

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIES

DEPARTEMENT : GENIE ÉLECTRIQUE

N° : .....



DOMAINE: Sciences et Technologie

FILIERE : Génie Electrique

OPTION : Commande des Machines  
Tournantes

**Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique**

**Par:** BOUREZG Salah Eddine

NECHE Salem

**Intitulé**

**Stratégies de Commande de la machine asynchrone :  
Etude et comparaison**

**Soutenu devant le jury composé de:**

Roubache Toufik	Université de M'Sila	Président
IDIR Abdelhakim	Université de M'Sila	Rapporteur
KHETTAB Khatir	Université de M'Sila	Co-Rapporteur
Boukhalfa Abdelouaheb	Université de M'sila	Examineur

**Année universitaire : 2019 /2020**

# *R e m e r c i e m e n t*

*Nous tenons à remercier « Allah » de nous avoir donné le courage et la patience de terminer ce mémoire dans des bonnes conditions.*

*Nous souhaitons remercier chaleureusement nos deux rapporteurs de ce mémoire Dr : IDIR abdelhakim et Dr : KHETTAB khatir, d'avoir encadré ce travail, Merci pour leurs suivis et leurs encouragements, leurs orientations et leurs précieux conseils.*

*Nous remercions également tous les professeurs et les enseignants du département Génie Electrique tel que le Dr : Helel Allouani et Dr : benguesmia hani.*

*Finalement, nous exprimons nos reconnaissances à tous les membres de jury d'avoir acceptés de lire ce mémoire dans ces conditions et d'apporter les critiques nécessaires à la mise en forme finale de ce modeste travail.*

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail aux êtres qui me sont les plus chers, je cite :*

*Les parentes les plus chers aux monde que dieux les gardes et les protège*

*Mes frères et mes sœurs, toute ma famille et mes amis intimes*

*Tous les collègues du département de génie électrique de l'Université de*

*M'sila*

*Sans oublier ceux qui ont étudié avec moi pendant des années*

*inoubliables.*

*Ainsi que tous ceux qui mon accompagné pendant la réalisation de ce*

*travail.*

*Que dieux nous épargne de cette épidémie.*

*Neche Salem.*

# *Dédicaces*

## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère.*

*A mon père.*

*A mon frère et mes sœurs.*

*A ma famille.*

*A tous mes amis.*

*Bourezg Salah Eddine*

## *Table des Matières*

Liste des figures .....	I
Liste des tableaux .....	II
Symboles et abréviations .....	IV
Introduction Générale .....	1

### *CHAPITRE I : ETUDE ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE*

I-1	Introduction.....	3
I-2	Description et principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	3
I-2-1	Machine asynchrone a rotorebobin.....	4
I-2-2	Machine asynchrone a coge d'écureuil.....	5
I-2-3	Principe de fonctionnement de la MAS a cage.....	5
I-3	Avantage et inconvénients de la machine asynchrone.....	5
I-4	Modélisation de la machine asynchrone .....	6
I-4-1	Hypothèses simplificatrices.....	6
I-4-2	Equation mathématique de la MAS dans le repère (abc).....	7
I-4-3	Transformation de PARK.....	9
I-4-4	Modélisation de la MAS dans le repère (dq).....	10
I-5	Simulation du fonctionnement de la MAS sous MATLAB/SUMILNK.....	12
I-6	Modélisation du système d'alimentation.....	15
I-6-1	Modélisation de l'onduleur de tension a deux niveaux.....	15
I-6-2	commande par Modélisation de largeur d'impulsion (MLI).....	17
I-7	Simulation de l'association de la MAS avec onduleur a MLI.....	18
I-7-1	Résultats de simulation.....	19
I-8	Conclusion.....	20

### *CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE A FLUX ROTORIQUE*

II-1	Introduction .....	21
II-2	Principe de la commande vectorielle .....	21

II-3	commande vectorielle a flux rotorique orienté.....	22
II-3-1	Découplage entré-sortie.....	24
II-3-1-1	Découplage par compensation.....	24
II-3-1-2	Problème posées par le découplage.....	26
II-4	Schéma de principe de la commande vectorielle a flux orienté.....	26
II-4-1	Calcul de $\varphi_r$ .....	27
II-4-2	Calcul de $\omega_s$ et $\theta_s$ .....	27
II-5	Méthode de contrôle direct.....	28
II-5-1	Régulation du système .....	29
II-5-2	Régulateurs PI .....	30
II-6	Méthode de contrôle indirect.....	31
II-6-1	Régulateur de vitesse.....	32
II-6-2	Régulateur de courant isq.....	32
II-6-3	Régulateur de courant isd.....	32
II-6-4	Résultats de simulation de la FOC .....	33
II-6-5	Résultats de simulation de la CVI.....	36
II-7	Conclusion.....	39

*CHAPITRE III : COMMANDE DIRECTE DU COUPLE*

III-1	Introduction.....	40
III-2	Caractéristiques générales d'une DTC .....	40
III-2-1	Avantages de la DTC .....	41
III-2-2	Inconvénients de la DTC .....	41
III-3	Principe d'un contrôle directe du couple .....	41
III-3-1	Contrôle du flux statorique.....	43
III-3-2	Sélection de vecteur tension $V_s$ .....	44
III-3-3	Estimation du flux statorique.....	45
III-3-4	Estimation du couple électromagnétique .....	46
III-4	Elaboration du vecteur de commande.....	47
III-4-1	Correcteur de flux.....	47
III-4-2	Correcteur de couple.....	47
III-4-2-1	correcteur a deux niveaux .....	48
III-4-2-1	correcteur a trois niveaux.....	48
III-5	Résultats de simulation.....	49
III-5-1	Démarrage à vide .....	50
III-5-2	Démarrage en charge .....	51
III-6	Conclusion.....	53

CHAPITRE IV : COMPARAISON DES PERFORMANCES DE LA *DTC* ET  
*FOC*

IV-1	Introduction.....	54
IV-2	Etude comparative entre CV à PI classique et la <i>DTC</i> .....	54
IV-2-1	Présentation comparative entre les résultats de simulation.....	54
IV-2-1-1	La vitesse.....	55
IV-2-1-2	Le couple .....	56
IV-2-1-3	Le flux .....	57
IV-3	Comparaison entre la <i>DTC</i> et la commande vectorielle .....	59
IV-4	Conclusion.....	61
	<b>Conclusion générale .....</b>	<b>62</b>
	<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>64</b>
	<b>Annexe .....</b>	<b>68</b>

## Liste des figures

### Chapitre I

Fig. I.1 : Composition de la machine asynchrone. ....	3
Fig. I.2: Le stator de la machine asynchrone.....	4
Fig. I.3: Construction d'un rotor bobiné.....	4
Fig. I.4: Machine asynchrone à cage d'écurueil.....	5
Fig. I.5 : Représentation schématique des enroulements d'une machine asynchrone ....	7
Fig.I.6 : la transformée de Park.....	9
Fig. I.7: Modele Matlab/Simulink de Moteur Asynchrone à cage.....	12
Fig. I.8 :Allures du couple électromagnétique et du courant statorique.....	13
Fig. I.9 : Allure de la vitesse de rotation.....	13
Fig. I.10 :Allure de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique.....	13
Fig. I.11 :Les courants statoriques $I_{sabc}$ .....	14
Fig. I.12 :Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone.....	15
Fig. I.13 :Représentation d'un GTO .....	15
Fig. I.14 :Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo – sinusoïdale.....	18
Fig. I.15 :M.L.I sinus triangle bipolaire.....	18
Fig. I.16 :Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur MLI.....	18
Fig. I.17 :Allures de la vitesse de rotation et de couple $C_e$ .....	19
Fig. I.18 :Allures du courant statorique dans une phase et de la tension simple à la sortie de l'onduleur.....	19

### Chapitre II

Fig.II.1 : Principe de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer). ....	22
Fig.II.2 : Reconstitution des tensions $v_{sd\_com}$ et $v_{sq\_com}$ .....	24
Fig.II.3 : Commande découplé Expressions de $i_{sd}$ et $i_{sq}$ .....	25
Fig.II.4 : Schéma de découplage en tension par orientation du flux rotorique de la MAS.....	25
Fig II.5 : Schéma de principe d'une commande vectorielle.....	27
Fig II.6 : Commande vectorielle directe d'une machine asynchrone.....	28
Fig II.7 :Relations de transfert représentant la machine asynchrone.....	29
Fig II.8 : Commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone (IRFO) (Schéma de régulation de vitesse).....	31
Fig II.9: Bloc de défluxage.....	33
Fig II.10 : Résultat de simulation de la Commande vectorielle de la M.AS à vide .....	34
Fig. II.11: Résultat de simulation de la commande vectorielle de la M.AS en charge	35
Fig.II.12 : Évolution du courant à vide .....	36
Fig.II.13 : Évolution de la vitesse à vide .....	37

Fig.II.14 : Évolution du couple à vide .....	37
Fig.II.15 : Évolution du courant en charge .....	38
Fig. II.16 : Évolution de la vitesse en charge .....	38
Fig.II.17 : Évolution du couple en charge.....	38

### Chapitre III

Fig.III.1 : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone.....	42
Fig III.2: selection de vecteur tension $V$ correspondant au contrôle de lamplitude .....	43
Fig III.3: Evolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$	43
Fig III.4: Représentation des secteurs.....	45
FigIII.5: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant.....	47
Fig III.6: correcteur de couple a deux niveaux .....	48
Fig III.7 : correcteur de couple a trois niveaux .....	49
Fig III.8: Réponse du système à vide : a) Vitesse, b) Couple, c) Flux statorique, d) Module du Flux statorique.....	50
Fig. III.9: Réponse du système à vide : a) courant $i_\alpha$ , b) courant $i_\beta$ .....	50
Fig.III.10 : Réponse du système un échelon du couple de charge : a) Vitesse, b) Couple	51
Fig. III.11: Réponse du : a) Evolution de flux statorique, b) Flux statorique	52
Fig.III.12 : Réponse du système un échelon du couple de charge : a) courant $i_\alpha$ , b) courant $i_\beta$	52

### Chapitre IV

Fig.IV.1 : Allures de la vitesse <b>(a)</b> DTC <b>(b)</b> CV...	55
Fig.IV.2 : Zoom sur les allures de la vitesse <b>(a)</b> DTC <b>(b)</b> CV...	55
Fig.IV.3 : Allures du couple (a) DTC (b) CV.....	56
Fig. IV.4: Zoom sur les allures du couple.....	56
Fig IV.5 :Allures du flux <b>(a)</b> DTC <b>(b)</b> CV.....	57
Fig IV.6:Zoom sur lesAllures du flux <b>(a)</b> DTC <b>(b)</b> CV.....	57

## *Liste des Tableaux*

Tab. III.1 : Tableau de localisation pour le contrôle du couple et du flux .....	45
Tab.IV.1 : Comparaison entre les schémas utilisés.....	60

# *Introduction Générale*

## Introduction générale

En raison d'une évolution incessante des outils de production, les industriels deviennent de plus en plus exigeants sur la fiabilité, la disponibilité et la facilité d'entretien de ces outils. La machine asynchrone (*MAS*) répond parfaitement à cette demande, c'est pour cela qu'elle a pu bénéficier d'une grande attention depuis son apparition.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la *MAS*, car actuellement, elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesses variables.

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 une comparaison entre les différentes techniques de commande classiques en général, et en particulier la commande directe du couple d'une machine asynchrone et le contrôle vectoriel à flux orienté.

La commande vectorielle a été réalisée par *Blaschke*, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu (MCC). Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator [1].

La commande directe du couple (*DTC*) « ou en anglais Direct Torque Control » des machines asynchrones proposée par *Takachachi* et *Depenbrok*, est apparue dans la deuxième moitié des années quatre-vingt [2]. Ce type de commande se démarque par son essor par rapport à ce qui a été conçu auparavant et constitue une avancée méthodologique dans la commande des machines. En effet, la commande *DTC* à partir des références : le couple et le flux, ne recherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. C'est une technique

de plus en plus utilisée pour la commande des associations onduleur-machine asynchrone. Elle a fait ses preuves mais qui n'était pas sans inconvénients.

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail comprend principalement quatre chapitres :

Le chapitre 1 expose l'étude et la modélisation de la machine asynchrone. La première partie donne la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé et montre qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. La deuxième partie traite la modélisation de l'onduleur. Le chapitre 2 étudie le principe de la commande vectorielle (Directe et Indirecte) qui permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine asynchrone. Le troisième chapitre présente le principe de la commande directe du couple (DTC). Des simulations sur Matlab/Simulink traitées dans ce projet de fin d'étude, sont présentés à la fin de chaque chapitre. Le dernier chapitre sera consacré à une étude comparative entre ces deux commandes vectorielles. Ce travail sera clôturé par une conclusion générale et donnera quelques perspectives.

# *Chapitre I*

*Etude et Modélisation de la Machine*

*Asynchrone*

# Chapitre I

## Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone

### I.1 Introduction

Pour étudier une machine électrique, l'élaboration d'un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité physique est plus que nécessaire aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande.

Dans ce chapitre, nous présentons dans un premier temps, la modélisation de la machine asynchrone triphasée et la modélisation de l'onduleur de tension. La modélisation est une étape fondamentale dans l'analyse d'un dispositif automatisé. A partir de ce modèle nous allons simuler la dynamique de notre système.

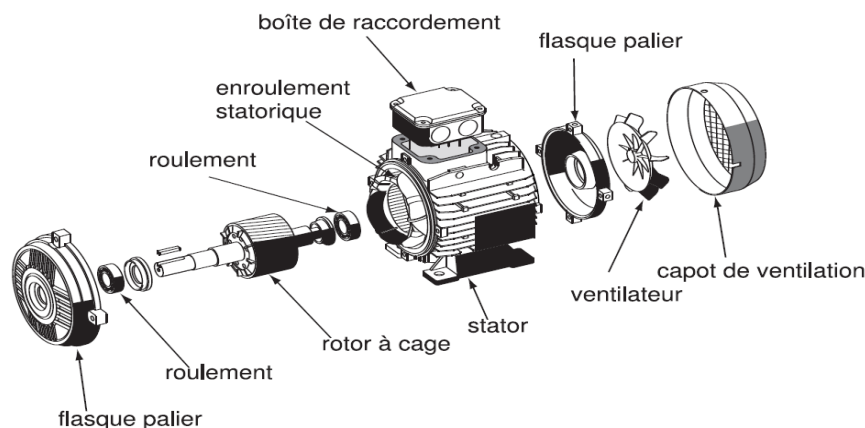
### I.2 Description et principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage

#### ▪ Description

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [3]. Ce dernier peut être à rotor bobiné ou à rotor à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse rotorique n'atteint jamais la même vitesse que le champ tournant statorique. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique tournant est appelée vitesse de glissement [4].

#### ▪ Constitution de la machine asynchrone

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



**Fig. I.1.** Composition de la machine asynchrone.

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

- ☞ le stator, partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique;
- ☞ le rotor, partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique;
- ☞ les paliers, partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur [5].

### ✚ Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- ☞ un noyau en fer feuilleté pour canaliser le flux magnétique.
- ☞ les enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau.

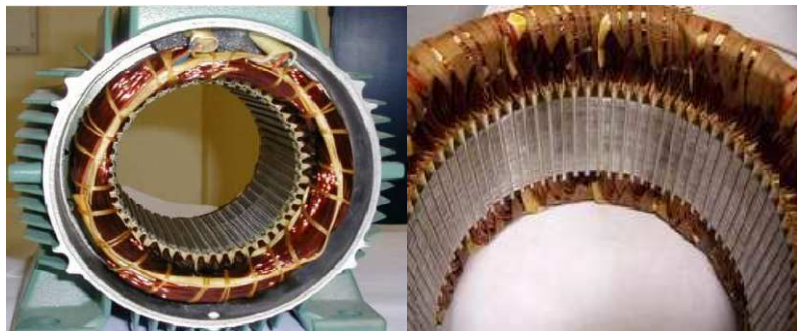


Fig.I.2. Le stator de la machine asynchrone.

### ✚ Le rotor (partie mobile)

Il est séparé du stator par un entrefer très court. Les différentes machines asynchrones s'identifient par le type du rotor qui entre dans leur construction, et on distingue :

#### I.2.1. Machine asynchrone à rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de Disques en tôle, empilés sur l'arbre de la machine [6].

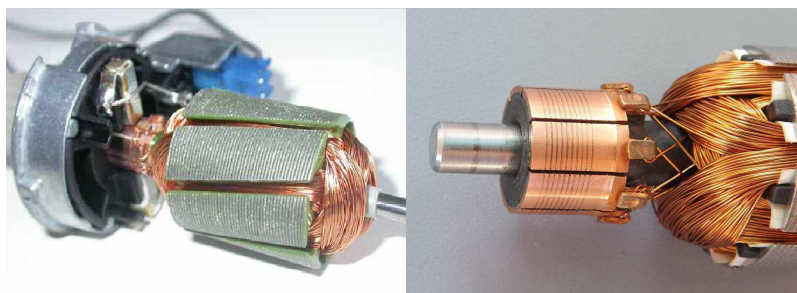
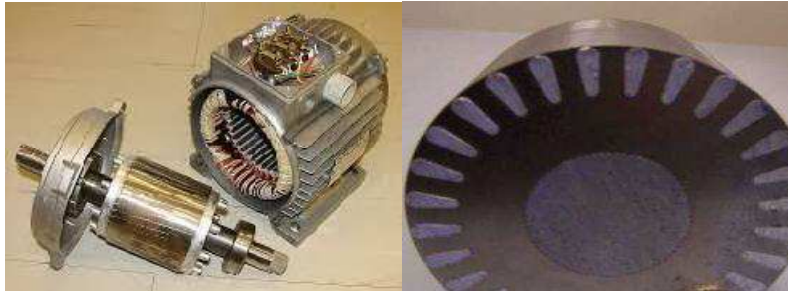


Fig.I.3. Construction d'un rotor bobiné.

### I.2.2. Machine asynchrone à cage d'écureuil:

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices, régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, il est peu coûteux et très robuste.

Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage de mauvaises performances (courant et couple élevés) [6].



**Fig.I.4.**Machine asynchrone à cage d'écureuil.

### ✚ Les paliers

Les paliers, qui permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, sont constitués de flasques et des roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage comme nous pouvons le visualiser sur la Figure 2. L'ensemble ainsi établi constitue alors la machine asynchrone à cage d'écureuil [5].

### I.2.3.Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à cage

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme  $N_s$ . La cage qui constitue le rotor est donc soumise à des variations de flux (champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît alors et crée des courants rotoriques qui sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation du flux. Le rotor se met donc à tourner pour suivre le champ tournant statoriques[7].

### I.3Avantages et inconvénients la machine asynchrone

Parmi les avantages de la machine asynchrone et notamment en fonctionnement moteur, on peut citer :

- ☞ Sa robustesse mécanique.
- ☞ Son faible cout et sa très grande standardisation.

- ☞ L'absence d'entretien constant.
- ☞ Son bon rendement.

L'inconvénient majeur du moteur asynchrone est relié à l'absorption du réactif qu'il faut parfois compenser, à des pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme.

#### I.4 Modélisation de la machine asynchrone

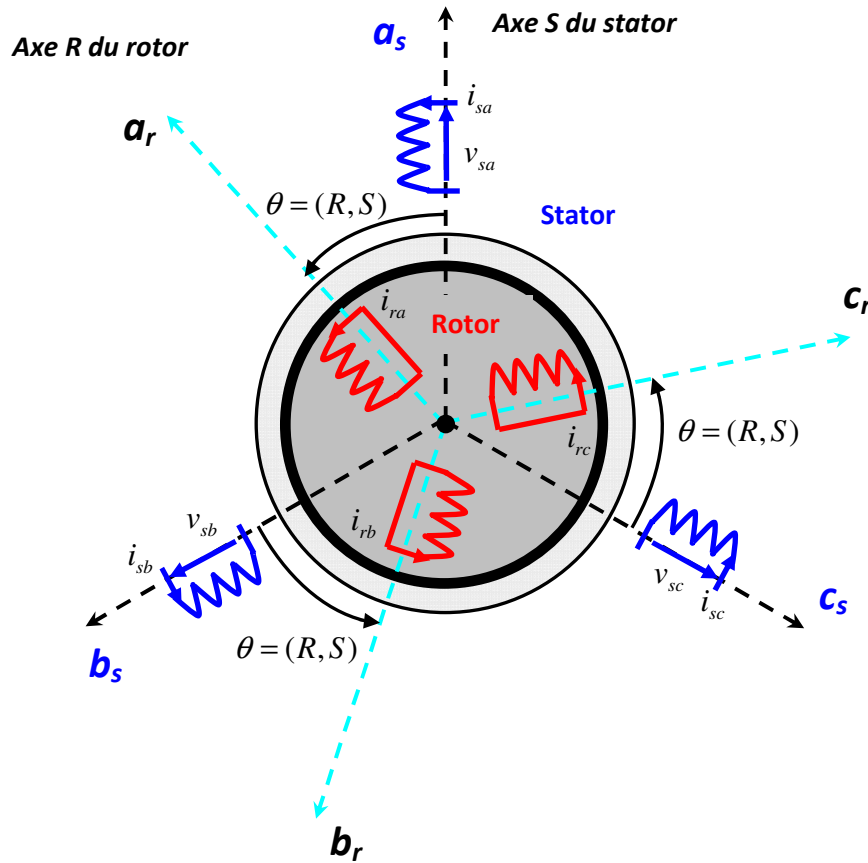
La Modélisation consiste à mettre en équation les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération, on se trouve face au problème suivant ; plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande un moyen de calcul très important, par contre si le système est simplifié, les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine et par conséquent garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique que dans le régime dynamique. Pour ce faire, nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices.

##### I.4.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone on va admettre les hypothèses suivantes [8]:

- ☞ L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- ☞ Entrefer constant, l'effet des encoches est négligeable.
- ☞ Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale.
- ☞ La parfaite symétrie de la machine.
- ☞ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (les pertes par hystérésis et courants de Foucault sont négligeables).
- ☞ On néglige l'effet de peau.
- ☞ La constance des résistances statoriques et rotoriques par rapport à la température.
- ☞ Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles' effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique.
- ☞ Le stator sera composé de trois bobines identiques (A, B et C) régulièrement déphasées de  $2\pi/3$  radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire.
- ☞ Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b et c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de  $2\pi/3$  radians électriques.

En tenant compte les hypothèses simplificatrices précédentes, la machine asynchrone peut être représentée schématiquement par la figure. I.5.



$\theta = (R, S)$  : est l'angle électrique entre l'axe de la phase  $(a_s)$  statorique et la phase  $(a_r)$  rotorique.

Fig. I.5 Représentation schématique des enroulements d'une machine asynchrone

**I.4.2 Equations mathématiques de la MAS dans le repère (abc)**

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

**a) Equations électriques**

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère  $a, b, c$  :

☞ Au stator:  $[V_s] = [R_s][I_s] + d[\varphi_s]/dt$  (I.1)

$$\Rightarrow \text{Au rotor: } [V_r] = [R_r][I_r] + d[\varphi_r]/dt \quad (\text{I.2})$$

Sachant que le vecteur  $[V_r]$  est nul, et:

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, [V_r] = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, [R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sa} \varphi_{sb} \varphi_{sc}]^T, [\varphi_r] = [\varphi_{ra} \varphi_{rb} \varphi_{rc}]^T, [I_s] = [i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T, [I_r] = [i_{ra} i_{rb} i_{rc}]^T.$$

Où :

$R_s, R_r$  : Résistances statoriques et rotoriques.

$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$  : Trois tensions statoriques et rotoriques respectivement.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$  : Trois courants statoriques et rotoriques respectivement.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$  : Les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

### b) Équations magnétiques

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère  $a, b, c$  :

$$\Rightarrow \text{Au stator: } [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \quad (\text{I.3})$$

$$\Rightarrow \text{Au rotor: } [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \quad (\text{I.4})$$

Avec:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Si nous désignons par  $\theta$  l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre les phases du stator et du rotor, et  $M$  la mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident [9].

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Où:

$L_s, L_r$  : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

$M_{sr}, M_{rs}$  : Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques respectivement.

### c) Equations mécaniques

Les équations mécaniques qui régissant le fonctionnement de la machine asynchrone peuvent se mettre sous la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \sum C_i = C_e - C_r - C_f \quad (\text{I.6})$$

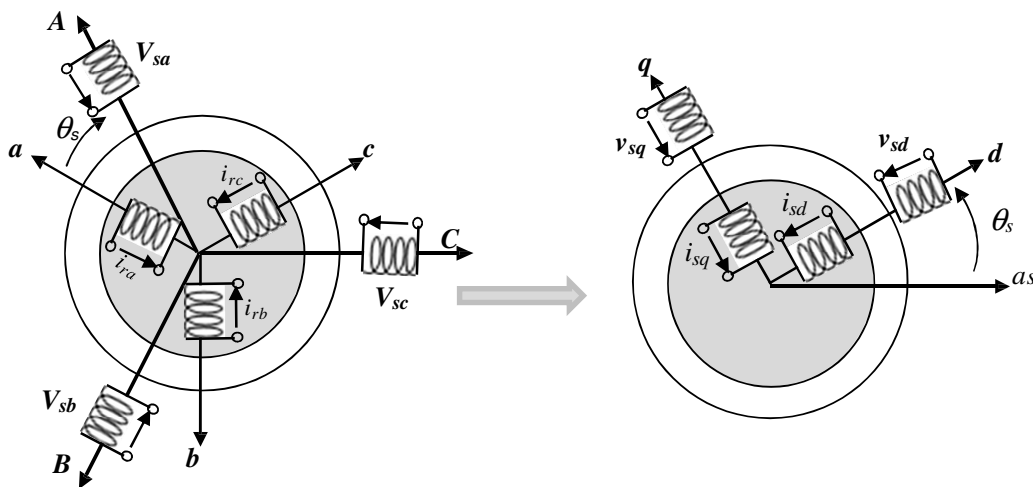
$$C_f = f_v \Omega \tag{I.7}$$

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt} \tag{I.8}$$

Où :  $J$  représente le moment d’inertie de la machine étudiée (avec toutes les masses tournantes ramenées au rotor de la machine),  $\Omega$  sa vitesse rotorique,  $C_e$  son couple électromagnétique,  $C_r$  son couple mécanique de charge et  $C_f$  couple du aux frottements du système d’entraînement. L’équation (I-9) lie la vitesse rotorique  $\Omega$  à la position du rotor  $\theta$ . Les paramètres  $J, f_v$  et  $C_r$  dépendent directement de la machine étudiée et de sa charge.

### I.4.3 La transformation de PARK

Le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé est plus compliqué et non linéaire, pour cela on fait appel à la transformation de Park (**Fig.I.6**). Physiquement elle peut être expliquée par une transformation d’un système triphasé équilibré en un système biphasé, fait correspondre aux enroulements de la machine originale, des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés dans le plan  $(d, q)$ .



**Fig. I.6** La transformée de Park

Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est donné par la transformation :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \tag{I.9}$$

$P$  est une matrice définie comme suit :

$$P(\theta) = 2/3 \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

"X" : tension, courant ou flux ; "O" : indice de l'axe homopolaire ;

$\theta = \theta_s$  : Lorsqu'il s'agit des grandeurs statoriques.

$\theta = \theta_r$  : Lorsqu'il s'agit des grandeurs rotoriques.

#### I.4.4 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère dq

La transformation de Park suivie d'une rotation, permet de passer du repère (**abc**) vers le repère mobile (**d, q**). On applique cette transformation pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), pour simplifier les équations [10].

Les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent :

$$\text{☞ Au stator} \begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

$$\text{☞ Au rotor} \begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_{sl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Les équations liant les flux totaux à celles des courants s'écrivent :

$$\text{☞ Au stator} \begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

$$\text{☞ Au rotor} \begin{cases} \varphi_{dr} = L_s i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_s i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

De l'équation (I.14), nous obtenons l'équation suivante:

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{\varphi_{ds} - L_s i_{ds}}{L_m} \\ i_{qr} = \frac{\varphi_{qs} - L_s i_{qs}}{L_m} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

En remplaçant les expressions des courants  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  de l'équation (I.15) dans l'équation (I.13), nous obtenons alors :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = (L_s - L_m^2/L_r) i_{ds} + (L_m/L_r) \varphi_{dr} \\ \varphi_{qs} = (L_s - L_m^2/L_r) i_{qs} + (L_m/L_r) \varphi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, nous trouverons :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{ds} = (L_s - L_m^2/L_r) \frac{d}{dt} i_{ds} + (L_m/L_r) \frac{d}{dt} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs} = (L_s - L_m^2/L_r) \frac{d}{dt} i_{qs} + (L_m/L_r) \frac{d}{dt} \varphi_{qr} \end{cases} \quad (2.17)$$

Pour le rotor, à partir des équations (I.12) nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = -R_r i_{qr} - \omega_{sl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.18)$$

En remplaçant  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  par leurs expressions obtenues dans l'équation (I.15), nous obtenons alors :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} - \omega_{sl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.19)$$

A partir des équations (I.11), (I.16), (I.17) et (I.19), nous obtenons :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \varphi_{qr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{qr} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.20)$$

Le couple électromagnétique peut s'exprimer comme suit :

$$C_e = \frac{P L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (I.21)$$

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

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \omega_r \quad (I.22)$$

A partir des équations (I.19), (I.20), (I.21) et (I.22), nous obtenons finalement le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r \sigma} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_m L_r \sigma} \varphi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} \omega_r \varphi_{qr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_r \sigma} \right) i_{qs} - \omega_s i_{ds} + \frac{R_r(1-\sigma)}{L_m L_r \sigma} \varphi_{qr} - \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} \omega_r \varphi_{dr} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{qr} - \omega_{sl} \varphi_{dr} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{L_m P}{L_r J} (i_{ds} \varphi_{qr} - i_{qs} \varphi_{dr}) - \frac{C_r}{J} - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (I.23)$$

Avec :

$\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s L_r)$  : Coefficient de dispersion.

$f$  : Coefficient de frottement.

$C_e, C_r$  : Couple électromagnétique et couple résistant respectivement.

$P$  : Nombre de paires de pôles.

### I.5 Simulation du fonctionnement machine asynchrone sous MATLAB /SUMILINK

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs. Le but de cette simulation est de valider le modèle de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard. Pour ce faire nous avons choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

La Figure I.7, représente le modèle Matlab/Simulink du moteur asynchrone décrit par les équations précédentes. Il est constitué de bloc de la source d'alimentation triphasée, le bloc de transformation  $abc/dq$ .

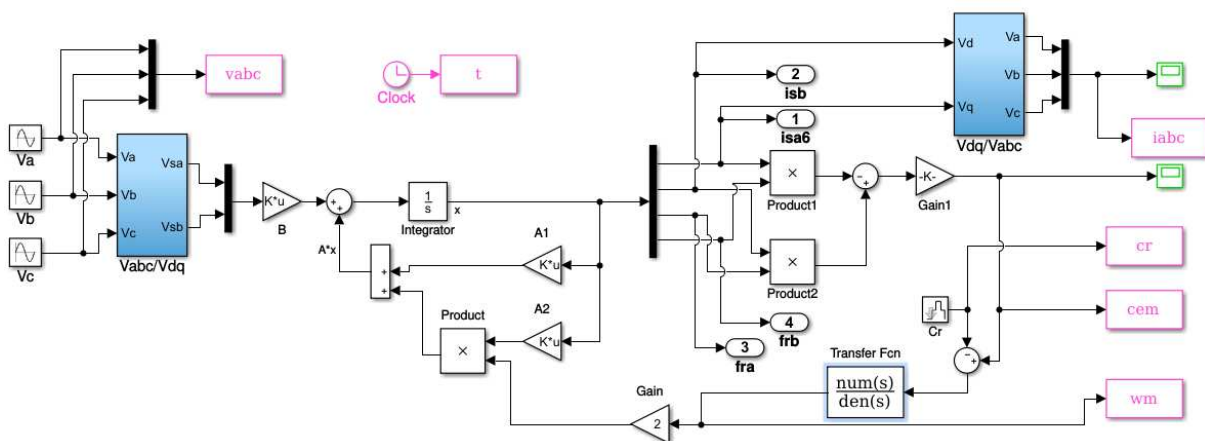
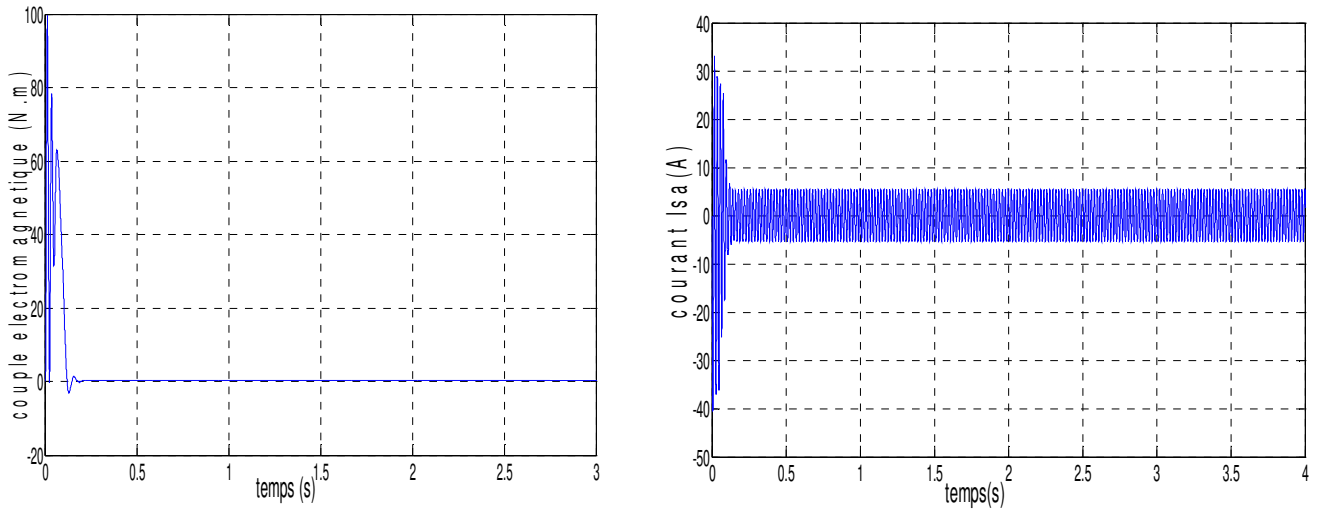


Fig I.7 Modele Matlab/Simulink de Moteur Asynchrone à cage

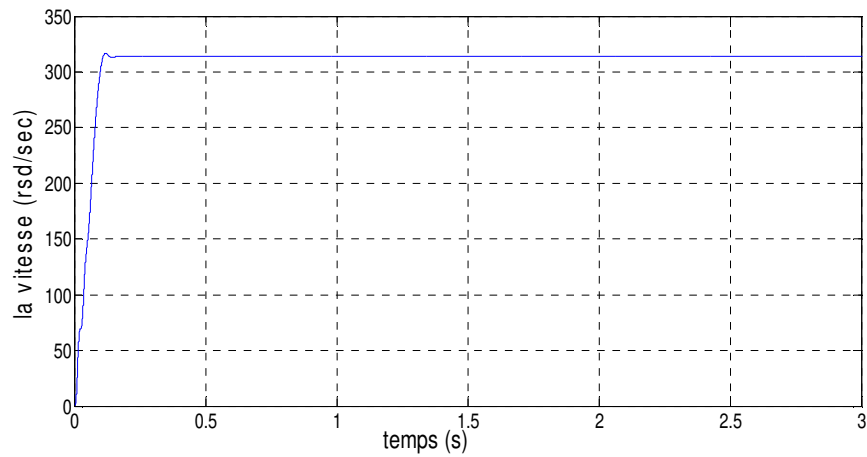
#### Résultats de simulation :

La simulation d'une tension sinusoïdale de valeur efficace **220V** et de fréquence **50Hz** suivi de l'application de couple de charge :  **$C_r = 20 Nm$**  à l'instant  **$t = 2.0s$**

☞ Démarrage a vide ( **$C_r = 0 Nm$** )

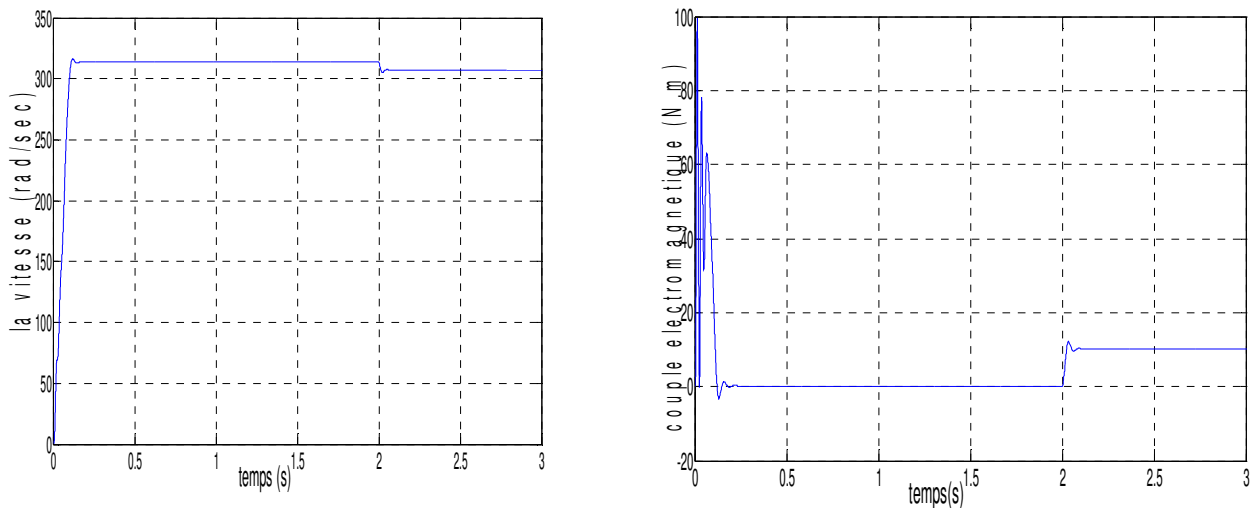


**Fig.I.8.** Allures du couple électromagnétique et du courant statorique.



**Fig.I.9.** Allure de la vitesse de rotation

☞ Démarrage en charge ( $C_r = 20 Nm$ )



**Fig. I.10.** Allure de la vitesse de rotation et le couple électromagnétique

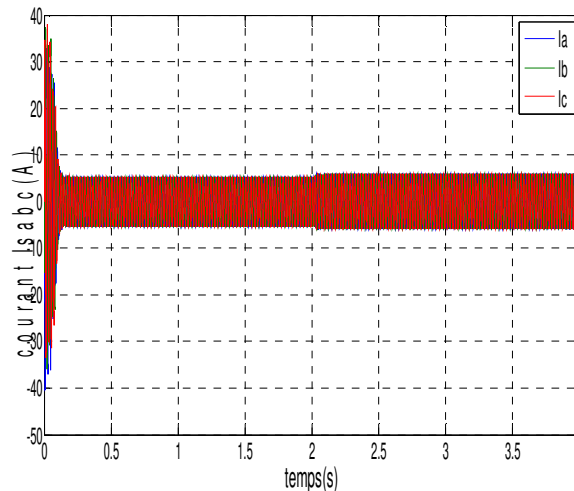


Fig. I.11 Les courant statorique  $I_{sabc}$

### ✍ *Interprétation des résultats*

- **A vide:** Lors de l'alimentation de la machine directement par le réseau (220/380V, 50Hz ) nous constatons que:

L'examen des courbes de la figure (I.8) et (I.9) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir :

- Aux premiers instants, les courants statorique présentent des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances (environs de 0.25s à 0.35s), le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions successives.
- Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.
- **En charge :** lors d'application d'un couple de charge
  - 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 des caractéristiques du moteur choisi. Lorsqu'on applique un couple résistant (perturbation) on remarque une vitesse qui décroît ce qui signifie qu'il y a un glissement.
  - La croissance de la vitesse au démarrage indique la présence d'un fort ***couple électromagnétique***, ce dernier oscille de manière décroissante jusqu'à la valeur 0. Lorsqu'on applique un couple résistant (au démarrage ou après), on remarque une augmentation du couple électromagnétique jusqu'à la valeur de perturbation associée.

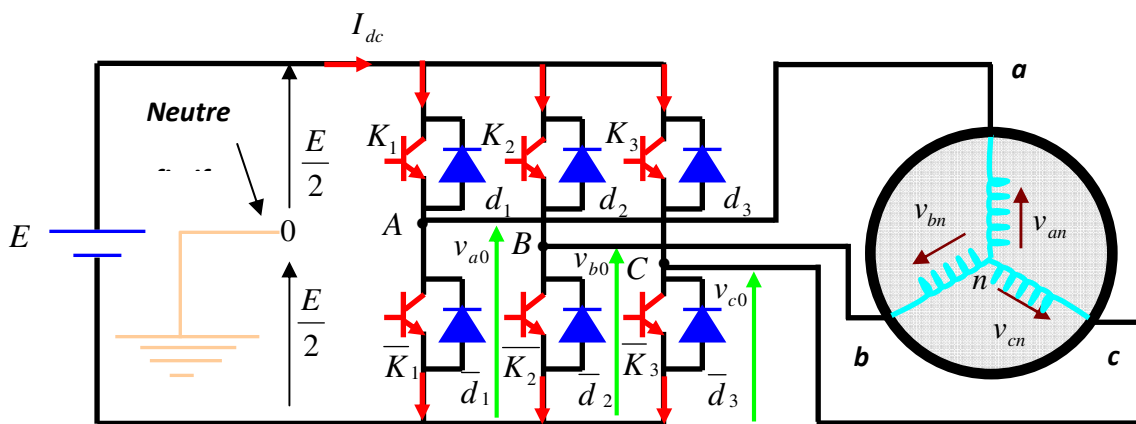
- Au démarrage, le **courant** prend sa valeur maximale, au moment où le moteur joue un rôle de transformateur. Le courant oscille autour de zéro jusqu'à l'instant où il prend sa valeur permanente (sinusoïdal). Lorsqu'on applique une charge (perturbation), on remarque naturellement une demande (augmentation) du courant ce qui implique un échauffement des enroulements du moteur surtout lorsque le couple résistant devient plus grand que celui de nominal.

**I.6 Modélisation du système d'alimentation:**

**I.6.1 Modélisation de l'onduleur de Tension à deux niveaux**

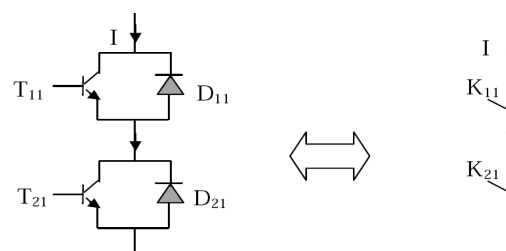
Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors *GTO* pour les grandes puissances.

La figure (I.12) donne le schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux [11][12]. Il est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor *IGBT* et une diode montée en antiparallèle. La tension fournie par un convertisseur *DC – AC*, varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu et vice-versa.



**Fig. I.12** Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I.13).



**Fig.I.13** Représentation d'un GTO

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c à d  $(K_i, \overline{K}_i)$  ( $i = 1, 2, 3$ ) supposés idéalisés,
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor - diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & (K_i \text{ conduit, } \overline{K}_i \text{ bloqué}) \\ 0 & (K_i \text{ bloqué, } \overline{K}_i \text{ conduit}) \end{cases} \quad \text{Avec : } f_i + \overline{f}_i = 1 \quad \text{et } i = 1, 2, 3.$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{AB} = v_{as} - v_{bs} = E \cdot (f_1 - f_2) \\ V_{BC} = v_{bs} - v_{cs} = E \cdot (f_2 - f_3) \\ V_{CA} = v_{cs} - v_{as} = E \cdot (f_3 - f_1) \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Les tensions simples  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  et  $v_{cs}$  forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \quad (\text{I.25})$$

La résolution des équations (I.24) et (I.26) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Trois catégories de MLI (En anglo-saxon Pulse Width Modulation P.W.M), qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées [13] :

- Les modulations *sinus - triangle* effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations *précalculées* pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations *vectérielles* appelées encore M.L.I *régulière symétriques* dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la stratégie MLI.

### I.6.2 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante [14, 15]. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{ref\_as} = v_m \sin(2.\pi.f_s.t) \\ v_{ref\_bs} = v_m \sin\left(2.\pi.f_s.t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{ref\_cs} = v_m \sin\left(2.\pi.f_s.t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.27)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[ 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[ -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I.29)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation ( $m$ ) égal au rapport de la fréquence de modulation ( $f_p$ ) sur la fréquence de référence ( $f_s$ ),
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence ( $v_m$ ) à la valeur crête de l'onde de modulation ( $v_{pm}$ ).

Le mode de fonctionnement de cette technique est le suivant [16] :

- Si  $V_{ref}(t) > V_p(t)$  le transistor supérieur du bras de pont conduit.
- Si  $V_{ref}(t) < V_p(t)$  le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

Dans la figure. I.13 il est montré le principe de la commande M.L.I avec modulation sinus triangle.

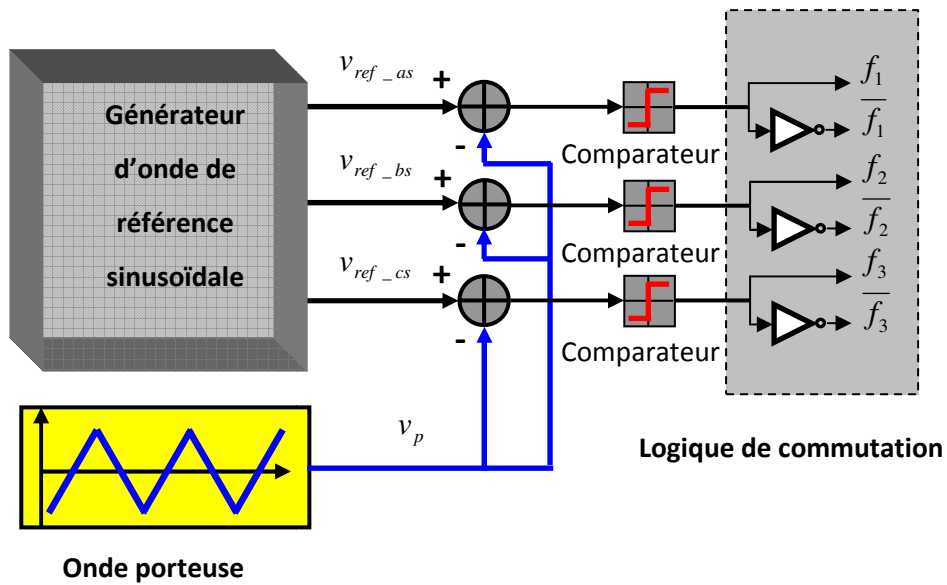


Fig. I.13 Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo - sinusoidale.

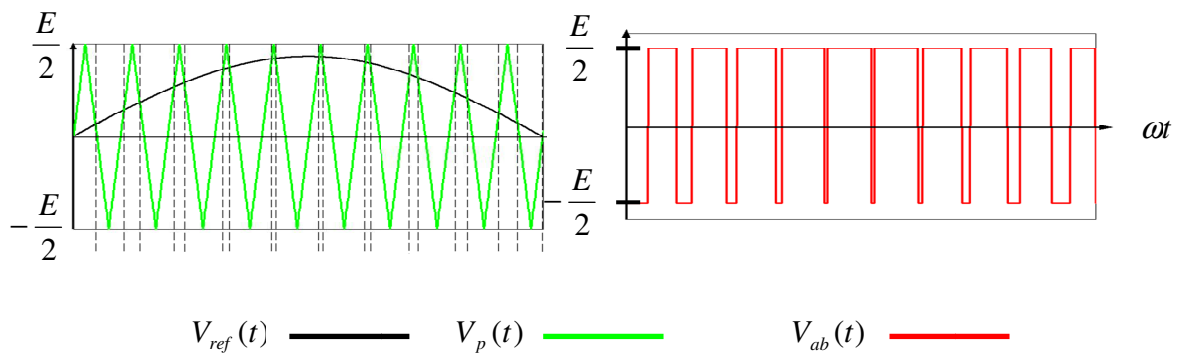


Fig I.14 M.L.I sinus triangle bipolaire.

### I.7 Simulation de l'association MAS avec onduleur à MLI

La figure I.15 donne le schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur MLI implémenté sous Matlab/Simulink.

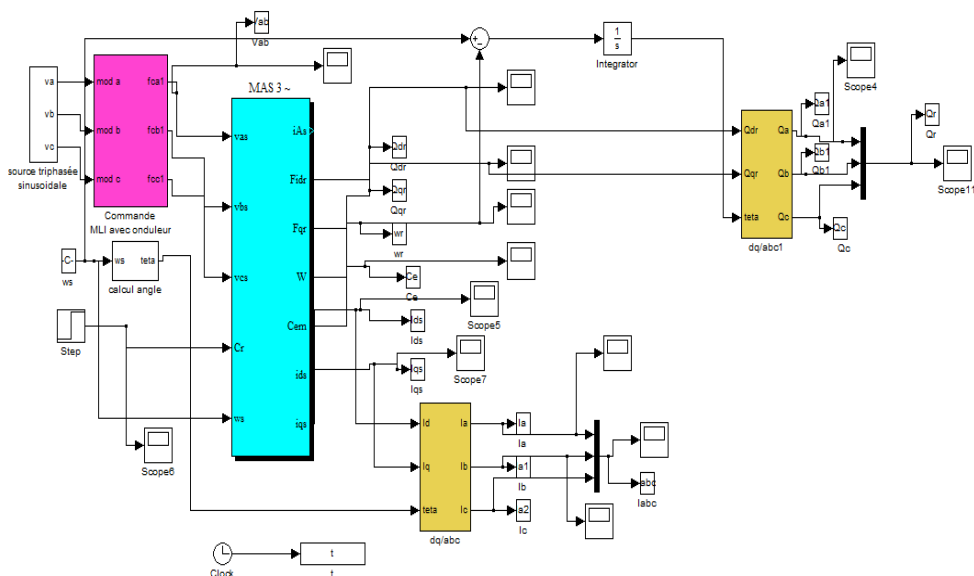
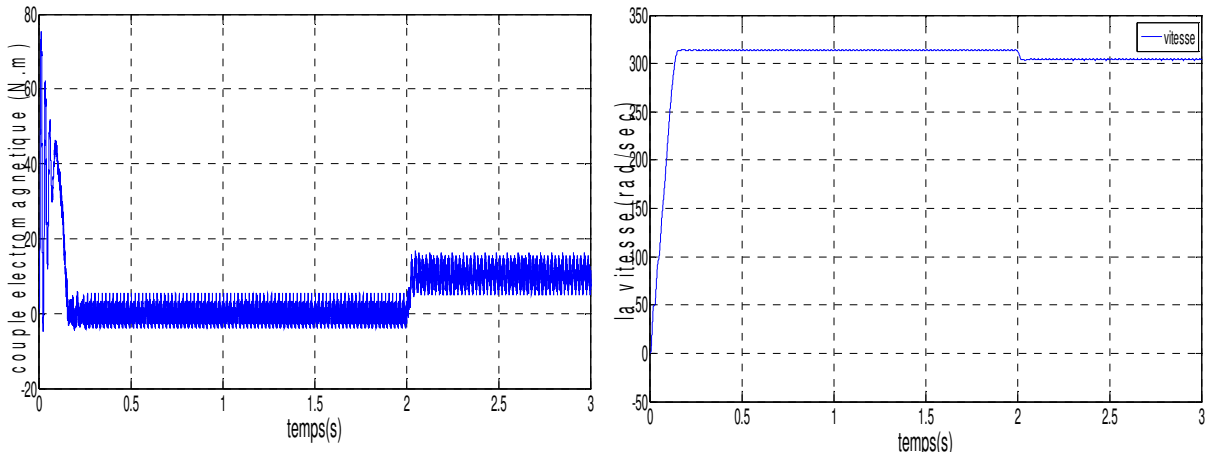


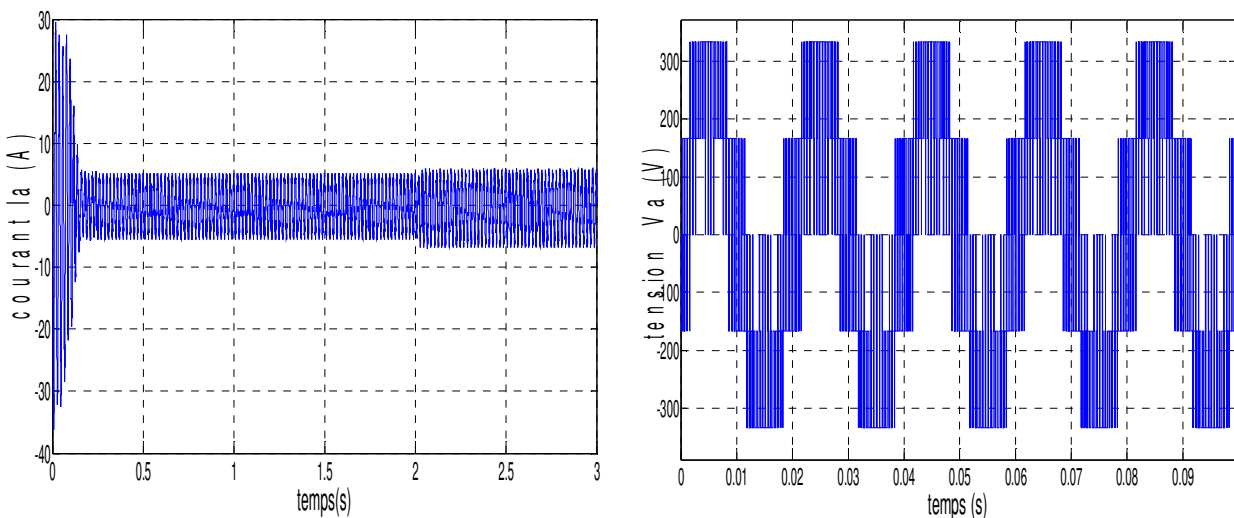
Fig. I.15 Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur MLI

### I.7.1 Résultats de simulation

Après avoir simulé le block de la « figure I.15 » en remplaçant l'onduleur de tension par un onduleur MLI nous avons obtenu les allures suivantes :



**Fig.I.16.** Allures de la vitesse de rotation et de couple  $C_e$



**Fig.I.17.** Allures du courant statorique dans une phase et de la tension simple à la sortie de l'onduleur.

### ☞ Interprétation des résultats

Les figures (I.16 et I.17) obtenues montrent un comportement similaires à ceux obtenus pour une machine liée directement au réseau, mais ils présentent quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur. La commande sous la pleine tension présente un THD moins élevée que celle obtenue lors de l'utilisation de la MLI, néanmoins, la MLI à l'avantage de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de tension.

De ce fait l'utilisation de la MLI est le plus appropriée surtout qu'elle nous permet de réduire sensiblement les harmoniques des tensions en facilitant le filtrage de ces derniers. Reste qu'une fréquence de découpage élevée peut engendrer d'autres problèmes tel que la surchauffe des IGBT, l'interférence haute fréquence.

### **I.8 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil, ses avantages et ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Afin de réduire la difficulté du modèle réel, nous avons fait appel à des hypothèses simplificatrices. Ensuite nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

Par suite, nous avons abordé la modélisation de la partie alimentation en présentant d'une part les principaux blocs du système d'alimentation et d'autre part la commande de l'onduleur par les techniques M.L.I les plus utilisées.

## *Chapitre II*

### *Commande Vectorielle à Flux Rotorique Orienté*

## Chapitre II

### Commande Vectorielle à Flux Rotorique Orienté

#### II.1 Introduction

L'utilisation des machines à courant continu dans le milieu industriel est due à leurs performances dynamiques et à la simplicité de leur commande. Dans la machine à excitation séparée, le flux est contrôlé en permanence par le courant d'excitation, le couple est produit à partir du courant d'induit. Seulement la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et nécessite un entretien fréquent.

Face à ces limitations, les machines asynchrones caractérisées par leur simplicité de construction, leur robustesse et leur faible coût détrônent progressivement les machines à courant continu, par contre ces machines sont très difficiles à commander à cause du fort couplage entre le flux et le couple, et se présentent comme un système multi variable et complexe.

Grâce aux progrès considérables de la micro-électronique et l'électronique de puissance, le découplage entre le flux et le couple devient réalisable par la technique à flux orienté. Ainsi on peut obtenir les performances dynamiques similaires à celles des machines à courant à excitation séparée.

Dans ce chapitre, nous présenterons les différents aspects de la commande vectorielle, puis nous exposerons les méthodes de commande à savoir méthode directe et indirecte. [17]

#### II.2 principe de la commande vectorielle

Nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère  $dq$  comme un produit croisé de courants ou de flux. Si nous reprenons l'écriture:

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{II.1})$$

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel  $(d, q)$  lié au champ tournant avec une orientation du flux rotorique (l'axe  $d$  aligné avec la direction du flux rotorique) comme le montre la figure 2.1. Le flux orienté  $\varphi_i$  peut être le flux statorique  $\varphi_s$ , le flux rotorique  $\varphi_r$  ou le flux magnétisant  $\varphi_{dq}$  (d'entrefer). On peut avoir, par conséquent, trois possibilités

d'orientation et qui permettent chacune, d'avoir un fonctionnement découplé [18, 19]; à savoir :

- ☞ Orientation du flux rotorique, conditionnée par :  $\varphi_{rd} = \varphi_r$  et  $\varphi_{rq} = 0$ .
- ☞ Orientation du flux statorique, conditionnée par :  $\varphi_{sd} = \varphi_s$  et  $\varphi_{sq} = 0$ .
- ☞ Orientation du flux magnétisant, conditionnée par :  $\varphi_{dq} = \varphi_q$  et  $\varphi_{qg} = 0$ .

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante en uadrature du courant statorique avec le flux. Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante en quadrature du courant statorique.

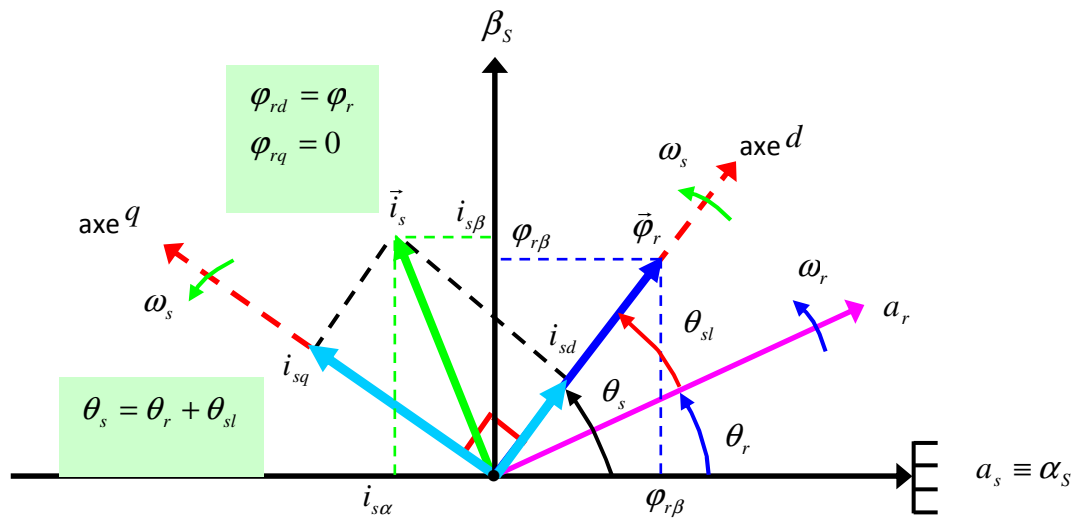


Fig. II.1 Principe de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer).

### II.3. Commande vectorielle à flux rotorique orienté

Pour ce type de contrôle, l'équation de couple en (I-38) est au centre de notre étude. L'objectif étant celui d'éliminer le flux rotorique dans l'axe  $q$  pour obtenir l'équation de couple suivante :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rd} \cdot i_{sq} - \cancel{\varphi_{rq} \cdot i_{sd}}) \tag{II.2}$$

Dans ce cas le flux dans l'axe  $q$  a été éliminé, ceci veut dire que tout le flux rotorique se retrouve sur l'axe  $d$ , l'équation (IV-2) peut s'écrire :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r \cdot i_{sq} \tag{II.3}$$

Où  $\varphi_r$  est le module du flux rotorique total.

La méthode consiste donc à fixé l'axe  $d$  de Park sur le flux rotorique, cela est fait en

calculant la bonne vitesse (et donc l'angle aussi) du référentiel de Park à l'aide de la mesure de vitesse mécanique.

Donc L'alignement de flux  $\varphi_r$  sur l'axe  $d$  entraîne :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Les équations d'états (I-41) s'écrivent donc comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_{sr} i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{K_r}{T_r} \varphi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_{sr} i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + K_r \omega \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} \varphi_r + T_r \frac{d\varphi_r}{dt} = L_m i_{sd} \\ \omega_{sl} = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \varphi_r} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec :  $R_{sr} = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}$ ,  $K_r = \frac{L_m}{L_r}$

Si  $\varphi_r$  est maintenu constant, dans ce repère lié au flux rotorique, on remarque que [20, 21] :

- Le couple produit par la machine asynchrone à une similitude remarquable avec celui produit par la machine à courant continu à excitation séparée (relation linéaire entre le couple électromagnétique et le courant  $i_{sq}$ ).
- Il y a un grand couplage entre la composante du courant statorique  $i_{sq}$  et la tension  $v_{sd}$  et la composante  $i_{sd}$  et la tension  $v_{sq}$ .
- La liaison du repère  $(d, q)$  avec le champ tournant est assurée par l'autopilotage de la machine.

La synthèse d'une commande vectorielle à orientation du flux rotorique se déroule en plusieurs phases :

- Choix de type de commande (en tension, en courant).
- Choix de la nature des consignes (flux et couple, flux et vitesse).
- Détermination du repère  $(d, q)$  et la nature de l'orientation (flux rotorique sur l'axe  $d$ ).
- Déduction des variables de commande adaptées au type d'alimentation (tension, courant).
- Détermination à partir du modèle d'état la loi de commande assurant le découplage entre du flux et du couple et l'autopilotage réalisant l'orientation du repère.

- Détermination de la position du flux (directe, indirecte).

### II.3.1 Découplage entré-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation.[22]

#### II.3.1.1 Découplage par compensation

La commande en tension par orientation de flux consiste à commander le moteur par deux tensions  $v_{sd\_com}$  et  $v_{sq\_com}$  complètement découplées (figure. II.2). Or selon le système d'équations (II.5), bien que le flux soit constant, il y a un grand couplage entre le courant  $i_{sq}$  et la tension  $v_{sd}$  d'une part et le courant  $i_{sd}$  et la tension  $v_{sq}$  d'autre part.

Différents techniques existent pour découplé les grandeurs de commande : découplage par retour d'état et découplage par compensation, Dans notre application, nous utilisons la dernière technique.

La méthode pour obtenir un système d'équations linéaires (dépendant d'un seul axe) consiste à faire intervenir une compensation, qui a le but d'annuler les termes croisés et les termes non-linéaires[23,24, 25]. Le système d'équations (II.5) peut être réécrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} v_{sd\_com} = v_{sd\_lin} + v_{sd\_coup} \\ v_{sq\_com} = v_{sq\_lin} + v_{sq\_coup} \end{cases} \quad (II.7)$$

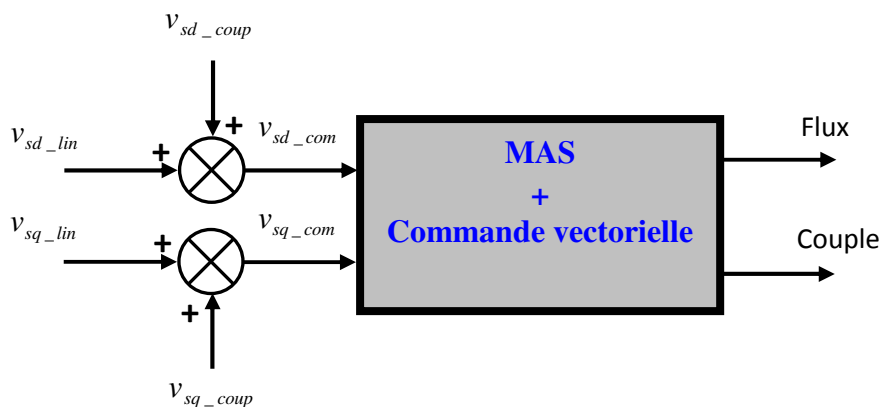


Fig. II.2 Reconstitution des tensions  $v_{sd\_com}$  et  $v_{sq\_com}$ .

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $v_{sd\_lin}$  et  $v_{sq\_lin}$  tel que  $v_{sd\_lin}$  n'agit que sur  $i_{sd}$  et  $v_{sq\_lin}$  sur  $i_{sq}$ .

A partir de (II.5), nous avons :

$$\begin{cases} v_{sd\_com} = v_{sd} \\ v_{sq\_com} = v_{sq} \end{cases} \quad (II.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{sd\_coup} = -\sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{K_r}{T_r} \varphi_r \\ v_{sq\_coup} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + K_r \omega \varphi_r \end{cases} \quad (II.9)$$

$v_{sd\_coup}$  et  $v_{sq\_coup}$  sont les forces électromotrice de compensation (ou les terme de couplage).

Nous définissons un nouveau système de commande (figure. II.3) pour lequel :

$$\begin{cases} v_{sd\_lin} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_{sr} i_{sd} \\ v_{sq\_lin} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (II.10)$$

Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplées.

A partir de ces équations, on peut faire apparaître d'une façon explicite les expressions du flux et du couple :

$$\begin{cases} \varphi_r = \frac{L_m}{\sigma L_s} \frac{1}{(1 + T_r S)(\gamma + S)} v_{sd\_lin} \\ C_e = \frac{p L_m \varphi_r}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{(\gamma + S)} v_{sq\_lin} \end{cases} \quad (II.11)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \gamma = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} = \frac{R_{sr}}{\sigma L_s}$$

Alors le schéma de découplage en tension par orientation du flux rotorique est donné par la figure. II.4.

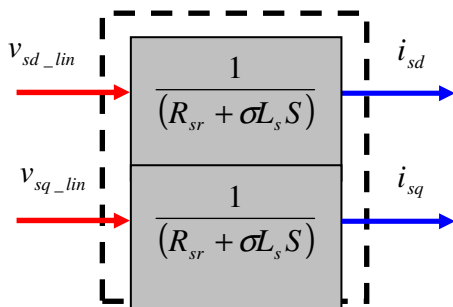


Fig. II.3 Commande découplé Expressions de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

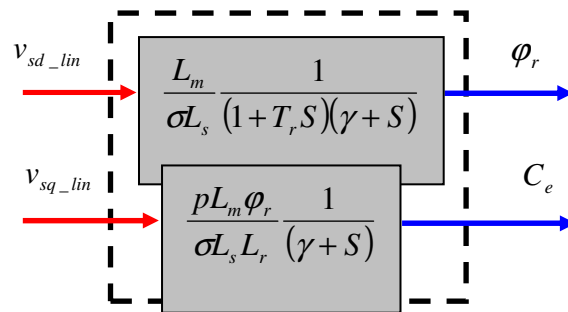


Fig. II.4 Schéma de découplage en tension par orientation du flux rotorique de la MAS

La dynamique des termes de couplage  $v_{sd\_coup}$  et  $v_{sq\_coup}$  doit être plus faible que la

dynamique des grandeurs régulées  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , pour compenser les termes  $v_{sd\_coup}$  et  $v_{sq\_coup}$ . Les fonctions de transfert résultantes vis-à-vis de la régulation sont de premier ordre :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{i_{sd}}{v_{sd\_com} - v_{sd\_coup}} = \frac{1}{R_{sr}} \frac{1}{\left(1 + \frac{\sigma L_s}{R_{sr}} S\right)} \\ \frac{i_{sq}}{v_{sq\_com} - v_{sq\_coup}} = \frac{1}{R_{sr}} \frac{1}{\left(1 + \frac{\sigma L_s}{R_{sr}} S\right)} \end{array} \right. \quad (\text{II.12})$$

Il existe, essentiellement, deux méthodes de commande à flux orienté : la première, appelée directe (méthode de F. Blaschke) et repose sur une commande de flux en boucle fermée. La seconde, dite méthode indirecte (méthode de K. Hasse), caractérisée par une régulation du flux en boucle ouverte [26, 19].

### II.3.1.2 Problèmes posés par le découplage

Nous pouvons montrer que dans le type proposé, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande. Si le découplage par compensation est correct, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc divergence du système.

Une solution consiste, par exemple, à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. En pratique les paramètres  $R_s$  et  $R_r$  évoluent avec la température.[27]

## II.4 Schéma de principe de la commande vectorielle à flux orienté [20]

A partir du modèle du moteur élaboré au chapitre I et des équations de découplages, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe d (Figure II.5).

La position  $\theta_s$  de l'axe  $d$  par rapport au stator est obtenue par intégration de la pulsation statorique  $\omega_s$ .

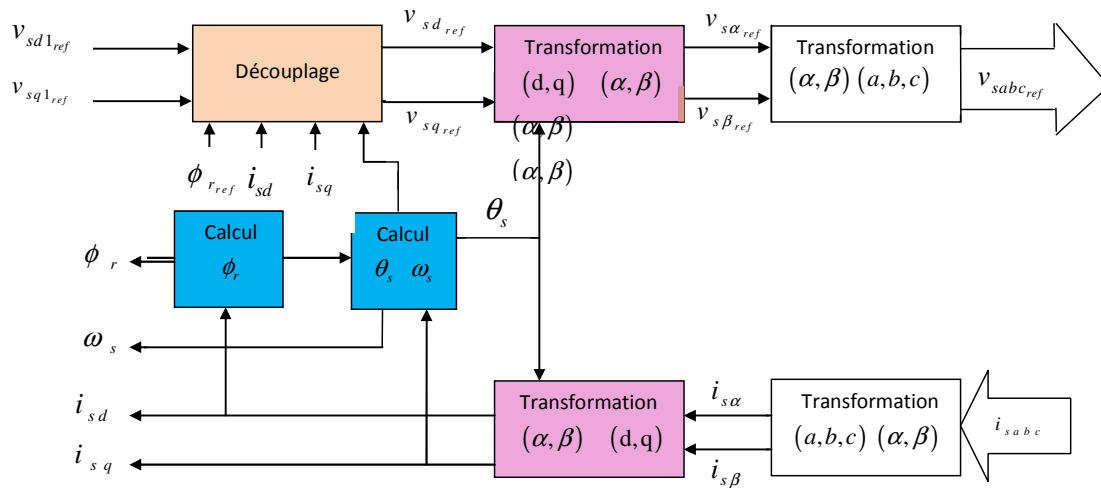


Fig.II.5 Schéma de principe d'une commande vectorielle

### II.4.1 Calcul de $\phi_r$

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût.

Le flux peut être reconstitué par :

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte,
- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par résolution directe des équations associées à ce modèle.

L'intérêt d'une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Toutes fois, ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique, mutuelle, etc).

Le système d'équations (II.5) permet d'estimer le flux  $\hat{\phi}_r$  :

$$\hat{\phi}_r = \frac{L_m}{1+T_r s} i_{sd} \tag{II.13}$$

### II.4.2 Calcul de $\omega_s$ et $\theta_s$

La pulsation statorique s'écrit, d'après (2.1) :

$$\hat{\omega}_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\hat{\phi}_r} \tag{II.14}$$

Avec  $\varepsilon = 0.01$ .

Nous avons alors :  $\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$

De même, l'expression exploitable est la suivant :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \text{ mod}[2\pi]$$

### II.5 Méthode de contrôle direct

La méthode de contrôle directe du flux nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire considéré. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique, et ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Ainsi la commande directe doit être réalisée par la mesure directe du flux, d'où la nécessité d'utiliser des capteurs de flux [28].

A partir du modèle de la machine élaboré au chapitre I et des équations de découplages données au section II.3.1, ainsi que la technique de la M.L.I présentée au chapitre I, nous pouvons élaborer un schéma de principe d'une commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension (figure. II.6).

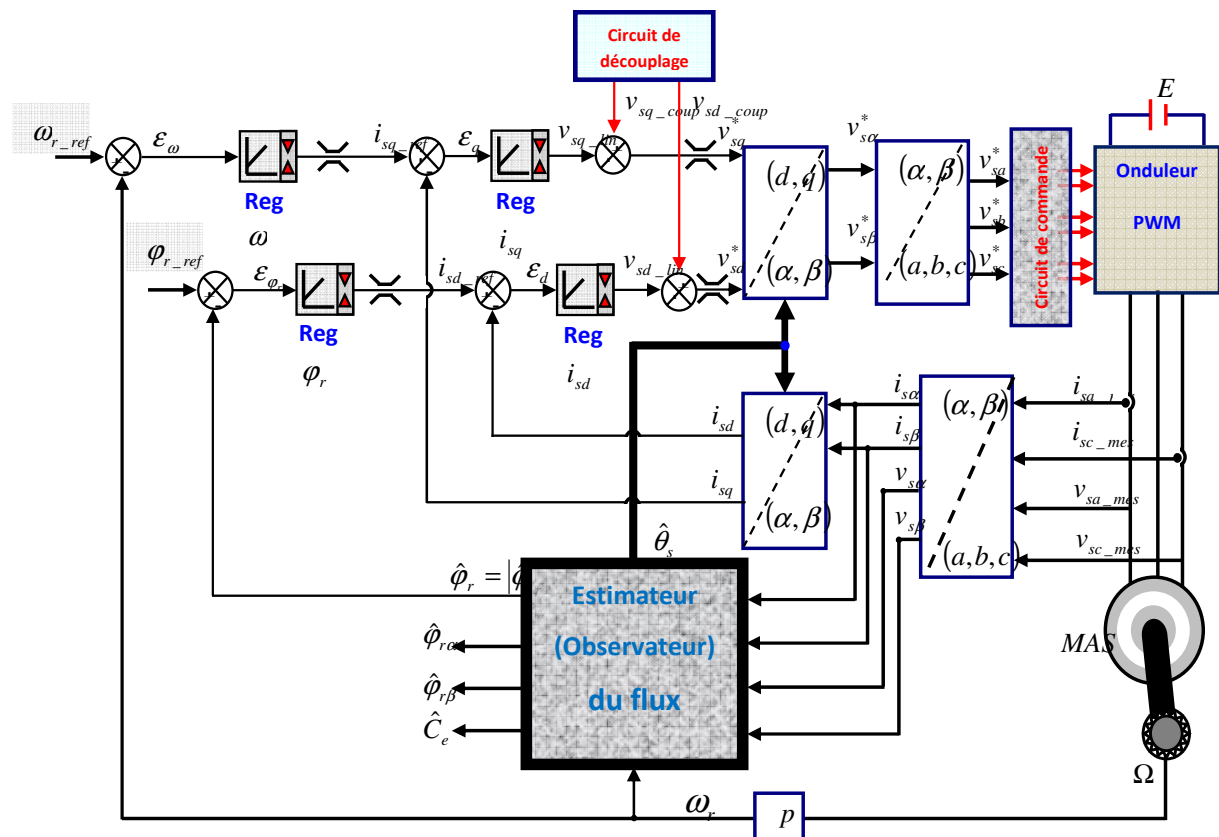


Fig. II.6 Commande vectorielle directe d'une machine asynchrone

On a donc quatre régulateurs :

- **Le régulateur de vitesse** : il reçoit en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple pour régler la vitesse.
- **Le régulateur de flux** : il reçoit en entrée le flux de référence et le flux estimé (observé). Il agit sur le courant  $i_{sd\_ref}$  de référence.
- **Le régulateur de courant  $i_{sd}$**  : il reçoit en entrée le courant  $i_{sd\_ref}$  de référence et de mesure. Il agit sur la tension de référence  $v_{sd\_lin}$ . Régler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant d'après l'équation (II.6).
- **Le régulateur de courant  $i_{sq}$**  : il reçoit en entrée le courant  $i_{sq\_ref}$  de référence et de mesure. Il agit sur la tension de référence  $v_{sq\_lin}$  pour ajuster le courant  $i_{sq}$ .

Il reste à examiner trois parties importantes :

- ☞ **Les transformations directes et inverses** : l'une permet, à partir des tensions biphasés  $(v_{sd}, v_{sq})$  dans le repère du champ tournant, de calculer les tensions triphasées  $(v_{sa}^*, v_{sb}^*, v_{sc}^*)$  à imposer à la machine via l'onduleur à M.L.I. La deuxième transformation calcule, à partir des trois courants de ligne de la machine, les courants biphasés  $(i_{sd}, i_{sq})$  dans le repère de la régulation. Ces deux transformations nécessitent l'estimation de l'angle  $\hat{\theta}_s$ .
- ☞ **L'estimation (observation) du flux** : ce bloc utilise les courants statoriques, les tensions statoriques et la vitesse mesurées pour estimer le flux rotorique et sa phase  $\hat{\theta}_s$ .

### II.5.1 Régulation du système

En utilisant les expressions (II.6), (II.7) et (II.13), on peut établir les fonctions de transfert de la machine asynchrone. Elles sont nécessaires pour la synthèse des correcteurs du flux et des courants. La figure. II.7 montre ces fonctions de transfert.

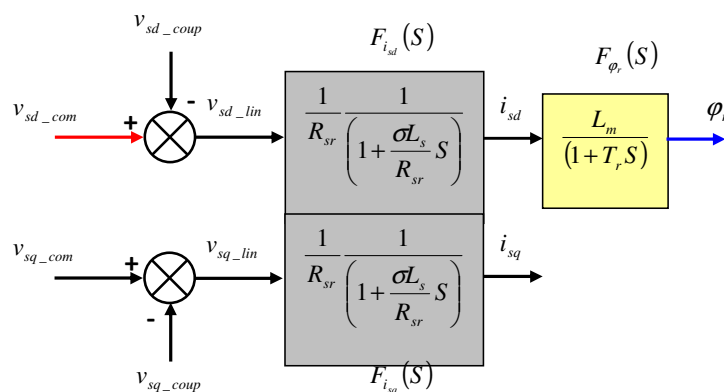


Fig. II.7 Relations de transfert représentant la machine asynchrone

La conception du réglage en cascade du flux et du courant permet de créer une grandeur intermédiaire  $i_{sd}$  qui est accessible à la commande.

### II.5.2 Régulateurs PI

On choisit d'utiliser des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle.

De cette façon, les expressions associées aux régulateurs sont données dans (II.15). En appliquant dans la synthèse des régulateurs la technique de compensation du pôle de la fonction de transfert associée en boucle ouverte (BO), les relations résultantes du système en boucle fermée (BF) sont du premier ordre. Les régulateurs s'expriment alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Re } g(i_{sd}) = \frac{K_{id} \left( 1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} S \right)}{S} = \frac{R_{sr} \left( 1 + \frac{\sigma L_s}{R_{sr}} S \right)}{\tau_{id\_BF} S} \\ \text{Re } g(i_{sq}) = \frac{K_{iq} \left( 1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} S \right)}{S} = \frac{R_{sr} \left( 1 + \frac{\sigma L_s}{R_{sr}} S \right)}{\tau_{iq\_BF} S} \\ \text{Re } g(\varphi_r) = \frac{K_{i\varphi} \left( 1 + \frac{K_{p\varphi}}{K_{i\varphi}} S \right)}{S} = \frac{1}{L_m} \frac{\left( 1 + \frac{L_r}{R_r} S \right)}{\tau_{\varphi\_BF} S} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

$\tau_{id\_BF} = \tau_{iq\_BF}$  : constantes de temps des courants en boucle fermée.

$\tau_{\varphi\_BF}$  : constante de temps du flux en boucle fermée.

Les expressions des différents gains s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{id} = K_{iq} = N_i \frac{R_{sr}^2}{\sigma L_s} \\ K_{pd} = K_{pq} = K_{id} \frac{\sigma L_s}{R_{sr}} = K_{iq} \frac{\sigma L_s}{R_{sr}} = N_i R_{sr} \\ K_{i\varphi} = N_\varphi \frac{1}{L_m T_r} \\ K_{p\varphi} = T_r K_{i\varphi} = N_\varphi \frac{1}{L_m} \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

Donc  $N_i$  et  $N_\varphi$  représentent respectivement la quantité de fois que les constantes de temps en boucle fermée des voies du courant et du flux sont accélérées par rapport aux constantes de



Les grandeurs d'état utilisées pour l'élaboration de la commande indirecte sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût, c'est le cas de flux (commande directe). Dans cette commande le flux rotorique peut être estimé par l'équation suivante :

$$\hat{\varphi}_r = \frac{L_m}{(1 + T_r S)} i_{sd} \quad (\text{II.17})$$

Sur le schéma de la régulation (figure. II.8), nous remarquons, que cette méthode de commande nécessite l'utilisation de trois régulateurs :

- Le régulateur de vitesse  $\omega$ ,
- Le régulateur de courant  $i_{sd}$ ,
- Le régulateur de courant  $i_{sq}$ .

et nécessite aussi un bloc de défluxage pour générer le flux de référence (figure. II.8).

### II.6.1 Régulateur de vitesse

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

### II.6.2 Régulateur de courant $i_{sq}$

L'angle de rotation du repère (qui assure l'orientation de l'axe direct du repère tournant suivant l'axe du flux rotorique) peut être estimé par l'expression suivante :

$$\hat{\theta}_s = \int (\omega + \omega_{sl}) dt \quad (\text{II.18})$$

Où :  $\omega_{sl}$  représente la fréquence de glissement, générée par le modèle inverse obtenu du modèle dont le repère est lié au flux rotorique [30] :

$$\begin{cases} i_{sq\_ref} = \left( \frac{L_r}{pL_m} \right) \left( \frac{C_{e\_ref}}{\varphi_{r\_ref}} \right) \\ \omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq\_ref}}{i_{sd\_ref}} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

### II.6.3 Régulateur de courant $i_{sd}$

Il prend en entrée le courant  $i_{sd\_ref}$  et sa mesure. Il agit sur la tension de référence  $v_{sd\_ref}$ . Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car :

$$\varphi_r = \frac{L_M}{1 + pT_r} i_{sd}$$

Donc :

$$i_{sd\_ref} = \left( \frac{1+sT_r}{L_M} \right) \varphi_{r\_ref} \quad (II.20)$$

Avec  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  la constante de temps rotorique et  $p$  la variable de la transformé de Laplace.

On voit alors qu'en régime permanent :  $\varphi_r = L_M i_{sd}$ .

En négligeant les frottements et les pertes dans la machine électrique, on peut exprimer la puissance en fonction du couple électromagnétique de (II.3) et de la vitesse.

$$P = C_e \Omega = p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r i_{sq} \Omega \quad (II.21)$$

Donc, le flux de référence peut être calculé comme suit :

$$\varphi_{ref} = \frac{PL_r}{pL_m} \frac{1}{i_{sq\_max}} \frac{1}{\Omega_{mes}} \quad (II.22)$$

Où :  $i_{sq\_max}$  est le courant maximal d'axe  $q$ , ( $i_{sq\_max}^2 = i_s^2 - i_{sd\_max}^2$ ),

$\Omega_{mes}$  est la vitesse mesurée de la MAS et  $P$  est la puissance nominale de la MAS.

Ensuite, le flux est imposé par :

$$\varphi_{r\_ref} = \begin{cases} \varphi_{ref} & si |\Omega| > \Omega_n \\ \varphi_m & si |\Omega| \leq \Omega_n \end{cases} \quad (II.23)$$

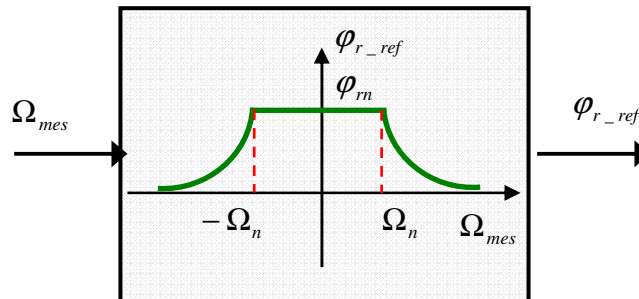


Fig. II.9 Bloc de défluxage.

### II.6.4 Résultats de simulation de la commande FOC

La simulation d'une tension sinusoïdale de valeur efficace **220V** et de fréquence **50Hz** suivi de l'application de couple de charge :  **$C_r = 10 Nm$**  à l'instant  **$t = 1s$** .

- **Démarrage a vide ( $C_r = 0 Nm$ )**

Les réponses obtenues pour ce mode de commande sont illustrées sur les courbes de la figure. II.10, on constate qu'après un temps de démarrage d'environ de **0.4s** :

- ☞ La vitesse atteint la valeur de consigne sans dépassement et coïncide avec sa référence (consigne) durant le régime permanent.

- ☞ Le courant  $i_{sq}$  suit parfaitement sa référence  $i_{sq\_ref}$  durant tout l'essai, ce courant est l'image du couple.
- ☞ Le courant  $i_{sd}$  reste constant et égal à sa valeur de référence ( $i_{sd\_ref}$ ) durant le régime permanent.

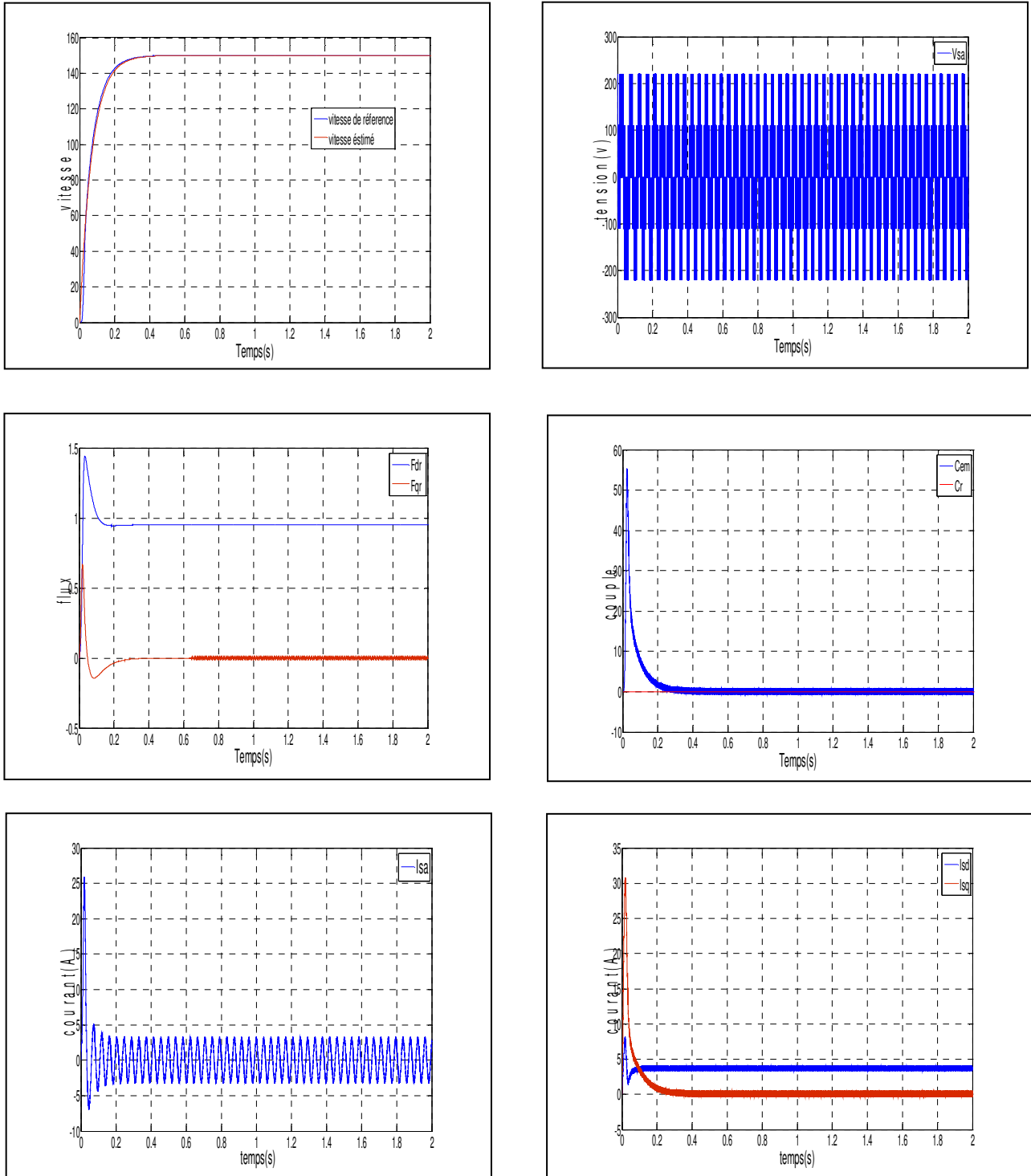


Fig II.10 : Résultat de simulation de la Commande vectorielle de la M.AS a vide

▪ Démarrage en charge ( $Cr = 10 Nm$ )

Pour tester le comportement de la machine asynchrone avec un régulateur (PI), la structure de la commande vectorielle directe a été simulée pour l'application d'un couple de charge à l'instant 1 sec. Les réponses obtenues en charge sont illustrées sur les courbes de la figure. II.11.

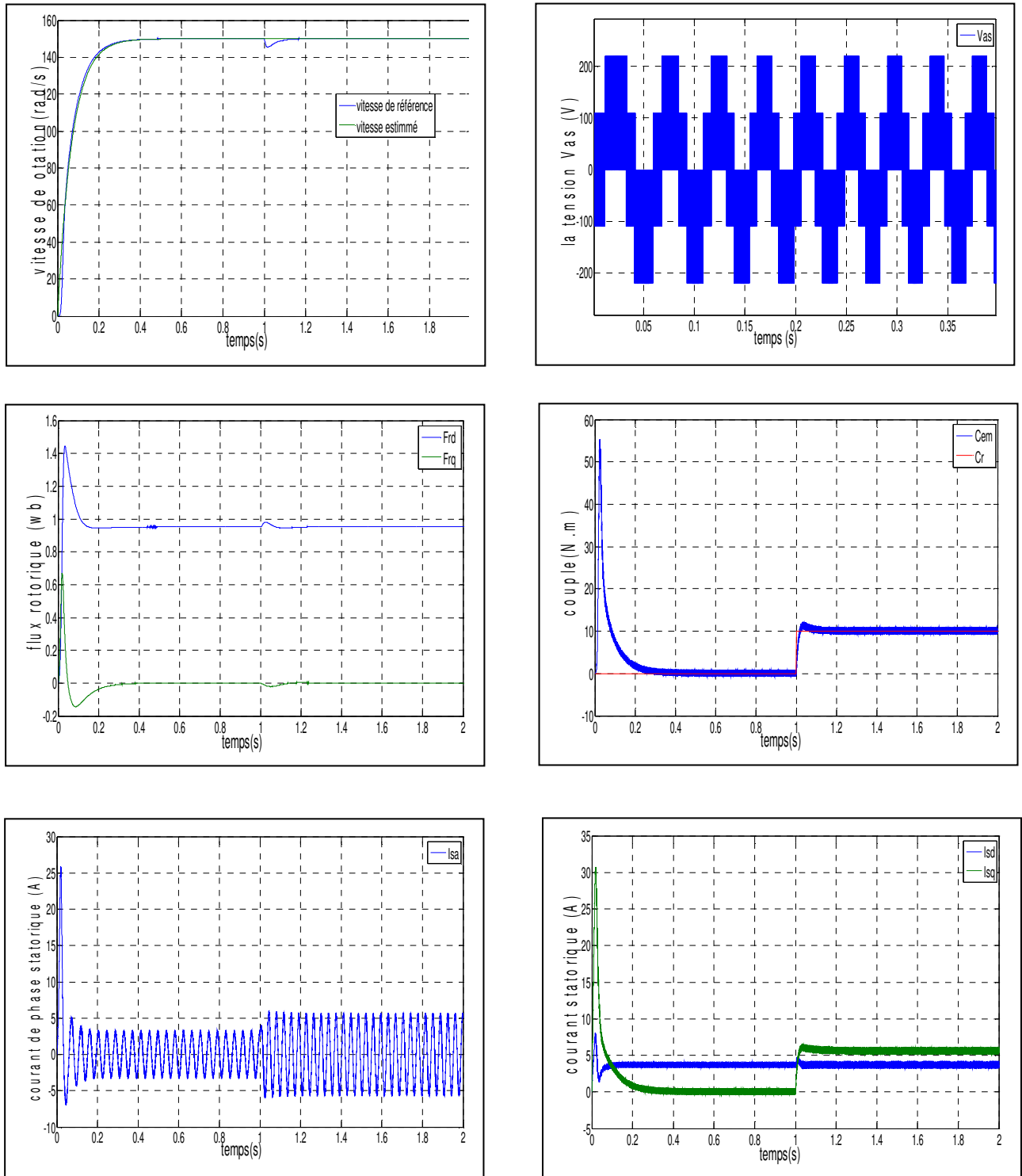


Fig. II.11 Résultat de simulation de la commande vectorielle de la M.AS en charge

### Interprétation des résultats

D'après la figure. II.11, nous constatons qu'après un temps de démarrage d'environ de 0.4 sec :

- La vitesse atteint la valeur de consigne sans dépassement et coïncide avec sa référence (consigne) durant le régime permanent.
- L'application d'une charge provoque une chute de vitesse égale à 1,4 % de sa valeur de consigne. La compensation de cette chute est faite par l'intervention des régulateurs (PI).
- Le courant  $i_{sq}$  suit parfaitement sa référence  $i_{sq\_ref}$  durant tout l'essai, ce courant est l'image du couple.
- Le courant  $i_{sd}$  reste constant et égal à sa valeur de référence ( $i_{sd\_ref} = 4A$ ) durant le régime permanent.

### II.6.5 Résultats de simulation de IFOC

La simulation d'une tension sinusoïdale de valeur efficace **220V** et de fréquence **50Hz** suivi de l'application de couple de charge :  **$Cr = 10 Nm$**  à l'instant  **$t = 1s$** .

#### ▪ Démarrage a vide ( $Cr = 0 Nm$ )

Les réponses obtenues pour ce mode de commande sont illustrées sur les courbes de la figure. II.12, on constate qu'après un temps de démarrage d'environ de 0.4s :

De nouveau, nous constatons que les grandeurs régulées suivent correctement leurs consignes et, en particulier, que la vitesse suit bien son profil.

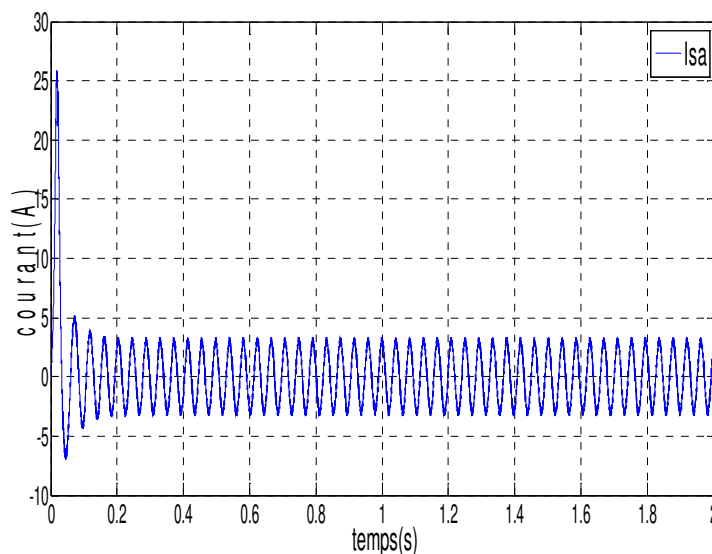


Fig. II.12 Évolution du courant à vide

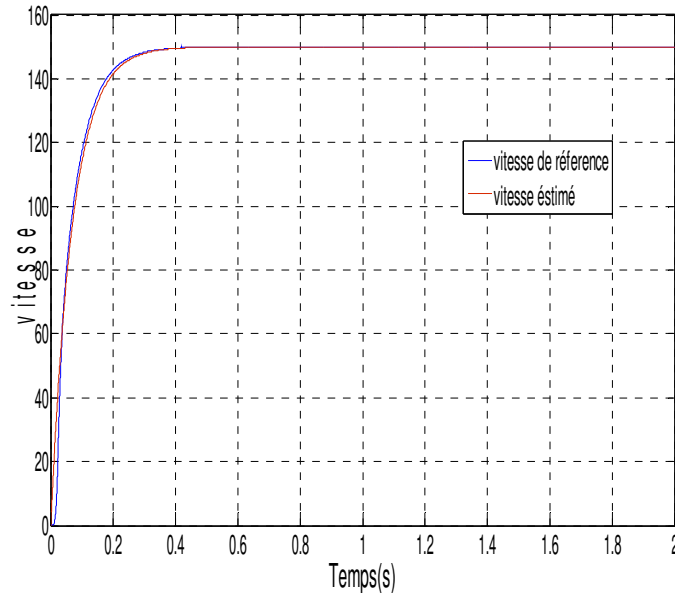


Fig. II.13 Évolution de la vitesse à vide

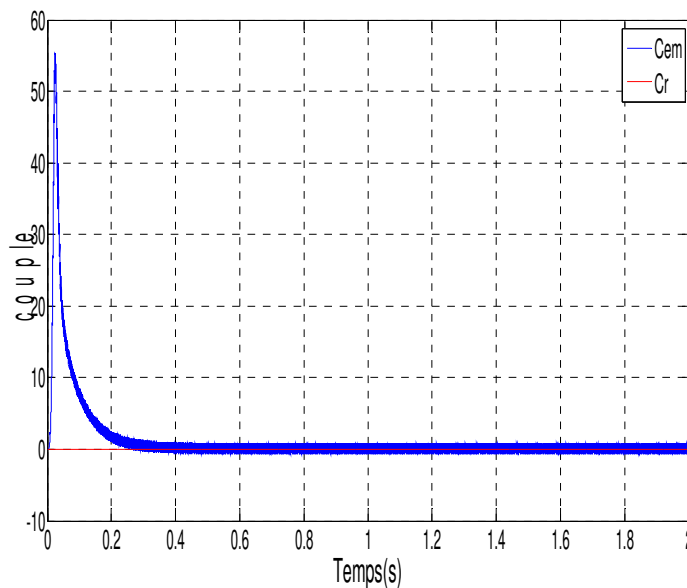


Fig.II.14 Évolution de la vitesse à vide

▪ Démarrage en charge ( $Cr = 10 Nm$ )

Pour tester le comportement de la machine asynchrone avec un régulateur ( $PI$ ), la structure de la commande vectorielle indirecte a été simulée pour l'application d'un couple de charge à l'instant 1 sec. Les réponses obtenues sont illustrées sur les courbes de la figure. II.15 ; II.16 et II.17.

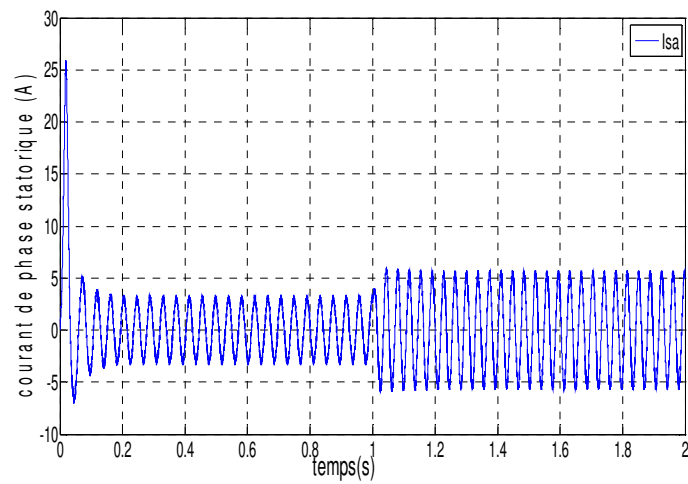


Fig.II.15 Évolution du courant en charge

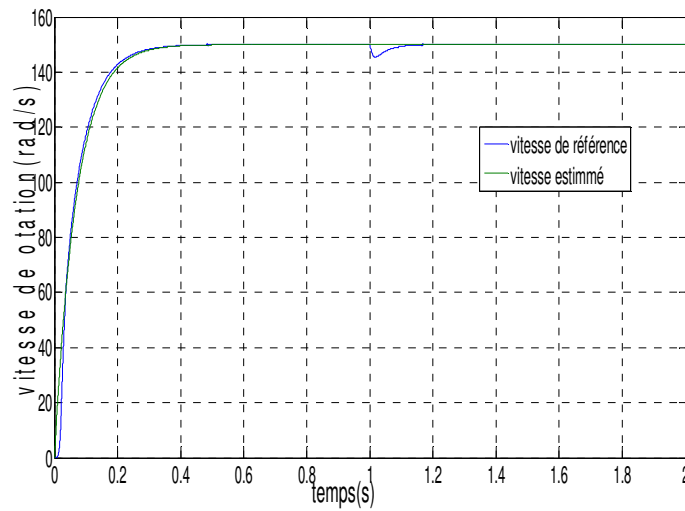


Fig. II.16 Évolution de la vitesse en charge

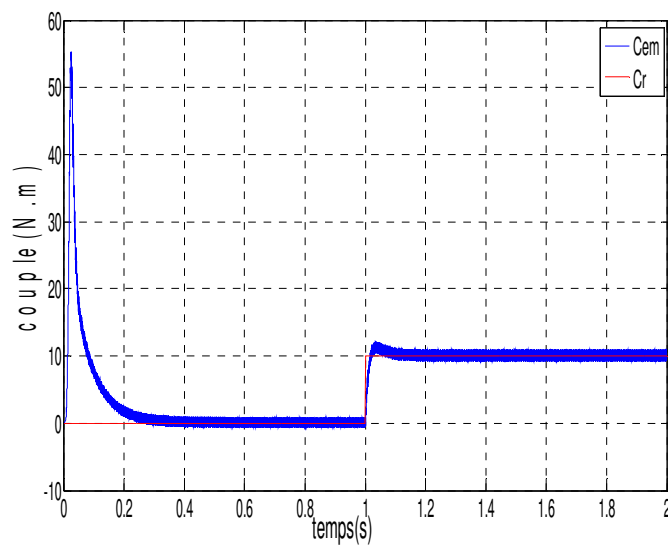


Fig.II.17 Évolution du couple en charge

### ✍ *Interprétation des résultats*

On note que l'appel de courant au démarrage est maîtrisé avec un régime transitoire de temps très court ou le courant de démarrage passe de 25.9 A pour atteindre 3.35 A à l'instant  $t = 0.2 \text{ sec}$  (figure II.12).

Lorsqu'on applique la charge, on voit que le courant augmente de la valeur nominal de 3.35A à une valeur de courant de 6 A à l'instant  $t = 1.05 \text{ sec}$ .

En poursuite (à vide) pour le profil de vitesses présenté (Figure III.13). Nous constatons que la vitesse suit bien son profil jusqu'à  $t = 1 \text{ sec}$  où l'on applique la charge alors elle descend à 145.52 rad/s qui correspond à 1.015 sec, puis elle suit bien son profil de référence grâce à une bonne régulation.

La figure II.14 ci-dessous représente l'évolution du couple instantané. Au régime transitoire le couple atteint 55 N.m puis il commence à descendre pour atteindre une valeur nulle puisqu'il n'y a pas de charge. Mais à l'instant  $t = 1 \text{ sec}$  lorsque la charge est appliquée on voit que le couple fait un pic de 12.2 N.m à l'instant  $t = 1.03 \text{ sec}$  puis il se stabilise pour la valeur de  $C_n = 11.9 \text{ N.m}$ . On constate aussi qu'il n'y a pas d'oscillation de couple comme dans le cas de la commande vectorielle directe.

## II.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone, l'objectif étant la régulation de la vitesse. Nous avons développé deux méthodes, l'une pour la régulation de la vitesse par la commande directe, l'autre pour le même objectif par la méthode indirecte.

Les résultats de simulation numérique montrent :

- ☞ La régulation de la vitesse par la commande vectorielle directe présente de meilleures performances par rapport à ceux présentés par la méthode indirecte en termes de réponse, de précision et de dépassement.
- ☞ Les tests de robustesse montrent bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations de charge.

## *Chapitre III*

### *Commande Directe du Couple*

## Chapitre III

# Commande Directe du Couple

### III.1. Introduction

La structure du Contrôle Directe du couple (*DTC*) de la machine asynchrone a été introduite en 1985 par *I. Takahashi*. Dans le souci d'une amélioration continue des performances relatives à la commande des machines à courants alternatif, des techniques de plus en plus laborieuses ont vu le jour passant par la commande scalaire, la commande vectorielle et enfin la *DTC*. L'évolution des techniques de commande appliquées aux moteurs à courant alternatif sont directement reliées aux avancées réalisées dans les domaines de microélectronique, de l'électronique et de l'électronique de puissance. La complexité dont le modèle des moteurs à courant alternatif fait figure, la nécessité d'assurer un contrôle découplé des grandeurs électriques assurant le fonctionnement du moteur, des algorithmes de plus en plus élaborés sont appliqués afin de nous permettre d'avoir le plus de contrôle possible, et c'est dans cette optique que la commande directe du couple a été développée [31].

Dans ce chapitre, sera présenté en premier lieu, le principe du contrôle direct du couple des moteurs asynchrones. Se basant sur les modèles respectifs de l'onduleur de tension et de la machine précédemment illustrés, nous allons expliquer le principe du contrôle du couple du moteur asynchrone indépendamment de celui flux qui lui sera soumis à une consigne. Nous allons illustrer l'algorithme contrôlant les diverses configurations des commutateurs de l'onduleur assurant le fonctionnement de la *DTC*. Le contrôle de la vitesse quant à elle sera assuré par une boucle de commande incorporant un régulateur *PI* classique.

En deuxième lieu, nous allons procéder à la simulation de notre système de commande ainsi construit utilisant le module *Simulink* du logiciel *Matlab*. Les résultats des simulations viendront illustrer clairement les performances de la technique étudiée.

### III.2 Caractéristiques générales d'une DTC

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

- ☞ La *DTC* est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ☞ La commande indirecte des intensités et tensions statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ☞ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.

- ☞ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ☞ L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- ☞ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [32].

### III.2.1. Avantages de la DTC

- ☞ Absence du bloc (MLI).
- ☞ Une excellente dynamique du couple.
- ☞ Absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande.
- ☞ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ☞ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ☞ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ☞ Il n'est pas nécessaire de connaître avec précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ☞ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.

### III.2.2. Inconvénients de la DTC

- ☞ L'existence de problèmes à base vitesse (influence du terme résistif).
- ☞ L'existence des oscillations de couple.
- ☞ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ☞ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.
- ☞ la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites dégrade les performances de la commande DTC. [33].

### III.3 Principe d'un Contrôle Directe du Couple

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à

savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique [34,32] .

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la (fig. III.1.) Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs composantes dans le plan complexe  $\alpha \beta$ . Le régulateur de flux est à deux niveaux et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi.

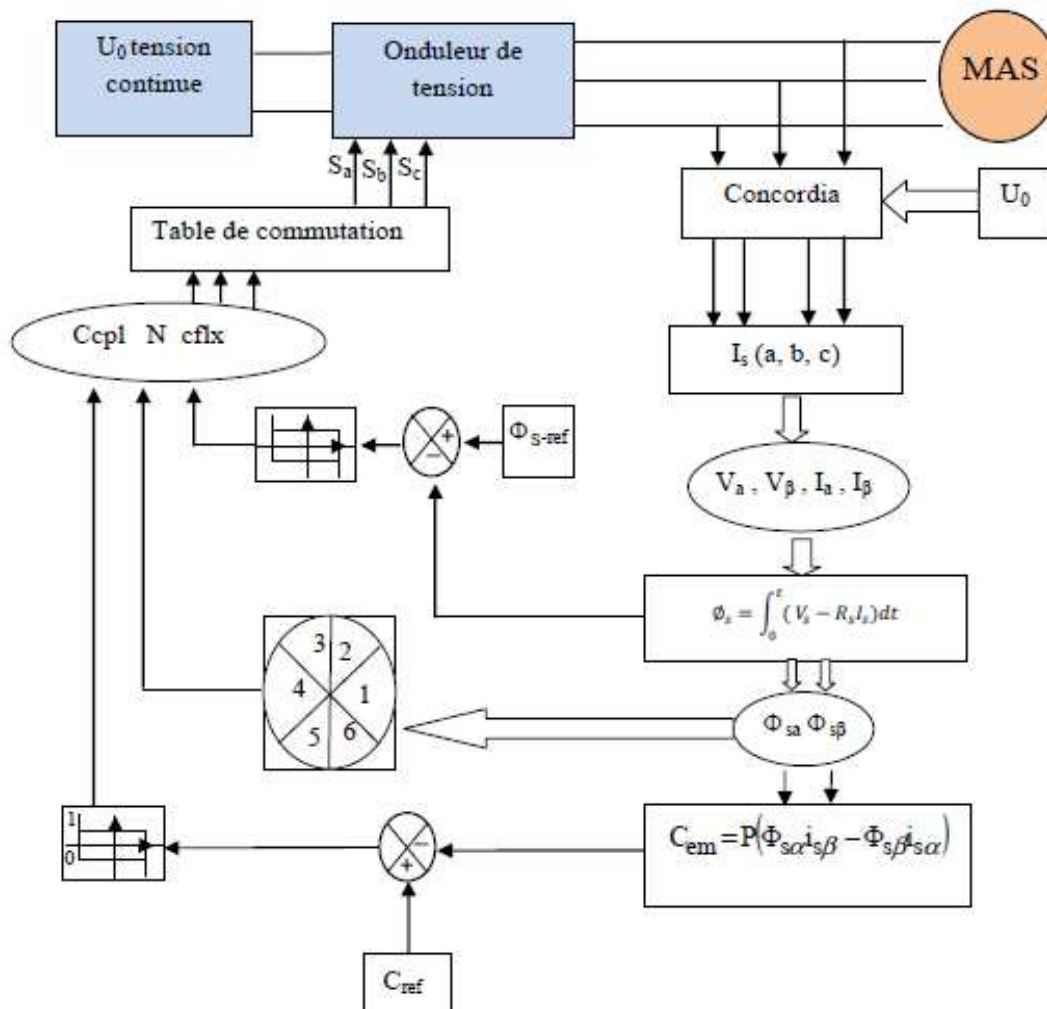


Fig. III.1: Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

**III.3.1. Contrôle du flux statorique**

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, l'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est donné par :

$$V_s = R_s + I_s \frac{d}{dt} \Phi_s \tag{III.1}$$

On obtient :

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \tag{III.2}$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps  $[0, T_e]$  et si on considère que  $V_s \gg R_s I_s$  donc l'équation (III.2) en discret peut s'écrire:

$$\Phi_s(k + 1) = \Phi_s(k) + V_s \cdot T_e \tag{III.3}$$

Donc :

$$\Delta \Phi = V_s \cdot T_e$$

Avec :

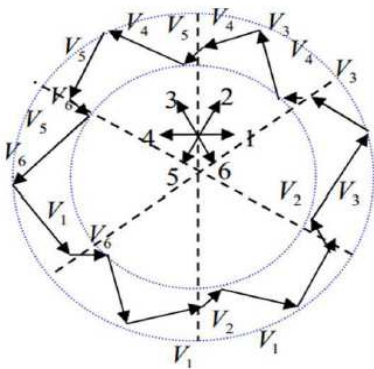
$\Phi_s(k + 1)$  : Vecteur du flux statorique à l'échantillonnage suivant,

$\Phi_s(k)$  : vecteur du flux statorique au d'échantillonnage actuel,

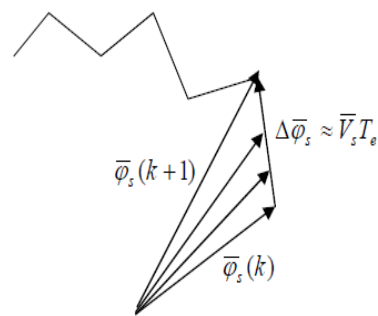
$\Delta \Phi_s$  : variation du vecteur flux statorique ( $\Phi(k + 1) - \Phi(k)$ ),

$T_e$  : Période d'échantillonnage.

L'équation (III.3) implique que l'extrémité du vecteur flux  $\Phi_s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de la tension appliquée  $V_s$  comme il est illustré sur la fig (III.2).



**Fig. III.2** sélection de Vecteur tension  $V$  Correspondant au contrôle de l'amplitude de flux



**Fig. III.3** Evolution du vecteur flux dans le plan  $\alpha\beta$ .

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) change l'amplitude du vecteur flux et la "composante du couple" (composante tangentielle) change la position du vecteur flux.

Si la période de contrôle " $T_e$ " est très faible devant la période de rotation du vecteur flux statorique. En choisissant une séquence appropriée de vecteur tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux  $\Phi_s$  la trajectoire désirée.

Il est possible de fonctionner avec un module de flux  $\Phi_s$  pratiquement constant, pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante du flux des vecteurs tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante [35].

Lorsque le vecteur tension  $V_s$  est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux  $\Phi_s$  est donnée par sa dérivée  $\frac{d}{dt}\Phi_s$  correspondant à la force électromotrice.

Le déplacement du flux statorique correspondant à la dérivée angulaire  $\frac{d}{dt}\Phi_s$ . L'extrémité du flux statorique suit la direction donnée par la force électromotrice  $\frac{d}{dt}\Phi_s$ . La vitesse de rotation de  $\Phi_s$  dépend fortement du choix de  $V_s$ , elle est maximale pour un vecteur  $V_s$  perpendiculaire à la direction de  $\Phi_s$  et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative.

### III.3.2 Sélection du vecteur tension $V_s$

Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\overline{\varphi}_s = \int (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III. 4})$$

Le couple électromagnétique est calculé à partir de l'équation :

$$C_e = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{III. 5})$$

La commande du flux statorique et du couple est réalisée à partir de deux contrôleurs à bande d'hystérésis respectivement à deux (+1, -1) et à trois (+1, 0, -1) niveaux. L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est injectée dans le contrôleur hystérésis à deux niveaux qui génère à sa sortie la variable  $\Delta\varphi_s$ . L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est injectée dans le double contrôleur hystérésis à trois niveaux qui génère à sa sortie la variable  $\Delta C_e$ .

☞ Calcul de l'erreur  $\Delta\varphi_s$  :

a) Si  $\Delta\varphi_s = 1 \implies$  augmenter l'amplitude de flux statorique,

b) Si  $\Delta\varphi_s = -1 \implies$  diminuer l'amplitude de flux statorique.

☞ Calcul de l'erreur  $\Delta C_e$  :

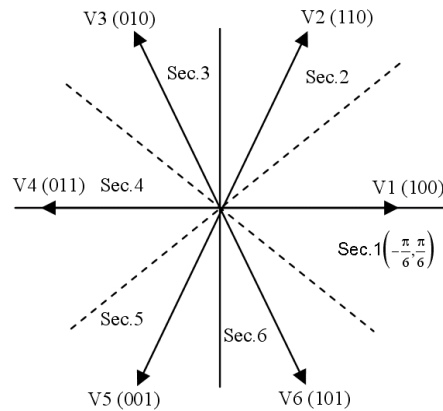
a) Si  $\Delta C_e = 1 \implies$  augmenter le couple électromagnétique,

b) Si  $\Delta C_e = -1 \implies$  réduire le couple électromagnétique,

c) Si  $\Delta C_e = 0 \implies$  maintenir le couple électromagnétique.

Le secteur angulaire (**Fig.III.4**) dans lequel se trouve le flux statorique est choisi à partir de l'angle :

$$\theta_s = \arctan(\varphi_{s\beta} / \varphi_{s\alpha}) \tag{III.6}$$



**Fig.III.4** Représentation des secteurs

Selon la position du vecteur flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , nous définissons une table donnant le vecteur tension à appliquer pour chaque combinaison des variables  $(\Delta C_e, \Delta\varphi_s)$ .

La table de commutation définie par Takahashi [36] est donnée par le **tableau.III.1**.

**Tableau III.1.** Tableau de localisation pour le contrôle du couple et du flux

$\Delta\varphi_s$	$\Delta C_e$	Secteur					
		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
1	+1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
0	+1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

### III.3.3 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 [37]:

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{III. 7})$$

$$\begin{cases} \phi_{sa} = \int_0^t (V_{sa} - R_s i_{sa}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III. 8})$$

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

$$i_s = i_{sa} + j i_{s\beta} \quad (\text{III. 9})$$

$$i_{s\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sa}) \right] \quad (\text{III. 10})$$

$$\begin{cases} I_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sa}) \right] \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{sa}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III. 12})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux  $\phi_s$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$

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

$$a_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{sa}} \quad (\text{III. 13})$$

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

### III.3.4. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation [38], [39]:

$$C_{em} = p(\phi_{sa} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{sa}) \quad (\text{III. 14})$$

### III.4. Elaboration du vecteur de commande

#### III.4.1 Correcteur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la fig. (III.3). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne ( $C_{flx}$ ), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ( $C_{flx}=1$ ) ou diminuée ( $C_{flx}=0$ ) de façon à maintenir [40].

$$|(\phi_s)_{ref} - \phi_s| \leq \Delta\phi_s \tag{III. 15}$$

Avec  $(\phi_s)_{ref}$  est le consigne de flux

$\Delta\phi_s$  : la largeur d'hystérésis du correcteur.

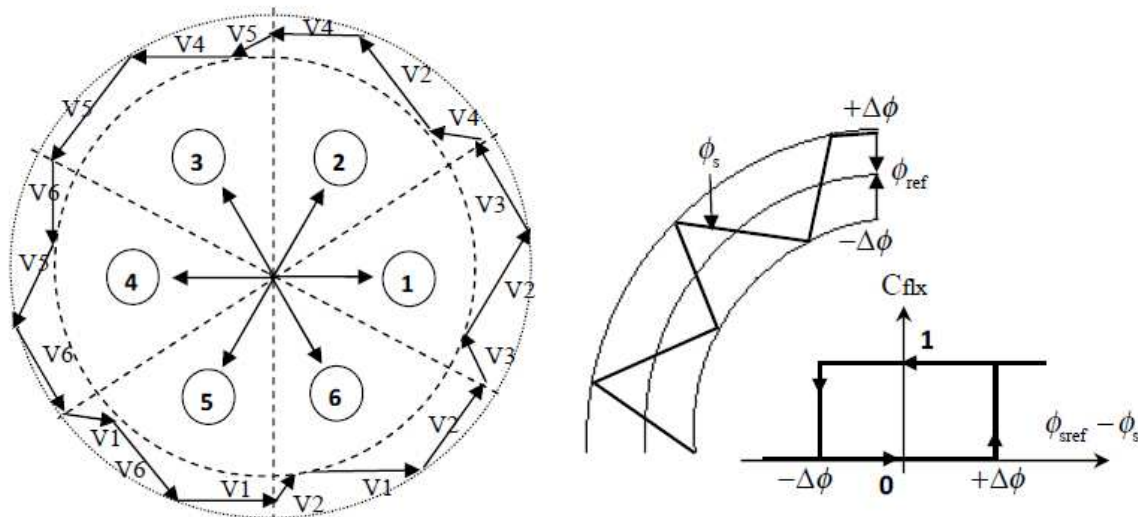


Fig. III.5: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondant

On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0 & \text{alors } C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0 & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \end{cases}$$

#### III.4.2 Correcteur de couple :

On définit l'erreur sur le couple, noter  $\xi_{cem}$ , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée [40], [41].

$$\xi_{cem} = |C_{emref} - C_{em}| \tag{III. 16}$$

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_{emref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (\text{III. 17})$$

Avec :  $C_{emref}$  est le couple de référence,

$\Delta C_{em}$  Est la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant, la différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif Selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

- Correcteur à deux niveaux,
- Correcteur à trois niveaux.

#### III.4.2.1 Correcteur à deux niveaux :

Le comparateur à deux niveaux diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs  $\overline{V}_{i+1}$  et  $\overline{V}_{i+2}$  peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple et uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones Ni, on s'aperçoit que pour chaque zone i, il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur, [42]

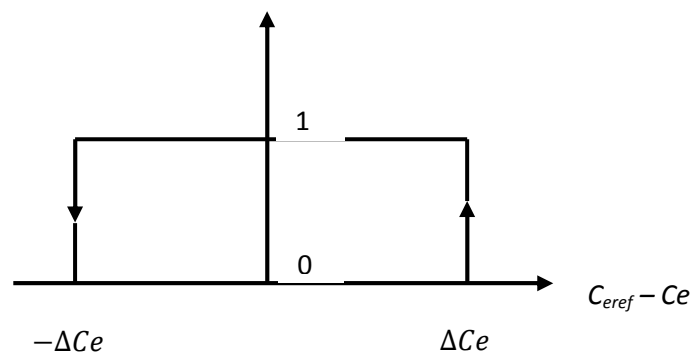


Fig. III.6: correcteur de couple à deux niveaux

#### III.4.2.2 Correcteur à trois niveaux :

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, présentée par la variable booléenne  $C_{cpl}$ .

Figure(III.8) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl}=1$ ), pour une consigne positive et ( $C_{cpl}=-1$ ), pour une consigne négative, ou diminuée ( $C_{cpl}=0$ ). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-1}$  ou  $V_{i-2}$  ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart  $\Delta C_e$  entre le couple électromagnétique de référence  $C_{ref}$  et celui estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur  $C_{cpl}=1$ , pour augmenter le couple,  $C_{cpl}=-1$ , pour le réduire et dans le cas  $C_{cpl}=0$ , pour le maintenir constant dans une bande autour de sa référence.

Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est utilisé, afin de minimiser la fréquence de Commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [43].

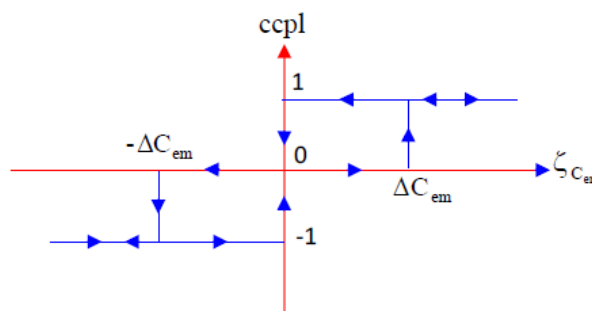


Fig. III.7: correcteur de couple à trois niveaux

### III.5. Résultats de simulation

Les résultats de simulation présentés ci-dessous ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine Asynchrone de 4KW dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement *Matlab/Simulink*.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

☞ la bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à  $\pm 0.25 \text{ N.m}$ .

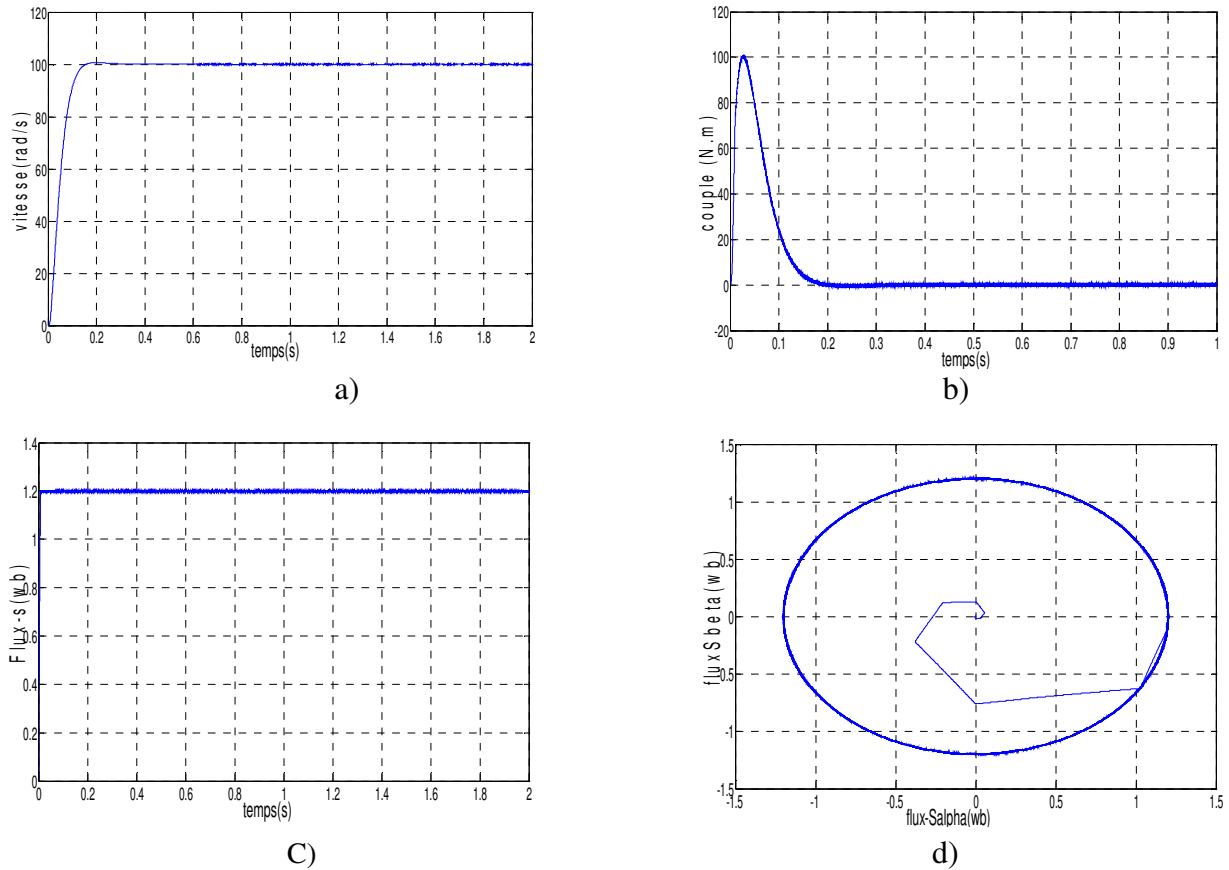
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à  $\pm 0.005 \text{ Wb}$ .
- La valeur de référence du flux statorique est  $\Phi_s \text{ réf} = 1.2 \text{ Wb}$ .
- La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur *PI*.

Le choix de largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux doit être toujours dans des limites admissibles pour les grandeurs contrôlées; En effet, le choix d'une bande assez étroite devient trop exigeant et moins intéressant.

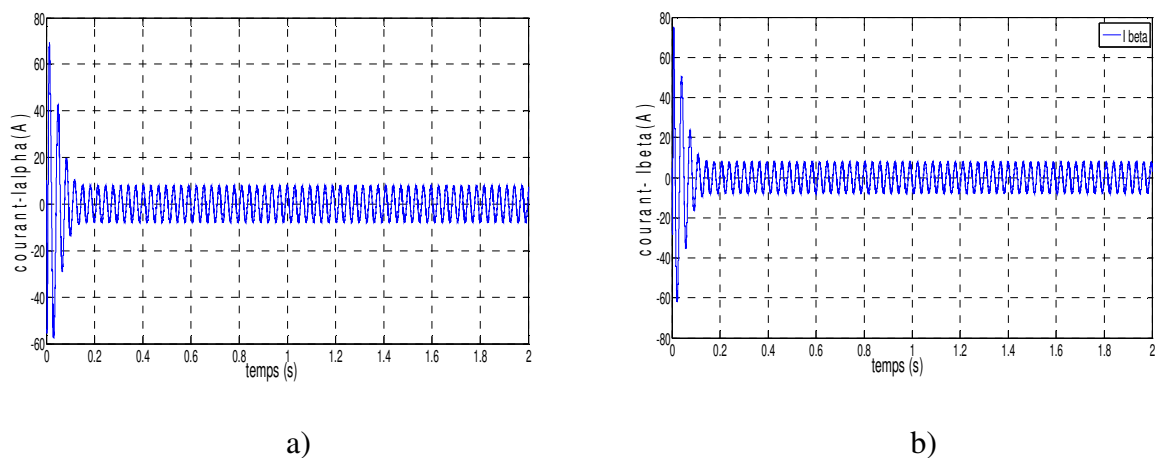
Dans ce qui suit ; nous allons présentél’effet des différents paramètres de réglage agissant sur les performances de la commande *DTC*.

### III.5.1 Démarrage à vide

Les résultats de simulation de la commande directe de couple (DTC) pour une vitesse de consigne  $\omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$  sont présentés ci-dessous :



**Fig.III.8**Réponse du système à vide : a) Vitesse, b) Couple, c) Flux statorique, d) Module du Flux statorique



**Fig. III.9**Réponse du système à vide : a) courant  $i_\alpha$ , b) courant  $i_\beta$

### ✍ Interprétation des résultats

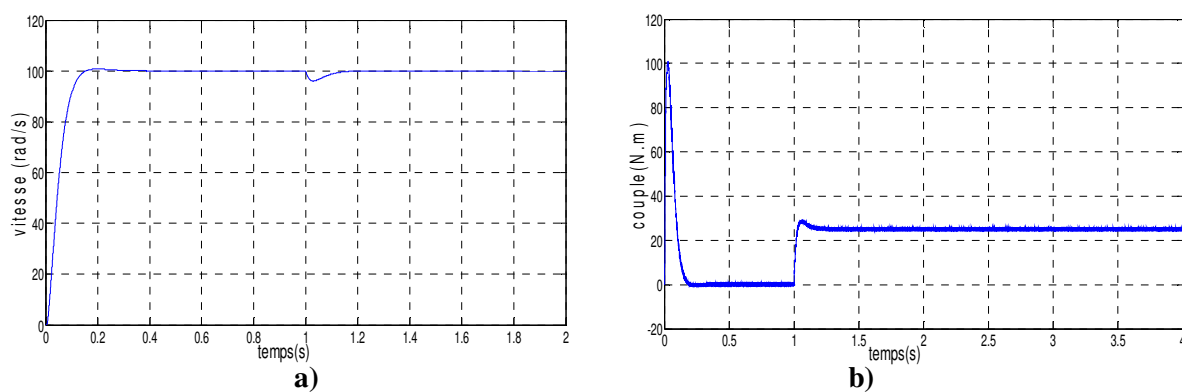
Les résultats de simulation montrent que la vitesse a une bonne réponse dynamique, sans dépassement ni erreur statique et suit sa référence d'une manière acceptable (**fig.III.8 a**), et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.15s, montre les performances de la régulation. Qui concerne le couple il présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.2s à une valeur pratiquement nulle (**fig.III.8 b**).

La (**figure.III.8d**) présente l'évolution de flux statorique dans le repère biphasé( $\alpha, \beta$ ), qui est parfaitement circulaire, mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne qui sont dues à la bande d'hystérésis.

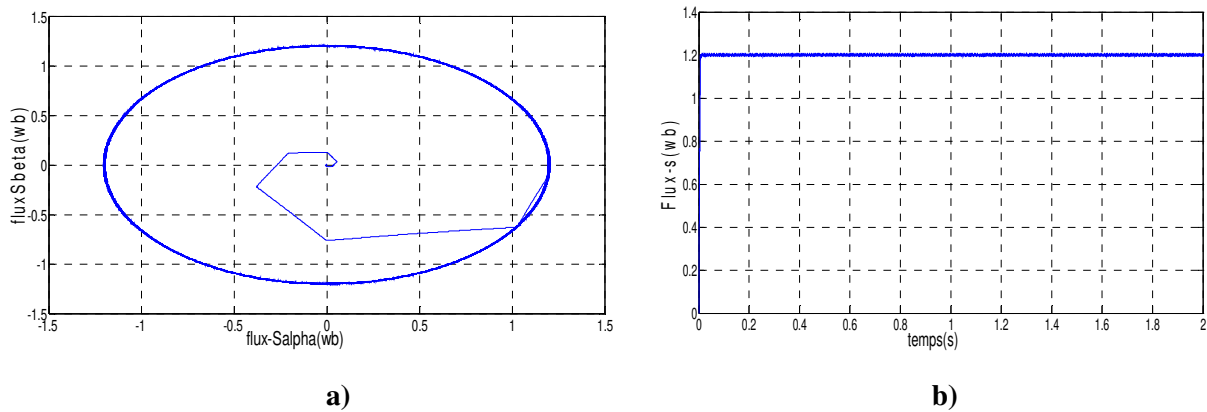
Pour la valeur de référence du flux dans le cas de démarrage à vide est de 1.2 Wb(**fig.III.8 c**). Les réponses de courant dans l'axe ( $\alpha, \beta$ ) sont illustrées dans les figures (**fig. III.9 a&fig III.9 b**) respectivement.

#### III.5.2. Démarrage en charge

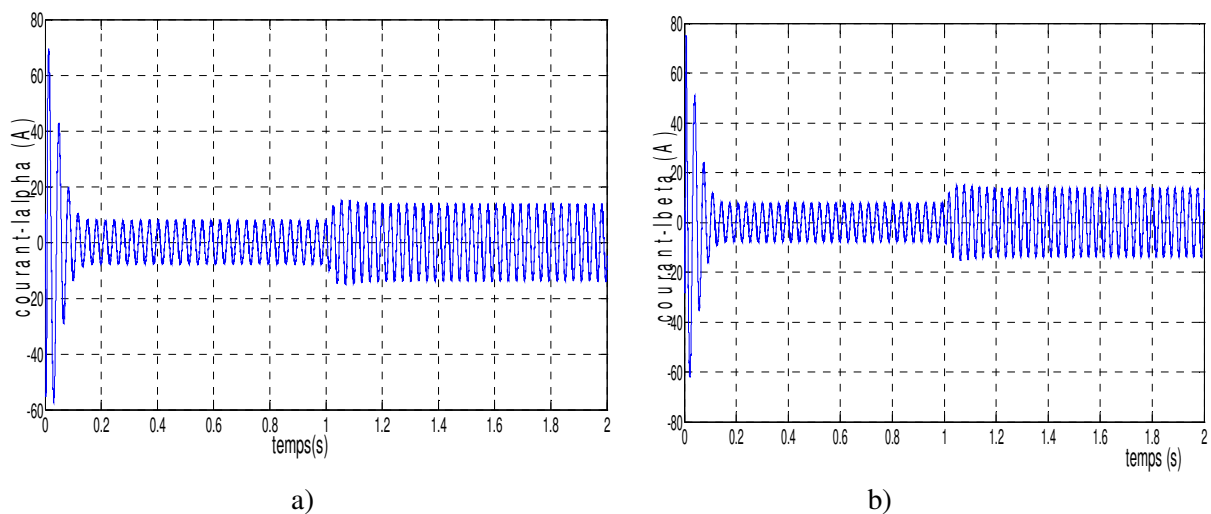
Les résultats de simulation de la commande directe de couple (DTC) sont présentés ci-dessous, pour un changement de couple de référence de 25N.m à l'instant  $t = 1s$  et pour la consigne de vitesse de 100 tr/min. Pour les bandes d'hystérésis du comparateur de couple et du flux sont fixées à  $\pm 0.25N.m$  et  $\pm 0.005Wb$  respectivement, et un flux de référence de 1.2Wb. Nous supposons que la valeur de la résistance statorique  $R_s$  estimée utilisée dans la commande, est égale à la résistance  $R_s$  effective dans le moteur.



**Fig. III.10:** Réponse du système à un échelon du couple de charge : a) Vitesse, b) Couple



**Fig. III. 11** Réponse du : a) Evolution de flux statorique, b) Flux statorique



**Fig. III.12:** Réponse du système un échelon du couple de charge : a) courant  $i_\alpha$ , b) courant  $i_\beta$

### ✍ Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la vitesse a une bonne réponse dynamique, sans dépassement ni erreur statique et suit sa référence d'une manière acceptable (*fig.III.10 a*), à l'instant de l'application de la charge il y a une chute de vitesse qui est rapidement rattrapée (*fig.III.10a*). La figure (*fig.III.10. b*) donne la réponse de couple en régime établi et montre que le couple présente des ondulations et quelques dépassements des bandes d'hystérésis définies auparavant. La figure (*fig.III.11*) présente l'évolution de flux statorique dans le repère biphasé( $\alpha, \beta$ ), qui est parfaitement circulaire, mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne qui sont dues à la bande d'hystérésis.

### III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les principes du contrôle directe du couple de la machine asynchrone, ainsi on a présenté les résultats de simulation du la commande DTC.En

somme, cette technique apporte une solution concrète aux problèmes rencontrés dans les autres techniques de contrôle des moteurs à courant alternatif.

Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tension de l'onduleur. L'un des avantages de ce type de commande est la non nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

## ***Chapitre IV***

*Etude comparative des performances d'un  
DTC et d'un FOC*

## Chapitre IV

# Etude comparative des performances d'une Commande FOC et DTC

### IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons procéder à une étude comparative entre les performances des deux techniques de commande : la commande directe du couple (DTC) et la commande à flux orienté (FOC) en régimes dynamiques et statiques. En régime permanent, et pour des grandeurs de références, les ondulations du courant et du couple seront évaluées et comparées pour différentes valeurs de la vitesse et de la charge. En régime transitoire, le but attendu est d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique (rapidité sans dépassement).

Dans ce chapitre nous allons présenter les avantages et les inconvénients de chaque type de commande, la meilleure commande sera celle qui répond mieux aux exigences suivantes :

- ✚ Meilleures performances statique et dynamiques,
- ✚ Meilleures poursuites des consignes de contrôle,
- ✚ Meilleures rejets de perturbations,
- ✚ ...etc.

### IV.2 Etude comparative entre une commande FOC et DTC

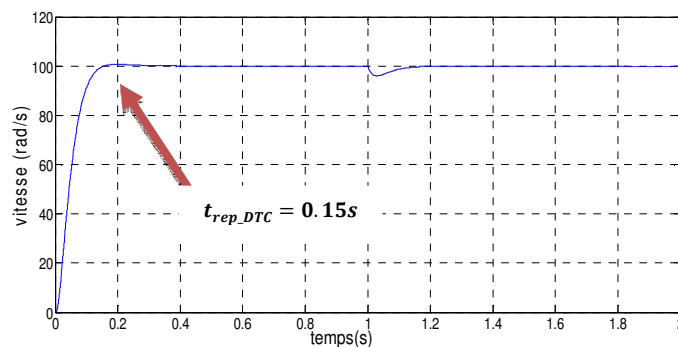
#### IV.2.1 Résultats de simulation

L'implantation de la commande est réalisée en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Deux cas sont à réaliser : la commande directe du couple et la commande vectorielle indirecte. La validation est faite pour la commande avec boucle de vitesse. Le but est de choisir la meilleure réponse qui nous donne une meilleure qualité d'établissement du couple dans les deux cas de contrôles.

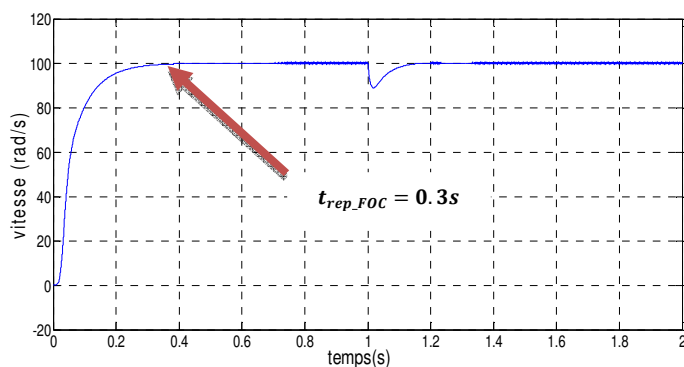
La simulation d'une tension sinusoïdale de valeur efficace **220V** et de fréquence **50Hz** suivi de l'application de couple de charge :  **$C_r = 25 Nm$**  à l'instant  **$t = 1s$**  et pour une vitesse de référence  **$\omega_{ref} = 100 rad/s$** .

Les figures ( *Fig. IV.1, IV.2, IV.3, IV.4, IV.5 et IV.6*) illustrent les résultats de simulation des deux techniques de commande à savoir la commande vectorielle à flux rotorique orientée et la commande DTC.

▪ La vitesse

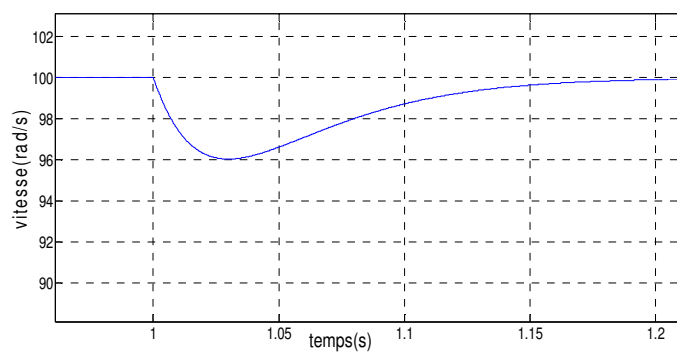


(a)

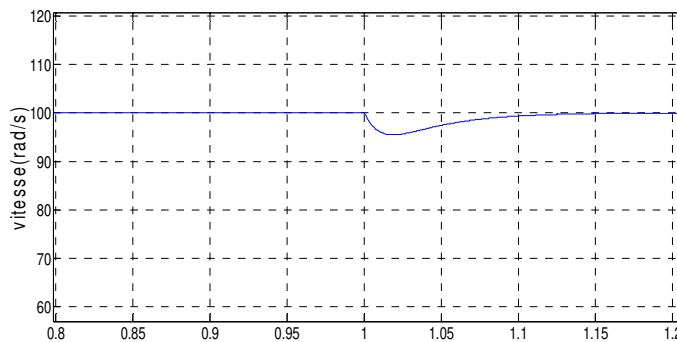


(b)

Fig IV.1 Allures de la vitesse : (a) DTC , (b) FOC



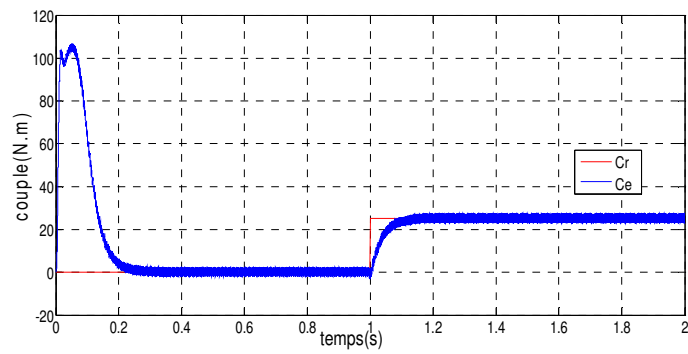
(a)



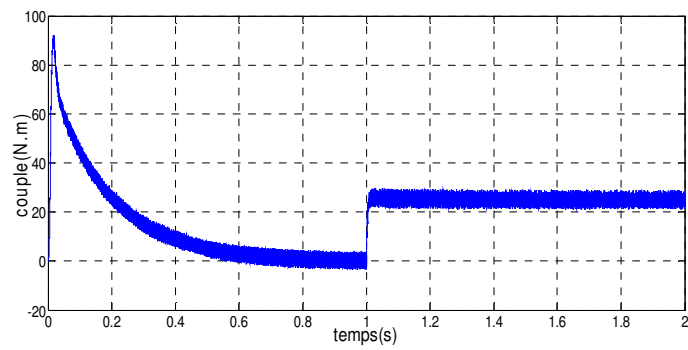
(b)

Fig IV.2 Zoom sur les allures de la vitesse : (a) DTC (b) FOC

▪ Le couple

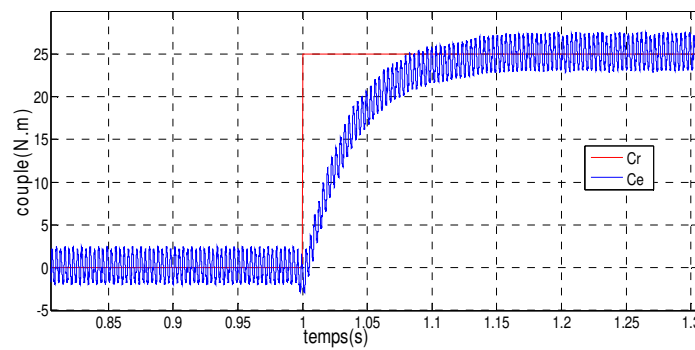


(a)

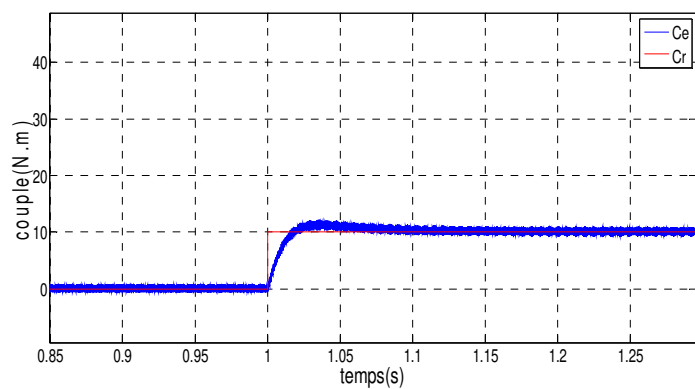


(b)

Fig IV.3. Allures du couple : (a) DTC (b) FOC



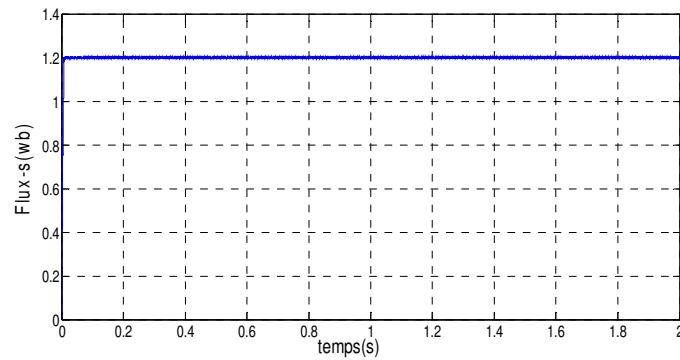
(a)



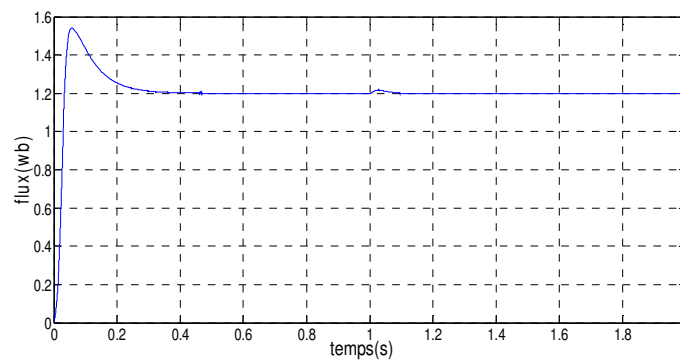
(b)

Fig IV.4. Zoom sur les allures du couple

▪ Le flux

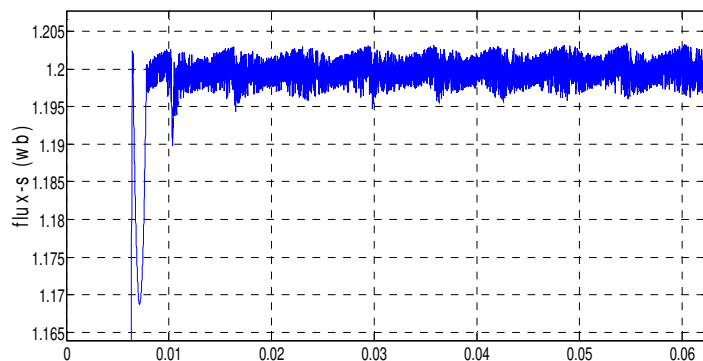


(a)

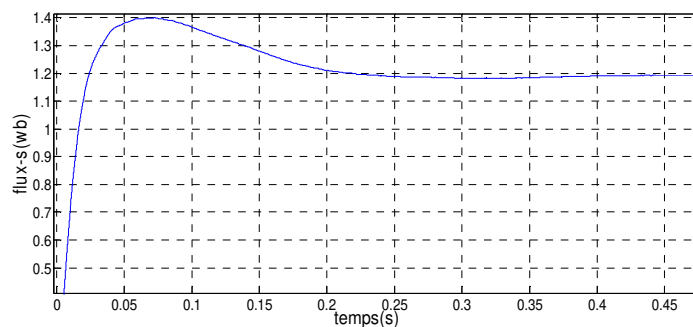


(b)

Fig.IV.5. Allures du flux (a) DTC (b) FOC



(a)



(b)

Fig.IV.6. Zoom sur les Allures du flux : (a) DTC , (b) FOC

### ✍ *Interprétation des résultats*

D'après les résultats obtenus dans les figures (**Fig.IV.1 a et IV.1 b**) donnant les réponses de la vitesse de la machine asynchrone pour les deux techniques de commande (*FOC* & *DTC*), que la différence est bien visible du point de vue de la rapidité (voir les **Fig.IV.1 a et IV.1 b**) du système et l'insensibilité à l'application du couple de charge (voir les **Fig.IV.2 a et IV.2 b**) où nous remarquons le temps de réponse obtenu en utilisant la commande *DTC* est meilleur que celui de la commande *FOC* ( $t_{rep\_DTC} = 0.15s$  et  $t_{rep\_FOC} = 0.3s$ ).

Les figures (**Fig.IV.3 & Fig IV.4**) donnent les réponse de couple électromagnétique obtenus en utilisant les deux commandes (*FOC* & *DTC*). D'après les résultats nous remarquons que la commande *FOC* à une réponse plus rapide et moins ondulée que la commande *DTC*, mais la *DTC* à l'avantage qu'elle ne dépasse pas le couple souhaité autant que la commande *FOC*. Cette dernière action pourrait être problématique pour tirer un courant élevé, en particulier lorsque le moteur est parfois surchargé ou que la charge de couple est un couple pulsé.

La commande *DTC* a une réponse de flux beaucoup plus rapide et plus stable (le flux n'est pas affecté par la variation de la charge), comparativement à la commande *FOC* ; cela est dû à la bande d'hystérésis qui maintient le flux dans la bande souhaitée, mais quant au contrôle vectoriel (*FOC*) avec un *PI* classique on a moins d'ondulations ; donc il présente le meilleur résultat comme le montre la figure (**Fig.IV.6**).

En résumé :

- La *DTC* est connu pour être moins compliqué à simuler et à mettre en œuvre en raison de l'absence de la transformation vectorielle qui est utilisée en *FOC* dans la partie découplage.
- La commande *DTC* et la commande *FOC* sont tous deux affectés par la variation des paramètres des paramètres, La commande *DTC* est affectée par la variation de la résistance statorique car la sélection du flux statorique est basée sur l'équation

$$\Phi_{sa} = \int_0^t (V_s - R_s I_{sa}) dt$$

- La technique de flux orienté (*FOC*) est affectée par la constante de temps du rotor  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  et celles-ci sont modifiées par la température et le niveau de flux.

### IV.3. Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle

La DTC ne nécessite pas de mesure mécanique telle que celle de la vitesse ou de la position de la machine, de plus la sensibilité aux paramètres de la machine est nettement atténuée dans le cas de la *DTC*, puisque l'estimation du flux se fait en fonction d'un seul paramètre à savoir la résistance statorique. En outre, MLI est remplacée, dans cette commande par une simple table de commutation ce qui la rend, d'autant plus facile.

La commande DTC a pour avantages :

- ☞ La réduction du temps de réponse du couple.
- ☞ La robustesse par rapport à la variation des paramètres de la machine et de l'alimentation.
- ☞ L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- ☞ Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente deux problèmes majeurs :

- ☞ L'absence de maîtrise des harmoniques de couple (compatibilité électromagnétique, bruit audible, variation de la qualité acoustique).

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique *FOC* a été développé pour supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple. Beaucoup de travaux ont été effectués sur le contrôle vectoriel et de nombreux variateurs avec cette commande sont réalisés et utilisés pour de multiples applications, dans des domaines de puissance et de vitesse très variés. Cependant, bien qu'il donne des performances élevées à la machine le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'avantage :

- ☞ De permettre un découplage entre le flux et le couple assez simple, ainsi une large plage de vitesse.

Et un nombre d'inconvénients :

- ☞ faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique ;
- ☞ nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple.

☞ la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

Le **tableau IV.1** ci-dessous résume une étude comparative entre les schémas utilisés des performances de la commande directe du couple et la commande vectorielle à flux orienté.

**TABLEAU IV.1** : Comparaison entre les schémas utilisés

	<b>FOC</b>	<b>DTC</b>
Variables commandées	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Couple</li> <li>▪ Flux rotorique</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Couple</li> <li>▪ Flux statorique</li> </ul>
Variables Essentielles	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Vitesse mécanique</li> <li>▪ Courant statorique</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Tension statorique</li> <li>▪ Courant statorique</li> </ul>
Variables estimées	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Fréquence</li> <li>▪ Flux rotorique</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Couple</li> <li>▪ Flux statorique</li> </ul>
Régulateurs	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Trois courants statoriques</li> <li>▪ Régulateurs (hystérésis)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Régulateurs de couple (hystérésis)</li> <li>▪ Régulateurs du flux statorique (hystérésis)</li> </ul>
Contrôle du couple	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Directement contrôlé par le courant statorique</li> <li>▪ Haute dynamique</li> <li>▪ Ondulations du couple</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Contrôlé directement</li> <li>▪ Haute dynamique</li> <li>▪ Contrôlées les ondulations du couple</li> </ul>
Contrôle du flux	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Indirectement contrôlé par le courant statorique</li> <li>▪ Dynamique lente</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Contrôle directement</li> <li>▪ Dynamique rapide</li> </ul>
Complexité d'implémentation	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Complexité élevée</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ Complexité moyenne</li> </ul>
Référence $(d, q)$	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ <math>(d, q)</math> tournant</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>▪ <math>(d, q)</math> stationnaire</li> </ul>

#### **IV.4 Conclusion**

La commande *DTC* comparée à la commande vectorielle, paraît plus simple à mettre en œuvre et ne nécessite pas de capteur de vitesse. La commande directe du couple et la commande vectorielle à flux orienté sont les deux commandes les plus connues dans les commandes de machines alternatives et la comparaison est un peu délicate.

D'après la comparaison faite, on peut bien remarquer que chaque commande à ces propres performances que ce soit acceptables ou non, puisque chaque commande est différente de l'autre que ce soit au niveau de l'orientation du flux, le type de modulation de largeur d'impulsion utilisé pour l'alimentation de l'onduleur de tension et la nature des correcteurs. Ces distinctions ont amenées à repérer les différences, dans le temps de réponse, le taux d'ondulation. La *DTC* donne un meilleur temps de réponse par rapport au contrôle vectoriel, Cette différence est provoquée par l'inertie des régulateurs de PI utilisés dans la stratégie à flux orienté directe qui causent un retard dans la réponse de couple.

## *Conclusion Générale*

## Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : contrôle vectoriel à flux rotorique orienté (*FOC*) et la commande directe de couple.

En premier lieu, nous nous sommes prêtés à une étude théorique de l'ensemble convertisseur-machine, en commençant par une présentation concise de la machine asynchrone, en abordant sa construction et son principe de fonctionnement. Ensuite nous l'avons modélisée et mise en équations dans un repère biphasé, en s'appuyant sur quelques hypothèses simplificatrices, pour pouvoir concevoir un modèle de simulation sous *Matlab/Simulink*, qui nous a permis de tirer quelques caractéristiques de notre machine.

En parallèle, comme convertisseur, nous avons choisi un onduleur de tension triphasée à deux niveaux que nous avons exposé en expliquant son principe de fonctionnement. Après l'avoir modélisé et simulé sous *Matlab-Simulink*, nous l'avons associé au modèle de la machine et procédé à une simulation de l'ensemble.

En seconde lieu, nous avons présenté le principe du contrôle vectoriel à flux rotorique orienté (*FOC*) avec un *PI* classique. En effet, cette stratégie est basée sur le contrôle de flux rotorique, mais elle se trouve fragilisée par les variations paramétriques et non paramétriques de la machine.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les principaux concepts de base de la commande directe du couple (*DTC*). Nous avons commencé par l'étude de la commande directe du couple (*DTC*), celle-ci est présentée comme étant une alternative à la commande par orientation du flux rotorique (*FOC*). Pour mettre en oeuvre cette commande (*DTC*) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple. La *DTC*, est aussi simple, son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique.

Dans le quatrième chapitre nous avons fait une étude comparative des performances des deux techniques de commande : la commande directe du couple et la commande à flux orienté en régimes dynamiques et statiques. En régime permanent, et pour des grandeurs de références, les ondulations du courant et du couple seront évaluées et comparées pour différentes valeurs de la vitesse et de la charge. En régime transitoire, le but attendu est

d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique (rapidité sans dépassement).

En conclusion, nous pouvons noter les remarques suivantes : la comparaison entre les deux réponses montre que la commande directe du couple offre une meilleure dynamique et une meilleure précision à l'établissement des grandeurs, ainsi que la dynamique du couple de la commande vectorielle à flux orienté reste toujours tributaire du correcteur *PI* courant.

Selon la comparaison faite dans ce mémoire, la période d'établissement de couple de la commande directe du couple est inférieure comme période correspondante, à la commande vectorielle à flux orienté. Cette différence est provoquée par l'inertie des régulateurs de *PI* utilisés dans la stratégie à flux orienté directe et indirecte qui causent un retard dans la réponse de couple. Pour ce qui concerne le régime permanent, l'ondulation du courant statorique, dans le cas de la commande vectorielle directe et indirecte, est inférieure par rapport au contrôle *DTC*.

## *Bibliographie*

## *Références bibliographiques*

- [1] Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [2] D. Roye, “ Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ”, HERMES Science Europe Ltd, 2000.
- [3] Allaoua Hakim, Allaoua Bilal," Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue ",These de master , Université de Bejaia 2014
- [4] D. SATOR\_NAMANE, “ Machines à Courant Alternatif ”, Edition, Ellipses, 2010.
- [5] Ait Mihoub Mohamed oulhocine«Methode globale de diagostic des machines asynchrones à cage decureuil» mémoire master, université de Mohamed Boudiaf Msila, 2016.
- [6] M. MARTY, D. DIXNEUF, D. G. GILBERT, “ Principes D’Electrotechnique ”, Paris, DUNOD, 2005.
- [7] P.Barret, « Machines Electriques», Edition Ellipses, 2002.
- [8] L.Baghli « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Cours Personnel, IUFF de Lorraine-UHP, France, 2005.
- [9] S. Chaouch, “ Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur deVitesse” ,These de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [10] C.Sylvain « Contribution à la Modélisation d’ordre non entier de la Machine Asynchrone à Cage», Thèse de Doctorat de l’institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [11]I. Ludtke, M. G. Jayne « A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives », Seventh International Conference on electrical Machines and Drives, University of Durham, UK,11-13 September 1995.
- [12]R. Toufouti, "Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat en Sciences, Université Mentouri de Constantine, 2008.

- [13] K. M. Subrata, K. B. Bimal, J. O. O. Pinto., « Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into over modulation region », IEEE Transactions on Industry Applications, 2002.
- [14] G. Segulier, F. Notlet., « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation Lavoisier, 1977.
- [15] P. Balazovic., « 56F8300 Hybrid controller used in control of electro-mechanical brake », Freescale Semiconductor, 2004.
- [16] Ana M. LLOR., « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteurs synchrones à aimants permanents », Thèse doctorat, Université Carlos III de Madrid et Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 08 avril 2003.
- [17] ZOUAOUI Laid MAOUASSI kamel « Contribution à l'étude d'une commande en vitesse d'une machine asynchrone par filtre de Kalman » mémoire d'ingénieur d'Etat en génie électrique université de Mohamed Boudiaf Msila 2006
- [18] C. Munong., « Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink », Prentice Hall PTR. Upper Saddle River, New Jersey 07458, 1997.
- [19] A. Khaldoun., « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie, 2007.
- [20] J.P. Caron, J. P. Hautier., « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, 1995.
- [21] M. Tarbouchi., « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé », Thèse de doctorat. Faculté des études supérieures de l'université Laval Québec, 1997.
- [22] Commande des machines asynchrones. Journées de l'Enseignement de l'Électrotechnique et de l'Électronique Industrielle "3EI 93". SEE-MAFPEN. 1993
- [23] G. Grellet, G. Clerc., « Actionneurs Électriques – Principe, Modèle, Commande », Collection Electrotechnique, Editions Eyrolles, 2000.
- [24] B. Robyns, B. François, Ph. Degobert, J. P. Hautier., « Commande vectorielle de la machine asynchrone - Désensibilisation et optimisation par la logique floue », Editions Technip, 2009.

- [25] L. Baghli., « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, 1999.
- [26] Minh. Ta Cao., « Commande numérique de machines asynchrones par logique floue », Thèse de doctorat. Faculté des Etudes Supérieures de l'Université Laval Québec, 997.
- [27] M. Pietrzak-David, X. Roboam. « Contraintes spécifiques du contrôle vectoriel : description, effets, dégradation des performances ». Actes du GDR sur la conception de dispositifs et systèmes électrotechniques, Toulouse. Juin 1993
- [28] Mr BOUZID Allal El Moubarek « Comparaison et synthèses des procédés de commande vectorielle » Mémoire d'ingénieur , commande électrique . école normale supérieurs d'enseignement technique .ORAN. 2009
- [29] LAIEB FADILA, GERROUCHE HAKIMA « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone ». Univ.M'sil 2004.
- [30] S. Grouni, R. Ibtouen, M. Kidouche, and O. Touhami., « Improvement approach on rotor time constant adaptation with optimum flux in IFOC for induction machines drives », Proceeding of World Academy of Science, Engineering and Technology, Vol. 27, February 2008 ISSN 1307-6884.
- [31] Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim, “ Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, N°4, 2004
- [32] B. de Fornel, « Machines asynchrones- Commande par contrôle direct de couple », Techniques De L'ingénieur, ref.d3623, 10 mai 2006.
- [33] S. Chekroun, « Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine Asynchrone triphasée », Ecole supérieur d'enseignement technologique d'Oran.
- [34] A. Ameer, « Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Mode Glissants », Mémoire de magister, en électrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [35] Abdelhamid RAHAL, Mustapha FEDJIRI « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2004.
- [36] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor," IEEE Trans. Industry Applications, vol.25, no.2, pp.257-264, Mar. /April 1989.

- [36] B. Malika, « Minimisation Des Pulsations Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone », Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna.
- [37] S. Rebouh et S. Benaïcha, « commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2008.
- [38] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, « Contrôle directe de couple de la Machine induction », Thèse licence LMD, centre université d'Eloued 2009.
- [39] F. Bensmaine et N. Ameghchouche, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur, université de Batna 2010.
- [40] L. Bessouf, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [41] D. Taïbi, « Contrôle Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Et De Position », Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2005.
- [42] Ridha Kechida « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone: Application au diagnostic des défauts », Thèse de magister, université d'El-oued 2010.

## Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire concerne l'étude et la commande d'un système à base d'une machine asynchrone à cage d'écureuil. En premier lieu, nous avons présenté des notions fondamentales et le principe de fonctionnement de ce moteur. Puis, nous avons développé la modélisation de cette et de son alimentation. Dans la deuxième partie, on a présenté La commande vectorielle de la MAS alimentée par onduleur de tension aux niveaux en utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Ensuite dans le troisième chapitre on a présenté La commande directe du couple. Le principe de cette commande se base sur l'accélération ou la décélération du champ magnétique à l'intérieur de la machine. Elle se présente comme une commande robuste vis à vis des variations paramétriques et moins robuste par rapport aux variations de la charge. Enfin, on s'est intéressé à l'étude comparative entre les quatre techniques des commandes proposées. Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande.

### Mots clés :

Moteur Asynchrone (MAS), modélisation, commande vectorielle, régulateurs PI, commande direct du couple.

### الملخص

العمل المنفذ في هذه الأطروحة بالدراسة والتحكم في نظام يعتمد على آلة كهربائية غير متزامنة. أولاً قدمنا المفاهيم الأساسية ومبدأ التشغيل لهذا المحرك. ثم طورنا نموذج ونظام تغذيته. في الجزء الثاني قدمنا التحكم في التوجيه الميداني (FOC). باستخدام المنظمات التقليدية PI، له بعض العيوب مثل الحساسية لتغير معاملات المحرك. ثم في الفصل الثالث قدمنا التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) يعتمد مبدأ التحكم هذا على تسارع وتباطؤ المجال المغناطيسي داخل الجهاز يتم تقديمه كعنصر تحكم قوي فيما يتعلق بالتغيرات في معاملات المحرك وأقل قوة فيما يتعلق بالتغيرات في الحمولة. أخيراً، كنا مهتمين بدراسة المقارنة بين تقنيات التحكم المقترحة. يتم إجراء عمليات المحاكاة للتحقق من صحة كل تقنية تحكم

### كلمات مفتاحية:

آلة كهربائية غير متزامنة، نظام تغذية، تحكم شعاعي، عزم الدوران.

## Summary

The work carried out in this thesis concerns the study and control of a system based on an asynchronous squirrel-cage machine. First, we presented basic concepts and the operating principle of this engine. Then, we developed the modeling of it and its diet. In the second part, we presented the vector control of the MAS supplied by voltage inverter at the rotor levels using classical PI regulators has some disadvantages such as the sensitivity to the parametric uncertainties of the machine and their variations. Then in the third chapter we presented direct torque control. The principle of this control is based on the acceleration or deceleration of the magnetic field inside the machine. It is presented as a robust control with respect to parametric variations and less robust with respect to variations in the load. Finally, we were interested in the comparative study between the four proposed control techniques. Simulations are carried out to validate each order.