

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique

Département d'Electrotechnique

Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du Diplôme de master

en Electrotechnique

Option : Machines électriques

Thème

**CONTROLE DIRECT DU COUPLE D'UNE MACHINE
ASYNCHRONE**

Proposé et dirigé par :

M^{elle}: S. BELBAZ

Etudié par : M^r: BELKACEMI Hamza

M^r: HAMDOUS Mohammed Said

Promotion : 2009/2010



Remerciements

Nous remercions avant tout le Bon Dieu de nous avoir permis de voir cet instant tant attendu.

Au terme de ce modeste travail, nous adressons nos vifs remerciements à Mademoiselle Samia BELBAZ d'avoir proposé et dirigé ce mémoire. Nous lui sommes très reconnaissants pour sa gentillesse, sa disponibilité et ses précieux conseils et surtout pour la confiance qu'elle nous a témoignée.

Nos remerciements vont également au président ainsi qu'aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font de juger notre travail.

Sans oublier de remercier tous les enseignants ayant contribué à notre formation de près ou de loin.

Et tous les amis et camarades, qui ont de près ou de loin contribué à l'aboutissement de ce travail, ne serait ce par un modeste sourire d'encouragement à notre égard.



Dédicaces

À mon père

À ma mère

À mes grands parents

À mes sœurs Loundja, Tinhinane

À mon petit frère Lounes

À mon ami d'enfance Said

À toute ma famille

Vous avez de près ou de loin contribué à ma formation.

À mes Amis Lounès, Mohand, Madjid, Tarik, Amar

À mes amies Zina, Chafea, Cherifa, Assia, Noura,

À mes camarades de la section, Master Electrotechnique.

Je dédie ce travail à mon très cher collègue Hamza et sa famille.

Mohammed Said



Dédicaces

À mon père

À ma mère

À mes grands parents

À mes sœurs et leurs maris et leurs enfants

À mes frères et leurs femmes

À toute ma famille

À mes amis Mohammed, Moh-said, Lounès, Madjid, Mustapha, Mahmoud, Loutfi, Samir, Djamel.

À mes amies Zina, Chafea, Noura, Safia.

Vous avez de près ou de loin contribué à ma formation.

À mes camarades de la section, Master Electrotechnique.

Je dédie ce travail à mon très cher collègue Mohammed Said et sa famille.

Hamza

<i>Introduction générale</i>	1
CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE DE PARK	
<i>I.1 Introduction</i>	4
I.2 GENERALITES	5
<i>I.2.1 présentation de la machine asynchrone</i>	5
<i>I.2.2 Description de la machine asynchrone</i>	5
<i>I.2.2.1 Construction</i>	5
<i>I.2.2.2 Fonctionnement</i>	6
<i>I.2.2.3 Glissement</i>	7
<i>I.2.3 Hypothèse de travail</i>	7
I.3 MODELISATION TRIPHASEE	8
<i>I.3.1 Equations électriques</i>	9
<i>I.3.2 Equations magnétiques</i>	10
I.4 MODELISATION DANS LE REPERE DE PARK	11
I.5 EQUATION DE LA MACHINE SELON LES AXES (U, V)	13
I.6 CHOIX DU REFERENTIEL	16
<i>I.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator (repère α, β)</i>	16
<i>I.6.1.1 Equations électriques</i>	16
<i>I.6.1.2 Equations magnétiques</i>	17
<i>I.6.2 Référentiel lié au rotor (repère X, Y)</i>	17
<i>I.6.3 Référentiel lié au champ tournant (repère d, q)</i>	17
<i>I.6.3.1 Equations électriques</i>	17
<i>I.6.3.2 Equations magnétiques</i>	18

I.7 EQUATION ELECTROMAGNETIQUE	18
I.8 EQUATION MECANIQUE	20
I.9 MISE EN EQUATION D'ETAT DE MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	20
I.9.1 Mise en équation d'état de modèle de la machine asynchrone	21
I.10 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	22
I.10.1 Onduleur de tension	22
I.10.2 Commande de l'onduleur par MLI	25
I.10.3 Types de commande en MLI	25
I.10.3.1 MLI sinus-triangle	26
I.10.3.2 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle	26
I.11 ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE ET ONDULEUR DE TENSION	27
I.12 RESULTATS DE SIMULATION	28
I.13 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION	30
I.13.1 Comparaison entre les résultats de simulation (Sans et avec onduleur)	32
I.14 CONCLUSION	32
CHAPITRE II : PRINCIPE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE	
II.1 Introduction	34
II.2 HISTORIQUE DES COMMANDES DE LA MACHINE ASYNCHRONE	35
II.3 PRINCIPE GENERAUX DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE	36
II.4 ELABORATION DES VECTEUR A PARTIR DE L'ONDULEUR DE TENSION	37
II.4.1 Règles de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)	40
II.4.1.1 Règle de comportement du flux statorique	40

II.4.1.2 Règles de comportement du couple électromagnétique.....	44
II.5 CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	45
II.5.1 Limite de contrôle du couple électromagnétique.....	48
II.6 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE LA DTC.....	49
II.6.1 Sélection du vecteur tension.....	49
II.6.2 Estimation du flux statorique.....	51
II.6.3 Estimation du couple électromagnétique.....	52
II.7 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE.....	52
II.7.1 Elaboration du contrôleur de flux.....	52
II.7.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique.....	54
II.7.2.1 Correcteur à deux niveaux.....	54
II.7.2.2 Correcteur à trois niveaux.....	54
II.8 EFFET DE LA BANDE D'HYSTERESIS DU CORRECTEUR DE FLUX.....	56
II.9 ELABORATION DE LA TABLE COMMUTATION.....	56
II.9.1 Table de commutation pour les correcteurs à hystérésis à deux niveaux.....	56
II.9.2 Table de commutation pour les correcteurs à hystérésis à trois niveaux.....	57
II.10 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE.....	58
II.11 AVANTAGES ET INCONVENIENTS	58
II.11.1 Avantages.....	58
II.11.2 Inconvénients.....	59
II.12 SIMULATION DE LA COMMANDE DTC DE LA MACHINE ASYNCHRONE....	60
II.12.1 Résultats et Interprétation de la simulation	61
II.13 CONCLUSION.....	62

CHAPITRE III : SYSTEME DE REGULATION DE VITESSE DE LA MAS

III.1 Introduction	63
III.2 Rappel sur le principe de la régulation	64
III.2.1 Système de commande en boucle ouverte	64
III.2.2 Système de commande en boucle fermée	64
III.3 DIFFERENTS TYPES DE CORRECTEURS	65
III.3.1 Correcteur proportionnel-intégral (PI)	65
III.3.2 Correcteur proportionnel-dérivée (PD)	65
III.3.3 Correcteur proportionnel intégral et dérivée (PID)	66
III.4 CARACTERISTIQUES DES CONTROLEURS	66
III.4.1 Stabilité	67
III.4.2 Précision	67
III.4.3 Rapidité	67
III.5 REGLAGE DE VITESSE PAR UN REGULATEUR (PI)	67
III.5.1 Imposition des pôles	68
III.6 REGLAGE DE VITESSE PAR LE REGULATEUR (PI)	69
III.6.1 Interprétation des résultats de simulation	70
III.7 TEST DE ROBUSTESSE DU REGULATEUR POUR LA DTC	71
III.7.1 Test de robustesse de régulation par application et suppression de la charge	71
III.7.2 Test de robustesse de régulation de faible vitesse	73
III.7.3 Test de robustesse de régulation par variation de vitesse	75
III.8 CONCLUSION	77
CONCLUSION GENERALE	79

INTRODUCTION GENERALE

En matière d'entraînement électrique à vitesse variable, les entraînements utilisant le moteur à courant continu ont été pendant longtemps les seuls capables d'offrir de bonnes performances dynamiques dans des domaines tels que la machine-outil, la métallurgie, la traction ferroviaire... etc. Dans ces conditions les méthodes de commande des machines à courant continu ont évolué au point de devenir des standards tant en ce qui concerne les performances que les types de réalisation.

Il en est autrement pour les machines à courant alternatif et plus particulièrement pour le moteur asynchrone à cage d'écureuil. Certes les caractéristiques propres à ce type de machine ont dès l'origine excité l'intérêt des ingénieurs. Mais pendant très longtemps ceux-ci se sont heurtés à la difficulté de réaliser des convertisseurs de fréquence performants. Si les premières études de convertisseurs statiques à fréquence de sortie variable remontent aux années 1920, il faudra attendre les années 1960 pour que les premiers entraînements électriques industriels utilisant des moteurs asynchrones à cage sortent des laboratoires de recherche et de développement.

Depuis lors, les progrès en matière de semi-conducteurs de puissance (thyristor, transistor bipolaire, GTO, IGBT...), de circuits électroniques de commande (circuit intégré, microprocesseur, ASIC...) et de connaissances en automatique des systèmes complexes ont été considérables. Ces progrès rendent maintenant possible la réalisation d'entraînements

équipés de moteurs à courant alternatif dont les performances sont aussi bonnes sinon meilleures que celles obtenues avec des moteurs à courant continu.

Dans un entraînement à vitesse variable le moteur constitue un élément de la boucle de régulation. Il est donc nécessaire de prendre en compte son comportement dynamique. Suivant le niveau des performances demandées par l'utilisation, on sera ramené à considérer un modèle de la machine plus ou moins complexe adapté au type de commande choisi.

Lorsque les performances dynamiques demandées ne sont pas trop contraignantes (dérivée du couple électromagnétique assez faible), ce qui est le cas des entraînements de pompes, ventilateurs, compresseurs,.... on peut utiliser des commandes relativement simples que l'on qualifie souvent de « commandes de type scalaire ».

Lorsqu'on est plus exigeant sur les performances dynamiques, ce qui est le cas des machines-outils, des appareils de levage, des entraînements de laminoirs etc., il est nécessaire de connaître le courant rotorique pour maîtriser le couple à faible vitesse pendant les régimes transitoires. On utilise alors des commandes dites « vectorielles » ou « à flux orienté » qui permettent de contrôler les courants statoriques et rotoriques et donc le couple.

Ces commandes, qui utilisent des algorithmes mis en œuvre par des microprocesseurs, exigent que l'on connaisse la vitesse du moteur. L'utilisation d'un capteur de vitesse permet d'optimiser les performances sur toute la plage de vitesse, y compris à l'arrêt où il faut pouvoir imposer la position du rotor.

Lorsqu'il n'est pas nécessaire de réaliser un couple important à vitesse nulle et qu'il n'y a pas de contrainte de positionnement à l'arrêt, les technologies récentes de l'électronique de commande permettent de s'affranchir de la présence d'un capteur de vitesse pour réaliser une « commande directe du couple » (en anglais DTC, Direct Torque Control), La commande des semi-conducteurs de l'onduleur est directement déterminée par calcul à partir d'un modèle approprié du moteur et de la mesure des tensions et courants statoriques. [1]

Le contrôle direct du couple (DTC) est une structure de commande dans laquelle les grandeurs de contrôle, qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique, sont calculées à partir des seules grandeurs liées au stator et ceci sans l'intervention des capteurs mécaniques au niveau de l'arbre de la machine, ce qui augmente la fiabilité et diminue le coût du système d'entraînement. La résistance statorique est le paramètre qui intervient dans l'estimation des grandeurs de contrôle.

Dans des conditions de fonctionnement idéales, où l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger l'influence de la résistance statorique, la structure de contrôle DTC présente d'excellentes performances dynamiques des grandeurs électromagnétiques.

En revanche, dans des conditions de fonctionnement réelles ; notamment en basse et moyenne vitesse où l'influence du terme résistif devient critique, cette structure de contrôle présente des limitations. On relève, en effet, des défauts de progression du flux statorique dans sa phase transitoire, ce qui retarde son établissement, et induit des ondulations du flux en régime permanent. [2]

L'objectif général de ce travail est d'essayer d'introduire la commande directe du couple classique appliquée à la machine asynchrone faisant appel au réglage de sa vitesse de rotation. Dans ce contexte le mémoire comportera trois chapitres.

Dans *le premier chapitre*, nous avons élaboré la modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park lié au stator ; dans un deuxième temps, nous allons présenter un modèle d'onduleur de tension à deux niveaux commandé par MLI. Par la suite nous exposerons les résultats comparatifs de la machine alimentée directement d'une source de tension triphasée puis par un onduleur de tension.

Dans *le deuxième chapitre*, on décrira en détail la mise en œuvre de la partie théorique du contrôle direct du couple classique appliqué à la machine asynchrone avec une validation de sa structure par une simulation à l'aide du Simulink sous l'environnement MATLAB.

Dans *le troisième chapitre* on passera à l'étape de régulation de la boucle de vitesse en introduisant un correcteur à action proportionnelle-intégrale (PI) pour une amélioration des réponses du système.

Enfin on conclura en établissant une synthèse du travail réalisé, en indiquant les éléments à approfondir ainsi que les perspectives et les améliorations qui peuvent être envisagées.

CHAPITRE I

MODELISATION DE L'ASSOCIATION MACHINE ONDULEUR DANS LE REPERE DE PARK

I.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone et à son association avec un onduleur de tension commandé par une (MLI), étape préliminaire essentielle à tout contrôle. Après la précision des hypothèses de travail et des différents repères utilisables, nous rappellerons la modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé, ensuite nous expliciterons via la transformation de PARK, les équations d'état dans un repère diphasé lié au stator (α, β) où les deux modes électrique et mécanique sont mis en équation. Comme on procèdera à la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux pour établir l'association machine-onduleur. On présentera par la suite les résultats de simulation obtenus par le logiciel MATLAB sous SIMULINK des essais en charge nominale de la machine asynchrone alimentée directement du réseau de tensions triphasées, puis à l'aide d'un onduleur commandé par une (MLI).

1.2 GENERALITES

1.2.1 Présentation de la machine asynchrone

Comme il est indiqué sur la Figure (I.1), une machine asynchrone est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Les trois champs alternatifs produits par les bobines statoriques, sont alimentés par un réseau triphasé de tension sinusoïdale, à amplitude et fréquence constantes. [3]

1.2.2 Description de la machine asynchrone

1.2.2.1 Construction

Le stator :

Le stator d'un moteur triphasé, comme son nom l'indique, est la partie statique de la machine asynchrone. Il se compose principalement :

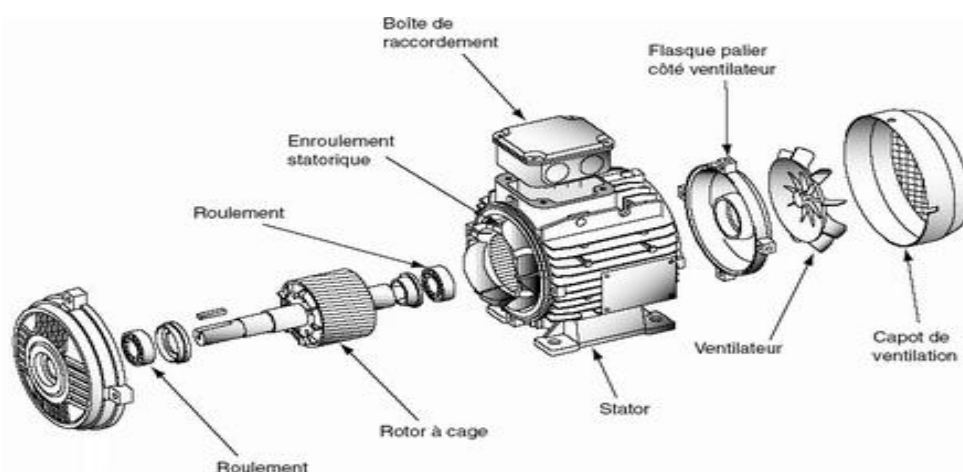
- D'un noyau magnétique
- Des paliers
- Enroulements statoriques
- Du ventilateur refroidissant le moteur
- Le capot protégeant le ventilateur.

Le noyau magnétique est réalisé par un empilement de tôles magnétiques de faible épaisseur, et l'ensemble forme un cylindre creux, sur sa face interne le stator comporte une répartition régulière d'encoches, où sont logés trois enroulements distribués, généralement couplés en triangle ou étoile et alimentés par une source triphasée.

Le rotor :

C'est la partie mobile de la machine, comme le stator, il est fait d'un empilement de tôles magnétiques empilées de manière à former un cylindre, monté sur un arbre en acier, capable de tourner. Pour les rotors bobinés, les enroulements et leurs différents aspects sont

semblables à ceux du stator. Ils présentent la particularité d'être connectés à des bagues sur lesquelles frottent des balais qui rendent le circuit accessible de l'extérieur. Dans le cas du rotor à cage d'écureuil, qui présente la machine à étudier dans ce travail, les enroulements sont constitués de barres conductrices en cuivre généralement court-circuitées par un anneau terminal placé à chaque extrémité. Pour former le rotor, on empile les lames de façon que les conducteurs soient obliques par rapport à l'axe du moteur. Cette disposition a, pour effet, de réduire considérablement le bruit et les sous harmoniques durant l'accélération, et donner un démarrage et une accélération plus uniforme. [4]



Figure(I.1) : Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage

1.2.2.2 Fonctionnement

Comme les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tensions triphasées équilibrées de pulsation électrique $\omega_s = 2\pi f_s$, ils se trouvent parcourus par un système de courants triphasés équilibrés et de même pulsation ω_s . Chaque courant crée une f.m.m pulsante et l'ensemble des trois courants créent une f.m.m statorique tournante \vec{E}_s donc un champ tournant statorique à p paires de pôles à la pulsation mécanique $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$ appelée pulsation de synchronisme.

Le rotor de la machine qui est en court-circuit sera le siège d'un système de courants induits, triphasés équilibrés de pulsation électrique $\omega_r = 2\pi f_r$. Ces courants vont créer à leurs tours une f.m.m rotorique tournante \vec{E}_r donc un champ et un flux rotorique tournant à la pulsation mécanique $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$.

Donc on peut définir :

Ω_s : Pulsation mécanique de la f.m.m \vec{E}_s par rapport au stator.

Ω_r : Pulsation mécanique de la f.m.m \vec{E}_r par rapport au rotor.

Ω : Pulsation mécanique de rotation de rotor par rapport au stator.

Avec :

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega \quad (\text{I.1})$$

Ainsi ; les f.m.m statoriques et rotoriques tournent à la même pulsation Ω_s , et l'interaction entre les deux champs donne naissance au couple électromagnétique de la machine. [5]

1.2.2.3 Glissement

Du fait que la machine asynchrone ne tourne jamais à la vitesse de synchronisme. La notion de glissement g est introduite comme étant l'écart relatif de vitesse. [5]

Le glissement est donné par :

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

Donc on écrit :

$$\begin{cases} \omega_r = \omega_s - \omega \\ g\omega_s = \omega_s - \omega \end{cases} \Rightarrow \omega_r = g\omega_s \Rightarrow 2\pi f_r = g2\pi f_s \quad (\text{I.3})$$

$$\Rightarrow f_r = gf_s \quad (\text{I.4})$$

f_s : Fréquence des courants statoriques.

f_r : Fréquence des courants rotoriques.

1.2.3 Hypothèse de travail

On utilise en général des hypothèses simplificatrices pour modéliser la machine asynchrone sans un excès de complexité. [6]

- Entrefer constant,
- Effet des encoches et les pertes ferromagnétiques négligeables,
- Influence de l'effet de peau et de l'échauffement ne sont pas pris en compte,
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,

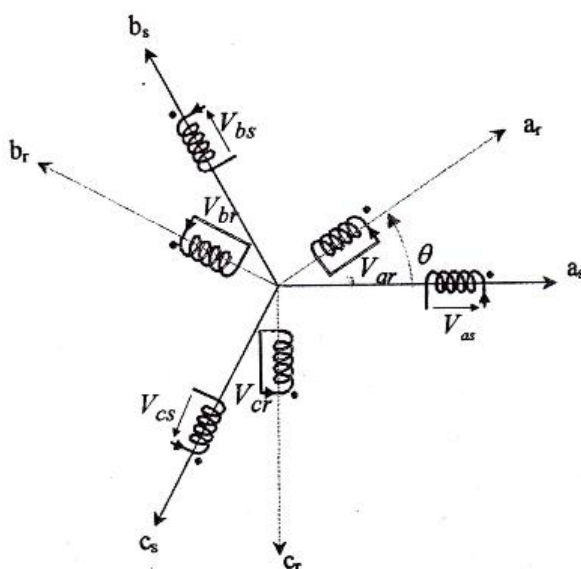
- Le circuit magnétique est linéaire, non saturé, ce qui signifie que les flux sont des fonctions linéaires des courants.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- Additivité des flux,
- Constance des inductances propres,
- Variation sinusoïdale (en position) des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

1.3 MODELISATION TRIPHASEE

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectue de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paire de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (a_s, b_s, c_s) régulièrement déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ radians électriques, comme il est présenté par la Figure (I.2), la phase « a » sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a_r, b_r, c_r) court-circuitées sur elles mêmes également régulièrement déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ radians électriques.



Figure(I.2) : Représentation de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique

Où :

θ : représente l'angle entre une phase statorique et celle rotorique.

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

- Les équations électriques
- Les équations magnétiques
- L'équation mécanique

1.3.1 Equations électriques

Les enroulements du stator sont décrits par les équations suivantes :

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

Et ceux du rotor sont décrits par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ar} = 0 = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \\ V_{br} = 0 = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \\ V_{cr} = 0 = R_r i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (I.6)$$

Les équations (I.5) et (I.6) se présentent sous formes matricielles et condensées par :

- **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \quad (I.8)$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] \quad (\text{I.10})$$

En désignant par :

$[V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T / [V_{ar} V_{br} V_{cr}]^T$: Vecteur des tensions statoriques / rotoriques.

$[i_{as} i_{bs} i_{cs}]^T / [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T$: Vecteur des courants qui traversent les enroulements statoriques / rotoriques.

$[\varphi_{as} \varphi_{bs} \varphi_{cs}]^T / [\varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^T$: vecteur des flux statoriques / rotoriques.

R_s/R_r : Résistance d'une phase statorique / rotorique.

1.3.2 Equations magnétiques

Dans la Figure (I.2), les inductances mutuelles entre phase du stator et du rotor sont fonctions de l'angle θ et s'expriment de manière générale comme suit :

$$M_{si-rj} = M_{sr} \left[\cos \left(\theta + (j - i) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (\text{I.11})$$

Où « i » est l'indice des phases du stator et « j » l'indice des phases du rotor, d'où les expressions des flux sous forme d'équations condensées :

$$[\varphi_{abcs}] = [L_{ss}][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \quad (\text{I.12})$$

$$[\varphi_{abcr}] = [L_{rr}][i_{abcr}] + [M_{rs}][i_{abcs}] \quad (\text{I.13})$$

- $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ représentent respectivement les matrices des inductances statoriques et rotoriques.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

- $[M_{sr}]$ représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, elle est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

- $[M_{rs}]$ représente la matrice des inductances mutuelles rotoriques statoriques, telle que :

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

Où :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

M_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et celle du rotor.

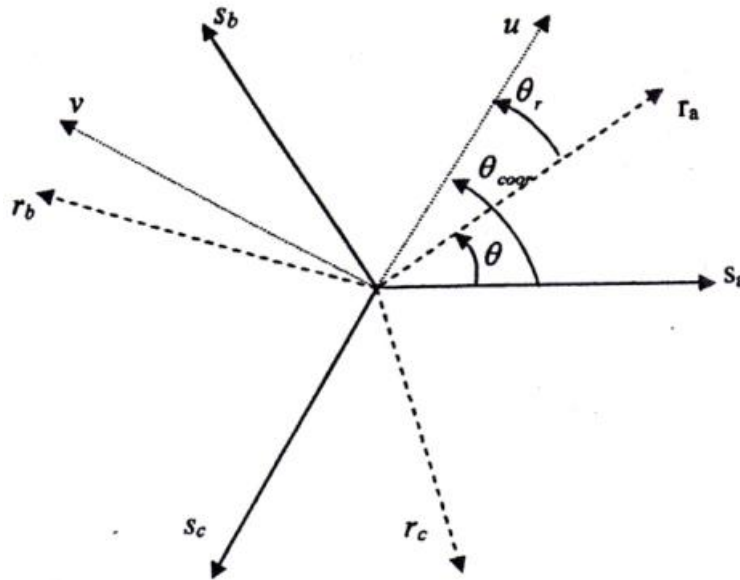
Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas.

1.4 MODELISATION DANS LE REPERE DE PARK

A présent nous devons effectuer la transformation des enroulements de phase ***a***, ***b***, et ***c*** de la machine originelle en des enroulements disposés selon deux axes perpendiculaires appelés ***u*** et ***v*** comme il est présenté par la Figure (1.3). Ces enroulements sont équivalents du point de vue électrique et magnétique.

Pour transformer un système triphasé $[a, b, c]$ à un système diphasé $[u, v]$ avec une composante homopolaire comme indiqué dans l'équation suivante, une matrice unique de transformation est définie pour les courants, les tensions et les flux.

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_{coord})] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$



Figure(I.3) : Transformation des enroulements réels (a, b, c) en enroulement fictif (u, v)

La transformation diphasée-triphasée est donnée par :

$$[X_a \ X_b \ X_c]^T = [P(\theta_{coord})]^{-1} [X_u \ X_v \ X_0]^T \quad (\text{I.17})$$

Telle que :

X : Grandeur physique qui peut être (tension, courant ou flux).

X₀ : Composante homopolaire (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

[P(θ_{coord})] : est la matrice de PARK définie par :

$$[P(\theta_{coord})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_{coord} & \cos(\theta_{coord} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{coord} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_{coord} & -\sin(\theta_{coord} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{coord} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

La transformation inverse s'exprime en évaluant l'inverse de [P(θ_{coord})]⁻¹ donné par :

$$[P(\theta_{coor})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_{coor} & -\sin\theta_{coor} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{coor} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{coor} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Avec :

L'angle θ_{coor} correspond à la position du repère choisi pour la transformation,

- $\theta_{coor} = 0$ Repère lié au stator (angle entre s_a et u),
- $\theta_{coor} = \theta$ Repère lié au rotor (angle entre r_a et u),

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est lié au changement de base avec la conservation de puissance lors de cette transformation.

1.5 EQUATION DE LA MACHINE SELON LES AXES (U, V)

En admettant que le rotor est en court-circuit. La transformation qui permet le passage de système triphasé au système diphasé c'est bien la transformation de PARK. Elle consiste à exprimer (U, V) en fonction de (X_a, X_b, X_c) . D'après la Figure (I.3) on obtient :

$$\begin{cases} U = \cos(\theta_{coor}) X_a + \cos(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}) X_b + \cos(\theta_{coor} + \frac{2\pi}{3}) X_c \\ V = -\sin(\theta_{coor}) X_a - \sin(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}) X_b - \sin(\theta_{coor} + \frac{2\pi}{3}) X_c \end{cases} \quad (I.20)$$

Donc :

$$[P(\theta_{coor})] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{coor}) & \cos(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{coor} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{coor}) & -\sin(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{coor} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

La matrice de passage inverse est décrite par :

$$[P(\theta_{coor})]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{coor}) & -\sin(\theta_{coor}) \\ \cos(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{coor} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{coor} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Pour un repère lié au stator ($\theta_{coor}=0$) avec la composante homopolaire nulle, on obtient la matrice :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

L'application de la transformation de PARK au système triphasé donne :

$$[V_{abc}]_s = R_s [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}]_s \quad (\text{I.24})$$

$$[P(\theta_{coor})][V_{uv}]_s = R_s [P(\theta_{coor})][i_{uv}]_s + \frac{d}{dt} ([P(\theta_{coor})][V_{uv}]_s) \quad (\text{I.25})$$

$$[V_{uv}]_s = R_s [i_{uv}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{uv}]_s + [P(\theta_{coor})]^{-1} \frac{d[P(\theta_{coor})]}{dt} [\varphi_{uv}]_s \quad (\text{I.26})$$

Après le remplacement dans l'équation (I.26) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{us} \\ \varphi_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{coor} \\ \omega_{coor} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{us} \\ \varphi_{vs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ur} \\ V_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ur} \\ i_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ur} \\ \varphi_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{coor} - \omega) \\ (\omega_{coor} - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ur} \\ \varphi_{vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Où :

$$\omega_{coor} = \frac{d}{dt} \theta_{coor} \quad (\text{I.29})$$

$$\omega = \frac{d}{dt} \theta \quad (\text{I.30})$$

ω_{coor} : Vitesse de déplacement de repère (u, v),

ω : Vitesse du rotor,

Les équations magnétiques s'obtiennent par l'application de la transformation de PARK sur les équations (I.12) et (I.13), ce qui donne:

Pour les **phases statoriques** :

$$\begin{cases} \varphi_{as} = l_s i_{as} + m_s (i_{bs} + i_{cs}) + M_{sr} i_{ar} \cos \theta + M_{sr} i_{br} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{sr} i_{cr} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \varphi_{bs} = l_s i_{bs} + m_s (i_{as} + i_{cs}) + M_{sr} i_{br} \cos \theta + M_{sr} i_{cr} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{sr} i_{ar} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \varphi_{cs} = l_s i_{cs} + m_s (i_{as} + i_{bs}) + M_{sr} i_{cr} \cos \theta + M_{sr} i_{ar} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{sr} i_{br} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Pour les **phases rotoriques** :

$$\begin{cases} \varphi_{ar} = l_r i_{ar} + m_r (i_{br} + i_{cr}) + M_{rs} i_{as} \cos \theta + M_{rs} i_{bs} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{rs} i_{cs} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \varphi_{br} = l_r i_{br} + m_r (i_{ar} + i_{cr}) + M_{rs} i_{bs} \cos \theta + M_{rs} i_{cs} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{rs} i_{as} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \varphi_{cr} = l_r i_{cr} + m_r (i_{ar} + i_{br}) + M_{rs} i_{cs} \cos \theta + M_{rs} i_{as} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + M_{rs} i_{bs} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

L'application de la transformation de PARK aux systèmes d'équation (I.31) et (I.32) donne :

$$[\varphi_{uv}]_{s/r} = [P][\varphi_{abc}]_{s/r} \quad (\text{I.33})$$

$$\begin{cases} \varphi_{us} = (l_s - m_s) i_{us} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ur} \\ \varphi_{vs} = (l_s - m_s) i_{vs} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{vr} \\ \varphi_{ur} = (l_r - m_r) i_{ur} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{us} \\ \varphi_{vr} = (l_r - m_r) i_{vr} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{vs} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

On pose :

$$L_s = l_s - m_s, \quad M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad \text{et} \quad L_r = l_r - m_r$$

On obtient donc :

$$\begin{cases} \varphi_{us} = L_s i_{us} + M i_{ur} \\ \varphi_{vs} = L_s i_{vs} + M i_{vr} \\ \varphi_{ur} = L_r i_{ur} + M i_{us} \\ \varphi_{vr} = L_r i_{vr} + M i_{vs} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique rotorique.

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

1.6 CHOIX DU REFERENTIEL

Trois référentiels sont possibles en vue de l'observation. Ils dépendent de l'orientation de l'axe (u) du repère de PARK. Cette représentation est présentée dans la Figure (I.4).

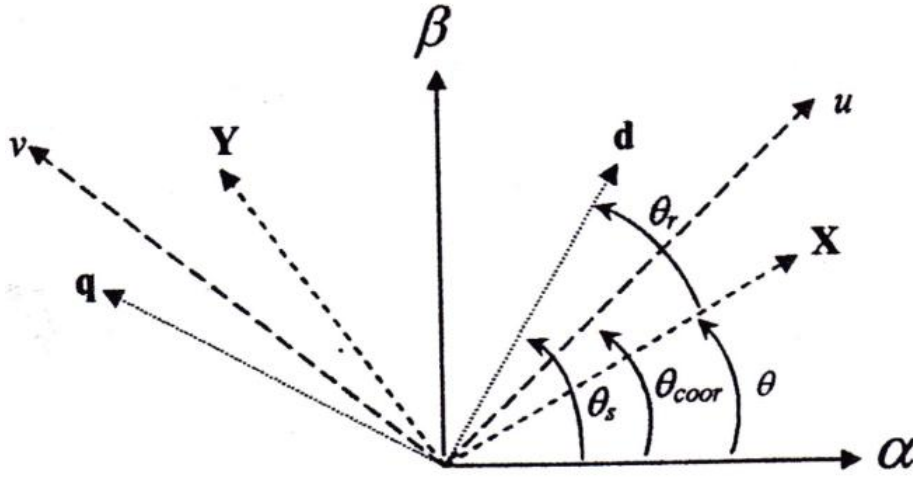


Figure (I.4) : Représentation des différents repères

1.6.1 Référentiel immobile par rapport au stator (repère α, β)

Les axes de référence (u, v) sont liés au stator on a :

$$\theta_{coor} = 0, \quad \theta_r = \theta_{coor} - \theta = -\theta, \quad \frac{d\theta_{coor}}{dt} = \omega_{coor} = 0$$

Et
$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r$$

Ce qui permet d'avoir :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

1.6.1.1 Equations électriques

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \frac{d\varphi_{\alpha s}}{dt} + R_s i_{\alpha s} \\ V_{\beta s} = \frac{d\varphi_{\beta s}}{dt} + R_s i_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

$$\begin{cases} V_{\alpha r} = \frac{d\varphi_{\alpha r}}{dt} + R_r i_{\alpha r} + \omega_r \varphi_{\beta r} = 0 \\ V_{\beta r} = \frac{d\varphi_{\beta r}}{dt} + R_r i_{\beta r} - \omega_r \varphi_{\alpha r} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

1.6.1.2 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

1.6.2 Référentiel lié au rotor (repère X, Y)

Ce système d'axes est fixé au rotor, il tourne à la vitesse ω ,

$$\theta_{\text{coor}} = \theta, \quad \omega_{\text{coor}} = \omega, \quad \theta_r = 0, \quad \omega_r = 0$$

Ce qui permet d'obtenir les équations dans le repère (X, Y) :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs} \\ i_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{xs} \\ \varphi_{ys} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{xs} \\ \varphi_{ys} \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xr} \\ i_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

1.6.3 Référentiel lié au champ tournant (repère d, q)

Les axes de ce référentiel sont liés au champ tournant :

$$\theta_{\text{coor}} = \theta_s, \quad \omega_{\text{coor}} = \omega_s, \quad \theta_r = \theta_s - \theta, \quad \omega_r = \omega_s - \omega$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

1.6.3.1 Equations électriques

$$\begin{cases} V_{ds} = \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} + R_s i_{ds} \\ V_{qs} = \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} + R_r i_{dr} \\ V_{qr} = \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} + R_r i_{qr} \end{cases} \quad (I.47)$$

I.6.3.2 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (I.48)$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.49)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$: inductance propre cyclique du rotor.

$M = 3/2 M_{sr}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Dans notre étude, nous avons opté pour le repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_{coord}}{dt} = \omega_{coord} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r = -\omega$$

Les axes (u, v) sont remplacés par les axes (α, β) . Les résultats obtenus sont présentés par les équations : (I.36), (I.37).

I.7 EQUATION ELECTROMAGNETIQUE

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique, pour ce dernier il en résulte plusieurs expressions toutes égales suivant ce qui suit.

Le couple électromagnétique est donné par la relation suivante :

$$C_{em} = P \frac{\partial W_e}{\partial \theta} \quad (I.50)$$

On désigne par :

W_e : L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ : L'écart angulaire de rotor par rapport au stator.

L'expression de la puissance électrique instantanée, absorbée par la machine est donnée par :

$$P(t) = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}] \cdot [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T \quad (\text{I.51})$$

En appliquant la transformation de PARK à l'équation (I.51), lorsque le système est équilibré (composantes homopolaires nulles), l'équation (I.48) devient :

$$P(t) = (V_{us}i_{us} + V_{vs}i_{vs}) \quad (\text{I.52})$$

En remplaçant les tensions V_{us} et V_{vs} par leurs expressions on obtient :

$$P(t) = R_s(i_{us}^2 + i_{vs}^2) + \left(\frac{d\varphi_{us}}{dt} i_{us} + \frac{d\varphi_{vs}}{dt} i_{vs} \right) + (\varphi_{us}i_{vs} - \varphi_{vs}i_{us})\omega \quad (\text{I.53})$$

Avec : $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

ω : représente la vitesse de déplacement du repère (U, V).

Cette expression est composée de trois parties qui sont :

- $R_s(i_{us}^2 + i_{vs}^2)$: La chute ohmique dans les enroulements statoriques.
- $\left(\frac{d\varphi_{us}}{dt} i_{us} + \frac{d\varphi_{vs}}{dt} i_{vs} \right)$: Représente la variation de l'énergie magnétique stockée dans les enroulements du stator.
- $(\varphi_{su}i_{sv} - \varphi_{sv}i_{su})\omega$: La puissance électromagnétique.

Telle que la puissance électromagnétique égale :

$$P_{em} = C_{em} \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.54})$$

Où :

P_{em} : La puissance électromagnétique

C_{em} : Le couple électromagnétique

P : Nombre de paire de pôle

Par analogie, l'expression du couple sera :

$$C_{em} = P(\varphi_{us}i_{vs} - \varphi_{vs}i_{us}) \quad (I.55)$$

Par remplacement des φ_{su} et φ_{sv} dans l'équation (I.55), on trouve :

$$C_{em} = PM(i_{vs}i_{ur} - i_{us}i_{vr}) \quad (I.56)$$

En remplaçant i_{ur} et i_{vr} (des équations (I.35)) dans l'équation (I.56) on trouve :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r}(\varphi_{ur}i_{vs} - \varphi_{vr}i_{us}) \quad (I.57)$$

En remplaçant i_{us} et i_{vs} dans l'équation (I.57) par leurs expressions, on obtient :

$$C_{em} = P[\varphi_{vr}i_{ur} - \varphi_{ur}i_{vr}] \quad (I.58)$$

I.8 EQUATION MECANIQUE

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I.59)$$

Où :

J : Moment d'inertie,

K_f : Coefficient de frottement,

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique,

C_{em} : Couple électromagnétique,

Ω : Vitesse mécanique de rotation,

I.9 MISE EN EQUATION D'ETAT DE MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

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

machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons les variables liées aux phases statoriques (φ_s, i_s).

1.9.1 Mise en équation d'état de modèle de la machine asynchrone

Le modèle est mis sous forme d'équation d'état $\frac{dx}{dt} = Ax + By$. Voir annexe [B]

$$\frac{d\varphi_{\alpha s}}{dt} = -R_s i_{\alpha s} + V_{\alpha s} \quad (\text{I.60})$$

$$\frac{d\varphi_{\beta s}}{dt} = -R_s i_{\beta s} + V_{\beta s} \quad (\text{I.61})$$

$$\frac{di_{\alpha s}}{dt} = \frac{1}{\sigma T_r L_s} \varphi_{\alpha s} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \varphi_{\beta s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) i_{\alpha s} - \omega_r i_{\beta s} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\alpha s} \quad (\text{I.62})$$

$$\frac{di_{\beta s}}{dt} = -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} \varphi_{\alpha s} + \frac{1}{\sigma T_r L_s} \varphi_{\beta s} + \omega_r i_{\alpha s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) i_{\beta s} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} \quad (\text{I.63})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = P(C_{em} - C_r) \frac{1}{J_s + K_f} \quad (\text{I.64})$$

Avec:

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \quad \text{La constante de temps statorique,}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \quad \text{La constante de temps rotorique,}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \quad \text{Coefficient de dispersion.}$$

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement sont données par les expressions suivantes :

$$C_{em} = P[\varphi_{\alpha s} i_{\beta s} - \varphi_{\beta s} i_{\alpha s}] \quad (\text{I.65})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I.66})$$

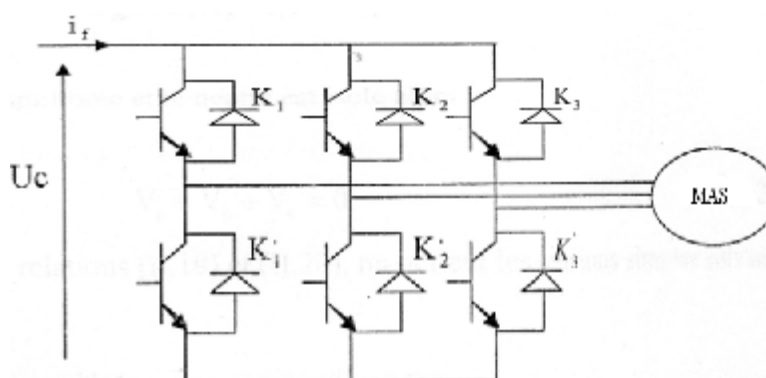
Avec :

$$\omega = P\Omega \quad (\text{I.67})$$

I.10 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Le contrôle direct du couple de la machine asynchrone se réalise par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation du stator. Par conséquence, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglables en valeurs instantanées.

L'onduleur de tension assure à la machine un système de tensions triphasées réglable en fréquence et en amplitude grâce à des lois de commande appropriées des semi-conducteurs. [2]



Figure(I.5) : Schéma d'un onduleur de tension à deux niveaux

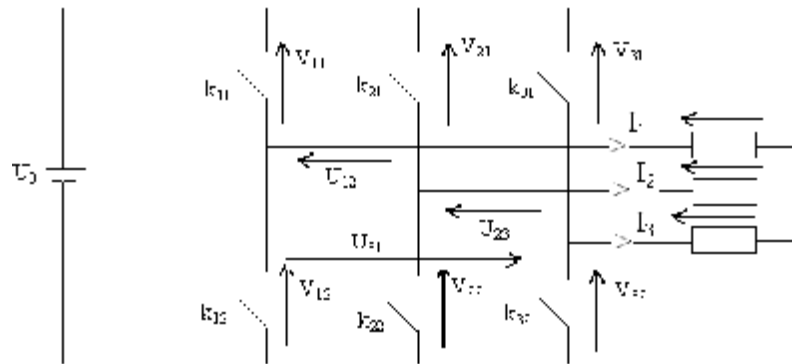
I.10.1 Onduleur de tension

Comme le montre la figure ci-dessus, l'onduleur utilisé dans ce système est un onduleur de tension triphasé à six interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture ; ce sont des transistors de type IGBT auxquels sont placés des diodes en antiparallèle appelées aussi diodes de récupération. L'onduleur est alors constitué de trois bras, dont les deux interrupteurs de chaque bras conduisent de manière complémentaire. Les séquences de commutation des interrupteurs sont fonction de la commande à utiliser (commande en pleine onde, commande en MLI « Modulation de Largeur d'Impulsion »).

Donc, on peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés, il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases.

La figure (I.6) représente un onduleur de tension triphasé à deux niveaux formés de trois demi ponts monophasés et pouvant utiliser un diviseur capacitif commun représenté dans la figure(I.7) par le point neutre fictif n_0 . Chacune des tensions de sortie est égale tantôt à $(+U_0/2)$ et tantôt à $(-U_0/2)$. [18]

Chaque bras de l'onduleur peut être représenté par un interrupteur à deux positions. [7]



Figure(I.6) : Schéma équivalent de l'onduleur

Chaque interrupteur k_{ci} ($c \in \{1,2,3\}$, $i \in \{1,2\}$) supposé idéalisé, introduit une fonction de connexion F_{ci} . le courant i_{ci} qui le traverse et la tension V_{ci} à ses bornes ont respectivement pour expressions :

$$\begin{cases} i_{ci} = F_{ci} \cdot i_c \\ V_{ci} = (1 - F_{ci}) \cdot V_c \end{cases} \quad (I.68)$$

$$F_{ci} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur est ouvert} \end{cases} \quad (I.69)$$

i_c : Courant commuté

V_c : Tension commutée

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue d'amplitude U_0 , à partir d'un pont redresseur associé à un filtre. On suppose que la commande de l'onduleur soit en pleine onde, c'est-à-dire que chacun des interrupteurs k_{ci} conduit pendant une demi-période de fonctionnement de l'onduleur. Les instants d'allumage des ces trois interrupteurs sont décalés d'un tiers de période.

Nous allons nous placer dans le cas d'une commande complémentaire de deux interrupteurs montés en série, et que les commutations sont instantanées. Dans ces conditions, à un instant donné, un seul des deux interrupteurs d'un bras est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre fonctions de connexions d'un bras : $F_{c1} + F_{c2} = 1$. [2]

A partir des notations de la Figure(I.6), donnant la tension aux bornes de chaque interrupteur, on déduit aisément les expressions des tensions composées :

$$\begin{cases} U_{12} = V_{as} - V_{bs} = V_{21} - V_{11} \\ U_{23} = V_{bs} - V_{cs} = V_{31} - V_{21} \\ U_{31} = V_{cs} - V_{as} = V_{11} - V_{31} \end{cases} \quad (\text{I.70})$$

En introduisant les fonctions de connexions les relations relatives à chacun d'entre eux :

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = U_0 \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I.71})$$

On admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{I.72})$$

Posons :

$$F_{11} = S_a$$

$$F_{21} = S_b$$

$$F_{31} = S_c$$

On obtient finalement :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.73})$$

Puisque $U_0 \cdot S_a, U_0 \cdot S_b$ et $U_0 \cdot S_c$ sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors V_{as}, V_{bs} et V_{cs} sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu - alternatif (DC-AC).

On aura alors :

$$[VAC] = [T][VDC] \quad (\text{I.74})$$

Avec :

$[V_{AC}] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T$: Tension alternative équilibrée.

$[V_{DC}] = U_0 \cdot [S_a \quad S_b \quad S_c]^T$: Tension continue.

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.75})$$

Ainsi, l'onduleur est modélisé par cette matrice de transfert [T].

1.10.2 Commande de l'onduleur par MLI

Il s'agit d'un mode de commande particulier des onduleurs. Son principe est basé sur le découpage d'une tension $v(t)$, par action sur les commutateurs de l'onduleur, en plusieurs créneaux de largeurs différentes (**Modulation de Largeur d'Impulsions**). L'opération a un double but :

- Modifier le contenu harmonique de la tension en conservant sa période, de façon à repousser ses harmoniques vers les rangs élevés, pour la facilité du filtrage de la tension;
- Permettre le réglage de la valeur efficace du fondamental de la tension $v(t)$, ce qui est indispensable dans le cas où l'on veut faire fonctionner à flux constant un moteur à vitesse variable. [8]

1.10.3 Types de commande en MLI

Un nombre important de stratégie de commande en MLI, suivant le choix des instants de commutations des interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, existe et repose sur un compromis entre : [8]

- Un spectre d'harmoniques minimal,
- Une plage de variation maximale de l'amplitude de la sortie,
- Une facilité d'implantation et de mise au point,
- Un coût abordable,
- Une facilité de réglage d'amplitude et de la fréquence des ondes de sortie.

Les principales catégories de MLI sont :

- Modulation en temps réel : les commutations de l'onduleur sont définies par les intersections, en temps réel, de deux ou trois signaux.
- Modélisation calculée : les instants de commutation sont préalablement calculés sur la base d'un critère d'optimisation puis mis en mémoire. La lecture de ces instants mémorisés à l'aide d'un microprocesseur assure la génération des signaux de commande des interrupteurs.
- Modulation par comparaison d'ondes de références et d'ondes de modulation : l'intersection entre le courant ou la tension désirée à la sortie de l'onduleur avec une consigne sinusoïdale dont la fréquence est le cycle de fermeture ou d'ouverture des interrupteurs détermine les commutations de l'onduleur.
- Modulation vectorielle : c'est une variante de la modulation calculée, particulière au triphasé. Elle est généralement engendrée de manière numérique à l'aide d'un système à microprocesseur et consiste à faire varier l'état des interrupteurs de manière à avoir un système de tension dont les composantes de Clarke se rapprochent au mieux de celles du système que l'on veut obtenir à la sortie.

Dans la suite de cette étude, nous nous intéresserons à la commande MLI sinus-triangle pour la simulation de l'onduleur. [8]

1.10.3.1 MLI sinus-triangle

La MLI sinus-triangle, illustrée par la Figure (I.7), se réalise par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence sinusoïdale) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. [8]

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la fréquence de la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées d'un angle égal à $\frac{2\pi}{3}$ rad.

1.10.3.2 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle [8]

Dans le cas d'une MLI à référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande.

- L'indice de modulation "m" : égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence de la modulante.

$$m = \frac{f_p}{f_o} \quad (\text{I.76})$$

- Le coefficient de réglage de tension "r" : égal au rapport d'amplitude de la tension de référence sur l'amplitude de la porteuse, la plage de variation de ce coefficient est [0, 1].

$$r = \frac{V_o}{V_p} \quad (\text{I.77})$$

- La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur est donnée par la relation suivante :

$$V_{max} = r \cdot \frac{U_f}{2} \quad (\text{I.78})$$

MLI sinus-triangle

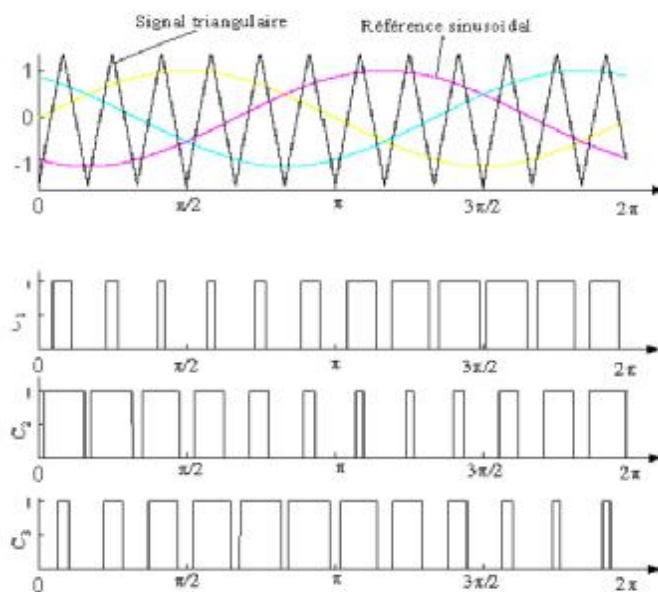


Figure (I.7) : Construction d'un signal de commande d'une MLI sinus-triangle

I.11 ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE ET ONDULEUR DE TENSION

Le schéma représentatif d'une association d'un onduleur de tension et de la machine asynchrone est donné par la Figure(I.8). Le vecteur de tension V_s délivré par un onduleur de

tension triphasé s'appliquera à la machine, ainsi, les tensions d'alimentation des phases de la machine se déduisent de la tension d'entrée U_0 de l'onduleur.

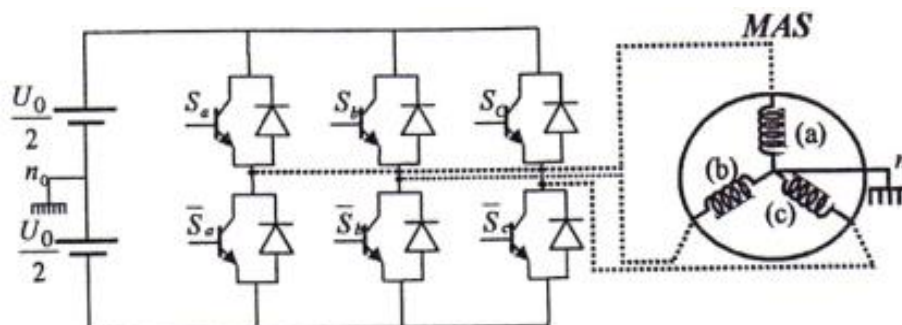


Figure (I.8) : schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge

I.12 RESULTATS DE SIMULATION

La phase de simulation, établie sous le logiciel SIMULINK du MATLAB, comporte deux parties:

- La simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé.
- La simulation de la machine asynchrone alimentée à l'aide de l'onduleur triphasé de tension.

La Figure (I.9) présente les résultats recueillis de la simulation des deux essais cités précédemment avec les paramètres suivants :

Pour l'essai a : Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.73)$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

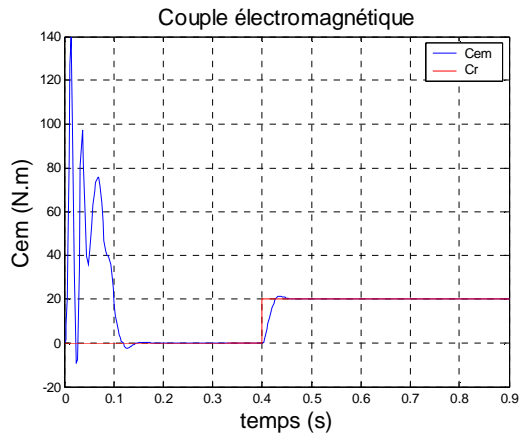
ω_s : Pulsation d'alimentation.

Pour l'essai b : Les paramètres de la sinus-triangle utilisée sont :

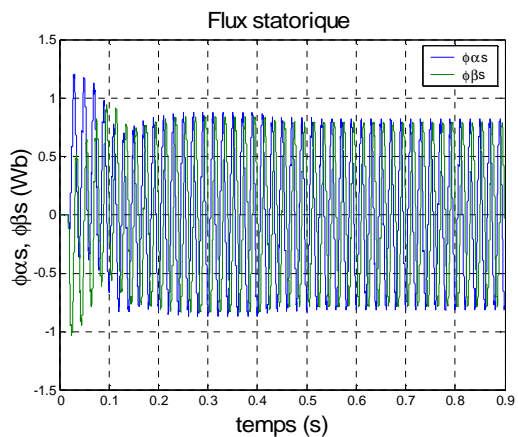
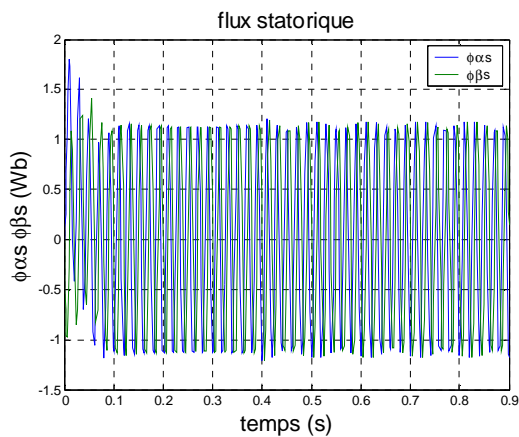
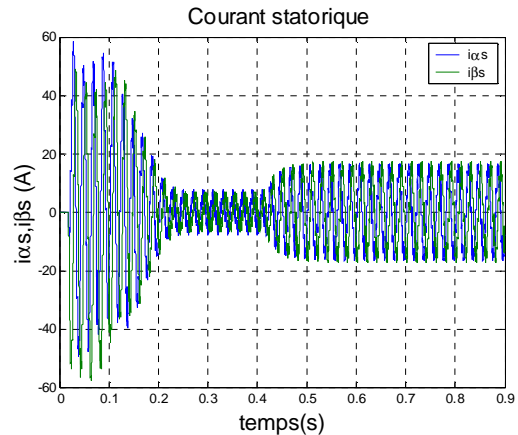
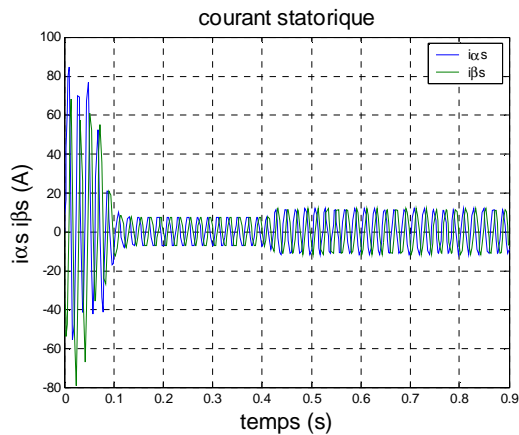
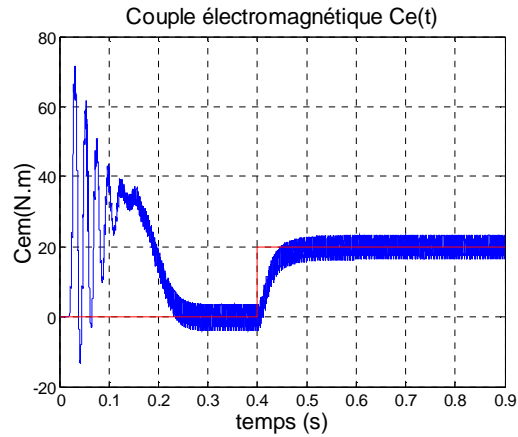
- Le coefficient de réglage $r=0.8$
- L'indice de modulation $m=21$

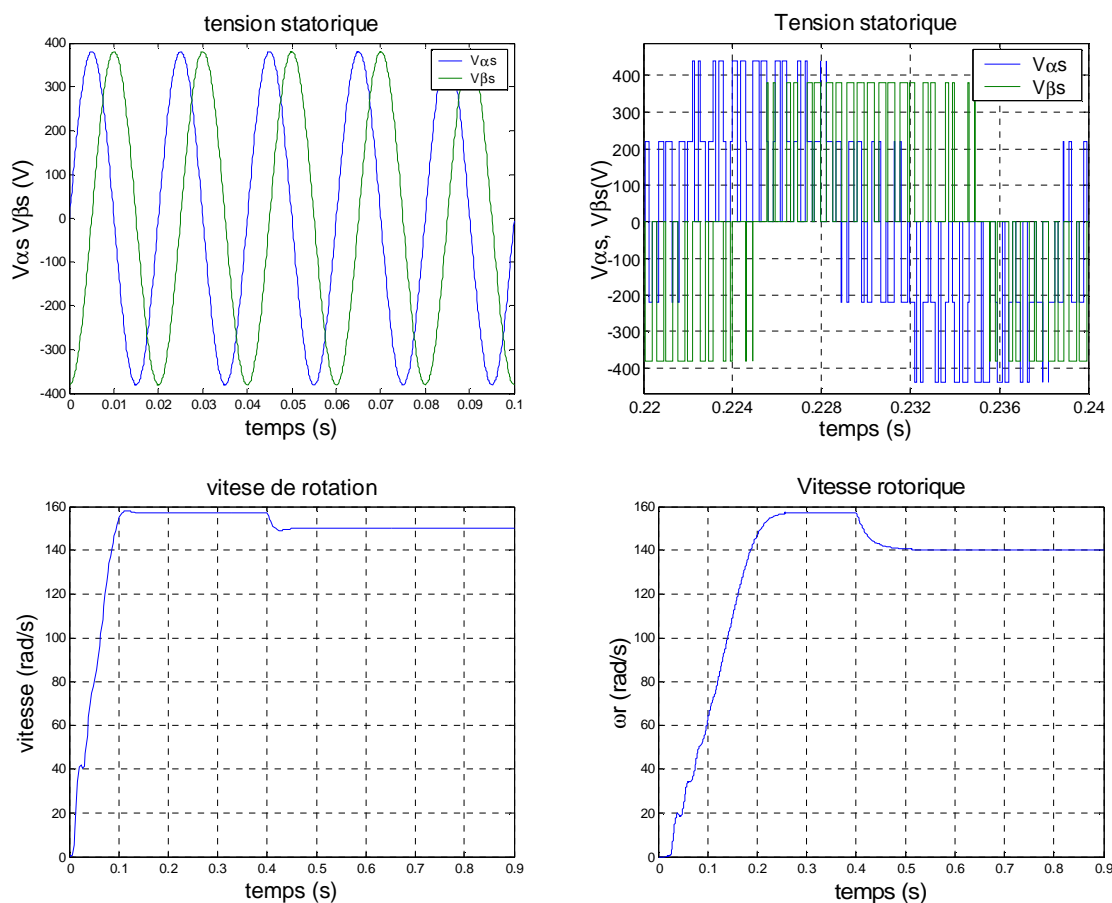
Les paramètres de la machine utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe [A] et l'application de la charge nominale se fait l'instant $t=0.4s$.

MAS sans onduleur



MAS avec onduleur





Figure(I.9) : Résultats de simulation de la machine asynchrone avec et sans onduleur

I.13 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION

Pour l'essai a :

- **Le couple électromagnétique :**

Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est pulsatoire puis, il se stabilise à une valeur nulle. Après l'application de la charge, le couple rejoint la valeur qui compense le couple résistant appliqué, il présente ainsi une bonne poursuite à la valeur de référence.

- **Les courants statoriques :**

Au démarrage, les courants statoriques présentent des oscillations successives qui diminuent après le régime transitoire. L'application de la charge à ($t=0.4s$) fait appel à de plus forts courants ce qui se traduit par une petite augmentation de leurs amplitudes.

- **Les flux statoriques :**

Les flux statoriques présentent une légère augmentation d'amplitudes au démarrage, puis ils se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes (1.2Web). L'application de la charge se manifeste sous forme d'une légère diminution des modules du flux.

- **Les tensions statoriques :**

Les tensions statoriques se présentent sous formes sinusoïdales et d'amplitudes constantes.

- **La vitesse rotorique :**

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations au régime transitoire avec un accroissement presque linéaire qui atteint la vitesse nominale (synchrone), l'application de la charge se poursuit d'une décroissance de la vitesse rotorique.

Pour l'essai b :

- **Le couple électromagnétique :**

Au démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, après le régime transitoire, il présente des ondulations régulières autour de la valeur nulle. En appliquant la charge, le couple demeure pulsatoire et regagne sa valeur de référence.

- **Les courants statoriques :**

On observe, que les amplitudes des courants statoriques sont importantes au démarrage, puis, ils conservent leurs formes presque sinusoïdales, après l'application de la charge, les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

- **Les flux statoriques :**

En régime transitoire, les flux statoriques présentent de faibles dépassements d'amplitude maximale (1.2Web), après l'application de la charge, on remarque que les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de leurs amplitudes.

- **Les tensions statoriques :**

L'allure des tensions obtenue est représentée sous forme de créneaux se rapprochant ainsi d'une forme sinusoïdale, ceci est plus visible pour $V_{as}(t)$ puisqu'elle coïncide avec $V_{as}(t)$.

- **La vitesse rotorique :**

On observe que, la vitesse met un peu plus de temps pour atteindre le régime permanent ce qui signifie que la réponse en vitesse n'est pas rapide en présence de l'onduleur. Après le régime transitoire, elle se stabilise à sa valeur nominale. L'application de la charge se poursuit d'une chute à son niveau, puis la vitesse se stabilise en une valeur plus petite.

1.13.1 Comparaison entre les résultats de simulation (Sans et avec onduleur)

On constate que les résultats de simulation de la MAS sans l'onduleur présentent des dépassements importants au régime transitoire mais avec une réponse très rapide, par contre, les résultats de simulations obtenus en présence de l'onduleur montrent que les dépassements du couple, flux et du courant statorique en régime transitoire sont réduits (car $r=0.8$), et à l'instant de l'application de la charge, on remarque que les grandeurs de sortie sont plus ondulées.

1.14 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée par une source de tension sinusoïdale triphasée, puis la modélisation de la MAS en présence de l'onduleur de tension commandé par MLI. Les résultats de simulation obtenus, montrent que les amplitudes des dépassements du couple, de courant statorique et de flux sont réduites en régime transitoire ($r=0.8$), mais il y a des ondulations au niveau de ces grandeurs en régime établi.

Même si l'onduleur à MLI est une source injectrice d'harmoniques qui sont néfastes pour la machine, il permet de repousser vers les fréquences plus élevées les harmoniques de tension de sortie (avec un choix judicieux de m), ce qui facilite le filtrage. Il permet aussi de faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie à l'aide du coefficient de réglage r .

Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et après l'application d'une charge quelque soit son type d'alimentation. Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE II

STRATEGIE DU CONTROLE

DIRECT DU COUPLE

‘DTC’

II.1 Introduction

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées dans lesquelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques.

Le contrôle direct du couple DTC (**D**irect **T**orque **C**ontrol), basé sur l'orientation du flux statorique est l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987 sous la terminologie suivante Direct Self Control. L'idée directrice de ce type de commande est de chercher à tous les instants une combinaison des interrupteurs assurant des objectifs de flux et de couple. Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations de couple et du bruit acoustique. Appliqué au tout début à la machine à induction, le contrôle direct du couple s'applique également aux machines à aimants permanents.

Dans la majorité des stratégies de commande, les grandeurs à régler sont le flux et le couple électromagnétique et les variables de contrôle sont les courants. Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer dans les enroulements de la machine des courants d'amplitude et de fréquence définies par les régulateurs de flux et de couple. Ces derniers sont donc contrôlés indirectement via les courants d'alimentation. Par contre, dans la méthode du contrôle direct du couple, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation. [9]

Ce chapitre est consacré à présenter le principe de contrôle direct du couple par une analyse fonctionnelle de cette commande. On développera l'estimation des deux grandeurs de contrôle, le flux statorique et le couple ainsi que le modèle des correcteurs utilisés. Finalement on présentera la structure générale de la DTC avec les résultats de simulation correspondants.

II.2 HISTORIQUE DES COMMANDES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Plusieurs techniques de commande de la machine asynchrone ont été élaborées par des chercheurs dans le domaine de la commande des machines asynchrones à vitesse variable.

La commande scalaire est la commande la plus ancienne, dans ce type de techniques, le contrôle de la vitesse ou du couple de la machine nécessite le contrôle de son flux magnétique, selon deux méthodes directe et indirecte, suivant la mesure ou l'estimation du flux. Cette méthode impose à la machine le module de la tension ou du courant statorique en fonction de la fréquence par régulation du flux. [10]

La commande vectorielle est une commande plus complexe à réaliser par rapport à la commande scalaire, mais elle permet des performances plus élevées. Cette commande est basée sur le choix d'un repère de référence, lié au champ tournant, elle consiste à contrôler soit les courants ou les tensions, soit le module du courant ou de la tension et un angle. [19]

Les méthodes de Contrôle Direct du couple, des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Par opposition aux lois de commande en durée (MLI), ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux. Elles présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux stator (même à basse vitesse) ; l'absence de transformations de Park sur des axes tournants. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur (vitesse, position). Des travaux se sont donc multipliés sur ce sujet, initialement basés sur les principes de contrôle énoncé par I. Takahashi et donnant lieu à diverses évolutions de stratégies.

De façon générale, l'absence de maîtrise des harmoniques de couple entraîne de nombreux problèmes, liés à la compatibilité électromagnétique de l'équipement, au niveau parfois excessif de bruit audible ainsi qu'à la variation en cours de fonctionnement de qualité acoustique. L'excitation de certains modes mécaniques résonants (problème des couples pulsatoires) pouvant entraîner un vieillissement précoce du système est également à ajouter à cette liste.

La technique DTC classique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commutation variable, parfois élevée et incompatible avec des applications forte puissance du fait du niveau de pertes par commutation. La technique du *Direct Self Control* est beaucoup moins exigeante au niveau de fréquence de commutation moyenne, mais ceci est obtenu aux dépens d'une augmentation significative des ondulations de couple et du flux et d'une déformation de l'allure de flux à basse vitesse.

D'autre part, les récentes structures de convertisseurs continu-alternatif multiniveaux semblent bien adaptées pour des applications forte puissance, du fait qu'elles permettent l'utilisation de semi-conducteurs rapides sans risque d'altérer la sûreté de fonctionnement du système. Il est intéressant d'associer les gains offerts par les onduleurs de tension multiniveaux et les aspects innovateurs apportés par les nouvelles technique de Contrôle Direct du Couple. Ce couplage permet en effet d'envisager la minimisation des contraintes « technologiques et environnementales » par une meilleure maîtrise de la fréquence de commutation. [10]

II.3 PRINCIPES GENERAUX DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

Le Contrôle Direct du Couple d'une machine asynchrone est basé sur la détermination "directe" de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durée plus classiques et basées sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le « sens physique » et sur une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutation). Ce raisonnement s'est depuis nettement affiné et repose désormais sur des fondements mathématiques de plus en plus solides. [10]

Le contrôle direct du couple se base sur l'orientation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tension de base instantanées, parmi les quels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on n'a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif. [11]

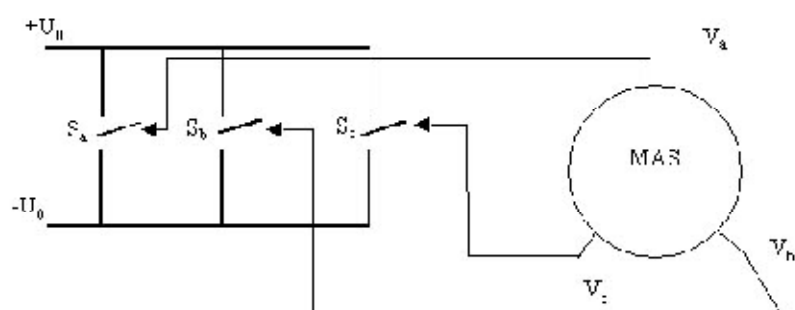
II.4 ELABORATION DES VECTEURS A PARTIR DE L'ONDULEUR DE TENSION

Le vecteur tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé (celui qu'on a vu au chapitre I) dont l'état des interrupteurs est contrôlé par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j=a, b, \text{ et } c$) telles que :

$S_j = 1$: Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_j = 0$: Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Les commandes des interrupteurs (supposés parfaits) d'un bras sont complémentaires. Les tensions de phases appliquées à la machine se déduisent de la tension d'entrée U_0 de l'onduleur.



Figure(II.1) Présentation d'un onduleur triphasé et de sa charge

En utilisant la forme vectorielle des tensions et dans le cas des vecteurs tournants on aura :

$$V_s = K_T(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn})$$

Avec : $a = e^{j2\pi/3}$

Pour avoir une transformation qui conserve la puissance on prend $K_T = \sqrt{\frac{2}{3}}$. En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a + aS_b + a^2S_c)$$

Avec : $1 + a + a^2 = 0$

$$\begin{cases} V_s = V_s e^{j\theta_r} = U_0 \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot e^{j(K-2)\pi/3} & \text{pour } K = 2,3,4,5,6,7 \\ V_s = 0 & \text{pour } K = 1,8 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Comme on peut le voir, les trois grandeurs (S_a, S_b, S_c) génèrent 8 positions du vecteur tension dont deux correspondent aux vecteurs nuls, $(S_a, S_b, S_c) = (1,1,1)$ ou $(0,0,0)$, comme le montre le tableau suivant :

K	S_a	S_b	S_c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_s
1	0	0	0	0	0	0	V_0
2	1	0	0	$2U_0/3$	$-U_0/3$	$-U_0/3$	V_1
3	1	1	0	$U_0/3$	$U_0/3$	$-2U_0/3$	V_2
4	0	1	0	$-U_0/3$	$2U_0/3$	$-U_0/3$	V_3
5	0	1	1	$-2U_0/3$	$U_0/3$	$U_0/3$	V_4
6	0	0	1	$-U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	V_5
7	1	0	1	$U_0/3$	$-U_0/3$	$2U_0/3$	V_6
8	1	1	1	0	0	0	V_7

Tableau : (II.1) Etat des interrupteurs et vecteurs tension correspondants

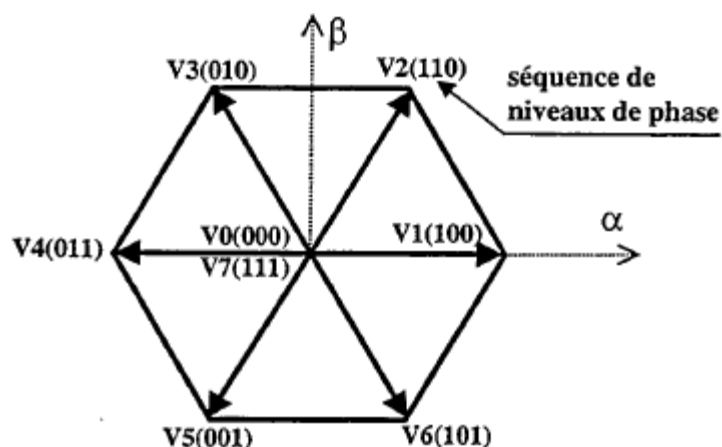


Figure (II.2) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

Un onduleur triphasé peut produire huit combinaisons différentes comme suit $V_0(0\ 0\ 0)$, $V_1(1\ 0\ 0)$, $V_2(1\ 1\ 0)$, $V_3(0\ 1\ 0)$, $V_4(0\ 1\ 1)$, $V_5(0\ 0\ 1)$, $V_6(1\ 0\ 1)$, $V_7(1\ 1\ 1)$. Les huit combinaisons engendrent huit vecteurs de tension qui peuvent être appliqués aux bornes de la machine asynchrone. Il y a six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls. Les positions spatiales (dans le plan (α, β)) des vecteurs actifs de tensions sont montrées dans la Figure(II.2). [12]

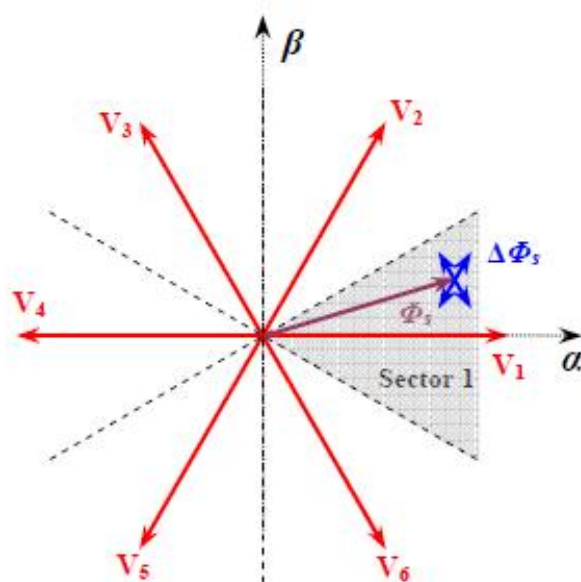


Figure (II.3) : Positions spatiales des vecteurs de tension et variations possibles du flux dans le premier secteur.

Les vecteurs actifs de tension déterminent six secteurs dans le plan (α, β) suivant la Figure(II.3). Pour faire la DTC, il est nécessaire de connaître à chaque instant de commutation le secteur où se trouve le vecteur du flux statorique. [12]

II.4.1 Règles de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part du fait que c'est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique. La différence entre le flux du stator et le flux du rotor ramené au stator correspond au flux de fuites, qui présente typiquement des valeurs relatives inférieures à 10% du flux magnétisant. Ainsi, en réglant le flux statorique, on règle « indirectement » le flux rotorique. Comme dans *les autres méthodes* de contrôle qui utilisent une régulation directe du flux, on impose à ce dernier une référence constante et de valeur nominale, pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. Pour les vitesses supérieures, on impose une référence de flux qui décroît selon une proportion inverse à la vitesse, ce qui correspond au défluxage à puissance maximale constante. [10]

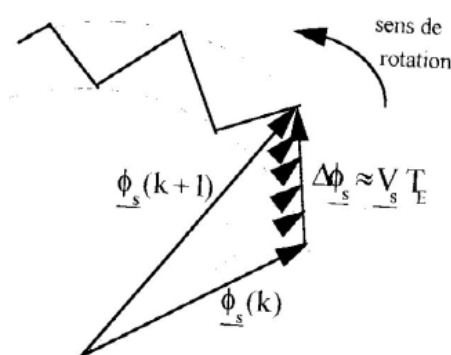


Figure (II.4) : Evolution du vecteur flux stator dans le plan (α, β)

II.4.1.1 Règle de comportement du flux statorique [10]

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \Rightarrow \varphi_s = \varphi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.2})$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance stator pour simplifier notre étude, on trouve l'équation (II.4) :

$$\varphi_s \approx \varphi_{s0} + \int_0^t V_s dt \quad (\text{II.3})$$

On sait que, pendant une période d'échantillonnage, le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc :

$$\varphi_s(k+1) \approx \varphi_s(k) + V_s T_E \Rightarrow \Delta\varphi_s \approx V_s T_E \quad (\text{II.4})$$

Où :

§ $\varphi_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel,

- § $\varphi_s(k + 1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant,
- § $\Delta\varphi_s$: vecteur variation de flux statorique $=\varphi_s(k + 1) - \varphi_s(k)$,
- § T_E : période d'échantillonnage.

En disposant de l'ensemble des vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux, il est donc possible de faire déplacer le vecteur flux statorique dans le plan (α, β) selon six directions distinctes. En commutant d'un vecteur tension à un autre, à des instant précis et suivant certains critères, il est ainsi possible de faire déplacer le vecteur flux statorique sur le plan (α, β) afin de lui faire suivre une trajectoire prédéfinie comme sur la Figure(II.5). [13]

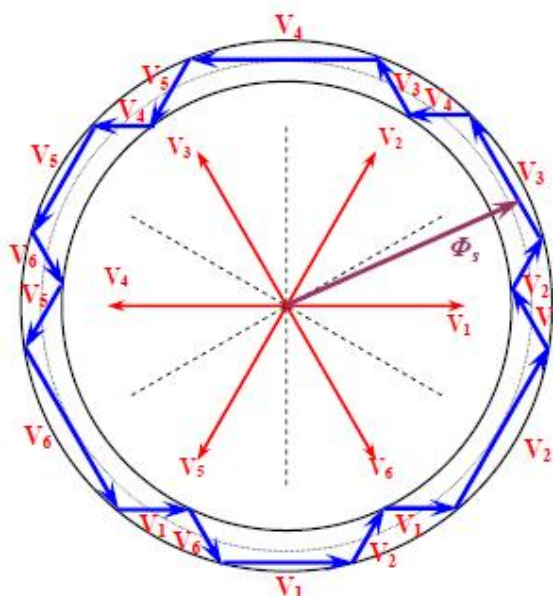
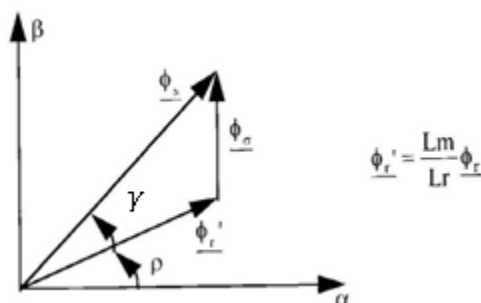
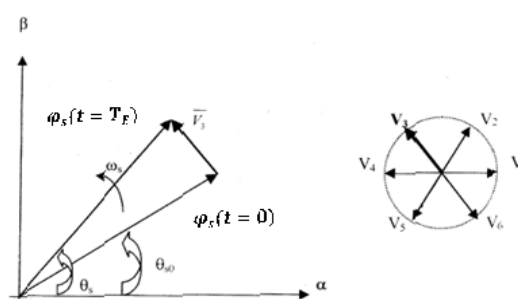


Figure (II.5) : Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux.

Comme la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta\varphi_s$ est proportionnel au vecteur tension appliqué au moteur. Lorsqu'on applique un vecteur tension constant quelconque V_s , l'extrémité du vecteur flux stator se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension, ceci avec une vitesse (en Wb/s) égale à l'amplitude de ce dernier vecteur. [10]



Figure(II.6) : Vecteur flux statorique, rotorique et flux de fuites.**Figure(II.7) :** Exemple de l'évolution de l'extrémité de (φ_s) pour $(R_s I_s)$ négligeable.

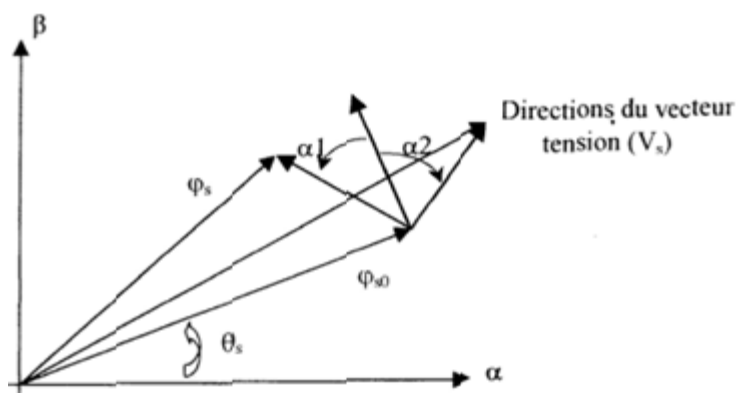
Les considérations précédentes permettent de définir des règles de comportement du flux. En effet, du point de vue strict de son réglage, la manière la plus efficace de l'augmenter (respectivement, diminuer) est celle d'appliquer un vecteur tension parallèle à φ_s , et de même sens (respectivement de sens opposé). Par contre l'application d'un vecteur tension en quadrature par rapport au vecteur flux conserve son amplitude constante, mais fait brutalement évoluer sa phase. [10]

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle et par conséquent la période de la MLI est très faible devant la période de rotation du flux.

Lorsque le vecteur tension V_s est non nul, la trajectoire du déplacement de l'extrémité du vecteur flux φ_s est donnée par sa dérivée correspondant à la force électromotrice E_s .

En supposant que la chute de tension $R_s I_s$ est négligeable devant la tension statorique, on montre que le vecteur $\frac{d\varphi_s}{dt}$ qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux φ_s est pratiquement égal au vecteur tension V_s . Le flux statorique se déplace donc sur une droite dans la direction de V_s à une amplitude constante égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} U_0$. Pour un vecteur tension nul, le vecteur flux φ_s reste stationnaire.

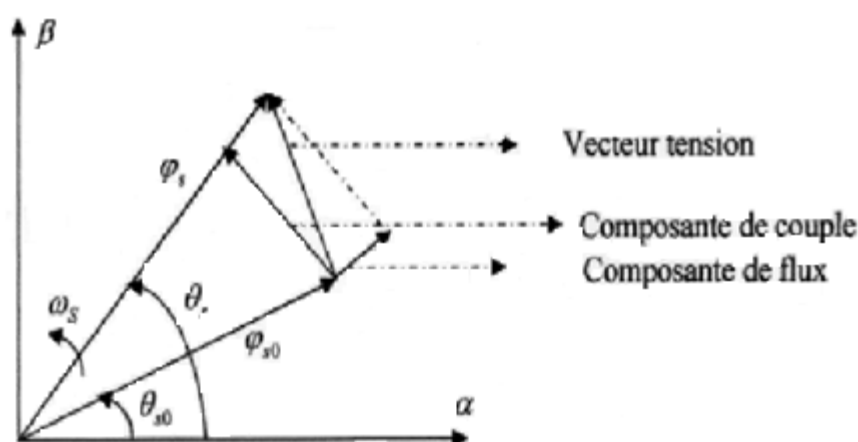
Donc, l'extrémité du vecteur flux statorique suit la direction donnée par la force électromotrice $\frac{d\varphi_s}{dt}$ avec un déplacement qui correspond à la dérivée angulaire. Dans la figure suivante, on représente les trois directions possibles de ce vecteur flux. [16]



Figure(II.8) : Direction de déplacement de l'extrémité du vecteur flux φ_s .

Ainsi, on peut voir que pour un vecteur tension donné, le déplacement angulaire de l'extrémité du vecteur flux statorique est maximal si ce même vecteur est perpendiculaire à la direction du vecteur φ_s . Par contre, dans le cas où il est décalé par rapport à la perpendiculaire φ_s (α_1 en avant ou α_2 en arrière), on observe un déplacement moindre de l'extrémité du vecteur (φ_s). On relève que la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux statorique est nulle si l'on applique un vecteur tension nul (toujours en négligeant le terme résistif).

On constate sur la Figure(II.8) que « la composante de flux » du vecteur tension (composante radiale) a pour effet de changer l'amplitude du vecteur flux, et sa « composante de couple » (composante tangentielle) change la position du vecteur flux. [7]



Figure(II.9) : Composantes du vecteur flux dérivé dans un exemple de l'évolution de l'extrémité de (φ_s) pour $V_s = V_3$ et $(R_s I_s)$ négligeable.

II.4.1.2 Règles de comportement du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux statorique et rotorique :

$$C_{em} = k(\varphi_s * \varphi'_r) = k\|\varphi_s\| \cdot \|\varphi'_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{II.4})$$

Où :

- § φ_s : vecteur flux du stator.
- § φ_r : vecteur flux du rotor.
- § γ : angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
- § φ'_r : vecteur flux rotor ramené au statorique.
- § φ_σ : vecteur flux de fuites.

En supposant que, par son réglage, l'amplitude de φ_s est maintenue limitée dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de φ_r sera aussi approximativement constante, lorsque le flux es établi dans la machine. L'équation (II.5) permet donc de conclure que le réglage le plus favorable du couple, indépendamment de celui de flux, correspond à celui de l'angle γ . Or, la dynamique de l'amplitude du vecteur flux, correspond à la constante de temps rotorique $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ et la vitesse de rotation de ce vecteur ρ , est liée à la vitesse de rotation mécanique du rotor. La dynamique du flux de fuites, φ_σ , est quant à elle liée aux inductances de fuites et sa constante de temps est donc faible :

$$T_\sigma \approx \frac{L_{s\sigma} + L_{r\sigma}}{R_s + R_r} \quad (\text{II.5})$$

Pour régler l'angle γ et donc le couple, il suffit de régler la position du vecteur flux stator dans les axes (α, β) en appliquant un vecteur tension approprié, prenons en compte à la fois le comportement de l'amplitude et de la phase du flux du stator. Ainsi, par exemple, pour faire augmenter rapidement (respectivement, diminuer) la valeur algébrique du couple, il faut appliquer un vecteur tension de forte amplitude en quadrature avance (respectivement, retard) par rapport à φ_s . L'application d'un vecteur tension parallèle à φ_s , ou d'une séquence nulle produisent un effet limité sur l'évolution du couple et dépend du point de fonctionnement de la machine dans le plan couple/vitesse. En effet, un vecteur de tension nul ou parallèle au flux statorique bloque la variation de phase de ce dernier par rapport à celle du flux rotorique (diminution de l'angle γ).

- § En fonctionnement moteur (1er quadrant : couple et vitesse positif) une telle séquence de tension diminuera le couple en valeur algébrique (et absolue).
- § Par contre, en fonctionnement moteur (3^{ème} quadrant : couple et vitesse négatifs), le couple diminue en valeur absolue, ce qui correspond en ce cas à une augmentation de la valeur algébrique. [10]

II.5 CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Pour exposer qualitativement le principe de contrôle du couple, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude des flux rotorique et statorique sont constantes, et que la vitesse moyenne de rotation (ω_{s0}) du flux statorique est la même que celle du flux rotorique. Ainsi, on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_{s0} e^{j(\omega_{s0} + \theta_{s0})} \\ \varphi_r = \varphi_{r0} e^{j(\omega_{s0} + \theta_{r0})} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En reportant (II.7) dans l'expression de la tension côté (1.36), on obtient :

$$\varphi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{r0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \varphi_s e^{-j\gamma_0} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{En posant : } \gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} = \text{arctg}(\omega_{r0} \sigma T_r) \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Et : } \begin{cases} \cos \gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_{r0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \\ \sin \gamma_0 = \frac{\omega_{r0} \sigma T_r}{\sqrt{1 + \omega_{r0}^2 \sigma^2 T_r^2}} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\varphi_s \varphi_r^*] \quad (\text{II.10})$$

A l'instant t_0 , le couple électromagnétique donné par cette dernière expression peut s'écrire sous la forme suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (\text{II.11})$$

Si on applique un vecteur tension adéquat pendant un intervalle de temps de durée (T_E) assez petit vis-à-vis des constantes de temps de la machine, on aura pour l'instant ($t_0 + T_E$) :

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \varphi_r = \varphi_{r0} e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Et l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{(t_0+T_E)} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (\text{II.13})$$

Avec :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) T_E \quad (\text{II.14})$$

$$\Delta\theta_r = \omega_{r0} T_E \quad (\text{II.15})$$

Et par conséquent :

$$\Delta\gamma = \Delta\omega_s T_E \quad (\text{II.16})$$

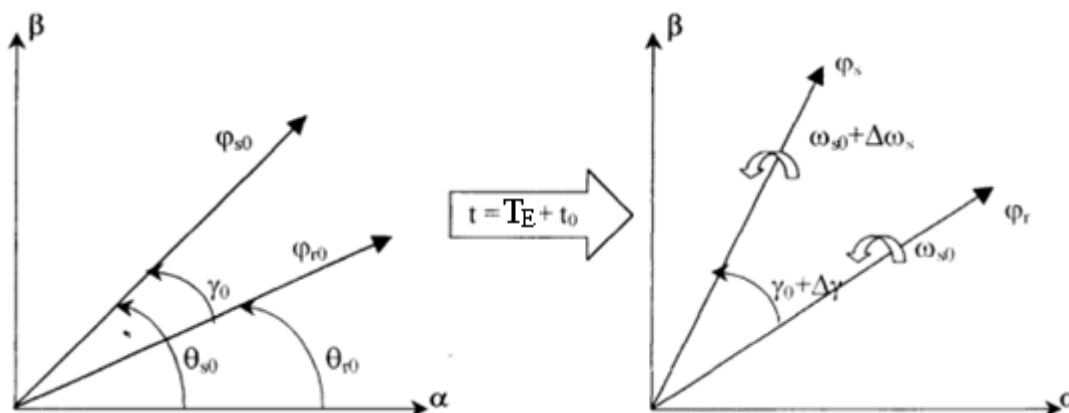
Et :

$$\Delta C \approx \left[p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos\gamma_0 \right] \Delta\gamma \quad (\text{II.17})$$

On peut écrire :

$$C_{em} = C_0 + \Delta C \quad (\text{II.18})$$

C'est-à-dire que les variations du couple électromagnétique sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique. Comme on l'a déjà vu, ($\Delta\omega_s$) est maximale, si la composante tangentielle du vecteur tension appliqué est maximale. La figure montre l'évolution des flux (φ_s) et (φ_r) après une application d'un vecteur tension non nul (application d'un échelon de pulsation ($\Delta\omega_s$)).



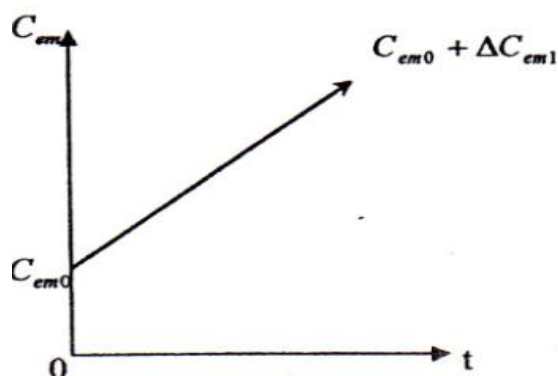
Figure(II.10) : Evolution des flux statorique et rotorique après l'application d'un vecteur tension non nul

Lorsque le vecteur tension appliqué est nul, le flux statorique s'arrête, et on a :

$$\Delta\gamma = -\omega_{s0}T_E \quad (\text{II.19})$$

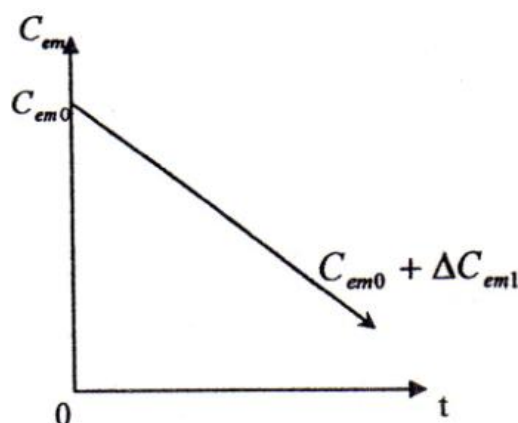
$$\Delta C \approx -\left[p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \cos\gamma_0\right] \omega_{s0} T_E \quad (\text{II.20})$$

Donc le couple décroît, et la pente dépend de la vitesse de rotation du vecteur flux statorique. Si la condition ($\Delta\omega_s > 0$) est respectée, le couple électromagnétique croît comme le montre la figure (II.11). Dans ce cas, on a une accélération du vecteur flux (φ_s).



Figure(II.11) : progression du couple électromagnétique pour une variation positive de ($\Delta\omega_s$)

Par contre, si la condition ($\Delta\omega_s$) est respectée, alors le couple électromagnétique décroît, et on a une décélération du vecteur(φ_s).

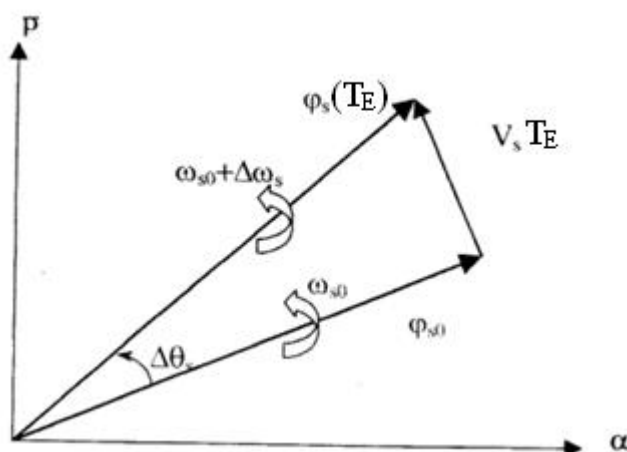


Figure(II.12) : Régression du couple électromagnétique pour une variation négative de ($\Delta\omega_s$)

II.5.1 Limite de contrôle du couple électromagnétique

Comme on l'a déjà vu, pour augmenter le couple, le vecteur tension appliqué doit être capable de créer une pulsation statorique plus grande que la vitesse de rotation. La pulsation statorique est maximale lorsque la composante de flux du vecteur tension est nulle Figure(II.13). Dans ce cas, on a : [7]

$$tg(\Delta\theta_s) = \frac{V_s T_E}{\varphi_{s0}} \quad (II.21)$$



Figure(II.13) : Evolution du vecteur flux pour créer une pulsation statorique maximale.

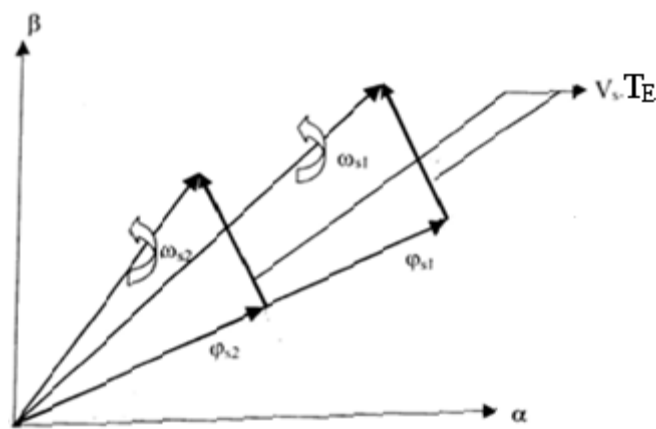
Pendant une période d'échantillonnage assez petite, on peut utiliser l'approximation sur la tangente et écrire :

$$\Delta\theta_s \approx \frac{V_s T_E}{\varphi_{s0}} \quad (II.22)$$

Par conséquent, pour un $(\Delta\omega_s)$ positif, il faut que le déplacement du flux statorique $(\Delta\theta_s)$ soit plus grand que celui du flux rotorique $(\omega_{s0} \cdot T_E)$:

$$\omega_{s0} < \frac{V_s}{\varphi_{s0}} \quad (II.23)$$

Si on fixe l'amplitude du vecteur flux, et si on augmente trop la vitesse de rotation de la machine, le système n'est plus capable de suivre le couple de consigne. Donc, le même vecteur tension peut provoquer une rotation du flux statorique plus importante si l'amplitude du flux est moins grande Figure(II.14).



Figure(II.14) : effet de défluxage sur la pulsation statorique

Nous voyons donc que le couple électromagnétique peut être contrôlé à haute vitesse, mais avec une machine défluxée. [7]

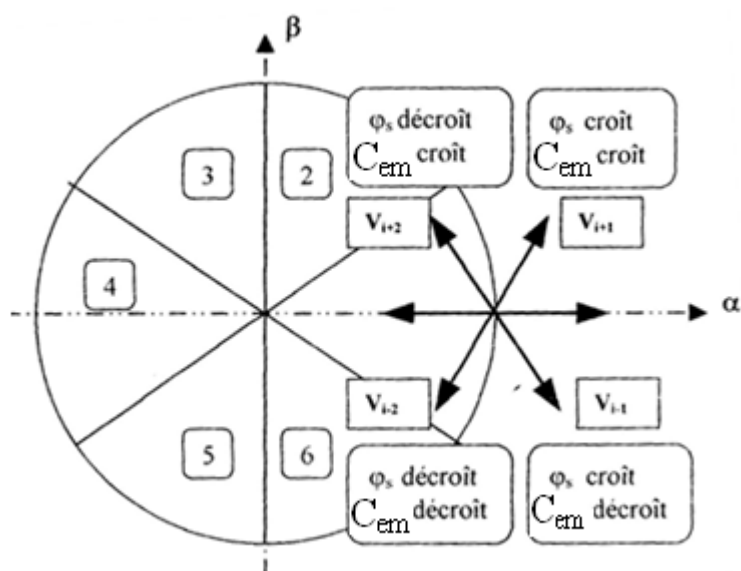
II.6 DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE LA DTC

II.6.1 Sélection du vecteur tension

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

Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. Ainsi, on délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s en six zones $N=i$ avec $i=1, \dots, 6$ déterminées à partir de ses composantes dans le plan (α, β) . La position initiale du flux statorique ne peut pas être nulle pour une machine asynchrone. Elle peut être obtenue à partir d'un capteur de position ou par d'autres moyens. Par la suite, on n'a pas besoin de ce capteur.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi, ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la Figure (II.15).

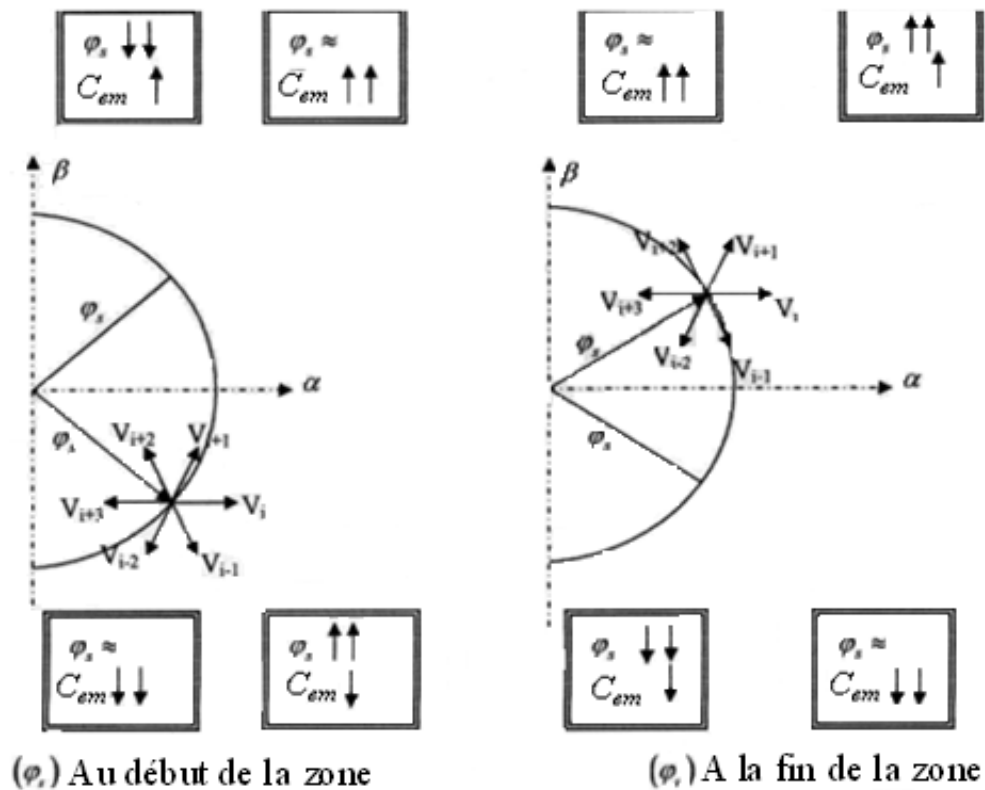


Figure(II.15) : Sélection du vecteur tension selon la zone $N=1$

- § Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- § Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- § Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- § Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- § Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés alors l'amplitude du flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone i . En début de zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre V_{i-1} et V_{i+2} et le vecteur flux sont 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite.

Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles. [9]



- \approx : Pas de changement
- $\uparrow\uparrow$: Grande augmentation
- $\downarrow\downarrow$: Grande diminution
- \uparrow : Petite augmentation
- \downarrow : Petite diminution

Figure(II.16) : Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

II.6.2 Estimation du flux statorique

Avant d’aborder l’étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l’estimation de l’amplitude du flux statorique. Ainsi, à partir de l’expression (II.2) on établira la décomposition du vecteur flux φ_s , suivant les axes (α, β) soit : [2]

$$\varphi_s = \varphi_{\alpha s} + j\varphi_{\beta s} \tag{II.24}$$

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha} = \varphi_{\alpha 0} + \int_0^t (V_{\alpha} - R_s I_{\alpha}) dt \\ \varphi_{\beta} = \varphi_{\beta 0} + \int_0^t (V_{\beta} - R_s I_{\beta}) dt \end{cases} \tag{II.25}$$

On obtient $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$, les deux composantes de V_s , à partir de la tension d’entrée mesurée de l’onduleur U_0 , et des états de commande $(S_a S_b S_c)$, et au moyen de la transformation de Concordia, on obtient : [2]

$$V_s = V_{\alpha s} + jV_{\beta s} \tag{II.26}$$

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{\beta s} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Les courants $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ sont également obtenus par la transformation de Concordia, à partir des courants I_{as} , I_{bs} et I_{cs} mesurés, soit : [2]

$$I_s = I_{\alpha s} + jI_{\beta s} \quad (\text{II.28})$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} (I_{as} - \frac{1}{2} (I_{bs} + I_{cs})) \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{bs} - I_{cs}) \right] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2} \quad (\text{II.30})$$

En comparant le signe des composantes ($\varphi_{\alpha s}$) et ($\varphi_{\beta s}$) du vecteur flux avec le rapport entre ces composantes et l'amplitude du flux, le numéro de zone dans laquelle se trouve le vecteur flux statorique peut être obtenu en utilisant des comparateurs. Ces dernières équations, représentent les étapes du calcul nécessaire pour l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Cette méthode est très simple, elle exige seulement la connaissance de la résistance statorique (R_s), où l'effet d'une erreur sur cette dernière est négligeable à haute vitesse. [16]

II.6.3 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux ($\varphi_{\alpha s}$) et ($\varphi_{\beta s}$), et les grandeurs calculées du courant ($i_{\alpha s}$) et ($i_{\beta s}$).

$$C_{em} = P(\varphi_{\alpha s} i_{\beta s} - \varphi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (\text{II.31})$$

On peut voir que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimateurs du flux. [7]

II.7 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

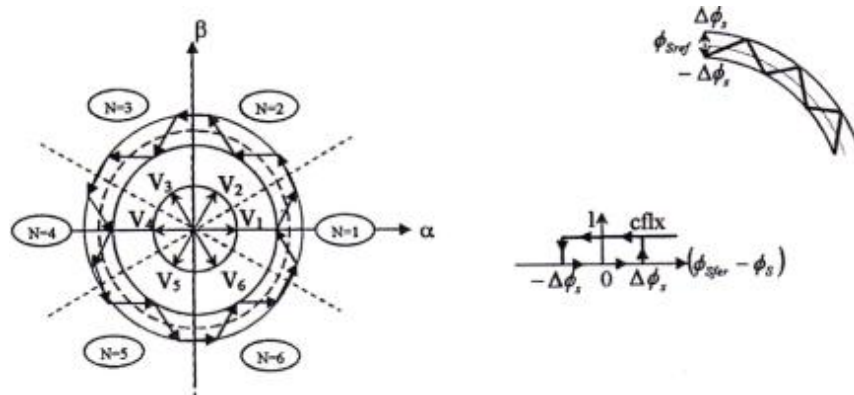
II.7.1 Elaboration du contrôleur de flux

Dans le but d'obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande.

Comme on l'a déjà vu, lorsque le flux se trouve dans la zone (i), l'un des deux vecteurs tensions (V_{i+2}) ou (V_{i-2}) est choisi pour diminuer l'amplitude du vecteur flux (Figure(II.17)). Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendamment de l'amplitude de l'erreur. Ceci implique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable booléenne :

- 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. En effet, avec ce type de correcteur malgré sa simplicité, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire. Cependant, le niveau d'efficacité de chaque vecteur tension dépend de la position du vecteur flux dans la zone ($N=i$). [7]



Figure(II.17) : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants

Le correcteur à hystérésis à deux niveaux appliqué sur le flux permet de respecter la condition :

$$|\varphi_{sref} - \varphi_s| < \Delta\varphi_s \tag{II.32}$$

Avec : φ_{sref} : la consigne du flux, et $\Delta\varphi_s$: l'écart d'hystérésis du correcteur.

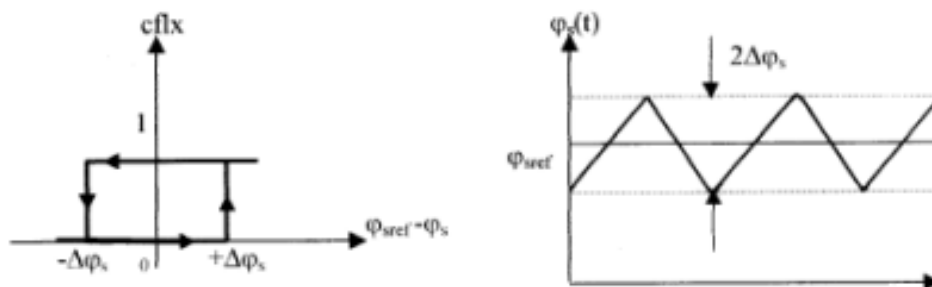


Figure (II.18) : Fonction de sortie du correcteur de flux et forme de l'amplitude de (φ_s).

II.7.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

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. [17]

Si on s'interdit d'utiliser les vecteurs tensions nuls pour faire varier le couple électromagnétique, on peut envisager pour le couple un correcteur de la même forme que celui du flux. Mais on a vu que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tension nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur tension nul est que grâce aux changements moins rapides de couple on diminue le nombre de commutations. En plus, la nature du vecteur tension nul appliqué peut être choisie de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

En regardant les vecteurs tensions, on constate que pour appliquer le vecteur (V_{i-1}) après le vecteur (V_{i+1}) ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. Cette réalité est aussi valable pour appliquer le vecteur (V_{i-2}) après le vecteur (V_{i+2}) ou vice versa. Mais il y a toujours un vecteur tension nul qu'on peut appliquer après un vecteur tension non nul avec une seule commutation. [7]

- $V_{i+1} \leftrightarrow V_{i-1}$: Deux commutations.
- $V_{i+2} \leftrightarrow V_{i-2}$: Deux commutations.
- $V_1, V_3, V_5 \leftrightarrow V_0$: Une commutation.
- $V_2, V_4, V_6 \leftrightarrow V_7$: Une commutation.

II.7.2.1 Correcteur à deux niveaux

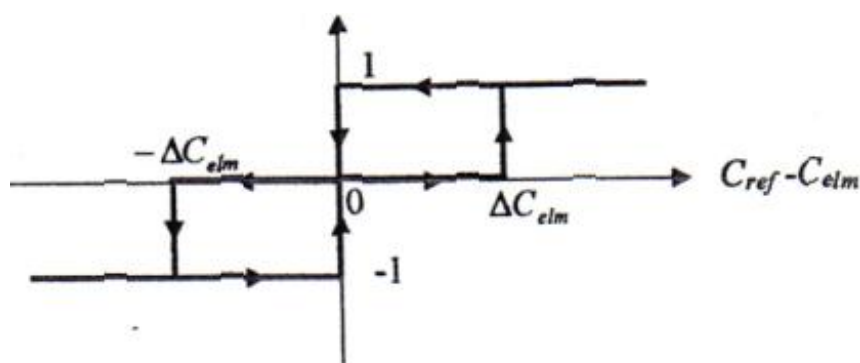
Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs (V_{i+1}) et (V_{i+2}) peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent 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 statorique. [17]

II.7.2.2 Correcteur à trois niveaux

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. Ainsi, il confère à la

commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans modification de la structure de commande.

La Figure(II.19) montre l'état de sortie (ccpl) du correcteur suivant l'évolution du couple électromagnétique (C_{elm}) par rapport au signe du couple de référence (C_{ref}).



Figure(II.19) : Fonction de sortie du correcteur de couple
(hystérésis à trois niveaux).

Ainsi, lorsque le couple électromagnétique doit être augmenté et sa consigne est positive, la sortie du correcteur (ccpl) est égale à 1. Inversement, si elle est négative, (ccpl) est égale à -1. Dans le cas où la sortie du comparateur (ccpl) égale à 0, le couple doit être diminué. [7]

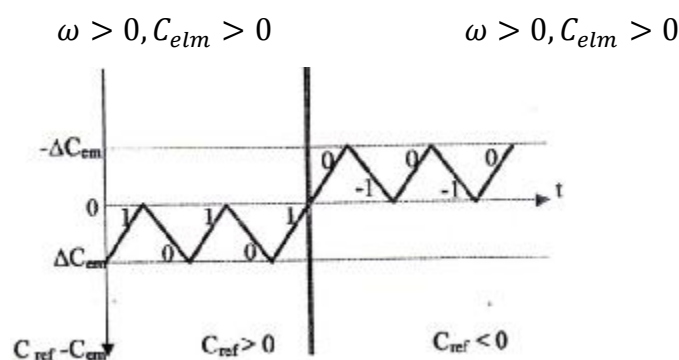
En effet, pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} ce qui permet une décroissance rapide du couple électromagnétique.

Avec le correcteur à hystérésis à trois niveaux le vecteur flux rotorique φ_r pour un sens de rotation du moteur donné, rattrape le vecteur flux statorique φ_s lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur. [9]

Le correcteur appliqué sur le couple permet de respecter la condition :

$$|C_{ref} - C_{elm}| < \Delta C, \text{ Avec : } \Delta C \text{ est l'écart d'hystérésis. [7]}$$

La Figure(II.20) : montre l'évolution idéale du couple électromagnétique dans les deux sens de rotation.



Figure(II.20) : Evolution idéale du couple électromagnétique
Utilisant le correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.8 EFFET DE LA BANDE D'HYSTERESIS DU CORRECTEUR DE FLUX

Lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis du flux, la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique est plus éloignée de la trajectoire circulaire. En effet, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis de flux, le nombre de commutations du correcteur de flux diminue. Ce qui implique la déformation de la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux Figure(II.21).

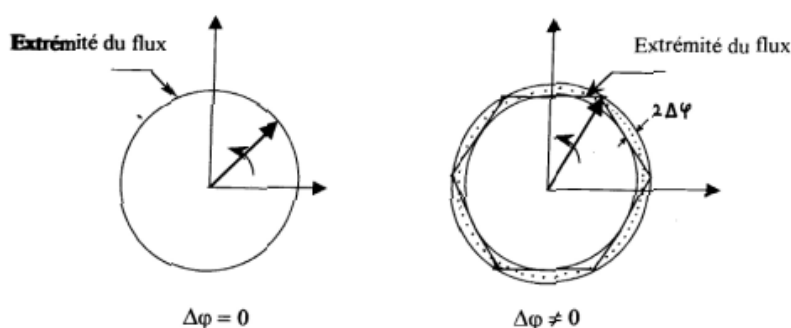


Figure (II.21) : Les deux limites de la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux

II.9 ELABORATION DE LA TABLE COMMUTATION

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $cflx$, $ccpl$ et la zone N qui définit la position du vecteur flux statorique φ_s . Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influe sur le comportement de la machine en terme de couple. Ces tables de commutations sont illustrées suivant le type de correcteur utilisé.

II.9.1 Table de commutation pour les correcteurs à hystérésis à deux niveaux

Il existe deux types de stratégie pour la construction de la table de commutation, la première stratégie est basée sur l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux pour le contrôle

du couple électromagnétique. Il se déduit du contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_{I+1} et V_{I+2} peuvent donc être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique. Par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs tensions nuls V_0 et V_7 comme le montre la table suivante :

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

Tableau(II.2) : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

II.9.2 Table de commutation pour les correcteurs à hystérésis à trois niveaux

Les deux tables précédentes concernent la commande de la machine dans un seul sens de rotation. Pour améliorer la performance dynamique de la DTC et autoriser le fonctionnement à quatre quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs V_5 et V_6 , cette stratégie exige au flux statorique de tourner dans les deux sens de rotation [20]

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
cflx=1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux 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	Trois niveaux	
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux	
	ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	ccpl= -1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux	

ccpl=1 → augmenter le couple

cflx=0 → réduire le flux

ccpl=-1 → réduire le couple

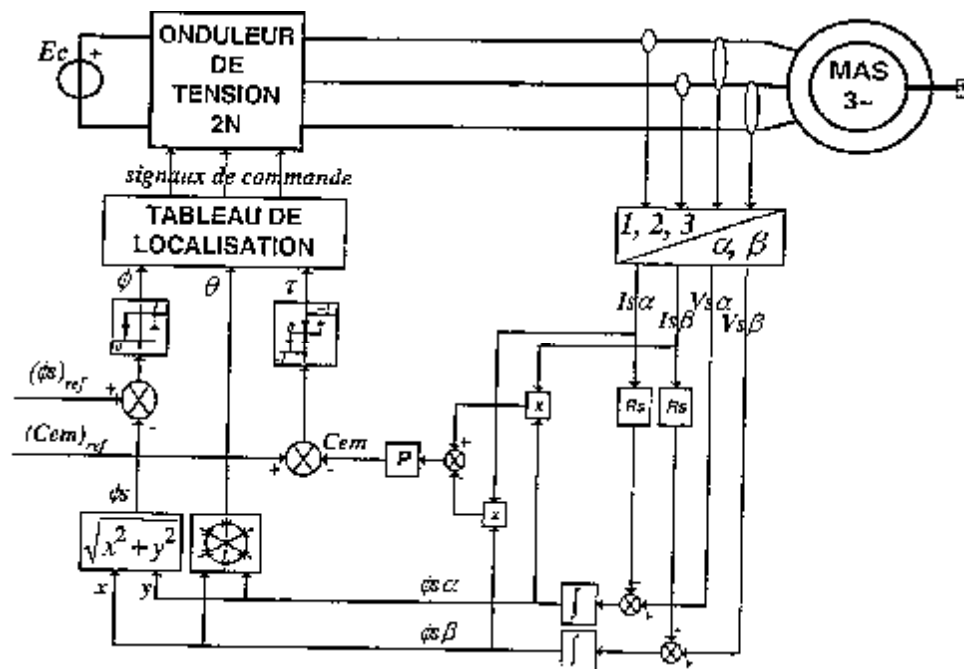
cflx=1 → augmenter le flux

ccpl=0 → maintenir le couple

Tableau(II.3) : Tableau de localisation selon I.Takahashi pour le réglage du couple et du flux

II.10 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

La Figure(II.22) représente la structure complète du contrôle direct du couple de la machine asynchrone, c'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_E très petite par rapport à la constante de temps de la machine, on pourra dire qu'après l'estimation du couple électromagnétique et du flux statorique, la commande des bras de l'onduleur sera choisie par une table de vérité selon l'erreur du flux et du couple et de la position du flux statorique.



Figure(II.22) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple.

II.11 AVANTAGES ET INCONVENIENTS

II.11.1 Avantages

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont à rapporter, par rapport aux lois conventionnelles basées sur l'orientation de champ. D'abord, une très bonne dynamique de couple, qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires Figure(II.23). [13]

Comme le montre le synoptique de la Figure(II.22), la résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande, ceci pour l'estimation du vecteur flux statorique. De ce point de vue purement théorique, on peut donc considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier les paramètres rotoriques. Néanmoins, dans toute application réelle où le

fonctionnement à basse vitesse est exigé, l'estimation du flux statorique en boucle ouverte par une intégration directe de la tension statorique diminuée de la chute résistive devient instable. Ceci est dû notamment à l'influence des temps morts, seuils, de tension des semi-conducteurs de puissance, temps de montée et descente de la tension lors des commutations qui déforment la tension statorique d'une manière difficile à modéliser, et plus significative aux faibles niveaux de tension fondamentale. [14]

De plus, les erreurs d'identification et la variation de la résistance statorique contribuent aussi à une mauvaise estimation du flux et peuvent éventuellement entraîner une divergence. Ainsi, une observation du flux en boucle fermée, en faisant appel à la connaissance d'autres paramètres de la machine, et en particulier aux paramètres rotoriques. La robustesse globale du système plus celle de l'observateur devrait donc, en toute rigueur, être analysée au cas par cas en liaison avec l'observateur d'état choisi. Cependant, il paraît raisonnable d'admettre qu'elle est meilleure que celles des techniques faisant appel à une régulation du flux rotorique, où la connaissance de tous les paramètres de la machine est indispensable même au niveau théorique.

Grâce à son caractère instantané et non linéaire, cette loi de commande présente aussi une très haute dynamique et stabilité vis à vis des perturbations externes ou du modèle machine comme c'est par exemple le cas d'une saturation de la machine.

La facilité d'implémentation peut aussi être un avantage qui doit être considéré au niveau général du système, donc en incluant aussi les observateurs de flux et de vitesse. Remarquons que généralement des fréquences d'échantillonnage de l'ordre de quelques dizaines de μ s formes d'onde. On est donc en présence d'un algorithme de commande d'un volume de codage inférieur à celui des commandes à champ orienté, mais dont la cadence d'échantillonnage est supérieure. [13]

II.11.2 Inconvénients

Les inconvénients de la stratégie DTC classique sont aussi de taille, et la plupart sont dérivés du fait que la fréquence de commutation est fortement variable. Ceci peut naturellement soulever des problèmes de compatibilité électromagnétique, car il devient difficile de garantir l'inexistence d'harmoniques à des fréquences données.

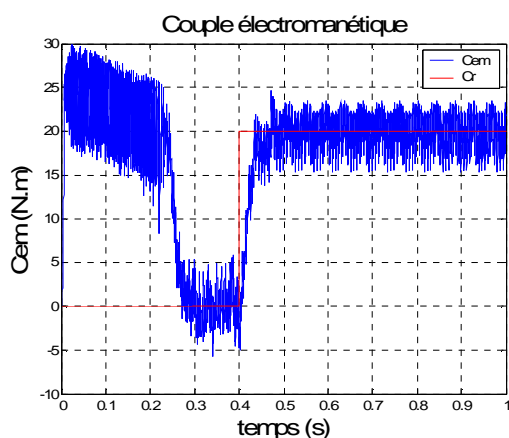
D'autre part, les variations de la fréquence de commutation en fonction de la vitesse et du couple, de quelques dizaines de Hz à basse vitesse à quelques kHz à moyenne vitesse, génèrent nécessairement un bruit audible de forte intensité qui peut être particulièrement gênant à basse vitesse. [15]

L'échauffement des semi-conducteurs de puissance est par conséquent aussi influencé par le point de fonctionnement dans le plan couple vitesse, ce qui risque de compromettre l'efficacité de cette stratégie de commande dans les applications de forte puissance.

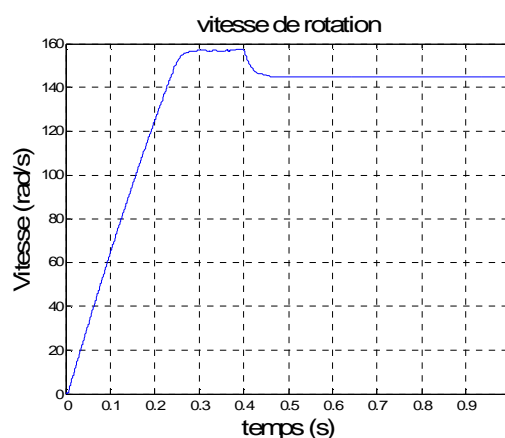
Du fait de la variation de fréquence de commutation, l'énergie de distorsion du couple est concentrée sur une gamme d'harmoniques dont la fréquence est difficile à maîtriser. Ces harmoniques pourront donc, dans beaucoup d'applications exciter les modes de résonance mécanique de la chaîne de traction et contribuer significativement à son vieillissement précoce. [13]

II.12 SIMULATION DE LA COMMANDE DTC DE LA MACHINE ASYNCHRONE

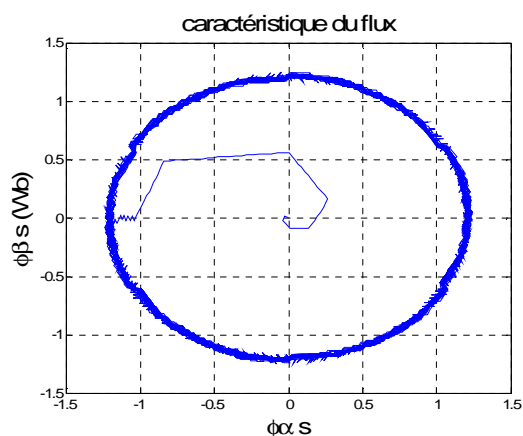
Les résultats obtenus représentent le comportement de la structure de commande directe du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. La stratégie choisie est celle décrite par Takahashi au tableau(II.3).



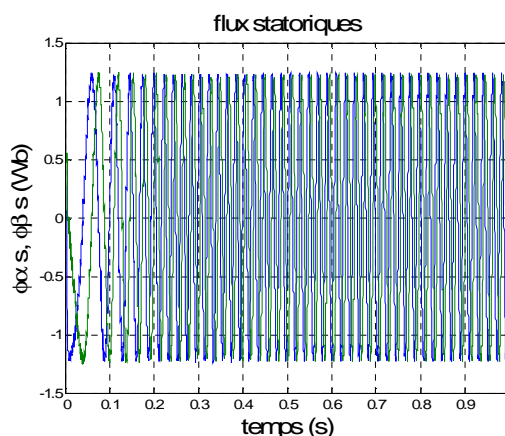
Figure(II.23.1): Couple électromagnétique.



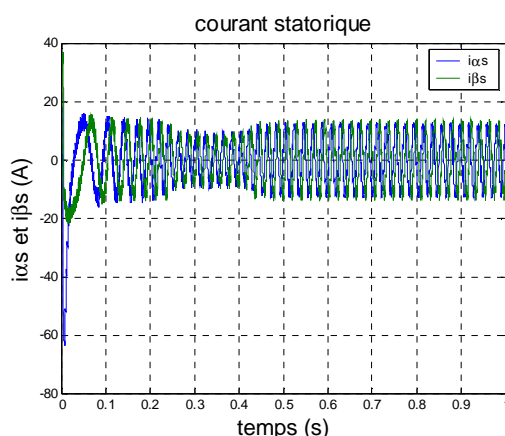
Figure(II.23.2): Vitesse de rotation.



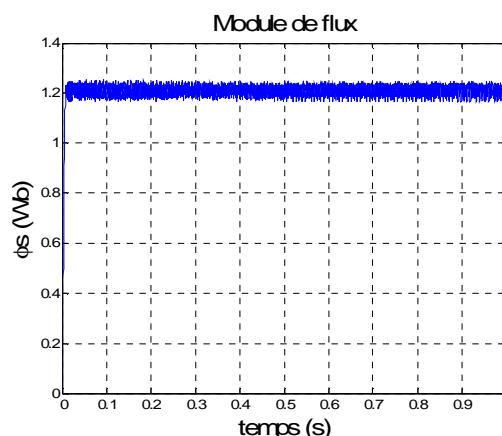
Figure(II.23.3): Caractéristique du flux.



Figure(II.23.4): Flux statorique.



Figure(II.23.5): Courant statorique.



Figure(II.23.6): Module du flux.

Figure(II.23) : Résultats de simulation de correcteur à trois niveaux (Takahashi)

II.12.1 Résultats et Interprétation de la simulation

- **Le couple :** D'après la Figure(II.23.1) le couple obtenu présente des ondulations d'amplitudes constantes, une amélioration de la réponse du couple électromagnétique et une bonne poursuite à la référence.
- **La vitesse :** L'allure de la vitesse obtenue présentée sous forme linéaire en régime transitoire, puis atteint la vitesse nominale, et on remarque une légère diminution de vitesse lors de l'application de la charge.
- **Le courant statorique :** En régime transitoire, les courants statoriques présentent de faibles dépassements, puis en régime établi et après l'application de la charge, ils sont présentés sous forme sinusoïdale.
- **Le flux statorique :** Le flux statorique présente une certaine oscillation en régime transitoire avec une réponse très rapide.
- **Le module du flux :** Le résultat de simulation montre que le flux maintient un module constant égal à la valeur de référence choisie pour la simulation.
- **La caractéristique du flux :** On observe que la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement circulaire, ce qui confirme que son amplitude est maintenue presque constante, et par conséquent on peut dire que le flux statorique et le couple électromagnétique présentent une bonne poursuite à leurs valeurs de référence.

II.13 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple de la MAS, cette technique de commande est une solution très intéressante aux problèmes de robustesse. La DTC est une commande très performante par rapport aux autres techniques de commande, à cause de l'absence du capteur mécanique de vitesse au niveau de l'arbre rotorique.

Les résultats de simulation obtenus, permettent de juger la qualité de cette commande, elle permet de très bonnes performances dynamiques du contrôle du couple, de faible temps de réponse, et l'absence des oscillations transitoires et de dépassement de consigne du flux et du courant.

Dans le chapitre suivant nous essayerons d'éliminer la chute de vitesse provoquée par l'augmentation du couple de charge en intégrant un régulateur de vitesse à action (PI).

- [10] C. Camudas de wit, “Modélisation, Contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones,”. Edition HERMES Science Europe, Paris 1999.
- [11] Y. A. Chapuis, D. Roys, S. Courtine, “Commande directe du couple d’une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique,”. Journal Physique III. Pp. 863-880, France, Mai 1995.

CHAPITRE III

SYSTEME DE REGULATION

DE VITESSE DE LA MAS

III.1 Introduction

Dans l'industrie, on a souvent besoin d'entraîner une charge à vitesse constante malgré les couples résistants qui s'exercent sur elle. Quelques structures de réglage de base se sont introduites, comme le réglage classique le réglage par mode glissant et le réglage en cascade. Ce réglage de vitesse utilisé pour la commande, a pour but de réaliser de bonnes performances de commande.

La synthèse des correcteurs de type (PID, PI, IP, PD...), nous permet de réguler la vitesse de la machine asynchrone contrôlée par la technique de commande *DTC*. En plus de leur simplicité, facilitée de réglage et d'implémentation, ces correcteurs ont un triple objectif :

- Stabiliser le système en boucle fermée.
- Assurer le suivi des grandeurs de sortie en fonction des consignes en l'absence de perturbations (asservissement).
- Atténuer la variation de sortie en présence de perturbations lorsque les consignes sont constantes (régulation).

Dans ce chapitre, nous rappelons la synthèse des régulateurs proportionnel, intégral et dérivateur, puis on étudiera un type de régulateur, dont les actions proportionnelle et intégrale sont utilisées pour régler la vitesse de la machine asynchrone.

III.2 Rappel sur le principe de la régulation

D'une façon générale, un système de commande peut être défini comme un assemblage électrique d'éléments physiques qui peuvent régler la grandeur de sortie en fonction d'un signal d'entrée. Il existe deux types de structures de commandes [20]

- Système de commande en boucle ouverte (B.O).
- Système de commande en boucle fermée (B.F).

III.2.1 Système de commande en boucle ouverte

Une structure de commande en boucle ouverte, présentée par la Figure (III.1), est définie comme un système où le signal de commande «d'entrée» est indépendant du signal réglé «de sortie». Elle présente l'avantage d'être simple à implanter, par contre, le comportement de ce système est d'une mauvaise qualité et ne garantit pas des performances nécessaires, à cause des perturbations qui sont invisibles. [20]

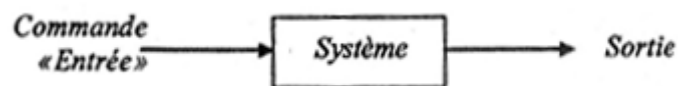


Figure (III.1) : schéma Bloc d'un système en boucle ouverte

III.2.2 Système de commande en boucle fermée

Par opposition à la structure de commande en boucle ouverte, celle en boucle fermée est définie comme un système où le signal de commande dépend d'une façon ou d'une autre du signal de sortie. Les systèmes en boucle fermée sont couramment appelés des systèmes asservis. La structure de commande en boucle fermée (contre réaction) est capable de :

- Stabiliser un système instable en boucle ouverte.
- Compenser les perturbations externes.
- Compenser les incertitudes internes au processus lui-même.

La figure ci-dessous représente la structure du système en boucle fermée.

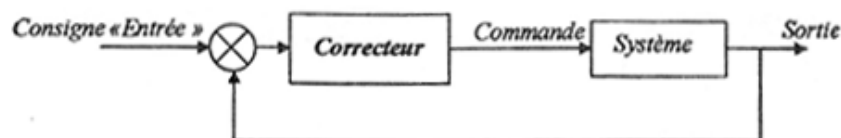


Figure (III.2) : schéma d'un système en boucle fermée

Le rôle du correcteur est d'éliminer l'écart quelque soient les perturbations, et d'amener le système à réagir plus rapidement, quelque soient les variations de l'entrée de référence ou les perturbations. Nous distinguons plusieurs types de correcteurs qui sont basées sur les actions : proportionnelle, intégrale et différentielle. [20]

III.3 DIFFERENTS TYPES DE CORRECTEURS

III.3.1 Correcteur proportionnel-intégral (PI)

Le correcteur intégral est fréquemment combiné au correcteur proportionnel pour améliorer le régime permanent et le régime transitoire. Cette combinaison est appelée correcteur proportionnel-intégral. L'équation dans le domaine temporel de ce correcteur est écrite par l'expression ci-dessous :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{III.1})$$

Où $e(t)$, $u(t)$, K_p et K_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_p}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (\text{III.2})$$

Où S : Opérateur dérivée de LAPLACE.

K_p : Gain du correcteur.

τ_i : Constante de temps.

III.3.2 Correcteur proportionnel-dérivée (PD)

L'inconvénient majeur du correcteur dérivé est son insensibilité aux variations latentes de l'erreur. Pour cette raison, ce type de correcteur n'est jamais utilisé seul. La solution permettant de minimiser cet inconvénient est de le combiner au correcteur proportionnel. [20]

Nous représentons le correcteur PD dans le domaine du temps par l'équation suivante :

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (\text{III.3})$$

K_d : Gain de l'action dérivée.

La fonction de transfert correspondante est :

$$C(s) = K_p + K_d s = K_p (1 + \tau_d s) \quad (\text{III.4})$$

Où : $\tau_d = \frac{K_d}{K_p}$

Avec : τ_d constant de temps.

III.3.3 Correcteur proportionnel intégral et dérivée (PID)

Le régulateur *PID* est l'association des trois actions proportionnelle, intégrale, dérivée. Ce correcteur permet d'améliorer à la fois la précision, la rapidité et la stabilité. Il est régi par la relation suivante :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (\text{III.5})$$

Sa fonction de transfert est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \left(1 + \tau_p s + \frac{1}{\tau_i s} \right) \quad (\text{III.6})$$

En général, on a les qualités suivantes du correcteur *PID*:

- L'action proportionnelle est souvent utilisée pour la rapidité du système bouclé.
- L'action intégrale est employée pour améliorer le régime permanent.
- L'action dérivée assure l'amélioration de la stabilité.

III.4 CARACTERISTIQUES DES CONTROLEURS

Un système asservi doit être suffisamment robuste pour garantir trois niveaux des performances [17] :

- Sa stabilité.
- Une bonne précision statique.
- une rapidité suffisante.

III.4.1 Stabilité

Le correcteur doit assurer la stabilité du système. Ceci exige que les réactions du système de régulation soient énergiques sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou trop tardive risque de conduire le système à une instabilité.

III.4.2 Précision

La précision est définie, à partir de l'erreur entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie. En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

III.4.3 Rapidité

En général, le système doit répondre rapidement à la variation de sa consigne et des perturbations. Il a une rapidité satisfaisante s'il se stabilise à son niveau constant en un temps jugé satisfaisant.

III.5 REGLAGE DE VITESSE PAR UN REGULATEUR (PI)

L'action intégrale du correcteur améliore le régime permanent tout en détériorant le régime transitoire, alors que l'action proportionnelle, offre la possibilité de modifier en même temps le régime transitoire et le régime permanent. Le régulateur (PI) combine alors les deux avantages et permet ainsi d'améliorer tant le régime permanent que le régime transitoire. La figure ci-dessous schématise la régulation de vitesse avec un correcteur(PI)

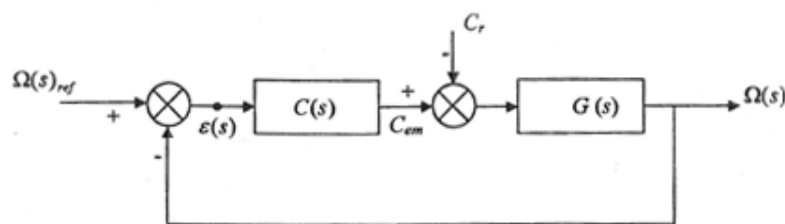


Figure (III.3) : Régulation de vitesse avec un correcteur PI

$C(s)$ est donnée par l'expression (III.2), la fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{C(s).G(s)}{1+C(s).G(s)} \quad (\text{III.7})$$

Avec:

$$G(s) = \frac{1}{J.s + K_f} \quad (\text{III.8})$$

Par le remplacement des équations (III.2) et (III.8) dans l'équation (III.7) avec ($C_r = 0$ N.m) on obtient :

$$H(s) = \frac{\left(\frac{K_p}{K_i}\right).s + 1}{\frac{J}{K_i}.s^2 + \left(\frac{K_p + K_f}{K_i}\right).s + 1}$$

(III.9)

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_p, K_i . Deux méthodes peuvent être utilisées, l'imposition des pôles ou la compensation des pôles.

III.5.1 Imposition des pôles

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}.s + \frac{1}{\omega_n^2}.s^2} \quad (\text{III.10})$$

Par analogie entre les expressions (III.9) et (III.10) on trouve :

$$\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + K_f}{K_i} \\ \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{J}{K_i} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi}{\omega_n} K_i - K_f \\ K_i = J\omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de ξ et ω_n pour déterminer les coefficients K_p et K_i .

On prend : $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et $\omega_n = 13$ rd/s

$$\text{Donc} \quad \begin{cases} K_p = 0.36 \\ K_i = 3.38 \end{cases}$$

En utilisant le terme $\frac{1}{\left(\frac{K_p}{K_i}\right).s + 1}$ comme un filtre pour éliminer les effets de l'intégrateur de numérateur d'équation (III.9).

III.6 REGLAGE DE VITESSE PAR LE REGULATEUR (PI)

La figure (III.4) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide suivi d'une application de charge ($C_r = 20 \text{ N.m}$) à ($t=0.6\text{s}$), dans cet ordre, elles présentent les réponses en : vitesse, courant, caractéristique de flux, couple, flux, et en module de flux.

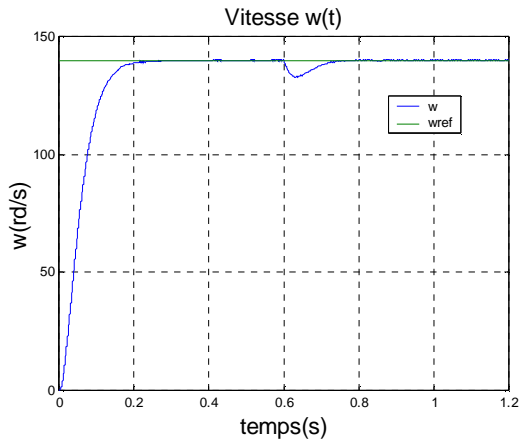


Figure (III.4.1) : Vitesse de rotation.

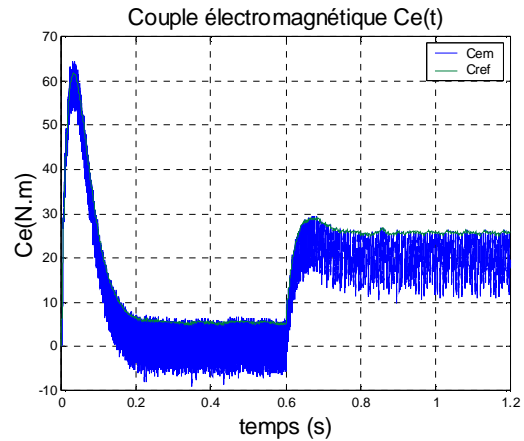


Figure (III.4.2) : Couple électromagnétique.

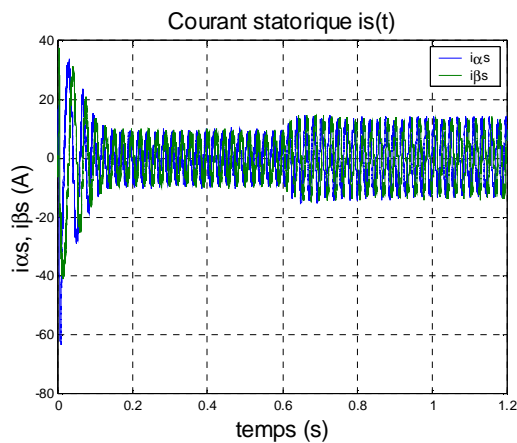


Figure (III.4.3) : Courant statorique.

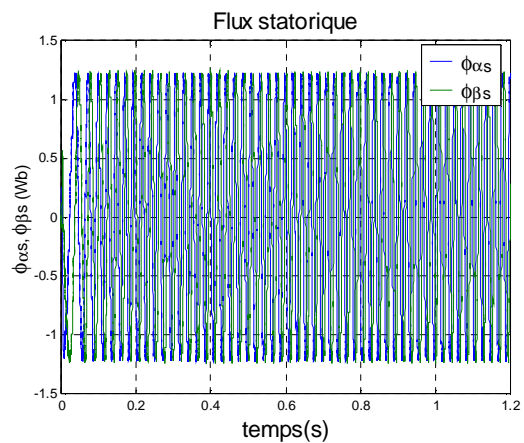


Figure (III.4.4) : Flux statorique.

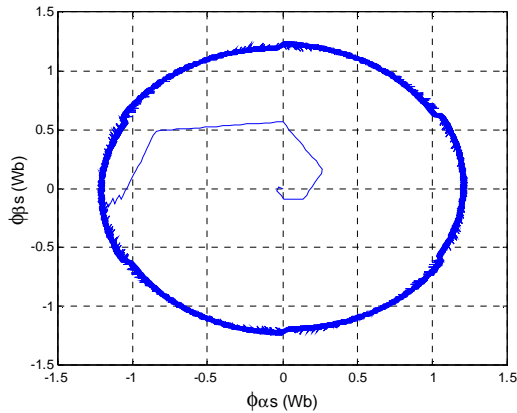


Figure (III.4.5) : Caractéristique du flux statorique.

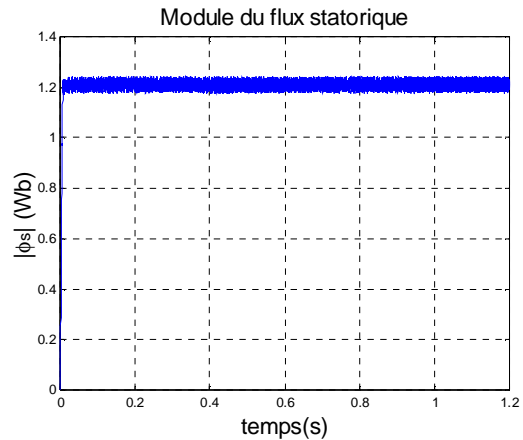


Figure (III.4.6) : Module du flux statorique.

Figure (III.4) : réponse de vitesse, couple et de flux pour PI de la DTC.

III.6.1 Interprétation des résultats de simulation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliqué au modèle de la MAS avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour les vecteurs tensions nuls (Tableau II.3) et en présence de la boucle de réglage de vitesse (régulateur PI), on a effectué une simulation pour le régime de fonctionnement en charge nominale après un démarrage à vide.

On peut noter les remarques suivantes :

- La réponse en vitesse de la DTC avec le correcteur (PI), en régime transitoire, elle présente une bonne poursuite à la valeur de référence sans présence de dépassement, en régime établi et lors de l'application de la charge à ($t=0.6s$), une faible chute de vitesse puis elle poursuit sa référence avec précision.
- Le courant présente de faibles dépassements au démarrage, puis il prend la forme de la sinusoïde, à l'application de la charge, une légère augmentation de son amplitude.
- La caractéristique de flux obtenue est de la forme circulaire.
- La réponse en couple, présente des dépassements au démarrage, au bout d'un certain temps, le couple électromagnétique oscille autour de zéro. Après l'application de la charge, il rejoint la valeur de référence.
- Le flux statorique obtenu est ondulé d'amplitude constante pendant, le régime transitoire et le régime permanent.

- Le module de flux obtenu est maintenu presque constant autour de sa valeur nominale, ce qui confirme que la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux est circulaire.

Les grandeurs telles que la vitesse, flux statorique estimé ont suivi leurs consignes d'où le système est parfaitement commandé. Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant statorique suit parfaitement la variation de la charge.

III.7 TEST DE ROBUSTESSE DU REGULATEUR POUR LA DTC

III.7.1 Test de robustesse de régulation par application et suppression de la charge

Ce test, consiste à effectuer la simulation, application d'une charge à ($t=0.6$) puis, la suppression de cette charge à ($t=1.2$ s), la consigne de référence de la vitesse est (140rd/s), ($C_r = 20\text{ N.m}$).

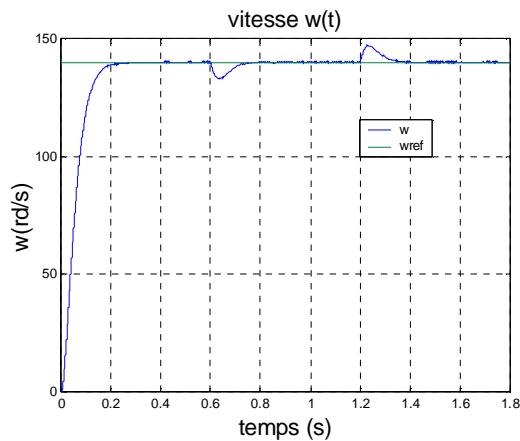


Figure (III.5.1) : Vitesse de rotation.

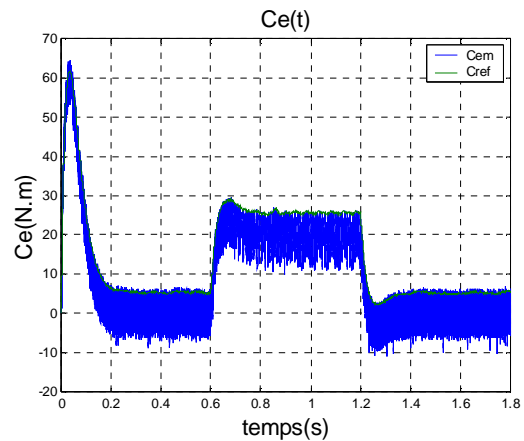


Figure (III.5.2) : Couple électromagnétique.

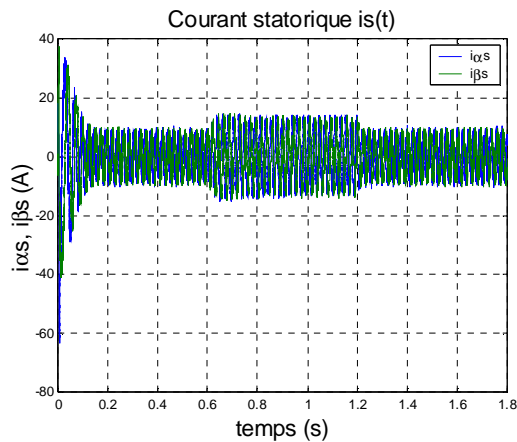


Figure (III.5.3) : Courant statorique.

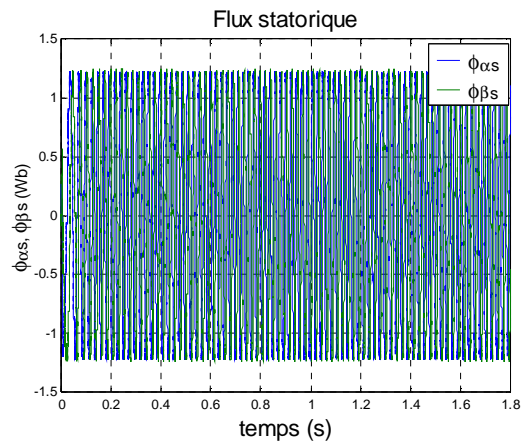


Figure (III.5.4) : Flux statorique.

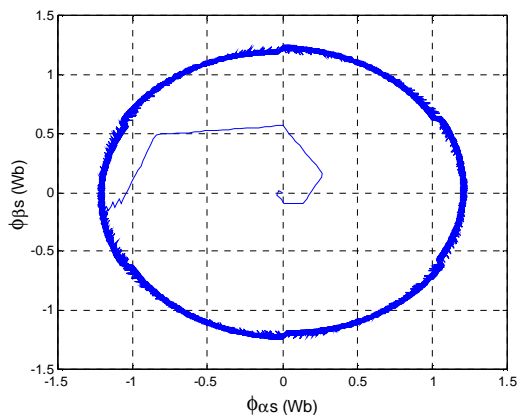


Figure (III.5.5) : Caractéristique du flux.
statorique

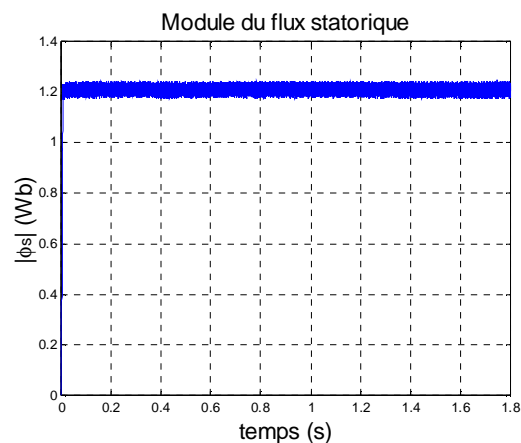


Figure (III.5.6) : Module du flux
statorique

Figure (III.5) : réponse de vitesse, couple et de flux après application et suppression de la charge.

Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans la Figure (III.5) montrent que :

- La réponse en vitesse, présente une bonne poursuite à la valeur de référence, en régime transitoire, et à l'application de la charge à ($t=0.6s$), on observe une légère diminution de la de vitesse puis elle rejoint la valeur de référence, et lors de la suppression de la charge à ($t=1.2s$), on remarque un faible dépassement puis la vitesse s'établit à sa valeur de référence.
- Le courant présente un dépassement au démarrage, il prend la forme pseudo sinusoïdale, lors de l'application de la charge, on voit une augmentation de son amplitude, puis à l'instant, de la suppression de la charge, le courant diminue.

- La réponse en flux, montre que sa trajectoire est circulaire et son amplitude est constante.
- Le couple électromagnétique, présente de faibles dépassements au démarrage, puis il se stabilise autour de zéro. A l'instant de l'application de la charge, le couple rejoint la valeur de référence, A la suppression de la charge à ($t=1.2s$), Le couple s'annule.

D'après la Figure(III.5.2) montre que le couple estimé suit sa valeur de référence sans erreur statique, et la Figure(III.5.3) montre à son tour que le courant statorique suit parfaitement la variation de la charge. On peut dire que la DTC présente de bonnes performances.

III.7.2 Test de robustesse de régulation de faible vitesse

Pour cet essai, on a effectué la simulation pour la DTC en présence de la boucle de réglage de vitesse, la consigne de référence est un échelon de vitesse en inverse entre (40rd/s) et (-40rd/s) qu'on applique a $t=1.2s$. A $t=0.6s$, on applique une charge ($C_r = 20\text{ N.m}$).

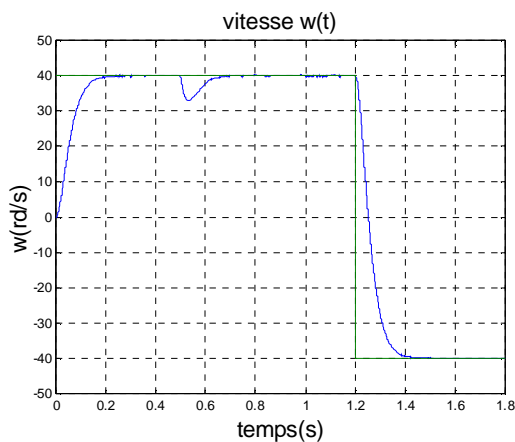


Figure (III.6.1) : Vitesse de rotation.

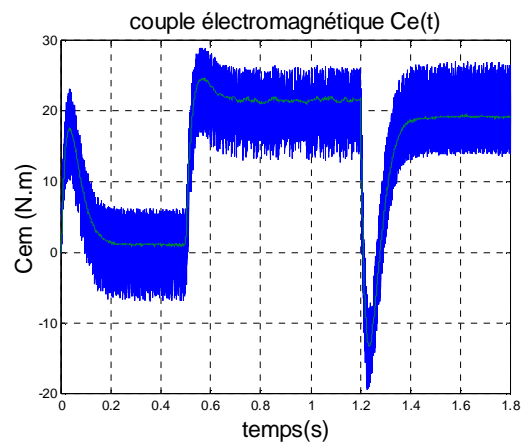


Figure (III.6.2) : Couple électromagnétique.

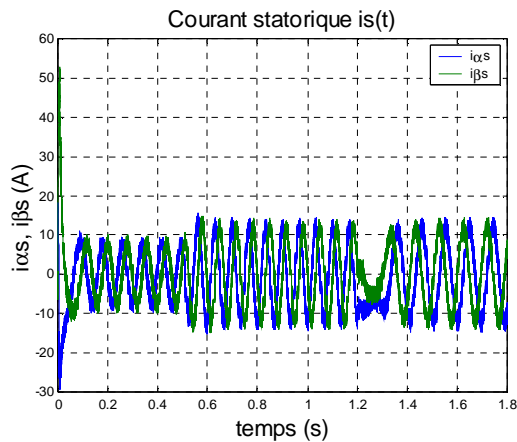


Figure (III.6.3) : Courant statorique.

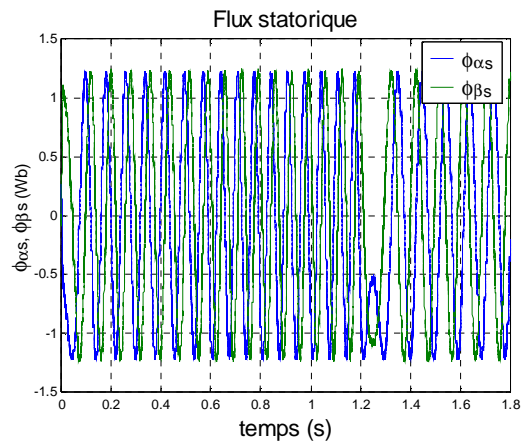


Figure (III.6.4) : Flux statorique.

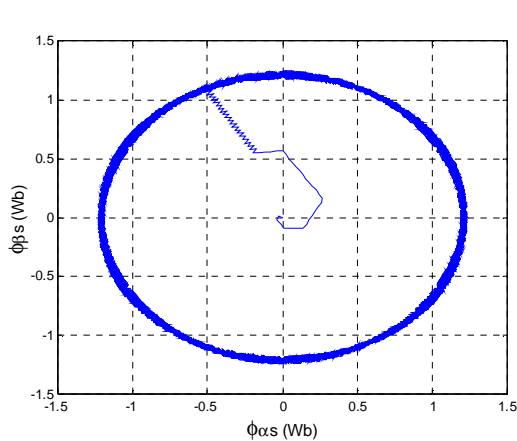


Figure (III.6.5) : Caractéristique du flux.

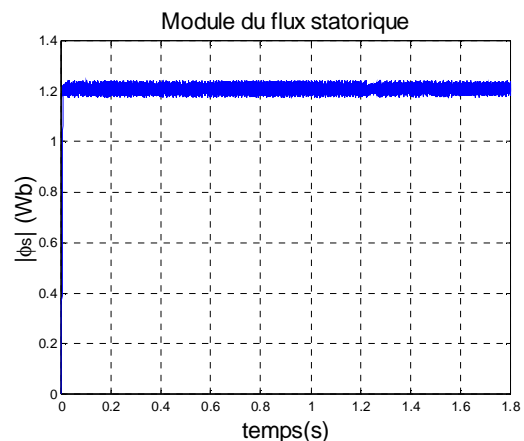


Figure (III.6.6) : Module du flux statorique

Figure(III.6) : réponse de vitesse, couple et de flux par faible inversion de vitesse.

Les résultats de simulation obtenus sont regroupés dans la Figure (III.6), on peut remarquer que :

- Les réponses en vitesse et en couple présentent une bonne poursuite aux valeurs de références, et on observe qu'à l'instant de l'inversion de la vitesse, une perturbation du couple électromagnétique, puis il rejoint à sa valeur de référence.
- Le courant présente des dépassements au démarrage, et à l'instant de l'inversion de la vitesse à (t=1.2s) on voit une perturbation du courant.
- Le module du flux est maintenu constant pendant le régime transitoire et établi, on observe une légère diminution lors de l'inversion de la vitesse, ainsi que le flux

statorique prend une forme pseudo sinusoïdale, et la trajectoire du flux statorique est circulaire.

Les résultats de la simulation obtenu pour la variation de vitesse Figure(III.6), montre que cette inversion de vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influx sur le courant Figure (III.6.3), et le flux statorique Figure (III.6.4) et aussi le couple électromagnétique Figure (III.6.2). On sait qu'à faible vitesse, la DTC présente de mauvaise performance a cause de la résistance statorique, mais avec cette régulation on peut dire que la DTC est robuste par rapport a cet essai.

III.7.3 Test de robustesse de régulation par variation de vitesse

Cette section, consiste à effectuer le test de robustesse de régulation de vitesse, la consigne de référence de vitesse est un échelon entre (140rd/s à 40rd/s), en appliquant une charge de (20N.m) à (t=0.5s).

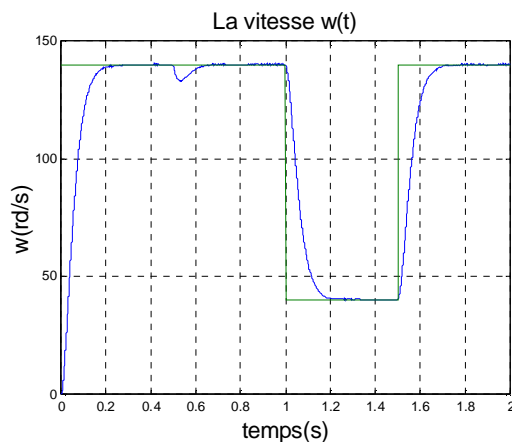


Figure (III.7.1) : Vitesse de rotation.

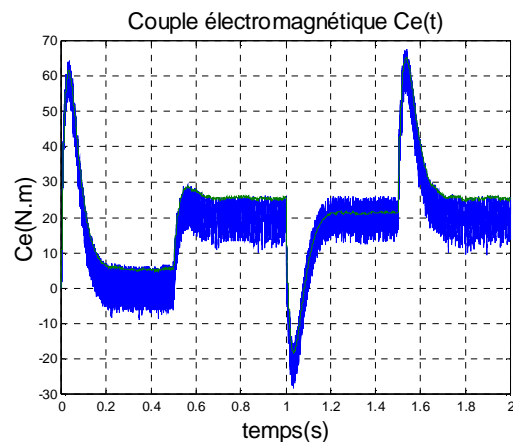


Figure (III.7.2) : Couple électromagnétique.

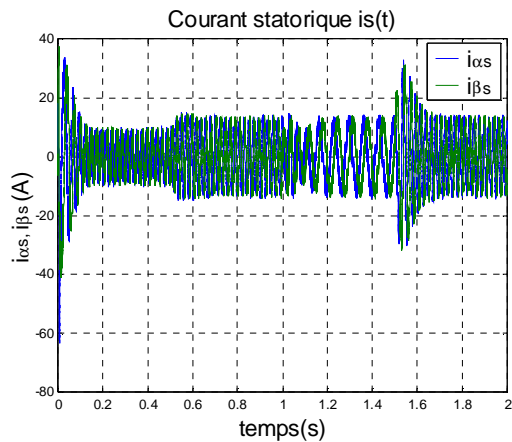


Figure (III.7.3) : Courant statorique.

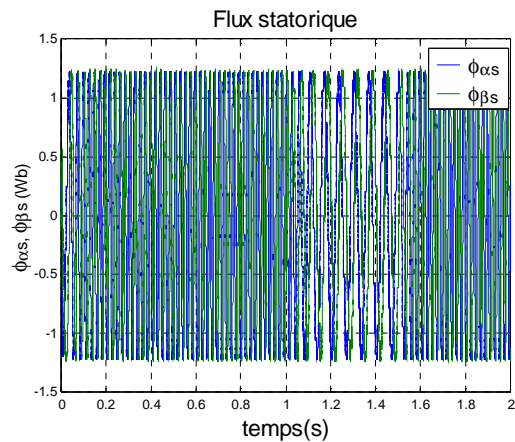


Figure (III.7.4) : Flux statorique.

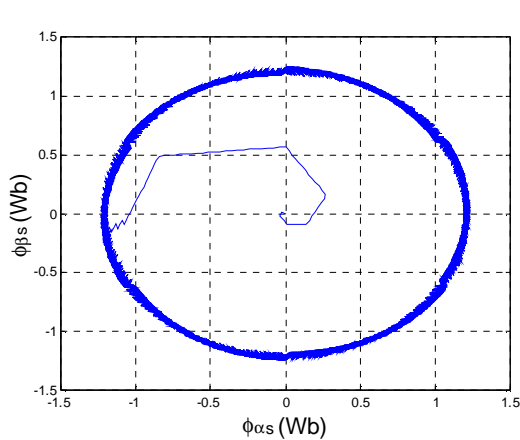


Figure (III.7.5) : Caractéristique du flux statorique

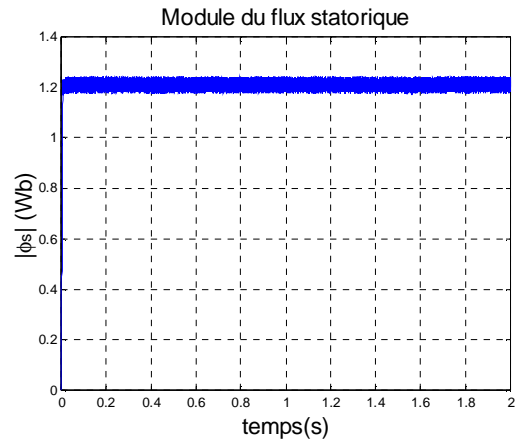


Figure (III.7.6) : Module du flux statorique

Figure(III.7) : réponse de vitesse, couple et de flux par variation de vitesse.

La figure (IV.), montre Les résultats de simulation obtenue, on peut noter les remarques suivantes :

- Les réponses en vitesse et en couple présentent une poursuite à leurs valeurs de références, aux instants de variation de la vitesse à ($t=1s$) et ($t=1.5s$), le couple présente de dépassements.
- La réponse en courant est sensible à la variation de la vitesse, et on observe qu'aux instants de la variation de la vitesse à ($t=1s$) et ($t=1.5s$), que la fréquence des courants statoriques diminuent.
- Le flux prend la forme sinusoïdale, et on une diminution de la fréquence des flux statoriques, entre les instants de variation de vitesse ($t=1s$) et ($t=1.5$).

- La trajectoire de l'extrémité vecteur flux est circulaire et l'amplitude du flux est maintenue constante.

III.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une approche de régulateur (Proportionnelle-Intégrale) afin d'améliorer les performances de la commande directe du couple. Les résultats de simulation obtenus permettent de juger cette commande. On peut conclure qu'en présence de la boucle de réglage de vitesse, la DTC est moins sensible à l'application de la charge en appliquant l'échelon (couple résistant $C_r = 20 \text{ N.m}$) la vitesse se rétablit aussitôt donc on peut dire que cette régulation est bien adaptée à la DTC, et offre une bonne performance dynamique et statique, pour ce qui est du courant statorique, et flux statorique sont aussi bonne. Ainsi un temps de réponse meilleur. En revanche, les réponses ; en couple, en vitesse et en flux présentent des oscillations, et pour ce qui concerne le couple en régime transitoire on remarque un dépassement important de ce dernier, ce qu'on ne voit pas à l'application de la DTC sans la présence du régulateur.

CONCLUSION GENERALE

Ce travail, nous a permis d'élaborer la technique de la commande directe du couple DTC de la machine asynchrone triphasée.

Pour ce faire, on a procédé au premier lieu, à présenter le modèle mathématique décrivant la MAS dans le repère de PARK lié au stator, puis nous avons abordé la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé par la MLI, vient ensuite l'association machine-onduleur asynchrone. Pour voir le comportement des grandeurs de la MAS, à savoir le couple électromagnétique le flux et le courant statorique ainsi la vitesse rotorique par la suite, on a effectué deux essais de simulation sous MATLAB SIMULINK en régime de fonctionnement démarrage à vide avec application du couple résistant nominale, pour la machine est alimentée directement au réseau triphasé puis la machine alimentée par l'onduleur de tension à deux niveaux.

A partir des résultats de simulation obtenus, nous avons pu constater qu'avec la présence de l'onduleur les dépassements en régime transitoire sont réduits, ce qui rend cette commande performante et souple. En revanche, le couple électromagnétique présente des oscillations au régime permanent.

Le deuxième chapitre a fait l'objet d'une étude théorique en exposant les principes généraux du contrôle direct du couple (DTC), l'étude par simulation numérique du fonctionnement de la structure du contrôle direct du couple, lorsqu'on utilise un comparateur à hystérésis à trois niveaux avec application des vecteurs tensions nuls, nous a permis d'obtenir de très bonnes performances statiques et dynamiques. Ainsi, nous avons relevé un temps de réponse très faible et meilleur. De plus, cette commande ne nécessite aucun capteur mécanique, pour connaître la position du rotor, ou la vitesse de l'arbre de la machine, ce qui a rendu la commande souple et performante.

Pour compléter notre étude, le troisième chapitre est consacré pour réaliser le contrôle direct du couple de la MAS avec une boucle de réglage de vitesse, en utilisant un correcteur (PI). A travers les résultats de simulation obtenus, Nous avons vu, une amélioration de la réponse du couple électromagnétique et de la vitesse (une bonne poursuite à la référence) ce qui a rendu que la commande DTC performante et robuste.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

- Amélioration de la DTC classique de la MAS par l'utilisation de la table de vérité à 12 secteurs.
- L'implication de la structure de DTC sur site réel.
- L'utilisation des onduleurs multi niveaux pour augmenter le nombre des vecteurs tension utilisé.
- La recherche d'un observateur de la vitesse mécanique et l'état électromagnétique de la machine, cette voie de recherche reste le point commun pour les différents stratégies commande.
- L'amélioration pour minimiser l'effet des oscillations des grandeurs de contrôle DTC par utilisation de supervisions floues avec l'adaptation des gains du régulateur.

PARAMETRES DE LA MACHINE

Type	Asynchrone 3~
Résistance statorique	$R_s=1.2 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r=1.8 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s=0.158 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r=0.156 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique	$M=0.15 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J=0.07 \text{ (kg.m}^2\text{)}$
Couple de charge	$C_r=20 \text{ (N.m)}$
Coefficient de frottement visqueux	$K_f=0 \text{ (N.m. } \frac{\text{s}}{\text{rd}} \text{)}$
Nombre de paire de pôles	$p=2$
Fréquence nominale	$f=50 \text{ Hz}$

Les équations de la machine asynchrone dans le repère référentiel (α, β) sont

$$\frac{d\varphi_{\alpha s}}{dt} = -R_s i_{\alpha s} + V_{\alpha s} \quad (\text{B.1})$$

$$\frac{d\varphi_{\beta s}}{dt} = -R_s i_{\beta s} + V_{\beta s} \quad (\text{B.2})$$

$$\frac{d\varphi_{\alpha r}}{dt} = -\omega_r \varphi_{\beta r} - R_r i_{\alpha r} \quad (\text{B.3})$$

$$\frac{d\varphi_{\beta r}}{dt} = -\omega_r \varphi_{\alpha r} - R_r i_{\beta r} \quad (\text{B.4})$$

$$C_{em} = P(\varphi_{\alpha s} i_{\beta s} - \varphi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (\text{B.5})$$

Les relations entre les courants sont données ci dessous :

$$\varphi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r} \quad (\text{B.6})$$

$$\varphi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r} \quad (\text{B.7})$$

$$\varphi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s} \quad (\text{B.8})$$

$$\varphi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s} \quad (\text{B.9})$$

A partir d'expressions (B.8) et (B.9), on déduit les expressions des courants rotoriques :

$$i_{\alpha r} = \frac{1}{L_r} \varphi_{\alpha r} - \frac{M}{L_r} i_{\alpha s} \quad (\text{B.10})$$

$$i_{\beta r} = \frac{1}{L_r} \varphi_{\beta r} - \frac{M}{L_r} i_{\beta s} \quad (\text{B.11})$$

En introduisant (B.10) et (B.11) dans (B.6) et (B.7), on obtient les composantes du flux statorique :

$$\varphi_{\alpha s} = \sigma L_s i_{\alpha s} + \frac{M}{L_r} \varphi_{\alpha r} \quad (\text{B.12})$$

$$\varphi_{\beta s} = \sigma L_s i_{\beta s} + \frac{M}{L_r} \varphi_{\beta r} \quad (\text{B.13})$$

Ou :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (\text{B.14})$$

Enfin, en remplaçant dans (B.1), (B.2), (B.3), et (B.5) les comportements du flux statorique et celles du courant rotorique, on obtient le modèle mathématique de la MAS utilisé pour le contrôle de couple :

$$\sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\alpha s} = -R_s i_{\alpha s} - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_{\alpha r} + V_{\alpha s} \quad (\text{B.15})$$

$$\sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\beta s} = -R_s i_{\beta s} - \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_{\beta r} + V_{\beta s} \quad (\text{B.16})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{\alpha r} = -\frac{R_r}{L_r} \varphi_{\alpha r} - \omega_r \varphi_{\beta r} + \frac{R_r M}{L_r} i_{\alpha s} \quad (\text{B.17})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{\beta r} = -\frac{R_r}{L_r} \varphi_{\beta r} + \omega_r \varphi_{\alpha r} + \frac{R_r M}{L_r} i_{\beta s} \quad (\text{B.18})$$

$$\text{De (B.6) on aura } i_{\alpha r} = \frac{1}{M} \varphi_{\alpha s} - \frac{L_s}{M} i_{\alpha s} \quad (\text{B.19})$$

En introduisant (B.3) dans (B.15) on aura

$$\sigma L_s \frac{d}{dt} i_{\alpha s} = -R_s i_{\alpha s} - \frac{M}{L_r} (-\omega_r \varphi_{\beta r} - R_r i_{\alpha r}) + V_{\alpha s} \quad (\text{B.20})$$

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

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

On aura

$$\frac{d}{dt} i_{\alpha s} = \frac{1}{\sigma L_s T_r} \varphi_{\alpha s} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \varphi_{\beta s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) i_{\alpha s} - \omega_r i_{\beta s} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\alpha s} \quad (\text{B.21})$$

On fera la même chose pour $\frac{d}{dt} i_{\beta s}$

$$\frac{d}{dt} i_{\beta s} = \frac{1}{\sigma L_s T_r} \varphi_{\beta s} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \varphi_{\alpha s} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) i_{\beta s} + \omega_r i_{\alpha s} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} \quad (\text{B.22})$$

En négligeant la chute de tension dans la résistance statorique. Il vient

$$\phi_{sn} = \frac{V_{sn}}{\omega_{sn}} = 0.7 \text{ Wb pour } V_{sn} = 220 \text{ V et } \omega_{sn} = 314 \text{ rad/s}$$

D'après l'équation $\varphi_S = \sqrt{\frac{2}{3}}(\varphi_{sd} + \varphi_{sq})$ (tirée de la transformation de Park) on a :

$$\varphi_{Sn} = \sqrt{3}\phi_{sn} = 1.21 \text{ Wb [5]}$$

NOMENCLATURE

- MAS : Machine Asynchrone.
- a, b, c : Indices correspondant aux trois phases(a), (b) et(c).
- s, r : Indices correspondant aux grandeurs statoriques et rotoriques.
- d, q : Indices correspondant au référentiel lié au champ tournant.
- α, β : Indices correspondant au référentiel lié au stator.
- L_{as}, L_{ar} : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.
- M_{as}, M_{ar} : Inductances mutuelles entre une phase statorique et une phase rotorique.
- Ls, Lr : Inductances cycliques statorique et rotorique.
- $$L_s = L_{as} - M_{as}$$
- $$L_r = L_{ar} - M_{ar}$$
- M : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.
- Rs, Rr : Résistance statorique et rotorique.
- Ts : Constante de temps statorique ($T_s = L_s/R_s$)
- Tr : Constante de temps rotorique ($T_r = L_r/R_r$).
- ω : Vitesse de rotation électrique du rotor.
- ω_s : Pulsation statorique.
- ω_r : Pulsation rotorique.
- Ω : Pulsation mécanique de rotation de rotor par rapport au stator.
- Ω_s : Pulsation mécanique de la f.m.m \vec{E}_s par rapport au stator.
- Ω_r : Pulsation mécanique de la f.m.m \vec{E}_r par rapport au rotor.

- J : Moment d'inertie total des masses tournantes ramené sur l'arbre de la machine.
- C_{elm} : Couple électromagnétique développé par la machine.
- P : Nombre de paire de pôles.
- σ : Coefficient de dispersion ($=1-M^2/(L_s*L_r)$).
- C_r : Couple résistant de la charge.
- K_f : Coefficient de frottement visqueux.
- g : Glissement ($g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$).
- V : Tension.
- i : Courant.
- U_0 : Tension continue d'entrée de l'onduleur.
- φ : Flux.
- θ_s : Angle de déplacement du vecteur flux statorique.
- θ_r : Angle de déplacement du vecteur flux rotorique.
- θ_{coord} : Angle correspond à la position du repère choisi pour la transformation.
- f : fréquence.
- S_a, S_b, S_c : Ordre logique d'allumage des transistors du flux.
- $\Delta\varphi$: Ecart d'hystérésis du correcteur de flux.
- ΔC : Ecart d'hystérésis du correcteur de couple.
- φ_{ref} : Référence du flux.
- C_{ref} : Référence du couple.
- cflx : Grandeur de sortie du correcteur de flux.
- ccpl : Grandeur de sortie du correcteur de couple.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Jean Bonal, Guy Séguier**, « Entraînements électriques à vitesse variable » Volume 2.
- [2] **O. Nacima, S. Sonia**, « contribution à la mis en œuvre des Réseaux Neurones Artificiels pour le Contrôle Direct du couple d'une Machine Asynchrone » Mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2007.
- [3] **H. Naoual, B. Fatima**, « Commande Vectorielle de la MAS à Flux Orienté » Mémoire d'ingénieur, Université de Constantine, 2004.
- [4] **R.P.Bouchard-Guy Olivier**, « Conception de moteurs asynchrones triphasés » Edition Corrigée 1997.
- [5] **J.P Caron, J.P Hautier**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » Edition Technip 1995.
- [6] **S. Mendaci**, « Différentes Stratégies du Contrôle du cou Couple d'un Moteur à induction Associées à un Observateur de flux par Mode de Glissement » Thèse de Magister, Université de Batna, 2003.
- [7] **H. Amar, B. Massinissa**, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone » Mémoire d'ingénieur, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2000.
- [8] **Jacque Laroche**, « Electronique de puissance convertisseurs » Edition Dunod.2005.
- [9] **H. Mounir**, « Contrôle Direct du Couple des Machines Synchrone avec et sans Capteur Mécanique » Thèse de Magister, Université de Bejaia 2002.
- [10] **C. Canudas de Wit**, « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » Commande des Moteurs asynchrones, Edition HERMES Science Europe, Paris 1999.

- [11] **F. Morand** « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones » Thèse de Doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon 2005.
- [12] **G. O. Cimuca**, « Système Inertiel de Stockage d'Energie Associe des Générateurs Eoliens » Thèse de Doctorat. L'école nationale supérieure d'art et métiers.
- [13] **C. De Almeida Martins**, « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée » Thèse de Doctorat. Institut national polytechnique de Toulouse 2000.
- [14] **Y.A Chapuis** « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par l'Orientation de son Flux Statorique » Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble, Grenoble, France 1996.
- [15] **A. M. Arcker-Hissel**, « Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machine Asynchrone de Grande Puissance » Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 1996.
- [16] **R. Zaimeddine**, « Contribution à l'étude du Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Sans Capteur Mécanique. Application au Véhicule Electrique » Thèse Magister. EMP Alger 1999.
- [17] **A. Rahal, Fedjiri**, « Contrôle Direct du Couple de la Machine Asynchrone » Mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2004
- [18] **N. Boubouzal, D. Ait Kaci** « Etude et simulation d'un aérogénérateur », mémoire d'ingénieur Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Algérie, 2009.
- [19] **Y. A. Chapuis, D. Roys, S. Courtine**, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique », Journal Physique III. Pp. 863-880, France, Mai 1995.
- [20] **M. Abd Elkibir, N. Merzoug**, « Contrôle Direct Couple D'une Machine a Induction » mémoire d'ingénieur Université Mohamed Boudiaf de Msila.