UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Nouvelles Technologie de L'information et de Communication

Département D'électronique et des télécommunications

Mémoire

MASTER PROFESSIONNEL

Domaine : sciences et technologie

Filière: Electronique

Spécialité: Instrumentation

Présenté par: TEGGAR Ayoub

Thème

Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle a Flux Oriente et la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone

Soutenu publiquement le : 30/05/2016

Devant jury :

Mr	**BOUZIDI Mansour**	**MA(A)**	**Président**	UKM Ouargla
Mme	**SOURI Samira**	**MA(A)**	**Encadreur**	UKM Ouargla
Mr	**CHAIBAINOU Khaled**	**MA(B)**	**Examinateur**	UKM Ouargla
Mr	**HAMOUCHI Fateh**	**MA(A)**	**Examinateur**	UKM Ouargla

Année universitaire : 2015/2016

Résumé : Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

Dans ce mémoire, nous allons procéder à une comparaison entre les performances des deux techniques de commande : la commande directe du couple et la commande à flux orienté en régimes dynamiques et statiques. En régime permanent, et pour des grandeurs de références, les ondulations du courant et du couple seront évaluées et comparées pour différentes valeurs de la vitesse et de la charge. En régime transitoire, le but attendu est d'évaluer la méthode qui donne la meilleure réponse dynamique. Cette étude est faite pour des critères imposés, c'est-à-dire pour une même fréquence de commutation, mêmecapteur de vitesse, donc la commande directe du couple est en boucle de vitesse fermée. La charge et la vitesse sont à valeurs nominales.

Mots clés : Machine asynchrone. Commande á flux orienté. Commande directe du couple.

Abstract: The electric machines had a great interest by the researchers, because their advantages are seen in their aptitudes for adapting to any environments, and their efficiency,thus exceeding other nonelectric actuators.

This memory presents a comparative study of the most powerful control strategies for induction motor drives: field-oriented control (FOC) and direct torque control (DTC). The comparison is based on various criteria including basic control characteristics, and dynamic performance. The ripples of the current and the torqueare evaluated and compared for various speed values and load. In transient state,the awaited goal is to evaluate the method which gives the best dynamic response. The study is made for the same frequency of commutation, taking into account the presence of speed control in the case of DTC.The comparisons are made for rated values of asynchronous machine.

Key words: Asynchronous machine, field-oriented control (FOC), direct torque control (DTC).

REMERCIEMENT

Avant tout propos, je remercier « Dieu » le tout puissant qui me donné sagesse et santé pour faire ce modeste travail.

*J'adresser mes remerciements, et à exprimer mes reconnaissances à mon promotrice Mme. **SOURI Samira** pour ses orientations et conseils.*

*Et **Mr.TAIBI Djamel** qui aide de mon travail.*

Ma gratitude va particulièrement à tous les enseignants de département de Génie électrique (UKM Ouargla) pour la formation que nous avons reçue.

Nous tenons aussi à exprimer nos profonds remerciements au Membres de jury qui ont accepté d'assister notre soutenance de fin d'étude.

En fin nos derniers remerciements et ne sont pas les moindres, vont à tous ceux qui ont contribué de prés ou de loin pour l'aboutissement de ce travail.

Dédicace

Nous dédions ce modeste travail accompagné d'un profond amour:

À ceux qui nos arrosé de tendresse et d'espoirs, aux les sources d'amour Incessible, aux les mères des sentiments fragiles qui nos bénie par leurs Prières.....Nos mères.

À Nos support dans la vie, qui nos appris nos supporté et nos dirigé vers la gloire…….Nos pères El hadj Kaddour Qu'Allah ait son âme en paix Qu'était son souhait de nos voir à l'obtention du diplôme

À nos chères frères et sœurs
A toutes les personnes de nos grandes familles
A tous Nos amis de l'Instrumentation

pétrolier Et de l'université

TEGGAR AYOUB

Sommaire

SOMMAIRE

Introduction générale *01*

CHAPITRE I

Présentation et Modélisation de l'Onduleur et de la Machine à Commander

I .1. Introduction *03*
I.2.Généralités sur les machines asynchrones triphasées *03*
I.2.1.Définition *03*
I-2-2 la machine *03*
I-3- Modèle généralisé triphasé de la MAS *05*
I.3.2.Hypothèse simplificatrices *05*
I.4 .Equations générale de la machine asynchrone *06*
I.4.1.Equations électriques *06*
1.4.2. Equations magnétiques *07*
1.4.3.Équation mécanique *07*
1.5. Modélisation de la MAS dans le repère de Park *07*
1.5.1. Modèle du moteur dans le système biphasé *09*
1.5.1.1. Equations électriques *09*
1.5.1.2. Equations magnétiques *09*
1.5.1.3. Equations mécanique *09*
1.5.2. Définitions des différents référentiels *09*
1.5.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator *10*
1.5.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor *10*
1.5.2.3 Référentiel fixe par rapport aux champs tournants *10*
1.5.3. Expression du couple électromagnétique et de la puissance *11*
1.5.4. Equation du mouvement *12*
1.6. Mise en équation d'état *12*

➢ *Equations électriques* *12*
➢ *Equations mécaniques* *13*
1.7. Simulation de la machine asynchrone *13*
I.7.1. Schéma de simulation du moteur asynchrone *14*
1.7.2. La machine asynchrone couplée directement au réseau *14*
I.7.3. alimentation avec un onduleur *15*
I.8. Modélisation de l'onduleur à MLI *16*
I.8.1.Modulation De Largeur D'impulsions SINUS TRIANGLE *18*
I.8.1.1.Définition *18*
I.8.1.2.Principe *18*
I.7.1.4.Résultat De Simulation Avec MLI *19*
I.7.1.5.Interprétations des résultats *20*
I-8- Conclusion *20*

CHAPITRE II

Etude et simulation de la commande vectorielle à flux orienté

II-1 INTRODUCTION *21*
II-2. Principe de la commande par orientation du flux *21*
II-3-CHOIX DE TYPE D'ORIENTATION DE FLUX *23*
II.4. Description de la C.V.I et C.V.D *23*
II.4.1. Le contrôle direct (DFOC) *24*
II.4.2. Le contrôle indirect (IFOC) *24*
II.4.2.1. Commande en courant *24*
II.4.2.2. Commande en tension *25*
II.4.2.3. Structure de la commande indirecte (IFOC) de la MAS alimentée en tension *26*
II.3.2.3. Conclusion sur la méthode de contrôle indirect à flux rotorique orienté *27*
II.5.Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte *27*
II.5.1.Test de robustesse à la variation de la vitesse *27*
II.5.2.Test de robustesse à l'inversion de la vitesse *28*
II.5.3.Test de robustesse à la variation de la charge *29*
II.6. Interprétations et commentaires *29*
II.6. Conclusion *30*

CHAPITRE III

Commande directe de couple

III.1. Introduction 31

III.2. Principes généraux de la commande directe du couple 31

III.3.Contrôle du flux statorique 32

III.3.1.Contrôle du couple électromagnétique ……..33

III.4.DESCRIPTION DE STRUCTURE DE LA DTC 34

III.4.1. Sélection du vecteur tension 34

III.4.2. Estimation du flux statorique 35

III.4.3. Estimation du couple électromagnétique 36

III.4.4. Elaboration du vecteur de commande 36

III.4.4.1 Correcteur du flux 36

III.4.4.2. Elaboration du contrôleur du couple électromagnétique 37

III.4.4.3. Correcteurs à deux niveaux 37

III.4.4.4. Correcteurs à trois niveaux 38

III.4.5. Elaboration de la table de commande 38

III.5.Structure de la commande DTC d'une MAS 39

III.5.1.Structure 39

III.6. Résultats de la simulation et interprétation 39

III.6.1Test de robustesse à la variation de la vitesse 40

III.6.2.Test de robustesse à l'inversion de la vitesse 40

III.6.3.Test de robustesse à la variation de la charge 41

III.7. Conclusion 42

CHAPIRE IV

Etude comparative de la commande vectorielle et DTC de la MAS

IV.1. Introduction 43

IV.2. Analyse des résultats de simulation et interprétation.....43

IV.2.1.la variation de la vitesse.....43

IV.2.2.Test de robustesse à l'inversement de la vitesse.....45

IV.2.3. la variation de la charge.....46

IV.3 .Comparaison entre la commande vectorielle et la commande directe du couple(DTC).....48

IV.3.1 Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control).....48

IV.3 .2 Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control).....48

IV.4. Comparaison entre la commande vectorielle et la commande direct du Couple (DTC) aux niveaux des variables commandées, régulateurs, contrôle du couple et du flux, Les avantages et les inconvénients.....49

IV.4.1 Tableaux de comparaison entre CV et DTC.....49

IV.5. Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des avantages et des inconvénients....50

IV. 5.1 Les avantages.....50

IV.5.2 Les inconvénients.....50

IV.6.Conclusion.....51

Conclusion générale.....52

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

Présentation et Modélisation de l'Onduleur et de la Machine à Commander

Figure (I.1) : Construction de la machine asynchrone ..... (5)
Figure(I.2): Modèle d'une machine asynchrone triphasée ..... (5)
Figure.(I.3) : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée. ..... (6)
Figure. (I.4) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement. ..... (8)
Figure.(I.5) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé Par rapport aux différents référentiels. .....(10)
Figure (1.6) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension..... .(14)
Figure (1.7):Réponse transitoire d'une machine asynchrone couplée directement au réseau:(a) Courant Isa, (b) Couple Cem, (c) Vitesse w..... (14)
Figure (I.8) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé..... (16)
Figure.(I.9) : Modulation sinus triangulo..... (18)
Figure.(I.10) :Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoïdale ..... (19)
Figure.(I.11) : Réponse transitoire d'une machine asynchrone alimentée par l'onduleur:(a) Courant Isa, (b) Couple Cem, (c) Vitesse (w)..... (19)

CHAPITRE II

Etude et simulation de la commande vectorielle à flux orienté

Figure. (II-1) : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS ..... (23)
Figure.(II-2) : Référentiel lié au flux rotorique..... (23)
Figure.(II-3) : Modèle en courant par orientation du flux rotorique..... (25)
Figure.(II-4) : Schéma fonctionnel de la structure de commande en tension ..... (26)

Figure.(II-5) :Test de robustesse à la variation de la vitesse ..... (28)
Figure.(II-6) :Test de robustesse à l'inversement de la vitesse ..... (28)
Figure.(II-7) :Test de robustesse à la variation de la charge ..... (29)

CHAPITRE III

Commande directe de couple

Figure.(III.1) : Evolution de l'extrémité du vecteur φs pour (R_sI_s) négligeable ..... (32)
Figure.(III.2) :choix du vecteur tension..... (33)
Figure.(III.3) : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension Correspondants..... (35)
Figure. (III.4): Correcteur de couple à trois niveaux..... (36)
Figure.(III.5) :Schéma d'implantation de la commande DTC ..... (37)
Figure.(II.6) :Test de robustesse à la variation de la vitesse ..... (38)
Figure.(II.7) :Test de robustesse à l'inversement de la vitesse ..... (39)
Figure.(II.8) :Test de robustesse à la variation de la charge..... (40)

CHAPIRE IV

Etude comparative de la commande vectorielle et DTC de la MAS

Figure.(IV.1) :Test de robustesse à la variation de la vitesse ..... (43)
Figure.(IV.2) :Test de robustesse à l'inversement de la vitesse ..... (44)
Figure.(IV.3) :Test de robustesse à la variation de la charge..... (45)

Liste des tableaux

Listes des tableaux

CHAPITRE III

Commande directe de couple

Tab :III.1.commutation de la commande directe du couple……38

CHAPIRE IV

Etude comparative de la commande vectorielle et DTC de la MAS

Tab :IV.1. comparaison entre CV et DTC……49

Tab : IV.2 Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des avantages……..50

Tab : IV.3 Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des Inconvénients……..…50

Introduction générale

Introduction générale :

Les machines à courant continu (MCC) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

La machine asynchrone (MAS), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. TESLA, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.[1]

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matières de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.[2]

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [3].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des

algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [4].

La technique de la commande directe du couple (DTC) utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans l'utilisation de capteurs mécaniques.[4]

Dans ce travail nous nous intéressons à l'étude de comparaison entre la commande vectorielle et la commande directe du couple (DTC) du moteur asynchrone par la simulation sous l'environnement MATLAB / Similink.Afin de tester ces deux techniques de commande par des tests de robustesse.

Ce travail est structure comme suit :

Introduction générale.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation et la simulation du moteur asynchrone et onduleur.

Le deuxième chapitre présentera l'application du principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.

Le Troisième chapitre traite la théorie de la technique de la commande directe du couple (DTC).

Le quatrième chapitre on a étudié une comparaison entre la commande vectorielle (C.V) et la commande directe du couple (DTC)

Enfin une conclusion générale sera donnée.

CHAPITRE I

Présentation et modélisation de l'onduleur et de la machine à commander

I .1. Introduction :

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

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc..[5].

Pour obtenir le modèle d'un système trois tâches doivent être accomplie:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité. [5].

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de park, la deuxième partie sera consacrer à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont données par l'annexe, ce qui nous permet d'élaborer un modèle de la machine alimentée en tension.

I.2. Généralités sur les machines asynchrones triphasées :

I.2.1.Définition :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .La vitesse rotorique est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique.

La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I.2.2. La machine :

La machine asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la 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.

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

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de la tension triphasée .

$\Omega_s=60*\frac{f_s}{p}\,(\mathrm{tr/min})$

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

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_s différente de Ω_r (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés 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.[5]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse $\Omega_s(\Omega_s=\frac{\omega s}{p})$,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 $\Omega_r(\Omega_r=\frac{\omega_r}{p})$ inférieure à Ω_s, il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ωr est inférieure (hyposynchrone) ou supérieur (hyper synchrone) à Ω_s, 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(Ωs-Ωr).On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» définit par :$g=\frac{(\Omega s-\Omega r)}{\Omega s}$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

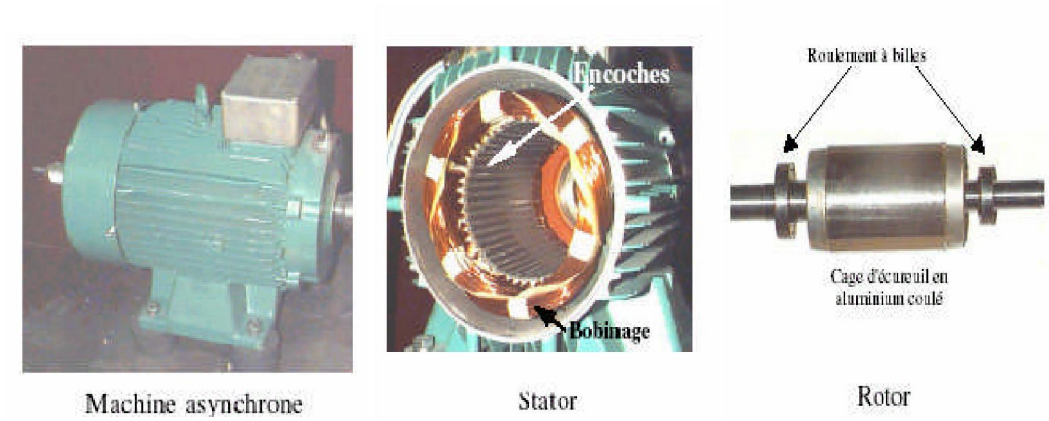
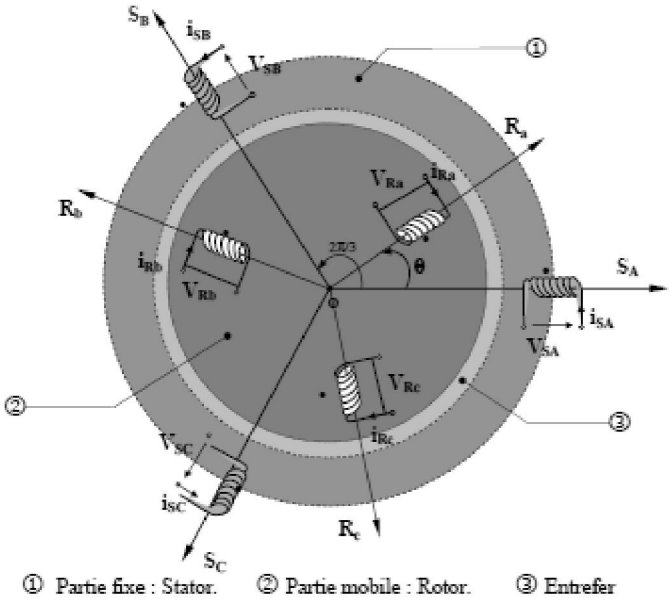


Figure (I.1) : Construction de la machine asynchrone

I-3- Modèle généralisé triphasé de la MAS :

Le modèle de la machine Asynchrone triphasé est illustré par le schéma de la «**Figure.I.2**»avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sonttrois enroulements du stator : $\mathbf{S_A}$,$\mathbf{S_B}$ et $\mathbf{S_C}$, et pour les trois enroulements rotoriques :$\mathbf{R_a}$, $\mathbf{R_b}$et $\mathbf{R_c}$,etθ: Angle entre l'axe de la phase statorique (S_A) et la phase rotorique (R_a).



Figure(I.2): Modèle d'une machine asynchrone triphasée

I.3.2-Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [6]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.

- 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.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

-L'additivité du flux.

-La constance des inductances propres.

-La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

I.4 -Equations générale de la machine asynchrone :

I.4.1-Equations électriques :

De la figure (I.3) les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$[V_s] = [R_s].[I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad \text{(I.1)}$$

$$[V_r] = [R_r].[I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad \text{(I.2)}$$

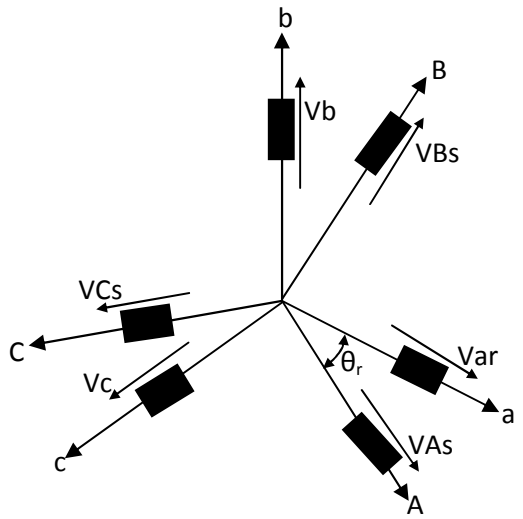


Figure.(I.3) : Représentation de la machine électrique généralisée triphasée.

1.4.2. Equations magnétiques :

Les relations entre flux et courants s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}].[I_s] + [M_{sr}].[I_r] \quad \text{(I.3)}$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}].[I_r] + [M_{rs}].[I_s] \quad \text{(I.4)}$$

tel que :

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

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad \text{(I.5)}$$

$$[M_{rs}] = M.\begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \text{(I.6)}$$

Les équations (I.3) et (I.4) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.1) et (I.2). Cela conduira à l'usage de la transformation de PARK qui permettra de rendre constant ces paramètres.

1.4.3 Équation mécanique :

Le couple électromagnétique est donné par l'expression (I.7). Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système :

$$C_{em} - C_r = \text{J}.\ \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega \quad \text{(I.7)}$$

1.5. Modélisation de la MAS dans le repère de Park :

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes «u, v» en fonction des anciens axes «xa, xb, xc» présentés dans la figure(I.4). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

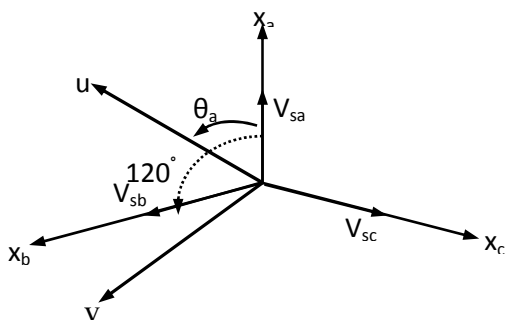


Figure. (I.4) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u.

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.4) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3}(V_{sa}\cos\theta_a + V_{sb}.\cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc}.\cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \\ V_{sv} = \frac{2}{3}(V_{sa}.\sin\theta_a + V_{sb}.\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + V_{sc}.\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3})) \end{cases} \quad (I.8)$$

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.8) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3}.(V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.9)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $P(\theta_a)$

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

- Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux.
- Le système « u.v » tourne à la vitesse (ω_a-ω_r) par rapport au rotor.

1.5.1. Modèle du moteur dans le système biphasé :

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

1.5.1.1. Equations électriques :

En multipliant les deux équations (1.1) et (1.2) par la matrice de transformation de PARK $[P(\theta_a)]^{-1}$ des deux côtés, et après tout calcul fait, annexe[B] on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad \text{(I.12)}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad \text{(I.13)}$$

1.5.1.2. Equations magnétiques :

Par la même méthode les équations (I.3) et (I.4) deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad \text{(I.14)}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r \\ M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad \text{(I.15)}$$

1.5.1.3. Equations mécanique :

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

$$C_{em} = p.\frac{M}{L_r}.(\Phi_{rd}.i_{sq} - \Phi_{rq}.i_{sd}) \quad \text{(I.16)}$$

1.5.2. Définitions des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application[7]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (I.5).

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta a = 0)$(—)
- Référence des axes (d, q): système biphasé à axes orthogonaux $(\theta a = \theta r)$ (– – ·)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta a = \theta s)$(– · –)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.

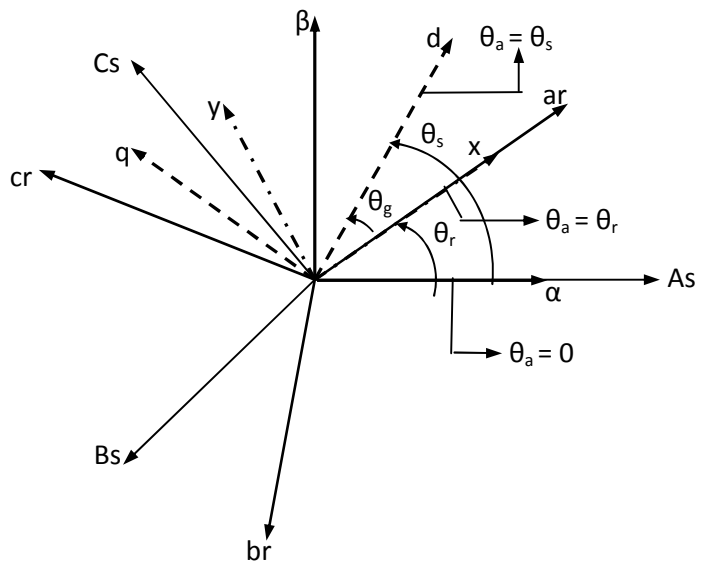


Figure.(I.5) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé

Par rapport aux différents référentiels.

1.5.2.1 Référentiel fixe par rapport au stator :

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} u \to \alpha \\ v \to \beta \end{cases} \text{et} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = 0; \Delta\omega = -\omega_r \qquad \text{(I.17)}$$

1.5.2.2 Référentiel fixe par rapport au rotor :

Ce système d'axe est immobile par rapport au rotor. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_\alpha = \theta_\gamma \Rightarrow \begin{cases} U \to X \\ V \to Y \end{cases} \text{et} \frac{d\theta_\alpha}{dt} = \omega_\alpha = \omega_\gamma \qquad \text{(I.18)}$$

1.5.2.3 Référentiel fixe par rapport aux champs tournants :

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_s crée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \to d \\ V \to q \end{cases} \text{et} \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s, \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_\gamma = \omega \quad \text{(I.19)}$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus.

1.5.3. Expression du couple électromagnétique et de la puissance :

L'expression du couple électromagnétique C_e est donnée par :

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{geo}} = n_p . \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{eie}} \quad \text{(I.20)}$$

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{eie}}{n_p} \quad \text{(I.21)}$$

n_p : Nombre de paires de pôles.

Selon PARK, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{s\alpha} i_{s\alpha} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} \quad \text{(I.22)}$$

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} . i_{su} + V_{sv} . i_{sv}] + 3 V_{so} i_{so} \quad \text{(I.23)}$$

Le système étant équilibre, il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} [V_{su} . i_{su} + V_{sv} . i_{sv}] \quad \text{(I.24)}$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que :

$$P(t) = \frac{3}{2} R_s [i_{su}^2 + i_{sv}^2] + \frac{3}{2} \left[i_{su} . \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} . \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \frac{3}{2} \omega_\alpha [\Phi_{su} . i_{sv} - \Phi_{sv} . i_{su}] \quad \text{(I.25)}$$

Cette dernière expression est composée de trois parties :

- $\frac{3}{2} . R_s . [i_{su}^2 + i_{sv}^2]$(représente les chutes ohmiques).
- $\frac{3}{2} . \left[i_{su} . \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$(représente la variation de l'énergie magnétique)
- $\frac{3}{2} . \omega_\alpha [\Phi_{su} . i_{sv} - \Phi_{sv} . i_{su}]$(représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e . \omega_e$$

Alors :

$$C_e = \frac{3}{2}.[\Phi_{su}.i_{sv} - \Phi_{sv}.i_{su}] \qquad (I.26)$$

Ou bien encore :

$$C_e = \frac{3}{2}.p.\frac{M}{L_r}[\Phi_{ru}.i_{sv} - \Phi_{rv}.i_{su}]$$

1.5.4. Equation du mouvement :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$C_e - C_r = J\frac{\Omega}{dt} + f.\Omega \qquad (I.27)$$

1.6. Mise en équation d'état :

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} et comme perturbation le couple résistant C_r. Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques (I_{sq} ,I_{sd},Φ_{rd},Φ_{rq}) .

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s.I_{sd} + L_s.\frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega s.\Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s.I_{sq} + L_s.\frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega s.\Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} - (\omega s - \omega m).\Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\Phi_{Rq}}{dt} - (\omega s - \omega m).\Phi_{rd} \end{cases} \qquad (1.28)$$

- **Equations électriques :**

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU\dot{X} \qquad (I.29)$$

$[X] = [i_{sd} i_{sq} \Phi_{rd} \Phi_{rq}]^T$; vecteur d'état.

$[U] = [V_{sd} V_{sq}]$; vecteur de commande.

$[A]$: matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: matrice de système de commande.

Après tout calcul fait on trouve :

$$A=\begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\text{ƨ}}{T_\gamma} & \text{ƨ}.\omega \\ 0 & -\lambda & \frac{\text{ƨ}}{T_\gamma} & \frac{\text{ƨ}}{T_\gamma} \\ \frac{M}{T_\gamma} & 0 & -\text{ƨ}.\omega & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_\gamma} & -\frac{1}{T_\gamma} & -\frac{1}{T_\gamma} \\ & & \omega & \end{bmatrix} \quad \text{(I.30)}$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(I.31)}$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \dfrac{1}{T_s \cdot \sigma} + \dfrac{1}{T_r} \cdot \dfrac{1-\sigma}{\sigma} \\ \Gamma = \dfrac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \dfrac{1}{M} \\ \delta = \dfrac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{cases} \quad \text{(I.32)}$$

- **Equations mécaniques :**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot \dfrac{M}{L_s} (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \\ J \cdot \dfrac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f = C_e - C_r \end{cases} \quad \text{(I.33)}$$

1.7. Simulation de la machine asynchrone :

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples

d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

I.7.1. Schéma de simulation du moteur asynchrone :

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au Champ tournant

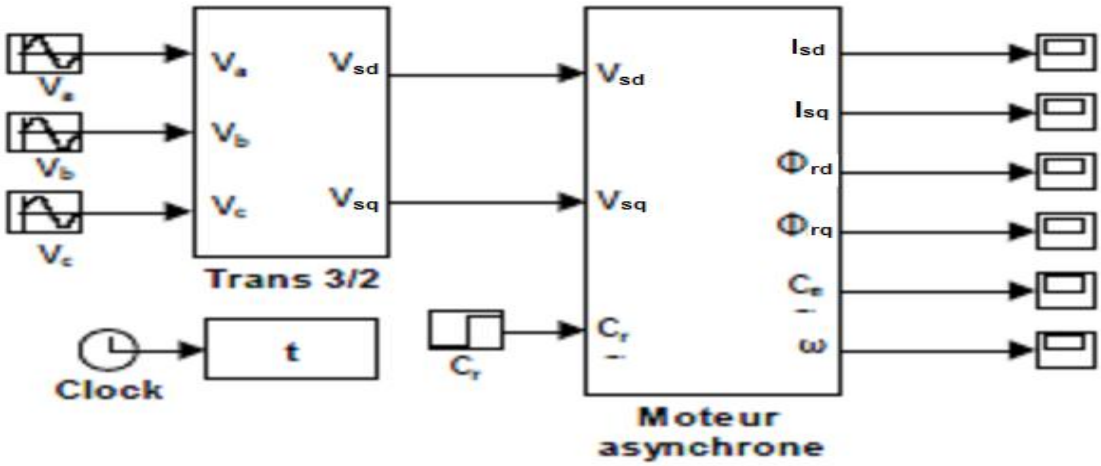
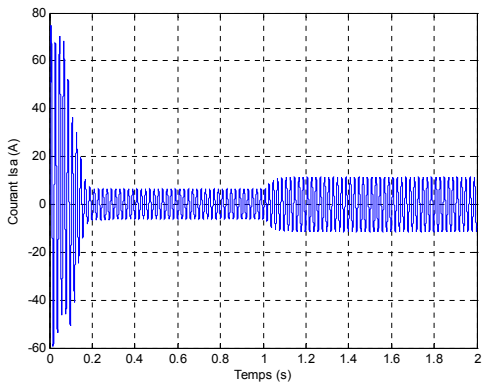


Figure.(1.6) : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.[7]

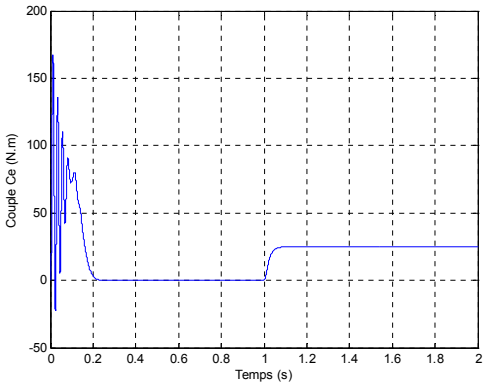
1.7.2.La machine asynchrone couplée directement au réseau :

Les paramètres électriques et mécaniques, et les différents blocs de simulation de la machine étudiée dans ce travail sont donnés dans l'annexe. L'essai est mené de la manière suivante :

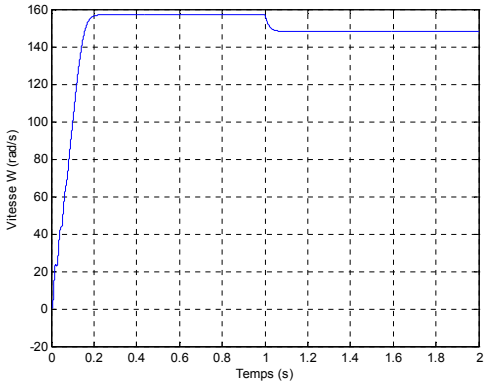
- Pour $0 < t < 1$ s : $Cr = 0$ Nm.
- Pour $t > 1$ s : $Cr = 25$ Nm.



(a)



(b)



(c)

Figure(1.7):Réponse transitoire d'une machine asynchrone couplée directement au réseau:**(a)** Courant Isa, **(b)** Couple Cem, **(c)** Vitesse **w**

- Pour 0 <*t* < 1 s :

Lors du démarrage à vide, on constate d'emblée l'importance du courant pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétitions excessives. Mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique. En régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme [157 rad/s], avec un accroissement presque linéaire.

- Pour *t* > 1 s :

En deuxième étape, une perturbation de couple *Cr* = 25 Nm, est appliquée à l'arbre de la machine (fonctionnement en charge). Lors de l'application de la perturbation, on constate une décroissance de la vitesse rotorique. Ce qui est un résultat évident. Le couple électromagnétique se stabiliser à la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée. On remarque également que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

I.7.3. alimentation avec un onduleur :

L'alimentation de la machine dans la modélisation précédente se fait à travers une source de tension sinusoïdale équilibrée (donc avec un démarrage direct). Dans la suite de

notre étude, on l'alimente à partir d'un onduleur de tension, l'onduleur alimente le stator de la machine par l'intermédiaire des tensions triphasées, carrées, de largeurs variables mais dont la composante fondamentale est sinusoïdale, qui permettent de réaliser les variations de la vitesse de la machine. [8]

I.8. Modélisation de l'onduleur à MLI :

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la figure (I.8)

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} les interrupteurs (T_1 et T_4), (T_2 et T_5) et (T_3 et T_6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao}, V_{bo} *et* V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o. Pour qu'elles soient identiques à 1/3 période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de 1/3 période sur le précédent.

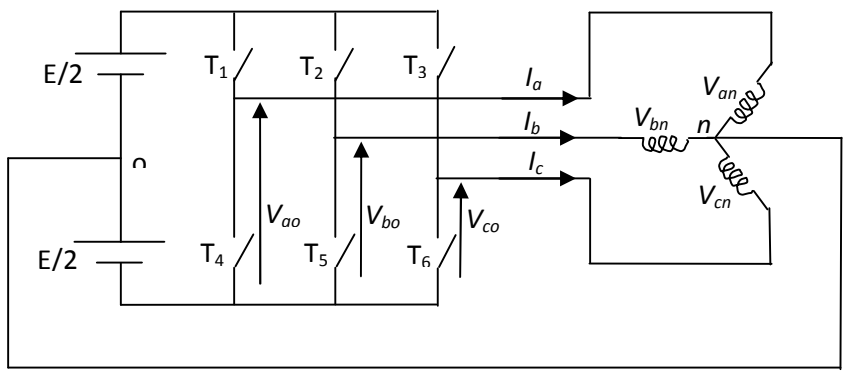


Figure (I.8) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E, on déduit aisément les expressions des tensions composés.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \qquad \text{(I.34)}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \qquad \text{(I.35)}$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix}$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{E}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(I.36)}$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \qquad \text{(I.37)}$$

Dont on peut déduire :

$$V_{no} = (1/3) \cdot [V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \qquad \text{(I.38)}$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} \cdot V_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{co} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \qquad \text{(I.39)}$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}. \quad \text{(I.40)}$$

I.8.1.Modulation de largeur d'impulsions SINUS TRIANGLE :

I.8.1.1.Définition :

La MLI sinus-triangle : est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée. Les points d intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation [9]. Ce genre de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique. En effet, il est, par exemple, difficile de reproduire une tension de référence sinusoïdale parfaite à partir d'informations numériques.

I.8.1.2.Principe :

Cette technique est très populaire dans l'industrie. Le principe de cette technique est expliqué dans la figure suivante. La comparaison d'une onde sinusoïdale de fréquence *fr* et d'amplitude *Ar* appelée onde de référence avec une autre onde triangulaire de fréquence *fp* nettement supérieur à *fr* et d'amplitude *Ap* nous donne les points d'intersections qui déterminent les instants de commutation des interrupteurs. La modulation est caractérisée essentiellement par deux facteurs.

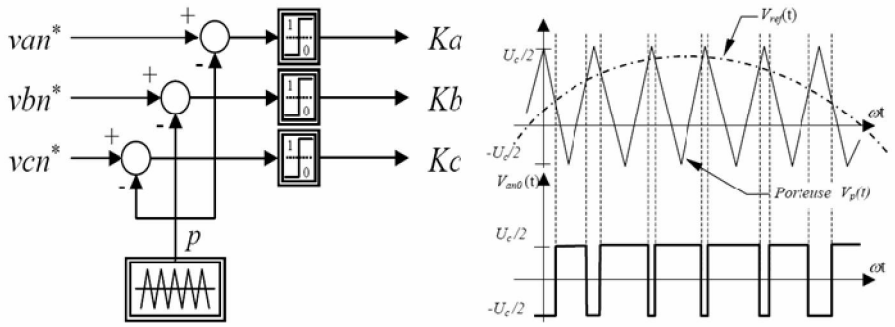


Figure.(I.9) : Modulation sinus triangulo.

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 50Hz avec un signale à dent de scie. La forme d'onde obtenue à la sortie est illustrée par la figure (I.10).

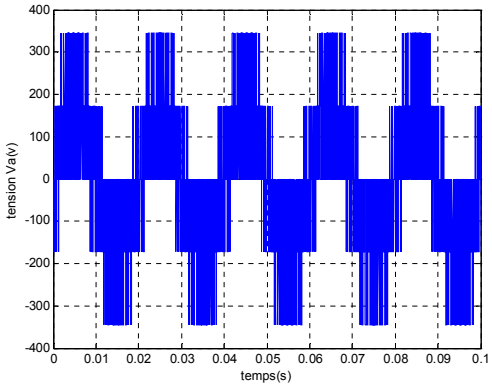
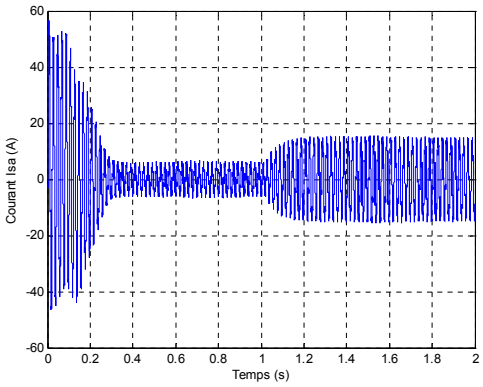
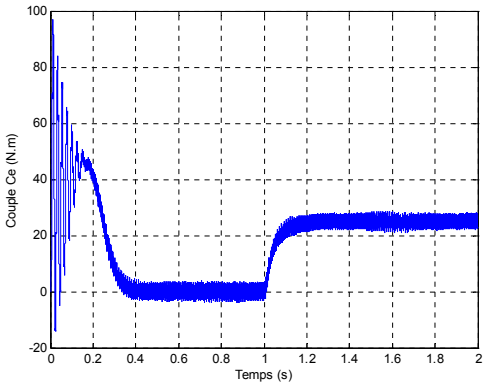


Figure.(I.10) :Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI Sinusoïdale

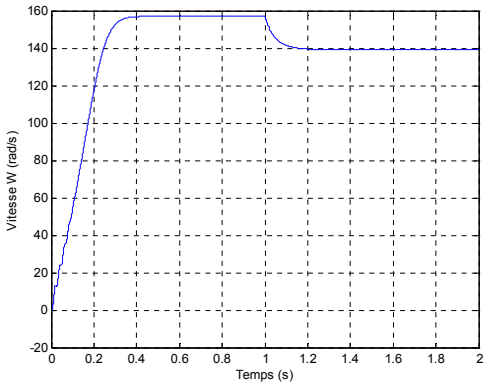
I.7.1.4.Résultat De Simulation Avec MLI :



(a)



(b)



(c)

Figure.(I.11) : Réponse transitoire d'une machine asynchrone alimentée par l'onduleur:**(a)** Courant Isa, **(b)** Couple C_{em}, **(c)** Vitesse (**w**)

I.7.1.5.Interprétations des résultats :

La Figure (I.11) montrent le démarrage avec un onduleur de tension de la machine asynchrone à vide permet d'avoir un comportement pratiquement identique par rapport au démarrage sous la pleine tension. Par contre, la courbe de variation du couple électromagnétique montre une forte pulsation de ce dernier au début du démarrage, puis il continue avec des oscillations moins importantes dues à la modulation autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation. La forme du courant de ligne absorbé est proche d'une sinusoïde.

I-8- Conclusion :

Ce chapitre comporte deux parties :

Dans la première partie on a présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrice. Après, nous avons utilisé la transformation de Park Pour éviter la complexité des équations différentielles, cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

Dans la deuxième partie de ce chapitre on a présenté l'étude par simulation de l'association machine asynchrone - onduleur triphasé de tension en pont complet à deux niveaux.

Les résultats obtenus suite à cette première simulation apparaissent satisfaisantes, il répandant bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est Introduire dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

Etude et simulation de la commande vectorielle à flux orienté

II-1 INTRODUCTION :

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de *Park* est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique.

Le découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en lui appliquant la théorie de la commande par flux orienté, théorie dite de commande vectorielle. Elle est aussi commandée par orientation de flux et notée *FOC* (Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par *Blashke*. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'état, le second, le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée.

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (*PI*),associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe *d* (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe *q* (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application .

Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul (*DSP*) . Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique.

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique [10].

II-2. Principe de la commande par orientation du flux :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes de repère (U, V) de flux rotorique et le courant statorique. Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine, et fait apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux machines à courant continu. Cependant on remarque la complexité du contrôle du couple .

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant. En général, deux sortes de commande sont utilisées : celle dite directe où l'orientation du flux rotorique est déterminée par sa mesure directe ou par son estimation (capteurs) et celle dite indirecte où l'orientation

du flux est réalisée par l'intégrale de la fréquence de l'autopilotage déduite à partir de la vitesse et des deux composantes orthogonales du courant statorique.

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer. Le degré de découplage entre le flux et le couple est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [11], ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d –q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'expression du couple de la M.AS est donnée par:

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_s}(\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \qquad \text{(II.1)}$$

Si l'axe d, est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique tel que ($\phi_{rd} = \phi_r \; et \; \phi_{rq} = 0$), dans le repère lié au champ tournant, le couple devient:

$$C_e = P\frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \qquad \text{(II.2)}$$

Ou encore moyennant une constante $K_2 = p \cdot \frac{M^2}{L_r}$ prés, le couple devient :

$$C_e = K_2 \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} \qquad \text{(II.3)}$$

La présente expression est analogue à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée donnée par :

$$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f \qquad \text{(II.4)}$$

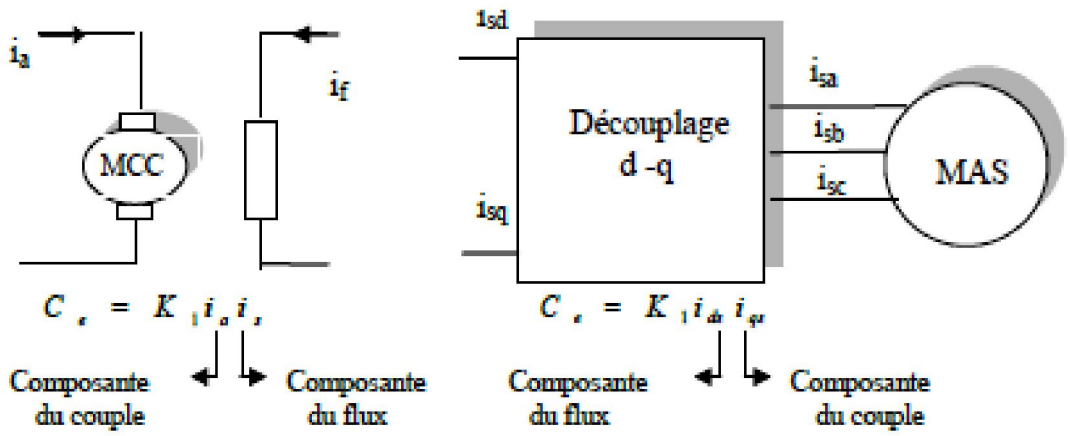


Figure. (II.1) : Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continue (M.C.C).

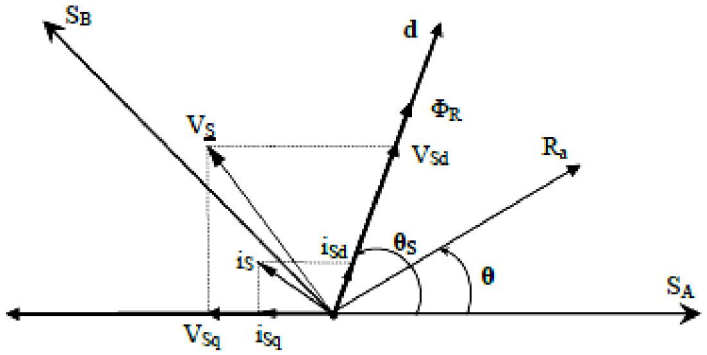


Figure.(II.2) : Référentiel lié au flux rotorique

II.3.Choix de type d'orientation de flux :

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix. Dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique [12], ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant.

II.4.Description de la C.V.I et C.V.D :

Etudions et comparons à présent les deux principales méthodes d'établissement de la commande à flux rotorique orienté : la méthode à contrôle direct (DFOC) et la méthode à contrôle indirect (IFOC).

II.4.1. Le contrôle direct (DFOC) :

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant puis régulé par une boucle de contre-réaction .

Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés . En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiel tournant *S(d,q)* est également nécessaire à l' élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande .Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication . Pour cette raison une deuxième méthode est celle de l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures classiques (courants, tensions, vitesse).

II.4.2. Le contrôle indirect (IFOC) :

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence $Ó_{rq}$. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence *Ce** et du flux rotorique de référence $Ó_{rd}$. La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié. Mais elle reste sensibilité vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et en particulier de la constante de temps rotorique*Tr* peut poser problème en régime de survitesse, car la position du flux Q_s est calculé en boucle ouverte. D'où la nécessité également d'une adaptation paramétrique ,voir . Des résultats de simulation sont présenté dans ce chapitre peut montrer la faiblesse de cette commande contre les variations paramétriques on peut distinguer deux types de commande.

II.4.2.1. Commande en courant :

Considérons les deux courants statoriques (I_{ds} , I_{qs}) comme variables de commande, le flux rotorique (ϕr) et la vitesse mécanique (W_r) comme variables d' état, après arrangement des équations (I.29) et (I.30). Nous obtenons :

$$\begin{cases} T_r.\frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M.I_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r}.\frac{I_{qs}}{\Phi_r} = \omega s - \omega r \\ Ce = \frac{P.M}{L_r}.\Phi_r I_{qs} \\ J.\frac{d\Omega_r}{dt} = Ce - Cr - f.\Omega_r \end{cases} \qquad (\text{II.5})$$

Nous pouvons remarquer dans les équations (II.5) que seule la composante directe (axe " *d")* du courant statorique (I_{ds}) détermine l'amplitude du flux rotorique (ϕ_r), alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe "*q"*) du courant statorique (I_{qs}) si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple. Le schéma fonctionnel correspondant est le suivant :

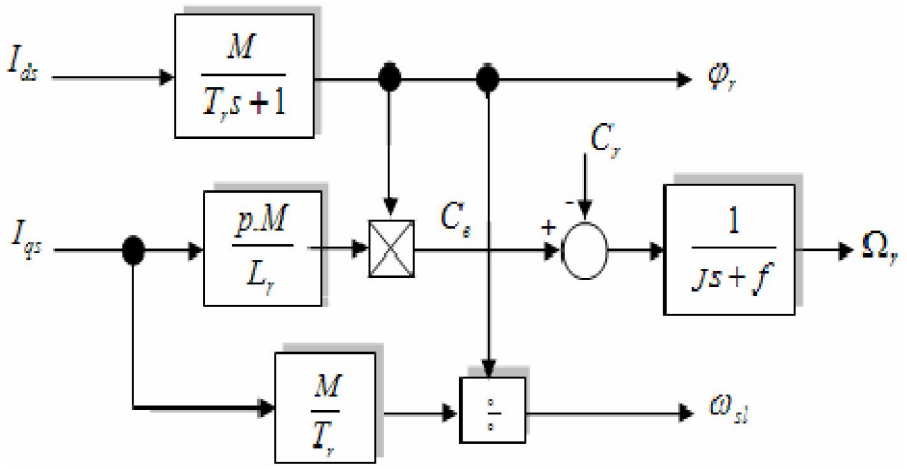


Figure.(II.3) : Modèle en courant par orientation du flux rotorique.

II.4.2.2. Commande en tension :

Les idées sont les mêmes que celles exprimées dans le paragraphe précédent, cependant nous ne devons pas seulement considérer la dynamique du rotor mais aussi la dynamique du stator, parce que la machine est alimentée par une source de tension .

Considérons les deux tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) comme variable de commande, les deux courants statoriques (I_{ds},I_{qs}), le flux rotorique (ϕ_r) et la vitesse mécanique (W_r)comme variables d'état. Nous obtenons le modèle de la MAS alimentée en tension.

$$\begin{cases} \boldsymbol{\sigma}.T_s\frac{dI_{ds}}{dt}+I_{ds}=\frac{V_{ds}}{R_s}+\boldsymbol{\sigma}.T_s.\omega s.I_{qs}-\frac{T_s(1-\boldsymbol{\sigma})}{M}.\frac{d\Phi_r}{dt} \\ \boldsymbol{\sigma}.T_s\frac{dI_{qs}}{dt}+I_{qs}=\frac{V_{qs}}{R_s}-\omega s.[\boldsymbol{\sigma}.T_s.I_{ds}+\frac{T_s(1-\boldsymbol{\sigma})}{M}.\Phi_r] \\ T_r.\frac{d\Phi_r}{dt}+\Phi_r=M.I_{ds} \\ \omega_{sl}=\frac{M}{T_r}.\frac{I_{qs}}{\Phi_r} \\ Ce=\frac{P.M}{L_r}.\Phi_r I_{qs} \\ J.\frac{d\Omega_r}{dt}=Ce-Cr-f.\Omega_r \end{cases} \quad \text{(II.6)}$$

II.4.2.3. Structure de la commande indirecte (IFOC) de la MAS alimentée en tension :

Considérons le couple (Će) et le flux rotorique ($Ó_r$) comme référence de commande. Nous inversons le modèle (II.7) et nous obtenons les équations de commande suivantes :

$$\begin{cases} I_{qs}=\frac{L_r}{P.M}.\frac{Ć_e}{\Phi_r} \\ I_{ds}=\frac{1}{M}.\left(T_r.\frac{d\Phi_r}{dt}+\Phi_r\right) \\ \omega_{sl}=\frac{M}{T_r}.\frac{I_{qs}}{\Phi_r} \\ V_{ds}=R_s[(\boldsymbol{\sigma}.T_s\frac{dI_{ds}}{dt}+I_{ds})+\frac{T_s(1-\boldsymbol{\sigma})}{M}.\frac{d\Phi_r}{dt}\frac{V_{ds}}{R_s}-\boldsymbol{\sigma}.T_s.(\omega_{sl}P.\Omega_r).I_{qs}] \\ V_{qs}=R_s\left[\left(\boldsymbol{\sigma}.T_s\frac{dI_{qs}}{dt}+I_{qs}\right)+(\omega_{sl}P.\Omega_r)\right][\boldsymbol{\sigma}.T_s.I_{ds}+\frac{T_s(1-\boldsymbol{\sigma})}{M}.\Phi_r]] \end{cases} \quad \text{(II.7)}$$

Le schéma fonctionnel correspondant de la commande est le suivant :

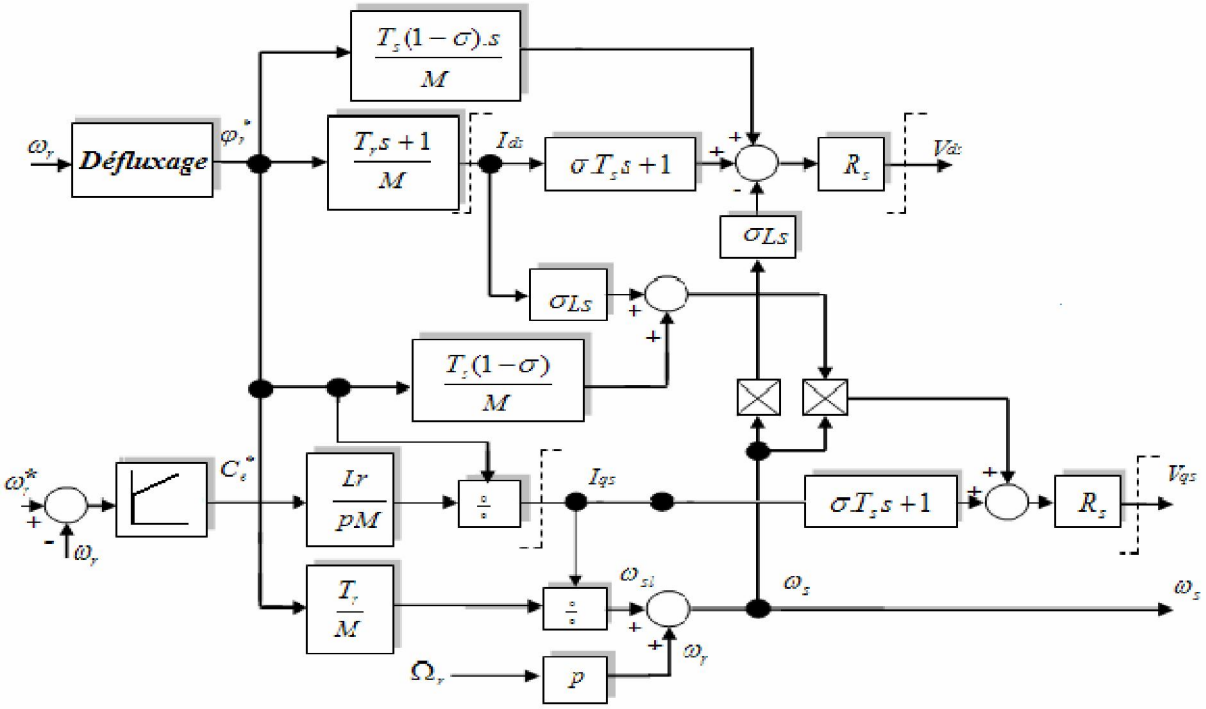


Figure.(II.4) :Schéma fonctionnel de la structure de commande en tension

II.3.2.3. Conclusion sur la méthode de contrôle indirect à flux rotorique orienté :

Le contrôle indirect du flux reste très sensible à la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement . Par contre, cette méthode est plus facile à implanter et présente de biens meilleurs performances à faible vitesse .

Nous remarquerons que ces deux structures de commande vectorielle à flux rotorique orienté nécessitent un capteur mécanique pour l'information de vitesse et de position du rotor de la machine. En outre, elles nécessitent généralement un modulateur qui contrôle les commutations imposées au convertisseur de puissance [13].

II.5.Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte :

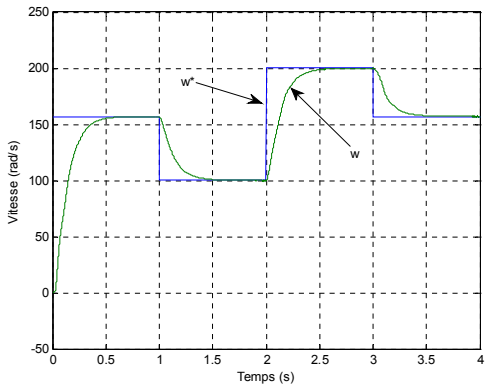
Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de l'alimentation, de la vitesse et de la charge.

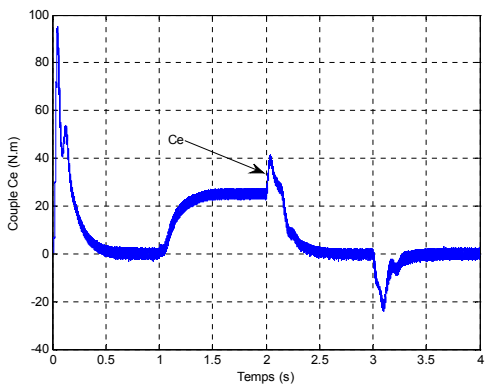
II.5.1.Test de robustesse à la variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse (Ω_{ref}=157, 100,200,157 rad/s) de la Figure.(II.6) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque une légère transition en module des composantes directes des flux rotoriques Φ_{dr}(autour de 0.96wb) et Φ_{qr} (autour de 0 wb), le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse.





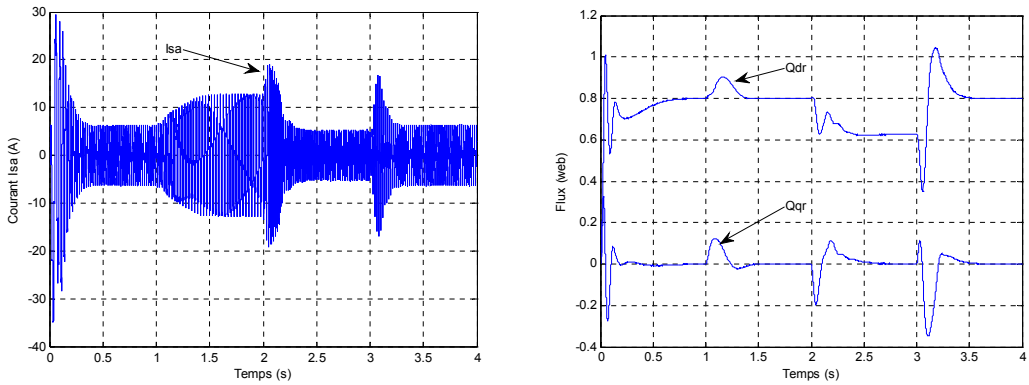


Figure.(II.5) :Test de robustesse à la variation de la vitesse

II.5.2.Test de robustesse à l'inversion de la vitesse :

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (157 rad/s à–157 rad/s) avec une charge nominale les résultats montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

Le couple suit la valeur de charge imposé avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le couplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.

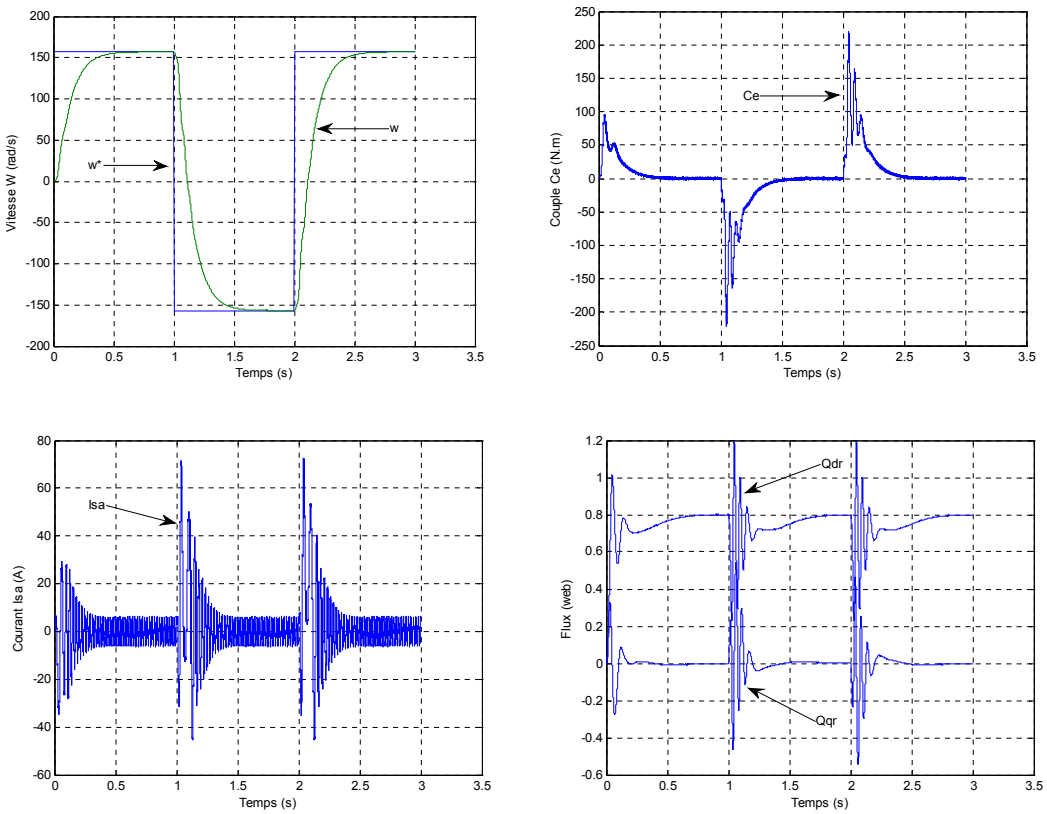


Figure.(II.6) **:**Test de robustesse à l'inversement de la vitesse.

II.5.3.Test de robustesse à la variation de la charge :

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge figure (II-8), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique $\mathbf{C_e}$ et le flux rotoriqueΦ_r, le couple électromagnétique a la même allure que le courant ($\mathbf{I_{sq}}$)à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé (Φ_{qr}=0).

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.

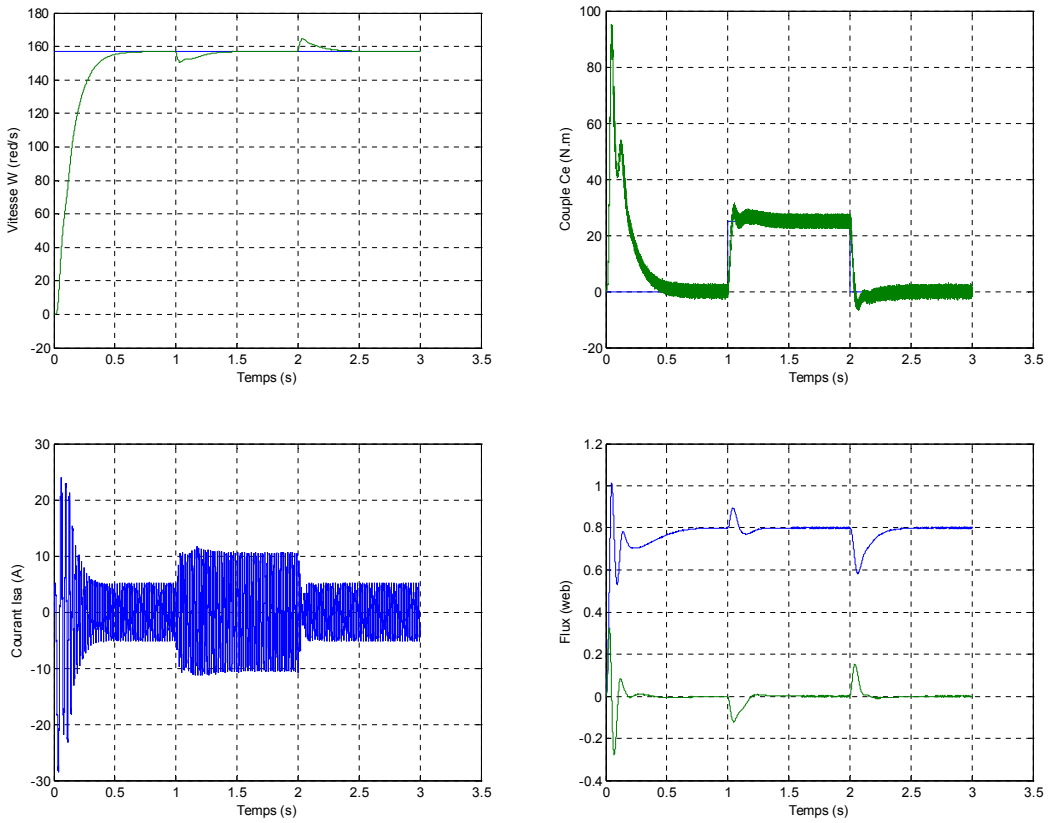


Figure.(II.7) :Test de robustesse à la variation de la charge

II.6.Interprétations et commentaires :

Les résultats de simulation ont été effectués pour trois tests:

-Dans le premier test nous avons varié la vitesse de rotation (157,100,200,157) à l'instant t=3s.

- Dans le deuxième test nous avons inversé la vitesse de rotation de(157 rad/s à -157rad/s) à l'instant t=3s.

-DansLe 3^{éme} s'agit de l'application d'une charge perturbatrice de(25N.m) durant l'intervalle [1 2] s.

La vitesse de référence est atteinte au bout de (t=1s) et l'application d'un couple de charge n'affectée guère la vitesse de rotation souhaité, on constate que le flux rotorique est installé.

Le flux suit sa valeur de référence suivant l'axe «d » avec une composante en quadrature « q » nulle.

L'application d'un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé, ainsi que la composante en quadrature du courant statorique (I_{qs}) dont il dépend.

L'application d'une inversion de vitesse conduit à une valeur négative (-25 N.m) du couple mais après ce régime transitoire, le couple se stabilise à sa valeur précédente nulle.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié les principes de la commande vectorielle. Une simulation numérique de la commande vectorielle indirecte a été effectuée; on a noté que cette dernière reste peu robuste face à la variation des paramètres de la machine.

En effet les résultats de simulations montrent une dégradation des performances et la perte du découplage plus ou moins conséquente qui peut amener à la déstabilisation du système à contrôler.

Nous constatons donc, à travers ces investigations, que la commande par flux orienté conduit à des limitations implicites des performances des variateurs auxquels elle est associée. A la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de la commande par orientation de flux rotorique, nous avons essayé dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone, On parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC).

Chapitre III

Commande directe du couple de la MAS

III.1. Introduction

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

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

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne.

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

III.2. Principes généraux de la commande directe du couple :

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Des erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs d'hystérésis. Selon les comparateurs un vecteur de tension est choisi parmi une table.

Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est nécessaire; au lieu de cela un des six vecteurs de tension est appliqué pendant toute la période d'échantillon.

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

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

- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [14].

III.3.Contrôle du flux statorique:

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

Dans le référentiel (d.q)lié au stator, on peut écrire:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \qquad \text{(III.1)}$$

A partir de l'expression (III.1), on peut écrire :

$$\Phi s\left(t\right) = \int_0^t (Vs - RsIs)dt + \Phi so \qquad \text{(III.2)}$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme(R_sI_s).est négligeable devant la tension. Dans un intervalle de temps [0 *Te]*. Donc l'équation (III.2) peut s'écrire :

$$\phi_s(t) = \phi_{s0} + V_s T_e \qquad \text{(III.3)}$$

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = V_s T_e \qquad \text{(III.4)}$$

L'équation (III.4) implique que l'extrémité du vecteurs ϕ_s(t)se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué V_s, comme il est montré sur la Figure.(III.1)

En choisissant une séquence correcte de vecteurs V_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_e, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur ϕ_s la trajectoire désirée. Pour atteindre cet objectif, le correcteur utilisé pour la commande DTC est un correcteur à hystérésis à deux niveaux. Avec ce type de contrôleur, on peut facilement maintenir l'extrémité du vecteur flux ϕ_s dans une couronne quasi circulaire.

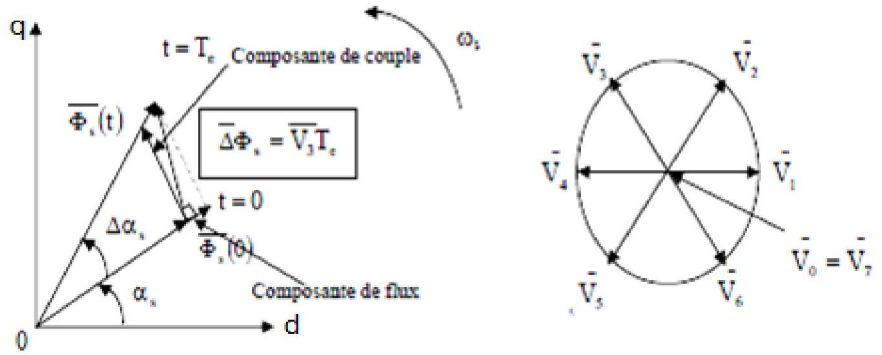


Figure.(III.1) : Evolution de l'extrémité du vecteur ϕs pour (R_sI_s) négligeable

III.3.1.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 (d,q) , est généralement celle qui est retenue pour implanter la DTC. Ce modèle est donne par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \overline{V_S} = R_S\overline{I_S} + \frac{d\overline{\Phi_S}}{dt} \\ \overline{V_r} = \overline{0} = R_r\overline{I_r} + \frac{d\overline{\Phi_r}}{dt} - j\omega\overline{\Phi_r} \end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

$$\begin{cases} \overline{\Phi_S} = L_S\overline{I_S} + M\overline{I_r} \\ \overline{\Phi_r} = L_r\overline{I_r} + M\overline{I_S} \end{cases} \quad \text{(II.6)}$$

A partir des expressions des flux, on peut écrire :

$$\overline{I_r} = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{\overline{\Phi_r}}{L_r} - \frac{M}{L_rL_S}\overline{\Phi_S}\right) \quad \text{(II.7)}$$

avec: $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_SL_r}$ étant le coefficient de dispersion, d'ou (II.4) déviant :

$$\begin{cases} \overline{V_S} = R_S\overline{I_S} + \frac{d\overline{\Phi_S}}{dt} \\ \frac{d\overline{\Phi_R}}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega\right)\overline{\Phi_r} = \frac{M}{L_S}\frac{1}{\sigma T_r}\overline{\Phi_S} \end{cases} \quad \text{(II.8)}$$

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

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 suit les variations de $\overline{\Phi_r}$ avec une constante de temps σTr. Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σTr entre les flux $\overline{\Phi_S}$ etΦ_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 θsr entre les deux flux statorique et rotorique.$\overline{\Phi_r}$r s'exprime par:

$$\overline{\Phi_r} = \frac{M}{L_S}\frac{\overline{\Phi_S}}{1+j\omega\sigma T_S} \quad \text{(II.9)}$$

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 :

$$C_{em} = K(\Phi_s \approx \Phi_R) = K\|\Phi_s\| * \|\Phi_r\| \sin\theta_{sr} \quad \text{(II.10)}$$

Avec :

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

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

$\|\Phi_r\|$**:** module du vecteur flux rotor,

Θsr**:** 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 a contrôler parfaitement le flux $\overline{\Phi_S}$ (à partir de$\overline{V_S}$) en module et en position, onpeut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\overline{\Phi_S}$et$\overline{\Phi_r}$, donc le couple. Ceci est biensur possible si la période de commande Te de la tension $\overline{V_S}$ est telle que :

$$T_e \ll \sigma T_r$$

III.4.DESCRIPTION DE STRUCTURE DE LA DTC :

III.4.1. Sélection du vecteur tension V_s :

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixé souhaités. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple. le choix de $\mathbf{V_s}$ dépend alors de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, et du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones N = i, avec i=1,..., 6,

Lorsque le vecteur flux ϕ_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 V2 est sélectionné alors ϕ_s croit et C_{em} croît.
- Si V6 est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} décroît.
- Si V3 est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} croît.
- Si V5 est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} décroît.
- Si V0 et V7 est sélectionné alors la rotation du flux ϕ_s est arrêtée, d'où une décroissance de couple alors que le module du vecteur ϕ_s reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position N= i, les deux vecteurs tensions V1, V4ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux ϕ_s sur une zone N = i, un bras de l'onduleur ne se commande jamais[16].

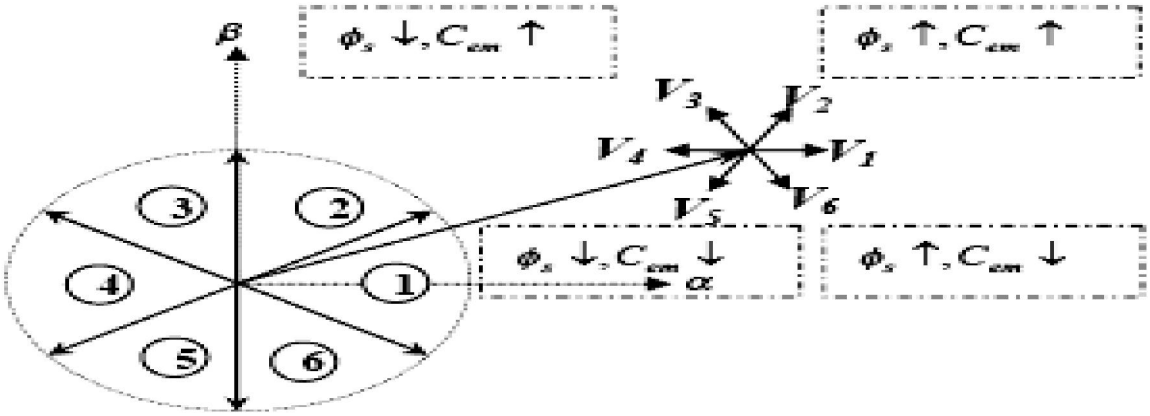


Figure.(III.2) :choix du vecteur tension

En effet en début de la zone N=1, les vecteurs V_2et V_5, sont perpendiculaires au vecteur flux $Ó_s$, d'où une évolution rapide de couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $Ó_s$,alors qu'enfin de zone, le choix des vecteurs V_6 et V_3, correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $Ó_s$au début de la zone, alors qu'enfin de zone c'est le contraire.

Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de 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.

III.4.2. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation :

$$\overline{\Phi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - \overline{R_s}\overline{i_s})\, dt \qquad \text{(III.11)}$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $Ó_s$:

$$\Phi_{sd} = \int_0^t (V_{sd} - R_s i_{sd}) dt \quad \text{et} \Phi_{sq} = \int_0^t (V_{sq} - R_s i_{sq})\, dt \qquad \text{(III.12)}$$

On obtient les tensions V_{sd} et V_{sq} à partir des commandes (Sa, Sb, Sc), de la mesure de la tension U_0 en appliquant la transformée de CONCORDIA:

$$\overline{V_s} = V_{sd} + jV_{sq} \quad \text{(III.13)}$$

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[\left(S_a - \frac{2}{3}(S_b + S_c) \right) \right] \\ V_{sq} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad \text{(III.14)}$$

De même les courants I_d et I_q sont obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa}, i_{sb} et i_{sc}(i_{sa}+i_{sb}+i_{sc} =0) et par application de la transformation de CONCORDIA:

$$\overline{i_s} = i_d + ji_q \quad \text{(III.15)}$$

$$\begin{cases} i_d = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{q=} \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\Phi_s = \sqrt{{\Phi_{sd}}^2 + {\Phi_{sq}}^2} \quad \text{(III.17)}$$

La zone Ni dans laquelle se situe le vecteur $\acute{\Phi}s$ est déterminée à partir des composantes Φ_{sd} et Φ_{sq} . L'angle αs entre le référentiel (d, q) est le vecteur $\acute{\Phi}_s$ est égal à :

$$\alpha_s = \text{arctg} \frac{\Phi_{sq}}{\Phi_{sd}} \quad \text{(III.18)}$$

III.4.3.Estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut se mettre sous la forme:

$$C_e = \left\lfloor \Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd} \right\rfloor \quad \text{(III.19)}$$

III.4.4. Elaboration du vecteur de commande :

III.4.4.1 Correcteur du flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\acute{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure. (III.3). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\acute{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. 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 : $|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s$,avec$(\Phi_s)_{ref}$ la consigne de flux et $\Delta\Phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur.

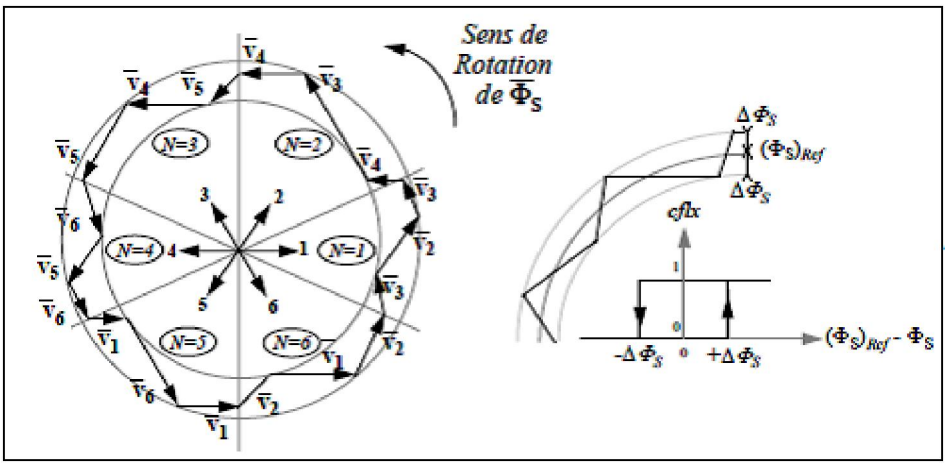


Figure.(III.3) :Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension Correspondants

III.4.4.2. Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites [Ce_{ref}-Cem]<ΔCe, avec Ce_{ref}l a référence de couple et ΔCe la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [17].

Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

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

III.4.4.3. Correcteurs à deux niveaux :

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_2 et V_3peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce 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.

III.4.4.4. Correcteurs à trois niveaux :

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. On peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de la maintenir constant, donc un correcteur à trois niveaux est nécessaire. La figure (III.04) montre ce type de correcteur.

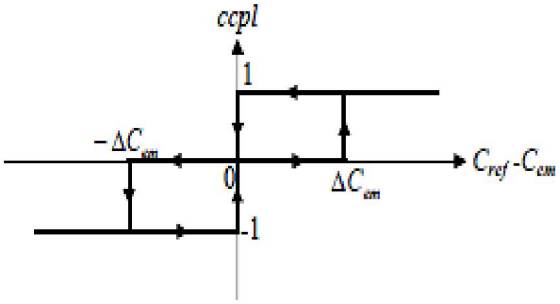


Figure. (III.4): Correcteur de couple à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur [18].

III.4.5. Elaboration de la table de commande :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables C_{flx} et C_{cpl}, et de la zone N de position de $Ó_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

Tab :III.1.commutation de la commande directe du couple.

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur
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	2niveaux
	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

III.5.Structure de la commande DTC d'une MAS :

III.5.1.Structure :

La figure.(III.5) présente le schéma bloc d'implantation de la commande DTC d'une machine asynchrone au sens de Takahashi [19].

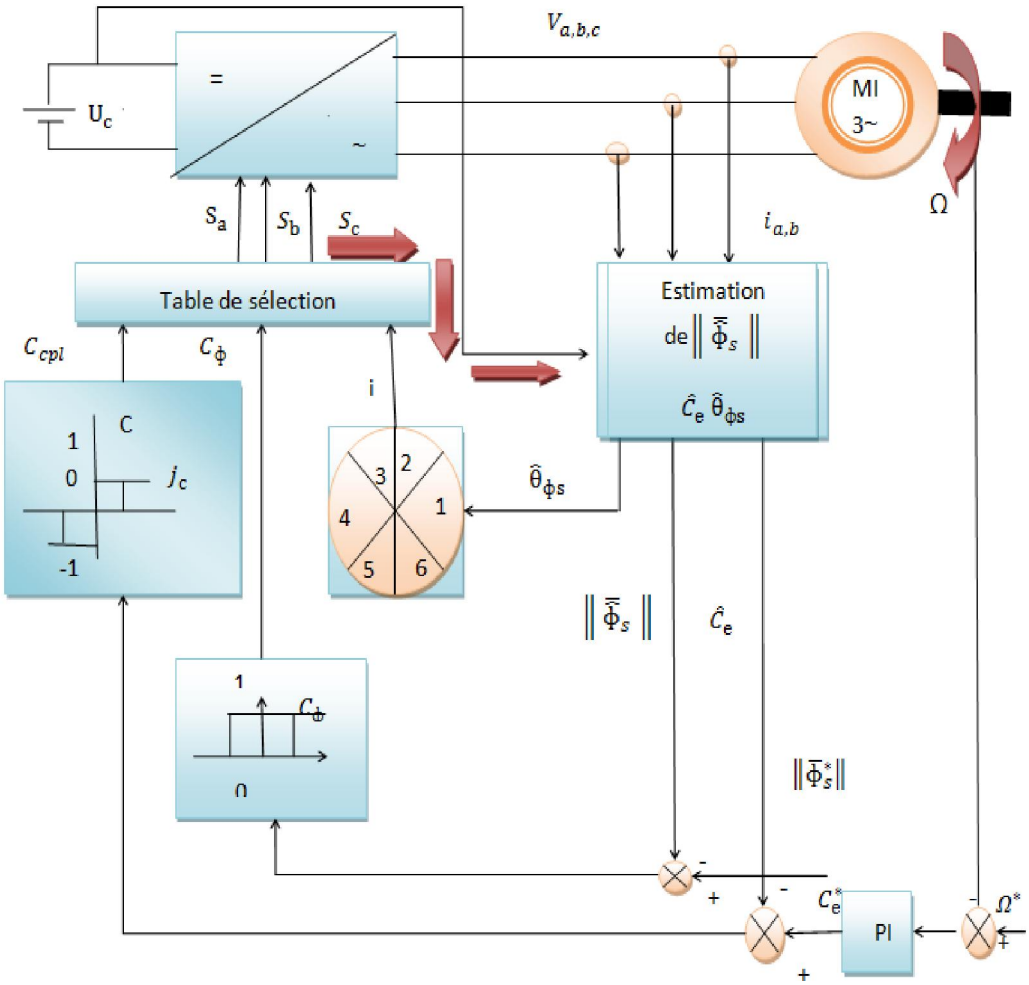


Figure.(III.5) :Schéma d'implantation de la commande DTC

III.6. Résultats de la simulation et interprétation :

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à un modèle du MAS alimenté par un onduleur de tension triphasé, en absence et en présence de la boucle de réglage de la vitesse par un correcteur PI.

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine asynchrone de 4Kw, est simulé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis du comparateur du couple est, dans ce cas, fixée à±0.01N.m , et celle du comparateur de flux à±0.02N.m.

- Période d'échantillonnage de 10µ*s*
- Flux de référence égale ϕ_{ref}=0.96 web

Afin de tester les performances du programme de simulation présenté, nous l'avons exécuté sous différentes conditions.

III.6.1.Test de robustesse à la variation de la vitesse :

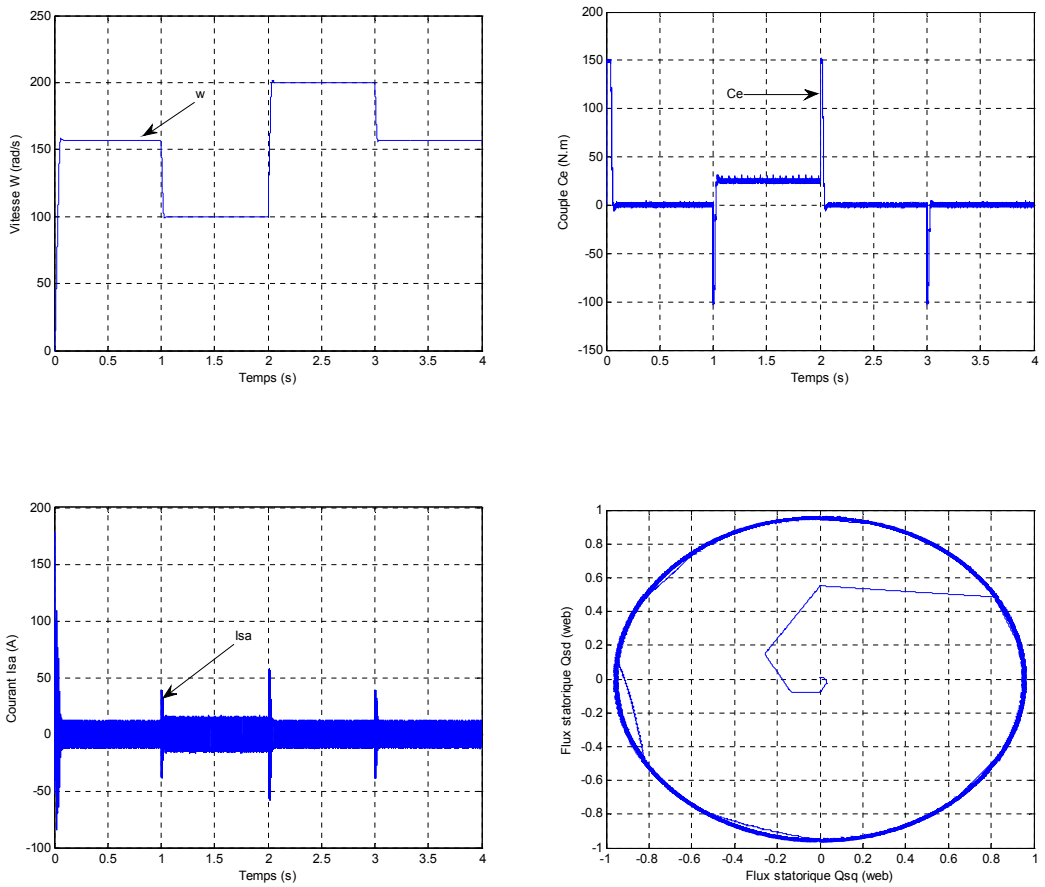


Figure.(III.6) :Test de robustesse à la variation de la vitesse

III.6.2.Test de robustesse à l'inversion de la vitesse :

Pour tester d'avantage de la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de +157 rad/s à -157rad/s à l'instant t=1s après un démarrage à vide.

A l'inversion de la vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse.

Pour la Fig. III.7 qui montre la dynamique de flux de la machine, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire.

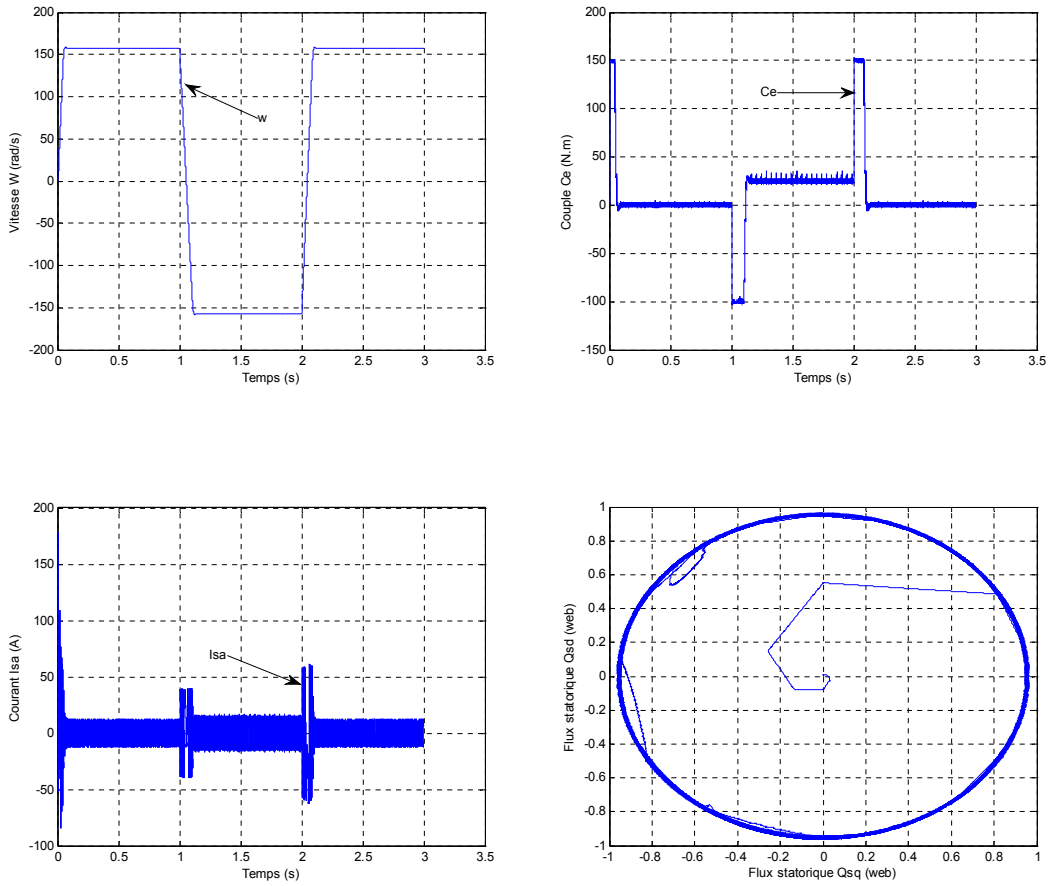


Figure.(III.7) :Test de robustesse à l'inversement de la vitesse

III.6.3.Test de robustesse à la variation de la charge :

La Figure. (III.8) présente le résultat de simulation lors de l'application d'un échelon de consigne de 25 N.m à l'instant t=1s. Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablie rapidement à sa référence qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que Le courant de phase à une forme sinusoïdale est répond avec succès à ce type de test.

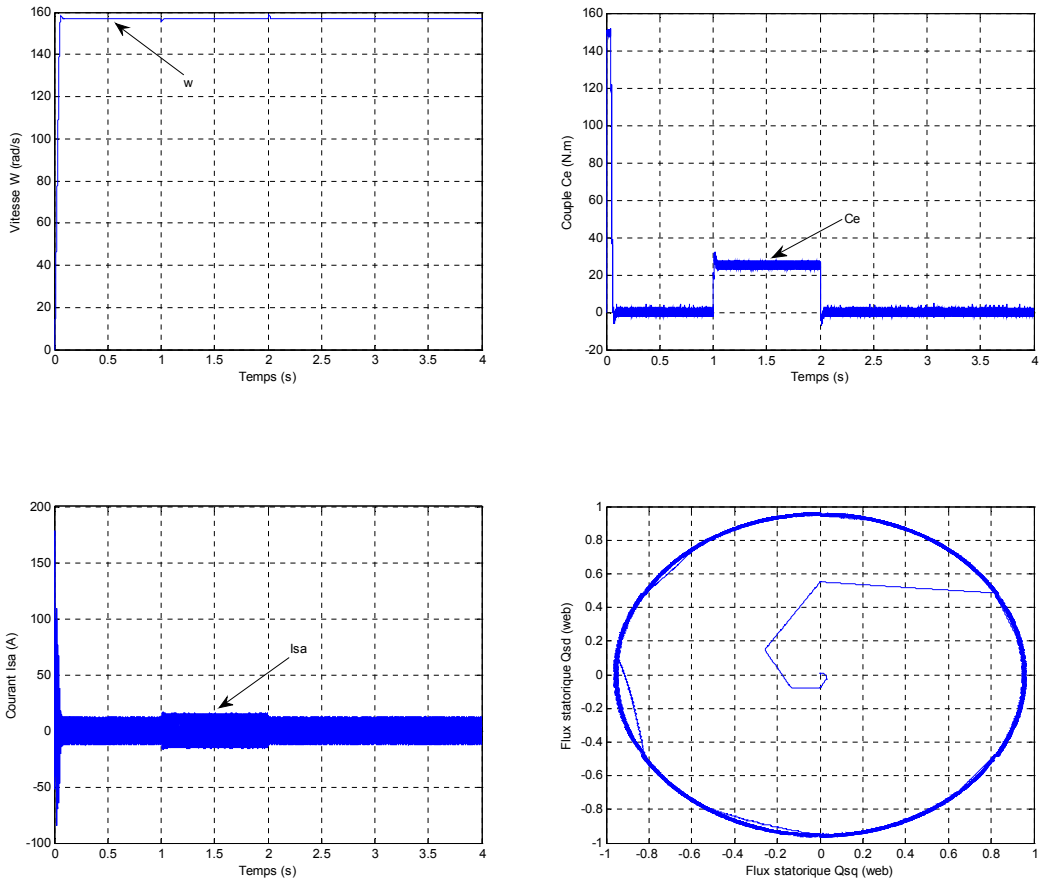


Figure.(III.8) :Test de robustesse à la variation de la charge

III.7. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MAS, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantage par rapport au contrôle vectorielle classique.

On a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension, et on a simulé le comportement du MAS en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On peut dire que cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres de la machine, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator. De plus la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

On conclut que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Ainsi elle apporte une solution prometteuse au problème de la robustesse.

Chapitre IV

Etude comparative de la commande vectorielle et DTC de la MAS

IV.1. Introduction :

Apres avoir étudié les principales techniques de la commande vectorielle(CV) et la commande directe du couple(DTC) de la machine asynchrone.

Le présent chapitre sera consacré à la présentation d'une multitude de tests sur les deux méthodes de commande présentées précédemment afin de pouvoir faire une comparaison aux niveaux des performances, notamment celles relatives à la robustesse vis-à-vis de la variation de la charge, du couple de charge et inversion de sens de rotation.[20]

IV.2. Analyse des résultats de simulation et interprétation :

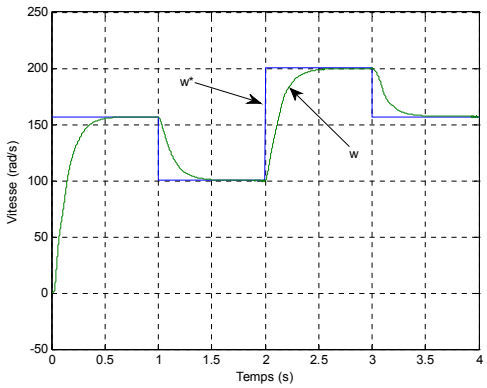
Les résultats de simulation sont bases en premier lieu sur une comparaison entre la commande FOC et la commande DTC, Pour illustrer les performances et la robustesse des deux commandes, on a simule pour les cas suivants :

- la variation de la vitesse.
- Inversion du sens de rotation de vitesse.
- variation de la charge.

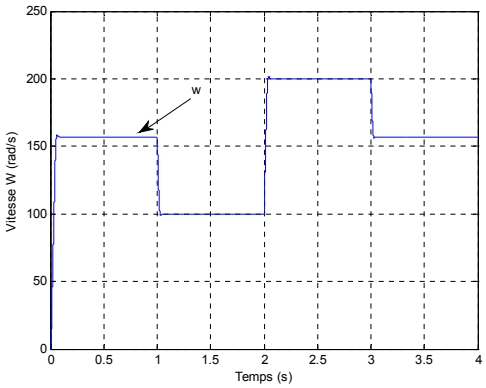
IV.2.1.la variation de la vitesse :

Deux cas sont à réaliser: la commande directe du couple et la commande vectorielle indirecte. La validation est faite pour la commande avec boucle de vitesse. Le but est de choisir la meilleure réponse qui nous donne une meilleure qualité d'établissement du couple dans les deux cas de contrôles. D'après les résultats obtenus, les figures (VI-1), pour diverses valeurs de vitesse (ω = 157, 100,200 rad/sec), le temps d'établissement du couple, dans le cas de la commande directe du couple, est beaucoup plus rapide par rapport à la commande vectorielle indirecte. Notre choix s'est porté sur les résultats de la commande directe du couple étant donné qu'elle fournit la meilleure réponse.

(a) FOC



(b) DTC



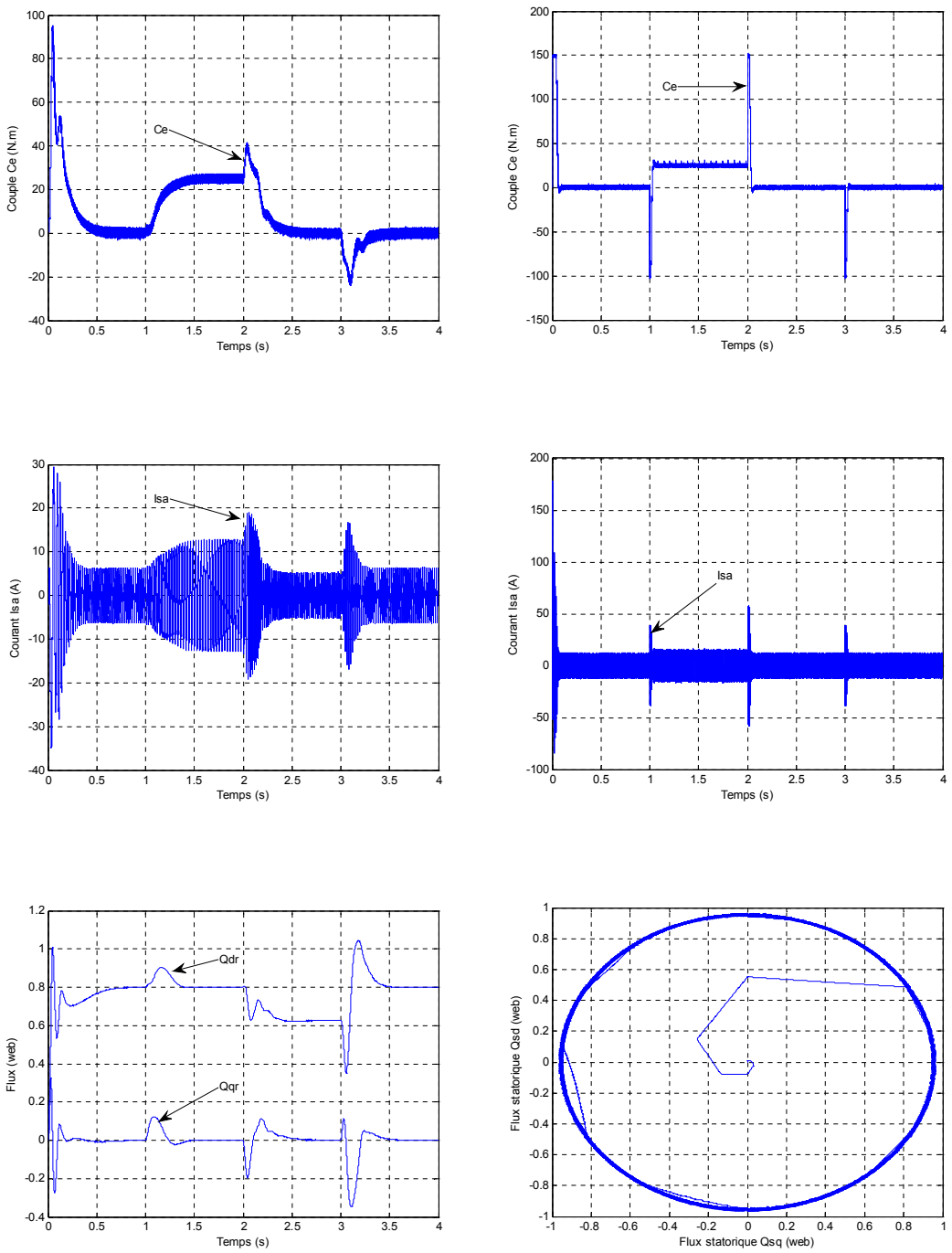


Figure.(IV.1) :Test de robustesse à la variation de la vitesse.

On remarque que le temps d'établissement du couple dans la commande directe du couple est inférieur à celui donné par la commande vectorielle indirecte. Ceci peut être expliqué par la présence des régulateurs PI (commande à flux orienté) qui provoquent un retard dans la réponse du couple.

IV.2.2.l'inversement de la vitesse :

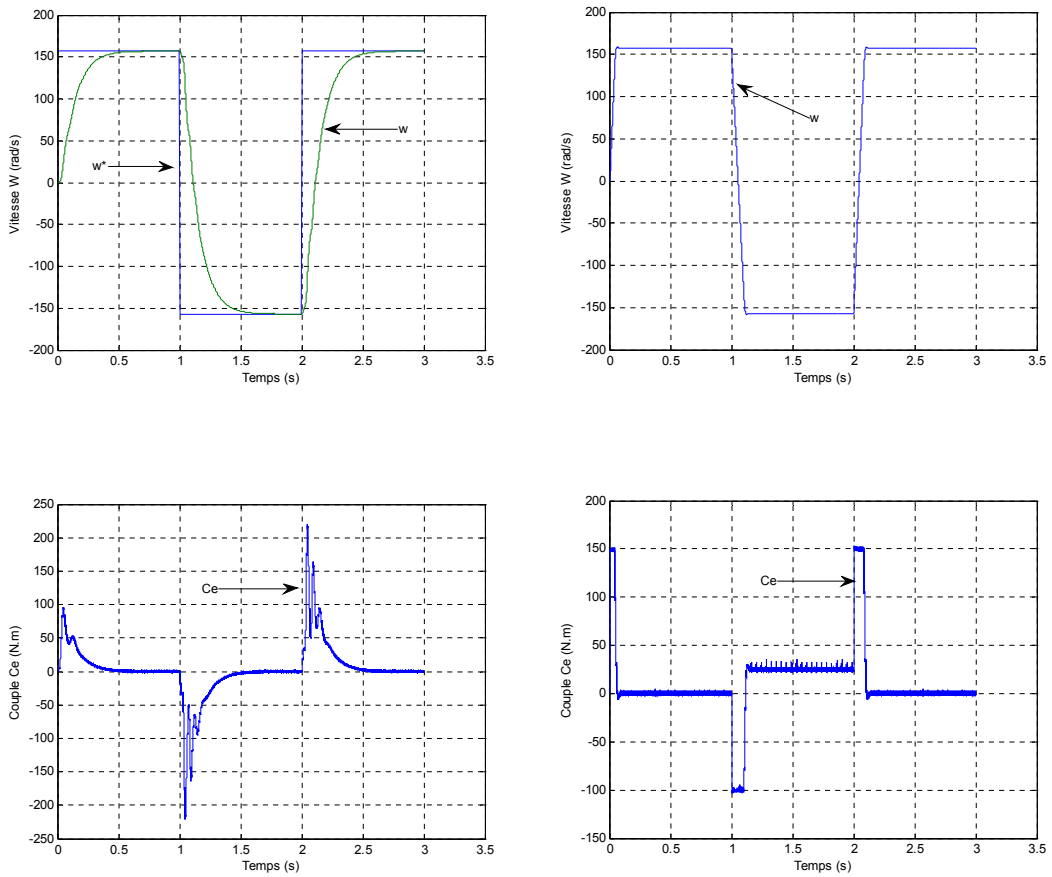
Nous avons simulé les commandes pour un changement de consigne de vitesse de +157 rad/sa -157 rad/s, à partir de l'instant t= 1 s. Les résultats de simulations sont illustrés par la figure (IV.2). Des appels de courant assez forts sont enregistrés à l'instant du changement du sens de rotation tout en restant dans la limité des contraintes de la machine observées lors de fonctionnement à vide particulièrement pour la commande CV-OFR.

-La vitesse revient à la vitesse de référence (157 rad/s).On remarque que les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec la commande (DTC) est plus robuste par rapport au réglage par (CV-OFR).

- On remarque que le temps de réponse est plus rapide DTC, que pour la CV-OFR. On constate également que le changement du sens de la vitesse influe considérablement sur la forme du flux obtenu par CV-OFR.

D'autre part, les résultats de la figure (IV.2) montrent aussi que le couple obtenu par la CV.OFR diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la DTC est retenu à sa valeur maximale plus longtemps, et surtout pour la phase de changement du sens de rotation. De ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la DTC.

(a) FOC (b) DTC



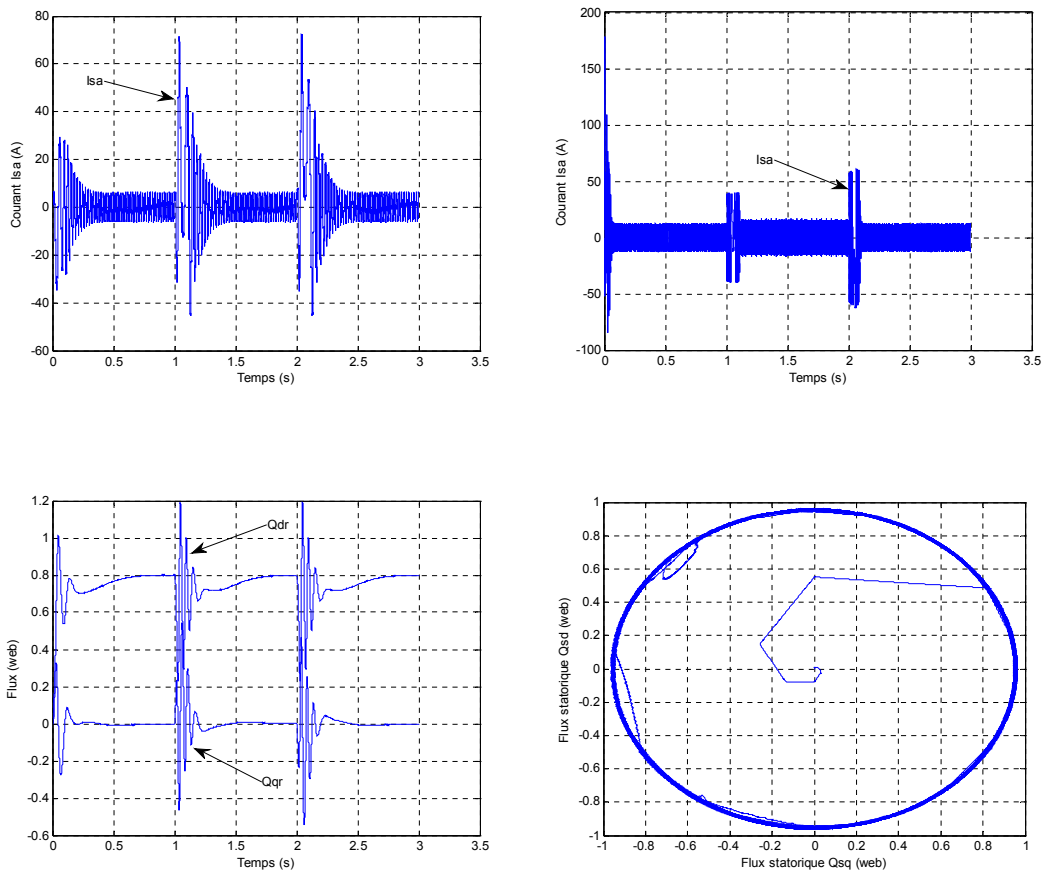


Figure.(IV.2) :Test de robustesse à l'inversement de la vitesse.

IV.2.3.la variation de la charge :

Les courbes de la figure. (IV.3) ont été obtenues suite à une opération de démarrage à vide puis en fait subir à la machine une charge représentant une succession d'échelons (25 N.m,-25 N.m).On notera pourtant que la convergence est sensiblement plus rapide dans le cas de la commande directe du couple. On remarque aussi que les oscillations en couple, obtenu dans le cas de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sont sensiblement plus grandes par rapport au cas du contrôle direct du couple.

(a) FOC (b) DTC

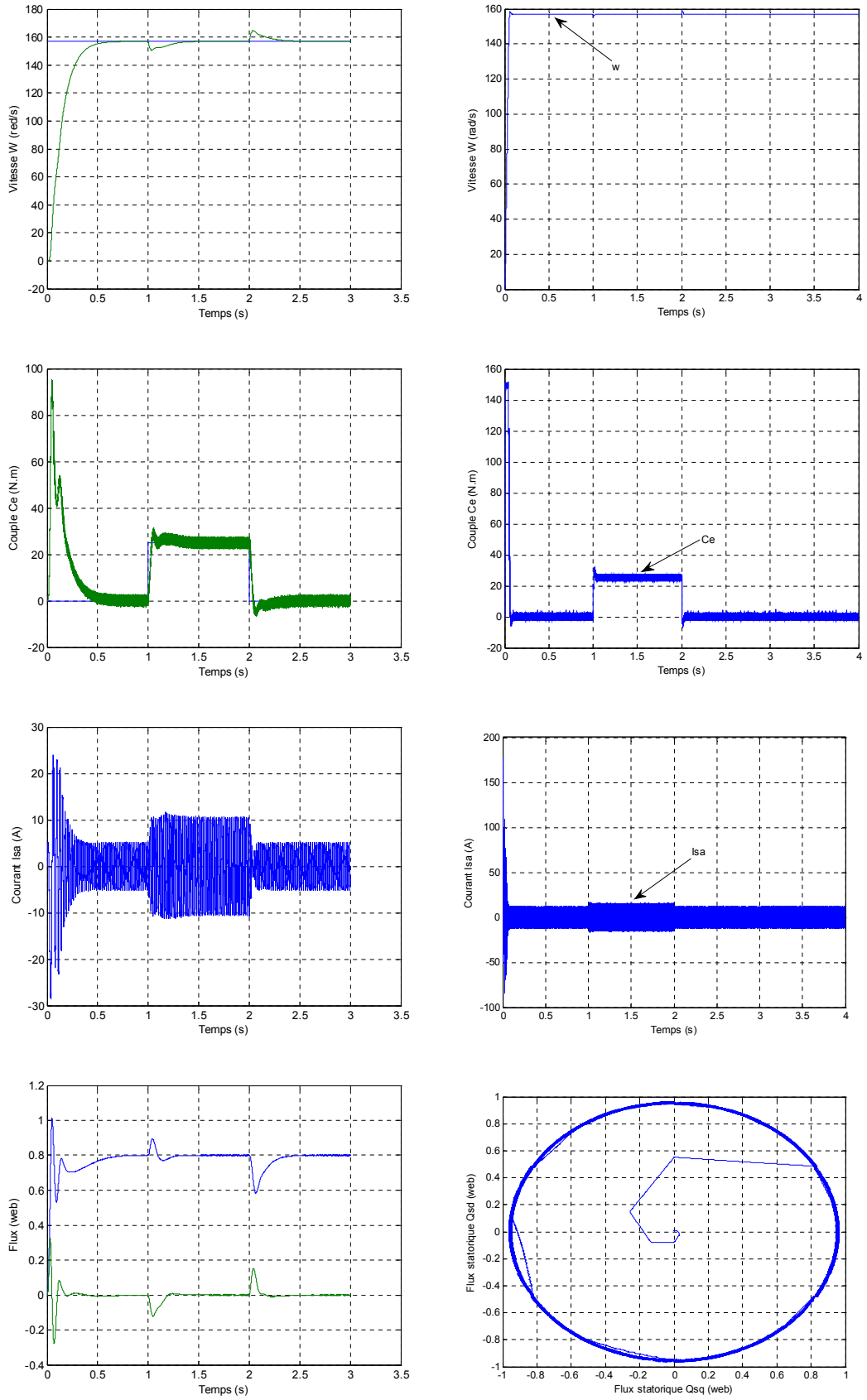


Figure.(IV.3) :Test de robustesse à la variation de la charge

IV.3 .Comparaison entre la commande vectorielle et la commande directe du couple(DTC) : [21]

IV.3.1 Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control):

- Introduite par Blaschke en 1972.
- Consiste à ramener le comportement de la MAS, a celui du la MCC, en effectuant

Un découplage entre le flux et le couple. Cependant elle:

- Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS.
- Reste sensible vis-à-vis des variations paramétriques notamment la résistance

Rotorique, induisant une perte de découplage.

- ·Le principe de la FOC repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôle sin dépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.

IV.3 .2 Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control) :

- Proposée au milieu des années 80 par I. Taka hashi
- Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine.
- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- La dynamique rapide de couple et du flux.

Cependant cette commande présente ces inconvenants :

- La fréquence de commutation variable (entraine des bruits audibles).
- Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis.
- En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.
- Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différentes vecteurs tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétiques qui sont habituellement commandes par des comparateurs a hystérésis.

IV.4.Comparaison entre la commande vectorielle et la commande direct de Couple(DTC) aux niveaux des variables commandées, régulateurs, contrôledu couple et du flux, Les avantages et les inconvénients.

IV.4.1 Tableaux de comparaison entre CV et DTC :

Tab IV.1. Comparaison entre CV et DTC.

	Commande vectorielle (CV)	Commande directe du couple(DTC)
Variables commandées	Couple Flux rotorique	Couple Flux statorique
Variables senties	Vitesse mécanique Courant statorique	Tension statorique Courant statorique
Variables estimées	Fréquence Flux rotorique de position	Couple Flux statorique
Régulateurs	Trois courants statoriques Régulateurs (hystérésis)	Régulateur de couple(hystérésis) Régulateurs du flux statorique(hystérésis)
Contrôle du couple	Directement contrôle par le courant statorique Haute dynamique Ondulations du couple	Contrôle directement Haute dynamique Contrôlées les ondulations du couple
Contrôle du flux	Indirectement contrôle par le courant statorique Dynamique lente	Contrôle directement Dynamique rapide
Complexité d'implémentation	Complexité élevée	Complexité moyenne
Référence	d-q Tournant	d-q Stationnaire

IV.5.Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des avantages et des inconvénients :

IV. 5.1 Les avantages :

Tab : IV.2 Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des avantages.

	CV	**DTC**
Avantages	- Assez bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent - basse fréquence d'échantillonnage - moins d'ondulations de couple et de courant	- Commande issue directement des comparateurs, pas de transformation entre repères - Pas de boucles de régulations de courants, et pas de circuits de découplages - Suppression de l'étage MLI - Une dynamique excellente du couple et de la vitesse - pas de capteur de vitesse - très simple à mettre en œuvre

IV.5.2 Les inconvénients :

Tab : IV.3 Comparaison entre CV et DTC aux niveaux des Inconvénients.

	CV	**DTC**
Inconvénients	-plus de temps de calcul,(transformations de repères et découplage) - Sensible aux variations paramétriques du rotor - modulateur - plusieurs boucles de Régulations - nécessite un capteur de vitesse et bonne estimation de ω sI	- Fréquence de commutation grande et variable - Dépendance à la résistances statorique, et a la bande d'hystérésis des comparateurs - Ondulations dans le courant et le couple - Estimation du couple et du flux peut robuste - bruis acoustique

IV.6.Conclusion :

La commande vectorielle à flux oriente et la commande directe du couple sont les deux commandes les plus connues dans les commandes des machines alternatives et la comparaison est un peu délicate.

D'après la comparaison faite, on peut bien remarquer que chaque commande à ces propres performances que ce soit acceptables ou non, puisque chaque commande est différente de l'autre que ce soit au niveau de comparaison, ou d'application.

On peut conclure que les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, et vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi-conducteurs il est difficile de les départager, la meilleure méthode sera donc celle qui sera améliorée par les techniques modernes afin d'en garder les avantages et supprimer les inconvénients.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude comparative entre deux méthodes de commande appliquée à la machine asynchrone (la commande vectorielle(CV) et la commande directe de couple(DTC)).

Dans la première technique (CV) qui est basée sur le principe de découplage équivalent au découplage naturel de la machine à courant continu à l'aide de variables de commande similaires.

Dans la deuxième technique(DTC) qui est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix généralement basé sur l'utilisation de régulateur à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici, l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique.

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé un système machine asynchrone, plus onduleur de tension. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine asynchrone triphasée à la fin de ce chapitre on a testé le modèle machine asynchrone alimentée directement par un réseau triphasé.

Dans le deuxième chapitre, on a présenté la commande vectorielle. La commande vectorielle par orientation du flux (FOC), qui est actuellement la technique la plus utilisée pour contrôler la vitesse. Grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple de la machine, par conséquent le contrôle de la vitesse sera plus simple.

Dans le troisième chapitre, on a présenté la commande directe du couple (DTC), pour mettre en œuvre cette commande (DTC) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple. La DTC, est aussi simple, son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique.

Afin d'avoir une meilleur appréciation des résultats obtenus, par les deux techniques de commande, on a développé une étude comparative des performances statiques et dynamiques pour pouvoir, par la suite, faire un choix du type de commande suivant les spécifications de l'application envisagée. Ou on à donner une contribution pour une comparaison détaillée entre ces deux techniques de contrôle, en insistant sur leurs avantages et leurs inconvénients.

En conclusion, en tenant compte des composants utilisés dans les deux arrangements analysés de commande, nous pouvons conclure que les temps d'établissement de la stratégie du contrôle directe du couple sont inférieurs par rapport à ceux de la commande vectorielle indirecte. Pour une conception spécifique d'application, la stratégie appropriée peut être employée en tenant compte du résultat des comparaisons faites en ce mémoire.

Les résultats obtenus montrant le bon choix des modèles.

Références bibliographiques

Référence Bibliographiques

[1] : Rezgui Salah Eddine," Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS", Mémoire Magister,Université Mentouri De Constantine 2009.

[2] : M. Kadjoudj, " Contribution A La Commande D'une Machine Synchrone A Aimant Permanent", Thèse De Doctorat, Université De Batna, Année 2003.

[3] : M.S. Merzoug," Étude Comparative Des Performances D'un Dtc Et D'un Foc D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (Msap)" , Thèse De Magistère, Université De Batna, 2008.

[4] : F. Benchabane," Commande En Position Et En Vitesse Par Mode De Glissement D'un Moteur Synchrone Triphasé A Aimants Permanents Avec Minimisation Du Chattring", Thèse De Magistère, Université De Biskra, 2005.

[5] : L.Fadila Et G. Hakim " Etude Comparative De La Commande Par Mode Glissant Et La Commande Vectorielle D'un Machine Asynchrone "
Mémoire D'ingénieur, Université De Mohamed Boudiaf M'sila 2004.

[6] : R.Abdessemed Et M.Kadjoudj " Modélisation Des Machines Electriques" Presse De L'université De Batna .

[7] : Laieb Fadila Et Guerrouche Hakima, " Etude Comparative De La Commande Par Mode Glissant Et La Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone ",Mémoire D'ingénieur, Universite Mohamed Boudiaf De M'sila

[8] : Abed Khoudir, "Techniques De Commande Avancees
Appliquees Aux Machines De Type Asynchrone", Mémoire D'ingénieur, Université Mentouri De Constantine.

[9] : F. Bouchafaa," Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.

[10] : R. Azaizia," Etude et commande d'une machine asynchrone a double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux", Thèse de magistère, Université de Boumerdes, 2008.

[11] : A. Nait Seghir," Contribution a la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.

[12] : Mme.Akkari Nadia,"Commande Adaptative De La Machine Asynchrone A Double Alimentation Par Des Sources De Tension",Thèse De Magistère,Université De Batna.

[13] : Nadji fouad et Yousfi yacine,"Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux",Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2005.

[14] : Souad Chaouch, " Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse" , These de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.

[15] : Chelihi Abdelghani, "Commande Adaptative par le Critère D'hyperstabilité" Mémoire de Magistère Institut Nationale des Hydrocarbures Université Boumerdes 2004.

[16] : Toufouti riad . contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone mimoire doctorat Université Mentouri de Constantine

[17] : Belkacem, S," Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et d'u DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique",Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[18] : Nacereddine Ghedbane Et Amar Medjadi, "Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation à base d'un régulateur RST",Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf De M'sila.

[19] : Y. A Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique ", Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.

[20] : Kerrache Abdelaziz et Korichi Ahmed, " Commande DTC-SVM Prédictive d'un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique", mémoire master 2014.

[21] : Biou Abdelkrim, "Etude comparative de la commande vectorielle et la commande directe du couple de la machine asynchrone", Mémoire Master Université Ferhat Abbas — Sétif Ufas (Algérie).

Symboles

Liste des Symboles

MAS : machine asynchrone

FOC :(Field Oriented Control). ou commande vectorielle par flux orienté.

DFOC :(Direct Field Oriented Control).

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

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.

Vbs,Vcs : Tensions d'alimentation du statoriques.

Var,Vbr,Vcr : Tensions d'alimentation du rotoriques.

Ias ,Ibs ,Ics : Courants statoriques.

IIbr ,Icr : Courants rotoriques.

Rr ,lr : Resistance et inductance propre d'une phase rotorique.

Msr : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

θ : Angle électrique.

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

θ , θ : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

Ω : Vitesse de rotation mécanique [rad/s].

*ωr : Vitesse de rotation électrique (**ω**r = pΩ) [rad/s] .*

p : Nombre de paires de pôles.

Cr : Couple résistant.

F : Coefficient de frottement.

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

Ce : Couple électromagnétique.

σ: Coefficient de dispersion.

[A] : Matrice de transition.

[B] : Matrice de commande.

[P] : Matrice de transformation de PARK.

Vs : Valeur efficace de la tension.

ωs : Pulsation d'alimentation.

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

Avec :

$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T$ *Vecteur tension statorique.*

$[I_s] = [i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T$ *Vecteur courant statorique.*

$[V_r] = [V_{ra} V_{rb} V_{rc}]^T$ *Vecteur tension rotorique.*

$[I_r] = [i_{ra} i_{rb} i_{rc}]^T$ *Vecteur courant rotorique.*

$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}]^T$ *Vecteur flux statorique.*

$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}]^T$ *Vecteur flux rotorique.*

«A» et «a» pris comme axes de référence.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

ANNEXES

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée:

Pn	*Puissance nominale*	*4 K.w*
Vn	*Tension nominale*	*220/380 V*
Fs	*Frequence d'alimentation*	*50 Hz*
P	*Nombre de paires de pôles*	*2 poles*
Ω	*Vitesse nominale*	*1500 tr/min*
Cr	*Couple résistant*	*25 N.m*
Rs	*Résistance statorique*	*1.2 Ω*
Rr	*Résistance rotorique*	*1.8 Ω*
Ls	*Inductance statorique*	*0.1554 H*
Lr	*Inductance rotorique*	*1.1568 H*
J	*Inertie du moteur*	*0.070 Kg.m^2*
M	*Inductance mutuelle*	*0.150 H*
F	*Coefficient de frottement*	*0 SI*