

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERY, Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Automatique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme

de MASTER ACADEMIQUE EN AUTOMATIQUE
OPTION : COMMANDE DES SYSTEMES

Thème

Commande non Linéaire de la Machine Asynchrone Alimentée en
Courant

Proposé par :

M.Amar HAMACHE

Dirigé par :

M. Amar HAMACHE

Soutenu le : / /2013

Présenté par :

Lamia TALEB

Djamila AFETTOUCHE

Karima GHEZLAOUI

Promotion 2013

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERY, Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Automatique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme

de MASTER ACADEMIQUE EN AUTOMATIQUE
OPTION : COMMANDE DES SYSTEMES

Thème

Commande non Linéaire de la Machine Asynchrone Alimentée en
Courant

Proposé par :

M.Amar HAMACHE

Dirigé par :

M. Amar HAMACHE

Soutenu le : / /2013

Présenté par :

Lamia TALEB

Djamila AFETTOUCHE

Karima GHEZLAOUI

Promotion 2013

Remerciements

Avant toute chose, nous remercions Dieu le puissant de nous avoir donné courage, patience et force durant toutes ces années d'étude.

Nous remercions très vivement notre promoteur Monsieur « *HAMACHE AMAR* » *qui nous a soutenus durant notre travail et qui n'a jamais manqué de nous orienter et de nous conseiller ! Qu'il trouve ici l'expression de notre respect et de notre profonde reconnaissance.*

Nos remerciements s'adressent également aux membres du jury, qui nous feront l'honneur d'évaluer notre travail ainsi que l'ensemble des enseignants du département d'automatique.

Nos derniers mots s'adressent à nos parents, à nos frères et sœurs, à nos ami(e)s et à tous nos proches .nous vous remerciez du fond du cœur pour toute l'aide et l'amour que vous nous apportez chaque jour que Dieu fait.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A ma chère maman,

A mes sœurs,

A toute ma famille,

A tous mes amis,

A tous ceux qui m'ont aidée à réaliser ce mémoire de près ou de loin.

Lamia

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes très chers parents,

A mes frères,

A mes sœurs,

A toute ma famille,

A tous mes amis,

A tous ceux qui m'ont aidée à réaliser ce mémoire de près ou de loin.

Djamila

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes très chers parents,

A mes frères,

A mes sœurs,

A toute ma famille,

A tous mes amis,

A tous ceux qui m'ont aidée à réaliser ce mémoire de près ou de loin.

Karima

Sommaire

Commande non linéaire de la machine asynchrone alimentée en courant.

Sommaire

Introduction générale

Chapitre un :Généralités sur les machines asynchrones

Introduction	1
1.1. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	2
1.2. Glissement d'une machine asynchrone	4
1.3. Démarrage.....	4
1.3.1. Démarrage sous tension réduite	5
1.3.2. Démarrage étoile-triangle	5
1.3.3. Démarrage par autotransformateur	5
1.3.4. Démarrage résistif	6
1.3.5. Démarrage à tension nominal.....	6
1.3.5.1. Démarrage rotorique	6
1.4. Freinage.....	6
1.4.1. Freinage hyper synchrone	6
1.4.2. Arrêt par injection de courant continu.....	7
1.4.3. Arrêt à contre-courant.....	7
1.4.4. Freinage mécanique par électrofrein	7
1.5. Application des machines asynchrones triphasées	7
1.6. Standardisation et classification des moteurs asynchrones.....	8
1.7. Classification selon les conditions environnementales	8
1.7.1. Moteurs abrités	8
1.7.2. Moteur étanches aux éclaboussures.....	8
1.7.3. Moteurs blindés	9
1.7.4. Moteurs blindés avec ventilateur extérieur	9
1.7.5. Moteurs anti explosifs	9
Conclusion.....	9

Chapitre deux :Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant

Introduction	10
2.1. Rappels.....	10
2.2. Hypothèses simplificatrices.....	11
2.3. Conventions.....	11
2.4. Modélisation de la machine asynchrone et son alimentation.....	12
2.4.1. Modelé biphasé de la MAS.....	14
2.4.2. Modélisation de l'onduleur de courant	19
Conclusion.....	21

Chapitre trois: Commande de la machine asynchrone

Introduction23

3.1. Cahier des charges 23

3.2. Synthèse de la commande par la technique de linéarisation..... 23

3.3. Simulation et interprétation 27

3.3.1. Fonctionnement à vide..... 28

3.3.2. Fonctionnement en charge..... 29

3.3.3.Fonctionnement en inversion de vitesse 30

3.3.4. Fonctionnement à vitesse variable 32

3.4. Interprétation 35

Conclusion 36

Conclusion générale

.....

Introduction générale

Commande non linéaire de la machine asynchrone alimentée en courant.

Depuis plusieurs années, le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles et techniques à cause des possibilités de la variation de vitesse, de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Il présente l'avantage d'être robuste, coût de fabrication faible, néanmoins sa structure dynamique est fortement non linéaire et les variables internes de la machine telles que le couple électromagnétique et le flux sont fortement couplées, ce qui complique sa commande [07].

Les premières applications en vitesse variable exploitaient les machines à courant continu, plus simples à commander que celles à courant alternatif. Mais ce type de moteur souffre d'une faible durée de vie due à ses balais de collecteur et d'une puissance massique limitée.

A cause de ces intérêts qui caractérisent ces machines, les techniques de commande deviennent de plus en plus complexes, car elles doivent répondre à des exigences de plus en plus difficiles ce qui permet de pousser la recherche de nouvelles techniques de commande. Ces techniques peuvent être classées en deux catégories, classiques et modernes. Les méthodes classiques avaient la transformée de Laplace comme outil de base. Les secondes sont basées sur les équations d'état.

La commande MLI (modulation de largeur d'impulsion) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable.

La modulation de largeur d'impulsion permet :

- de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Grâce aux progrès récents dans la technologie des composants de puissance à semi-conducteur, les onduleurs à hystérésis constituent désormais la configuration standard dans la commande des moteurs à courant alternatif de moyennes et de fortes puissances. L'adoption de ce type d'onduleurs dans les installations industrielles a été motivée par des avantages

telles que la réduction des harmoniques, l'amélioration du facteur de puissance, la réduction du filtrage et le rendement élevé du système d'entraînement. L'utilisation des onduleurs à hystérésis permet de générer des tensions très proches de la sinusoïde. Les onduleurs à deux et à trois niveaux sont bien adoptés surtout pour les moteurs à moyenne puissance.

La méthode de contrôle direct du couple des machines asynchrones alimentées par un onduleur à deux ou à trois niveaux est apparue comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple moteur par orientation du flux magnétique. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis des écarts de paramètres du moteur.

Cette commande a été présentée comme alternative à la commande vectorielle (FOC), l'idée de la commande directe du couple (DTC), c'est de choisir à tout instant un vecteur de tension imposé par le convertisseur d'alimentation afin de contrôler le couple et le flux. Ce choix est basé sur les sorties des régulateurs à hystérésis dont la fonction première est de contrôler l'état du système.

L'utilisation des onduleurs conventionnels ou multi-niveaux commandés par des techniques dites de " Modulation de Largeur d'Impulsion " MLI ou " pleine onde ", peuvent présenter des défauts structurels. Ce type de dysfonctionnement induit des contraintes pouvant conduire à l'endommagement des installations industrielles; il est donc évident de voir le comportement de la machine asynchrone lorsque ces onduleurs ont le fonctionnement asymétrique.

Ce mémoire comporte trois chapitres :

Le premier chapitre présentera quelques généralités et notions de base dans le domaine des machines à induction.

Le deuxième chapitre est consacré à l'établissement d'un modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en courant en triphasé et dans le repère de Park, suivie du modèle de l'actionneur qui est un onduleur de courant à hystérésis.

Introduction Générale

Le dernier chapitre exposera la synthèse de la commande par découplage non linéaire qui sera appliquée par simulation à la commande de la vitesse et du flux rotoriques. Les résultats seront analysés et commentés. Enfin, une conclusion générale résumera les résultats obtenus et donne les perspectives futures pour ce travail.

Chapitre 1

Généralités sur les machines asynchrones

Commande non linéaire de la machine asynchrone alimentée en courant.

Introduction :

La paternité de la machine asynchrone est controversée. Elle pourrait être attribuée à trois inventeurs : en 1887, Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone, puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891.

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

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

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



Intérieur d'une machine
Asynchrone diphasée, R.
Alioth et Cie, no 1042, vers 1893



Le stator, 4 paires de
Pôles. Les deux borniers
de raccordement.



Le rotor, cage constituée de
bobinages de cuivre en court-
circuit. Les encoches sont
légèrement inclinées.

Figure 1.1 Les éléments de la machine asynchrone

1.1. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone:

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques, c'est-à dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme.

L'enroulement au rotor est donc soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît qui crée des courants rotoriques. Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux.

Le rotor se met donc à tourner pour tenter de suivre le champ statorique, sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes géométriquement décalés de 120° , et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique, les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante comme il est présenté à la figure suivante :

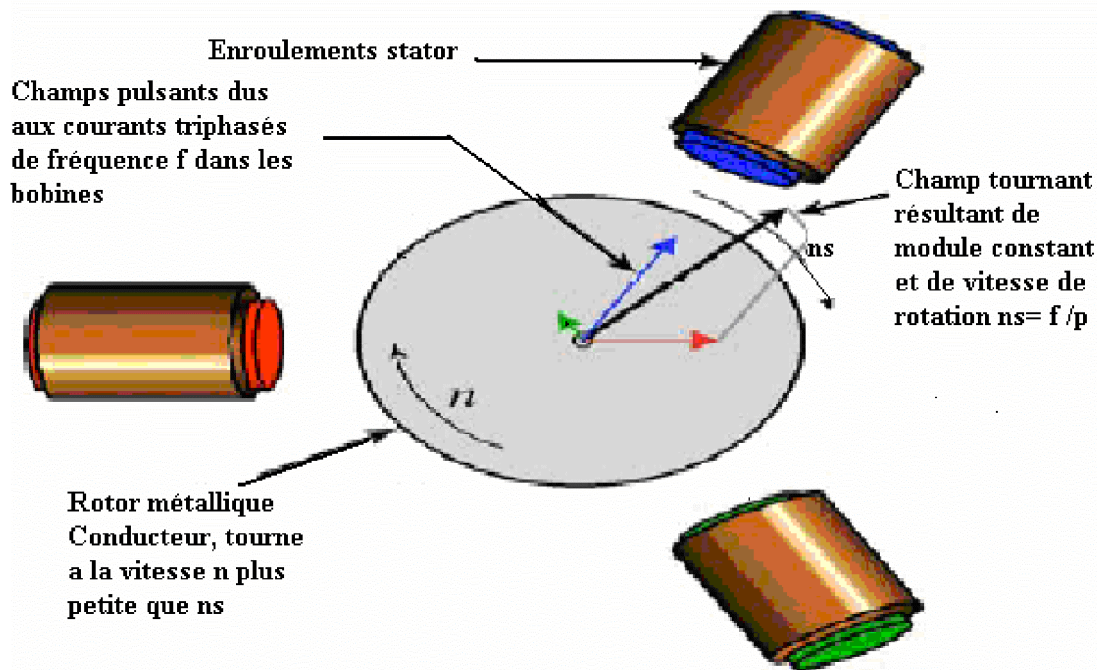


Figure 1.2.Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone

La machine est dite asynchrone car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique. En effet, dans ce cas, les courants s'annulent de même que le couple qu'ils produisent et la machine n'est plus entraînée.

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est appelée vitesse de glissement, lorsqu'il est entraîné au-delà de la vitesse de synchronisme, la machine fonctionne en générateur alternatif mais son stator doit être forcément relié au réseau car lui seul peut créer le champ magnétique nécessaire pour faire apparaître les courants rotorique un fonctionnement en générateur alternatif autonome est toutefois possible à l'aide de condensateurs connectés sur le stator, à condition qu'il existe un champ magnétique rémanent. On retrouve cette même problématique lorsqu'on cherche à faire fonctionner des machines à courant continu à excitation série en génératrice. À défaut, des dispositifs d'électronique de puissance et une batterie permettent d'amorcer le fonctionnement en génératrice autonome. Cette solution est mise en oeuvre pour produire de l'électricité à l'aide d'éoliennes dans des sites isolés.

1.2. Glissement d'une machine asynchrone :

On désigne par Ω_s la vitesse de synchronisme, c'est-à-dire la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine.

On désigne par Ω la vitesse de rotation de la machine.

La fréquence de synchronisme est toujours un sous multiple entier de la fréquence du secteur

- en 50 Hz c'est un sous multiple de 3000 tr/min soit : 3000 ; 1500 ; 1000 ; 750 ; etc.
- en 60 Hz c'est un sous multiple de 3600 tr/min, soit : 3600 ; 1800 ; 1200 ; 900 ; etc. Soit

p le nombre de paires de pôles de la machine et f la fréquence de l'alimentation. On a:

$$\Omega_s = 60 \frac{f}{P}$$

Le glissement correspond à la différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique exprimée sous la forme d'un pourcentage de la vitesse de synchronisme.

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

La vitesse du champ tournant par rapport au rotor est $\Omega_s - \Omega_m$ la pulsation ω_r des courant rotorique est alors : $\omega_r = p.(\Omega_s - \Omega_m)$

Soit : $\omega_r = g.\omega_s$

Le courant rotorique de pulsation ω_r crée une force magnétique tournante d'entrefer dont la vitesse par rapport au rotor est $\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$ C'est-à-dire $\omega_s - \omega$ par rapport au stator la pulsation de champs tournante est $\omega_m + (\omega_s - \omega_m)$.

Le glissement est toujours faible, de l'ordre de quelques pour-cent : de 2 % pour les machines les plus grosses à 6 ou 7 % pour les petites machines triphasées, il peut atteindre 10 % pour les petites machines monophasées.

1.3. Démarrage :

Lors d'un démarrage d'une machine asynchrone, le courant peut atteindre de 4 à 8 fois le courant nominal de la machine. Si l'application utilise un variateur ou un démarreur, c'est ce

dernier qui se chargera d'adapter les tensions appliquées à la machine afin de limiter ce courant.

En l'absence de variateur de vitesse, il existe plusieurs méthodes permettant de limiter le courant de démarrage. Elles ont été développées avant l'apparition de l'électronique de puissance mais sont encore utilisées de nos jours dans les installations anciennes ou par mesure d'économie pour des applications ne nécessitant pas de variateur en dehors du démarrage.

1.3.1. Démarrage sous tension réduite :

Plusieurs dispositifs permettent de réduire la tension aux bornes des enroulements du stator pendant la durée du démarrage du moteur ce qui est un moyen de limiter l'intensité du courant de démarrage. L'inconvénient est que le couple moteur est également diminué et que cela augmente la durée avant laquelle la machine atteint le régime permanent.

1.3.2. Démarrage étoile-triangle:

Lors d'un démarrage étoile-triangle, la machine est d'abord connectée au réseau avec un couplage étoile, puis une fois démarrée, on passe sur couplage triangle. Le fait de démarrer avec un couplage étoile permet de diviser par la racine carrée de trois la tension appliquée. Ainsi, le courant maximal absorbé est trois fois plus faible que lors d'un démarrage directement avec un couplage triangle. Le couple de démarrage est lui aussi trois fois plus faible que lors d'un démarrage en triangle. La surintensité lors du passage étoile-triangle est inférieure au courant d'appel d'un démarrage effectué directement en triangle.

Réalisée simplement à l'aide de contacteurs, cette méthode de démarrage est très économique.

1.3.3. Démarrage par autotransformateur :

Dans ce mode de démarrage, le stator de la machine asynchrone est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée, l'intensité du courant ne dépassant pas la valeur maximale désirée.

1.3.4. Démarrage résistif :

Lors d'un démarrage résistif, on insère des résistances en série avec les enroulements statoriques ce qui a pour effet de limiter la tension à leurs bornes. Une fois le démarrage effectué, on court-circuite ces résistances. Cette opération peut être effectuée progressivement par un opérateur à l'aide de rhéostats de démarrage.

1.3.5. Démarrage à tension nominale :

1.3.5.1. Démarrage rotorique :

Lors d'un démarrage rotorique, des résistances de puissance sont insérées en série avec les enroulements du rotor. Ce type de démarrage permet d'obtenir un fort couple de démarrage avec des courants de démarrage réduits mais il ne peut être mis en oeuvre qu'avec des machines à rotor bobiné muni de contacts glissants (bagues et balais) permettant les connexions électriques des enroulements rotoriques. Ces machines sont d'un prix de revient plus important que leurs homologues dites à « cage d'écureuil ».

1.4. Freinage :

On distingue plusieurs types de freinage :

- Arrêt libre : (mise hors tension du stator)
- Arrêt contrôlé : Tension statorique progressivement passée à tension nulle

1.4.1. Freinage hyper synchrone :

Lorsque la vitesse du rotor est supérieure à la vitesse du champ tournant, le moteur freine. Couplé à un variateur de fréquence qui diminue progressivement la vitesse du moteur on peut arrêter un moteur. Le couple de freinage est faible : la courbe du couple en fonction de la vitesse pour différentes valeurs du glissement montre que le couple résistant n'est pas très important pour un glissement compris entre 0 et -1. Cette méthode n'est donc pas très efficace pour freiner rapidement une machine asynchrone.

1.4.2. Arrêt par injection de courant continu :

L'alimentation en courant continu du stator crée un champ fixe dans la machine qui s'oppose au mouvement. C'est la méthode la plus efficace pour freiner la machine, mais les contraintes en courant sont également très sévères. Le contrôle de l'intensité du courant continu permet de contrôler le freinage.

1.4.3. Arrêt à contre-courant :

Le principe consiste à inverser deux phases pendant un court instant. Ceci est donc équivalent à un freinage hyper synchrone, mais à fréquence fixe. Le couple résistant est donc faible et le courant appelé est également très important (de l'ordre de 10 à 12 fois l'intensité nominale). La conséquence en est que les enroulements du moteur risquent un sur échauffement : on peut prévoir des résistances supplémentaires afin de diminuer l'intensité. Enfin, avec cette méthode, le couple décélérateur reste négatif même lorsque la vitesse est égale à 0 tr/min, il faut donc prévoir de couper l'alimentation quand la vitesse est nulle (temporisation, contact centrifuge), sinon la rotation s'inverse.

1.4.4. Freinage mécanique par électrofrein :

Ce système est constitué d'un frein à disque solidaire de l'arbre de la machine asynchrone et dont les mâchoires initialement serrées hors tension sont commandées par un électroaimant. Après alimentation de l'électroaimant, les mâchoires se desserrent laissant la rotation libre. La coupure de l'alimentation provoque le freinage. Ce dispositif aussi appelé « frein à manque de courant » est souvent prévu comme dispositif d'arrêt d'urgence.

1.5. Applications des machines asynchrones triphasées :

Lorsqu'on veut utiliser un moteur asynchrone triphasé pour une application particulière, on se rend compte que plusieurs types de moteur remplissent les exigences de la charge. Il faut donc faire un choix. Le problème est généralement simplifié du fait que le fabricant du tour, du ventilateur, de la pompe, etc., indique la catégorie de moteur convenant le mieux à la charge à entraîner. Il est cependant très utile de connaître les caractéristiques de

construction et d'utilisation des différents types de moteurs asynchrones triphasés, car ce sont elles qui en déterminent le choix.

1.6. Standardisation et classification des moteurs asynchrones :

Tous les moteurs industrielle de puissance inferieur à 500HP ont des carcasses dont les dimensions importantes ont été standardises par des organismes de normalisation.

Ainsi, le moteur de 25HP, 1725tr/min, 60Hz d'un fabricant peut être remplacé par celui d'un autre fabricant sans qu'il soit nécessaire de changer les trous de fixation.la hauteur de l'arbre ou le mode d'accouplement.la standardisation ne couvre pas seulement l'aspect mécanique ; elle dicte également les exigences minimales en ce qui concerne les caractéristiques électrique des moteurs.

Ainsi, lesmoteurs doivent satisfaire aux valeurs limites établies pour le couple de démarrage, le courant de démarrage, la capacité de surcharge, l'échauffement Et les normes de sécurité [01].

1.7. Classification selon les conditions environnementales :

Selon les conditions environnementales auxquelles on les destine, les moteurs peuvent être classés en cinq types principaux :

1.7.1. Moteurs abrités (« drip-proof ») :

Leur carcasse protège les bobinages contre la chute des particules solides et liquides qui tombent verticalement à un angle compris entre 0°et15°.ils sont ventilés par l'intérieur, grâce à un ventilateur solidaire du rotor .leur échauffement par résistance peut être de 60°C, 80°C, 105°Cou125°C selon la classe d'isolation utilisée. Ces moteurs sont utilisables dans la plupart des applications.

1.7.2. Moteurs étanches aux éclaboussures (« splash-proof »)

Leur carcasse protège les bobinages contre la chute des particules solides ou liquides qui tombent à un angle compris entre 0°c et 100°c de la verticale. Leur limite d'échauffement

admissible est la même que celle des moteurs abrités. Ces moteurs sont surtout employés dans les endroits humides.

1.7.3. Moteurs blindés (« Totallyenclosed, non-ventilated »)

Ils comportent une enveloppe empêchant toute communication directe entre l'intérieur du moteur et le milieu ambiant. Ils sont destinés aux locaux

Très humides ou très poussiéreux. Ces moteurs sont habituellement de faible puissance ; l'évacuation de la chaleur s'y fait difficilement, car ils ne comportent ni ventilation intérieure, ni ventilation extérieur.

On leur permet un échauffement par résistance de 60°C, 85°C, 110°C ou 130°C selon leur mode d'isolation.

1.7.4. Moteurs blindés avec ventilateur extérieur (« Totallyenclosed, fan-cooled »)

Le refroidissement des moteurs fermés de moyenne et grande puissances, servant dans la condition défavorable, est assuré par une ventilation extérieure forcée ; il suffit de souffler de l'air entre la carcasse du moteur et une seconde enveloppe concentrique. On leur permet le même échauffement que pour les moteurs abrités.

1.7.5. Moteurs anti explosifs (« explosion-proof »)

Ces moteurs sont utilisés quand le milieu environnant présente des dangers d'explosion (mines de charbon, raffinerie de pétrole, moulins grain). Ils sont toujours fermés hermétiquement ; de plus, leur carcasse peut résister à l'énorme pression qui résulterait d'un violent court-circuit interne. On leur permet le même échauffement que pour les moteurs blindés [02].

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons donné une introduction sur les machines asynchrones qui présentent la construction simple, en plus les méthodes de démarrage sont présentes.

Finalement on déduit que le moteur asynchrone est le plus utilisé dans le domaine des entraînements réglés à vitesse de rotation variable, il est souvent employé dans l'industrie[01].

Chapitre 2

Modélisation de la machine asynchrone alimentée en courant

Commande non linéaire de la machine asynchrone alimentée en courant.

Introduction :

Pour étudier un système quelconque, il y a lieu de procéder d'abord à la modélisation de celui-ci afin de décrire les différentes relations entrées/sorties qui régissent son fonctionnement. Particulièrement, lorsque l'étude concerne la synthèse d'une loi de commande.

La machine asynchrone n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement comme la saturation, les courants de Foucault, l'effet pelliculaire ... etc. Cependant, il ne sera pas tenu compte de ces phénomènes car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considéré comme négligeable, dans certaines conditions [08]. Ceci permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent assez fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone est un système de six équations différentielles à coefficients fonctions périodiques du temps. La résolution est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Toutefois, l'utilisation d'une transformation dite de Concordia, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté.

Dans le présent travail, le système à modéliser n'est pas seulement constitué de la machine asynchrone, mais également de son alimentation représentée par l'onduleur de courant et sa commande.

1. Rappels

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{3}$. Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables. L'alimentation est assurée soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents; soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage) [08 et 09].

Le champ statorique tourne à la vitesse $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, ω_s étant la pulsation du courant et de la tension statorique. La vitesse mécanique du rotor est notée Ω . Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator. Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $\omega = g \omega_s$.

2. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme il a été déjà soulevé, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices, entre autres [08 09 et 03]:

- Il est supposé que les circuits magnétiques ne sont pas saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont ainsi linéaires,
- La densité de courant est supposée uniforme dans la section des conducteurs élémentaires et l'effet de peau est négligé,
- Il n'est tenu compte que de la première harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer étant constant, les inductances propres sont constantes. Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.

3. Conventions

La machine est représentée par trois phases statoriques a_s, b_s, c_s et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r telle que montré à la figure.2.1.

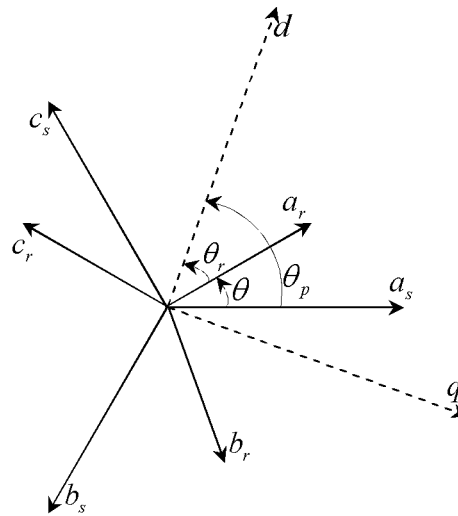


Figure.2.1 : Disposition des axes de la machine.

Où : θ_p est l'angle électrique entre le stator et le référentiel (d, q).

L'angle rotorique vérifie la relation :

$$\theta_r = \theta_p - \theta$$

(1)

La vitesse rotorique est telle que :

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

(2)

4. Modélisation de la machine asynchrone et son alimentation

En tenant compte des hypothèses sus citées, la machine asynchrone triphasée à rotor en court-circuit est alors représentée, en utilisant la notation vectorielle, par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes [08 et 03]:

$$\begin{cases} \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\varphi}_s}{dt} = \mathbf{v}_s \\ \mathbf{R}_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\varphi}_r}{dt} = \mathbf{0} \end{cases}$$

(3)

Où la vectrice tension statorique \mathbf{v}_s , les vecteurs courant statorique \mathbf{i}_s et rotorique \mathbf{i}_r , et les vecteurs flux statoriques $\boldsymbol{\varphi}_s$ et rotoriques $\boldsymbol{\varphi}_r$ ont pour composantes les grandeurs physiques des trois phases (notées par a, b, c). Par conséquent, ces vecteurs représentent donc:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= [v_a \quad v_b \quad v_c]^T ; \\ \mathbf{i}_s &= [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T ; \quad \mathbf{i}_r = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \\ \boldsymbol{\varphi}_s &= [\varphi_{as} \quad \varphi_{bs} \quad \varphi_{cs}]^T ; \quad \boldsymbol{\varphi}_r = [\varphi_{ar} \quad \varphi_{br} \quad \varphi_{cr}]^T \end{aligned}$$

Le vecteur flux statorique $\boldsymbol{\varphi}_s$ et rotorique $\boldsymbol{\varphi}_r$ sont liés au vecteur courant statorique \mathbf{i}_s et au vecteur courant rotorique \mathbf{i}_r par :

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varphi}_s = \mathbf{l}_s \mathbf{i}_s + \mathbf{M}_{sr} \mathbf{i}_r \\ \boldsymbol{\varphi}_r = \mathbf{M}_{sr}^T \mathbf{i}_s + \mathbf{l}_r \mathbf{i}_r \end{cases}$$

(4)

Les matrices résistances (\mathbf{R}_s et \mathbf{R}_r) et les matrices inductances (\mathbf{l}_s , \mathbf{l}_r , \mathbf{M}_{sr}) sont données par :

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{l}_s = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; \quad \mathbf{l}_r = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Où :

R_s, R_r : Résistance d'une phase statorique, résistance d'une phase rotorique.

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

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre phase statorique et celle entre phase rotorique.

M_{sr} : Amplitude de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique.

θ : Angle entre les axes magnétiques du stator et du rotor.

Il est clair que l'écriture des équations (4) en fonction des courants conduit à un système d'équations à coefficients dépendants du temps, d'où la complexité de leur résolution. Ce problème est résolu en ayant recours à la transformation de Park laquelle permet d'obtenir un modèle biphasé équivalent à coefficients constants.

4.1. Modèle biphasé de la MAS

La transformation de Park fait projeter les enroulements d'axes a, b, et c sur un repère à deux axes fictifs d et q en quadrature. Ce nouveau repère (d, q) peut tourner à une vitesse arbitraire ω_a comme il peut être fixe [08]. La transformation assurant la conservation de la puissance instantanée est donnée par la matrice de Park ci-dessous :

$$P(\theta_x) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_x) & \cos(\theta_x - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_x + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_x) & -\sin(\theta_x - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_x + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

(5)

Les composantes $[x_d \quad x_q \quad x_o]^T$ relatives au nouveau repère (d, q) sont liées aux grandeurs triphasées $[x_a \quad x_b \quad x_c]^T$ (la variable x peut être la tension, le courant ou le flux) par :

$$\begin{bmatrix} x_d & x_q & x_o \end{bmatrix}^T = P(\theta_x) \begin{bmatrix} x_a & x_b & x_c \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

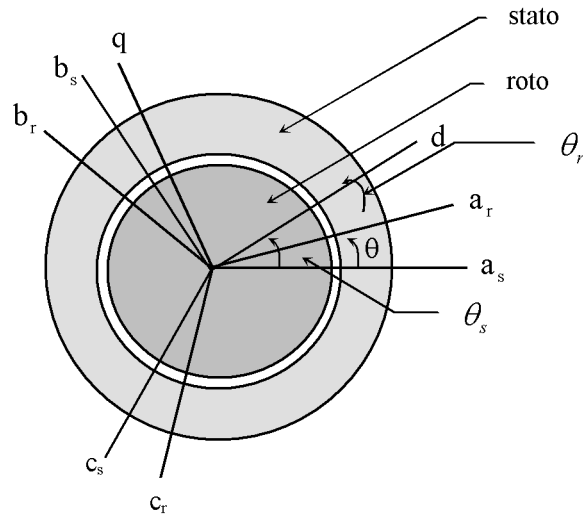


Figure.2.2 : Vue en coupe de la machine asynchrone.

L'angle électrique θ_x est l'angle θ_s entre l'axe (d) et l'axe (a_s) de la phase du stator lorsqu'il s'agit de projeter les grandeurs du stator. Par contre, pour projeter les grandeurs du rotor l'angle θ_x est alors représenté par l'angle θ_r entre l'axe (d) et l'axe (a_r) de la phase du rotor (figure.2.1).

La transformation de Park $P(\theta_s)$ et $P(\theta_r)$ est appliquée respectivement aux grandeurs du stator et du rotor. Celle-ci conduit au système d'équations à coefficients constants suivant:

$$\begin{cases} R_s i_{ds} + d\varphi_{ds}/dt - \omega_a \varphi_{qs} = v_d \\ R_s i_{qs} + d\varphi_{qs}/dt + \omega_a \varphi_{ds} = v_q \\ R_r i_{dr} + d\varphi_{dr}/dt - (\omega_a - \omega_r) \varphi_{qr} = 0 \\ R_r i_{qr} + d\varphi_{qr}/dt + (\omega_a - \omega_r) \varphi_{dr} = 0 \end{cases}$$

(7)

Les composantes (d, q) du flux statoriques et celles du flux rotoriques sont liées aux composantes (d, q) des courants par :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} ; \quad \begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$$

(8)

L'inductance cyclique L_s du stator, celle du rotor L_r et l'inductance cyclique mutuelle M entre stator et rotor sont alors données par :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s \\ L_r = l_r - M_r \\ M = 3 M_{sr} / 2 \end{cases}$$

(9)

Les grandeurs ω_a et $(\omega_a - \omega_r)$ représentent la vitesse angulaire du repère (d, q) respectivement par rapport à l'axe du stator et l'axe du rotor. Celles-ci sont définies par :

$$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} \quad \text{et} \quad \omega_a - \omega_r = \frac{d\theta_a}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$$

(10)

Où ω_r est la pulsation de rotation du rotor, elle est liée à la vitesse de rotation mécanique du rotor Ω par le nombre de paire de pôles (p) :

$$\omega_r = p \cdot \Omega$$

(11)

Pour compléter la dynamique de la MAS, il faut ajouter l'équation mécanique de l'ensemble en rotation de moment d'inertie J donnée par :

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

Où C_r et k_f représente respectivement le couple de charge et le coefficient de frottement visqueux tandis que C_{em} désigne le couple électromagnétique développé par la machine, il est de la forme :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (13)$$

Etant donné que les applications développées par la suite concernent également le modèle de la machine asynchrone (MAS) dans un repère (d, q) lié au repère fixe du stator (habituellement noté par (α, β)), par conséquent celui-ci est obtenu des équations (7) en posant tout simplement ($\omega_a=0$).

$$\begin{cases} R_s i_{\alpha s} + d\varphi_{\alpha s}/dt = v_{\alpha} \\ R_s i_{\beta s} + d\varphi_{\beta s}/dt = v_{\beta} \\ R_r i_{\alpha r} + d\varphi_{\alpha r}/dt + p\Omega\varphi_{\beta r} = 0 \\ R_r i_{\beta r} + d\varphi_{\beta r}/dt - p\Omega\varphi_{\alpha r} = 0 \\ J(d\Omega/dt) = (\varphi_{\alpha r} i_{\beta s} - \varphi_{\beta r} i_{\alpha s}) p.M/L_r - k_f \cdot \Omega - C_r \end{cases} \quad (14)$$

Les composantes (α, β) du flux au stator et celle du flux au rotor sont liés aux composantes (α, β) des courants par :

$$\begin{cases} \varphi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} \varphi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s} \end{cases} \quad (15)$$

Le modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en tension est obtenu des équations du modèle de Park dans le repère du stator. Pour ce modèle, le vecteur d'état est constitué des composantes du courant au stator ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) (car elles sont facilement mesurables), des composantes du flux au rotor ($\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$) et de la vitesse de rotation du rotor Ω , le vecteur de commande est formé

naturellement par les composantes de la tension au stator (v_α, v_β), du fait que la machine est alimentée en tension. Ceci permet d'aboutir au modèle d'état biphasé de la machine asynchrone alimentée en tension dans un repère (α, β) fixé au stator :

$$(16) \quad \begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -a_1 i_{s\alpha} + b_1 \varphi_{r\alpha} + c_1 \varphi_{r\beta} \Omega + d_1 v_\alpha \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -a_1 i_{s\beta} + b_1 \varphi_{r\beta} - c_1 \varphi_{r\alpha} \Omega + d_1 v_\beta \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = a_3 i_{s\alpha} - b_3 \varphi_{r\alpha} - p \varphi_{r\beta} \Omega \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = a_3 i_{s\beta} - b_3 \varphi_{r\beta} + p \varphi_{r\alpha} \Omega \\ \frac{d\Omega}{dt} = -a_5 \Omega + b_5 (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) - c_5 C_r \end{cases}$$

Les coefficients positifs (a_1, \dots, c_5) intervenant dans le système (16) sont liés aux paramètres physiques de la machine par:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} & b_1 &= \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} & c_1 &= \frac{p(1-\sigma)}{\sigma M} & d_1 &= \frac{1}{\sigma L_s} \\ a_3 &= \frac{M}{T_r} & b_3 &= \frac{1}{T_r} \\ a_5 &= \frac{k_f}{J} & b_5 &= \frac{p.M}{J.L_r} & c_5 &= \frac{1}{J} \end{aligned}$$

Les paramètres T_s et T_r sont respectivement la constante de temps électrique du stator et celle du rotor ; elles sont définies par :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

Le coefficient de dispersion σ est défini en fonction des inductances cycliques par :

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

Dans le présent travail, la machine est alimentée par un onduleur de courant ce qui exige un modèle en courant, c'est-à-dire le vecteur d'état est constitué des composantes du flux au rotor ($\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$) et de la vitesse de rotation du rotor Ω , le vecteur de commande est formé par les composantes du courant injecté au stator (i_α , i_β). Aussi les deux premières équations du modèle (16) disparaissent car elles représentent la dynamique du courant qui est dans ce cas imposée par l'onduleur de courant. Le nouveau modèle est donné par [10, 11] :

$$(17) \quad \begin{cases} \dot{\phi}_{r\alpha} = a_3 i_{s\alpha} - b_3 \phi_{r\alpha} - p \phi_{r\beta} \Omega \\ \dot{\phi}_{r\beta} = a_3 i_{s\beta} - b_3 \phi_{r\beta} + p \phi_{r\alpha} \Omega \\ \dot{\Omega} = -a_5 \Omega + b_5 (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - c_5 C_r \end{cases}$$

Pour simplifier la représentation mathématique du modèle en courant de la machine asynchrone, il est utilisé les notations suivantes :

$$\mathbf{x} = [\phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \Omega]^T \text{ pour le vecteur d'état,}$$

$$\mathbf{u} = [i_\alpha \quad i_\beta]^T \text{ pour le vecteur de commande,}$$

$$\mathbf{y} = [\Omega \quad \phi_r^2]^T \text{ pour le vecteur de sortie.}$$

Finalement et en considérant le couple de charge comme perturbation, le modèle est donné comme suit :

$$(18) \quad \begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \mathbf{d} \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases}$$

$$\text{Où : } \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} -b_3 x_1 - p x_2 x_3 \\ -b_3 x_2 + p x_1 x_3 \\ -a_5 x_3 \end{pmatrix}$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} a_3 & 0 \\ 0 & a_3 \\ -b_5 x_2 & b_5 x_1 \end{pmatrix}$$

$$d = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -c_5 C_r \end{pmatrix}$$

$$h(x) = \begin{pmatrix} x_3 \\ x_1^2 + x_2^2 \end{pmatrix}$$

4.2. Modélisation de l'onduleur de courant :

L'onduleur de courant est un dispositif électronique de puissance constitué de trois bras montés en parallèle, chaque bras est formé par la mise en série de deux interrupteurs commandés d'une façon complémentaire en ouverture-fermeture par l'injection d'impulsions de courant sur leurs gâchettes (voir figure.2.3).

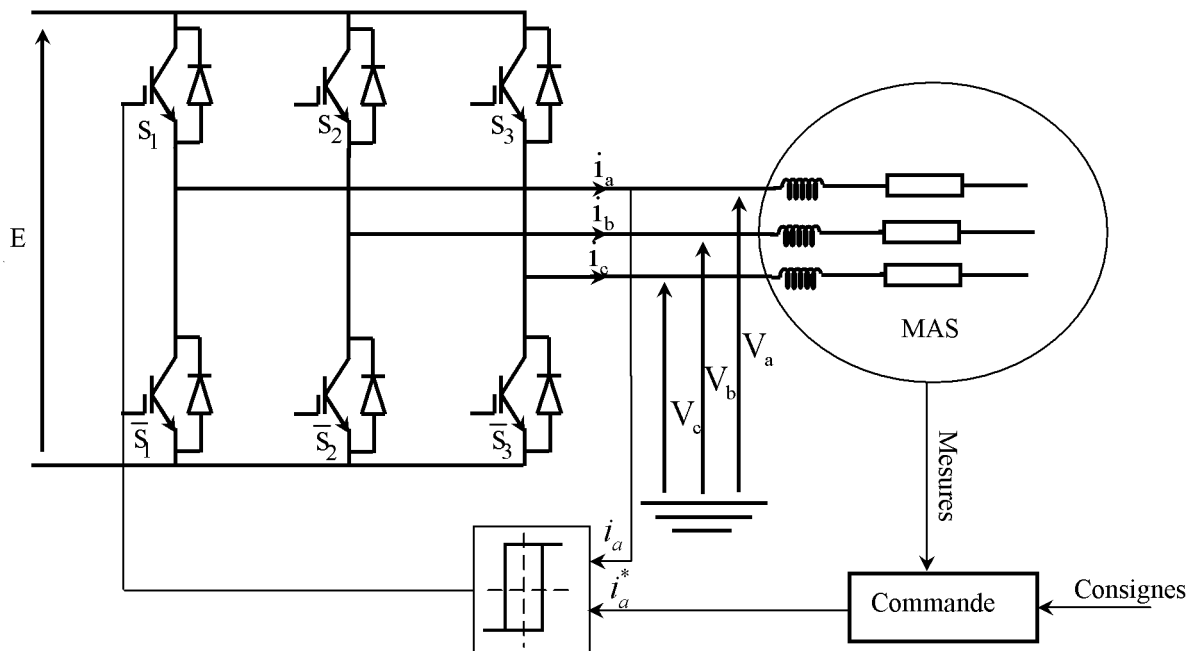


Figure.2.3 : onduleur de tension alimentée en courant à hystérésis.

A partir des mesures et consignes, le dispositif de commande génère le courant de référence (noté par un astérisque) qui est comparé au courant mesuré et l'erreur est traduite par le bloc hystérésis en une action d'ouverture-fermeture du transistor concerné. Cela force le courant de commande de la machine à évoluer dans une bande plus ou moins étroite définie par le courant de référence. Cette technique de commande des courants d'onduleur par hystérésis présente l'avantage d'être relativement simple de conception et de mise en œuvre pratique néanmoins, elle est limitée par certaines contraintes comme la fréquence de commutation des interrupteurs qui est le plus souvent incontrôlable et théoriquement infinie.

Le fonctionnement d'un tel onduleur peut être résumé comme suit (pour la phase 'a'):

Soit $\Delta i_a = i_a^* - i_a$ et ΔH la moitié de largeur de la bande d'hystérésis.

Si $\Delta i_a > \Delta H$ alors, $s_1 = 1$ et $\bar{s}_1 = 0$

Si $\Delta i_a < -\Delta H$ alors, $s_1 = 0$ et $\bar{s}_1 = 1$

Si $|\Delta i_a| \leq \Delta H$ alors, garder l'état précédent

L'algorithme peut être généralisé pour les phases 'b' et 'c'.

L'équivalent Thevenin du circuit de la figure.2.3 est une tension triphasée en sortie de l'onduleur en série avec une impédance triphasée équilibrée représentant tout le circuit de la machine. La tension de sortie dépend directement des états de commutation de l'onduleur selon la relation matricielle suivante :

$$(19) \quad \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = N \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix}$$

$$\text{Où : } N = \frac{E}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}$$

E est la tension continue en entrée de l'onduleur.

Il y a lieu de noter que la largeur de la bande d'hystérésis est choisie en fonction de plusieurs paramètres entre autres la constante de temps de l'ensemble onduleur plus charge, la fréquence des courants de référence, la tension d'entrée de l'onduleur ... etc.

5. Conclusion :

Au cours du présent chapitre, il a été établi le modèle de la machine asynchrone en exploitant les relations électriques et mécanique vérifiées par les grandeurs utiles à savoir le courant, le flux et la vitesse. Le choix d'une alimentation en courant a réduit le modèle du fait que l'onduleur a sa propre commande.

Le modèle de la machine asynchrone alimentée en courant est du point de vue entrée /sortie, un système carré à deux entrées de commande et deux sorties. Cela permet de synthétiser une méthode de commande pour le pilotage de la machine afin de réaliser certains objectifs qui seront dictés dans le cahier des charges.

Chapitre 3

Commande de la machine asynchrone

Commande non linéaire de la machine asynchrone alimentée en courant.

Introduction :

Dans le chapitre précédent et sous certaines hypothèses simplificatrices, le modèle de la machine asynchrone alimentée en courant était un modèle non linéaire couplé. Pour cela, la synthèse d'une loi de commande afin de piloter la machine n'est pas une tâche facile car en plus de la non linéarité, le système est multivariable. Dans ce chapitre, il sera détaillé une technique moderne de commande basée sur la linéarisation-découplage des équations d'état suivie de quelques simulations pour valider la loi de commande et mettre en valeur ses capacités et performances.

1. Cahier des charges

Comme tout entraînement réglé, l'objectif principal de la commande est la régulation de la vitesse rotorique exigée par la majorité des applications industrielles voire même ménagères. Donc, il est exigé à ce que la machine tourne à vitesse désirée constante à vide ou en charge, quelque soit la charge couplée qui doit être, bien évidemment, admissible.

Il y a lieu aussi, comme objectif secondaire, de fonctionner à module de flux constant afin que le couple qui sera développé par la machine n'excède pas la limite tolérée avec tout ce qui suit comme surcharge et échauffement des conducteurs ou emballement de la machine. Un choix judicieux est de prendre le flux nominal φ_n comme consigne du flux (ou carré du flux).

En résumé, les valeurs de consigne pour la vitesse et le flux sont, respectivement :

$$y_{1\text{ref}} = \Omega_{\text{ref}}$$

(1)

$$y_{2\text{ref}} = \varphi_{\text{ref}}^2 = \varphi_n^2$$

(2)

2. Synthèse de la commande par la technique de linéarisation

Le modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en courant, développé au chapitre précédent, s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \mathbf{d} \\ \mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (3)$$

Où :

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} -b_3 x_1 - p x_2 x_3 \\ -b_3 x_2 + p x_1 x_3 \\ -a_5 x_3 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} a_3 & 0 \\ 0 & a_3 \\ -b_5 x_2 & b_5 x_1 \end{pmatrix}; \quad \mathbf{d} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -c_5 C_r \end{pmatrix}; \quad \mathbf{h}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} x_3 \\ x_1^2 + x_2^2 \end{pmatrix}$$

Où \mathbf{d} est une perturbation non mesurable représentant la décélération angulaire image du couple de charge C_r .

Etape 1 (degrés relatifs):

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver cette sortie pour faire apparaître une entrée.

Pour la première sortie, qui est la vitesse, il est clair que son degré relatif vaut $r_1 = 1$ car :

$$\dot{y}_1 = \dot{x}_3 = -a_5 x_3 - b_5 x_2 u_1 + b_5 x_1 u_2 - c_5 C_r \quad (4)$$

Quant à la deuxième sortie, sa première dérivée est donnée par :

$$\dot{y}_2 = 2(x_1 \dot{x}_1 + x_2 \dot{x}_2) \quad (5)$$

En remplaçant \dot{x}_1 et \dot{x}_2 dans (5) par leurs expressions de (3), il vient :

$$\dot{y}_2 = -2b_3 (x_1^2 + x_2^2) + 2a_3 x_1 u_1 + 2a_3 x_2 u_2 \quad (6)$$

D'où le degré relatif $r_2 = 1$.

Etape 2 (forme canonique):

Les équations (5) et (6) peuvent être regroupées comme suit :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{pmatrix} = F + Gu \quad (7)$$

$$\text{Où : } F = \begin{pmatrix} -a_3 x_3 \\ -2b_3 (x_1^2 + x_2^2) \end{pmatrix}; \quad G = \begin{pmatrix} -b_3 x_2 & b_3 x_1 \\ 2a_3 x_1 & 2a_3 x_2 \end{pmatrix}$$

Il est à noter que la forme (7) est systématiquement obtenue en utilisant la géométrie différentielle et les transformations difféomorphiques. Dans le cas du présent travail, la forme canonique est obtenue facilement par simple dérivation.

Etape 3 (calcul de la commande):

Le déterminant de la matrice G est $\det(G) = -2a_3 b_3 (x_1^2 + x_2^2)$ qui s'annule si le flux est nul. Il faut rappeler que cette contrainte se pose pour toutes les approches de commande de la machine asynchrone. Cependant, la nullité du flux représente une contrainte physiquement irréalisable qu'au moment du premier usage car, il y a toujours un flux ne serait-ce que rémanent. Cela montre que la matrice G est inversible par conséquent, la loi de commande qui découple et linéarise le système est telle que :

$$u = G^{-1} (v - F) \quad (8)$$

Où v est une entrée secondaire (virtuelle).

En substituant dans l'équation (7) la commande u par son expression (8), cela aboutit au système dynamique suivant :

$$\begin{pmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{pmatrix} = v \quad (9)$$

A ce stade, il faut dire que le système est linéaire découplé, reste à synthétiser la loi de commande linéaire virtuelle v . Le choix est porté sur la commande PI afin d'éliminer l'erreur statique, d'une part et assurer un temps de réponse meilleur, d'autre part.

L'expression de la loi de commande v est donnée par :

$$v(t) = \begin{pmatrix} k_{p1} (\Omega_{ref} - x_3) + k_{v1} \int_0^t (\Omega_{ref} - x_3) d\tau \\ k_{p2} (\varphi_{ref}^2 - (x_1^2 + x_2^2)) + k_{v2} \int_0^t (\varphi_{ref}^2 - (x_1^2 + x_2^2)) d\tau \end{pmatrix} \quad (10)$$

Où k_{p1} , k_{p2} , k_{v1} et k_{v2} sont des gains positifs de conception calculés en imposant la pulsation naturelle et l'amortissement relatifs à chaque sortie.

Schéma global de la commande :

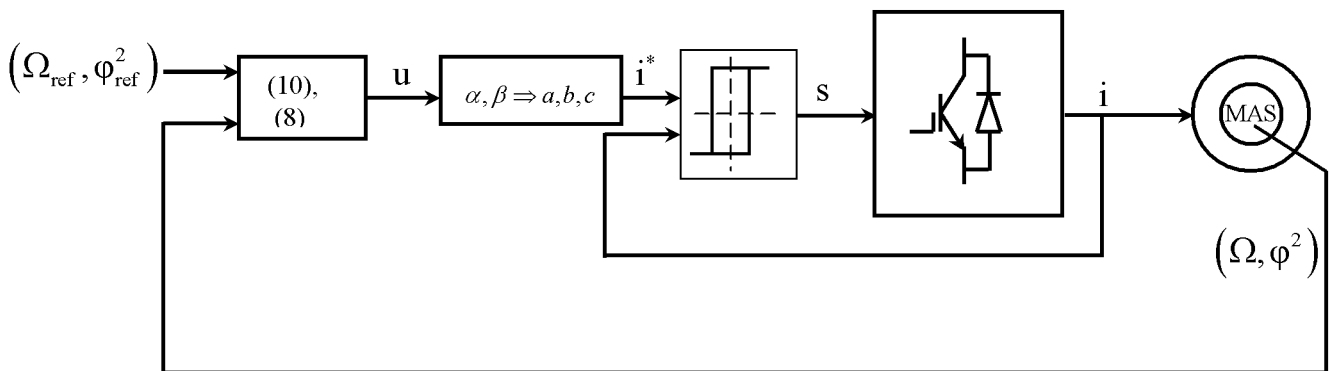


Figure.3.1 : Schéma de commande de la MAS et l'alimentation associée.

Il est à noter que pour montrer l'effet des ondulations de courant sur les performances de la commande, un modèle dit moyen (l'onduleur de courant est supposé idéal) est utilisé. Dans ce cas, toutes les grandeurs qui dépendent directement du courant sont dites filtrées.

3. Simulation et interprétation

Afin de simuler le fonctionnement de la MAS alimentée en courant et pilotée par la commande linéarisante, un programme Matlab script a été élaboré et exécuté pour plusieurs scénarii. Les valeurs des gains de réglage utilisés sont tels que :

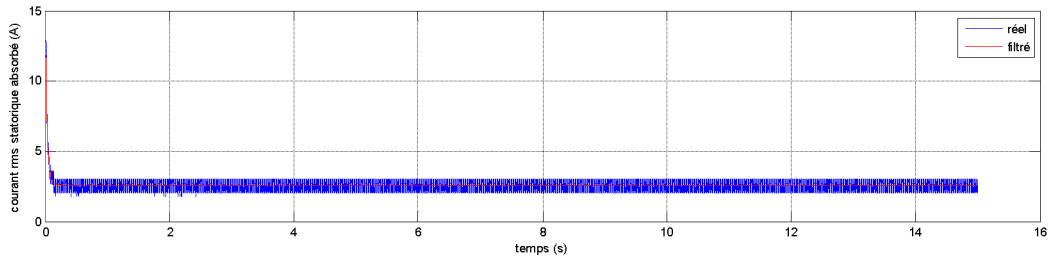
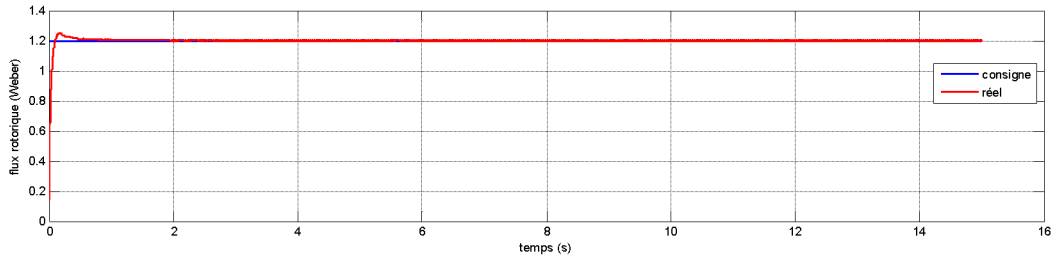
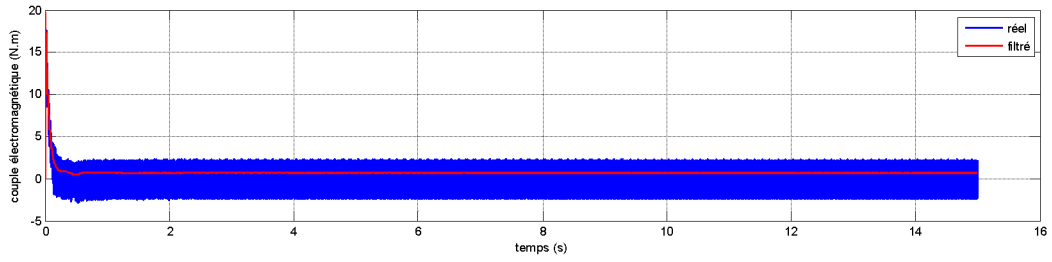
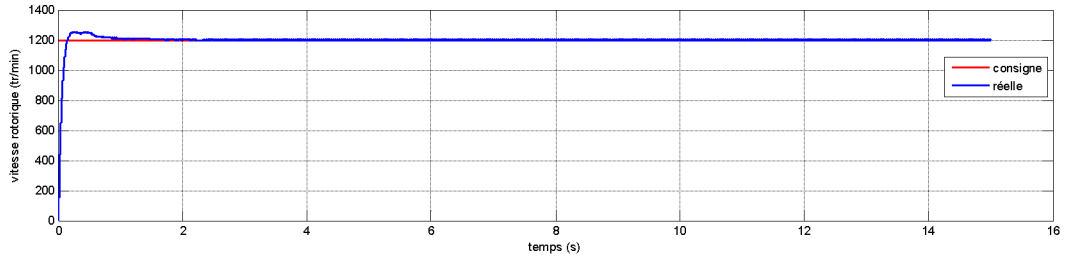
$$k_{p1} = 20, k_{p2} = 20, k_{v1} = 50 \text{ et } k_{v2} = 40 .$$

La fréquence de simulation étant choisie égale à $f_s = 2.5\text{kHz}$ et le programme implémente la méthode de Range-Kutta pour la résolution numérique des équations différentielles ordinaires.

Pour chaque scénario, sont visualisées les courbes d'évolution en fonction du temps de:

- La vitesse rotorique (réelle et désirée),
- Le couple électromagnétique (réelle et filtré),
- Le flux magnétique rotorique (réel et désiré),
- La valeur efficace du courant absorbé (réel et filtré),
- Le courant absorbé par la phase 'a' du stator, au zoom.

3.1. Fonctionnement à vide :



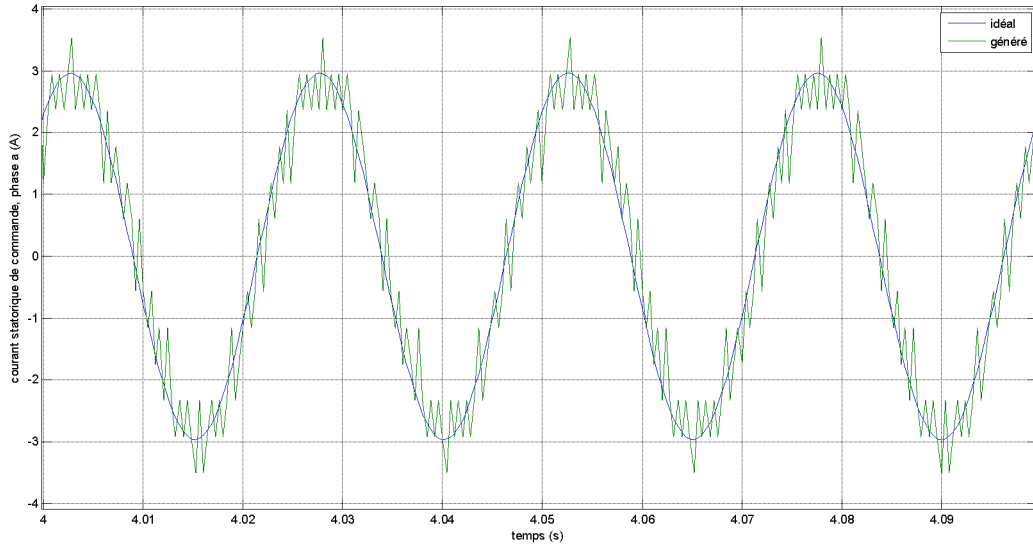
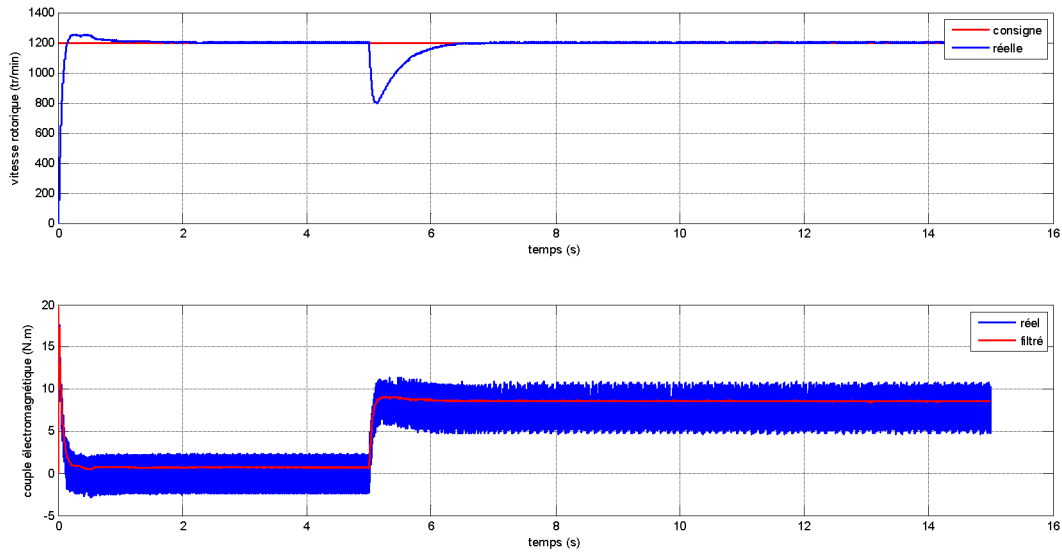


Figure.3.2 : fonctionnement à vide.

3.2. **Fonctionnement en charge :** à l’instant $t = 5$ s une charge nominale $C_r = 8$ N.m est couplée à la machine.



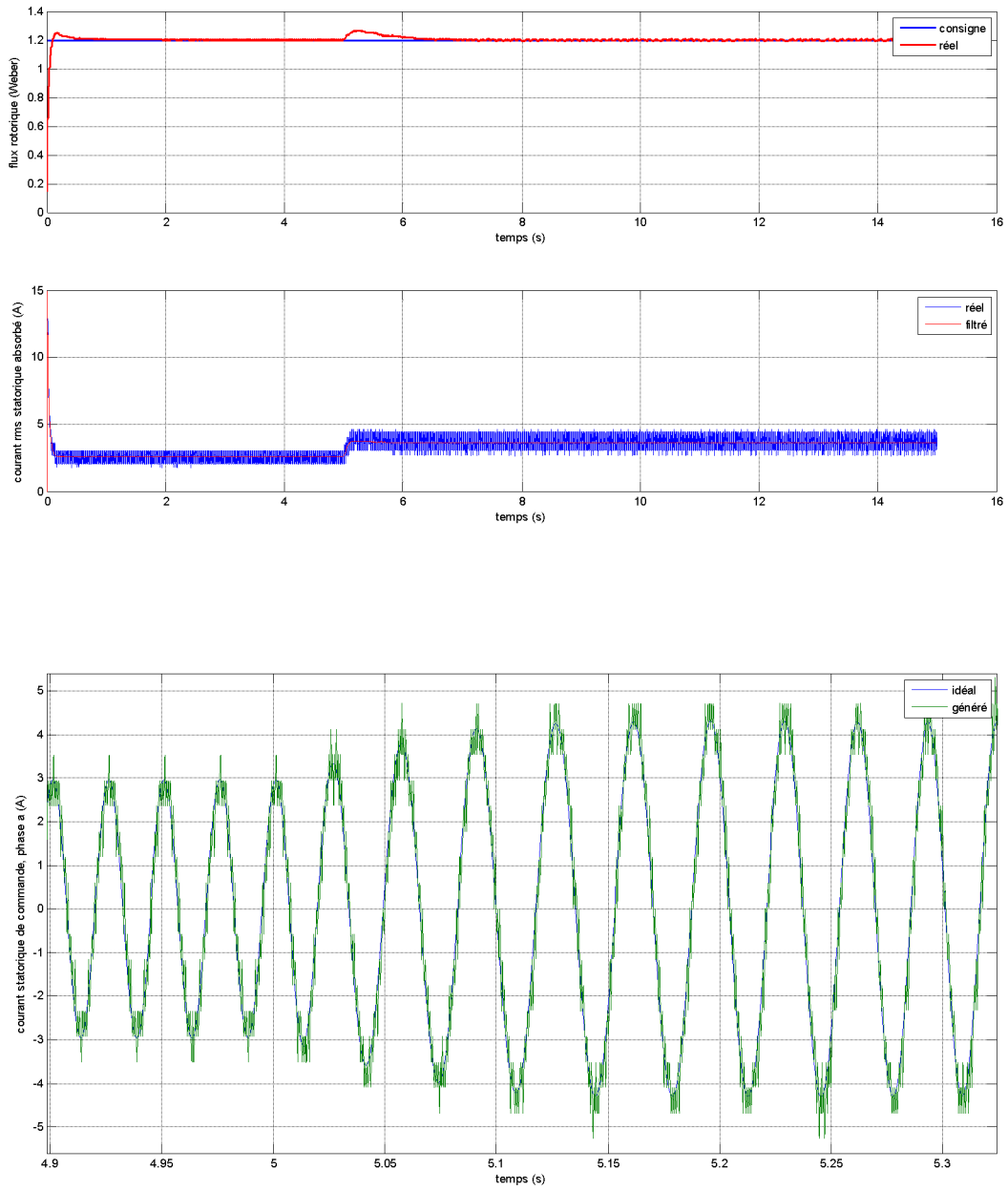
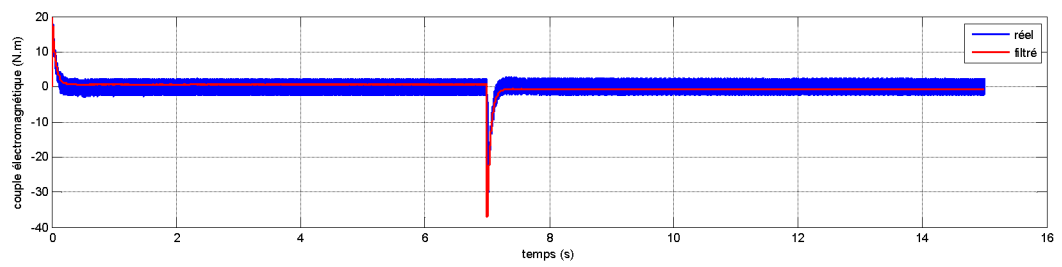
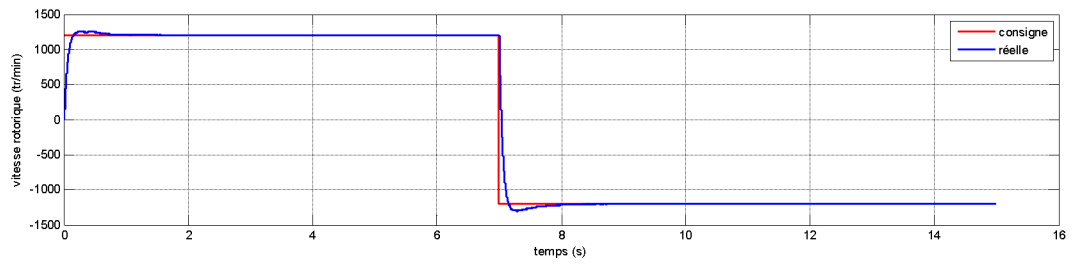


Figure.3.3 : fonctionnement en charge.

3.3. **Fonctionnement en inversion de vitesse :** à l'instant $t = 7\text{ s}$ la consigne de vitesse s'inverse.



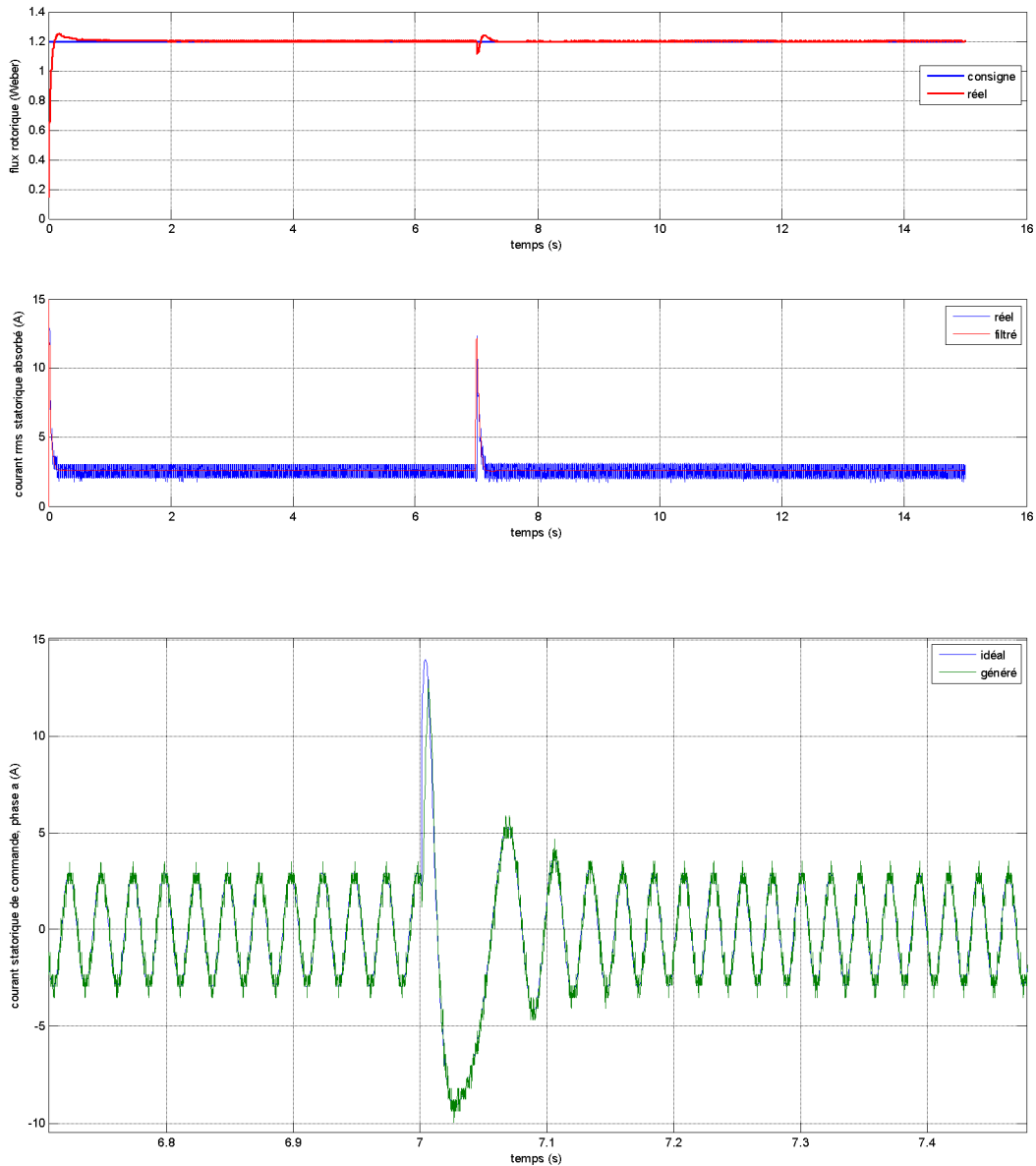
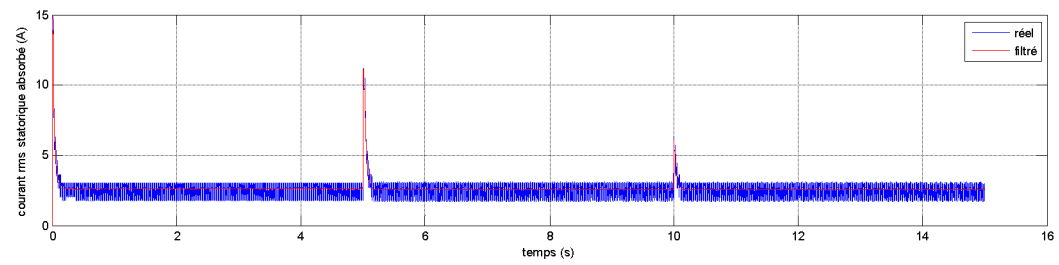
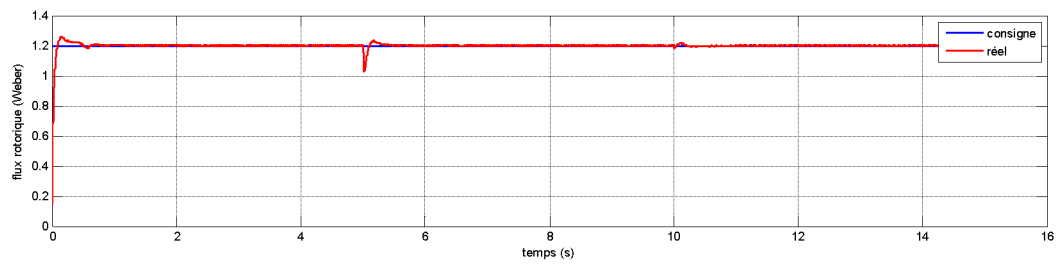
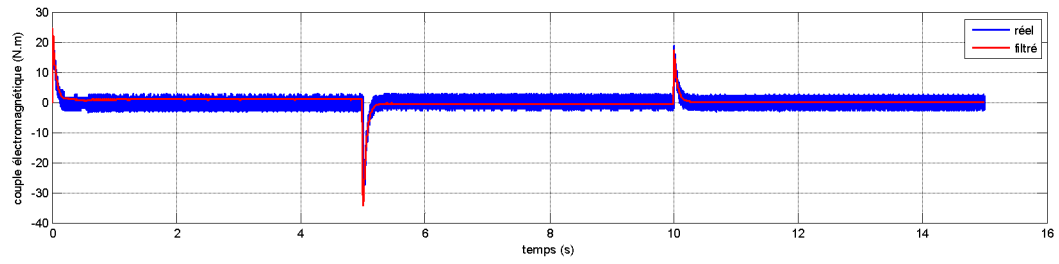
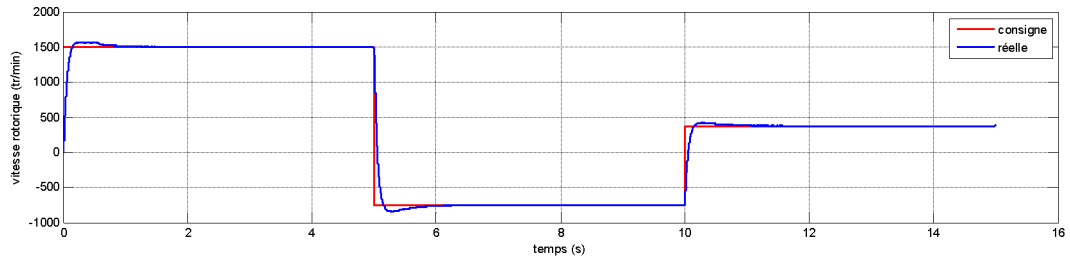
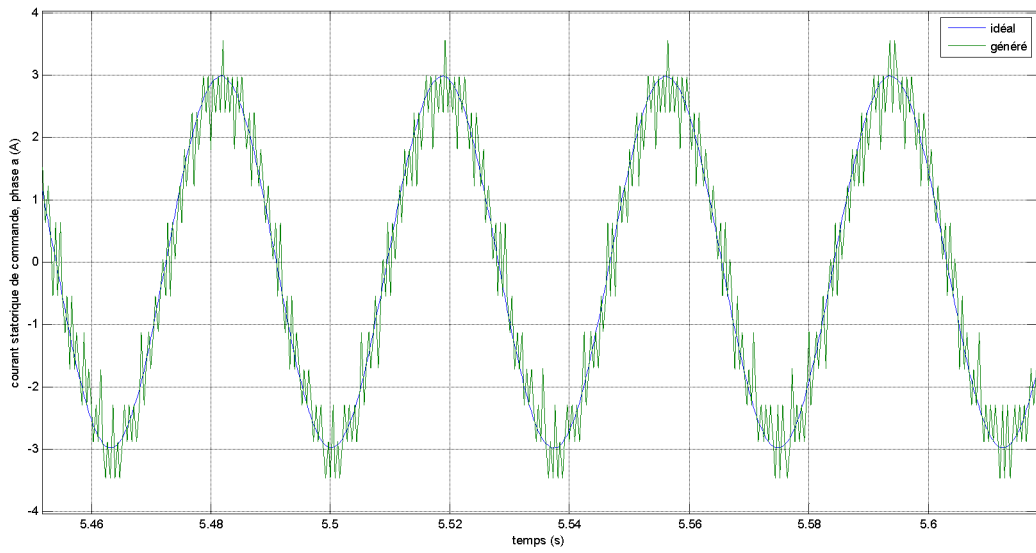
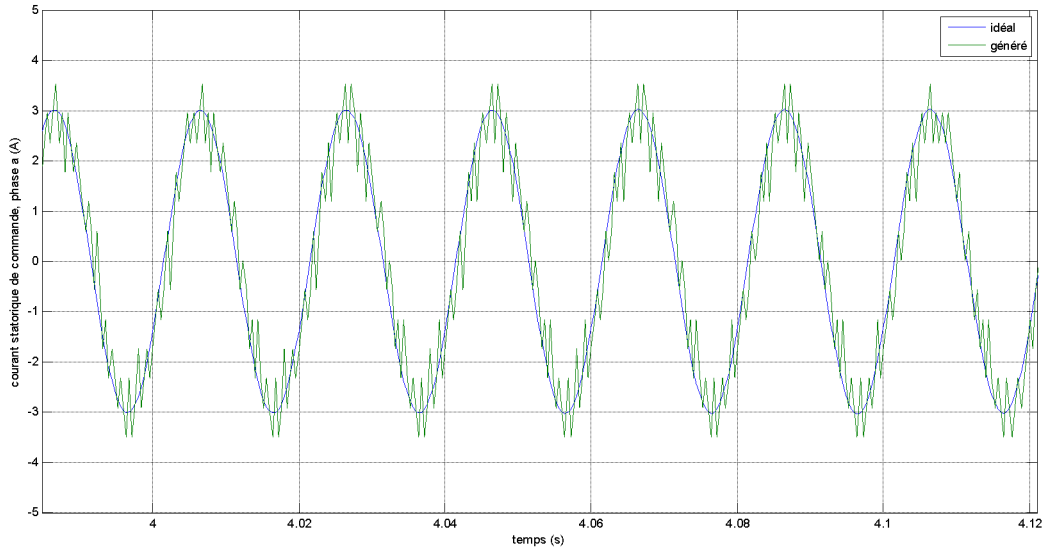


Figure.3.4 : fonctionnement en inversion de sens de rotation.

3.4. Fonctionnement à vitesse variable : à l'instant $t = 5$ s la consigne de vitesse change de valeur de 1500 tr/min à 750 tr/min dans le sens inverse puis à 375 tr/min à l'instant $t = 10$ s.





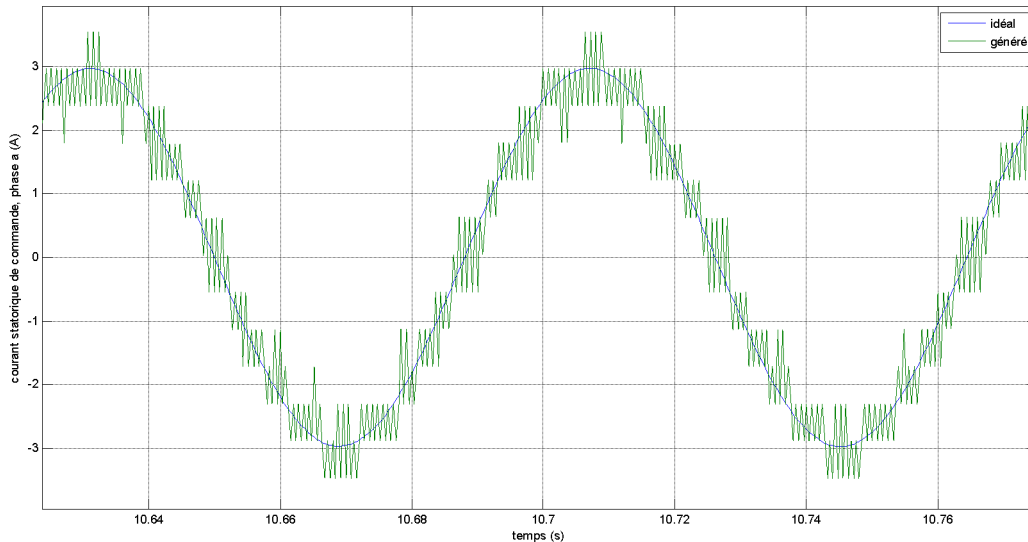


Figure.3.5 : fonctionnement en variation de vitesse.

3.5. Interprétation : l'analyse des figures 3.2, 3.3, 3.4 et 3.5 permet d'émettre les commentaires ci-dessous qui confirment certaines connaissances théoriques :

- Pour que la machine démarre, il faut vaincre l'inertie du rotor par un fort couple par conséquent un fort appel de courant,
- La vitesse rotorique est l'image de la fréquence du courant d'alimentation de la machine,
- Pour rester en rotation uniforme, le couple électromagnétique développé par la machine compense le couple de charge (y compris les pertes mécaniques),
- L'appel de courant est proportionnel à la charge entraînée. Il ne peut être nul car il y a toujours des pertes mécaniques dues aux frottements visqueux. De même pour le flux qui est proportionnel au courant,
- Pour changer le sens de rotation, le couple développé doit s'inverser tout en compensant les pertes mécaniques, en régime permanent. En transitoire, un fort couple inverse permet d'arrêter le rotor et redémarrer la machine dans le sens inverse,
- Lors des changements de vitesse, la machine développe un couple transitoire soit pour accélérer soit pour décélérer selon le sens de variation de la vitesse désirée.

En résumé, la commande linéarisante appliquée à la machine asynchrone alimentée en courant a permis de réaliser la régulation de vitesse et de flux avec de bonnes performances dynamiques et

statiques entre autres : le temps de réponse qui est de $t_{r\Omega} = 2\text{s}$ pour la vitesse et $t_{r\phi} = 1.0\text{s}$ pour le flux, l'erreur statiques est quasi nulle grâce à l'action intégral.

4. Conclusion :

Au cours du présent chapitre, une loi de commande basée sur la linéarisation et le découplage des équations d'état a été synthétisée pour conduire la machine à réaliser la régulation de la vitesse et du flux. La loi de commande obtenue a été testée par simulation numérique sur le modèle de la machine asynchrone alimentée en courant. Les résultats de simulation, en plus de confirmer certaines connaissances en théorie des machines, montrent que la loi de commande synthétisée est simple de structure, efficace, performante et fiable.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Ce travail, a permis d'élaborer la commande non linéaire de la machine asynchrone triphasée.

Pour ce faire, il a été procédé au premier lieu, à établir le modèle mathématique décrivant la machine asynchrone et son actionneur dans le repère lié au stator, par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé utilisant la transformation de PARK, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue modélisation, le modèle d'états de la machine asynchrone obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé.

Pour voir le comportement des grandeurs de la MAS, à savoir le couple électromagnétique, le flux, et le courant statorique ainsi que la vitesse de rotation, il a été effectué un essai de simulation sous MATLAB en régime de fonctionnement à vide et avec application du couple résistant nominal.

La commande par linéarisation entrées-sorties est obtenue par l'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé et assure la commande de vitesse et du flux séparément.

Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec de bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaite et le rejet de perturbation est effectif.

L'efficacité et la robustesse de cette commande sont mises à l'épreuve à l'aide de tests visant plusieurs variations touchant au premier lieu la vitesse, le flux et au dernier lieu le couple de charge. On a remarqué que les variations inhérentes au fonctionnement normal de la machine asynchrone et les non linéarités qui en résultent peuvent éloigner de manière notable la dynamique de la machine de son fonctionnement optimal, l'identification en ligne des paramètres s'avère indispensable [06].

Les onduleurs de tension sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'application les plus variés, dans le plus connu et sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif.

Conclusion Générale

Les résultats obtenus lorsque la machine est alimentée par un onduleur multiniveau commandé par MLI montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine asynchrone.

La commande MLI permet d'augmenter la fréquence des premiers harmonique et donc facilite le filtrage, il est difficile de faire varier l'amplitude du fondamental, l'industrie a fait récemment face à un problème particulier qui touche les associations onduleur-moteur asynchrone.

En terminera ce travail par une présentation du fonctionnement des onduleurs multiniveaux alimentant la machine asynchrone contrôlée par la commande non linéaire et de voir le comportement du MAS lorsqu'elle est alimentée par ces onduleurs. Les résultats de simulation obtenues montre bien l'avantage des onduleurs.

La meilleure stratégie commande sera celle qui répond mieux aux exigences à savoir :

- Meilleures performances statiques et dynamiques,
- Meilleures poursuites des consignes de contrôle (Vitesse),
- Meilleurs rejets de perturbations (couple de charge),
- Insensibilité aux variations des paramètres (liés aux échauffements),
- Evolution des courants dans les limites admissibles, sans oscillations fortes sur le couple,
- Moindre complexité vis-à-vis de l'implantation.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la commande des onduleurs multiniveaux, où plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir :

- L'utilisation des onduleurs multiniveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique,
- L'étude de l'influence des bandes d'hystérésis sur la fréquence de commutation du correcteur de flux et du couple. Une adaptation en ligne de ces bandes en cours de fonctionnement peut apporter des améliorations importantes.

Conclusion Générale

- L'application des méthodes d'intelligence artificielle pour son implantation en temps réel.
- Développer des algorithmes pour la surveillance et la détection des défauts dans les onduleurs multiniveaux.

Perspectives :

Le sujet est loin d'être épuisé. Plusieurs problèmes restent encore ouverts et de nouveaux chemins de recherche s'ouvrent. En continuité à ce travail, on propose quelques perspectives, qui se traduisent par :

Il serait intéressant d'un part de,

- faire une analyse de robustesse au modèle de la machine,
- de déterminer les gains robustes et d'autre par faire la commande sans capteur (sensorless)

Bibliographies

Bibliographie :

[01] **M^r.Damach Zakaria, M^r.Makhtari Brahim**, “modélisation et simulation de génératrice asynchrone en saturation “, diplôme de master en génie électrique, Université kasdi merbah-ouargla, 2011/2012.

[02] **Theodore Wildi, Gilbert Sybille**, “électrotechnique” de Boeck université, page544-545.

[03] **L. Baghli**, “Modélisation et Commande de la machine asynchrone”, notes de cours, IUFM de Lorraine UHP 2005, Alger.

[04] **Bouakaz Ouahid**, ”Contribution à l’analyse des onduleurs multiniveau”, mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[05] **Elhachemi Fennouh**, “Apport des Onduleurs Multiniveaux dans la Commande de la Machine Asynchrone (Moteur à induction)”, Université Hadj Lakhdar Batna, 30/06/2012.

[06] **Naimi Fatiha, Mouloudji Nacera**, “Commande non Linéaire de la Machine Asynchrone” thèse de master, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012.

[07] **M^r.Bendali Rachid, M^r.Bendif Lyes**, “Commande par Mode Glissant de la mas”, mast ETH 2012 19er thèse.

[08] **H. Chekireb**, “Investigation sur les modèles de commande non linéaire de la machine asynchrone”, Thèse de doctorat, Ecole Nationale polytechnique 2003, Alger.

[09] **M. O. Mahmoudi**, “Commande vectorielle de la machine asynchrone”, support de cours, Ecole Nationale polytechnique 2001, Alger.

[10] **L. Barazane, A. Khwaldeh, M. Jumah et R. Ouiguini**, “Linguistic Fuzzy Modelling of An Asynchronous Motor”, IEEE 2007.

[11] **A. Farrokh Payam, B.Mirzaeian, Dehkordi et M. Moallem**, “Adaptive Input-Output Feedback Linearization Controller for Doubly-Fed Induction Machine Drive”, IEEE 2007.