appel à un principe simple de champs tournant qui lui permet un fonctionnement sans contacts électriques glissants. Ceci conduit à une machine très robuste, à l'entretien aisé, qui convient aujourd'hui très bien dans les applications en vitesse variable.

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours tourné par une vitesse de rotation différente par rapport à celle du champ tournant créé par le stator. L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (grande plage de variation de vitesse, la stabilité de fonctionnement et facilité de la commande).

## I.2 Historique

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone [3], puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets.

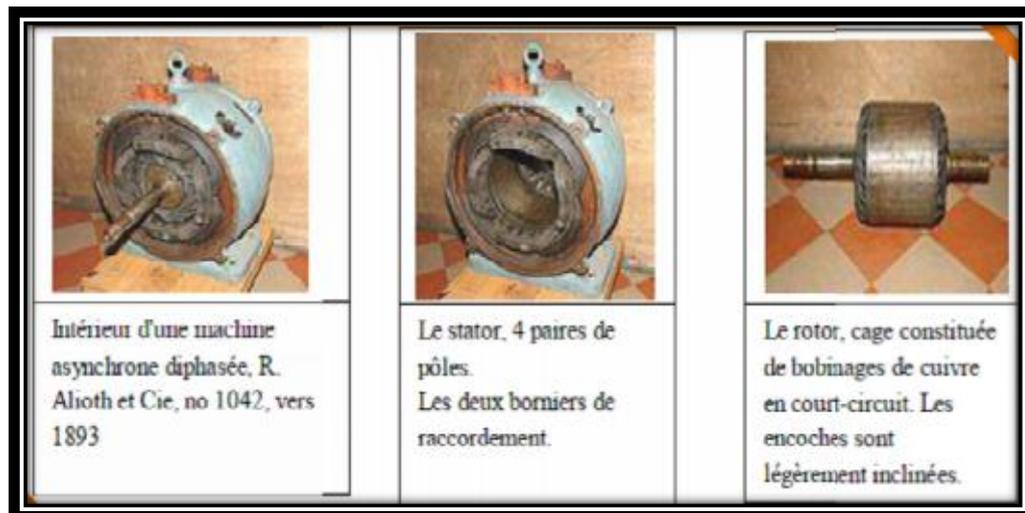
Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888[4].

En 1889, Michail Ossipowitsch Dolions-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891[5].

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible prix de revient, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts.

Quand la machine asynchrone est alimentée par un réseau à fréquence fixe, il est difficile de faire varier sa vitesse. En outre, au démarrage, le couple est faible et le courant appelé est très élevé.

Deux solutions historiques ont résolu ce dernier problème : le rotor à encoches profondes et le rotor à double cage découvert en 1912 par Paul Boucherot. Grâce aux progrès de l'électronique de puissance, l'alimentation par un onduleur à fréquence variable permet maintenant de démarrer la machine convenablement et de la faire fonctionner avec une vitesse réglable dans une large plage. C'est pourquoi il est utilisé pour la motorisation des derniers TGV ainsi que des nouveaux métros parisiens [6].



Figure(I.1) : structure d'un moteur asynchrone triphasée en 1893 [3]

### I.3 DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif.

Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.[23]

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

Le stator d'une machine asynchrone est identique à celui d'une machine synchrone : trois enroulements couplés en étoile ou en triangle sont alimentés par un système de tensions équilibrées. Il va en résulter (Théorème de FERRARIS) la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer de la machine. La vitesse de glissement de ce champ par rapport au stator est:

$$\Omega_s = \omega_s / p$$

où  $\omega_s$  désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé statorique .  $p$  désigne également le nombre de paires de pôles du champ [23]

Le rotor de la machine supporte un bobinage semblable à celui du stator : bobinage triphasé au même nombre de pôles que celui du stator. Ces trois bobines sont couplées en étoile et court-circuitées 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 Figure (I.2). On peut alors montrer que ce rotor à cage d'écureuil se comporte comme un rotor bobiné. [24]

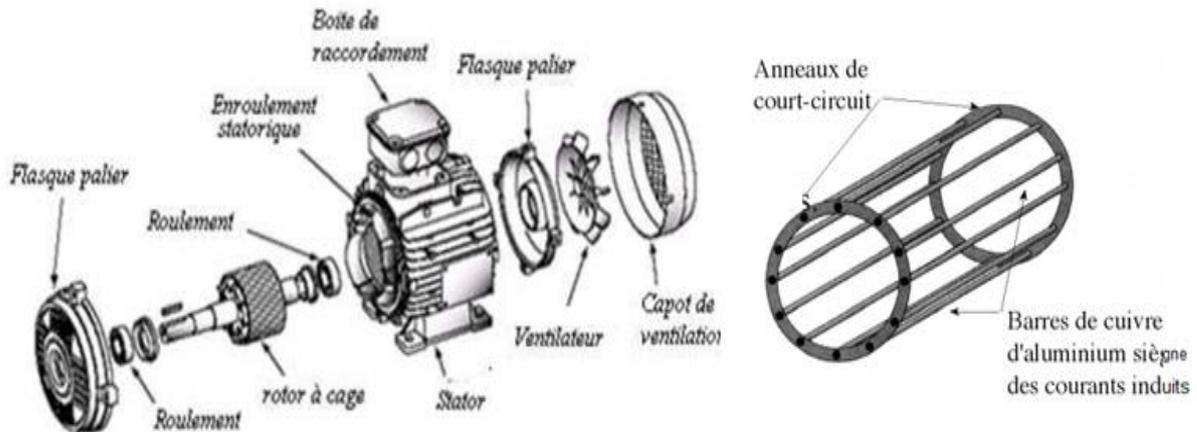


Figure (I.2) : Vue générale d'une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil. [44]

### I.3.1 Stator (inducteur)

Il est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède  $p$  paires de pôles.

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme [9] :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.1})$$

$\Omega_s$ : vitesse synchrone de rotation du champs tournant en (rad/s).

$\omega$ : Pulsation des courants alternatifs en (rad/s).  $\omega = 2.\pi.f$

p : nombre de paires de pôles.



Figure (I.3): stator d'un moteur asynchrone triphasé après le bobinage [9]

## I.3.2 Rotor (induit)

Le rotor n'est relié à aucune alimentation. Il tourne à la vitesse de rotation  $\Omega$ .

On distingue deux types de rotor : à Cage d'écureuil et à rotor bobiné

### I.3.2.1 Rotor à cage d'écureuil

- Les encoches renferment des barres en cuivre ou en aluminium réunies entre elles de part et d'autre du rotor par des anneaux, Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices. On dit que *le rotor est en court circuit* sa résistance électrique est très faible.
- Les moteurs de faible et moyenne puissance ont en général des cages en aluminium coulé sous pression.
- Le coulage permet d'obtenir en une seule opération les barres, les anneaux de chaque extrémité et parfois même les ailettes servant à la ventilation [10] [11]

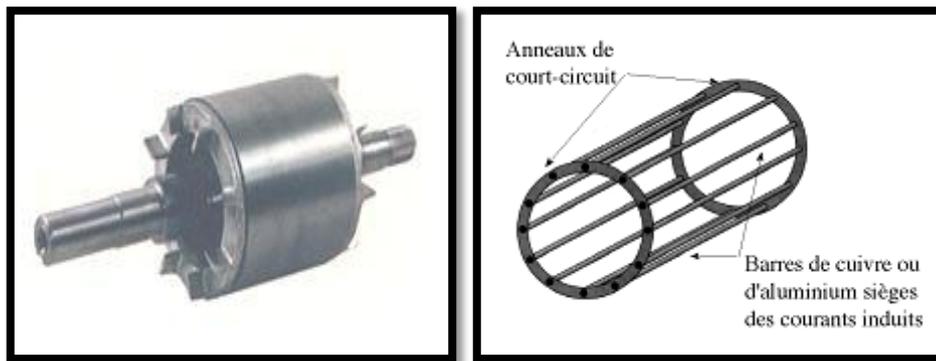


Figure (I.4) : rotor d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil [11]

### I.3.2.2 Rotor bobiné

- L'enroulement triphasé, relié en étoile ou en triangle, est connecté à trois bagues qui le rendent accessible de l'extérieur par l'intermédiaire de balais
- Permettent d'insérer des résistances dans le circuit du rotor lors du démarrage et dans certains cas spéciaux de fonctionnement. [12] [13]

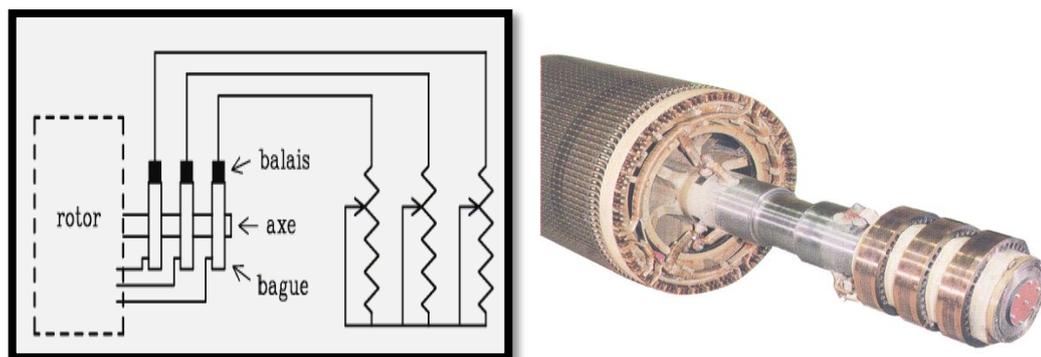


Figure (I.5): Rotor bobiné avec résistances extérieures [13]

### I.3.3 Entrefer

Les deux parties précédentes sont séparées par l'entrefer de faible épaisseur. Il permet le mouvement du rotor par rapport au stator. La grande perméabilité magnétique des matériaux ferromagnétiques vis à vis de l'air permet de supposer que toute induction dans l'entrefer est normale au stator et donc radiale. [14]

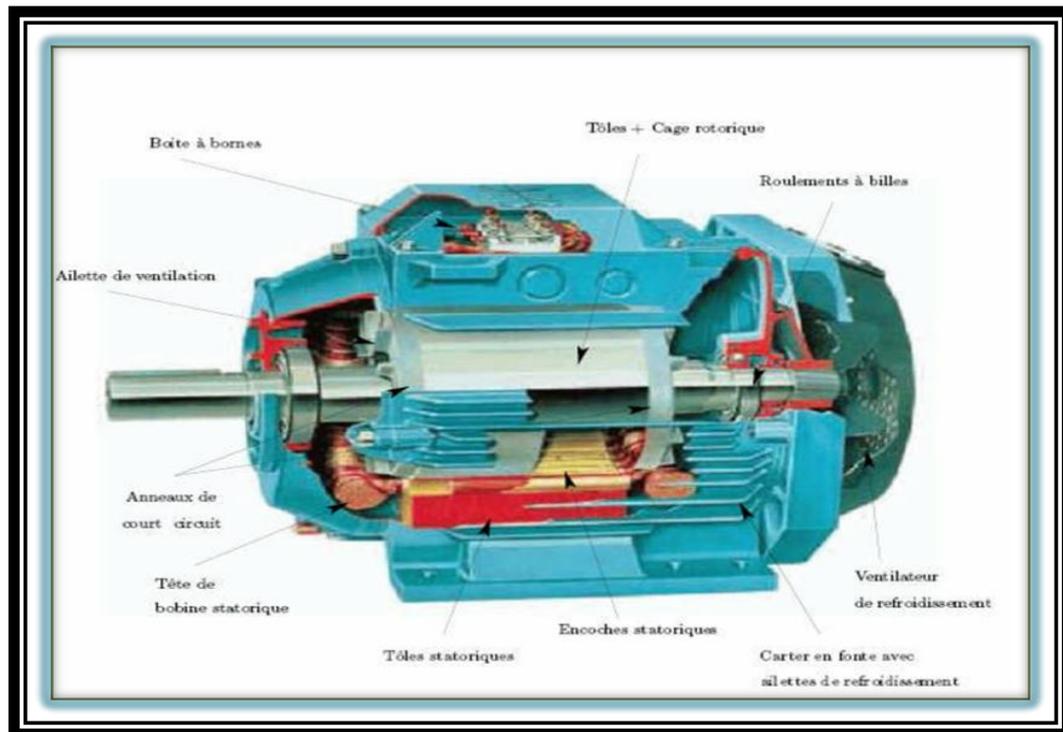
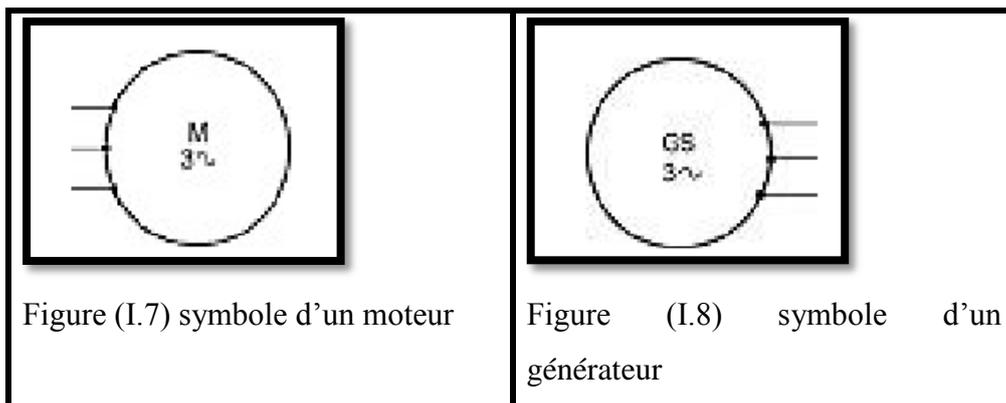


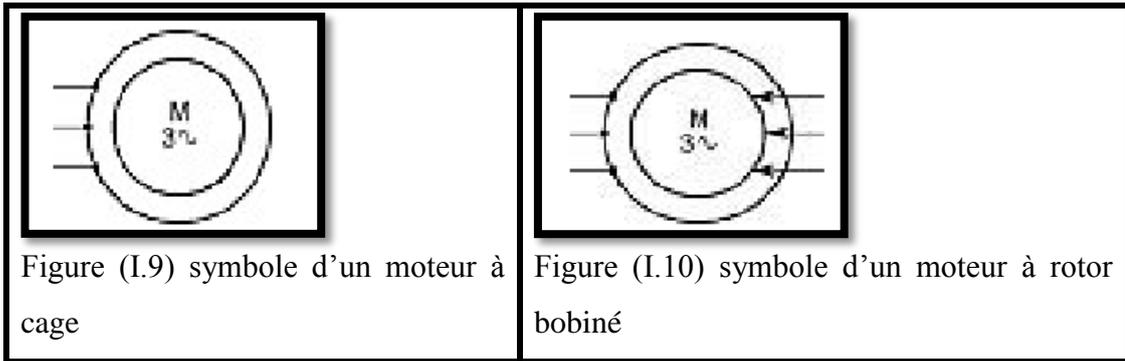
Figure (I.6): moteur asynchrone triphasé à cage [14]

## I.4 SYMBOLES

La machine asynchrone peut être représentée par son symbole normalisé générale qui précise si elle fonctionne en moteur (Figure (I.7)) ou en générateur (Figure (I.8)) [13] :



Le symbole peut indiquer s'il s'agit d'un moteur à cage (Figure (I.9)) ou d'un moteur à rotor bobiné (Figure (I.10))



## I.5 LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant (lois de l'induction), créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant. Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor, ainsi que le couple électromagnétique existe à conditions :

- le glissement soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor non nulles.
- les conducteurs du rotor soient en circuit fermé.

De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit.

[15][16].

- La vitesse de rotation  $\Omega_s$  du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence  $f_s$  de tension triphasée d'alimentation [8].

La vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

Lors que le rotor tourne à une vitesse  $\Omega_r$  différente de  $\Omega_s$  (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [7].

## I.6 GLISSEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Le glissement est une grandeur qui rend compte de l'écart de vitesse de rotation d'une machine asynchrone par rapport à la vitesse de rotation de son champ statorique. Il doit y avoir une différence de vitesse pour que ce type de moteur fonctionne car c'est le décalage entre le rotor et le champ statorique qui provoque l'apparition des courants induits au rotor, courants qui créent le champ rotorique. Il est toutefois possible, par exemple pour réaliser des mesures qui permettent d'identifier les caractéristiques de la machines (*essai au synchronisme*), d'atteindre la vitesse de synchronisme en utilisant un dispositif comportant au moins un deuxième moteur. En régime, le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour cents : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées. Les pertes par effet joule dans le rotor étant proportionnelles au glissement, une machine de qualité se doit de fonctionner avec un faible glissement [17] [16].

Le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de  $\Omega_r$  exprimée en (rad/ s) et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à  $\Omega_s$  exprimée en (rad/s) mais la vitesse  $\Omega$  rest généralement inférieure à  $\Omega_s$  [15].

Pour caractériser la vitesse du rotor, on définit le glissement( $g$ ), qui est l'écart relatif entre la vitesse de synchronisme  $\Omega_s$  et la vitesse réelle  $\Omega$ .

soit:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (I.2)$$

Ou :  $\omega_m = \frac{2\pi N}{60} P$  et  $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

$\Omega_s$ : la vitesse de synchronisme

$\Omega$ : la vitesse réelle.

P: Nombre de paires de pôles.

### I.6.1 Schéma électrique équivalent

Pour établir un schéma électrocinétique équivalent des enroulements statoriques et rotoriques, il faut se baser sur les lois de base de l'électromagnétisme. On utilise les symétries des enroulements et du réseau d'alimentation triphasé pour ne s'intéresser qu'à un modèle équivalent ramené la phase de la machine.

Sur cette base, l'écriture du comportement de la machine tant sur le plan électrique qu'électromécanique est possible [3].

On peut considérer la MAS comme un transformateur à champ tournant. En résumé les grandeurs électriques relatives au primaire et au secondaire peuvent s'écrire toujours relativement à un enroulement [16].

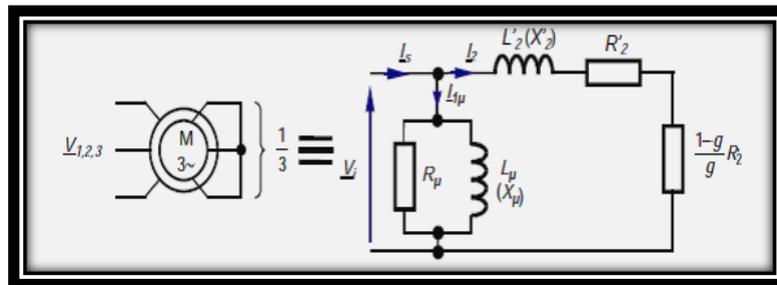


Figure (I.11) : schéma électrique équivalent d'un moteur asynchrone [3]

## I.7 VARIATION DE LA VITESSE

### I.7.1 Changement du nombre de pôles

Ce moyen simple permet d'obtenir un moteur à deux vitesses multiples l'une de l'autre. On prendra comme exemple le couplage de Dahlander. Dans les exemples ci-dessous, on n'a représenté que les deux bobines concernant une seule phase, réparties dans 8 encoches.

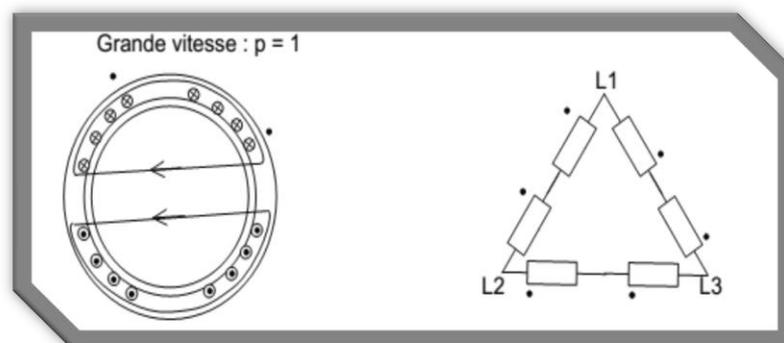


Figure (I.12) : représente le couplage de Dahlander avec une grande vitesse [3]

La machine est couplée en triangle, les deux bobines sont montées en série. La tension aux bornes de chaque bobine vaut  $U/2$ .

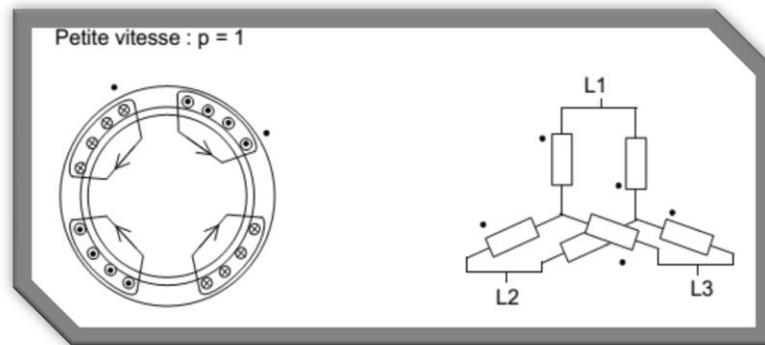


Figure (I.13) : représente le couplage de Dahlander avec une petite vitesse [3]

La machine est couplée en étoile ; les deux bobines sont montées en parallèle. La tension aux bornes d'une bobine vaut  $U/\sqrt{3}$ . Le couple sera donc plus important que dans le cas précédent. Ce n'est pas grave, puisque la vitesse est divisée par deux.

### I.7.2 Variateur électronique

Avec les progrès de l'électronique de puissance, beaucoup de moteurs sont pilotés par un variateur de ce type. L'avantage est que l'on maîtrise parfaitement et à tout instant la vitesse de rotation de l'arbre, en particulier au moment du démarrage, et en plus le variateur surveille courant, tension et échauffement du moteur. Le moteur asynchrone tourne à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme  $f/p$ . Il suffit donc de faire varier la fréquence d'alimentation du moteur pour commander sa vitesse.

La vitesse de rotation du champ dépend donc de la fréquence de la source qui alimente le moteur [1].

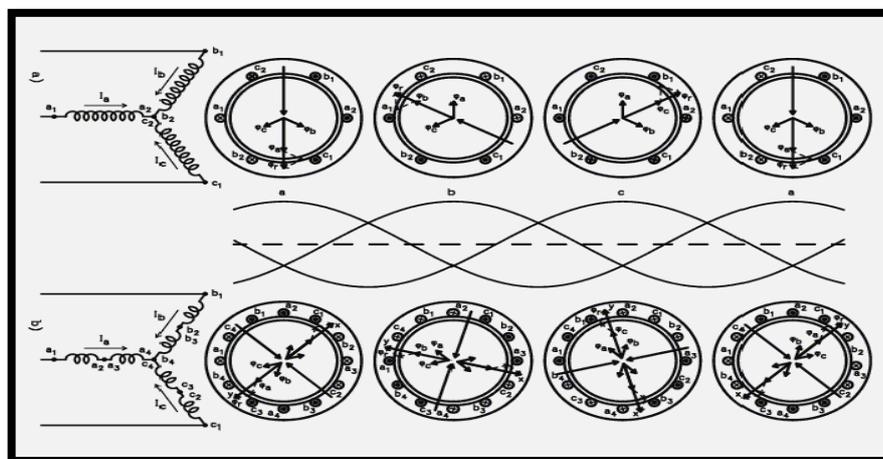


Figure (I.14) Champ tournant dans une machine triphasée: a) à deux pôles b) à quatre pôles [1]

## I.8 SENS DE ROTATION

Les valeurs maximales des courants se succèdent dans l'ordre **a-b-c**. On observe que, pour une telle séquence des phases, le champ tourne dans le sens horaire. Si l'on intervertit deux des fils de ligne alimentant le stator, la nouvelle séquence sera **a-c-b**.

En suivant un raisonnement analogue, on constaterait que le champ tourne à la vitesse synchrone dans le sens antihoraire, ce qui change le sens de rotation du moteur.

## I.9 Avantages et Inconvénients

### I.9.1 Avantages

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : elle est robuste, fiable, économique. elle est également appréciée pour sa très bonne standardisation

Il ya plusieurs avantages dans le moteur asynchrone comme [19] :

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- Il tourne à vitesse variable différant de la vitesse synchrone.
- Il peut être varié la vitesse de rotation.
- Il est utilisée pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

### I.9.2 Inconvénients

- Parmi les inconvénients de la machine asynchrone [19] :
- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominales.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage.

## I.10 DOMAINE D'UTILISATION LA MAS

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine asynchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains,

propulsion des navires...etc.), dans l'industrie (machines-outils), dans les applications domestiques(machine à laver , réfrigérateur,...etc) dans les domaines spécialisés(auxiliaire dans les centrales électrique, machinerie dans les milieu explosif,...etc), en électroménager (lave-linge) la vitesse des moteurs asynchrones n'est pas réglée par un onduleur, mais ces moteurs possèdent plusieurs bobinages. Il est alors possible de changer le nombre de paires de pôles et donc la vitesse. [18]Elle était à l'origine uniquement utilisée en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes [2] [16].

## **I.11 CONCLUSION**

Nous avons mis en évidence une introduction sur les machines asynchrones qui présentent la construction simple de cette machine, ainsi que les différents modes de fonctionnement (moteur, génératrice), en plus les méthodes de démarrage et le freinage sont présente, ainsi que ces avantages et inconvénients.

Finalement on déduit que le moteur asynchrone est le plus utilisé dans le domaine des entrainements réglés à vitesse de rotation variable, Il est souvent employé dans l'industrie.

La mise en place du champ tournant et de son application dans la MAS permettent d'aborder la partie suivante : « Machine asynchrone triphasée : modélisation ».

# Chapitre II

## Modélisation de la machine asynchrone

## II.1 INTRODUCTION.

Vouloir commander les moteurs électriques suppose non seulement une bonne connaissance de leurs caractéristiques, mais aussi une étude approfondie de la théorie expliquant leur fonctionnement, [21].

Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait bien que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant compte des régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique, [22].

## II.2 PRESENTATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE.

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (II. 1)

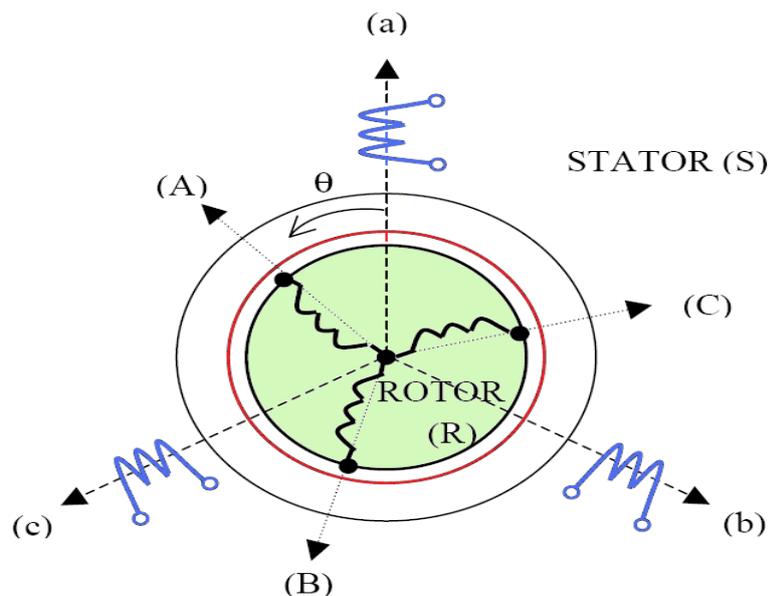


Figure (II.1) : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone. [45]

La machine asynchrone comporte trois bobinages au stator alimentés par un système de courants triphasés et trois bobinages au rotor court-circuités sur eux-mêmes traversés par un système de courants triphasé. Les axes de chaque système de bobinage sont décalés de 120 degrés.  $\theta_r$  est l'angle (ou mécanique) électrique entre l'axe de la phase (A) statorique et la Phase ( a ) rotorique.

## II.3 EQUATIONS ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES

### II.3.1 Hypothèses simplificatrices

Pour La mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que [26], [27]:

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux,
- Le circuit magnétique n'est pas saturé,
- L'entrefer constant,
- Les pertes fer négligeables.

Parmi les significations de ces hypothèses on peut citer:

- Les flux sont additifs,
- Les inductances propres sont constantes,
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### II.3.2 Equations des tensions.

Pour l'ensemble des enroulements statoriques et rotoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Ou bien.

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{II.2})$$

$[R_s] = \text{diag}(R_s)$  : Est la matrice de résistance par phase du stator.

De même pour le rotor.

$$\begin{bmatrix} V_{r1} \\ V_{r2} \\ V_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \Phi_{r3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Ou bien:

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{II.4})$$

Le rotor est en court circuit, donc, les tensions rotoriques sont nulles et on écrira:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{II.5})$$

$[R_r]=\text{diag}(R_r)$  : Est la matrice de résistance par phase du rotor.

### II.3.3 Equations des flux.

Les hypothèses citées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

Les équations des flux statoriques sous forme matricielle s'écrivent comme suit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_{s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & m_s & m_s \\ m_s & L_s & m_s \\ m_s & m_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{sr} \cos(\theta) & m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta) & m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Ou bien:

$$[\boldsymbol{\varphi}_s] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_r] \quad (\text{II.7})$$

$[\mathbf{M}_{sr}]$  est la matrice des inductances mutuelles stator-rotor

De même pour les flux rotoriques.

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \Phi_{r3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & m_r & m_r \\ m_r & L_r & m_r \\ m_r & m_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_{sr} \cos(\theta) & m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta) & m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ m_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta - 4\pi/3) & m_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Ou bien

$$[\boldsymbol{\varphi}_r] = [\mathbf{L}_r][\mathbf{I}_r] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{i}_s] \quad (\text{II.9})$$

On note que la matrice des mutuelles du rotor est obtenue en transposant celle du stator:

$$[\mathbf{M}_{rs}] = [\mathbf{M}_{sr}]^T \quad (\text{II.10})$$

En utilisant la notion des inductances mutuelles et la notation complexe aux grandeurs sinusoïdales à la pulsation  $\omega_s$  on peut écrire:

$$\overline{\varphi}_s = L_s \overline{I}_s + M_{sr} \overline{I}_r \quad (\text{II.11})$$

$$\overline{v}_s = R_s \overline{I}_s + j\omega_s \overline{\varphi}_s \quad (\text{II.12})$$

$$\overline{\varphi}_r = L_r \overline{I}_r + M_{rs} \overline{I}_s \quad (\text{II.13})$$

$$0 = R_r \overline{I}_r + j\omega_s g \overline{\varphi}_r \quad (\text{II.14})$$

$L_s$  et  $L_r$  représentent respectivement l'inductance cyclique statorique et rotorique,

$M_{rs} = (3/2) m_{sr}$  est l'inductance mutuelle cyclique.

## II.4 SCHEMA EQUIVALENT A UNE PHASE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE EN REGIME PERMANENT.

### II.4.1 Model à inductances couplées.

En utilisant les relations (II.11), (II.12), (II.13) et (II.14), on peut écrire

$$\bar{v}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \bar{I}_s + j\omega_s M_{sr} \bar{I}_r \quad (\text{II.15})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j\omega_s L_r \bar{I}_r + j\omega_s M_{rs} \bar{I}_s \quad (\text{II.16})$$

On déduit le schéma suivant:

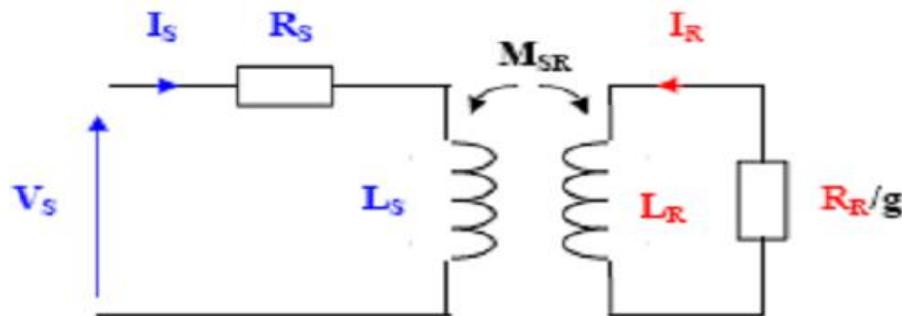


Figure (II.2) : Schéma équivalent d'une phase en régime permanent.[46]

### II.4.2 Model a inductances reparties

Les équations (II.15), (II.16) peuvent être réécrites comme suit:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s (L_s - M_{sr}) \bar{I}_s + j\omega_s M_{sr} (\bar{I}_r - \bar{I}_s) \quad (\text{II.17})$$

$$0 = \left(\frac{R_r}{g}\right) \bar{I}_r + j\omega_s (L_r - L_{sr}) \bar{I}_r + j\omega_s M_{rs} (\bar{I}_r - \bar{I}_s) \quad (\text{II.18})$$

Ces équations permettent de dessiner le schéma ci-dessous:

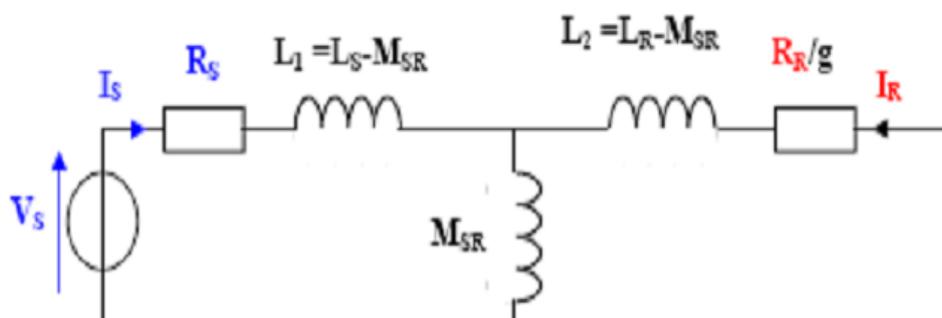


Figure (II.3) : Schéma équivalent d'une phase. [46]

$L_1$  : inductance cyclique de fuite du stator.

$L_2$  : inductance cyclique de fuite du rotor.

Dans un moteur sans fuites les inductances  $L_1$  et  $L_2$  sont nulles.

**II.4.3 Model a fuites totalisées au rotor.**

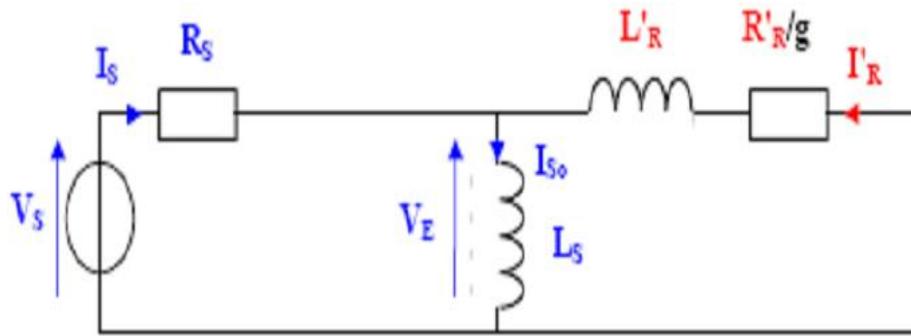


Figure (II.4) : Modèles des fuites totalisées. [46]

Par équivalence des deux schémas précédents (Figure (II.3) et (II.4)), on peut identifier les nouvelles paramètres du schéma ci-dessus.

$I_{s0}$  : Courant absorbé à vide ( $g=0$ )

$$I'_r = \frac{M_{sr}}{L_s} I_r \tag{II.19}$$

$$R'_r = \left(\frac{L_s}{M_{sr}}\right)^2 R_r \tag{II.20}$$

$$L'_r = \sigma \left(\frac{L_s}{M_{sr}}\right)^2 L_r \tag{II.21}$$

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$  : Coefficient de dispersion de BLONDEL

**II.4.4 Model a fuites totalisées au stator.**

On peut ramener les fuites au niveau du stator et on aura le schéma suivant.

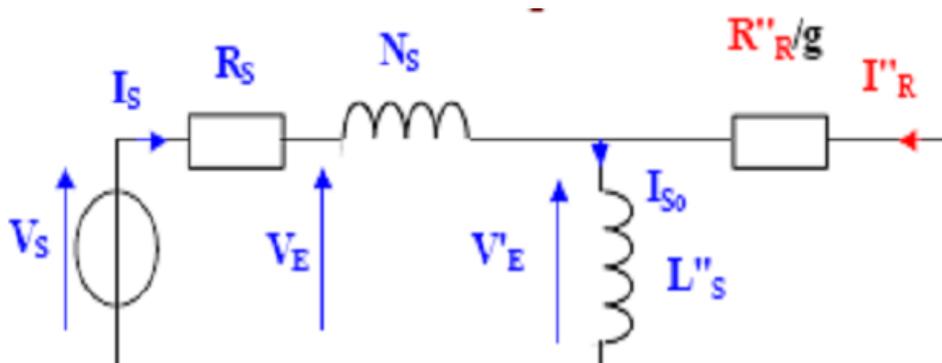


Figure (II.5) : Schéma équivalent ramené au stator. [46]

L'équivalence de ce schéma avec le schéma de la figure(II.3) nous conduit au calcul des nouvelles paramètres qui sont comme suit:

$$\dot{V}_s = j\omega_s \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right) \phi_r \tag{II.22}$$

$$\ddot{L}_s = (1-\sigma) L_s = \frac{M_{sr}}{L_r} = \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 L_r \quad (\text{II.23})$$

$$\ddot{R}_s = \left(\frac{M_{sr}}{L_r}\right)^2 R_r \quad (\text{II.24})$$

$$N_s = \sigma L_s \quad (\text{II.25})$$

### II.4.5 Equation du couple électromagnétique

Les relations donnant le couple électromagnétique sont nombreuses et dépendent du modèle choisi. [22], [25]

En se référant au schéma de la figure (II.4), le couple électromagnétique en régime permanent s'écrit:

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = 3 \frac{P}{\omega_s} \frac{\dot{R}}{g} (\dot{I}_r)^2 \quad (\text{II.26})$$

$$\dot{I}_r = \frac{V_s - R_s \dot{I}_s}{\frac{R_r}{g} + j L \omega_s} \quad (\text{II.27})$$

Si on néglige la résistance statorique on aura:

$$\dot{I}_r = \frac{V_s^2}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + (L \omega_s)^2}} \quad (\text{II.28})$$

Pour un glissement faible on peut écrire:

$$C_e = 3 \frac{P}{\omega_s} V_s^2 \frac{g}{R_r} \quad (\text{II.29})$$

Le couple varie linéairement en fonction du glissement.

Le couple maximum correspond à:

$$\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 = (L_r \omega_s)^2 \quad (\text{II.30})$$

$$g_m = \frac{R_r}{L_r \omega_s} \quad (\text{II.31})$$

On aura alors:

$$C_{e\max} = \frac{P}{L_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \quad (\text{II.32})$$

## II.5 TRANSFORMATION TRIPHASE-BIPHASE.

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé  $\alpha\beta$

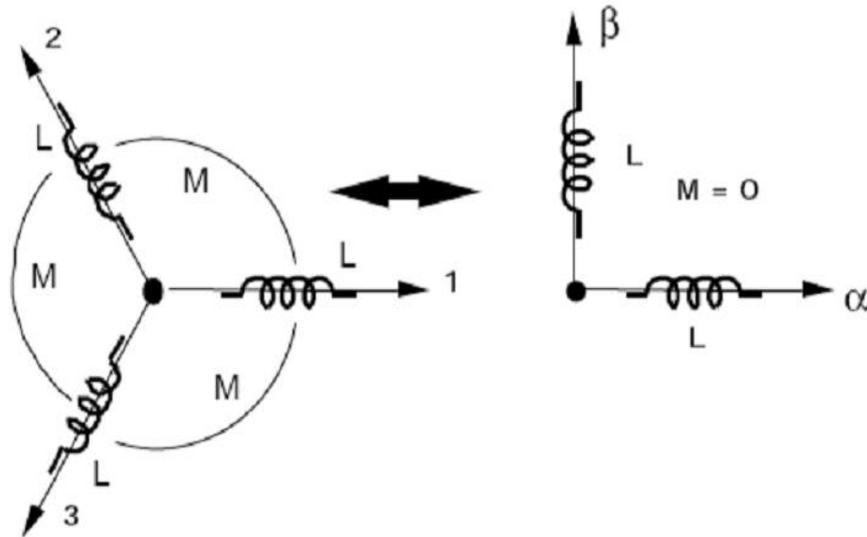


Figure (II.6) : Passage du système triphasé au système biphasé. [46]

Il existe principalement deux transformations: CLARKE et CONCORDIA. La transformation de CLARKE conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient  $3/2$ ). Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes. [26], [27]

### II.5.1 Transformation de Clarke.

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

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d. } [X_{\alpha\beta}] = C_{23} [X_{abc}] \quad (\text{II.33})$$

Avec,

$$C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Le passage inverse s'écrit:

$$[X_{abc}] = C_{23} [X_{\alpha\beta}] \text{ avec } C_{23} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq. Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur.

## II.5.2 Transformation de concordai

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

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{ c.à.d } [X_{\alpha\beta}] = T_{23} [X_{abc}] \quad (\text{II.36})$$

Avec

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$[X_{\alpha\beta}] = T_{23} [X_{abc}] \text{ avec } T_{23} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

## II.5.3 Transformation de Park.

### II.5.3.1 Principe de la transformation de Park.

La transformation de la machine triphasé à une machine biphasé 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 qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d, q) est dite de Park.

Le repère (d, q) est tournant ou fixe.

### II.5.3.2 Matrices de passage

La matrice de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est défini comme suit:[26], [21]

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Sous forme plus compacte.

$$[X_{0dq}] = p(\theta) [X_{abc}] \quad (\text{II.40})$$

$$P(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Nous définissons de la même façon, la matrice inverse permettant le passage (biphasé-triphasé). Elle est notée par  $[P(\theta)]^{-1}$  et donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

On constate que  $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$ , ainsi cette transformation est orthogonale

Avec :

$$[X_{0dq}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{abc}] \quad (\text{II.43})$$

### II.5.3.3 Transformation de Park appliquée a la machine asynchrone.

Pour cette étude, on se restreint à la transformation de Park qui conserve la puissance instantanée.

La transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques est donnée par les équations suivantes:

$$[V_{0dq}] = P(\theta) [V_{abc}]_i \quad (\text{II.44})$$

$$[I_{0dq}] = P(\theta) [I_{abc}]_i \quad (\text{II.45})$$

$$[\phi_{0dq}] = P(\theta) [\phi_{abc}]_i \quad (\text{II.46})$$

$i = s, r$  (stator rotor) .

Cette transformation est schématisée par la figure représentée ci-dessous.

$\theta_s$  : Déphasage entre l'axe (A) de la phase statorique et l'axe direct de Park.

$\theta_r$  : Déphasage entre l'axe (A) de la phase statorique et l'axe (a) de la phase rotorique

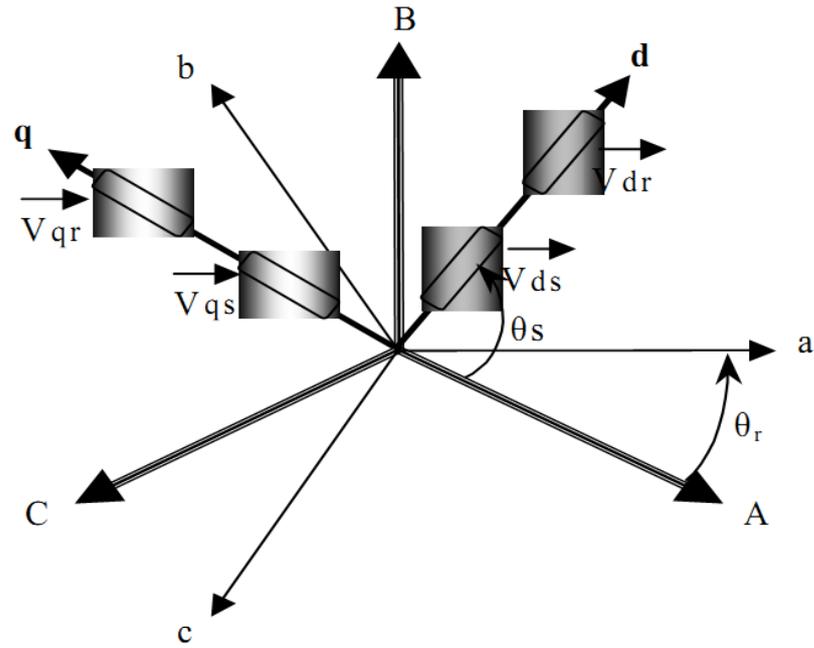


Figure (II.7) : Représentation Vectorielle des enroulements de la Machine Asynchrone. [46]

### II.5.3.3.1 Equations électriques.

Choisissons de fixer le repère dq au champ tournant. Cela nous permet d'avoir les grandeurs courants, tensions et flux continues en régime permanent ce qui rend la commande similaire à celle de la machine à courant continu notons.

$\omega_s = \dot{\theta}_s$  pulsation statorique

$\omega_r = \dot{\theta}_r =$  pulsation rotorique.

$\omega = \omega_s - \omega_r = p\Omega$  pulsation mécanique.

Nous pouvons écrire:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \quad (\text{II.47})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \quad (\text{II.48})$$

$$0 = R_r i_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \quad (\text{II.49})$$

$$0 = R_r i_{qs} + \omega_r \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (\text{II.50})$$

### II.5.3.3.2 Equations magnétiques.

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (\text{II.51})$$

$$\varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \quad (\text{II.52})$$

$$\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (\text{II.53})$$

$$\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad (\text{II.54})$$

### II.5.3.3.3 Expression du couple électromagnétique

On sait que la transformation de PARK conserve la puissance instantanée ce qui nous permet d'écrire:

$$P_e = V_{s1} i_{s1} + V_{s2} i_{s2} + V_{s3} i_{s3} = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \quad (\text{II.55})$$

Faisons intervenir les équations (I.15), (I.16) on obtient :

$$P_e = \left[ R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \right] I_{sd} + \left[ R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \right] I_{sq} \quad (\text{II.56})$$

$$P_e = \left[ R_s I_{sd}^2 + R_s I_{sq}^2 \right] + \left[ \frac{d\varphi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} I_{sq} \right] + \left[ \omega_s (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \right] \quad (\text{II.57})$$

Le premier terme de cette expression représente les pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

Le deuxième terme correspond à l'énergie magnétique stockée dans le circuit magnétique.

Le dernier terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique, puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

Cette puissance peut se mettre sous la forme:

$$P_e = C_e \Omega_s = \omega_s (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{II.58})$$

$$C_e = p (\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{II.59})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané:

### II.5.3.3.4 Equation de mouvement

L'équation de mouvement est donnée d'après la loi fondamentale de la dynamique.

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r \quad (\text{II.60})$$

J : Moment d'inertie des pièces tournantes.

$\Omega$  : Vitesse mécanique du rotor en tr /mn

$C_e$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant (couple de charge).

## II.6 MODEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION

La modélisation de la machine revient à mettre l'ensemble des équations régissent le fonctionnement de la machine sous forme d'état : [28], [29]

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II.61})$$

[X]: Vecteur d'état.

[U]: Vecteur de commande

[A]: Matrice d'évolution

[B]: Matrice de commande

Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif de la commande. Pour la modélisation qui suit le vecteur d'état est :

$$[X] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}$$

Le modèle de la machine est donné par l'écriture matricielle suivante:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{MT_r}\right) \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \frac{\omega_s}{M} \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \left(\frac{1}{T_r}\right) \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \left(\frac{\omega_s}{M}\right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{1}{MT_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_g \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_g & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  coefficient de dispersion.

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

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$  constante de temps statorique.

D'après ce système matriciel, on peut définir le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

$$\begin{aligned} \frac{dI_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\left(R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r\right) I_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{MR_r}{L_r^2} \varphi_{dr} + \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[ -\sigma L_s \omega_s I_{qs} - \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r}\right)^2 R_r\right) I_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_r \varphi_{dr} + \frac{MR_r}{L_r^2} \varphi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} &= \frac{MR_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \end{aligned}$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} \tag{II.62}$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p^2 M}{L_r} (I_{qs} \phi_{dr} - I_{ds} \phi_{qr}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r$$

$$\phi_{qs} = \frac{M}{L_r} \phi_{qr} + \sigma L_s I_{qs}$$

$$I_{ds} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{M}{L_r} I_{ds}$$

$$I_{qs} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{M}{L_r} I_{qs}$$

## II.7 SIMULATION ET INTERPRETATION

### II.7.1 Schéma bloc de simulation du moteur

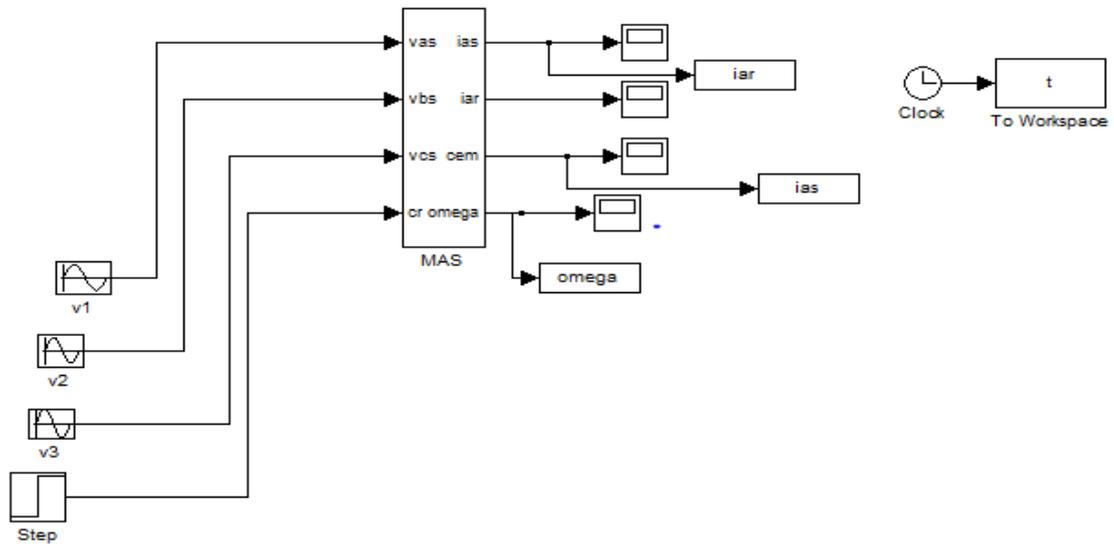
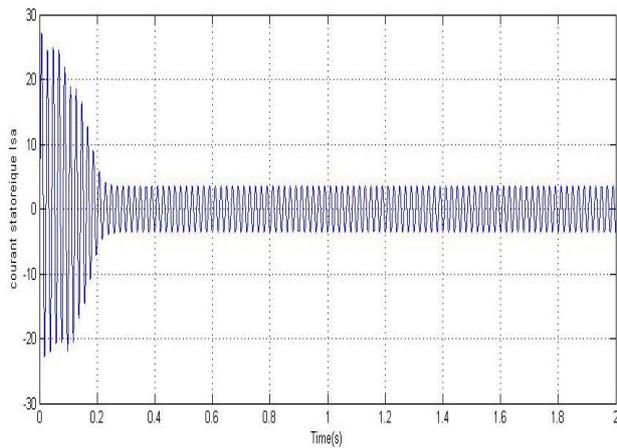
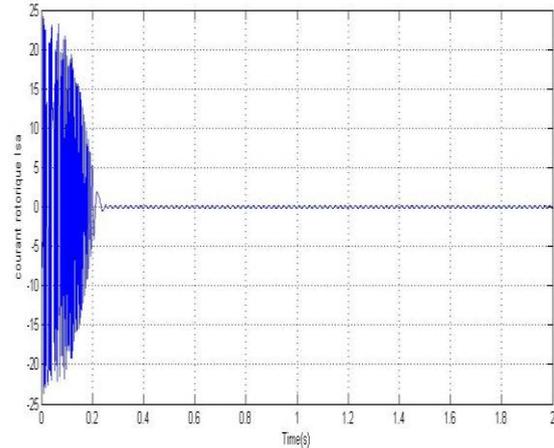
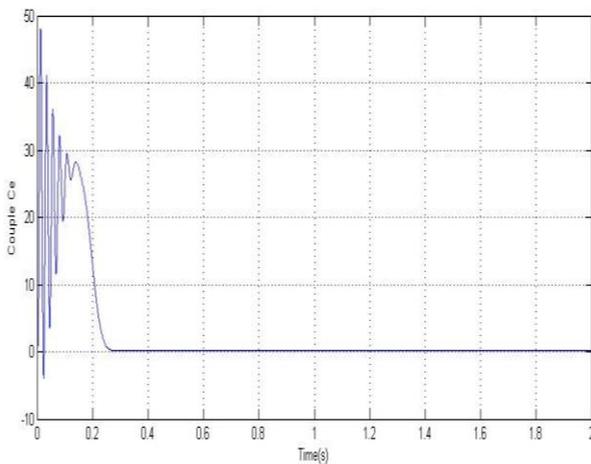
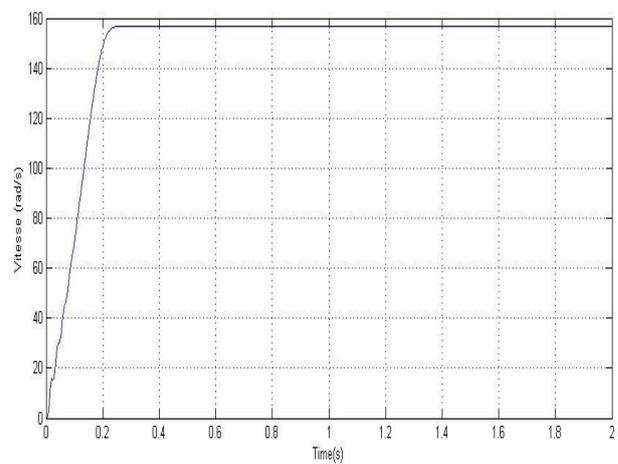


Figure (II.8): block de simulation d'un MAS

#### II.7.1.1 Démarrage à vide

La machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales,  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ . Pour un démarrage à vide ( $C_r = 0$  N.m),

Le courant statorique  $I_s$ Le courant rotorique  $I_r$ Le couple électromagnétique  $C_e$ 

La vitesse (rad/s)

Figure (II.9): Les Résultats de la simulation du démarrage à vide du moteur asynchrone

#### II.7.1.1.1 Interprétations des résultats

D'après la Figure (II.9) on constate que :

- Pour la vitesse

Au démarrage et dans un temps étroit, la vitesse présente une oscillation inclinée suivie par un accroissement presque linéaire jusqu'à la valeur de synchronisme, cette variation instantanée dépend de la caractéristique du moteur choisi.

- Pour le courant statorique

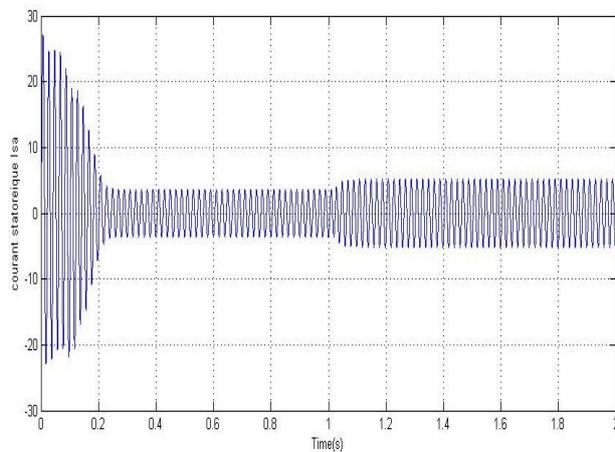
Au démarrage, le courant prend une valeur grande 6 fois plus que la valeur nominale. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente.

➤ Pour le couple électromagnétique

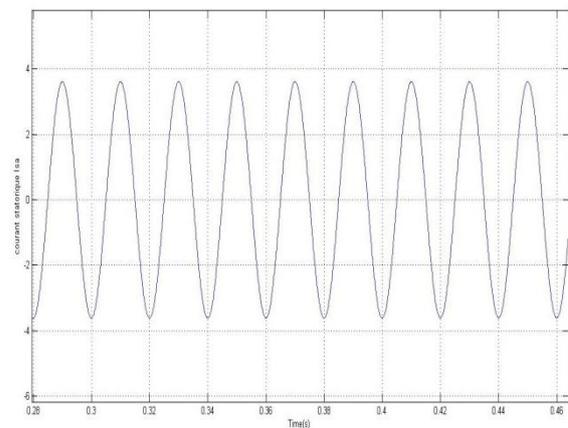
La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence du fort couple électromagnétique, ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à une valeur qui compense les frottements.

### II.7.1.2 Démarrage à vide et en charge ( $C_r=10\text{N.m}$ )

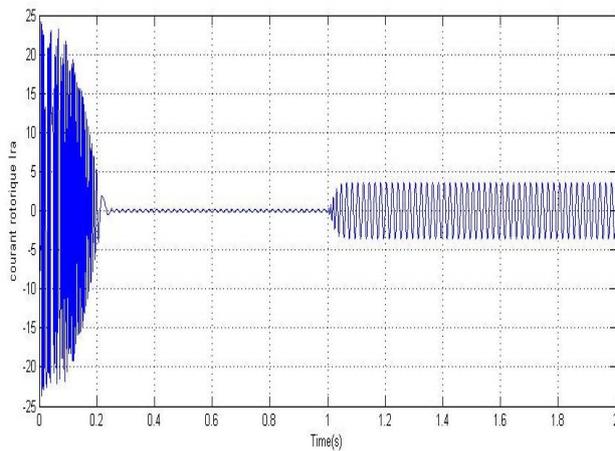
La machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales,  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ . Pour un démarrage à vide et en charge ( $C_r=10\text{N.m}$ ),



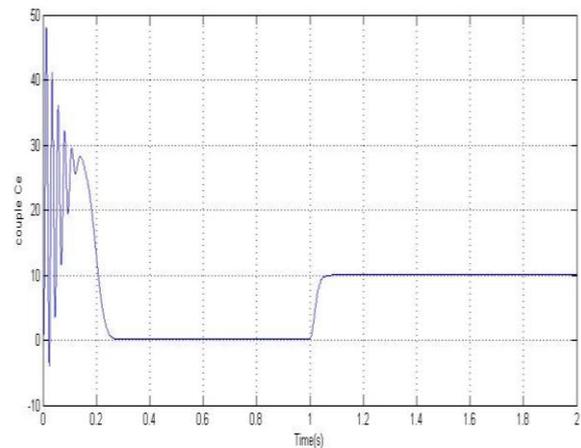
Le courant statorique  $I_{sa}$



Les caractéristiques d'un moteur en charge



Le courant rotorique  $I_{ra}$



Le couple électromagnétique  $C_{em}$

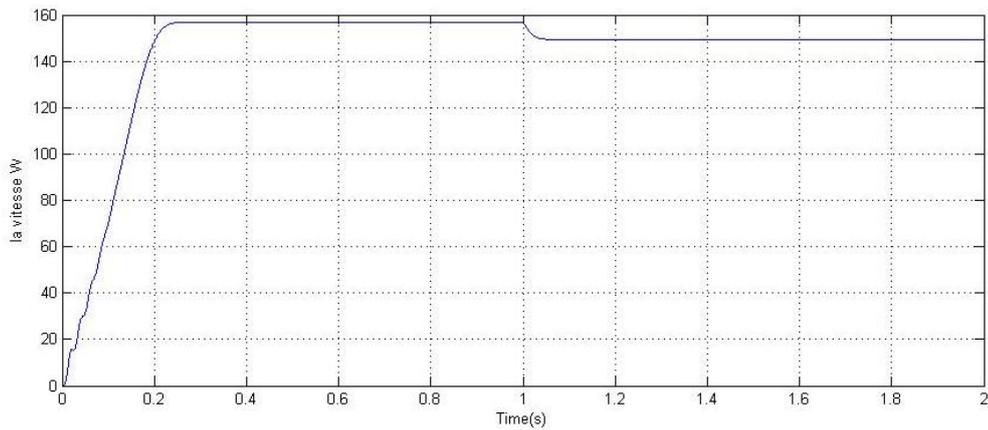
La vitesse de rotation  $n$ 

Figure (II.10): Les Résultats de la simulation du démarrage en charge ( $C_r=10N.m$ ) à l'instant  $t=1s$

### II.7.1.2.1 Interprétation des résultats

Lors du démarrage, on constate des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

➤ La vitesse :

En régime transitoire, on remarque un croisement linéaire de vitesse, avec tendance à osciller à cause de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement du aux faibles valeurs des flux.

En régime permanent, on applique à l'instant  $t= 1s$  la charge et on remarque une décroissance de la vitesse de rotation du moteur de 157 rad/s à 150 rad/s.

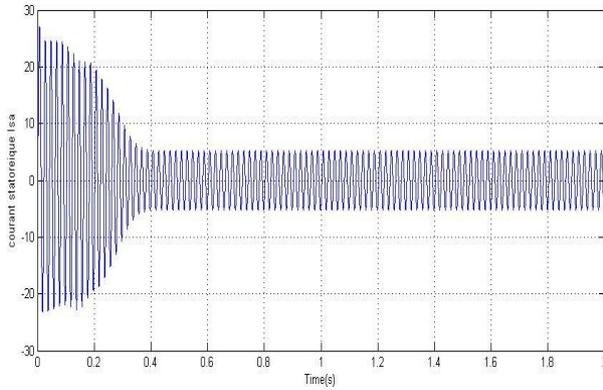
➤ Le couple électromagnétique :

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 1s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire.

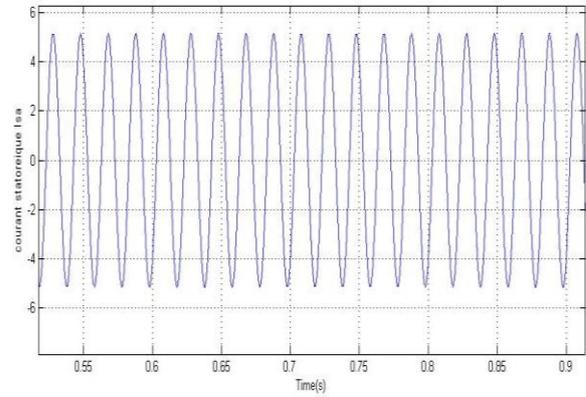
Le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant  $t=1s$  (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillation, avec un très fiable dépassement.

**II.7.1.3 Démarrage en charge (Cr=10N.m)**

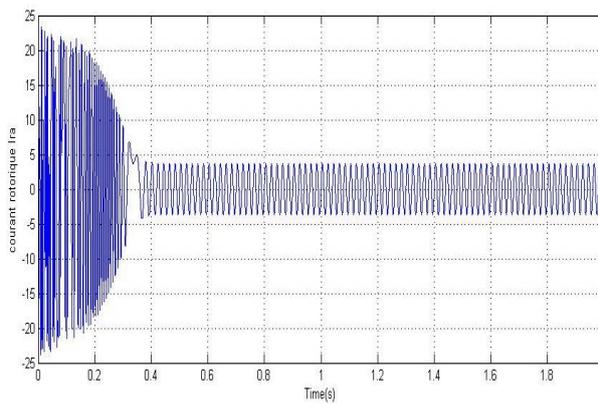
La machine étant alimentée par un système de tensions sinusoïdales,  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$ . Pour un démarrage en charge ( $Cr=10N.m$ ),



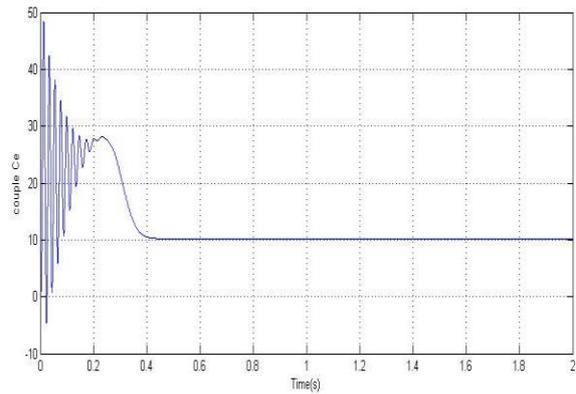
Le courant statorique  $I_{sa}$



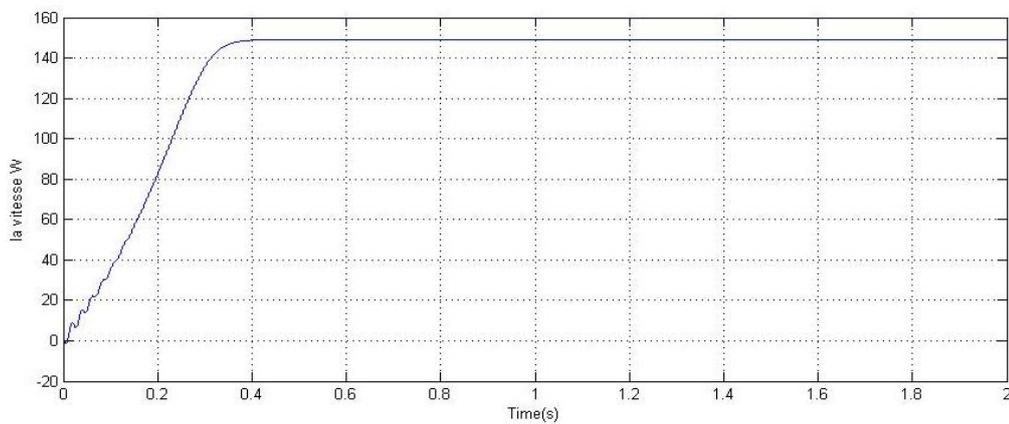
les caractéristiques d'un moteur en charge



Courant rotorique  $I_{ra}$



Couple électromagnétique  $C_e$



la vitesse de rotation  $n$

Figure (II.11): Les Résultats de la simulation du démarrage en charge ( $Cr=10N.m$ ) à l'instant  $t=0s$

### II.7.1.3.1 Interprétation des résultats

Durant le démarrage direct avec la charge on constate des pics de courant importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire. Ce dernier se prolonge par rapport au cas précédent.

➤ La vitesse :

En régime transitoire, la vitesse augmente progressivement jusqu'à 150 rad/s.

En régime permanent, on remarque que la vitesse diminue jusqu'à 150 rad/s par rapport au cas précédent et se stabilise à cette valeur, cela dû au couplage direct de charge.

➤ Le couple électromagnétique :

L'évolution du couple est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes.

Pendant le régime transitoire. Le couple est fortement pulsatoire jusqu'à la fin de ce régime à l'instant  $t=0.2s$  ( $C=27 N.m$ ).

Alors au début du régime permanent le couple diminue progressivement jusqu'à l'instant 0,4 s, il se stabilise et prend la valeur 10 N.m

## II.8 LE PROCESSUS ONDULEUR -MAS

### II.8.1 Onduleur de tension à deux niveaux

Les schémas structurels d'un onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge sont illustrés par la figure (II . 12). Chaque groupe transistor –diode assemblé en parallèle forme un interrupteur bi-commandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple  $k_{11}$  et  $k_{12}$  [10].

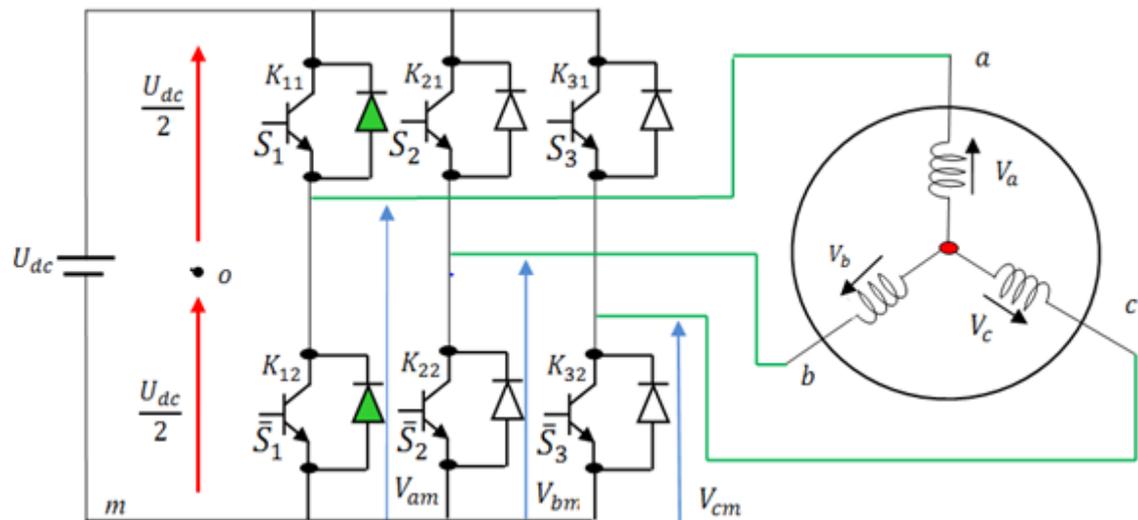


Figure (II.12) : Représentation de l'ensemble onduleur-MAS.[47]

Les couples d'interrupteurs ( $k_{11}$  et  $k_{12}$ ), ( $k_{21}$  et  $k_{22}$ ) et ( $k_{31}$  et  $k_{32}$ ) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes  $D_i$  ( $i=1,2,\dots,6$ ) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

### II.8.2 Modélisation de l'onduleur de tension

La tension fournie par un convertisseur continu-alternatif, peut théoriquement varier instantanément de zéro à la valeur de la tension du but continu et vis-versa, ce qui rend le convertisseur statique non linéaire en valeur instantané. Pour la définition des lois de commande linéaire des processus alimentés par ces convertisseurs statiques, un modulateur de largeur d'impulsion est généralement utilisé. Il génère des signaux de commande des interrupteurs de puissance permettant de produire une tension de sortie dont la valeur moyenne sur une période d'échantillonnage  $T_e$  est proportionnelle à la modulante. Dans ce cas l'ensemble module MLI – convertisseur statique peut être modélisé aux sens des valeurs moyennes comme un amplificateur de puissance linéaire, ayant comme entre le rapport cyclique et donnant en sortie une tension hachée dont la valeur moyenne sur  $T_e$  est proportionnelle au rapport cyclique. Si l'on voulait être plus précis, on pourrait aussi envisager de modéliser ce dispositif au sens des valeurs moyennes, non uniquement par un gain, mais plutôt par une fonction de transfert de type de premier ordre (filtre passe-bas) ou retard pur dans le cas d'un modulateur échantillonné ce qui permettrait de prendre en compte l'effet du retard lié à la période de modulation [30].

Bien que d'une simplicité extrême, cette modélisation ne confère pas à la loi de commande du processus l'exploitation des caractères non-linéaires et fortement dynamique de la réponse en tension instantanée de l'onduleur [31].

Par contre, dans le cas des lois de commande non-linéaires du type directe, ces caractéristiques sont effectivement exploitées en faveur d'une amélioration de la dynamique et de robustesse de réglage. Une modélisation en instant de l'onduleur devient ainsi nécessaire [32].

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

On a donc :

$S_n = 0$  ;  $V_{k_i} \neq 0$  ; interrupteur haut ouvert et bas fermé.

$S_n = 1$  ;  $V_{k_i} = 0$  ; interrupteur haut fermé et bas ouvert.

Les tensions composées  $V_{ab}$  ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

Telles que  $V_{a0}$  ,  $V_{b0}$  ,  $V_{c0}$  sont les tensions d'entrées de l'onduleur ou tensions continues.

Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{am} + V_{m0} \\ V_{b0} = V_{bm} + V_{m0} \\ V_{c0} = V_{cm} + V_{m0} \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

$V_{am}$  ,  $V_{bm}$  et  $V_{cm}$  : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternatif)

$V_{m0}$  : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o »

Le système  $V_{an}$  ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  étant équilibré, il en découle :

$$V_{am} + V_{bm} + V_{cm} = 0 \quad (\text{II.65})$$

La substitution de (II. 65) dans (II. 64) aboutit à :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{II.66})$$

En remplaçant (II. 65) dans (II. 63), on obtient :

$$\begin{cases} V_{am} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bm} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cm} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T][V_{dc}] \quad (\text{II.68})$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{am} \ V_{bm} \ V_{cm}]^T \quad (\text{II.69})$$

$$[V_{dc}] = [V_{a0} \ V_{b0} \ V_{c0}]^T \quad (\text{II.70})$$

$$[V_{dc}] = U_{dc} [S_1 \ S_2 \ S_3]^T \quad (\text{II.71})$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale :  $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i = 1,2,3\}$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.72})$$

$$\begin{cases} V_{a0} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_{b0} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_{c0} = \frac{U_{dc}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

En appliquant la transformation de PARK, aux tensions phase-neutre données par l'équation (II. 73), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase (II. 74).

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_1 + aS_2 + a^2S_3) \quad (\text{II.74})$$

Avec :

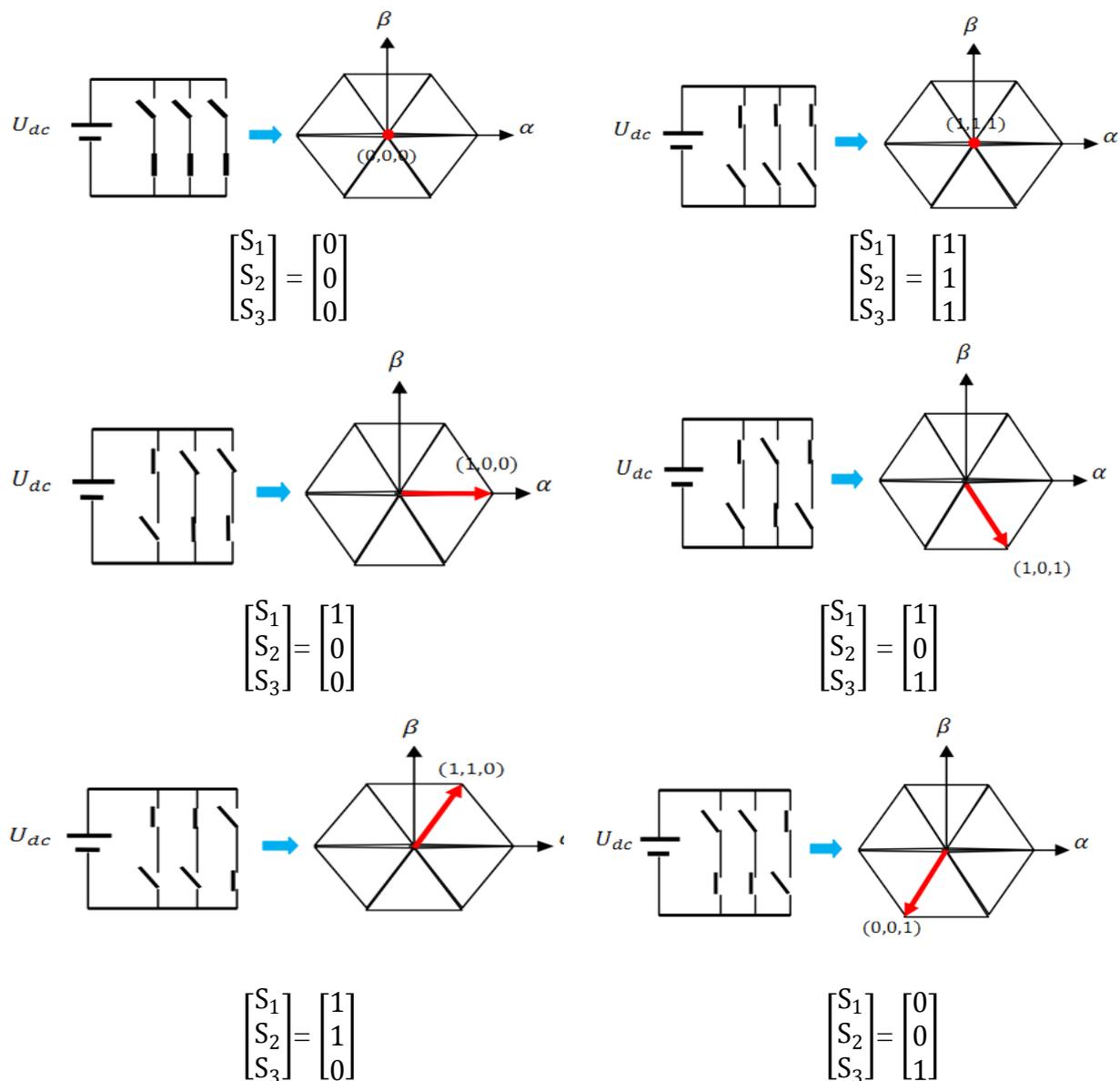
$$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{-j\frac{4\pi}{3}} \quad (\text{II.75})$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{II.76})$$

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des Variables

$S_1, S_2, S_3$ . donnant un élément de l'ensemble  $(S_1, S_2, S_3)$ . Vu que, pour l'onduleur à deux-niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différente. La figure (II.13) illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, obtenu analytiquement par (II, 74) on peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes  $(0,0,0)$  et  $(1,1,1)$  donnant origine au même vecteur tension nul.

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans les figures (II.13), (II.14).



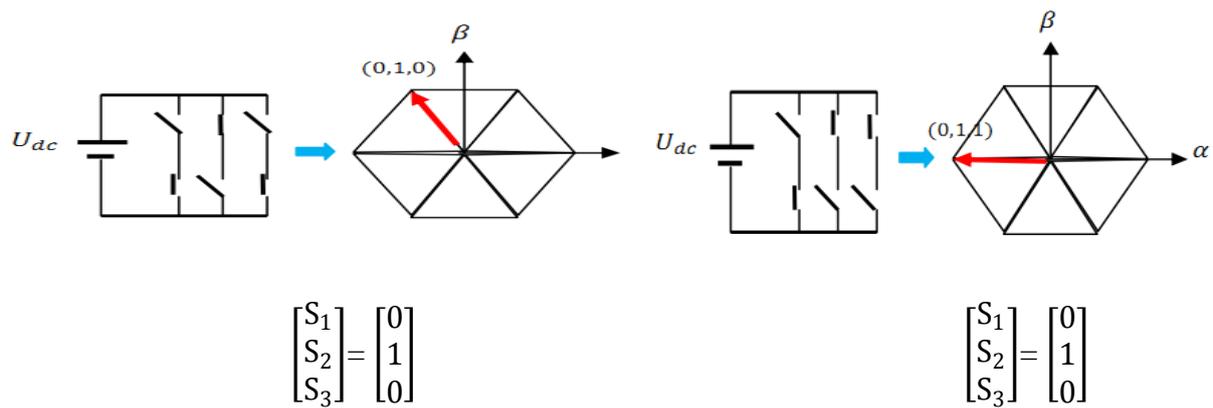


Figure (II.13) : Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension. [47]

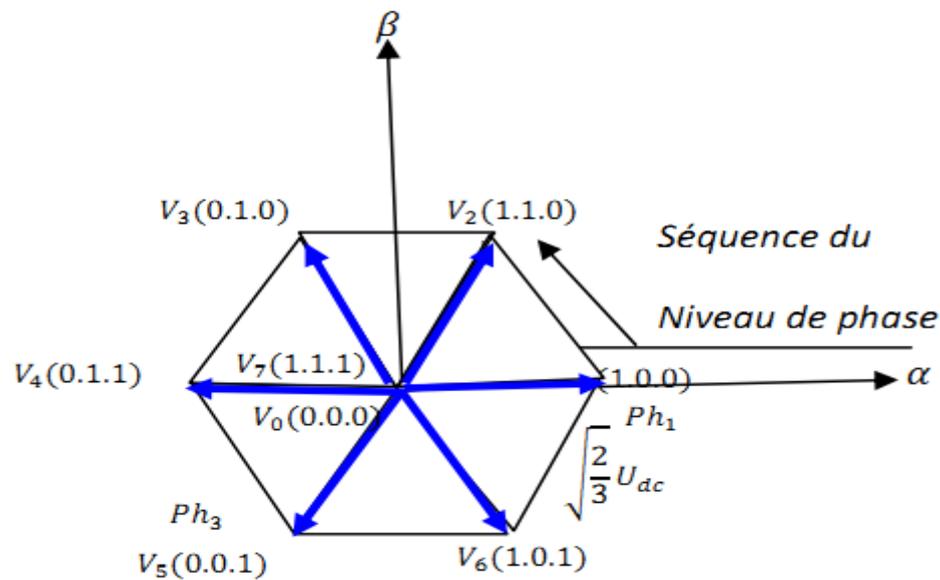


Figure (II.14) : Vecteur tension et séquences du niveau de phase d'un onduleur 2-niveaux. [47]

### II.8.3 Etude de la commande de l'onduleur

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis nécessitent un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe deux modes d'alimentation en courant ou en tension.

Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose au niveau de ses enroulements statoriques un courant ou une tension de forme et des amplitudes données. Selon l'application et les performances demandées, on choisira le type d'alimentation et par conséquent le type de contrôle à implanter. Trois structures principales peut être envisagées.

- Onduleur de courant réalisant une alimentation en courant.
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en tension.
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en courant.

Donc, il y a plusieurs méthodes pour commander les interrupteurs d'un onduleur. Dans notre travail, nous allons étudier la stratégie de contrôle de la tension par la commande MLI [33].

#### II.8.4 Stratégie de commande par MLI

Les techniques de commande MLI couramment les plus utilisées sont : la commande MLI sinus – triangle et la commande MLI vectorielle. [34]

La première commande utilise le principe d'intersection entre une porteuse triangulaire de haute fréquence et les signaux de références appelés modulatrices pour déterminer les instants de commutation. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué. En MLI symétrique, le signal de référence est constant pendant au moins une période de la porteuse. Ce qui permet de calculer facilement les instants d'intersection de la porteuse avec la modulatrice au début de chaque période de celle-ci.

Néanmoins, la MLI symétrique souffre d'une sous utilisation du bus continu. En effet la limite de fonctionnement est atteinte pour des références d'amplitude  $V=E/2$ . La

Figure (II.15) donne le schéma de principe de fonctionnement d'une telle commande.

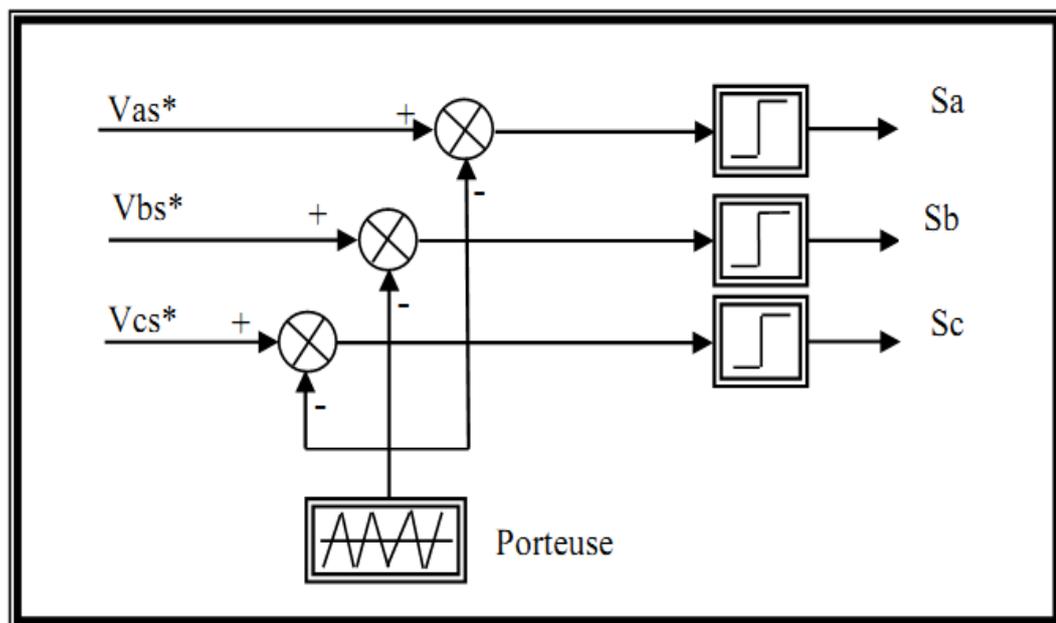


Figure (II.15) : Principe de la MLI sinusoidale triangulaire. [44]

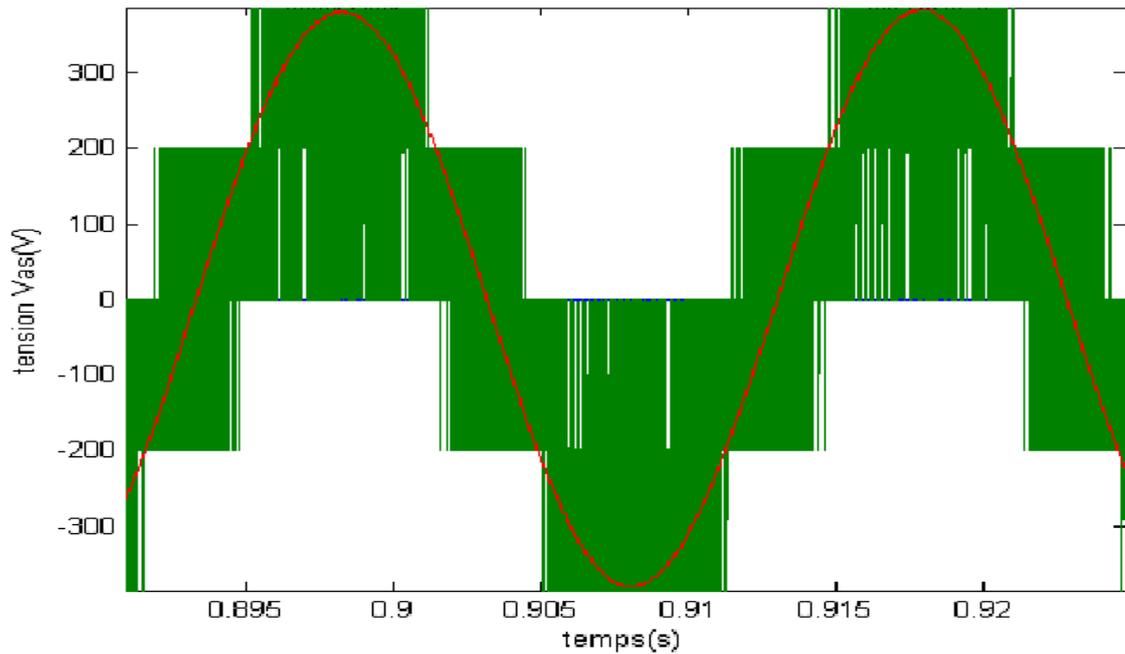


Figure (II.16) tension de la sortie de l'onduleur. [44]

#### II.8.4.1 Objectif de la Technique MLI

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.
- Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie large variable [33].

Les paramètres essentiels de MLI sont par conséquent:

- La fréquence de modulation :  $f_m$  ;
- L'indice de modulation :  $m = \frac{f_m}{f_s}$  ;

Où  $f_s$  est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur ;

- Coefficient de réglage:

$$r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}}$$

### II.8.5 Le Schéma Bloc de la MAS alimentée par onduleur de tension à deux niveaux

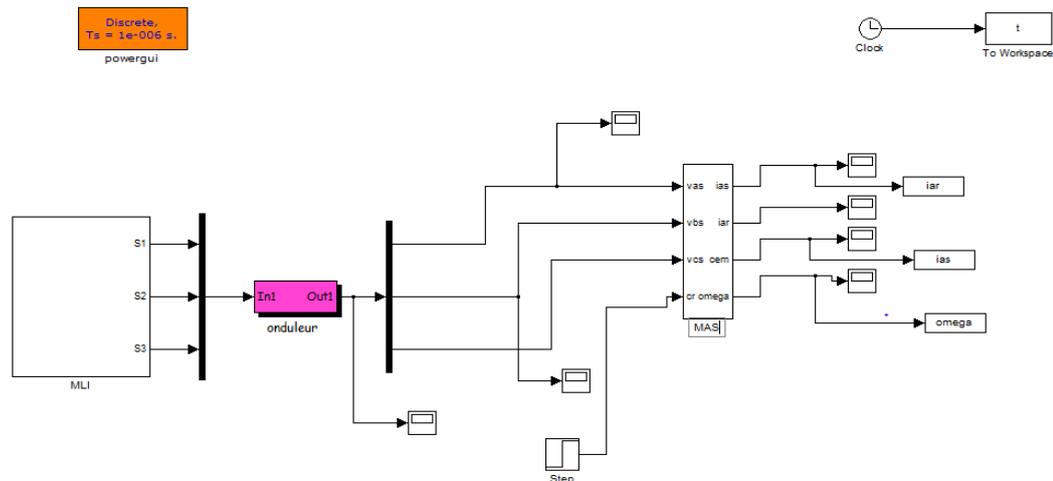


Figure (II.17) : Schéma bloc de la MAS alimentée par un onduleur triphasée à deux niveaux

Le moteur est alimenté directement par un onduleur avec :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{1200}{50}$$

$$r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} = 0.9$$

$V_{mref}$  : Amplitudes de tension de la référence.

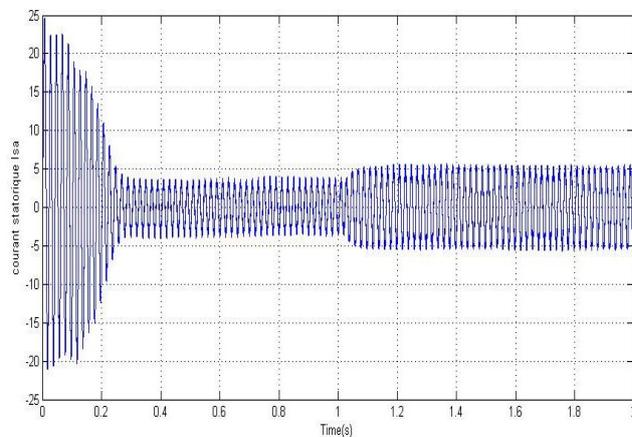
$V_{mp}$  : Amplitudes de tension de la porteuse.

$f_p$  : La fréquence de porteuse.

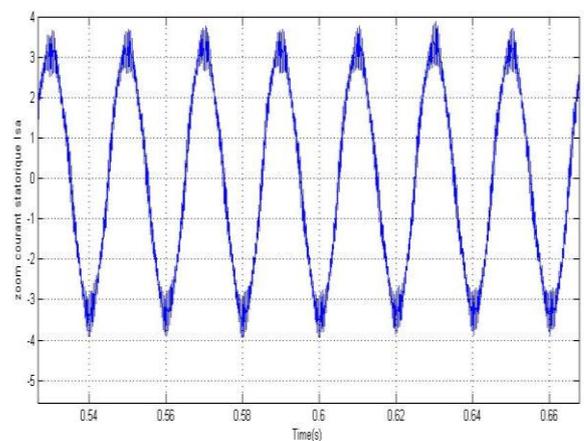
$f_{ref}$  : La fréquence de référence.

### II.8.6 Résultats de simulation

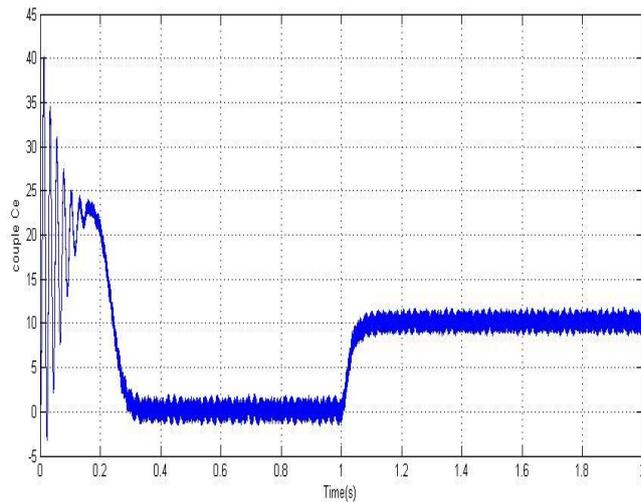
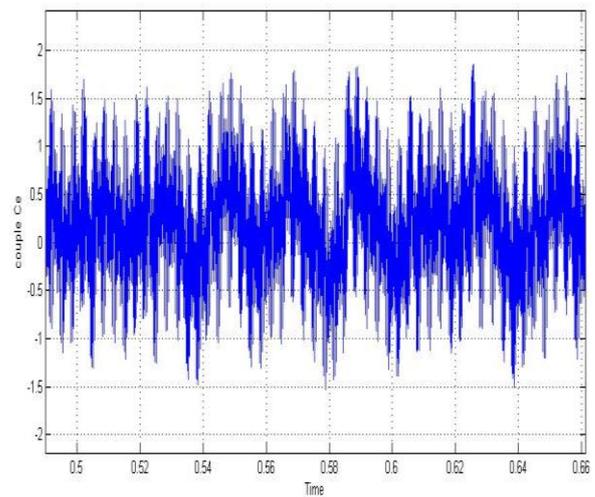
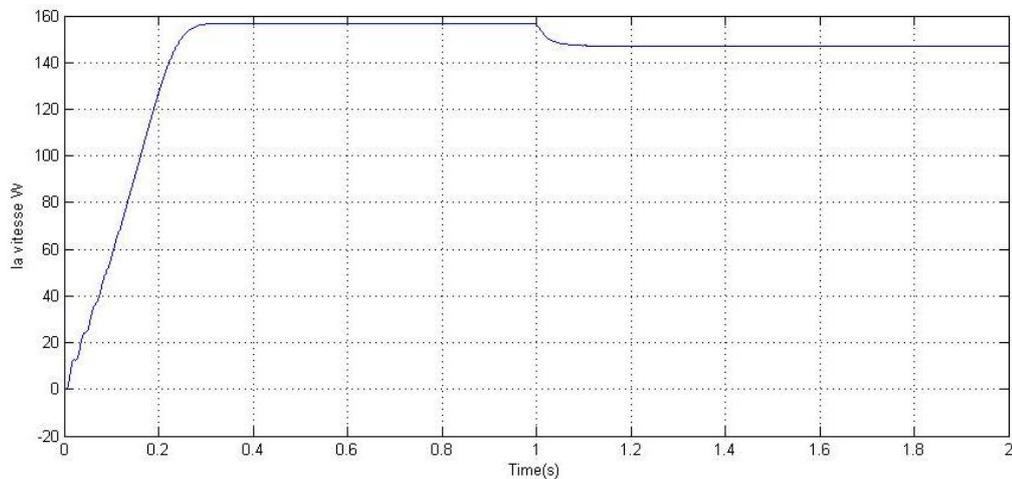
La figure (II.18) présente les résultats de simulation d'une MAS alimenté par onduleur de tension à deux niveaux



Le courant statorique Isa



zoom de courant statorique Isa en charge

Le couple électromagnétique  $C_e$  en chargeLa zoom du couple électromagnétique  $C_e$ 

La vitesse de M.AS en charge

Figure (II.18) : Caractéristiques de la machine asynchrone alimentée par onduleur à deux niveaux lors d'une application d'un couple résistant ( $C_r=10\text{Nm}$  à  $t=1\text{sec}$ )

### II.8.6.1 Interprétations des résultats

Les courbes de la figure (II.18) représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide ( $C_r=10\text{ N.m}$ ) de la machine associée à un onduleur de tension.

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

L'allure en composante du courant statorique est semblable à celle obtenue avec alimentation directe sous pleine tension,

## **II.9 CONCLUSION**

Dans ce chapitre, j'ai décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de PARK, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. L'application d'une commande MLI de l'onduleur en boucle ouverte provoque des inconvénients au fonctionnement de la machine comme les harmoniques de courant, les oscillations du couple et du flux, ce qui implique d'appliquer une commande qui sert à réaliser les exigences industrielles comme la commande DTC qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III  
**Chapitre III**  
techniques de commande  
de la machine asynchrone

### III.1 INTRODUCTION

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable.

Nous allons présenter dans ce chapitre les techniques de commande permettant de faire varier la vitesse des machines asynchrones à cage.

De part sa structure, la machine à cage d'écurueil possède un défaut important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple.

Il est donc logique de dire que toute commande de ce moteur ne peut se faire qu'à travers la variation des paramètres de l'onde tension (alimentation en tension) ou de l'onde courant (alimentation en courant).

Ces variateurs peuvent être divisé en deux groupes : [35]

- Variateurs de vitesse à fréquence constante
- Variateurs de vitesse à fréquence variable

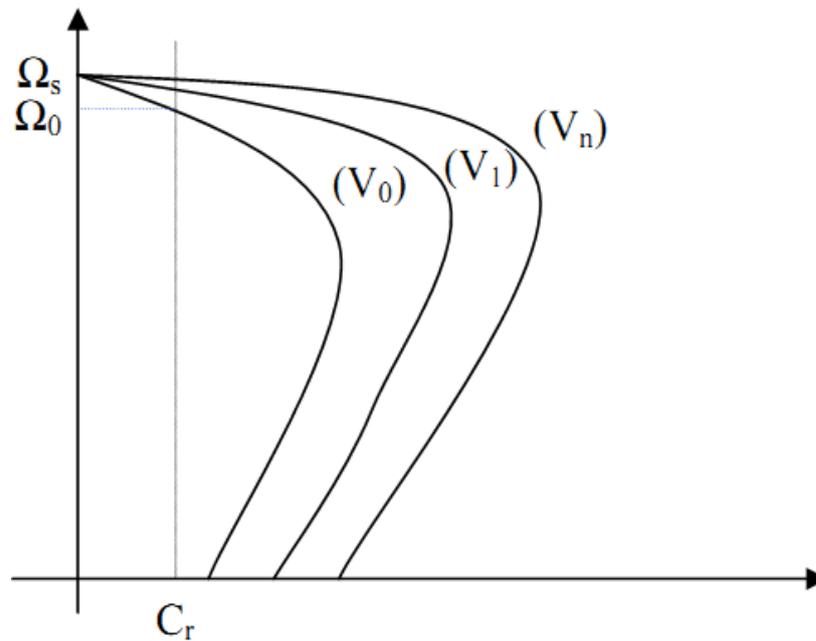
Le contrôle de la vitesse à fréquence statorique constante est obtenu par la variation de l'amplitude de la tension d'alimentation (ou du courant).

Les variateurs de vitesse à fréquence variable sont divisés en trois groupes :

- Le contrôle scalaire qui consiste à varier l'amplitude de la tension ou du courant et la fréquence statorique dans un rapport constant.
- Le contrôle vectoriel, plus complexe à réaliser que le précédent, nous donne des performances élevées à la machine asynchrone. Cette technique est basé sur le contrôle soit des deux composantes de la tension (ou du courant) liée à un repère tournant, soit le sur le contrôle de l'amplitude de la tension et l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique.
- Le contrôle direct du couple et du flux (DTC) qui sera présenté dans le chapitre qui suit.

### III.2 VARIATION DE LA TENSION STATORIQUE

L'équation (II.12) nous donne les caractéristiques couple/vitesse de la machine asynchrone. La figure suivante représente les caractéristiques électromécaniques d'une machine asynchrone pour trois valeurs de la tension.



Figure(III.1) : caractéristique couple/vitesse pour différentes tensions d'alimentations. [46]

La figure (III.1) montre qu'une diminution de la tension à couple résistant constant provoque une diminution de la vitesse, mais aussi une diminution du couple maximal.

Cette technique présente beaucoup d'inconvénients : [21]

- Limitation de la plage de réglage
- Diminution du flux et augmentation du courant statorique, ce qui provoque une augmentation des pertes Joules
- Diminution de la tenue en couple, ce qui nécessite un surdimensionnement de la machine
- Les caractéristiques ne sont pas parallèles, ce qui est néfaste pour le réglage de la machine
- Rendement faible

De plus, la variation de la tension est généralement obtenue par un gradateur générant beaucoup d'harmoniques sur le réseau et sur la machine. Cela pose de gros problème de compatibilité électromagnétique.

### III.3 COMMANDE SCALAIRE DES MACHINES ASYNCHRONES

Cette commande, connue sous le nom de loi "U/f" détermine, selon les équations du régime permanent, en fonction de la fréquence de fonctionnement désirée la valeur de la tension à imposer aux bornes du stator de la machine pour maintenir le flux statorique constant.

Dépendent de l'actionneur utilisé pour alimenter la machine, les auteurs divisent la commande scalaire en deux types, un se nomme " la commande en courant ", pour les machines

entraînées par des onduleurs en courant (généralement de fortes puissances) et l'autre, qui est le plus utilisé, nommer " la commande en tension ", connait aussi sur le nom " commande en V/f ", pour les machines entraînées par des onduleurs en tension (sont généralement de moyennes et de faibles puissances). Pour expliquer le principe de la commande scalaire on fait appel à la modélisation de la machine en régime permanent.

Son principe est de maintenir ( $V/f=constant$ ) se qui signifie garder le flux constant le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement.

En effet d'après le modèle établi en régime permanent le couple maximum de la machine est proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique :

$$\text{Le couple maximum s'écrit : } C_{max} = \frac{3p}{2N_r} \left( \frac{V_s}{\omega_s} \right)^2$$

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} = \text{cts.}$$

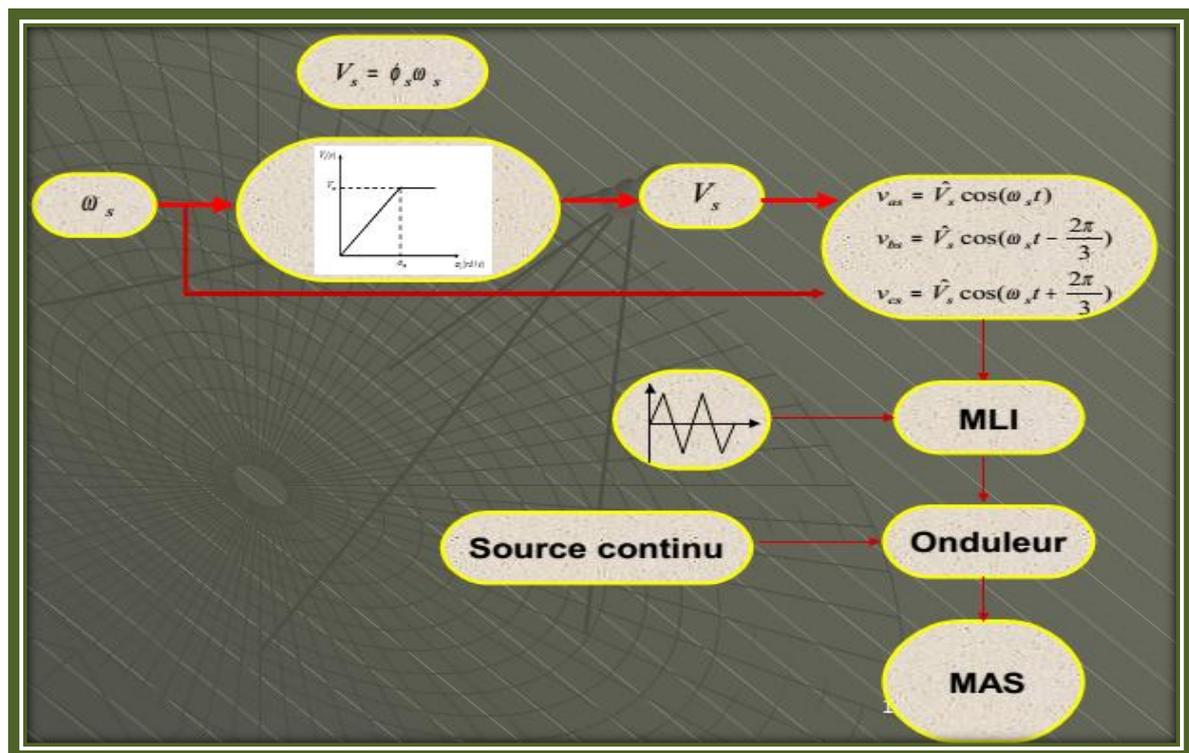


Figure (III.2): Modèle de la machine asynchrone en régime permanent [48]

Quand la fréquence dépasse la fréquence nominale on est en régime de défluxage (survitesse) la machine entre dans l'état de saturation à cause de la tension saturé et ceci provoque une diminution du rapport ainsi que le couple produit par la machine.

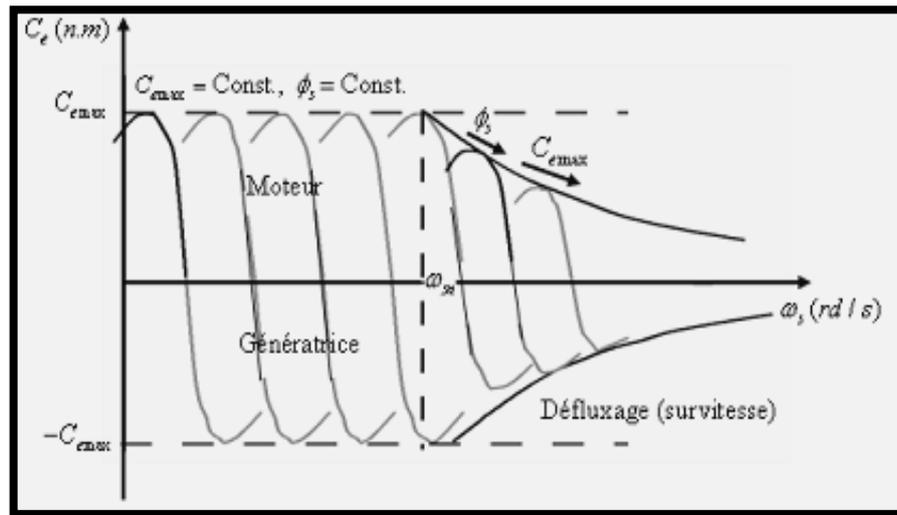


Figure (III.3) : variation du couple électromagnétique en fonction de la  $\omega_s$  [48]

Et quand la fréquence est faible l'équation ( $\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} = \text{cts}$ ) n'est pas valable car la chute de tension statorique (tension ohmique) est importante n'est plus négligeable.

Pour éliminer ce problème il faut compenser cette chute ohmique par une augmentation de l'amplitude des tensions statoriques pour les faibles valeurs.

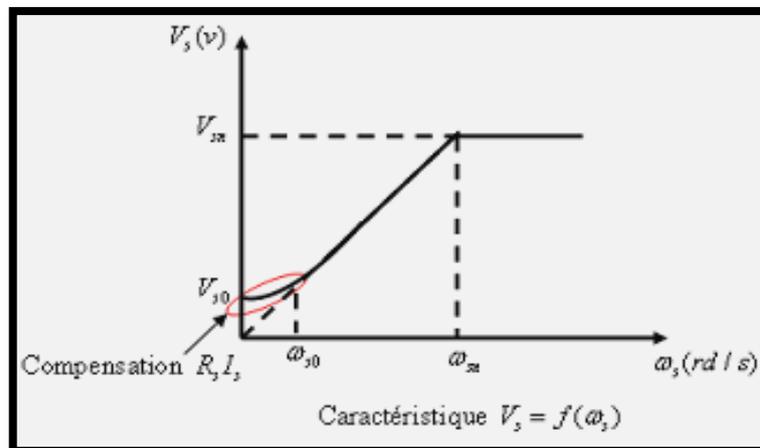


Figure (III.4) courbe représente la compensation de chute ohmique [48]

### III.3.1 COMMANDE SCALAIRE EN TENSION

#### III.3.1.1 Principe

Cette technique de commande est basée sur le schéma équivalent du moteur asynchrone (voir Figure(II.3)) et l'équation donnant le couple électromagnétique (II.12).

$$C_e = \frac{3p}{\omega_s} V_E^2 \frac{\hat{R}_r/g}{(\hat{R}_r/g)^2 + (L_r \omega_s)^2} \tag{III.1}$$

La valeur maximale du couple est donnée par :

$$C_{emax} = \frac{3p}{2L_r} \left( \frac{V_E}{\omega} \right)^2 \quad (\text{III.2})$$

Si on a accès aux réglages de la fréquence et la valeur efficace de la tension  $V_E$  , on peut alors régler le rapport  $\frac{V_E}{\omega} = \text{constante}$  ainsi que le couple maximal.

$C_e = \text{constante}$

De façon plus fine, si l'on souhaite maîtriser le contrôle du couple en régime permanent de la machine, il faudra imposer  $\frac{V_E}{\omega} = \text{constante}$ .

Le schéma ci-dessous propose une structure de commande scalaire en tension du moteur asynchrone. [22]

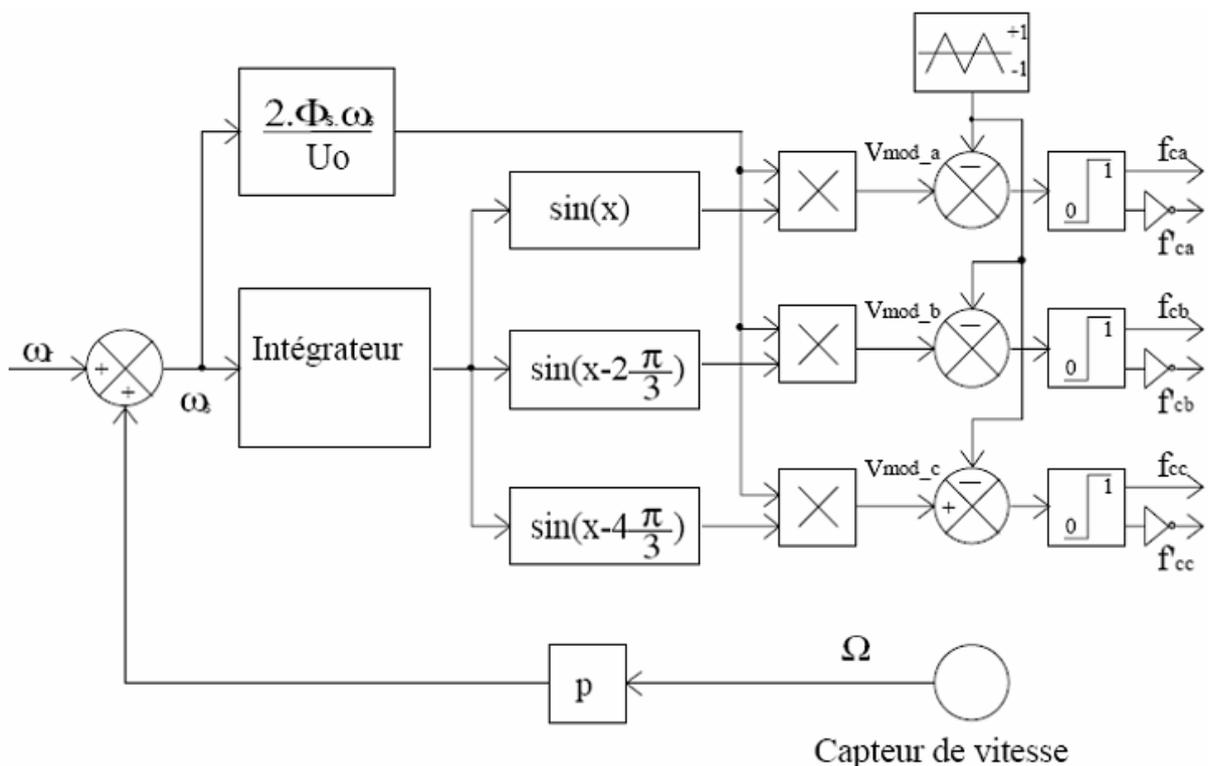


Figure (III.5) : Schéma de principe de la commande scalaire en tension [46]

Le moteur est piloté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion. Un capteur de vitesse permet d'accéder à la grandeur  $\Omega$ , couple

$\omega_s$  permet de fournir une consigne de tension  $V_s$  pour l'onduleur :  $V_s = K\omega_s$

Cette conception de contrôle est basée sur l'élaboration de  $V_s$ , alors que c'est  $V_E$  qui serait nécessaire. Mais  $V_E$  n'est pas une grandeur accessible.

Ces deux grandeurs différentes toutefois assez peu dans le cas où l'on peut négliger la chute de tension.  $R_s I_s$ .

Ceci est le cas à vitesse assez proche de la vitesse nominale, mais ça n'est plus vrai aux faibles vitesses car  $R_s I_s$  ne peut plus être négligé.

Pour prendre en compte cette chute de tension, on fait recours à un ajustage manuel ou automatique. Pour prendre en compte cette chute de tension, on fait recours à un ajustage manuel ou automatique. [36]

L'ajustage manuel qui consiste à adopter une loi tension/fréquence avec augmentation fixe de la tension à basse fréquence. Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé à basse vitesse, mais présente l'inconvénient de maintenir un couple élevé dans le moteur à vide avec risque de saturation et de surcharge.

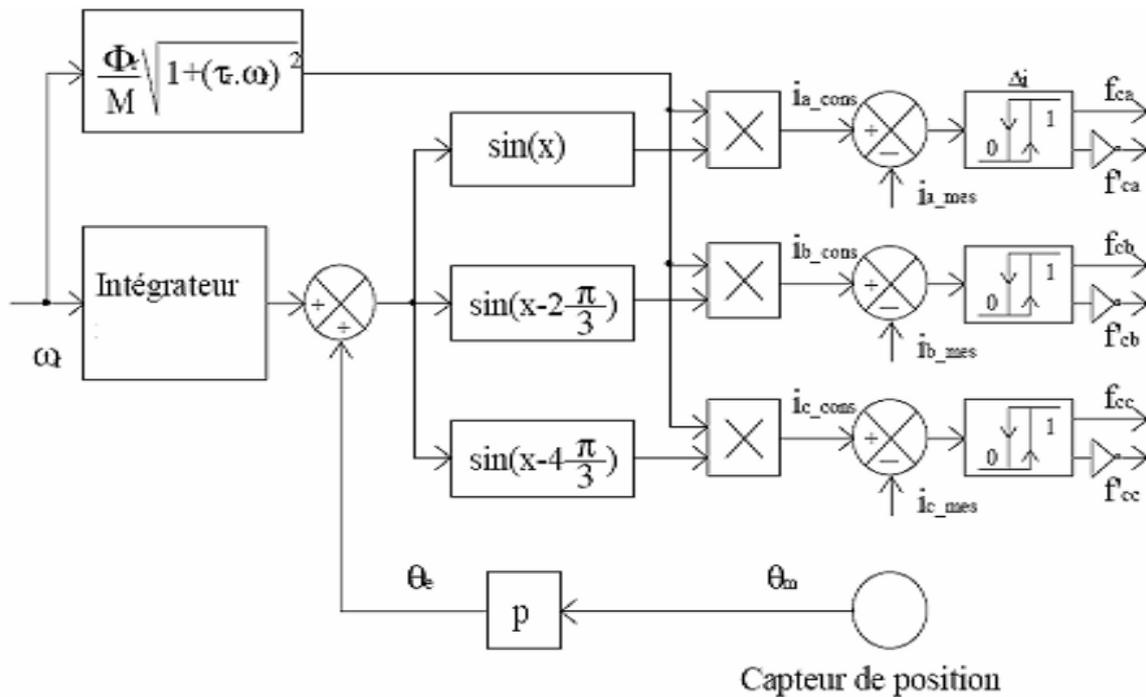
L'ajustage automatique qui consiste à délivrer au moteur une tension avec compensation automatique de la chute de tension.  $R_s I_s$ .

A une vitesse donnée, la tension fournie au moteur varie en fonction de la charge. Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé, à basse vitesse, tout en ayant un courant faible à vide. Par contre, il présente l'inconvénient d'un temps de réponse plus lent.

### **III.3.2 COMMANDE SCALAIRE EN COURANT**

#### **III.3.2.1 PRINCIPE**

Le principe de la commande scalaire en courant est montré sur la figure suivante :



Figure(III.6) : Schéma de commande en courant [46]

### III.3.3 Stratégies de commande

La variation de vitesse d'une machine asynchrone est obtenue par le réglage de la fréquence d'alimentation. La fréquence de commutation du convertisseur statique assurant l'alimentation de la machine est asservie à la vitesse du rotor. De plus, les impulsions des convertisseurs sont synchronisées sur la position du rotor.

Cela assure la stabilité et donne à l'ensemble du système convertisseur-machine, un fonctionnement proche de celui d'une machine à courant continu.

La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/générateur dans les deux sens de rotation)

\*Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). Elle peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.e.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors.

\*L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe  $T_e(\theta_m)$  de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les

ondulations de couple (la superposition des courbes  $T_e(\theta_m)$  lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

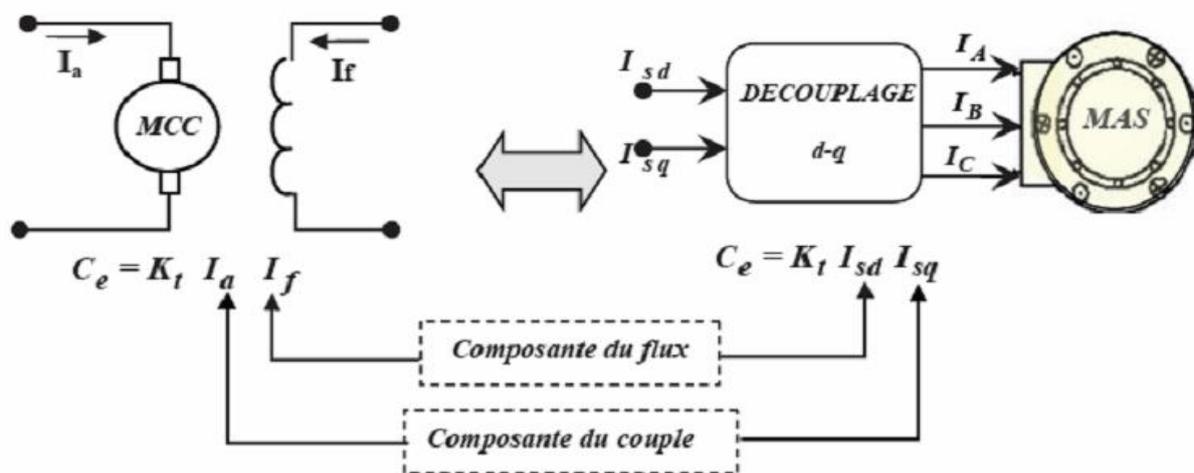
\*Le contrôle du couple est directement lié à celui des courants. Les alimentations en tension (et donc les cyclo convertisseurs) peuvent être associées à des régulations de courant effectuées par des comparateurs à hystérésis ou par des régulateurs linéaires. Les interrupteurs sont commandés de manière à assurer les courants désirés dans les phases de la machine.

\*Lors de l'utilisation d'un comparateur par hystérésis, la fréquence de commutation est libre, elle est fixée par la charge. Ce mode de contrôle assure un excellent suivi des consignes mais génère un large spectre de bruits et des pertes.

Le contrôle par régulateur linéaire et MLI est plus délicat. Mais l'utilisation des techniques modernes de commande et l'amélioration des convertisseurs (augmentation de la fréquence de travail) améliorent notablement ses performances.

### III.4 COMMANDE VECTORIELLE

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone Comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (courant d'excitation) et celle liée au couple (courant d'induit).



Figure(III.7) : Schéma de principe du découplage de la MAS par analogie du MCC [46]

Ce découplage permet d'obtenir une réponse plus rapide du couple. [37], [29]

Cette commande est basée sur l'orientation de l'un des flux, rotorique, stator d'entrefer. En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe d-q que l'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\phi_d = \phi$$

$$\phi_q = 0$$

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

En imposant,  $\phi_{qr} = 0$

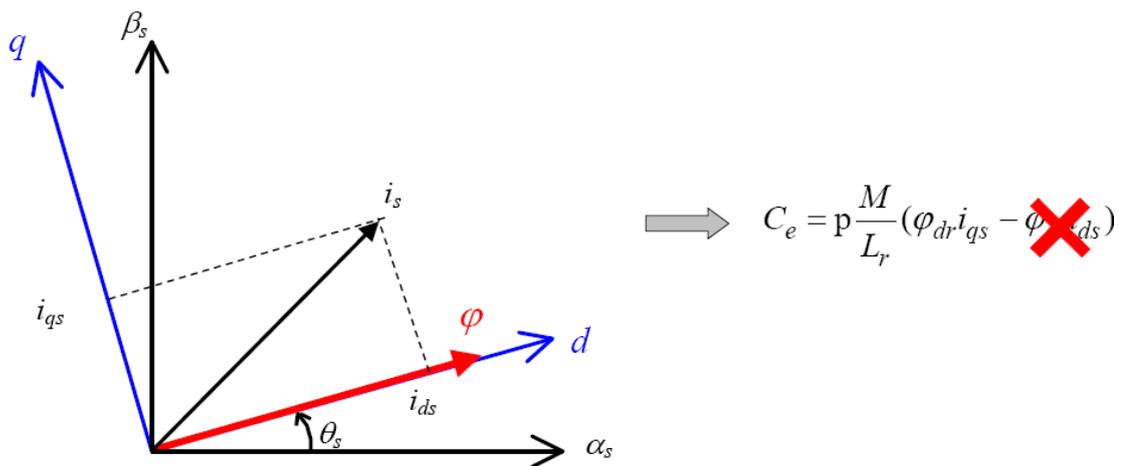


Figure (III.8) Principe du contrôle vectoriel [45]

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant s'écrivent :

$$\phi_r = \phi_{dr} \quad (III.3)$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (III.4)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (III.5)$$

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M_{sr} I_{ds} \quad (III.6)$$

$$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \phi_r} I_{qs} \quad (III.7)$$

$$C_e = p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r I_{qs} \quad (III.8)$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$V_{ds} = (R_s + p\sigma L_s) I_{ds} + p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \quad (III.9)$$

$$V_{qs} = (R_s + p\sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{ds} \quad (III.10)$$

$$\Phi_r = \frac{M_{sr}}{1+T_r p} I_{ds} ; \Phi_r = M_{sr} I_{ds} \text{ en régime permanent} \quad (\text{III.11})$$

$$\omega_r = \frac{M_{sr}}{T_r \Phi_r} I_{qs} \quad (\text{III.12})$$

Il existe des méthodes de commande vectorielle directe et indirecte. Dans la commande directe, l'angle de Park  $\theta_s$  est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique  $\omega_r$ .

En ce qui concerne la méthode directe, l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

La commande est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux. Le flux est imposé dans ce cas par  $I_{ds}$ , de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation :

$$\theta_s = \int_0^t (p\Omega + \frac{I_{qs}^*}{T_r I_{ds}^*}) dt \text{ où } I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M_{sr}} \quad (\text{III.13})$$

#### III.4.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode a été proposée par Blaschke et rendue publique vers 1970 (Feedback control), est basé sur la connaissance du module du flux rotorique et de sa position, Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur.

Dans les travaux de Blaschke, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet hall logées dans le bobinage statorique.

Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directe et transverse du courant au repère fixe. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine.

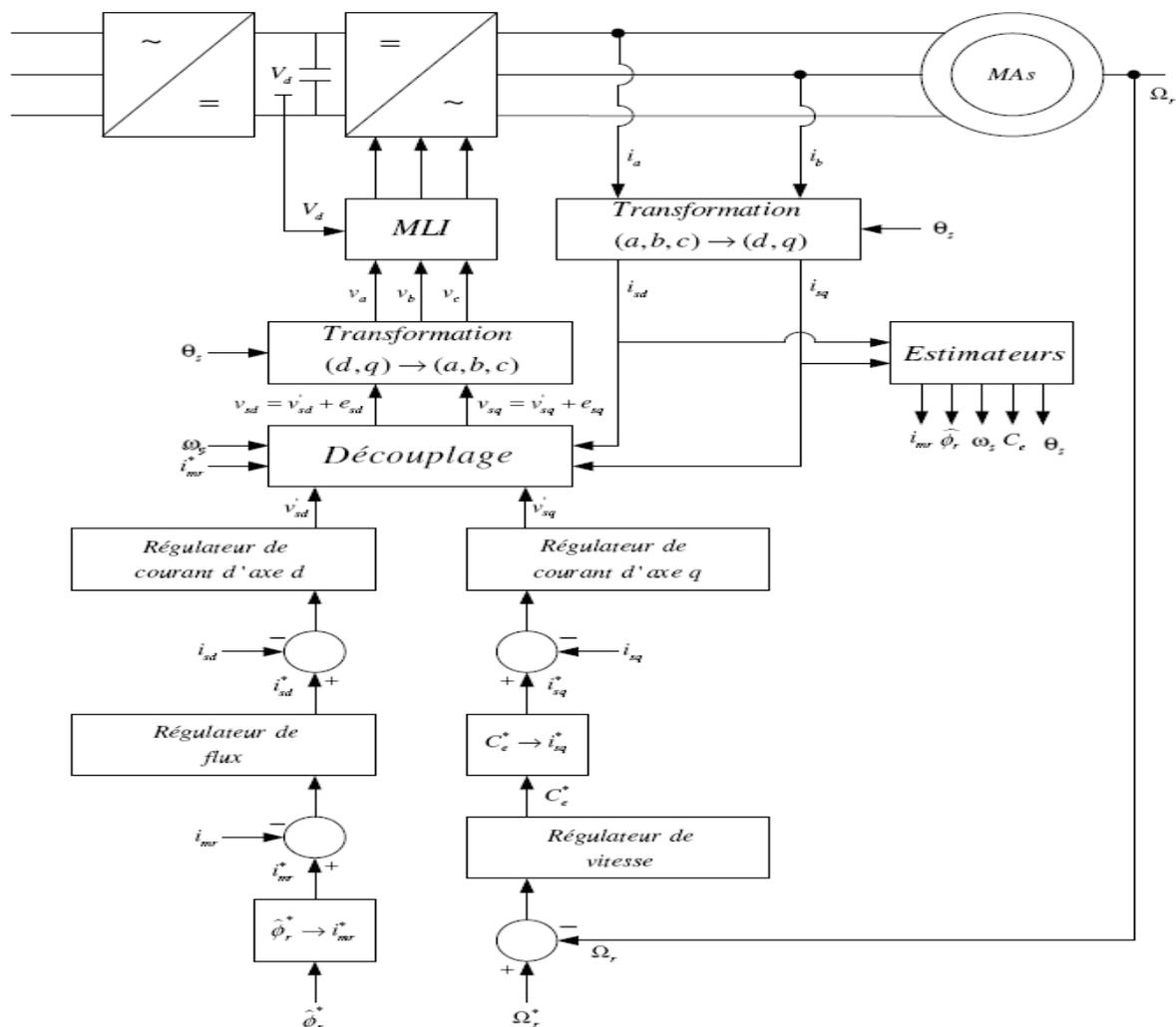
Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur sa robustesse (nécessité de moteurs asynchrones spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température).

Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur. On peut en concevoir de très nombreuses variantes selon le mode d'alimentation de la machine et le référentiel choisi.

Le schéma que nous proposons (Figure II.8) est une commande vectorielle de type direct : Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux [38]. Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique déterminés précédemment. Cette commande se compose de quatre régulateurs de type PI répartis en deux boucles de contrôle rendues indépendantes l'une de l'autre par découplage.

La première boucle agit sur le flux et se compose du régulateur de flux ainsi que d'une boucle interne de courant dont le correcteur PI agit sur le courant statorique d'axe d ( $i_{sd}$ ).

La seconde boucle agit quant à elle sur le couple et se compose du régulateur de vitesse et d'une boucle interne de courant dont le correcteur PI agit sur le courant statorique d'axe q ( $i_{sq}$ ).



Figure(III.9) : Commande vectorielle directe d'une machine asynchrone [45]

### III.4.2 Commande vectorielle indirecte

Le contrôle indirect, proposé par HASSE (*feedforward control*), utilise un modèle inverse déduit du modèle de la machine exprimé dans le repère du flux rotorique.

Dans ce cas précis et si la machine est contrôlée en courant, le découplage est obtenu par le fait que le flux et le couple moteur sont contrôlés indépendamment par les composantes du vecteur statorique.

On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante  $i_{ds}$ , constante. C'est-à-dire de fixer sa référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant  $i_{ds}$ , s'occupe de maintenir le courant  $i_{ds}$ , constant et égal à la référence  $i_{ds}^*$  ( $i_{ds}^* = i_{ds} \text{ Référence}$ ).

Le flux étant constant dans la machine on peut imposer des variations de couple en agissant sur le courant  $i_{qs}$

Si l'on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence courant  $i_{qs}^*$  positive. Le régulateur du courant  $i_{qs}$  va imposer ce courant de référence à la machine. D'où un couple positif.

On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant  $i_{qs}^*$  en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse. C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc  $i_{qs}^*$ ) puisqu'il agira au mieux de manière à asservir la vitesse à une vitesse de consigne  $\Omega^*$ .

La (Figure II.9) résume cette régulation puisqu'elle représente le schéma de contrôle vectoriel de la machine asynchrone avec une régulation de vitesse et la régulation des deux courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ . Ces deux courants sont régulés par deux boucles de courants dont les sorties sont les tensions de références  $v_{ds}^*$  et  $v_{qs}^*$  dans le repère  $dq$ .

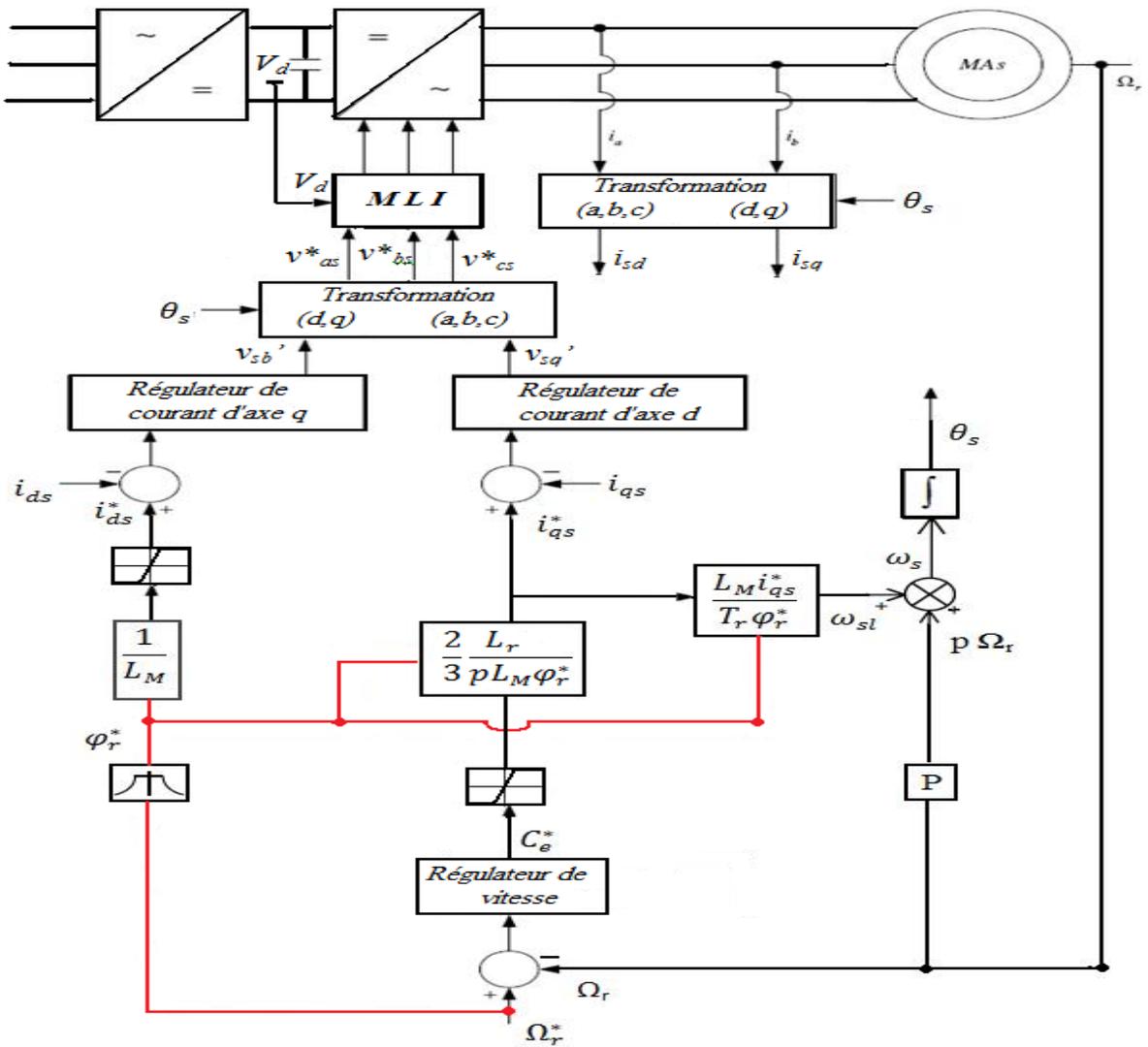


Figure (III.10) : Commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone [45]

### III.5 La commande directe du couple(DTC)

La commande directe du couple (en anglais, Direct Torque Control (DTC)) des machines asynchrones est une technique de plus en plus utilisée pour la commande de l'association onduleur de tension Elle est basée sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI), et sur un découplage du flux et du couple moteur. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur [20].

Dans le chapitre suivant, on va détailler cette technique de commande

### III.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord rappelé les principales commandes utilisées pour la machines asynchrone, on a présenté la commande scalaire, vectorielle et DTC.

La variation de la fréquence permet au moteur asynchrone de fonctionner au-delà de sa vitesse nominale mais cela diminue le couple maximale. La commande scalaire permet de surmonter ce problème en gardant le couple maximale constant. Cette technique, bien qu'elle présente des inconvénients , elle ne permet pas un contrôle dynamique du couple surtout en basse fréquence. La commande vectorielle présente des performances dynamiques et statiques très élevées mais elle présente l'inconvénient majeur d'être sensible aux variations paramétriques de la machine ce qui dégrade la robustesse du modèle de commande.

La commande directe du couple qu'on va étudier par la suite elle ne nécessite pas d'effectuer un découplage entre flux et couple.

# Chapitre IV

## Commande directe du couple (DTC)

## IV.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 [39].

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

## IV.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 [39].

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 [40]:

- 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.

### IV.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 ( $\alpha, \beta$ )

$$\frac{d}{dt} \phi_s = V_s - R_s i_s \quad (\text{IV.1})$$

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 (IV.2) [41]:

$$\phi_s(T_e) \approx \phi_s(0) + V_s T_e \longrightarrow V_s T_e \approx \Delta \phi_s \quad (\text{IV.2})$$

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 imposé par l'onduleur de tension à la machine figure (IV-1) [42].

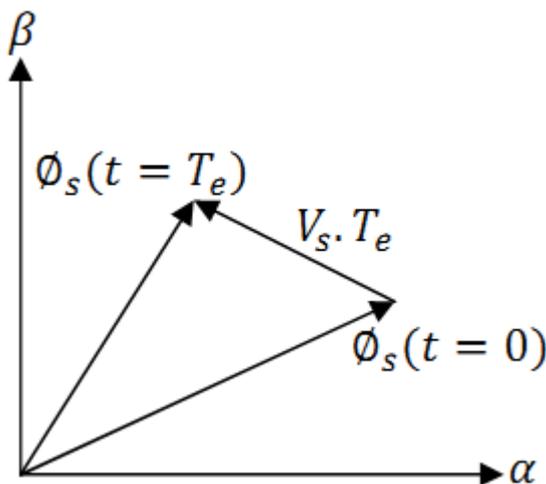


Figure (IV.1) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique [47]

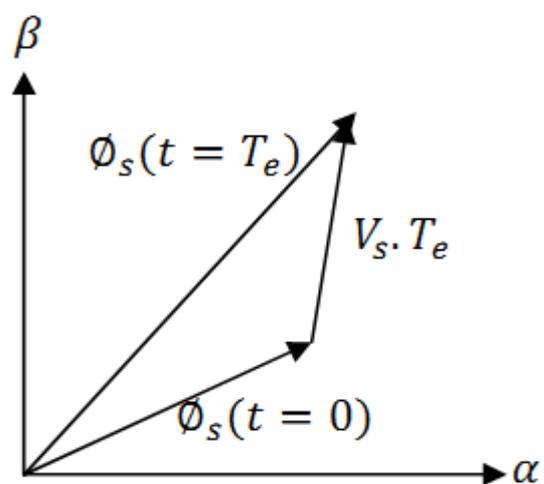


Figure (IV.2) : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique [47]

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 appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (IV.1) et (IV.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 (IV.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.

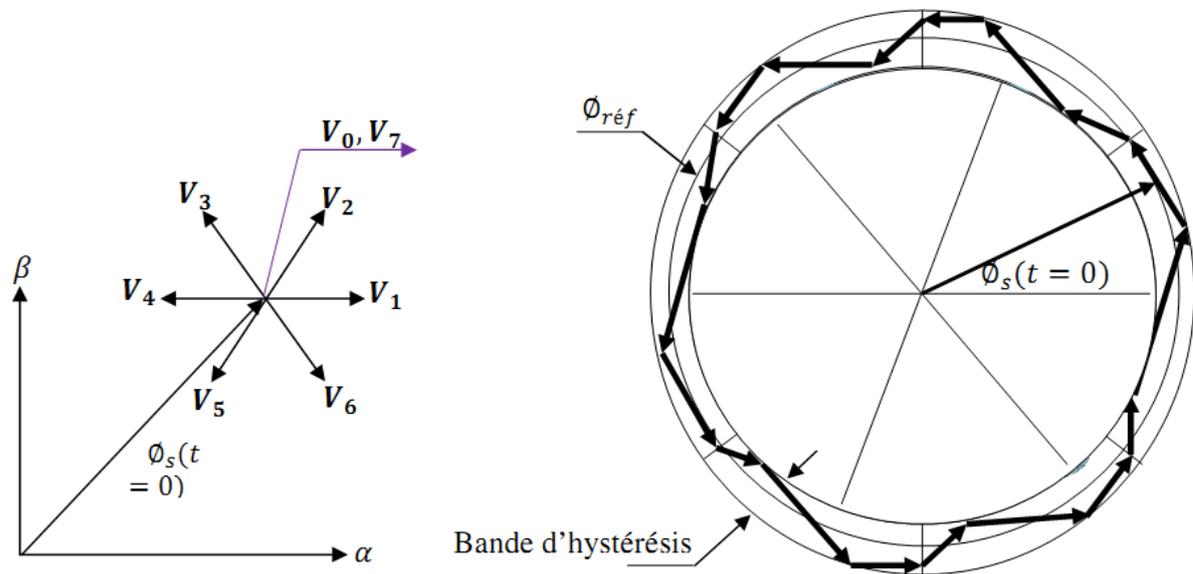


Figure (IV.3) : Trajectoire du flux statorique [47]

## IV.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 [42] :

$$C_{em} = k \cdot \Im_m[\Phi_s, \Phi_r^*] \quad (IV.3)$$

K est une constante dépendant des paramètres de la machine,

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

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

$$\begin{cases} \Phi_s = [\Phi_s, \theta_r] = \Phi_{s0} \cdot e^{j\theta_{s0}} \\ \Phi_r = [\Phi_r, \theta_r] = \Phi_{r0} \cdot e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Où  $\Phi_{s0}$  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  $\phi_{sref}$ , on obtient :

$$C_{em} = K. \phi_{sref} \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (IV.6)$$

Avec :

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

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

$$\phi_s = \phi_{sref} \cdot e^{j \cdot (\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (IV.8)$$

Ou :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \quad (IV.9)$$

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

De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\phi_r = (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) \cdot e^{j \cdot (\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (IV.10)$$

Avec :

$$\Delta\phi_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma \quad (IV.11)$$

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 :

$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (IV.12)$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur la figure (IV. 4) et (IV. 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.

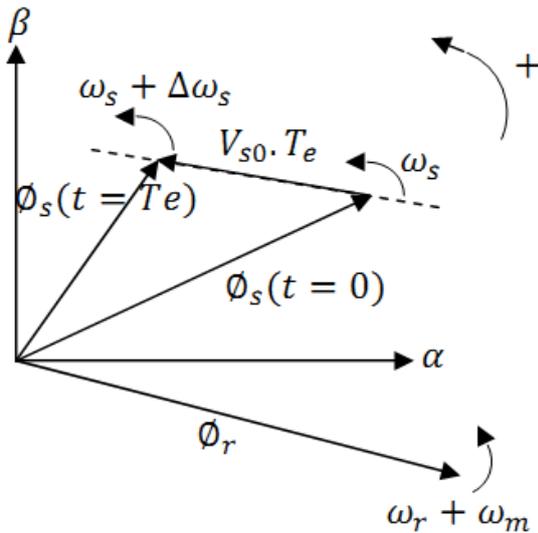


Figure (IV.4) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation. [47]

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

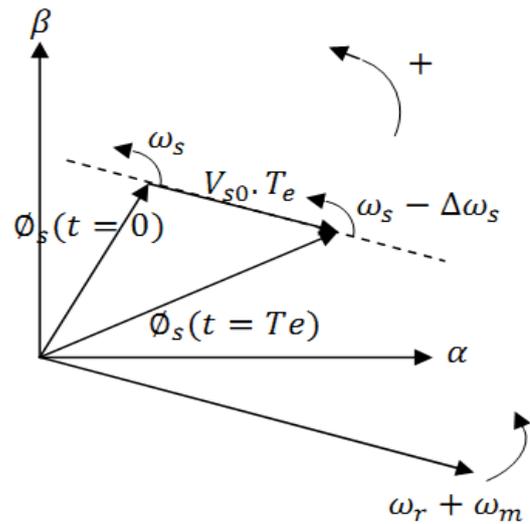


Figure (IV.5) : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation. [47]

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

### IV.2.3 Sélection vecteur de tension $V_s$

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire [40]. 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 [32].

Le choix du vecteur tension  $\bar{V}_s$  dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique  $\bar{\phi}_s$ , de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de  $\bar{\phi}_s$  dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [39].

La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée 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  $\bar{V}_{i+1}$  est sélectionné, alors les amplitudes du flux et du couple croissent.

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

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

Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné ; alors les amplitudes du flux et du couple décroissent.

Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  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 [39].

Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (IV .6).

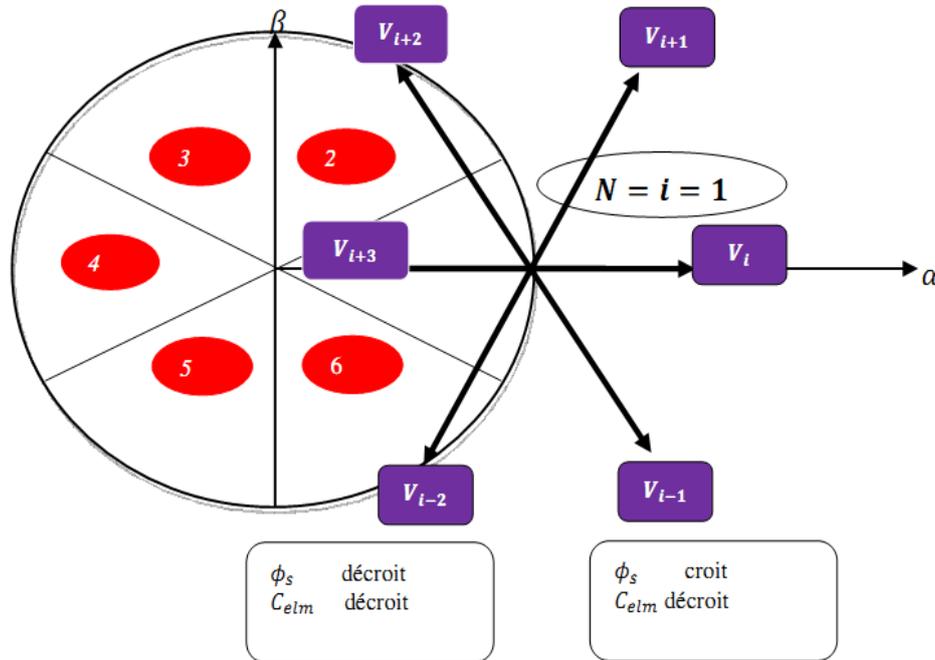


Figure (IV .6) : Sélection du vecteur tension selon la zone  $N = i$ . [47]

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  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\phi}_s$ , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inversé. Tandis qu'aux vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\phi}_s$  au début de la zone  $i$  alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [43]. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_i$  et  $\bar{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de  $\bar{\phi}_s$  dans la zone.

#### IV.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 [39]:

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

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

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.

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

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

Le module du flux statorique s'écrit:

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

La zone dans la quelle se situe le vecteur flux  $\phi_s$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ .

L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur  $\overline{\phi_s}$  est égale :

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

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.

#### IV.2.5 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme suivante :

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

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  $I_{s\beta}$ .

## IV.2.6 Elaboration des contrôleurs

### IV.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 comme le montre la figure (III.7), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de  $\overline{\phi}_s$ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $cflx = 1$ ) 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.

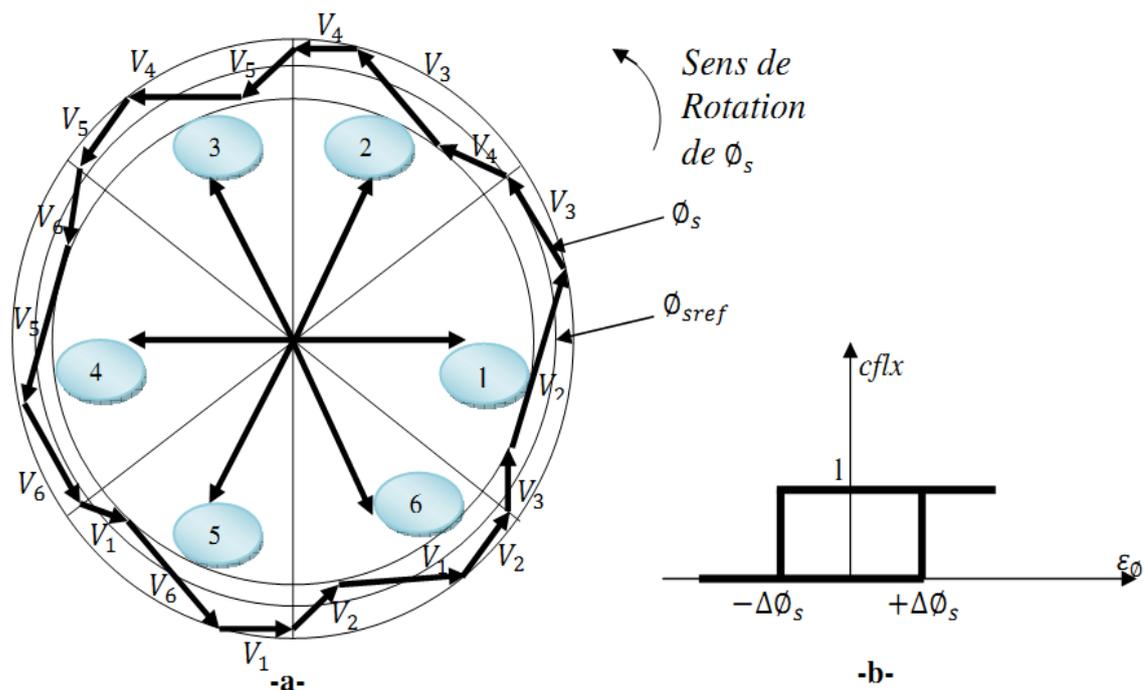


Figure (IV.7) (a) : Sélection des vecteurs  $V_s$  correspondant au contrôle de l'amplitude  $\overline{\phi}_s$

(b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux. [47]

### IV.2.6.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $|C_{e_{ref}} - C_{em}| < \Delta C_e$ , avec  $C_{e_{ref}}$  la référence de couple et  $\Delta C_e$  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.

### IV.2.6.3 Contrôleur du couple à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\Phi_s$ , 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  $\Phi_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [39].

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 [39].

### IV.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 ( $ccpl = 0$ ).

La figure (III.8) 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  $C_{ref}$ .

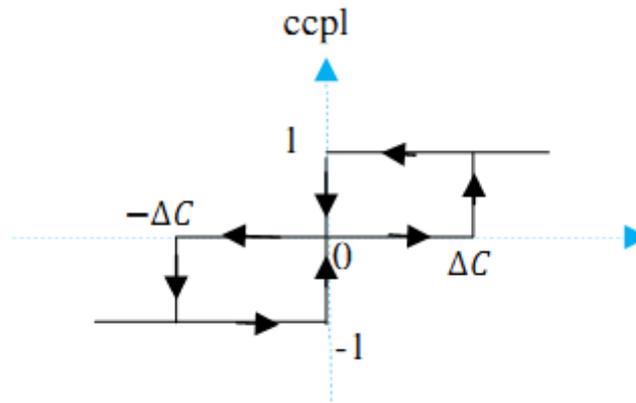


Figure (IV.8) : correcteur du couple à trois niveaux [47]

### IV.2.7 Elaboration de la table de commande

La table de commande est constituée en fonction de l'état des variables cflx et ccpl et de la zone  $N_i$  de position de  $\theta_s$ . elle se présente donc sous la forme suivante :

Tableau (IV.1): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux et trois Niveaux.[47]

Couple	N Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur			
Ccpl=1	Cflx=1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 Niveaux	3 Niveaux		
	Cflx=0	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$				
Ccpl=0	Cflx=1	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$				
	Cflx=0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$				
Ccpl= -1	Cflx=1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$				
	Cflx=0	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$				

### IV.2.8 Structure générale du contrôle direct du couple

La structure générale d'une commande par DTC appliquée à la machine asynchrone est représentée par la figure suivante :

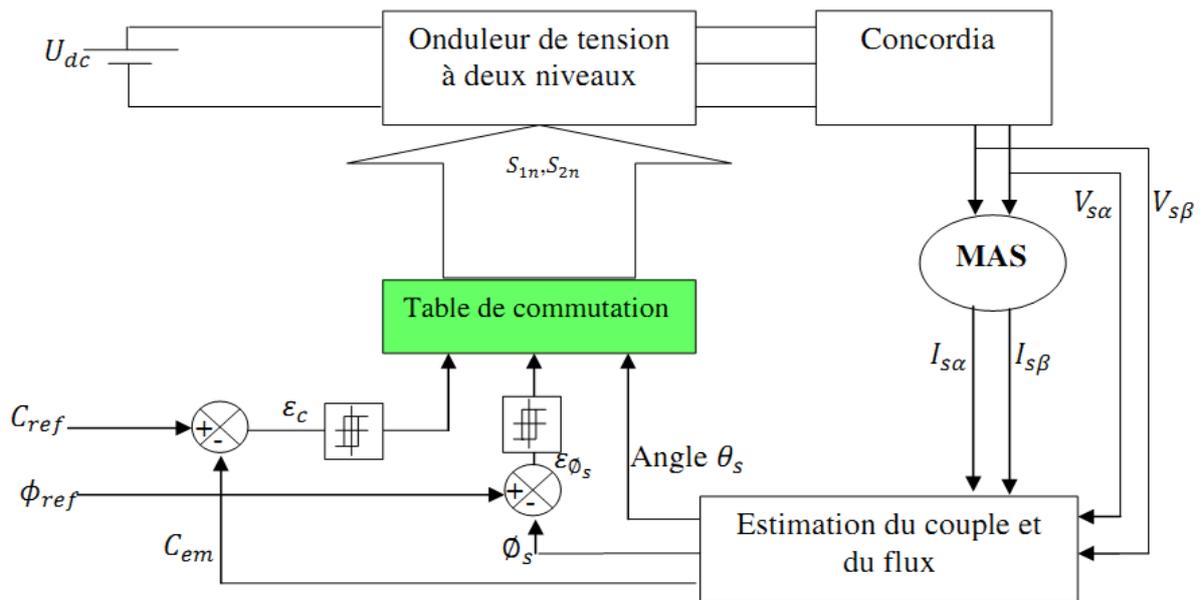


Figure (IV.9) : schéma de contrôle direct du couple pour un onduleur à deux niveaux [47]

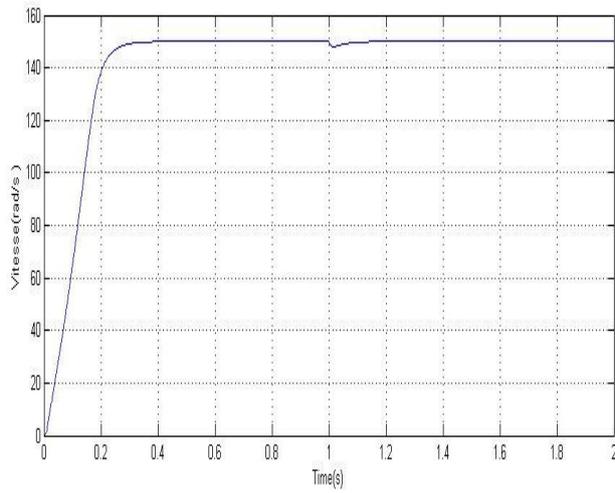
### IV.3 Résultats de Simulation :

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée au modèle de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveau pour une table de commutation à deux niveaux du correcteur du couple et du flux statorique avec des vecteurs tension actifs. nous avons effectué la simulation de cette commande pour le régime linéaire.

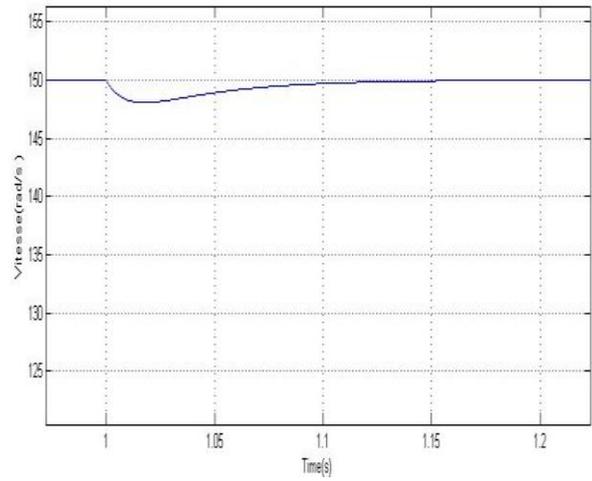
#### IV.3.1 Essai en Fonctionnement nominal

On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence (vitesse nominale) sans dépassement avec un temps de réponse égale à 0.25s et se rétablit de nouveau lors de l'application du couple de charge. Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence avant et après l'application du couple de charge, sans aucun dépassement, mais avec des ondulations causées par les régulateurs à hystérésis,. Le courant statorique «  $I_{as}$  » a une allure sinusoïdale avec une augmentation observée lors de l'application du couple de charge, les flux  $\phi_{\beta s} = f(\phi_{\alpha s})$  présentent une forme circulaire, ce qui vérifie le but du comparateur à hystérésis qui permet aussi d'avoir un flux statorique de module constant égal à 1Wb pour tous les modèles.

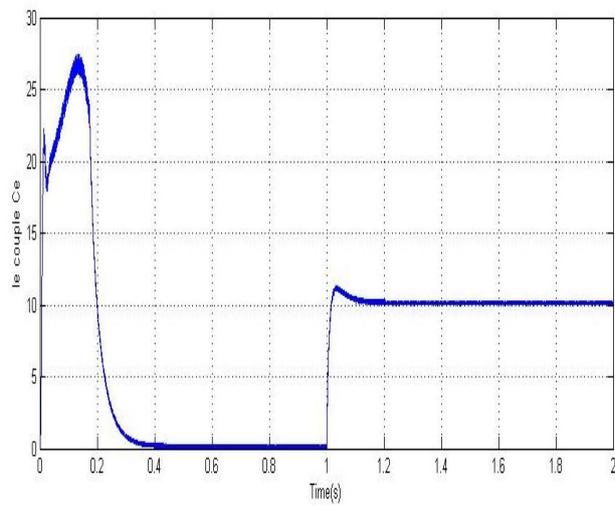
Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande DTC est une commande robuste. En effet, même en présence de la saturation magnétique, la DTC fonctionne correctement et on n'a pas besoin de la modifier.



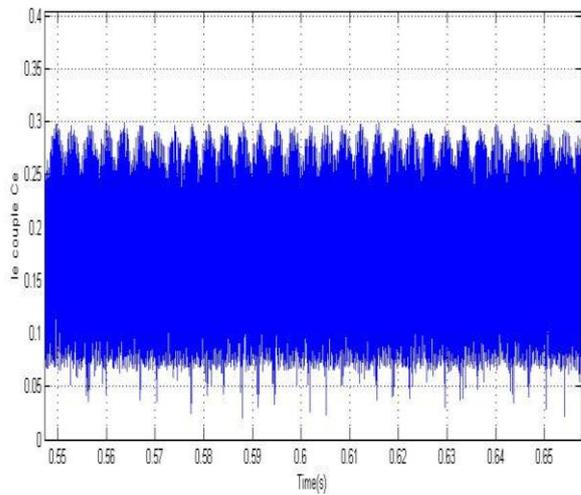
La vitesse en charge



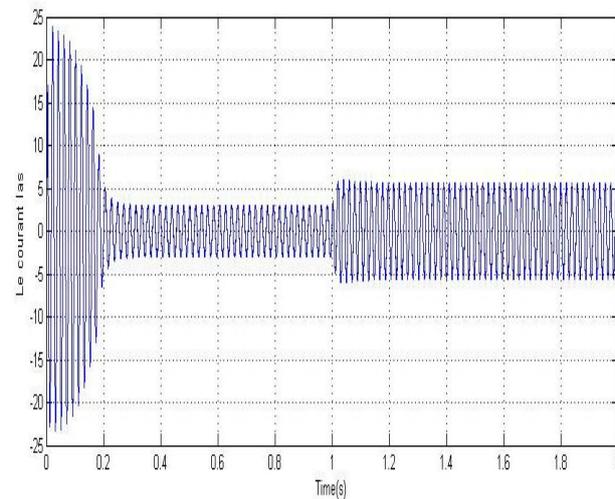
La zoom de vitesse



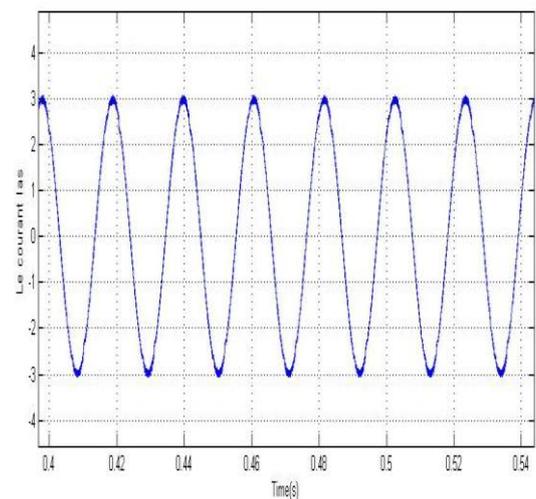
Le couple électromagnétique Ce en charge



Zoom le couple Ce en charge



Le courant Isa



La zoom du courant Isa

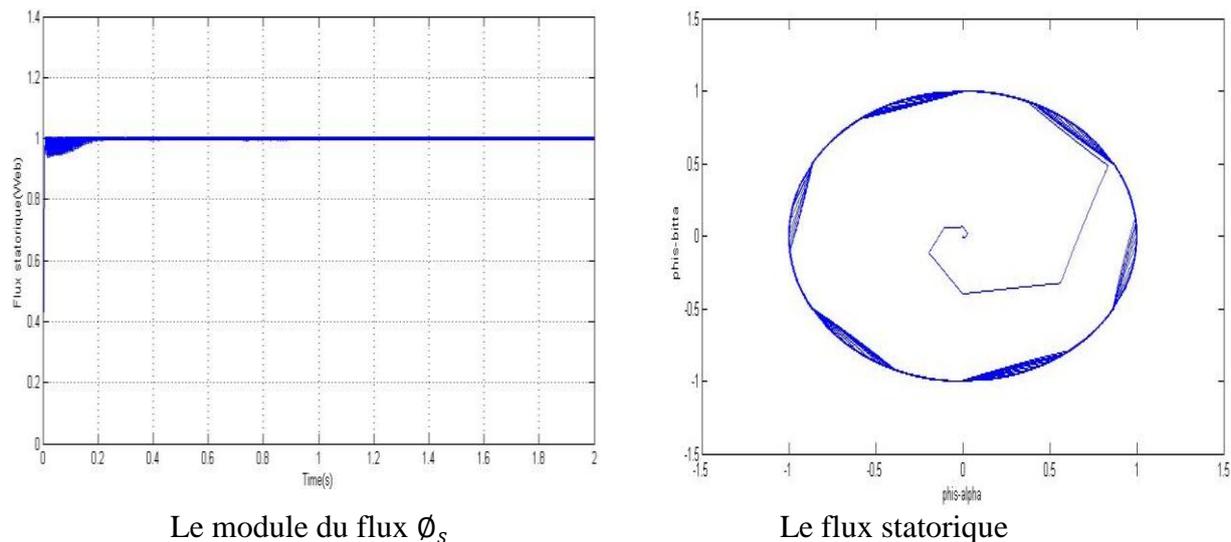


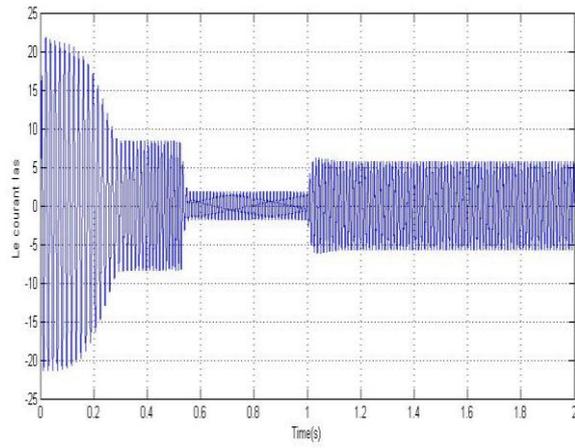
Figure (IV.10) : Résultats de simulation avec correcteur du couple à deux niveaux

### IV.3.2 Essai en mode dé fluxé

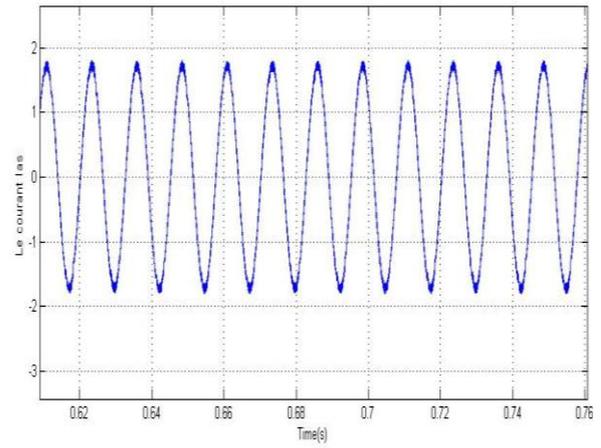
La figure (IV.11) présente les résultats de simulation pour une nouvelle référence de vitesse qui est de 160 % de la vitesse nominale (250rad/s),

On remarque que le dé fluxage impose à la machine de fonctionner à un flux inférieur du flux nominal ce qui fait passer le point de fonctionnement du régime saturé au régime linéaire ou bien à un régime moins saturé qu'en régime nominal (voir figure IV.11). Le module du flux statorique est inversement proportionnel à l'augmentation de la vitesse. Sa référence passe de 1.0 Wb à 0.6 Wb.

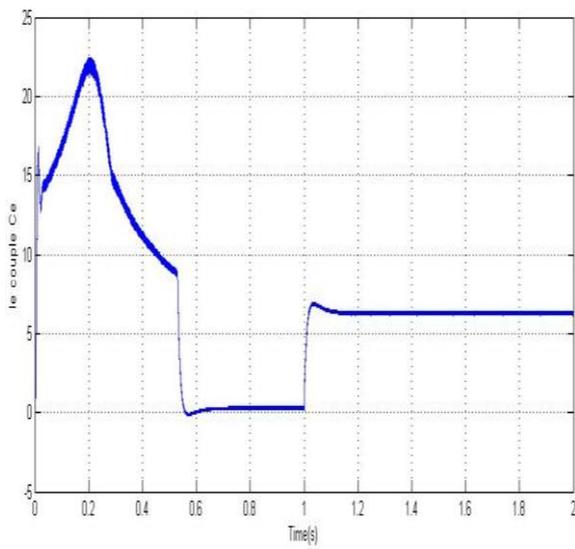
Pour ce fonctionnement (mode dé fluxage), on constate que la vitesse suit sa référence, le couple électromagnétique suit le couple de référence, le bloc de dé fluxage intervient pour limiter le flux de référence pour les tous modèles étudiés Le rayon du cercle du flux passe de 1Wb à 0.6Wb ce qui signifie une bande plus large de cercle pour les trois modèles étudiés



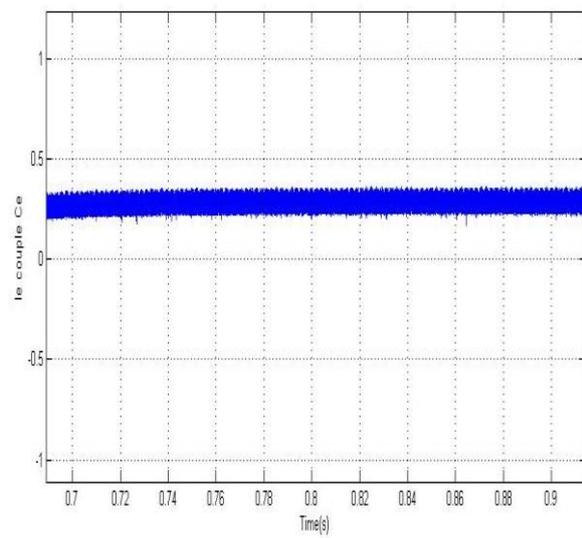
Le courant  $I_{sa}$



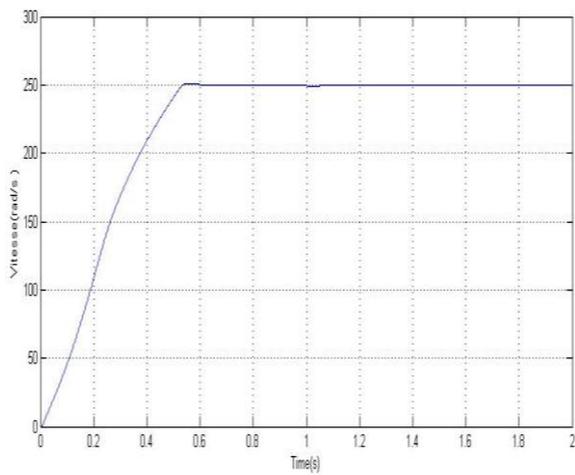
Le zoom du courant  $I_{sa}$



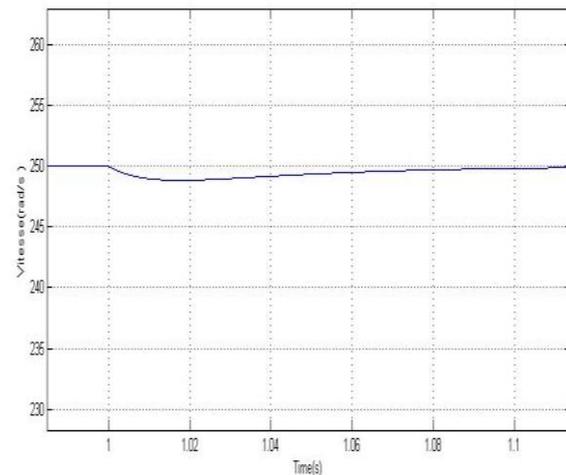
Le couple électromagnétique  $C_e$  en charge



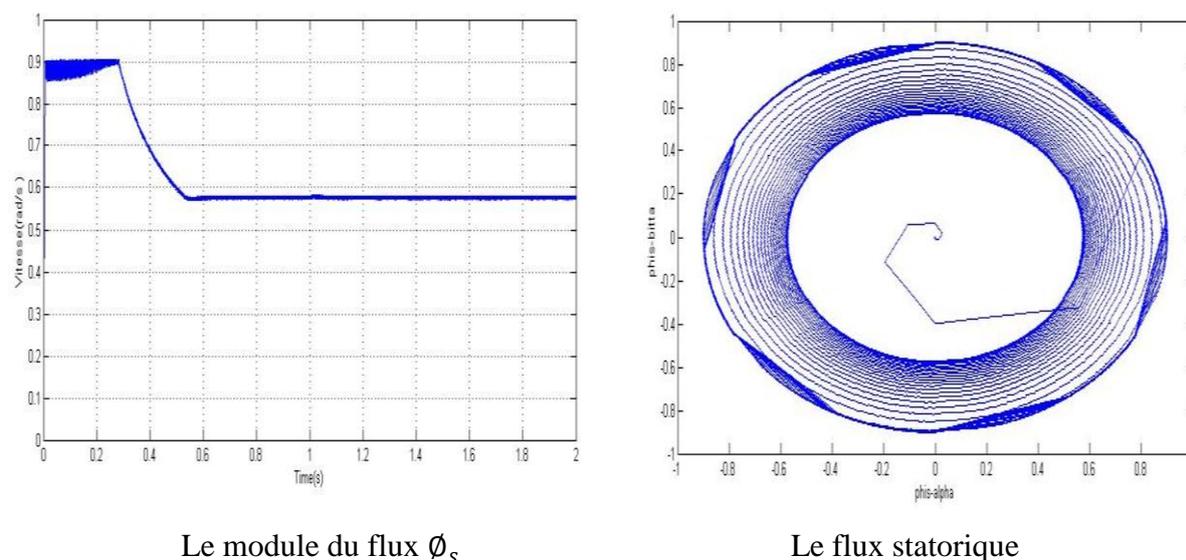
Zoom Le couple  $C_e$  en charge



La vitesse en charge



Zoom de la vitesse



Figure(IV.11) : Résultats de simulation lors d'un fonctionnement des modèles en dé fluxage

#### IV.4 Conclusion

Les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tensions de l'onduleur. Les résultats de simulation ont démontrés la robustesse et les avantages de ce type de commande. D'autre part, cette commande a présenté des inconvénients, principalement illustrés par la présence des oscillations au niveau du couple.

La comparaison des résultats obtenus par celles qui ont été déjà obtenus par d'autres travaux a montré que la DTC appliquée à la commande de la MAS présente des avantages par rapport à celles obtenues avec la commande vectorielle classique. Ces avantages sont :

- Sa structure est simple par rapport à la commande vectorielle.
- Il n'est pas nécessaire d'effectuer un découplage entre flux et couple.
- Absence du bloc modulateur de tension MLI.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la vitesse.
- Avoir un comportement du couple meilleur que celui de la commande vectorielle lors des régimes transitoires.

Néanmoins, la DTC présente des inconvénients qui sont :

- Provoque des oscillations de flux et du couple, ce qui nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour les réduire. Cependant une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation.

- Fréquence de commutation variable et difficile à contrôler du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis.

Dans cette partie du chapitre, nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone alimentée en tension. Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande DTC est considérée parmi les commandes robustes de tous les modèles de la machine asynchrone. Son implémentation pratique est considérée facile comparé à d'autres techniques.

# CONCLUSION GENERALE

## CONCLUSION GENERALE

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.

Selon le travail qu'on a effectué on a constaté que la commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications.

Dans le première chapitre on a présenté d'une façon générale la machine asynchrone: sa constitution son principe de fonctionnement et ses caractéristiques. La seule façon d'en faire ce type des moteurs à vitesse variable est de disposer de sources d'alimentation à fréquence variable, ce qui est possible aujourd'hui avec l'évolution de l'électronique de puissance.

Dans le deuxième chapitre on a fait une présentation du modèle de la machine asynchrone dans le repère de PARK qui permet de réduire le nombre des équations de six vers quatre équations globales après des hypothèses simplificatrice, puis on a validé notre modèle par une simulation. Les résultats obtenus de cette simulation (courant, vitesse, couple,) ont interprété l'étude théorique que nous avons présentée dans ce chapitre.

Dans le troisième chapitre, au début nous avons présenté les techniques de commande de la MAS en présentant globalement contrôle scalaire par orientation du flux rotorique ainsi que le contrôle vectoriel, on a mis en évidence ses difficultés ainsi que ses limites, notamment sa sensibilité vis-à-vis la variation des paramètres de la machine.

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

Enfinement, l'étude par simulation numérique du fonctionnement d'un entraînement asynchrone à base du contrôle direct du couple nous a permis d'obtenir de très bonnes performances statiques et dynamiques.

# Références bibliographiques

## Références bibliographiques



- [1] : Th. WLIDI, G. SYBILLE, « électrotechnique »4<sup>e</sup> édition, de boek, 2005.
- [2] : D.tahar, « commande sans capteur d'une machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer», thèse de magister, université Dr yahia FARES, Médéa, 2010
- [3] : J. Châtelain, "Machines électriques. Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique", Presse polytechnique romande, Éd. Georgi 1983, (réédité par Dunod, 1993) .
- [4] : Jean-Pierre Caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", vol. 7, TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques », 1995.
- [5] : Mikhaïl Kostenko et Ludvik Piotrovski, "Machines électriques", Tomes I et II,Éditions de Moscou (Mir), 1969, (réédité en 1979).
- [6] : M. Poloujadoff, « Conversions électromécaniques », Dunod, Paris, 1969.
- [7] : S.Moulahoum « contribution à la modélisation de la machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, USTHB, Algérie, Mai ;2006.
- [8] cours, « moteur asynchrone triphasé », chpitre12,école polytechnique montréal. 21/11/2002.
- [9] : N.Lourci et R.Ameur, « Modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC, Application à la machine asynchrone », PFE, ENP 1998.
- [10] : prescott J.C and raju B.P, « the inherent instability of induction motors under condition of double supply ».the institut of electrical engineers monographe No 282 U,pt.partC ,vol105,pp319.330,jan.1958.
- [11] : Martinez J. Dortolina C.villamediana H .perra W ane beuses J. « asynchronous motor protection against dynamic instabilites »IEEE trans, on industry applications vol36, No4,july/auguest2000 pp978-985.
- [12] : H. Ney, « Electrosystème », première STI - édition Nathan technique 1996.
- [13] : cours, « moteur asynchrone triphasé », chpitre12,école polytechnique montréal. 21/11/2002.
- [14] : cours, « machine asynchrone triphasé, principe, fonctionnement et structure interne » MAS1-fct-constitution.doc
- [15] : J.Ancel,"Techniques de l'ingénieur (partie Machines asynchrones Fonctionnement et calcul) ", Ingénieur de l'institut Electrotechnique de Grenoble.
- [16] : T.Amar,GH.Brhim, « etude et simulation d'un onduleur triphasé a pointthèse ourgla.

- compte de la saturation et des pertes fer : application à la commande vectorielle avec et sans capteur mécanique », Thèse de doctorat, USTHB, Algérie, Mai ;2006.
- [17] : Fabrice.sincère « electrotechnique »chapitre7 machine asynchrone triphasée, version3.0.3 <http://pagesperso-orange.fr/fabrice.sincere>.
- [18] : Guide technique à l'usage des professeurs d'électrotechnique, « Démarrage des moteurs asynchrones » centre de mutualisation et de recherche pedagogique en technologie et sciences industrielles de l'academie de poitiers.
- [19] : Elkheir Merabet“ Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile“ Memoire de Magister en Electrotechnique Université de Batna 2008 .
- [20] : P. TIITINEN, P. POHJALAINEN, J. LALU," The next generation motor control method: Direct Torque Control (DTC)", EPE Journal, March 1995, vol.5, n°1, pp 14-18
- [21] : Bimal K. Bose « Modern Power Electronics and AC Drives » 2002
- [22] : P. Brunet « Introduction à la commande vectorielle »
- [23] : Patrick BRUNET « Introduction à la commande vectorielle des machines. asynchrones ».. LTEG Henri BRISSON. 25 Avenue Henri BRISSON. 18108 VIERZON
- [24] : Un article de Wikipédia, M.I,Explorer, l'encyclopédie libre "Machine asynchrone"
- [25] : M. Pinard « Commande électronique des machines électriques » 2004
- [26] : L. Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 2004,mémoire magister, Annaba
- [27] : H. Tamrabet « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal » 2002
- [28] : M. Ghanes « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique » Thèse de doctorat université de Nantes 2005
- [29] : L.Edouard, «Méthodologie multi modèles pour l'identification et la commande de machine asynchrone » Thèse de doctorat Ecole normale. Supérieur de Cachan. 2000
- [30] : C.D.A.Martins «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multi-niveaux à Fréquence Imposée» Thèse de doctorat, INP Toulouse.2000
- [31] : B.Mokhtari, «Implantation de la DTFC par des technique de l'intelligence artificielle Neuron-Flou ; Application à la MAS alimentée par des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux» Thèse de magister, Batna. Novembre 2004
- [32] : M.Hadef «Contrôle direct du couple des machines asynchrone avec et sans capteurs mécaniques» Thèse de magistère, Bejaia. Novembre 2002
- [33] : Y.Massinissa, B.Zidane « Commande direct du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs» PFE, ENP Alger. 2007
- [34] : R. M. HAROUN, “Power Electronics, Circuits, Devices and Applications”, Prentice Hall, Inc

- 1988.
- [35] : Guy grelllet, Guy clerc « Actionneurs électriques » 2<sup>ème</sup> édition 2000
- [36] : Le magazine Schneider de l'enseignement technologique et professionnel  
« Intersection » juin 1998
- [37] : Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000
- [38] : Actionneurs électriques. Principes, modèles, commande. G.Grellet et G.Clerc. Éditions Eyrolles. 1996
- [39] : B.Malika «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone» Thèse de magistère, Batna
- [40] : A.Albacha, M.T.Lamchich, M.Charkaoui «Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement» Physical and
- [41] : A.M.Trzynadlowski « Control of induction motors » academic press 2001
- [42] : A.Marie ARCKER «Contrôle Direct du Couple électromagnétique de Machines Asynchrones de grande puissance » Thèse de doctorat, INP Toulouse.1999
- [43] : H.Ziane « Commande vectoriel des machines asynchrones à aimant permanents avec compensation de temps mort de l'onduleur, commande sans capteur mécanique» Thèse de magistère, Bejaia. 2001
- [44] :T. DJELLOULI « commande sans capteur d'une machine asynchrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer » mémoire de magistère, université D.yahia Farès Médéa ,juillet 2010
- [45] : BOUZID Allal El Moubarek « Comparaison et synthèses des procédés de commandes vectorielles » mémoire de master , Oran , 2008
- [46] : AKKOUCHE KAMEL « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » mémoire master , Annaba , 2007
- [47 ] : 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
- [48] : Baghli, L ; contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue , des réseaux de neurones et des algorithmes génétique, thèse de doctora , université henri poincaré , janvier 1999.

# ANNEXES

## Annexes

### Les paramètres du moteur asynchrone

Tension nominale	220/380 V
Courant nominal	9.4A /4.7A
Puissance nominale	1.5 KW
Nombre de paire de pôles	P=2
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance de fuite statorique	$L_s = 0.274H$
Inductance de fuite rotorique	$L_r = 0.274H$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 Kg.m$
Coefficient de frottement	$f = 0.00114 N.m/rad/s$
Vitesse nominale	$N_n = 1420 \text{ tr/min}$