



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Application de la MLI vectorielle à la
Commande Directe du Couple(DTC)
d'un moteur asynchrone triphasées**

Réalisé par :

Messai Ahmed Abdurrahman

Naoui Mohammed seghir

Encadré par :

Mr. Zegueb Boubakar

Soutenu en Mai 2017

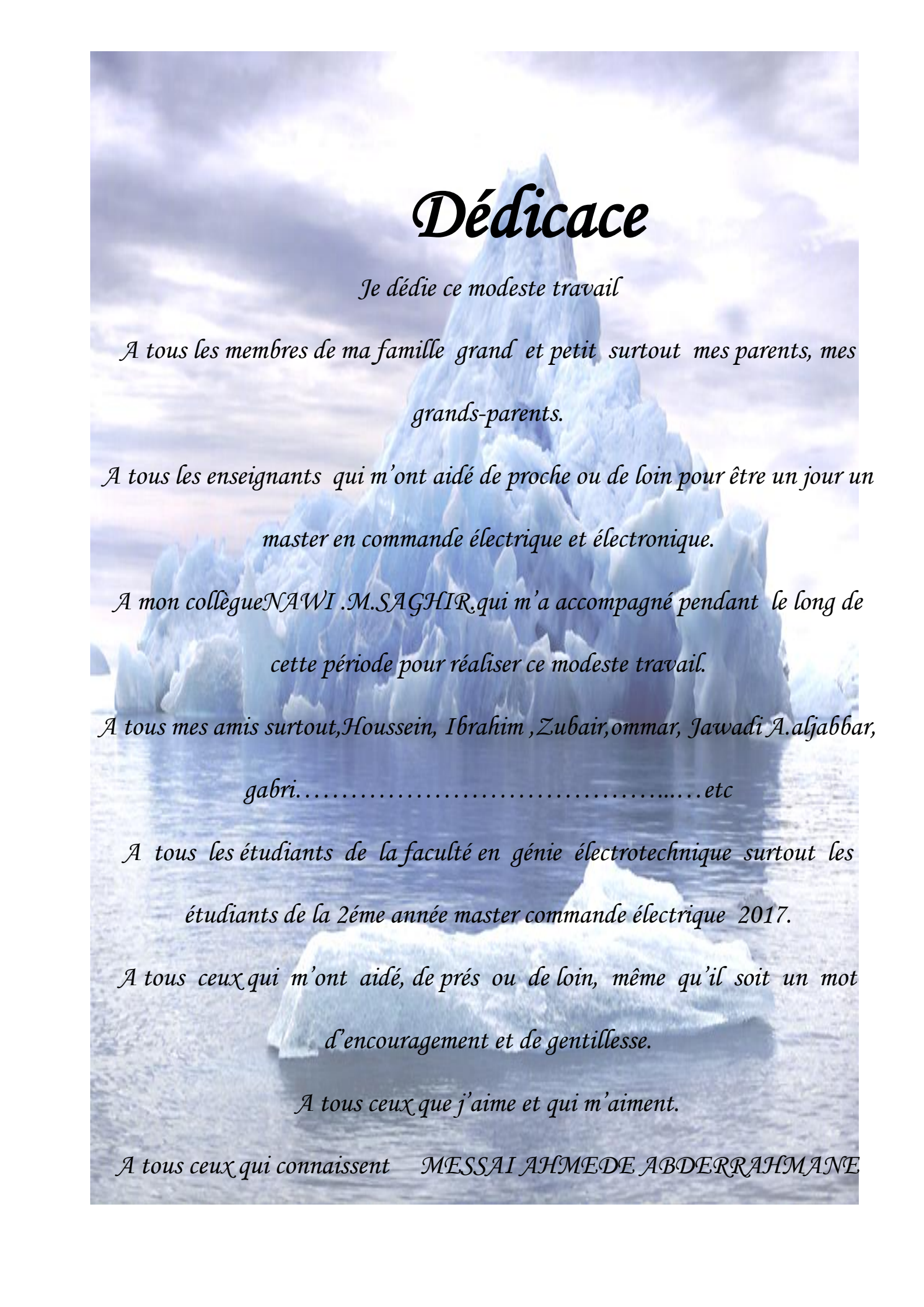
Remerciement

*Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le
tout puissant pour la volonté, la santé et la patience ,
qu'il nous a donné durant toutes ces longues années .*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre
encadreur monsieur Zegueb Boubaker
pour avoir d'abord proposée ce thème, pour le
suivi continuel tout le long de la réalisation de ce
mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses
conseils.*

*Nous remercions également tous les membres du
jury d'avoir accepter du jurer ce travail.*

*Enfin, nos remerciements à toute personne ayant
participée de près ou de loin à l'élaboration de ce
travail.*



Dédicace

Je dédie ce modeste travail

*A tous les membres de ma famille grand et petit surtout mes parents, mes
grands-parents.*

*A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un
master en commande électrique et électronique.*

*A mon collègue NAWI .M.SAGHIR, qui m'a accompagné pendant le long de
cette période pour réaliser ce modeste travail.*

*A tous mes amis surtout, Houssein, Ibrahim ,Zubair, ommar, Jawadi A.aljabbar,
gabri.....etc*

*A tous les étudiants de la faculté en génie électrotechnique surtout les
étudiants de la 2ème année master commande électrique 2017.*

*A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot
d'encouragement et de gentillesse.*

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

A tous ceux qui connaissent MESSAI AHMEDE ABDERRAHMANE

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

*A tous les membres de ma famille grand et petit surtout mes parents, mes
grands-parents.*

*A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un
master en commande électrique et électronique.*

*A mon collègue Abde R. Messai Ahmed. qui m'a accompagné pendant le long de
cette période pour réaliser ce modeste travail.*

*A tous mes amis surtout, salah, haithem hani mesouda taher lezhari hakim hamid
moh abasse nasri khalad smailetc*

*A tous les étudiants de la faculté en génie électrotechnique surtout les
étudiants de la 2ème année master commande électrique 2017.*

*A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot
d'encouragement et de gentillesse.*

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

A tous ceux qui connaissent NAOUI MOHAMMED SEGHIR

Résumé

Le travail proposé dans ce mémoire porte sur la commande directe du couple du Moteur Asynchrone. Nous attacherons à améliorer ce type de commande afin, de réduire les oscillations du couple et du flux. Pour accomplir cet objectif nous nous sommes développés la méthode DTC basée sur les tables de vérité et les hystérésis, ainsi que nous avons développé la méthode DTC à fréquence constante, nous travaillerons a MLI vectorielle (SVM) est utilisée avec un contrôleur PI prédictif. Pour remédier la robustesse nous avons inclus une amélioration de la DTC-SVM .

Sommaire

Sommaire

Remerciement	
Dédicace	
Sommaire	
Symboles et notations	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Résumé	
Introduction Générale ...	1

Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1. Introduction	3
I.2. Généralités sur la machine asynchrone	3
I.2.1. Définition.....	3
I.2.2. Constitution de la machine asynchrone.....	3
I.2.2.1. Le stator	4
I.2.2.2. Le rotor.....	4
I.3. Description de la machine asynchrone.....	5
I.4. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.5. Equations de la machine asynchrone généralisée.....	7
I.5.1. Equations électriques.....	7
I.5.2. Equations magnétiques.....	8
I.5.3. Equations mécanique.....	9
I.6. Transformation de Park.....	9
I.6.1. Application de la transformation de Park.....	11
I.7. Choix du référentiel.....	12
I.7.1. Référentiel (α, β)	12
I.7.2. Equation de la machine dans le repère (a, β) lié au stator	13
I.8. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β)	14
I.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau.....	15
I.9.1. Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone.....	15
I.9.1.1. Résultats de simulation.....	15
I.9.1.2. Interprétations des résultats.....	16
I.10. Conclusion	17

Chapitre II : Modélisation et Simulation de l'alimentation de la MAS

II.1. Introduction.....	18
II .2. Modélisation de l'onduleur.....	18
II.3. Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion.....	20
II .4. Résultats de simulation de la MAS alimentée par onduleur MLI.....	22
II .4. 1. Interprétations des résultats.....	23
II .5. Onduleur de tension MLI vectorielle (SVM).....	24
II .5.1. Principe de la MLI vectorielle.....	24
II.5.2. Les étapes de la réalisation d'un MLI vectorielle.....	25
II .5.3 . Résultats de simulation de la MAS alimenté par onduleur MLI vectorielle.....	30
II .6. Conclusion.....	32

Chapitre III Commande Direct du Couple d'une MAS

III.1.Introduction.....	33
III.2. Principes généraux de la commande DTC.....	33
III.3. Stratégie de la commande DTC.....	33
III.4.Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple).....	34
III.4.1.Contrôle du vecteur flux statorique.....	34
III.4.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	35
III.5. Description de la structure de contrôle.....	37
III.5.1. Sélection du vecteur tension VS	37
III.5.2. Estimation du flux statorique.....	38
III.5.3. Estimation du couple électromagnétique.....	39
III.5.4. Elaboration du vecteur de commande	39
III.5.4.1. Correcteur de flux.....	39
III.5.4.2. Correcteur de couple.....	40
III.5.4.2.1.Correcteur à deux niveaux	41
III.5.4.2.2.Correcteurs à trois niveaux.....	41
III.5.5. Elaboration de la table de commande	43
III.6. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple.....	44
III.7.Avantages et Inconvénients la DTC	45
III.7.1.Avantagesde la DTC	45
III.7.2.Inconvénients de la DTC	45
III.8.schéma de simulation.....	46
III.9.Résultats de simulation.....	46
III.9.1.Commande avec boucle de vitesse	47
III.9.2.Teste de la DTC à basse vitesse.....	48
III.10. Conclusion.....	49

Chapitre IV : DTC à Fréquence de modulation constante (DTC-SVM)

IV.1.Introduction	50
IV.2.Principe de la DTC-SVM.....	50
IV.3.schéma de simulation	52
IV.4.Résultats de simulation.....	52
IV.4.1.Commande avec boucle de vitesse	53
IV.4.2.Teste de la DTC à basse vitesse.....	54
IV. 5.Conclusion	55
Conclusion Générale.....	56
Annexe	
Bibliographie	

Symboles

Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

DTC : (Direct Torque Control) ou Commande Direct du Couple.

SVM : (Space Vector Modulation) ou MLI vectorielle.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases a, b, c.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Tensions d'alimentation des phases statoriques.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr} : Tensions d'alimentation des phases rotoriques.

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Courants statoriques.

i_{ar}, i_{br}, i_{cr} : Courants rotoriques.

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$: Flux statoriques.

$\Phi^*_{as}, \Phi^*_{bs}, \Phi^*_{cs}$: Flux statoriques référence.

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$: Flux rotoriques.

$\Phi^*_{ar}, \Phi^*_{br}, \Phi^*_{cr}$: Flux rotoriques référence.

L_{ss} : La matrice des inductances statoriques.

L_{rr} : La matrice des inductances rotoriques.

R_s, l_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

R_r, l_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

m_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique.

(α, β) : Axes fixés au stator.

(x, y) : Axes fixés au rotor.

(d, q) : Axes fixés par rapport au champ tournant.

θ_s, θ_r : Déphasage du l'axe direct par rapport au stator et rotor.

θ^*_s, θ^*_r : Déphasage du l'axe direct par rapport au stator et rotor référence.

Ω : Vitesse rotation mécanique [rad/s].

$\mathcal{L}_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$\mathcal{L}_s$: Inductance cyclique propre du stator.

ω_r : Vitesse rotation électrique ($\omega_r = p\Omega$) [rad/s].

p : Nombre de paires de pôles.

C_r : Couple résistant.

F : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.

C_{em} , T_e : Couple électromagnétique.

σ : Coefficient de dispersion.

$[A]$: Matrice de transition.

$[B]$: Matrice de commande.

$[T]$: Matrice de Clarke.

$[P]$: Matrice de transformation de PARK.

T_r : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statorique.

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

S_{abc} : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.

T_{eh} : Période d'échantillonnage.

s : Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$.

K_p : Facteur de proportionnalité.

K_i : Facteur intégral.

P : Correcteur à action proportionnelle.

I : Correcteur à action intégrale.

IP : Régulateur intégral-proportionnel.

Liste des figures

Listes des figures

Chapitre I : Modélisation et Simulation de la MAS

Figure(I.1): Moteur asynchrone (à induction).....	4
Figure(I.2): Stator de la machine asynchrone.....	4
Figure(I.3): Rotor à cage d'écureuil.....	5
Figure(I.4): Circuit magnétique.....	5
Figure(I.5): Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.....	5
Figure(I.6): Transformation triphasée-biphasée.....	10
Figure(I.7): Schéma bloc global de simulation de la MAS.....	15
Figure (I.8): Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau ($C_r=20Nm$ à $t = 0.5$).....	16

Chapitre II : Modélisation et Simulation de l'Alimentation de La MAS

Figure(II.1):Schéma d'un onduleur triphasé.....	19
Figure(II.2):Schéma synoptique de la MLI.....	20
Figure(II.3): Forme représentative de la M.L.I Sinusoïdale	21
Figure(II.4): Forme les signaux des impulsions K_a , K_b , K_c de l'onduleur.....	21
Figure(II.5): Forme d'onde à la sortie de l'onduleur(MLI).....	22
Figure(II.6):Schéma de simulation d'une MAS alimentée en onduleur.....	22
Figure (II.7):Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI ($C_r=20Nm$ à $t = 0.5s$).....	23
Figure (II.8): Principe de la modulation.....	24
Figure (II.9). Secteurs de position du vecteur $\bar{V}_{sref}$	27
Figure (II.10) Projection du vecteur de référence pour le secteur S_1	28
Figure (II.11) : Schéma bloc de simulation de la MLI vectorielle (SVM)	30
Figure (II.12) : l'angle du vecteur référence et détection des secteurs.....	30

Figure(II.13): Forme les signaux des impulsions K_a, K_b, K_c de l'onduleur.....	31
Figure(II.14): Forme de variation largeur d'impulsion des trois interrupteurs supérieurs.....	31
Figure(II.15): Forme d'onde à la sortie de l'onduleur(SVM)	32

Chapitre III : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone

Figure (III.1): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement.....	35
Figure(III.2) : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.....	38
Figure.(III.3): Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondantes.....	40
Figure (III.4): Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux.....	42
Figure (III.5): Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.....	44
Figure (III.6) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.....	45
Figure (III.7): Schéma block de la DTC.....	46
Figure(III.8): Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC.....	47
Figure(III.9): Résultat de simulation du DTC à basse vitesse.....	48

Chapitre IV:Commande directe du Couple par ML vectorielle (DTC-SVM)

Figure (IV-1) : Le schéma synoptique de la commande DTC-SVM.....	50
Figure (IV-2) : position des vecteurs flux Φ_s et Φ_r	50
Figure (IV-3) : Schéma block de la (DTC-SVM).....	52
Figure (IV-4) : Résultat de simulation (DTC-SVM).....	53
Figure (IV-5) : Résultat de simulation du (DTC-SVM) à basse vitesse.....	55

Listes des figures

Liste des tableaux

Liste du tableau

Chapitre II : Modélisation et Simulation de l'Alimentation de La MAS

Table (II.1): Table Détermination des tensions de références V_α , V_β	26
Table (II.2): Table Determination des secteurs.....	26
Table (II.3): Table Nouvelle méthode de détermination des secteurs.....	27
Table (II.4): Table Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur.....	29
Table (II.5): Table Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c	29

Chapitre III : Commande directe du Couple d'une Machine Asynchrone

Table (III.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple....	43
--	----

Introduction générale

Introduction Générale

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement vitesse variable. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans des applications des faibles puissances. Avec l'apparition de composants interrupteurs rapides et le développement des technologies numériques de commande, il est possible de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. Ainsi, on peut mettre en exergue des principes de contrôle permettant d'obtenir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. Cependant, la recherche des autres algorithmes n'a pas cessée et de nouvelles techniques de contrôle sont apparues.

La commande dite directe du couple (DTC), est Initialement développé pour les machines asynchrones dans les années 1986 et 1988 par TAKAHASHI et DEPENBROCK. Ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux.

Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les performances de la commande DTC classique, une autre technique est développée, en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique est appelée DTC à fréquence de modulation constante (DTC-SVM).

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres :

➤ Le premier chapitre est consacré à la présentation et la modélisation de la machine asynchrone à cage dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la Machine alimentée par une source de tension triphasé.

- Le deuxième chapitre porte sur la modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone à cage, deux types de commande ont été appliquée à l'onduleur de tension à deux niveaux: la modulation de largeur d'impulsions (MLI Sinus-triangle) et la modulation vectorielle (SVM).
- le troisième chapitre est consacré à la commande directe du couple (DTC) classique utilisant les tables de vérité et les régulateurs à hystérésis pour la commande de la machine asynchrone alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux.
- le quatrième chapitre. Afin de s'affranchir des contraintes sévères de temps de calcul et d'améliorer les performances de la commande DTC classique, une autre technique est développé, en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique est appelée DTC à fréquence de modulation constante (DTC-SVM).

Enfin Nous terminerons par une conclusion générale et nous proposerons quelques perspectives pour la continuation future de ce travail.

Chapitre I

***Modélisation et Simulation de
La Machine asynchrone***

I.1.Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle modélisation, il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

Nous avons choisi de présenter la modélisation des machines asynchrones triphasées en vue de leur commande.

Ce premier chapitre est consacré à l'étude des machines asynchrone. La première partie étant réservée à la modélisation. Le modèle triphasé, à l'aide de la transformation de PARK, est ramené à un modèle biphasé équivalent. Ce dernier peut être exprimé dans divers référentiels et selon l'objectif de commande on optera pour l'un ou l'autre. Deux types de modèles sont déduit l'un pour une commande en tension et l'autre pour une commande en courant. Les variables d'état, sont choisies en fonction des objectifs de commande [1].

I.2. Généralités sur la machine asynchrone

I.2.1. Définition de la machine

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [2].

I.2.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants (voir la figure (I.1)):

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous-ensemble [3], [4].



Machine asynchrone

Figure(I.1):Moteur asynchrone (à induction)

I.2.2.1. Le stator

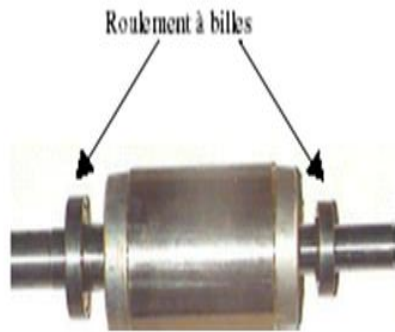
Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (voir la figure (I.2)). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre [3], [4].



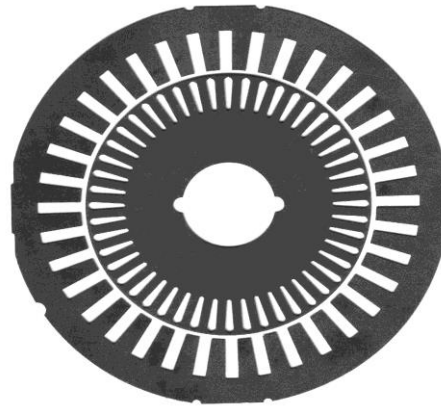
Figure(I.2):Stator de la machine asynchrone

I.2.2.2. Le rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (voir la figure (I.3)). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. Dans le cas de rotors à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées dans les tôles du rotor. Il y a très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables [3], [4].



Figure(I.3) :Rotor à cage d'écureuil

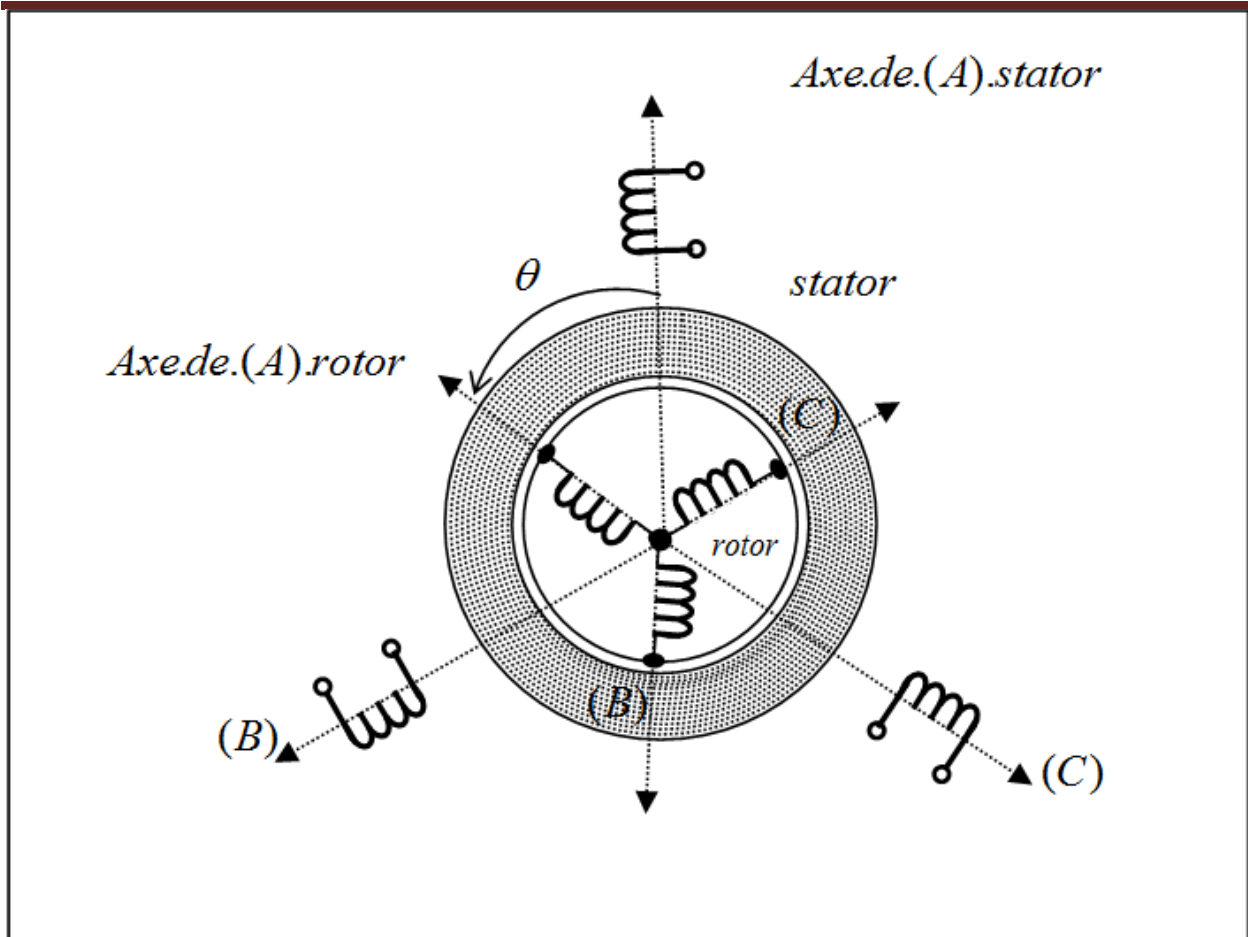


Figure(I.4):Circuit magnétique

I.3. Description de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone à cage est plus répandu dans les applications industrielles: il est robuste, fiable, économique [5]. Sa description est comme suit :

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator(primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches relié à une source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [6].



Figure(I.5): Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction:

- ❖ La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- ❖ La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation [6].

$$N_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \quad (I - 1)$$

On désigne par " p " le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor[6]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , tel que:

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I - 2)$$

Cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r , avec:

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (I - 3)$$

Cette vitesse est inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (I - 4)$$

I.4. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices: [7]

- ❖ l'entrefer constant.
- ❖ l'effet d'encoche négligé.
- ❖ distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- ❖ circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ❖ pertes ferromagnétiques négligeables.
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer [8]:

- ❖ les inductances propres sont constantes.
- ❖ le flux magnétique est fonction linéaire du courant.
- ❖ l'invariance des résistances statoriques et rotoriques.
- ❖ les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.5. Equations de la machine asynchrone généralisée

Le comportement de la MAS est défini par trois types d'équations à savoir :

- ❖ les équations électriques.
- ❖ les équations magnétiques.
- ❖ l'équation mécanique.

I.5.1. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (I.5), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (I-5) et (I-6):

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (I-5)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (I-6)$$

Sous forme matricielle ses équations peuvent s'écrire :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad (I-7)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad (I-8)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

avec : $[V_{abcs}] = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T$, $[V_{abcr}] = [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T$

$[i_{abcs}] = [i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T$, $[i_{abcr}] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T$

I.5.2. Equations magnétiques

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_{ss}][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \quad (I-9)$$

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{rr}][i_{abcr}] + [M_{rs}][i_{abcs}] \quad (I-10)$$

avec :

$$[\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux statorique

$[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

avec: M_{sr} : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L'inductance entre le rotor stator est considérée identique :

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

I.5.3. Equations mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I-12)$$

Avec :

C_{em} : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistante.

f : coefficient de frottements.

J : moment d'inertie du rotor.

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rABC}]) \quad (I-13)$$

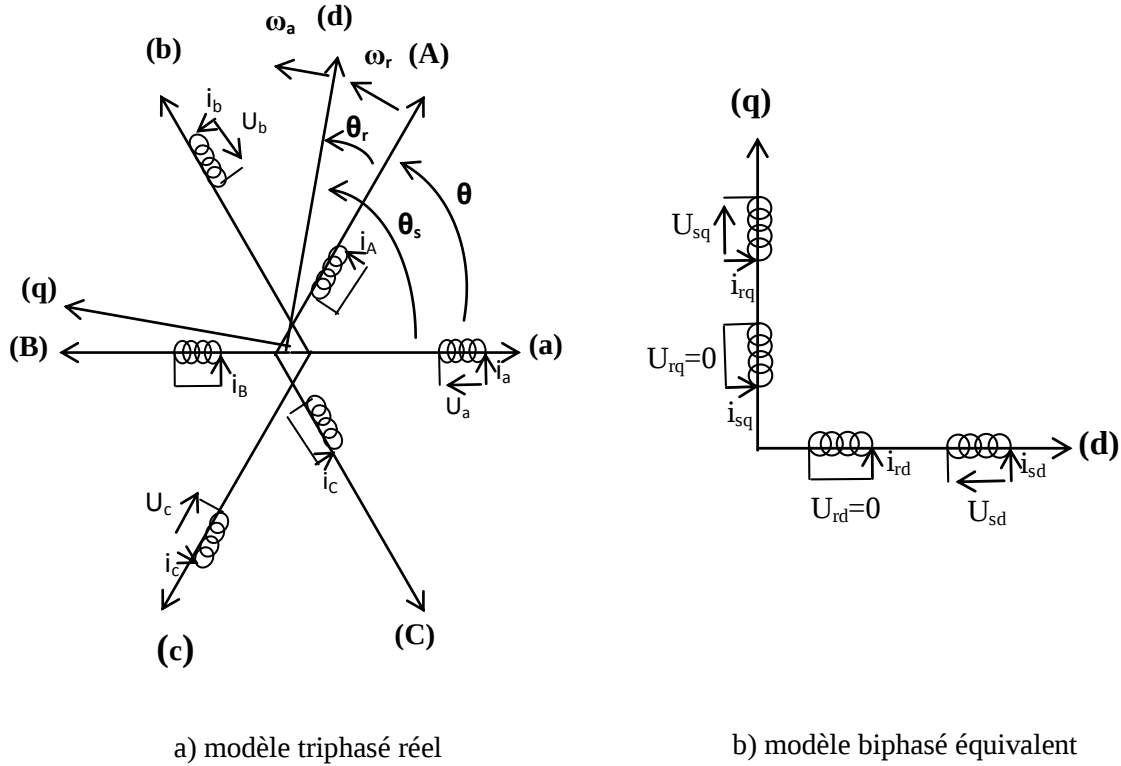
$$[V_{rABC}] = [R_r] \cdot [i_{rABC}] + \frac{d}{dt}([L_{rr}] \cdot [i_{rABC}] + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}]) \quad (I-14)$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application; les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [9]. Pour remédiera ce problème, on effectue des transformations.

I.6. Transformation de Park

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (I.5) et qui sont données par les équations (I-9 et I-10) est complexe, pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de *Park*. Cette transformation consiste donc à transformer la représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d-q), figure (I.6). [10]

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-15)$$



Figure(I.6): Transformation triphasée-biphasée

où

θ : l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

θ_s : l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

θ_r : l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor.

ω_a : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-16)$$

Dont la matrice inverse est :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-17)$$

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

❖ Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\theta = \theta_s$:

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \\ x_{os} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-18)$$

❖ Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour $\theta = \theta_r$:

$$\begin{bmatrix} x_{dr} \\ x_{qr} \\ x_{or} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

où :

x : soit une tension ou courant ou un flux.

X_0 : la composante homopolaire.

I.6.1. Application de la transformation de Park

Les expressions de la machine (I-5 et I-6) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré:

➤ Les équations électriques

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (I-20)$$

➤

➤ Les équations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (I-21)$$

Avec :

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

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

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

➤ Equation mécanique

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

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (I-22)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I-23)$$

I.7. Choix du référentiel

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon :

- ✓ Référentiel lié au stator d'axe (α, β) lorsque ($\omega_a = 0$) .
- ✓ Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) lorsque ($\omega_a = \omega_r$) .
- ✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) lorsque ($\omega_a = \omega_s$).

I.7.1. Référentiel (α, β)

Dans cette considération, on choisit le système d'axe (α, β), c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes (α, β) est donc nulle ($\omega_a = 0$). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (I-13 et I-14). Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Concordia (I-24).

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-24)$$

L'application de la transformation de Concordia aux courants, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

I.7.2. Equation de la machine dans le repère (a, β) lié au stator

Dans ce repère, l'application de la transformation de Concordia aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (I-25) permet d'obtenir:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-25)$$

avec:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (I-26)$$

L'équation de mouvement s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega) \quad (I-27)$$

I.8. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β)

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine

asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques[4].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X \end{cases} \quad (I-28)$$

avec : $X = [i_{sa} i_{sb} \Phi_{sa} \Phi_{sb}]^T$, $U = [U_{sa} U_{sb}]^T$,

où

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \\ -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & \omega_r & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

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

où

$T_s = L_s / R_s$: constante de temps statorique

$T_r = L_r / R_r$: constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$: coefficient de dispersion de Blondel.

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes(I-22) .

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (I-29)$$

avec:

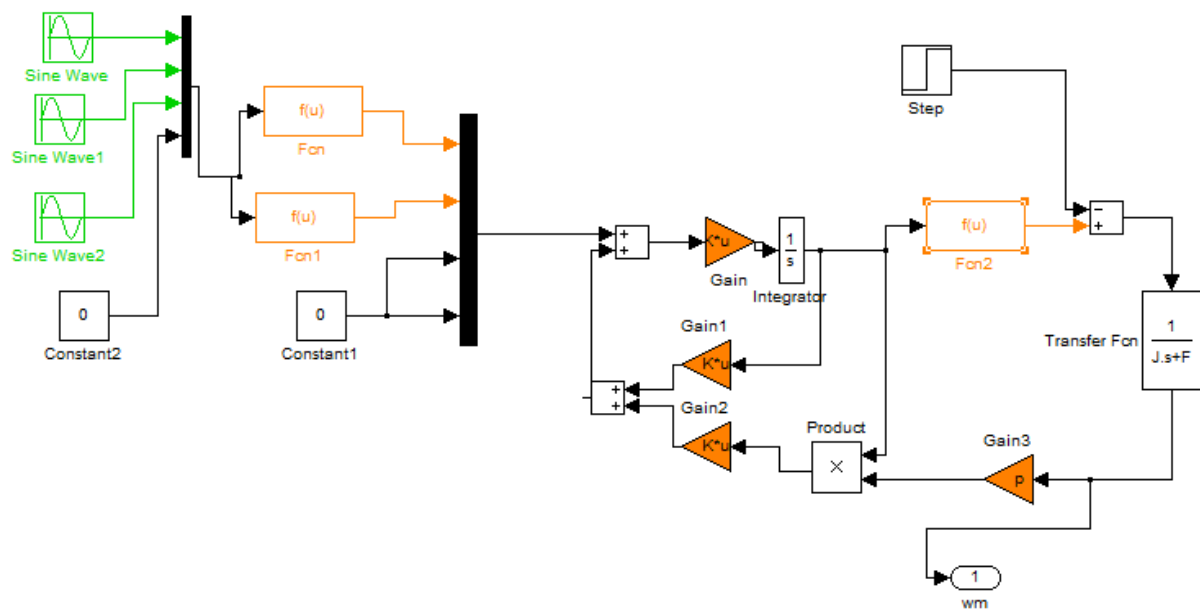
$$\Omega = \frac{w}{p}$$

I.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau

La figure (I.7) présente le schéma bloc de simulation sous MATLAB de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (220/380V, 50Hz). Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale à l'instant $t=0.5s$.

I.9.1. Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone



Figure(I.7):Schéma bloc global de simulation de la MAS.

I.9.1.1. Résultats de simulation

Les résultats de simulation représentent les caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau.

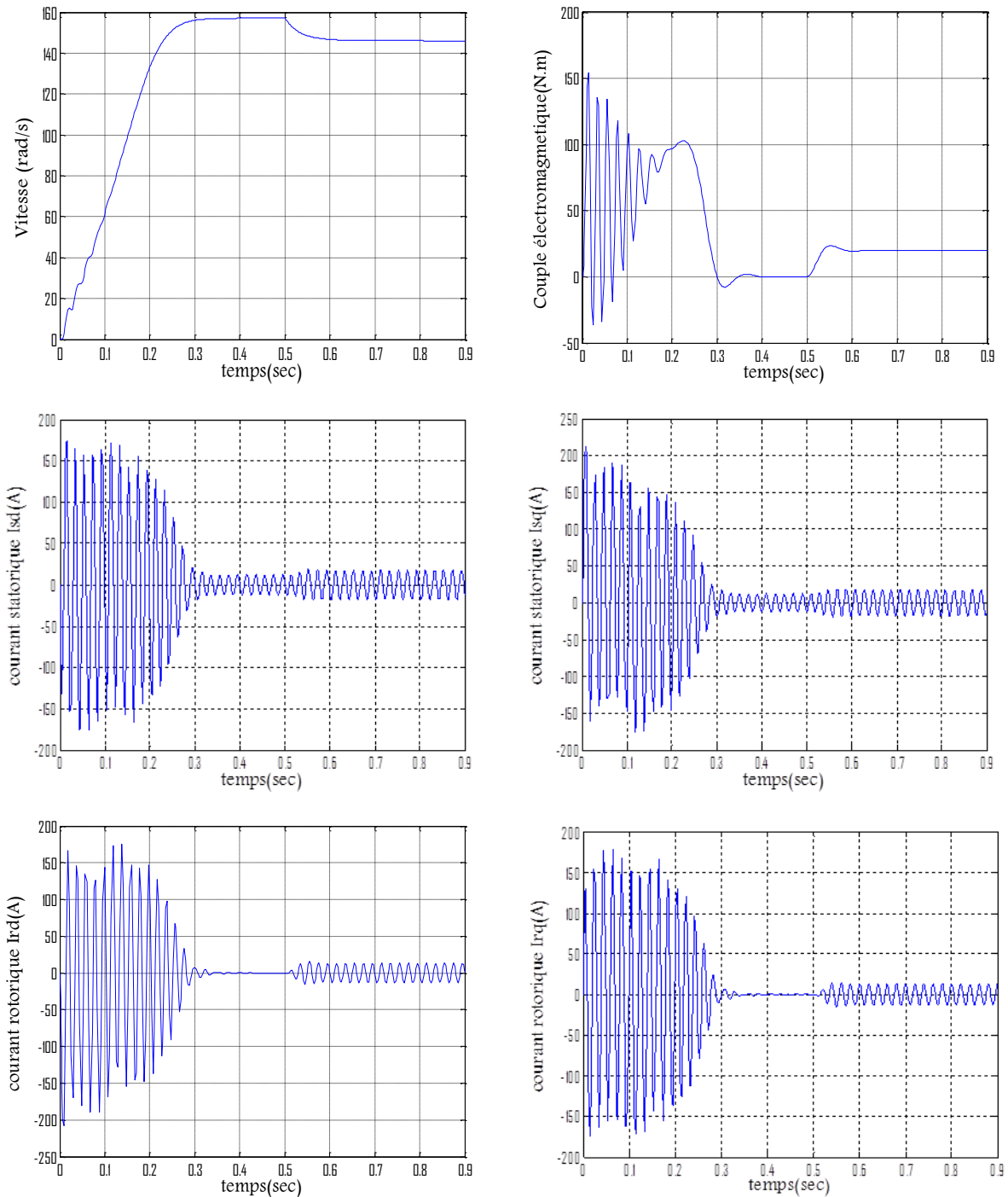


Figure (I.8):Caractéristiques électriques et mécanique de la machine
alimenté directement par le réseau ($C_r=20\text{Nm}$ à $t = 0.5\text{s}$)

I.9.1.2. Interprétations des résultats

- L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, en suite la vitesse se stabilise à la valeur nominale. En appliquant une charge à l'instant $t=0.5\text{s}$, on constate une légère diminution de vitesse.
- Ainsi l'évolution du couple électromagnétique en fonction du temps. Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie,

il atteint la valeur (20 N.m), puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide. L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur qui correspond au couple appliqué.

- Pour l'évolution du courant statorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du courant statorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.
- Le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de courant au démarrage qui égale à 9 fois environ le courant nominal. Au démarrage le courant statorique est excessif, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant $t=0.5s$, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge).

I.10. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation avec les différents modèles dynamiques. La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire.

Les résultats obtenus dans cette première simulation apparaissent satisfaisantes, il répond bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone[1].

Chapitre II

***Modélisation et Simulation de
l'Alimentation de La Machine
asynchrone***

II.1.Introduction

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme un signal de contrôle à l'entrer en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques [22].

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont:

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tensions constantes.

II .2. Modélisation de l'onduleur [4]

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative, l'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc.

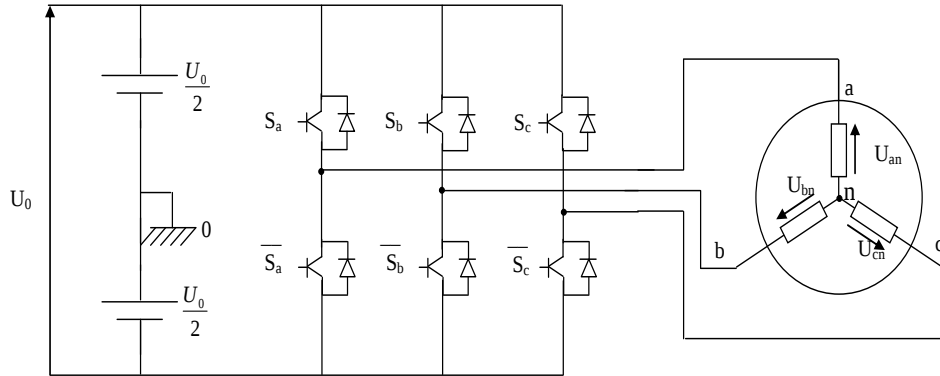
Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée.

L'onduleur de tension est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et à fréquences variables à partir d'un réseau standard (220/380V,50Hz) après redressement, la tension filtrée U_{dc} est appliquée à l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MAS et peut être considéré comme un amplificateur de puissance.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne suivante:

- $S_{a,b,c}=1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c}=0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) ouvert.

La figure (II.1) représente le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la machine (MAS)



Figure(II.1):Schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

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

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée figure (II.1) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (II-1)$$

U_{ao} , U_{bo} , U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continu). Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (II-2)$$

U_{an} , U_{bn} , U_{cn} ont les tensions simples de la machine et U_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (II-3)$$

La substitution de (II.2) dans (II.3) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3} \cdot (U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (II-4)$$

En remplaçant (II.4) dans (II.2), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (II-5)$$

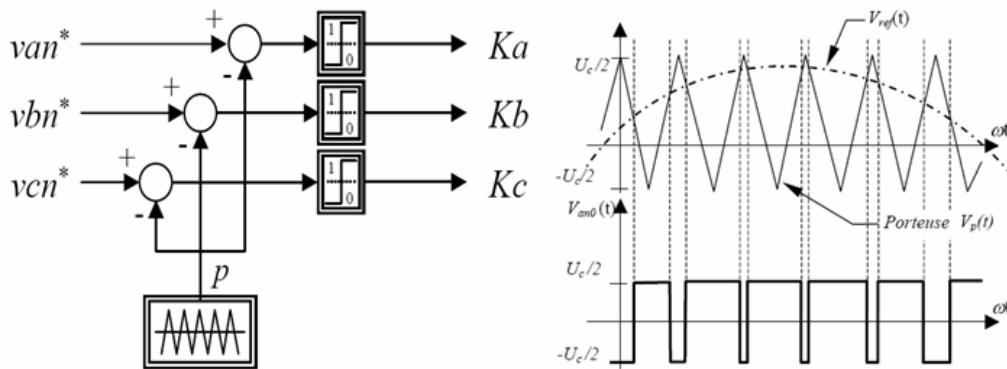
On peut écrire le système d'équation (II.5), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteur ona :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3} (2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3} (-S_a + 2.S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3} (-S_a - S_b + 2.S_c) \end{cases} \quad (II-6)$$

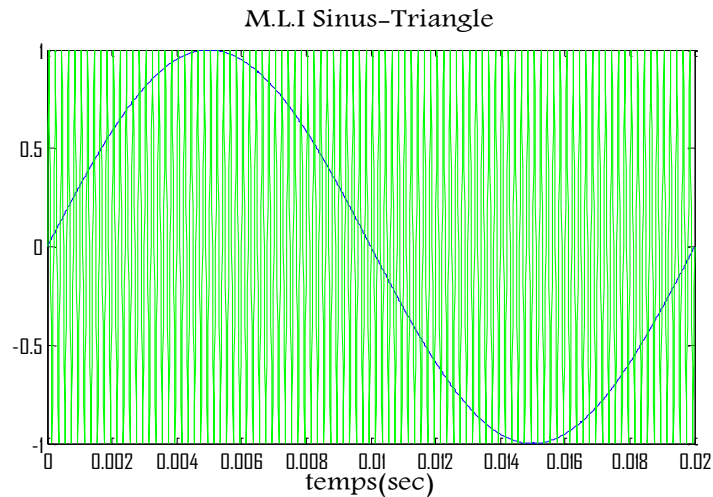
II.3. Contrôle de l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsion[4]

La modulation de la largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former pendant chaque alternance une tension de sortie constituée d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

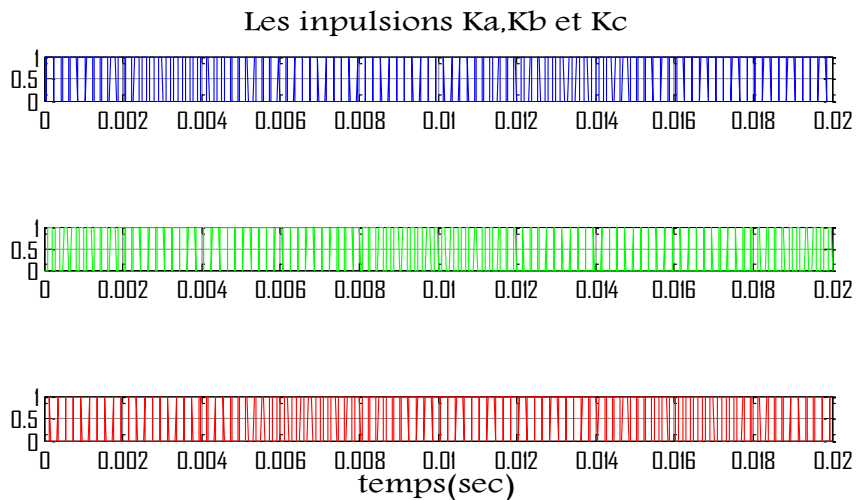
La méthode de contrôle par MLI fait comparer un signal modulatrice de forme sinusoïdal avec un signal porteuse de forme triangulaire, les sorties du comparateur sont connectées aux interrupteurs ($S_{a,b,c}$).



Figure(II.2): Schéma synoptique de la MLI



Figure(II.3): Forme représentative de la M.L.I Sinusoïdale



Figure(II.4): Forme les signaux des impulsions Ka,Kb,Kc de l'onduleur

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI est un convertisseur statique qui permet de fournir un signal de fréquence et amplitude variable. La forme de l'onde est obtenue en comparant un signal de haute fréquence avec un signal à dent de scie. La forme d'onde obtenue à la sortie est illustrée par la figure.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si la fréquence:

$$f_{\text{porteuse}} \gg 20 f_{\text{référence}} \quad (\text{II-7})$$

La technique de MLI se caractérise par deux paramètres:

- L'indice de modulation, il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$I_{\text{mod}} = \frac{V_m}{V_p} \quad (\text{II-8})$$

I_{mod} : Indice de modulation

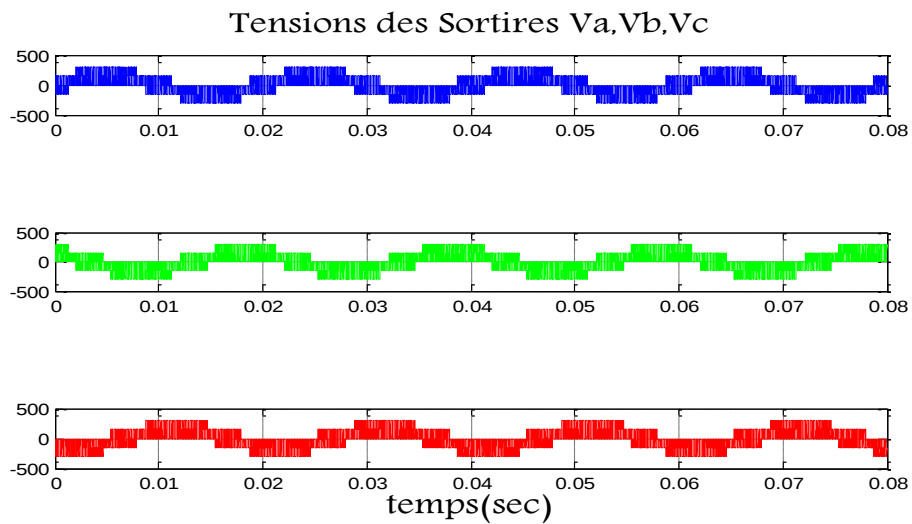
V_m : Valeur maximale de la tension de référence.

V_p : Valeur de crête de la porteuse.

➤ La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur)

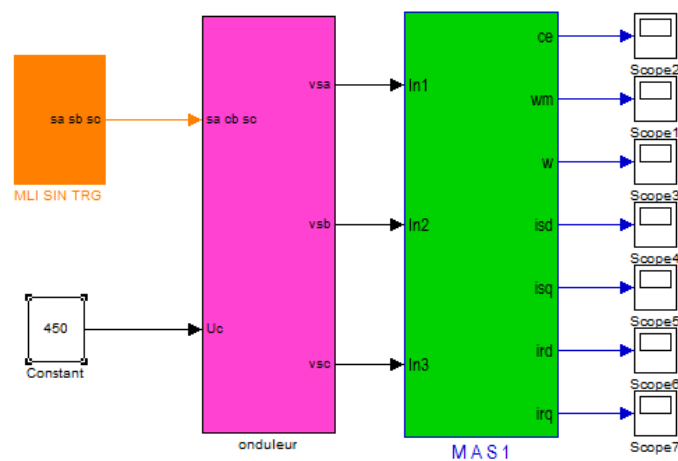
$$V_{1\text{max}} = \frac{U_c}{2} I_{\text{mod}} \quad (\text{II-9})$$

U_c : La tension continue à l'entrée de l'onduleur



Figure(II.5): Forme d'onde à la sortie de l'onduleur(MLI)

II .4. Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI



Figure(II.6): Schéma de simulation d'une MAS alimentée en onduleur

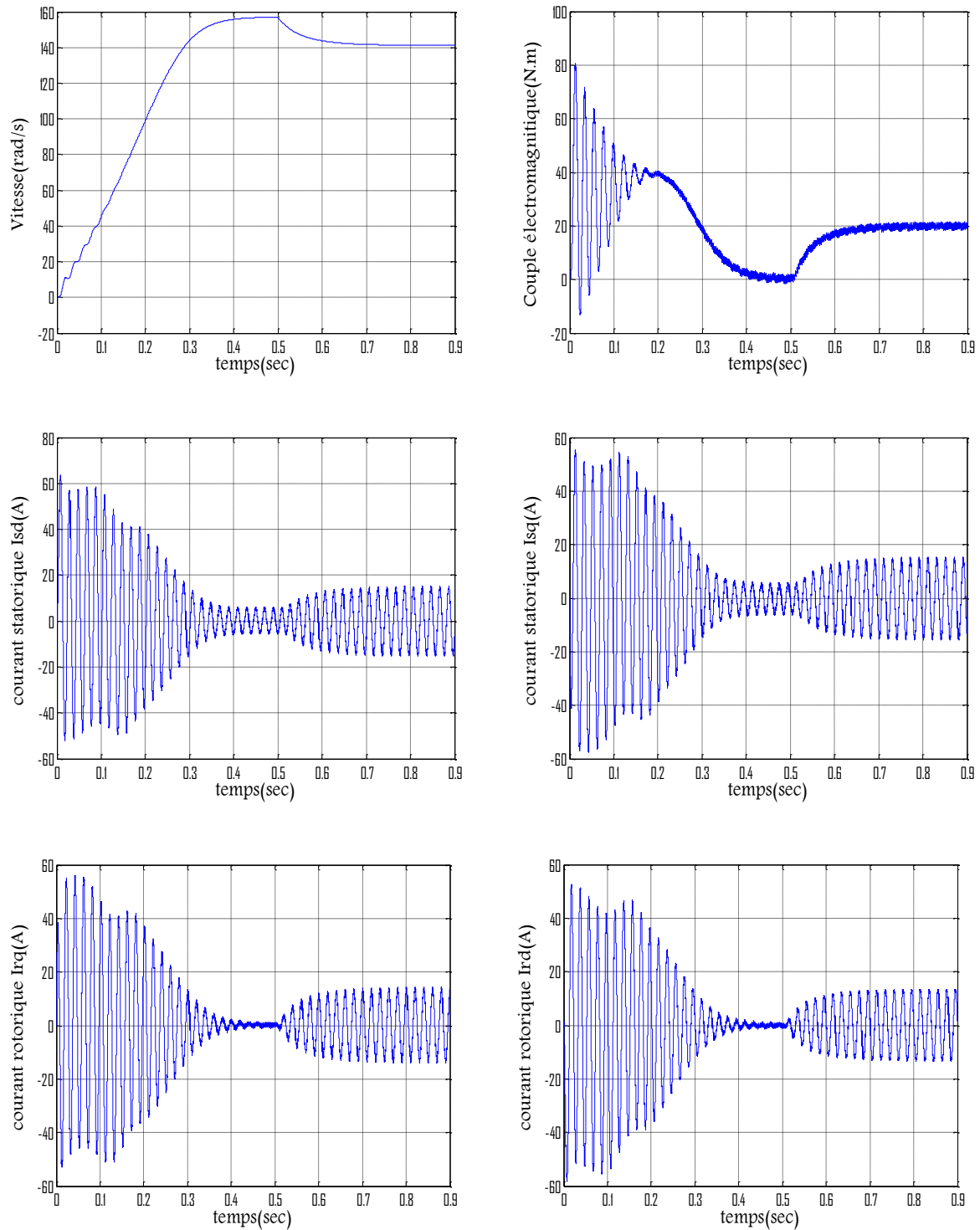


Figure (II.7):Caractéristiques électriques et électromagnétique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI ($C_r=20\text{Nm}$ à $t = 0.5\text{s}$)

II .4. 1.Interprétations des résultats

La figure (II.7) montre la similitude des résultats obtenus lorsque la machine est alimentée par l'onduleur de tension. On remarque:

- Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse.
- Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanent à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI qui se traduit par des harmoniques.
- Des oscillations observables sur les allures des courants statoriques et rotoriques e à cause d'utilisation du convertisseur statique.

II .5. Onduleur de tension MLI vectorielle (SVM)

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation donnant huit configurations possibles. Ces huit état de commutation peuvent s'exprimer dans le plan α - β par 8 vecteurs de tensions (notés de V_0 à V_7) ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant équi-répartis tous les 60° .

Pour MLI vectorielle (SVM Space vector modulation en anglais), on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteur complémentaires. Cette MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation T_e [21].

II .5.1.Principede la MLI vectorielle[23][24]

Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension $\bar{V}_{s\text{réf}}$ à partir de huit vectrices tensions. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Un vecteur tension de référence $\bar{V}_{s\text{réf}}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_e par un vecteur tension moyen $\bar{V}_{s\text{moy}}$; ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

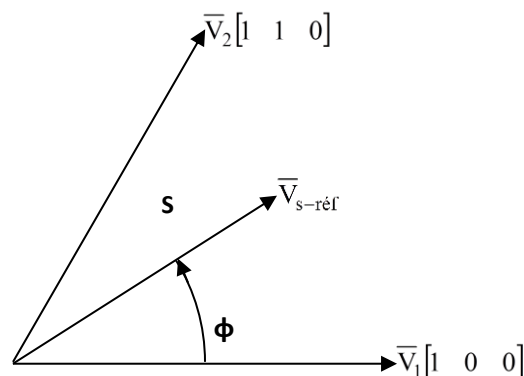


Figure (II.8): Principe de la modulation

La figure (II.8) représente le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 et les vecteurs adjacents sont représentés par $\bar{V}_1$ et $\bar{V}_2$. La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique référence $\bar{V}_{s_réf}$ désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant $\bar{V}_1$ et $\bar{V}_2$. Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_e de commutation de l'onduleur.

Dans le cas du secteur 1 figure (II.8), le vecteur de tension référence $\bar{V}_{s_réf}$ moyenne est donnés comme suit:

$$\begin{cases} \bar{V}_{s_réf} * T_e = T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2 \\ T_e = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (II-10)$$

Où

T_e : représente la période de commutation,

T_1 : temps d'application du vecteur $\bar{V}_1$

T_2 : temps d'application du vecteur $\bar{V}_2$

T_0 : temps d'application des vecteurs nuls (la séquence de roue-libre).

En supposant qu'initialement, le vecteur $\bar{V}_{s_réf}$ coïncide avec le vecteur $\bar{V}_1$, deux séquences sont actives. La séquence qui correspond au vecteur $\bar{V}_1$ est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur $\bar{V}_2$ est inactive car la durée T_1 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur $\bar{V}_{s_réf}$ s'éloigne du vecteur $\bar{V}_1$ et on s'approche du vecteur $\bar{V}_2$, T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur $\bar{V}_{s_réf}$ atteint le vecteur $\bar{V}_2$, T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

II.5.2. Les étapes de la réalisation d'un MLI vectorielle[24]

➤ Étape 1: Détermination des tensions de références V_α , V_β

Les tensions V_α , V_β sont déterminées par la projection des tensions triphasées (V_a , V_b , V_c) dans le référentiel α - β en effectuant la transformation de Concordia. La table suivante présente le calcul de V_α , V_β pour les différents états de l'onduleur.

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$
0	1	1	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0
0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
1	0	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$
1	1	1	0	0	0	0	0

Table: (II.1)

➤ **Étape 2: Détermination des secteurs**

Généralement, le secteur est déterminé selon la position du vecteur $\bar{V}_{s-ref}$ dans le plan complexe ($\alpha\beta$), tel que cette position présente la phase φ de ce vecteur définie comme la suite:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}}\right) \quad (II-11)$$

La table suivante détermine le secteur S_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$) pour les différents angles φ_v .

φ	$0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \varphi \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \varphi \leq \pi$	$\pi \leq \varphi \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \varphi \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \varphi \leq 2\pi$
Secteur S_i	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6

Table:(II.2)

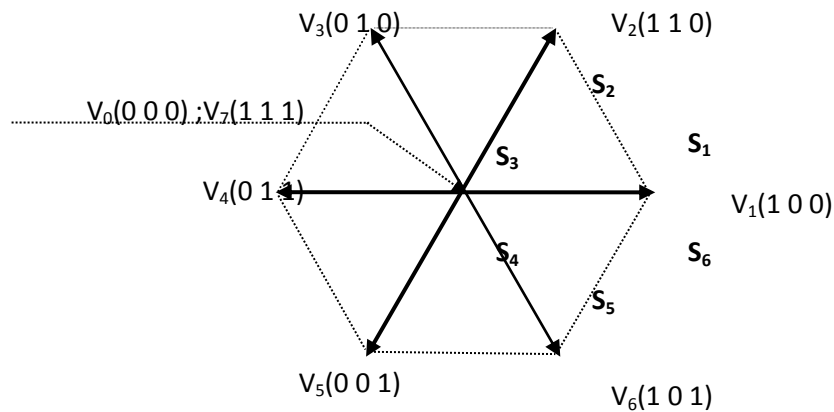


Figure (II.9). Secteurs de position du vecteur $\overline{V}_{sref}$

Nouvelle méthode de détermination des secteurs:

Cette méthode est employée par Bibhu, pour la détermination du secteur pour la DTC. Elle est basée directement sur les tensions V_α V_β . La détermination est faite comme dans le tableau (II.3), où A2 est le signe de V_α et A1 est le signe de V_β . On note que A2 égale à 0 si V_α est négatif sinon A2 égale à 1. A1 égale à 0 si V_β est négatif sinon A1 égale à 1. A0 égale à 1 si la valeur absolue du rapport (V_β / V_α) est supérieur ou égale à $(\tan 60^\circ = 1.732)$ autrement A0 égale à 0.

A2	A1	A0	Secteur : S_i
0	0	0	S_5
0	0	1	S_4
0	1	0	S_6
0	1	1	S_1
1	0	0	S_3
1	0	1	S_4
1	1	0	S_2
1	1	1	S_1

Table (II.3)

➤ **Étape 3: Calcul des variables X, Y et Z**

Dans le cas où le vecteur référence se trouve dans le secteur 1 (Fig.II.6), la détermination de T_1 et T_2 est donné par la projection du vecteur $\overline{V}_s$ sur les axes (α, β) :

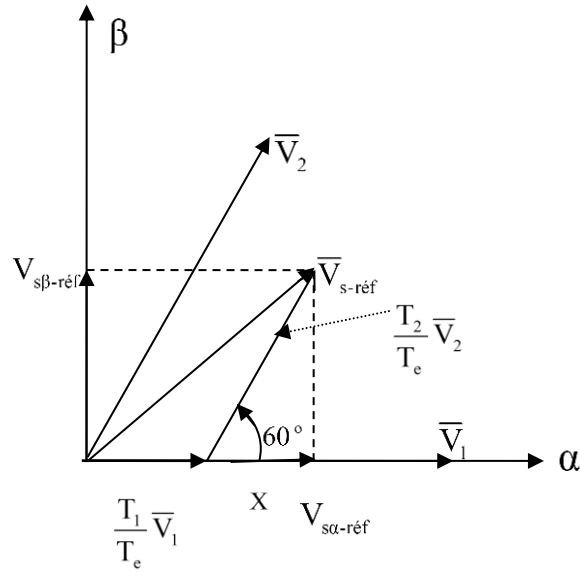


Figure (II.10) Projection du vecteur de référence pour le secteur S_1 .

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{T_1}{T_e} |\bar{V}_1| + x \cdot \cos(30^\circ) \\ V_{sb} = \frac{T_2}{T_e} |\bar{V}_2| \\ x = \frac{V_{sb}}{\tan(60^\circ)} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

D'après le tableau (II.1) les période d'application de chaque vecteur adjacent est donné par:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T_e}{2E} (\sqrt{6} \cdot V_{sa_ref} - \sqrt{2} \cdot V_{sb_ref}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T_e}{E} V_{sb_ref} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Pour le reste de la période en appliquant le vecteur nul.

En effectuant le même calcul pour chaque secteur. Le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants:

$$\begin{cases} X = \frac{T}{E} \sqrt{2} \cdot V_{sb_ref} \\ Y = \frac{T}{E} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V_{sb_ref} + \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot V_{sa_ref} \right) \\ Z = \frac{T}{E} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V_{sb_ref} - \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot V_{sa_ref} \right) \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Pour le secteur 1, $T_1 = -Z$ et $T_2 = X$.

➤ **Étape 4: Calcul de T_1 et T_2 pour chaque secteur**

Les durées T_1 et T_2 d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs de X , Y et Z sont données par le tableau suivant:

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_1	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_2	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Table: (II.4)

➤ **Étape 5: Génération des signaux modulateurs T_{aon} , T_{bon} et T_{con} .**

Les signaux modulateurs sont générés d'après les formules suivantes :

$$\begin{cases} T_{aon} = \frac{T_e - T_1 - T_2}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_1 \\ T_{con} = T_{bon} + T_2 \end{cases} \quad (II-15)$$

➤ **Étape 6: Génération des séries d'impulsions S_a , S_b et S_c .**

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) en fonction de T_{xon} est donnée par le tableau suivante

Secteur	1	2	3	4	5	6
Signaux						
S_a	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Table (II.5)

II.5.3 . Résultats de simulation de la machine asynchrone alimenté par onduleur MLI vectorielle

Le schéma bloc sous Simulink de l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM) est présenté par la figure (II.11) suivante

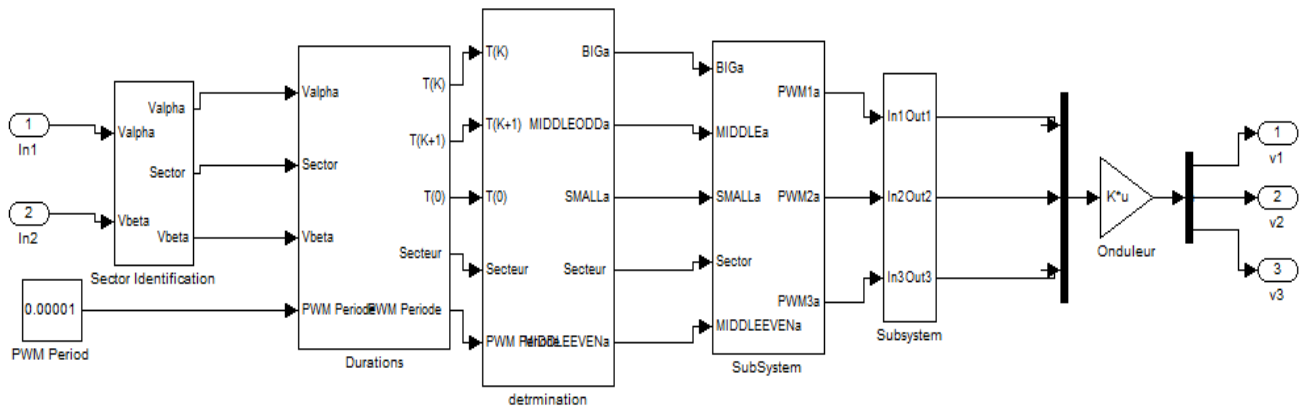


Figure (II.11) : Schéma bloc de simulation de la MLI vectorielle (SVM)

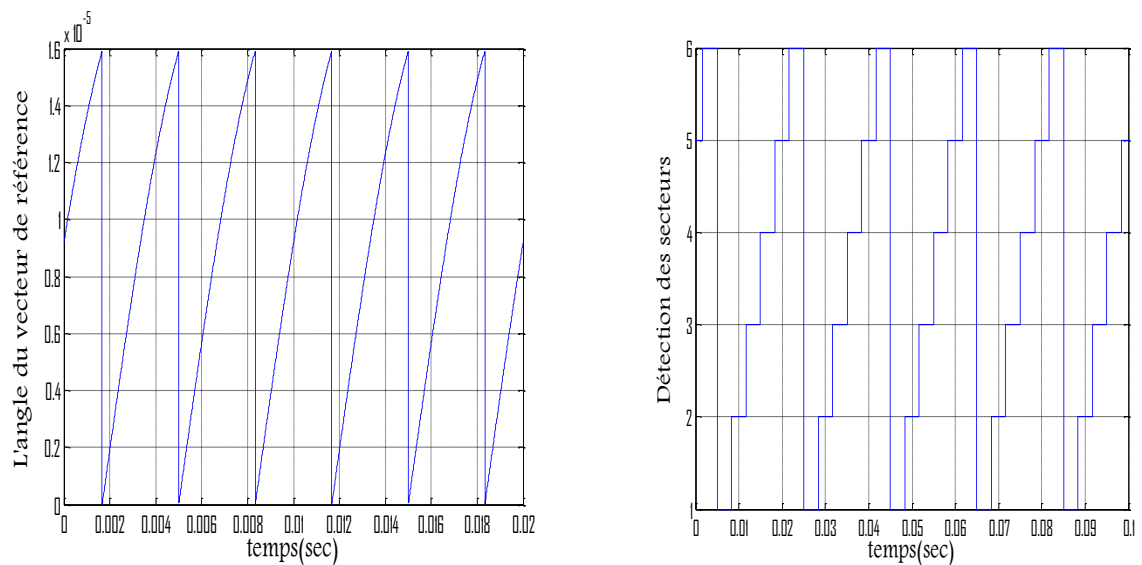
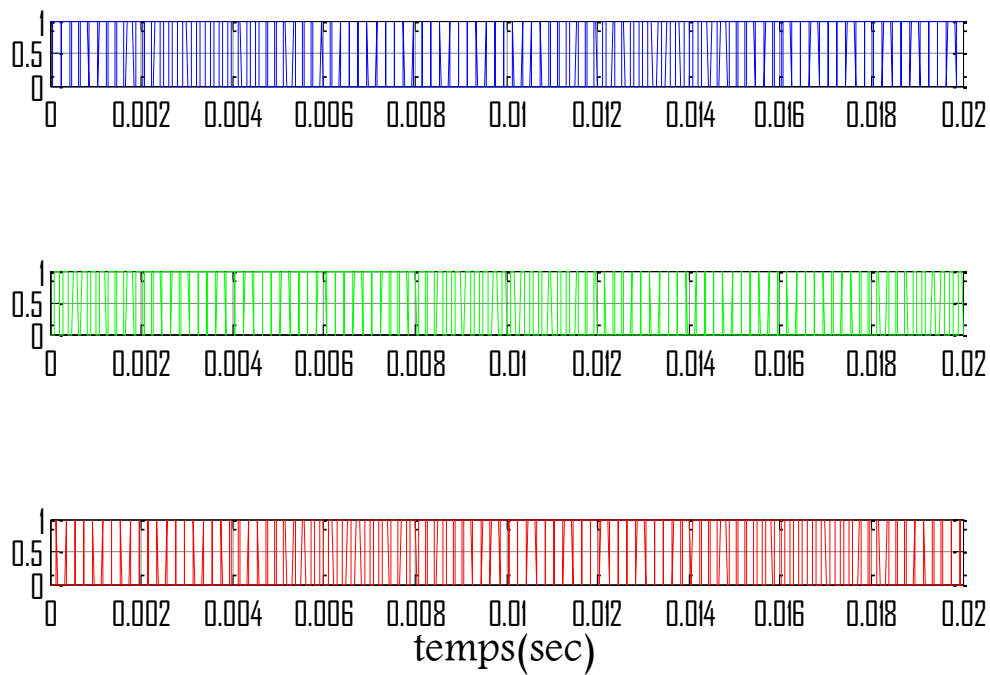


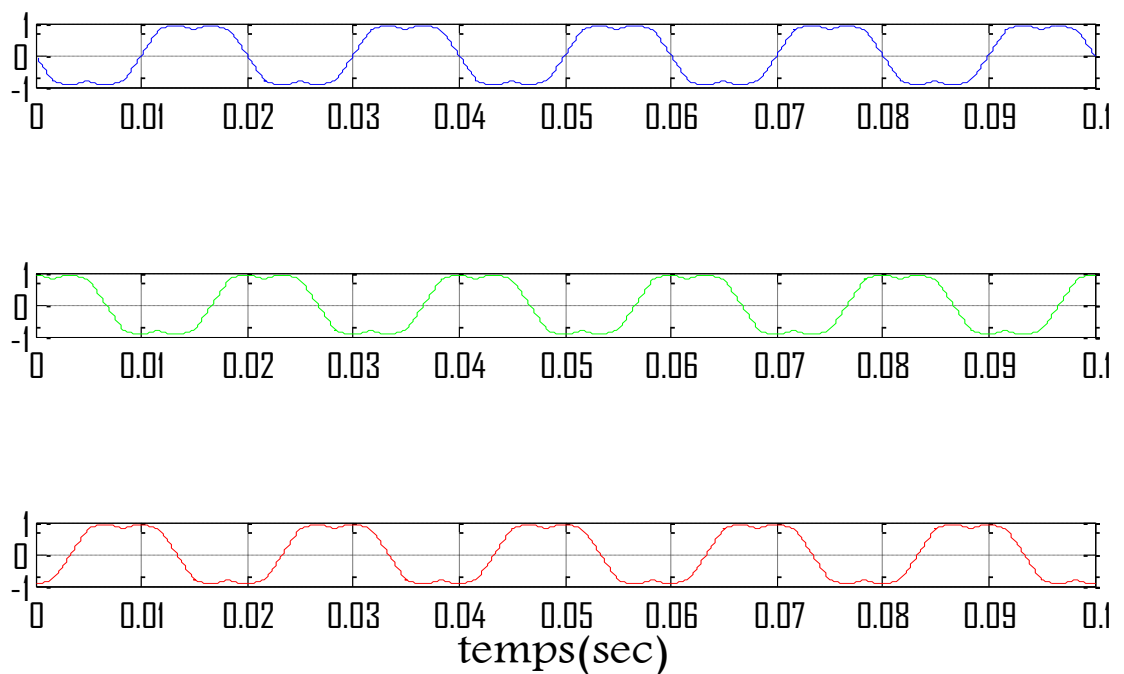
Figure (II.12) : l'angle du vecteur référence et détection des secteurs

Les impulsions Ka,Kb et Kc

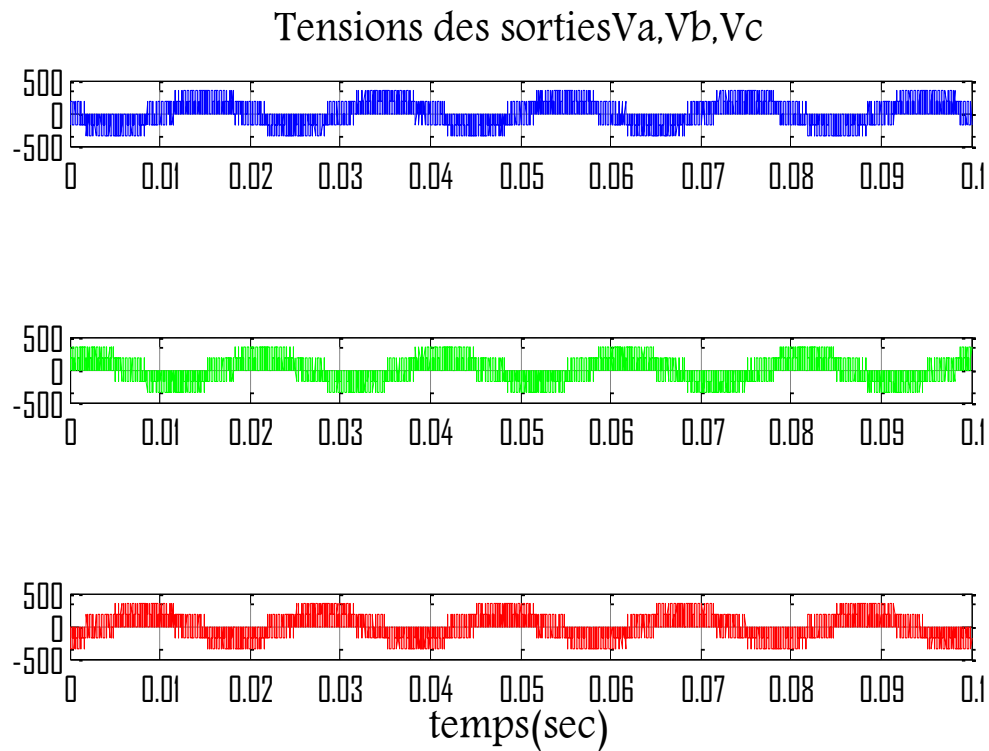


Figure(II.13): Forme les signaux des impulsions Ka,Kb,Kc de l'onduleur

Evolution du rapport cyclique



Figure(II.14): Forme de variation largeur d'impulsion des trois interrupteurs supérieurs



Figure(II.15): Forme d'onde à la sortie de l'onduleur(SVM)

II .6. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation et la simulation de l'alimentation de la MAS. Deux techniques de modulation ont été appliquées à l'onduleur de deux niveaux. La modulation de largeur d'impulsions Sinus-Triangle et la modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM). La comparaison entre ces deux techniques nous a montré les avantages apportés par l'utilisation de la technique SVM qui sont: la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation.

Chapitre III

***Commande direct du couple d'une
Machine asynchrone***

III.1.Introduction

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique.

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre. Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position). Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi[11].

III.2. Principes généraux de la commande DTC

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées des vecteurs tensions. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de base instantanée, parmi lesquels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur de tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif [12].

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- Le flux statorique réel dans le moteur.
- Le couple réel qu'il développe.
- La position du secteur.

III.3. Stratégie de la commande DTC

La stratégie de commande de couple et de flux qui a été proposé par "Takahashi" est basée sur l'algorithme suivant :

- ✓ le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).

- ✓ pour chaque instant, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MAS.
- ✓ on reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- ✓ on estime le couple électromagnétique du MAS, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- ✓ on détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit [13].

III.4.Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [12],[4].

III.4.1.Contrôle du vecteur 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 obtenue par l'équation suivante [7]:

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt + \Phi_{s0} \quad (\text{III-1})$$

Dans le cas où on applique un vecteur de tension non nul pendant un intervalle de temps $[0, T_e]$, on aura: $V_s \gg R_s I_s$. Donc (II.1) peut s'écrire:

$$\phi_s(t) = \phi_s(0) + V_s T_e \quad (\text{III-2})$$

Donc:
$$\Delta\Phi_s = \Phi_s - \Phi_s(0) = V_s T_e \quad (\text{III-3})$$

L'équation (III-3) implique que l'extrémité du vecteur flux statorique $\Phi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée V_s , comme il est illustré par la Figure (III.1).

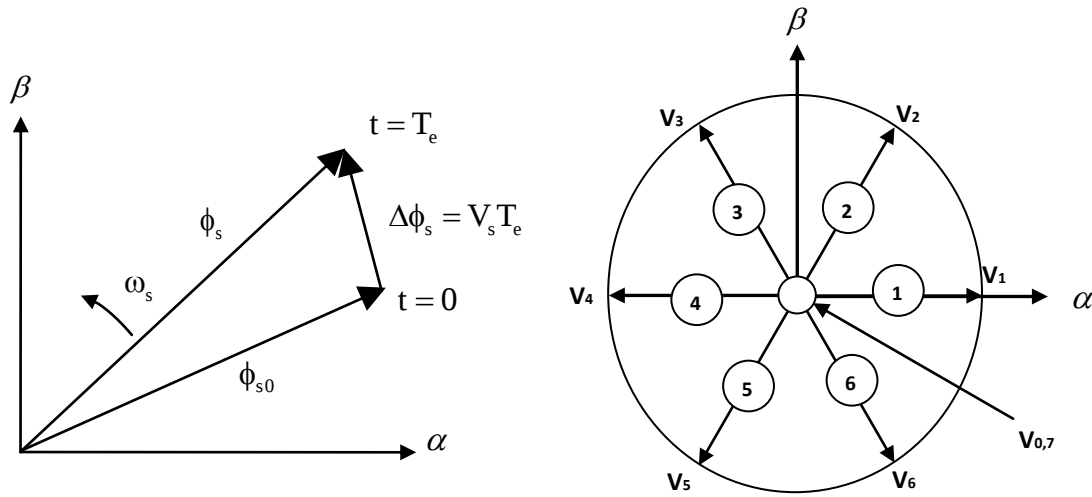


Figure (III.1): Evolution du flux statorique et séquences de fonctionnement

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de Φ_s et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position Φ_s .

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_s , sur les périodes de commande T_e , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux Φ_s pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de Φ_s une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

Lorsque le vecteur de tension V_s sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de Φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\Phi_s}{dt}$. Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de Φ_s .

Lorsqu'on néglige le terme $R_s I_s$, est donnée par $V_s = \frac{d\Phi_s}{dt}$. La vitesse de rotation de Φ_s dépend fortement du choix de V_s ; elle est maximale pour un vecteur V_s perpendiculaire à la direction de Φ_s , et nul si on appliqué un vecteur nul. Elle peut aussi être négative.

III.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

Parmi les différentes formes utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise le flux et le courant statorique, et la vitesse de rotation, comme variable d'état; sa présentation dans le référentiel statorique (α, β) , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donné par le système d'équations suivant [14]:

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\Phi_s}}{dt} \\ \overline{V_r} = \overline{0} = R_r \overline{I_r} + \frac{d\overline{\Phi_r}}{dt} - j\omega \overline{\Phi_r} \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi_s} = L_s \overline{I_s} + M \overline{I_r} \\ \overline{\Phi_r} = L_r \overline{I_r} + M \overline{I_s} \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\overline{I_r} = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\overline{\Phi_r}}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \overline{\Phi_s} \right) \quad (\text{III-6})$$

avec: $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'où (III.4) dévient

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s \overline{I_s} + \frac{d\overline{\Phi_s}}{dt} \\ \frac{d\overline{\Phi_r}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \overline{\Phi_r} = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \overline{\Phi_s} \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Avec la constante de temps rotorique de la machine définie comme: $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Ces relations montrent que:

- On peut contrôler le vecteur $\overline{\Phi_s}$ à partir du vecteur $\overline{V_s}$, aux chutes de tension $R_s \overline{I_s}$ près,
- Le flux $\overline{\Phi_r}$ suit les variations de $\overline{\Phi_s}$ avec une constante de temps σT_r . Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$. Ceci traduit l'action d'un filtre passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. $\overline{\Phi_r}$ s'exprime par:

$$\overline{\Phi_r} = \frac{M}{L_s} \frac{\overline{\Phi_s}}{1 + j\omega \sigma T_r} \quad (\text{III-8})$$

Si on reporte dans l'expression du couple électromagnétique, en posant l'angle $\theta_{sr} = (\overline{\Phi_s} \overline{\Phi_r})$, le couple s'exprime par :

$$C_{em} = K(\Phi_s * \Phi_r) = K \|\Phi_s\| * \|\Phi_r\| \sin \theta_{sr} \quad (\text{III-9})$$

Avec:

$$K = \frac{pM}{L_r L_s} = p \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M} \right)$$

$\|\overline{\Phi_s}\|$: module du vecteur flux stator,

$\|\overline{\Phi_r}\|$: module du vecteur flux rotor,

θ_{sr} : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend, donc, de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$ et de leur position relative, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi_s}$ (à partir de $\overline{V_s}$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r}$, donc le couple. Ceci est bien sur possible si la période de commande T_e de la tension $\overline{V_s}$ est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [15].

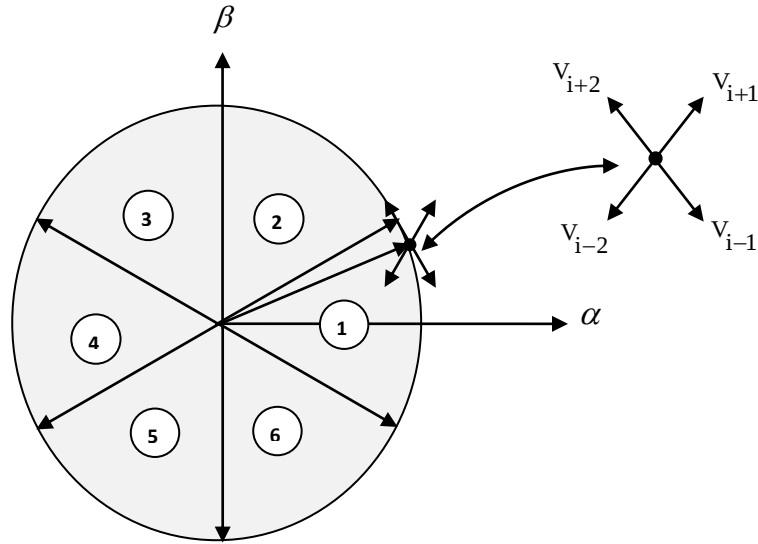
III.5. Description de la structure de contrôle

III.5.1. Sélection du vecteur tension V_s

Une sélection appropriée du vecteur tension V_s par les interrupteurs (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur flux $\overline{\Phi_s}$ de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\overline{\Phi_s}$, du sens de rotation de $\overline{\Phi_s}$, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple. Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de $\overline{\Phi_s}$ dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones ($N=i$), avec ($i=1, \dots, 6$), déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur figure (III.2) [9].

Lorsque le vecteur flux $\overline{\Phi_s}$ se trouve dans une zone numérotée $N = i$, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes :

- ❖ Si V_2 est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ croît et C_{em} croît.
- ❖ Si V_6 est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ croît et C_{em} décroît.
- ❖ Si V_3 est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ décroît et C_{em} croît.
- ❖ Si V_5 est sélectionné alors $\overline{\Phi_s}$ décroît et C_{em} décroît.
- ❖ Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux $\overline{\Phi_s}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du vecteur $\overline{\Phi_s}$ reste inchangé [16].



Figure(III.2) : Sélection du vecteur tension V_s selon la zone de fonctionnement.

Cependant l'application des vecteurs tensions V_s dépend de la position du vecteur flux de la zone N, en début de la zone $N=1$, les vecteurs V_2 et V_5 , sont perpendiculaires au vecteur flux $\overline{\Phi_s}$, ce qui signifie que le changement du couple est très rapide, mais l'amplitude du flux ne change pas considérablement et pour les deux vecteurs V_6 et V_3 , correspond un composant du couple très petit. Les variations des flux sont importantes. Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leur référence, ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple [16].

III.5.2. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique se fait à partir de vecteur tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit:

$$\overline{\Phi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{III-10})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que:

$$\overline{\Phi_s} = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{III-11})$$

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de *Concordia*, à partir des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + j.I_{s\beta} \quad (\text{III-12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III-13})$$

On obtient ainsi $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient [18]:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III-14})$$

Le module et la phase du flux statorique s'écrivent :

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III-15})$$

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{III-16})$$

III.5.3. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants mesurés, en utilisant l'équation [4] :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III-17})$$

III.5.4. Elaboration du vecteur de commande

III.5.4.1. 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 figure (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 [14] :

$$\left| (\Phi_s)_{ref} - \Phi_s \right| \leq \Delta\Phi_s \quad (\text{III-18})$$

Avec : $(\Phi_s)_{ref}$ est le flux de référence,

$\Delta\Phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur.

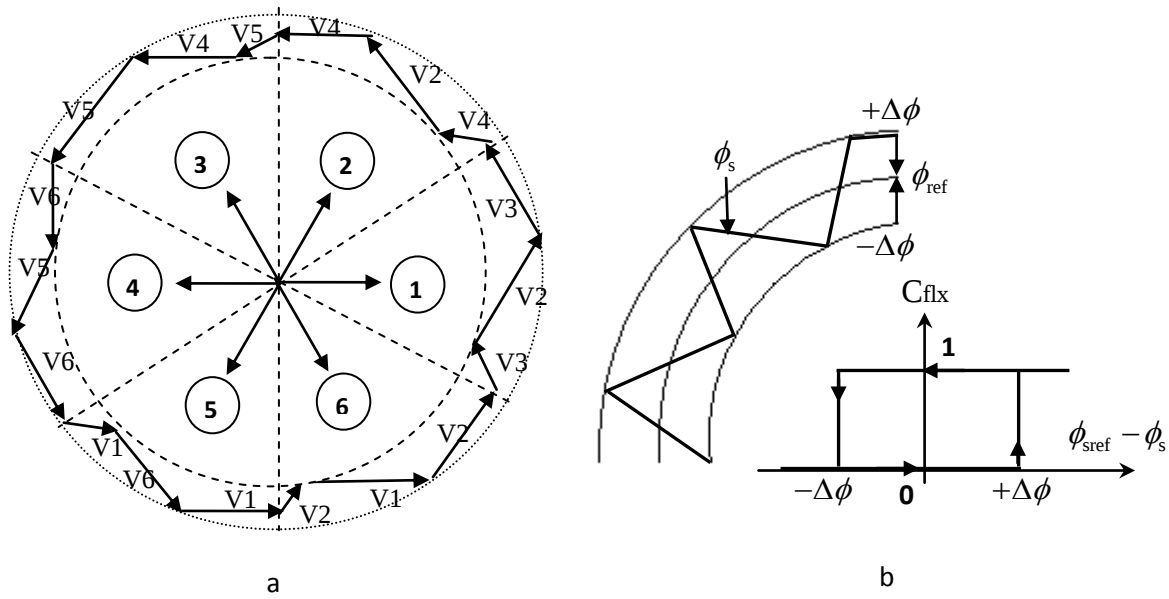


Figure.(III.3): Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondantes.

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt > 0 \text{ alors } C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } d\Delta\phi_s / dt < 0 \text{ alors } C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } C_{flx} = 0 \end{array} \right. \quad (III-19)$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_{ref} et le flux estimé $\hat{\phi}_s$ dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux figure (II.3.b), celui-ci génère à sa sortie la valeur $C_{flx} = +1$ pour augmenter le flux ($C_{flx} = 0$ pour le réduire); cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Ainsi, seul les vecteur V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique ϕ_s . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur flux ϕ_s . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur[7].

III.5.4.2. Correcteur de couple

On définit l'erreur sur le couple, noter ζ_{cem} , comme la différence entre le couple de référence et sa valeur estimée[14],[17].

$$\zeta_{cem} = |C_{emref} - C_{em}|$$

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

$$|C_{emref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (III-20)$$

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

ΔC_{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:

-  un correcteur à hystérésis à deux niveaux,
-  un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

III.5.4.2.1. 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 V_{i+1} et 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.

Par contre, pour tourner la machine dans l'autre sens le correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques [12], [18].

III.5.4.2.2. Correcteurs 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(II.4) 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 $\bar{V}_{i-1}$ ou $\bar{V}_{i-2}$ ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé $\hat{C}_e$ 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 ε_{C_e} 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[19].

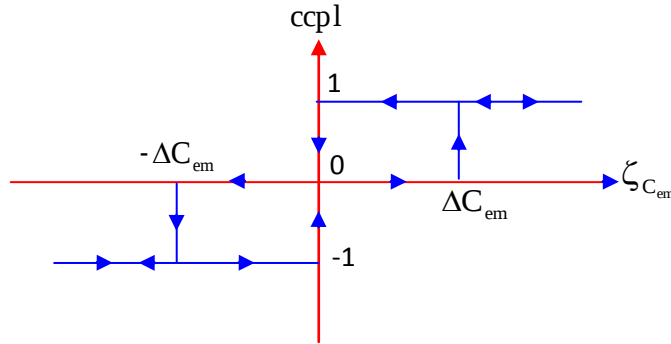


Figure (III.4):Correcteur de couple à hystérésis utilisant trois niveaux

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e < 0 \quad \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right. \quad (III-21)$$

En introduisant l'écart ΔC_e entre le couple électromagnétique de référence C_{ref} et celui estimé $\hat{C}_e$ dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux figure (III.4), 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 ε_{C_e} 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 [19].

L'utilisation du correcteur permet une décroissance rapide du couple. Par exemple, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} . Si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique), le flux ϕ_r rattrapera d'autant plus vite le flux ϕ_s que ce dernier ne se contente pas seulement de " l'attendre: cas de l'application des vecteurs nuls, par contre dans le sens inverse de rotation de ϕ_s [19].

III.5.5. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables C_{flx} , C_{cpl} et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique $\overline{\Phi_s}$. Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique [16].

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
Cflx = 1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 NIVEAUX	
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀		
	Ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 NIVEAUX	
Cflx = 0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 NIVEAUX	
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇		
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 NIVEAUX	

Tableaux (III.1) : Table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V_0 ou V_7 . La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple C_e . On choisit alternativement V_0 et V_7 de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur.

La figure (III.5) représente la stratégie de commande directe de couple d'une machine asynchrone. Le choix judicieux des largeurs de bande des hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC.

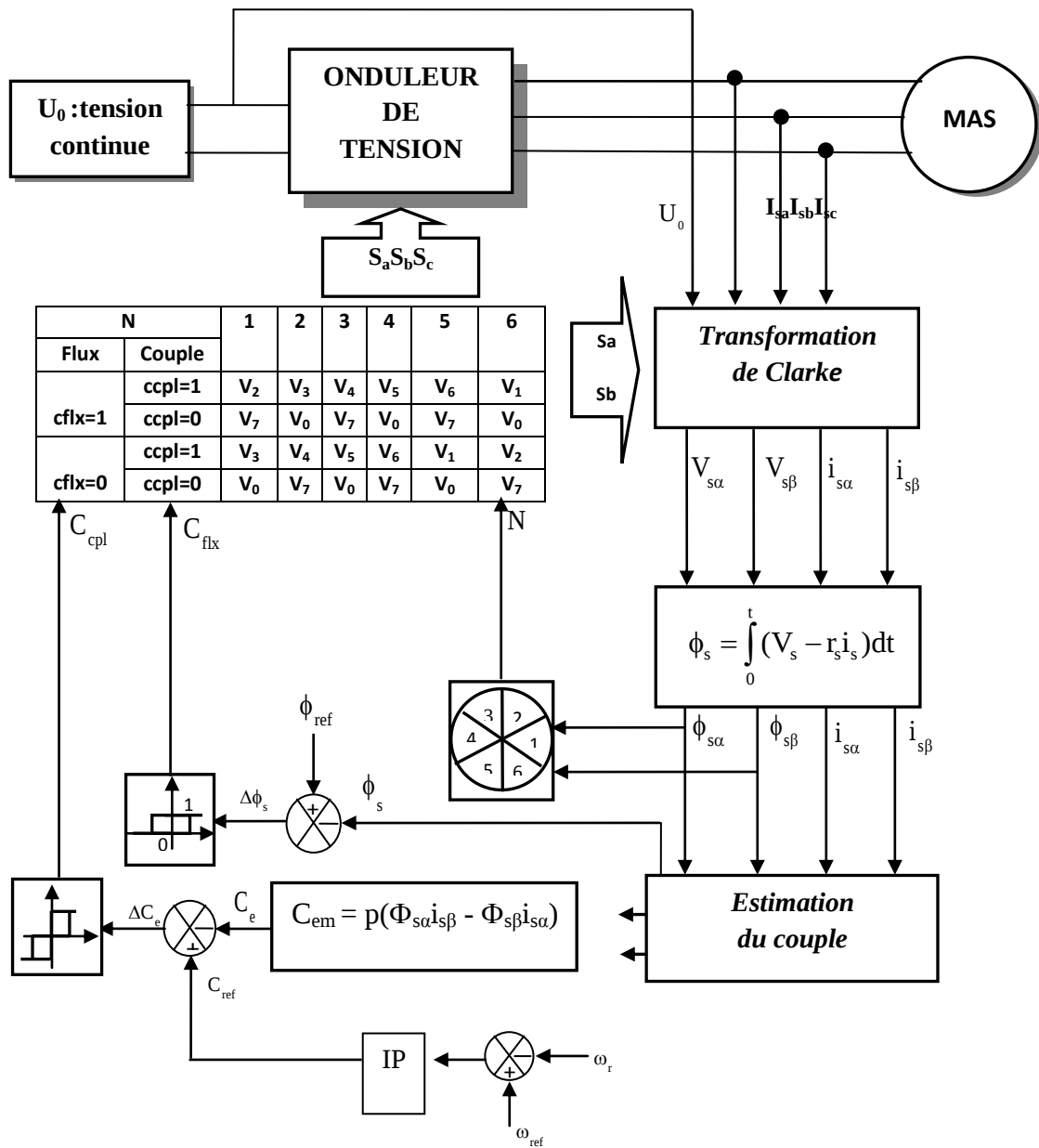


Figure (III.5): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

III.6. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple

Le régulateur de type IP a été appliqué pour la commande des machines à induction en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est représentée par la figure (III.6).

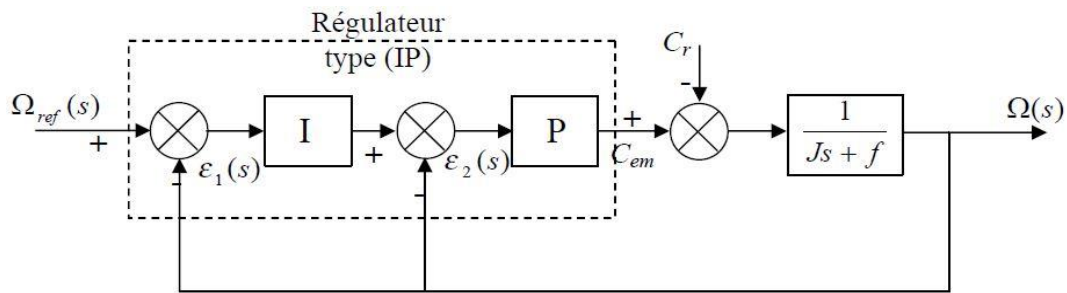


Figure (III.6) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur Intégral-Proportionnel (IP) est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel-Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} s^2 + \frac{K_p + f}{K_p K_i} s + 1} \quad (\text{III} - 22)$$

Par identification à un système du second ordre (III.21), on obtient les relations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_p K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f}{K_p K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases}, \quad \begin{cases} K_p = 2J\xi\omega_n - f \\ K_i = \frac{J\omega_n^2}{K_p} \end{cases}$$

Pour calculer K_p et K_i , on choisit $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et $\omega_n = 157 \text{ rad/s}$, ce qui donne :

$$\begin{cases} K_p = 15.54 \\ K_i = 111.03 \end{cases}$$

III.7. Avantages et Inconvénients de la DTC [4]

III.7.1. Avantages de la DTC

- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ❖ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ❖ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ❖ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ❖ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

III.7.2. Inconvénients de la DTC

- ❖ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ❖ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.

- ❖ L'existence des oscillations de couple.
- ❖ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

III.8.schéma de simulation

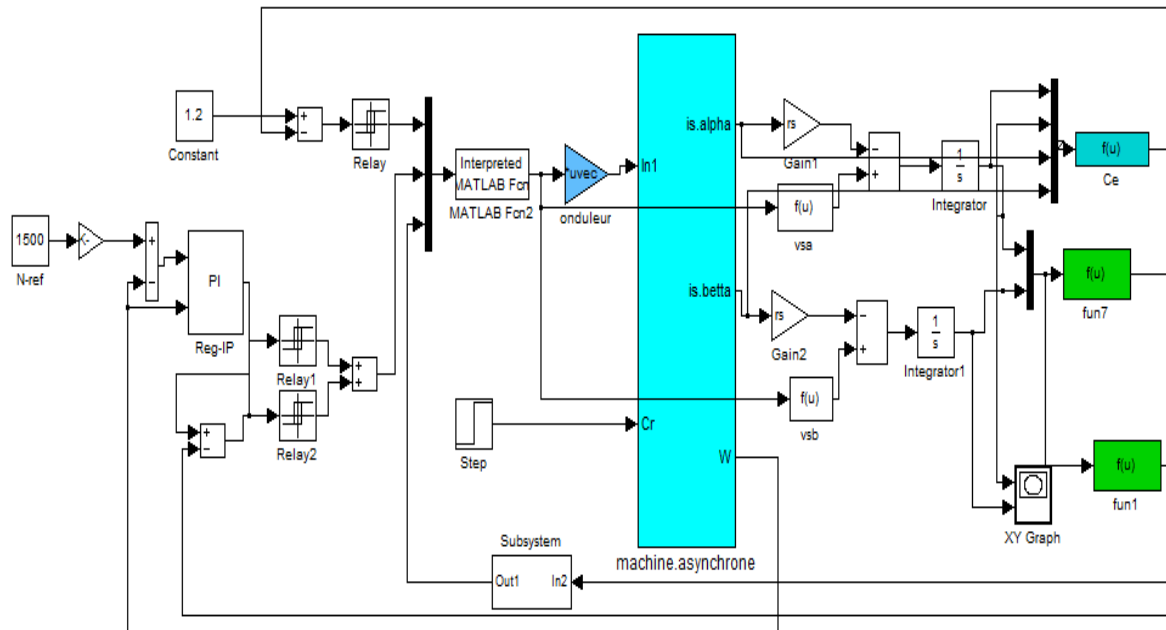


Figure (III.7):Schéma block de la DTC

III.9.Résultats de simulation

Les résultats à présenter ont été obtenus à l'aide d'un programme de simulation d'une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l'annexe et l'outil utilisé est l'environnement *Matlab/Simulink*.

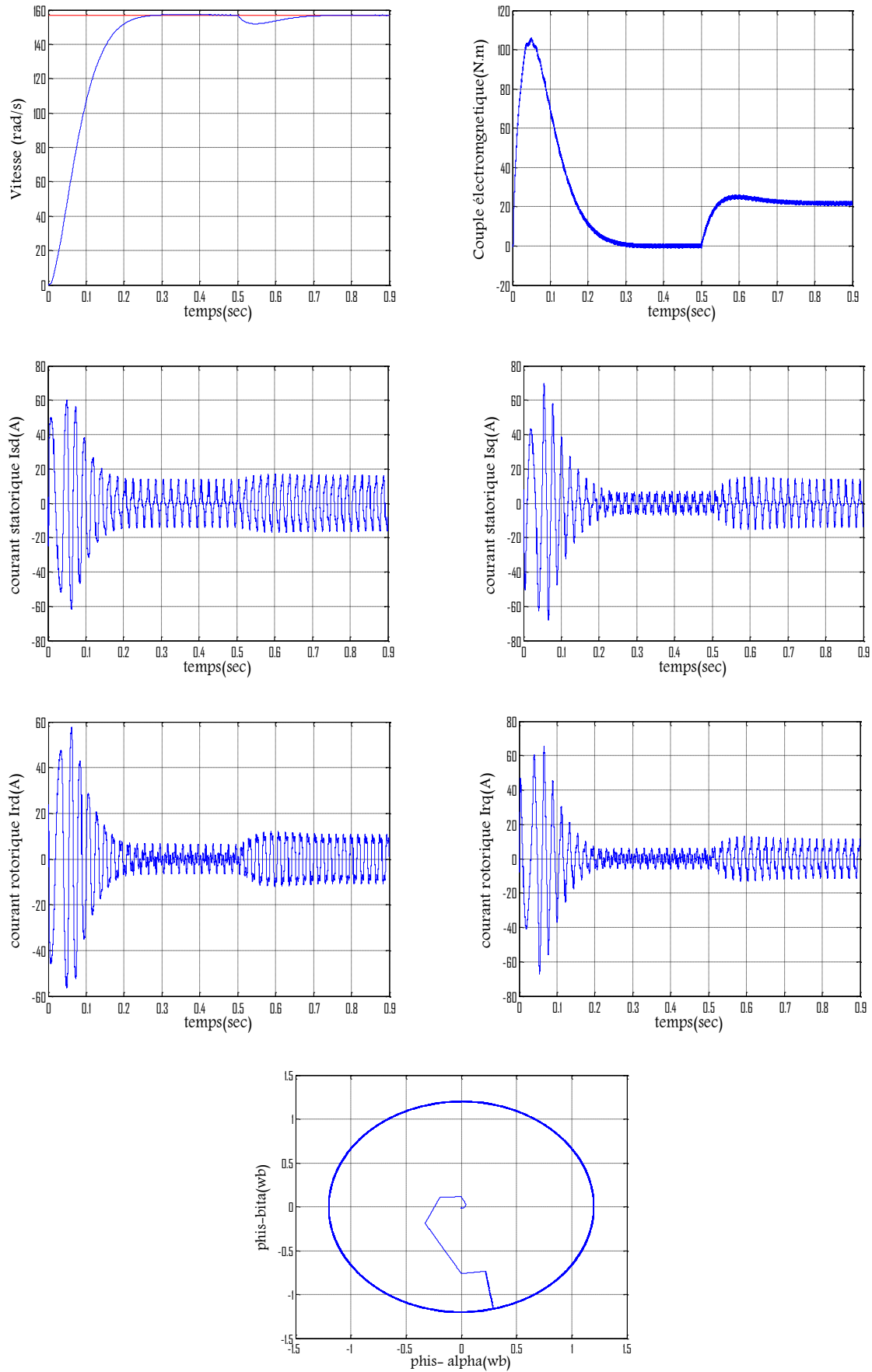
La simulation est effectuée dans les conditions suivantes:

1. La bande d'hystérésis du comparateur de couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.01 N.m, et celle du comparateur de flux à ± 0.01 wb, $\Phi_{s(\text{réf})} = 1,2$ wb.

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle direct du couple de la machine asynchrone par un régulateur IP.

On a simulé trois régimes transitoires: un démarrage à vide, une introduction d'un couple de charge à l'instant $t=0.5s$, une inversion du sens de rotation de la vitesse à $t=0.5s$, et enfin on a testé la robustesse de la commande vis-à-vis des paramètres clés de la machine qui sont la résistance rotorique R_r et le moment d'inertie J .

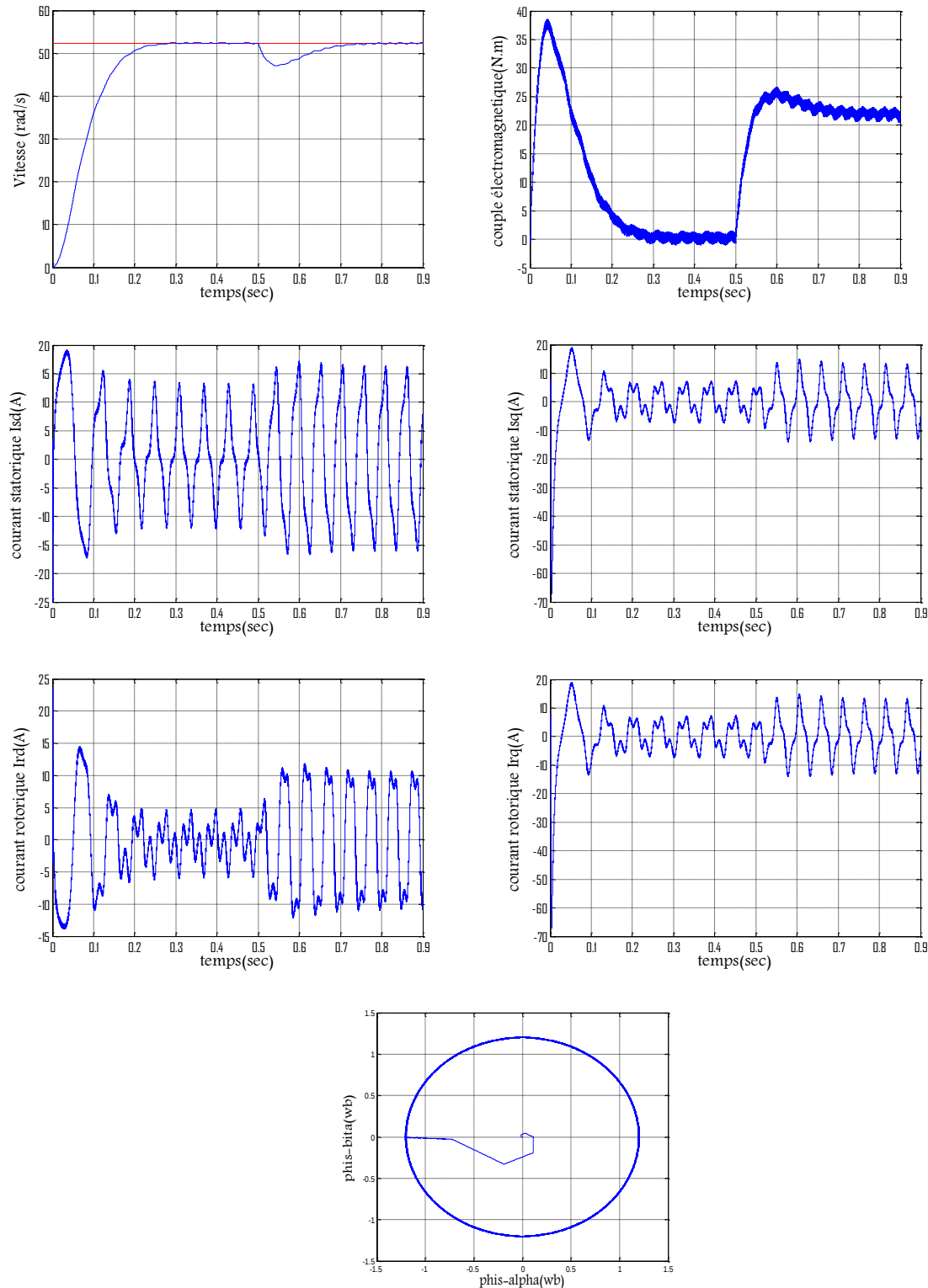
III.9.1. Commande avec boucle de vitesse



Figure(III.8): Résultat de simulation du contrôle direct du couple DTC

La figure (III.8) montre la réponse du système de contrôle à l'application d'une charge de 20N.m, et une vitesse de référence de 157 rad/s. Le couple et la vitesse suivent bien leurs références avec une dynamique très rapide. On peut remarquer aussi que le comparateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique dans la bande d'hystérésis. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

III.9.2. Teste de la DTC à basse vitesse



Figure(III.9): Résultat de simulation du DTC à basse vitesse

La figure (III.9) représente les résultats de simulation obtenus pour basse vitesse en utilisant le du contrôle direct du couple DTC en considérant que la machine est en fonctionnement en charge à l'instant $t=0.5s$ avec un couple de 20 N.m.

III.10. Conclusion

La stratégie de commande directe du couple énoncée par Takahashi est un moyen simple à mettre en œuvre et efficace pour piloter une machine asynchrone. Les grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette commande ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore nettement les grandeurs contrôlées. De même, il n'est pas nécessaire de connaître la position angulaire du rotor car seule la position du flux statorique est utilisée. La DTC présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit. Cette stratégie présente aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux. Par contre, cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur[11].

Chapitre IV

***DTC à fréquence de modulation
constante (DTC-SVM)***

IV.1.Introduction

Dans cette partie nous présentons une méthode évoluée de la commande directe du couple cette méthode diffère de la commande classique par l'utilisation d'un étage de modulation à MLI vectorielle qui assure un fonctionnement à fréquence de commutation constants de l'onduleur de tension .Les régulateur à hystérésis et la table de commutation sont éliminés et le couple est régulé par un régulateur PI. Cette méthode que nous avons appelé DTC à fréquence de commutation constante, permet de réduire les oscillations du couple et du flux[20].

IV.2.Principe de la DTC-SVM

Le schéma synoptique de la commande DTC à fréquence de commutation constante est présenté à la figure (IV-1) suivante :

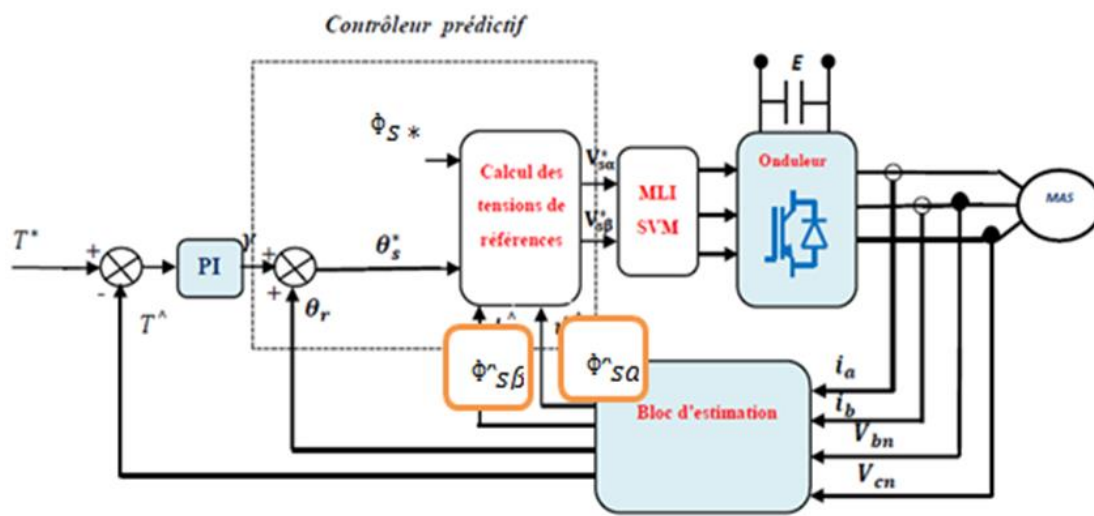


Figure (IV-1) : Le schéma synoptique de la commande DTC-SVM

Reprenant l'équation (III.9) du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \frac{M}{\sigma L_r L_s} \Phi_s \Phi_r \sin \alpha \pm \sin(\gamma) \quad (IV-1)$$

D'après cette équation on peut remarquer que le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative γ comme montre la figure(IV.2)

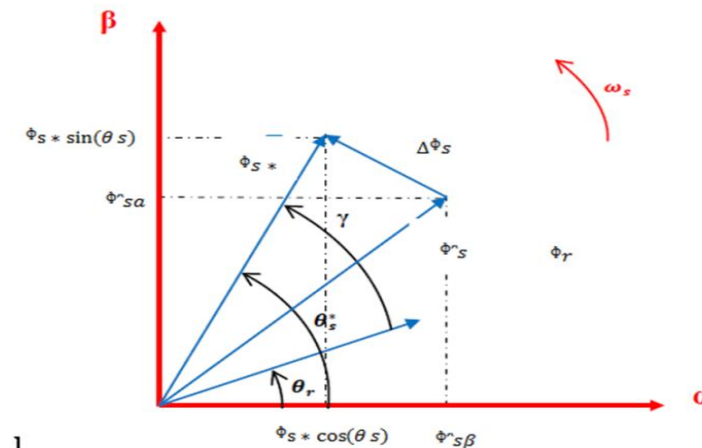


Figure (IV.2) : position des vecteurs flux Φ_s et Φ_r

D'après l'analyse effectuée dans le chapitre précédent paragraphe (III.4.2), le couple dépendra juste de position relative des deux vecteurs Φ_s et Φ_r à flux statorique constant.

Ainsi le couple électromagnétique peut être contrôlé en utilisant un correcteur PI remplaçant le comparateur à hystérésis utilisé dans la commande DTC classique. La sortie de ce correcteur PI représente la position relative des vecteurs flux Φ_s et Φ_r qui sera utilisée pour le calcul de la position du vecteur flux statorique à appliquer à la machine asynchrone.

La position θ_s du vecteur Φ_s désirée est donnée par [20] :

$$\theta_s^* = \theta_r + \gamma \quad (IV-2)$$

La position θ_r du vecteur Φ_r est calculée comme suit :

Les composantes des flux $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ sont estimées de la façon suivante :

A partir du système d'équation (III.17), les deux composantes $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ du vecteur flux Φ_r s'écrivent :

$$\Phi_{r\alpha} = M i_{s\alpha} + \mathcal{L}_r i_{r\alpha} \quad (IV-3)$$

$$\Phi_{r\beta} = M i_{s\beta} + \mathcal{L}_r i_{r\beta} \quad (IV-4)$$

Et les deux composantes $i_{r\alpha}$ et $i_{r\beta}$ du vecteur courant rotorique i_r s'écrivent :

$$i_{r\alpha} = \frac{1}{M} (\Phi_{s\alpha} - \mathcal{L}_s i_{s\alpha}) \quad (IV-5)$$

$$i_{r\beta} = \frac{1}{M} (\Phi_{s\beta} - \mathcal{L}_s i_{s\beta}) \quad (IV-6)$$

avec :

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (IV-7)$$

$$\Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (IV-8)$$

En remplaçant les équations (IV-5) et (IV-7) dans (IV-3) et les équations (IV-6) et (IV-8) dans (IV-4). Les composantes des flux $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ sont estimées de la façon suivante :

$$\Phi_{r\alpha} = \frac{\mathcal{L}_r}{M} \left(\int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \mathcal{L}_s i_{s\alpha} \right) \quad (IV-9)$$

$$\Phi_{r\beta} = \frac{\mathcal{L}_r}{M} \left(\int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \mathcal{L}_s i_{s\beta} \right) \quad (IV-10)$$

Ainsi la position θ_r du vecteur flux Φ_r est calculée comme suit :

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \right) \quad (IV-11)$$

La détermination des deux composantes du vecteur tension de référence V_s^* α et V_s^* β qui seront appliquées au modulateur à MLI vectorielle est effectuée par un contrôleur prédictif. Ce dernier, reçoit sur ces entrées la position relative γ des vecteurs Φ_s et Φ_r issue du correcteur du couple, la position θ_r du vecteur Φ_r les deux composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ estimées du vecteur flux statorique.

Les équations utilisées dans le contrôleur prédictif pour la génération des tension de référence sont les suivantes :

$$\theta_s^* = \theta_r + \gamma \quad (\text{IV -12})$$

Les composantes du vecteur tension de référence sont calculées suit :

$$V_{s\alpha}^* = \left(\frac{\Phi_{s\alpha^*} - \Phi_{s\alpha}}{T_{ech}} \right) + R_{s\alpha} \quad (IV - 13)$$

$$V_{S\beta *} = \left(\frac{\Phi_{S\beta *} - \Phi_{S\beta}}{T_{\text{Tech}}} \right) + R_{S\beta} \quad (\text{IV -14})$$

avec :

$$\Phi_{S\alpha} * = \Phi_S * \cos \theta_s^* \quad (\text{IV -15})$$

$$\Phi_{S\beta} * = \Phi_S * \sin\theta_s^* \quad (\text{IV-16})$$

et :

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_{s\alpha} i_{s\alpha}) dt \quad (\text{IV -17})$$

$$\Phi_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - R_{S\beta} i_{S\beta}) dt \quad (\text{IV-18})$$

IV.3.schéma de simulation

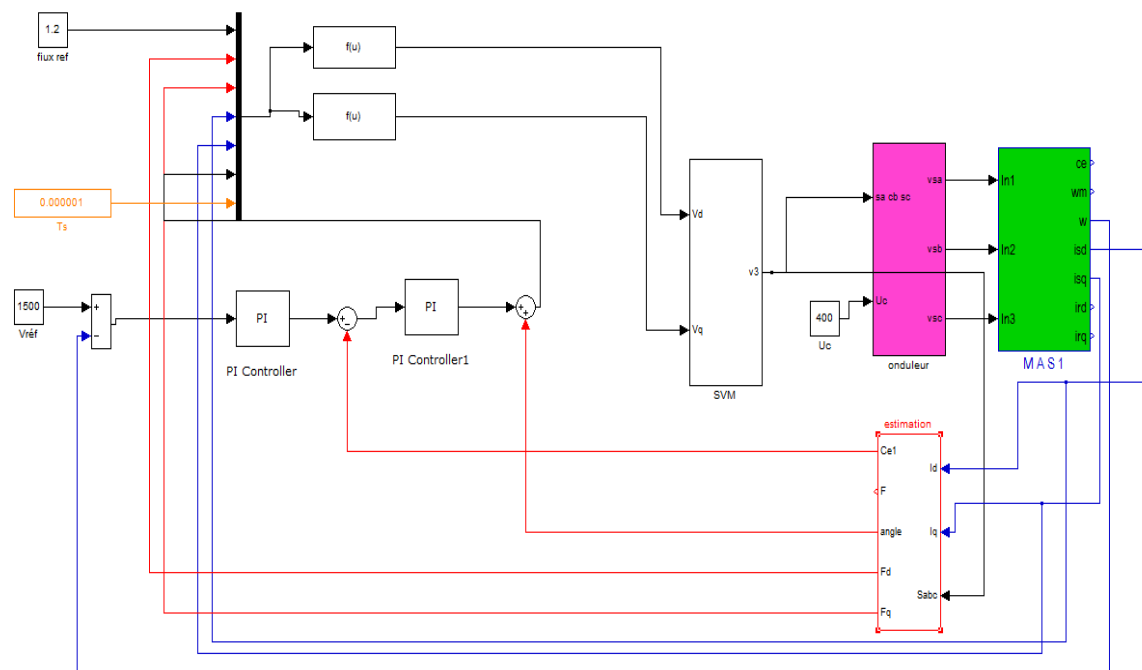
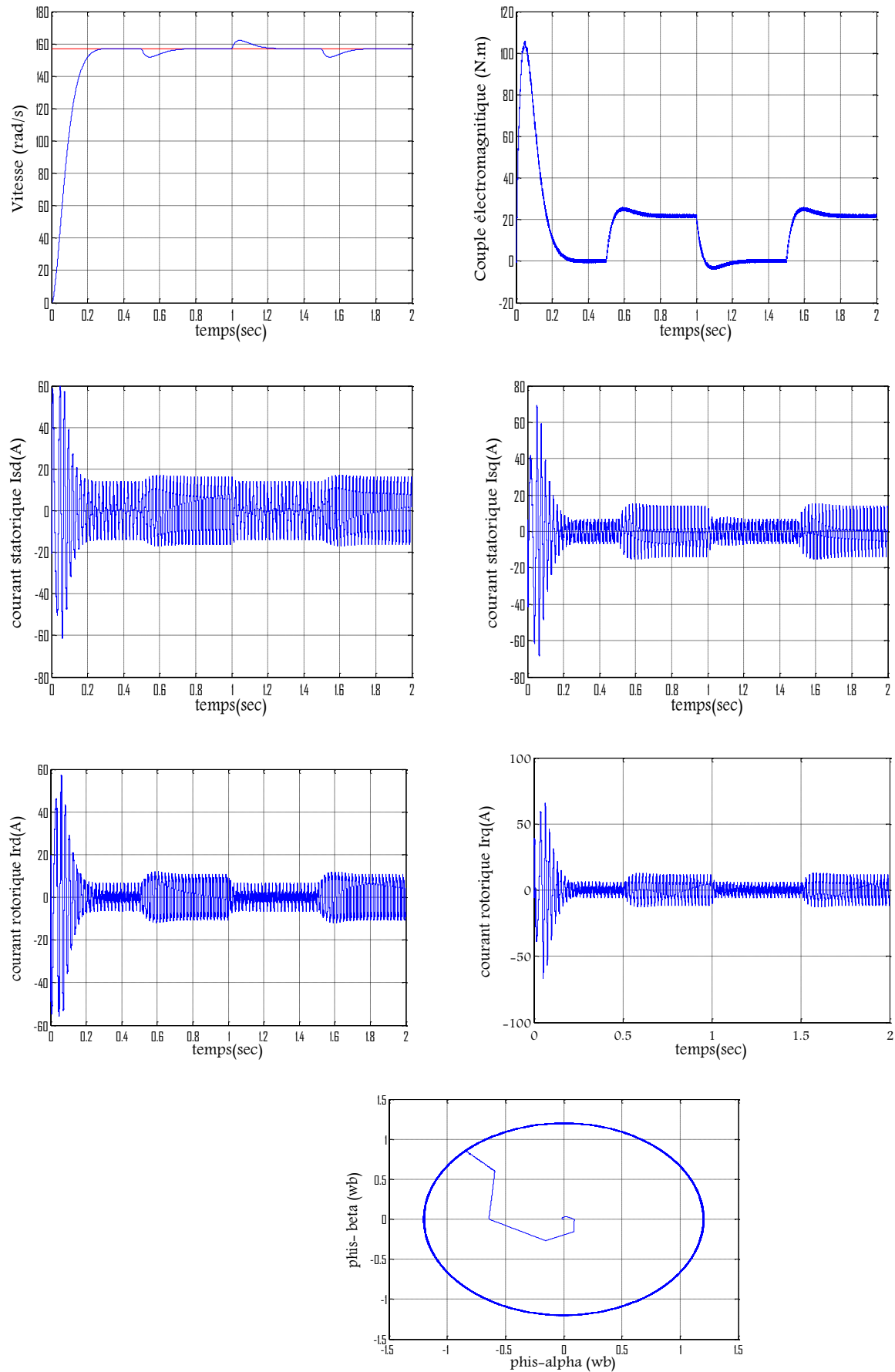


Figure (IV.3):Schéma block de la(DTC-SVM)

IV.4.Résultats de simulation

Nous avons simulé notre moteur alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par MLI vectorielle .Les simulations ont été effectuées sous Matlab Simulink. Le moteur a un couple de charge dans l’instant (0.5 s). Les paramètres de la machine sont donnés dans l’annexe A[21].

IV.4.1. Commande avec boucle de vitesse

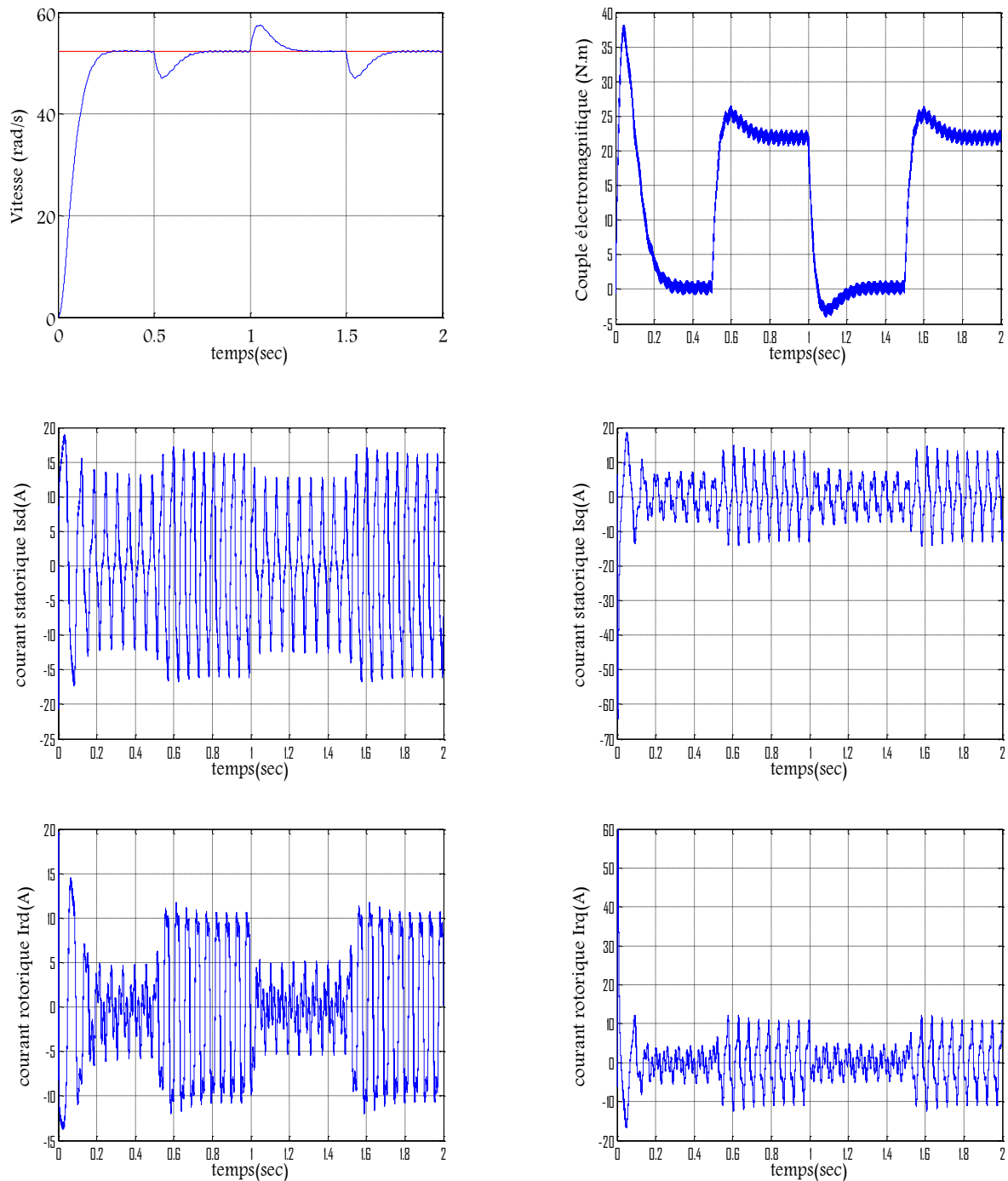


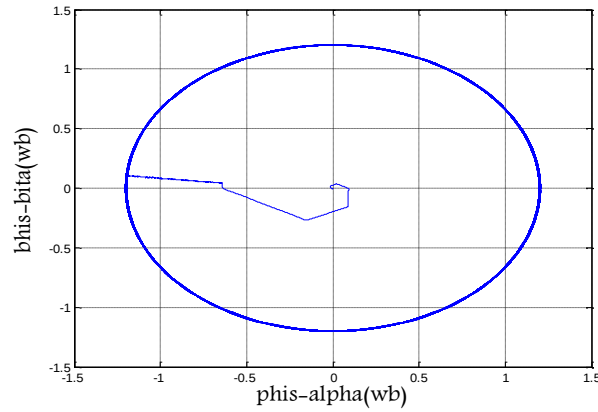
Figure(IV.4): Résultat de simulation (DTC-SVM)

La figure (IV.4) représente les résultats de simulation obtenus en utilisant le modèle du (DTC-SVM) en considérant que la machine est en fonctionnement en charge à l'instant $t=0.5s$ avec un couple de $20N.m$.

IV.4.2. Teste de la DTC à basse vitesse

La figure (IV.5) représente les résultats de simulation obtenus pour basse vitesse en utilisant le du (DTC-SVM) en considérant que la machine est en fonctionnement en charge à l'instant $t=0.5s$ avec un couple de $20 N.m$.





Figure(IV.5): Résultat de simulation du(DTC-SVM) à basse vitesse

IV.5. Conclusion

Dans ce quatrième chapitre on a présenté la commande directe du couple utilisant la MLI vectorielle (DTC-SVM) de la MAS avec l'association de l'onduleur.

Des tests de simulation ont été faite en temps discret pour examiner la robustesse de la commande. En effet, les résultats de simulation montrent la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation. Avec cette technique, les oscillations du couple sont notablement réduites et, en conséquence, les bruit acoustiques.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

La commande des machines asynchrones est en pleine évolution. Le travail présenté dans ce mémoire est une technique de commande directe du couple de la machine asynchrone à cage alimentée par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Dans ce contexte A l'issue du présent travail concernant une étude par simulation d'une commande direct du couple d'une machine asynchrone, d'après les résultats de simulations on peut tirer ce qui suit:

Dans la première partie nous avons abordé par la problématique de la modélisation de la machine asynchrone en se basons sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la machine. On a pu aussi élaborer un model d'état non linéaire en courant de la machine asynchrone, commandée en tension dans le repère de Park liée au stator.

Dans la deuxième partie nous avons étudié l'alimentation de la machine asynchrone à partir d'un convertisseur de fréquence. On a utilisée un onduleur de tension à deux niveaux, deux types de commande d'onduleur ont été appliquée : la modulation de largeur d'impulsions (MLI) et la modulation vectorielle (MLI vectorielle ou SVM). La comparaison entre ces deux techniques nous a montre les avantages apportés par l'utilisation de la technique SVM qui sont: la minimisation des oscillations des grandeur contrôlées tel que le couple et le courant, ce qui est confirmé par les résultats de simulation présentés au chapitre 2.

Dans la troisième partie, on a présenté les notions de la stratégie de la commande directe du couple. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statorique. Deux méthodes sont présentées : commande direct du couple DTC classique utilisant les tables de vérité de sélection de vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis

Dans la quatrième partie, on a présenté les notions de la commande direct du couple DTC-SVM utilisant la modulation vectorielle SVM. La nouvelle méthode (DTC-SVM) est capable de travailler avec une fréquence constante du convertisseur de puissance. Ce fonctionnement est assuré par l'utilisation d'une modulation vectorielle pour laquelle, à chaque période de modulation, sont appliqués deux vecteurs actifs de tension et un vecteur nulle. Avec cette technique, les oscillations du couple sont notablement réduites et, en conséquence, les bruit acoustiques, ce qui est confirmé par les résultats de simulation présentés au chapitre 4. Cette méthode est simple et facilement réglable. Les tables de vérité de sélection de vecteurs optimaux et les régulateurs d'hystérésis de la DTC classique on été éliminées et, en conséquence, les problème associés à ces fonctions. L'obtention de la grandeur de commande pour le

convertisseur est réalisée simplement à partir des projections des vecteurs du flux statorique estimé et de la consigne sur les coordonnées ($\alpha \beta$) liée au stator de la machine.

En fin, on propose quelques perspectives pour l'avenir:

- L'utilisation de la commande directe du couple sans capteur de vitesse on a appliqué la technique à base de Filtre de pour l'estimation de la vitesse mécanique.
- L'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones) pour remplacer les régulateurs classique de type PI, au sein de la commande directe du couple, par un régulateur flou ou par un régulateur neuronal.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des vecteurs tensions utilisés dans la technique SVM.
- Adaptation du programme réalisé par le modèle bloc Simulink pour le contrôle en temps réel de la commande direct du couple par utilisation des cartes actuelles à microprocesseurs rapides (DSP).

Annexe

Paramètre de la machine asynchrone

❖	Puissance nominale.	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
❖	Tension nominale.	$V_n = 220/380 \text{ V}$
❖	Courant nominale.	$I_n = 6,5 \text{ A}$
❖	Nombre de paires de pôles.	$p = 2$
❖	Vitesse nominale.	$\Omega = 1500 \text{ tr/min}$
❖	Couple résistant.	$C_r = 20 \text{ N.m}$
❖	Résistance statorique.	$R_s = 1,2 \Omega$
❖	Résistance rotorique.	$R_r = 1,8 \Omega$
❖	Inductance statorique.	$L_s = 0,022 \text{ H}$
❖	Inductance rotorique.	$L_r = 0,006 \text{ H}$
❖	Inductance mutuelle.	$m = 0,3672 \text{ H}$
❖	Moment d'inertie.	$J = 0,662 \text{ kg.m}^2$
❖	Coefficient de frottement.	$K_f = 0,001 \text{ Nms/rd}$
❖	Fréquence nominale.	$f = 50 \text{ Hz}$

Bibliographiques

Bibliographiques

- [1] B-RABIA Sofiane et B- Azzedine «simulation numerique d'un moteur a synchron a'double etoile commande par onduleur multiniveaux» Memoir d'ingenier, Université d MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA Université de Sétif, 2003.
- [2] F. NACERI, «La commande vectorielle indirect et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude université de Batna 2000.
- [3] R. Fadli et N. Amrani, « Modélisation et Identification de la Machine Asynchrone», Mémoire d'ingénier, Université de Sétif, 2000.
- [4] M.Med Ibrahim et Redouni Med mokhtar« Contrôle directe du couple d'une machine asynchrone »Mémoire master académique université d' El-oude.2014
- [5] N. Brahimi et R. Benhamimid, «Commande vectorielle d'un système mono onduleur bimachines asynchrones », Mémoire d'ingénieur en électromécanique, université de Msila juin 2006.
- [6] S. Hadad, M. Charif, «Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone», Mémoire ingénieur, université Mohamed Boudiaf Msila, 2005.
- [7]M.ommare et bakouche Boubacar «controle de la vitesse de la machine asynchrone par defférents régulateurs en utilisant la commande directe du couple(DTC) »Mémoire master académique université Hama lakhdared' El-oude.2016
- [8] BENAÏSSA MALIKA, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande, directe du couple DTC d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique, université de Batna.
- [9] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone», thèse de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.
- [10] F. HAOUES, S. DJOUAMA, «Estimation de la résistance rotorique d'une machine à induction par le filtre de Kalman», mémoire d'ingénieur en électrotechnique université de Biskra, juin 2005.
- [11] N.E.Debbache et A.haddouche et L.rahmani « commande directe du couple(DTC) d'une machine asynchrone» Mémoire de magister université Badji Mokhtare-Annaba2007.
- [12] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.

- [13] A. Belhani et F. Mehazzem, « Commande par DTC De La Machine Asynchrone », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université d'Oum El-Bouaghi, juin 2007.
- [14]] 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.
- [15] T. Bakhti et S. Bendaas, « commande par DTC d'un machine asynchrone sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur , université de Batna 2008.
- [16] M. Abd elkebiri et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
- [17] L. Bessouf, « Etude comparative des performances dynamiques et statiques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [18] T. Lameche, « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM », Thèse de magister, université de Sétif, 2003.
- [19] 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.
- [20] Hamid chaikhy«contributiom au developpement te a l'implantation des strategies de commandes evoluees des machines asynchrones» mémoire de DOCTORAT NATIONAL université-ROYAUME DU MAROC 2013.
- [21] korichi Ahmed «Commande DTC-SVM prédictive d'un moteur Asynchrone Acage sans Capteur Mécanique» mémoire université KASDI MERBAH OUARGLA 2013.
- [22] M.O.Mahmoudi et Y. Ait Gougam, «Etude comparative entre diverses stratégies de modulation pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone » Proceedings CEARI 29-30 nov94
- [23] CARLOS CANUDAS de wit«Commande des moteurs asynchrones –VolumeModélisation, contrôle vectoriel et DTC». HERMES Science Europe Ltd, 2000, pp. 183-213.
- [24] B.P.Panigrahi, Dinkar Prasad, S. SenGuptu, «A simple hardware realization of switching table based direct torque control of induction motor», Electric Power Systems Research 77 (2007) 181-190.April2006.