REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MI NISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées
Département de génie électrique

En vu d'obtention d'un diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : Electromécanique et système de commande

Thème

Commande adaptative linéarisante par géométrie différentielle du vitesse et du flux de la machine asynchrone

Dérigé par :

M[elle] :YASSA Nacera
Mr :AIT ABBAS Hamou

Présenté par :

AOUCHAR Hamza
IDER Yacine

Remercîment

A Dieu le Tout Puissant de nous avoir donné le courage, la santé, et nous accordé son soutien durant les périodes les plus difficiles.

Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur AIT ABBAS Hemou enseignent à l'université de Bouira, qu'il nous soit permis de lui exprimer nos vifs sentiments de gratitude, pour avoir dirigé ce travail, pour l'aide, le suivi et l'attention constante qu'il a apporté à nous égard, lors de l'élaboration de ce travail.

Ce travail a été effectué aussi sous la direction de Madame YASSA Nacera enseignante à l'université de Bouira, pour avoir dirigé ce travail, pour l'aide, le suivi et l'attention constante, lors de l'élaboration de ce travail.

On tient à exprimer nos plus vifs remercîment à Madame Kirache enseignante à l'université de Bouira, faculté de génie électrique pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant de juger ce travail et de présider le jury d'examen.

Nos remercîments vont encoure à monsieur Bahloul.M enseignent à l'université de Bouira, faculté de génie électrique pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant d'examiner ce travail et de faire partie du jury de soutenance.

On désir aussi remercier Madame Madi enseignent à l'université de Bouira, pour l'honneure qu'il nous fait en acceptant de juger ce travail.

On tient plus largement à exprimer notre reconnaissance à toutes celles et à tous ceux qui ont contribué directement ou indirectement au bon déroulement de notre travail.

Dédicace

Merci mon DIEU de m'avoir permis d'arriver jusqu'ici et de m'avoir donné l'aptitude d'achever ce travail que je dédie particulièrement :

À mes très chers et adorables parents qui m'ont inculqué toutes les bases de mon savoir, que DIEU me les garde.

A ma fiancée Nadjah Abdedou, m'avoir toujours supporté.

Merci pour ton amour et ton soutien au quotidien. Que notre amour perdure. Que la vie nous apporte tout le bonheur que nous méritons ensemble.

Je dédie aussi ce travail à mes sœurs :

Fatiha,cherifa,kahina,theleli,tinhinaneet maria.

Pour leur tendresse infinie ……Je vous aime à l'infini.

A toute ma grande famille oncles, tantes, cousins, cousines, à leurs époux et épouses, et leurs enfants, et ma belle famille.

A mes très chères amies :samir,amar,ahmed,hemza,koussayla,youcef, noureldine,kamel,youcef,lotfi,linda,meriem ,djamila ,chafika,imane et fatima.

A tous mes collègues étudiants de la graduation.

– Promotion 2017–

A tous ceux qui m'ont témoigné leur affection et leur soutien durant mon cursus universitaire.

Yacine ✍

Dédicace

Merci mon DIEU de m'avoir permis d'arriver jusqu'ici et de m'avoir donné l'aptitude d'achever ce travail que je dédie particulièrement :

À mes très chers et adorables parents qui m'ont inculqué toutes les bases de mon savoir, que DIEU me les garde.

Je dédie aussi ce travail à mes frères et sœurs :
hammouche, farida, saida.
Pour leur tendresse infinie ……Je vous aime à l'infini.
A toute ma grande famille oncles, tantes, cousins, cousines, à leurs époux et épouses, et leurs enfants, et ma belle famille.

A mes très chères amies :Samir,Aamar,Ahmed,Yacine,nadjah ,linda,l'equipe naftal R1031

A tous mes collègues étudiants de la graduation.
– Promotion 2017–

A tous ceux qui m'ont témoigné leur affection
et leur soutien durant mon cursus universitaire.

Hamza ✍

Sommaire

Chapitre II Application de la commande vectorielle sur la machine asynchrone

Liste des Symboles

Liste des symboles

Paramètres du Modèle

Rs Résistance statorique.

Rr Résistance rotorique.

Ls L'inductance propre d'une phase statorique.

Lr L'inductance propre d'une phase rotorique.

Msr La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques

J Moment d'inertie du rotor

p Nombre de paires de pôles

Indices

a, b, c Variables exprimées dans le repère fixe triphasé

d, q Variables exprimées dans le repère (d,q) tournant à la vitesse synchrone

α, β Variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β)

Variables électriques et mécaniques de la machine

Vs Tension statorique

Is Courant statorique

Ir Courant rotorique

φ Flux du stator

φ Flux du rotor

ω Pulsation statorique

Ω Pulsation mécanique

ω Pulsation de glissement

θ Angle électrique entre le rotor et le stator

θ Angle électrique entre l'axe d et le rotor.

θ Angle électrique entre l'axe d et le stator

δ Coefficient de dispersion de Blondel

Tr Constante de temps rotorique

Ts Constante de temps statorique

γ Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique_

Ce Couple l'électromagnétique

Ce* Couple de référence

Cm Couple de modèle de référence

Cr Couple de charge

Ω* Vitesse de référence

Ωm Vitesse de modèle de référence

Ω* Le vitesse de référence

l_s et l_r Les inductances propres statorique et rotorique.

$m_s$et m_r Les inductances mutuelles statorique et rotorique.

M_s Inductance mutuelle entre stator et rotor.

x vecteur d’état.

u entrées du système.

y sorties du système.

Liste des figures

Résumé

Résumé

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est la synthèse des différentes processus de commandes, puis la mise en œuvre d’une loi de commande par la linéarisation des entrées sorties avec observateur adaptative appliquée à la machine asynchrone afin de réaliser une excellente poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation.

La commande vectorielle qui semblait fort prometteuse, s’est rapidement vue confrontée à de sérieux difficultés, tels que la variation des paramètres (incertitudes structurées) du moteur asynchrone à cage qui survient incontestablement lors de son fonctionnement ainsi que la connaissance partielle de son modèle non linéaire multivariables (incertitudes non structurées), ce qui provoque une perte de performances dynamiques et du découplage. Pour contourner ces limitations, on propose dans ce travail d’étudier et d’appliquer la technique de linéarisation entrée-sortie, en utilisant la géométrie différentielle qui permet non seulement de linéariser mais également de découpler les entrées-sorties du système quel que soit le point de fonctionnement et même éviter l’utilisation d’un repère tournant dont la position est male connue.

En outre, nous contribuons à l’implémentation d’un observateur adaptatif afin d’éviter l’utilisation du capteur de flux qui vaut une somme colossale. Une simulation numérique de la MAS sera présenté pour divers test de robustesse afin de montrer le potentiel de notre processus de commande.

abstract

The objective of the work presented in this thesis is the synthesis of the different ordering processes and then the implementation of a control law by linearization of the inputs outputs with adaptive observer applied to the asynchronous machine in order to carry out an excellent continuation of trajectories, guarantee stability and robustness to parameter variations with disturbance rejection. The vectorial control, which seemed very promising, soon faced serious difficulties, such as the variation of parameters (structured uncertainties) of the cage asynchronous motor which undoubtedly occurs during its operation, as well as the partial knowledge of its non- linear multivariate (unstructured uncertainties), which causes loss of dynamic performance and decoupling. To circumvent these limitations, we propose in this work to study and apply the technique of linearization input-output, using the differential geometry that not only linearizes but also decouple the inputs / outputs of the system whatever the point of operation and even avoiding the use of a rotating marker whose position is known male. In addition, we contribute to the implementation of an adaptive observer to avoid using the flow sensor which is worth a colossal sum. A numerical simulation of MAS will be presented for various robustness tests to show the potential of our control process.

ملخص

والهدف من العمل المعروض في هذه الرسالة هو توليف عمليات ترتيب مختلفة ومن ثم تنفيذ قانون مراقبة عن طريق الخطي للمدخلات مع مراقب التكيف تطبيقها على الجهاز غير المتزامن من أجل تنفيذ استمرار ممتازة من ومسارات، وضمان الاستقرار والمتانة لتغيرات المعلمة مع رفض الاضطراب وقد واجهت السيطرة المتجهة، التي تبدو واعدة جدا، صعوبات جمة في وقت قريب، مثل تغير المعلمات (عدم اليقين المنظم) لمحرك القفص غير المتزامن الذي يحدث دون جدال أثناء تشغيله، (عدم التيقن غير المنظم)، مما يؤدي إلى فقدان الأداء الديناميكي وفك الارتباط. من أجل تجنب هذه القيود، نقترح دراسة وتطبيق تقنية الخطية، وذلك باستخدام الهندسة التفاضلية، التي لا تخطي فقط ولكن أيضا فصل المدخلات والمخرجات من النظام مهما كان نقطة التشغيل وحتى تجنب استخدام مرجع الدورية موقفها من الذكور المعروفة وبالإضافة إلى ذلك، فإننا نساهم في تنفيذ مراقب التكيف لتجنب استخدام جهاز لاستشعار التدفق الذي يستحق مبلغا هائلا. وسيتم تقديم محاكاة رقمية لل ماس لمختلف اختبارات المتانة لإظهار إمكانات عملية التحكم لدينا.

Introduction générale

Les machines asynchrone (MAS) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables.

Le moteur asynchrone présent beaucoup d'avantages tels que son coût réduit, sa fiabilité et la facilité de son entretien, (les enroulements du rotor sont court-circuités et par conséquent ne sont liés à aucune source d'alimentation), toutes ces qualités font de lui un candidat favori pour les entraînements à vitesse variable. Mais en contre partie, il présente un couplage entre l'inducteur et l'induit, ce qui lui donne un modèle dynamique non linéaire nécessitant une structure de commande complexe, ajouté à cela ses paramètres qui sont connus d'une manière approximative et sont variables avec le temps (température).

La commande vectorielle à flux rotorique orienté se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Les bases de la théorie sur le contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté (FOC) ont été développées par Blaschke dès 1971. Ce type de commande permet d'envisager un découplage entre la vitesse et le flux de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu [1].

Cependant, cette structure nécessite la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par les régulateurs classiques (PI), en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge.

Toutefois, le contrôle vectoriel basé sur le modèle de Park rend ce modèle découplé, similaire à celui de la machine à courant continu ; un modèle simple présentant un découplage entre le couple électromagnétique et le flux.

A ce stade, et afin de pallier à ces problèmes décrits précédemment, la commande linéarisante entrées sorties par géométrie différentielle trouve un grand essor et elle est la voie de recherche de plusieurs travaux. En outre, un observateur adaptatif sera utilisé afin d'éviter l'installation d'un capteur de flux qui est vraiment cher.

L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'un système de commande performant, en commençant par l'onduleur de tension, implémentation de la commande par linéarisation entrées-sorties (en Matlab) en introduisant l'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle avec un observateur adaptative afin d'assurer la stabilité et la robustesse en présence des variations des paramètres interne R_s, $\mathbf{R_r}$ et externe **Cr** (couple résistant) de la machine.

La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisit de travailler sous environnement Matlab/Simulink.

Dans le premier chapitre, nous débuterons par un état de l'art sur la machine asynchrone ainsi que sa modélisation.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique en particulier la commande vectorielle indirecte et son application à la machine et le dimensionnement des régulateurs, ayant donnés les meilleurs résultats en simulation. On arrive à assurer le découplage entre la vitesse et le flux de la machine. Elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui de la machine à courant continu à excitation séparé. Puis on procédera à l'étude de l'onduleur (triphasé) de tension dans laquelle on discutera des différentes méthodes de modulation (MLI). On termine ce chapitre avec les limitations de la commande vectorielle en présence des variations des paramètres interne $\mathbf{R_s}$, $\mathbf{R_r}$ et externe **Cr.**

Dans le troisième chapitre, on a commencé par une présentation de la commande par linéarisation des entrées sorties qui est une autre alternative pour découpler la machine asynchrone tout en assurant une linéarisation parfaite quelque soit les profils des trajectoires imposés au système. Les techniques de la commande non-linéaire sont basées sur la théorie de la géométrie différentielle, puis on fait appelle à un observateur adaptative permettant au régulateur de s'adapter de lui-même aux changements du processus.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l’usage est le plus répandu dans l’industrie. Son principal avantage réside dans l’absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire[1].

Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone;c’est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements de vitesse [2].

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l’énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques .

La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception). Plusieurs outil de simulation sont utilisés dans le domaine de l’électronique de puissance de la commande des machines électrique :SIMNON, MATLAB, etc, la difficulté de simulation du moteur asynchrone provient de sa structure fortement non-linéaire.

Dans ce chapitre, nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park, en se basant sur des hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques) qui gèrent la machine.

I.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués d'empilement de tôles d’acier au silicium et comportant des encoches dans les quelles sont placée les enroulements. Le stator est fixe; on y trouve les enroulements reliée à la source. L’objectif est tant d’obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l’entrefer [3].

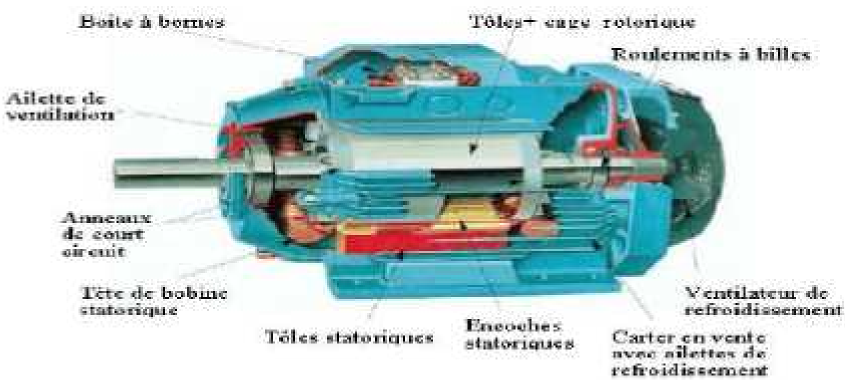


Figure.I.1. Constitution de la machine asynchrone

I.3. Classification des machines asynchrones

La classification des machines asynchrones peut être effectuée en examinant la morphologie du rotor, on peut citer :

I.3.1. Machine asynchrone à rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué des disques empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles, sont théoriquement parallèles à l'axe du moteur, mais, en fait, légèrement inclinées par rapport à cet axe de façon à réduire certaines pertes dues aux harmoniques **[4]**.

Les extrémités de l'enroulement rotorique sont reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires qui permettent des réglages de couple ou de vitesse.

I.3.2. Machine asynchrone à rotor à cage simple

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné, les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur.

Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium **[4].**

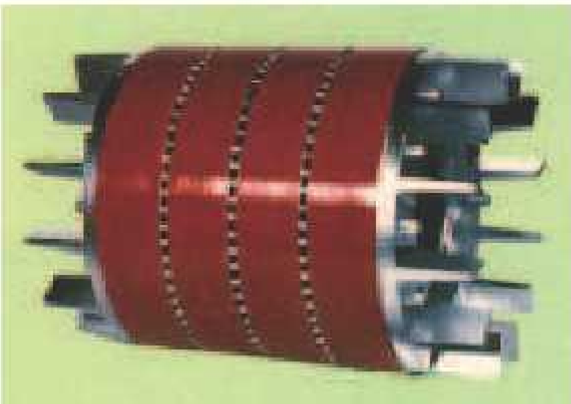


Figure I.2 Rotor à cage

I.3.3. Machine asynchrone à double cage

Le rotor comporte deux cages coaxiales : l'une (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze), externe, à résistance relativement élevée, est placée près de l'entrefer; l'autre (en cuivre), interne, de plus faible résistance, est noyée dans le fer, ayant ainsi une inductance de fuites supérieure à la première. Au démarrage, le courant rotorique, de fréquence égale à la fréquence du réseau d'alimentation, se répartit de façon inversement proportionnelle aux réactances des cages, qui sont alors grandes devant les résistances. Dans ces conditions, c'est la cage externe qui est parcourue par le maximum de courant ; cette relativement forte résistance réduit l'appel de courant et accroît le couple **[4].** Au contraire, lorsque le moteur atteint son régime nominal de fonctionnement, normalement caractérisé par un faible glissement et une fréquence basse, ce sont les résistances qui contrôlent la répartition du courant, ce qui favorise la cage interne de faible résistance. On peut, ainsi, obtenir des couples de démarrage de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage.

I.3.4. Rotor à encoches profondes

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé.

On peut pallier cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique.

Lors du démarrage, la réactance, qui croît avec la profondeur, tend à imposer aux lignes de courant de se concentrer près de la périphérie et à leur assigner ainsi une section de conducteur réduite et une résistance accrue ; en revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension et à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important. Pour remédier à ce dernier inconvénient, on fait parfois appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, (la base du L étant en fond d'encoche).

I.4. Analyse de fonctionement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois d'induction : la machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (le rotor) est en court circuit [35] [36].

Les courants statoriques, de fréquence f_s ou de pulsation ω_s créent un flux tournant à la vitesse synchrone $\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$.Ce flux balayant le bobinage rotorique en court circuit y induit des forces électromotrices (f.e.m), qui produisent des courants, c'est l'action du flux tournant sur les courants qu'il a lui-même induit qui crée le couple.

I.4.1. Vitesse de glissement

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de n_r tours par minute, soit Ω_r radians par seconde. La force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à n_s tours par minute.

La vitesse Ω_r est généralement inférieur à Ω_s, on définit le glissement g ou la variation relative des vitesses est donné par la formule suivante :

$$g = \frac{n_r - n_s}{n_s} = \frac{\Omega - \Omega_s}{\Omega_s} \qquad \text{(I.1)}$$

L'interaction entre les deux champs produit un couple mécanique qui fait tourner le rotor.

Si la vitesse Ω_r du rotor est égale à la vitesse Ω_s du champ tournant statorique alors, le rotor est fixe par rapport au champ statorique. Dans ce cas, il n'y a pas de mouvement relatif par rapport au rotor (g=0), les forces électromotrices induites et les courants rotoriques dans les bobinages du rotor sont nuls ainsi que leur pulsation ou par conséquent leur fréquence.

La vitesse du rotor est nulle (rotor bloqué, g=1) alors, la pulsation ω_r des courants rotoriques est égale à ω_s, celle des courants statoriques. Le moteur se comporte dans ce cas comme un simple transformateur triphasé ayant un secondaire en court-circuit.

I.4.2.Avantages de la MAS

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie. Comparé au moteur à excitation séparé, le moteur asynchrone à l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé. Son prix d'achat est moins élevé, il est beaucoup plus robuste car il ne nécessite pratiquement pas d'entretien.

Ses deux qualités fondamentales (prix et fiabilité) résultent du fait qu'il n'a pas de collecteur.

En effet, le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent : changement des balais.

I.4.3.Inconvénients de la MAS

A l'exception du démarrage et de l'inversion du sens de marche que l'on peut résoudre de façon satisfaisante, le moteur asynchrone a des performances très médiocres par rapport à celles du moteur shunt. En effet jusqu'à ces dernières années, l'entraînement était réalisé par le léonard formé un moteur shunt alimenté par un convertisseur de tension.

I.5. Analyse mathématique de la machine asynchrone

L'objectif est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé. Ensuite, on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de méthodes de commandes rapprochées à MLI et une attention particulière à MLI vectorielle qui sera notée SVPWM, très appréciée par ces avantages lorsqu'elle est associée à la commande des machines électriques.

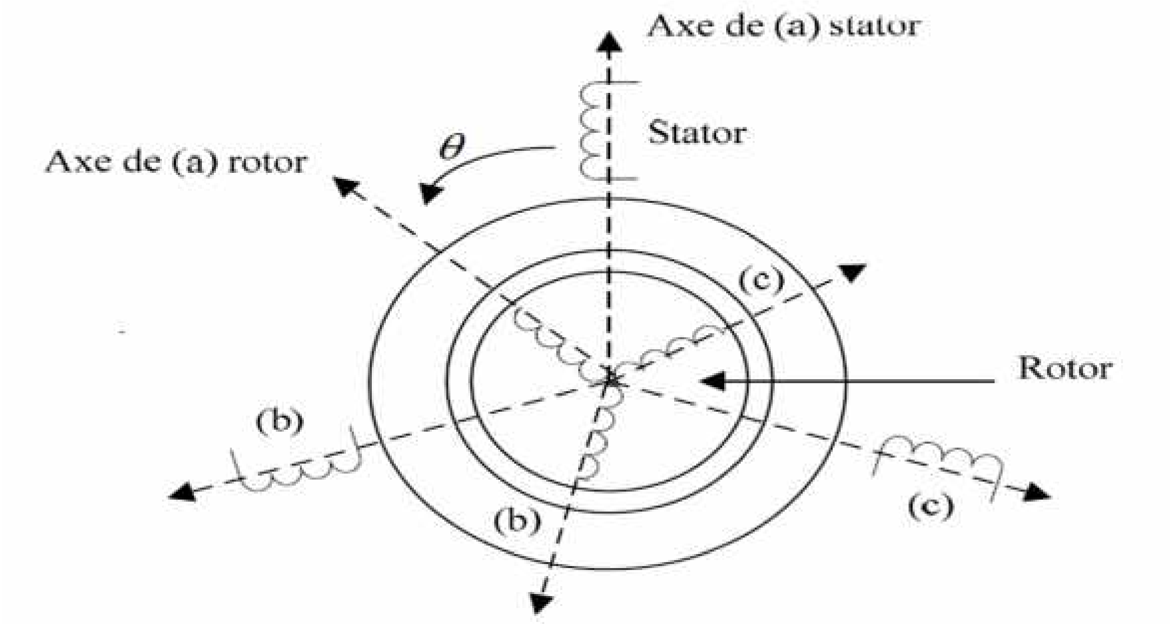


Figure I.3 Modélisation de la machine asynchrone dans un repère triphasé

I.5.1. Hypothèses simplificatrices

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique et qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé. À l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau **[6]**.

Le circuit magnétique rotorique est traversé par l'arbre qui repose sur des paliers montés dans les flasques fixés au carter. Le moteur asynchrone est donc caractérisé par la présence d'un seul bobinage polyphasé au stator, alimenté par une source extérieure, et d'un bobinage massif en court-circuit au rotor **[6]**.

Nous admettons que la machine est bien construite et que les forces magnétomotrices sont à répartition spatiale sinusoïdale. Cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques. On suppose :

Circuit magnétique non saturé (Caractéristique magnétique de la machine linéaire)

Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants.

- Les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) sont nulles.
- La variation des résistances des enroulements (en fonction de la température) est négligeable.

On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité de flux.
- La constance des inductances propres.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques.

I.5.2.Mise en équation le modèle de la MAS

La construction d'un moteur triphasé à rotor bobiné (à bagues) s'apparente beaucoup à celle du transformateur triphasé. Ainsi, le moteur possède trois enroulements identiques montés sur le stator et trois enroulements montés sur le rotor.

Soit un enroulement par phase, à cause de la symétrie parfaite, on peut comme le transformateur analyser le comportement du moteur en considérant un enroulement primaire et un enroulement secondaire.

I.5.2.1. Equations au stator et au rotor

A. Equations électriques

D'après [7] les équations des tensions :

$$\begin{cases} [V_s] = -[R_s][I_s] + \frac{d}{d}[\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{d}[\varphi_r] \end{cases} \qquad (I.2)$$

Avec : $[V_s] = [V_a\ , V_b\ ,\ V_c\ ]^t$; $[I_s] = [I_a\ , I_b\ ,\ I_c\ ]^t$; $[\varphi_s] = [\varphi_a\ , \varphi_b\ ,\ \varphi_c\ ]^t$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \ ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \ ; \qquad (I.3)$$

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Equations des flux :

$$\begin{cases}[\varphi_s] = -[L_s][I_s] + [M_s][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_r][I_r] - [M_r][I_s]\end{cases} \quad (I.4)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}; \quad (I.5)$$

B. Equations magnétiques

$$[M_s] = [M_r]^t = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

D’où :

$$M_{ii} = M\cos(\theta_i - \theta_k)$$

En remplaçant les flux par leurs expressions dans les équations des tensions, on obtient :

$$\begin{cases}[V_s] = -[R_s][I_s] + \frac{d}{d}(-[L_s][I_s] + [M_s][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{d}([L_r][I_r] - [M_r][I_s])\end{cases} \quad (I.7)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L’étude analytique du comportement du système est alors relativement difficile, vu le grand nombre des variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l’aide des équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d’établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de Park.

I.6. Transformation de Park

Pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux, fortement couplés. La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes **(d,q),** repère tournant biphasé orienté sur **φr** (flux rotorique) ou **φs** (flux statorique) et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux.Le système d'axes **(d,q)** est élaboré à partir des transformations de Park. La transformation de Park consiste à transformer le système d'axe des enroulements statorique et rotorique (système triphasé équilibré), à un système d'axe des enroulements orthogonaux équivalents. Ce passage est rendu possible par la matrice de Park **P(θs)** pour la transformation des grandeurs physiques. Cette transformation nous donne un système d'équations différentielles à coefficients non variable. Donc:

- Les grandeurs **Vs**, **Is**, *et* **Φs** sont définies dans un repère immobile lié au stator de système d'axes **(A, B, C)** situés dans un même plan et décalés deux à deux d'un angle de **2π/3**.
- Les grandeurs **Vr**, **Ir**, *et* **Φr** sont définies dans un repère attaché à la partie tournante de système d'axes **(A, B, C)** situés dans un même plan et décalés deux à deux d'un angle de **2π/3**. Ainsi, le rotor tourne à la vitesse$\boldsymbol{\omega} = \frac{d}{d}$, par rapport au stator immobile.

Nous définissons un système d'axes situé dans le même plan que les autres systèmes d'axes et qui tourne à la vitesse $\boldsymbol{\omega} \;\; = \frac{d}{d}$ par rapport au repère lié au stator.

Les matrices de Park et de Park inverse sont définies sous la forme suivante [2].

$$p(\theta s) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta s) & \cos(\theta s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta s) & -\sin(\theta s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \qquad (I.8)$$

$$p(\theta s)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta s) & -\sin(\theta s) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta s - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \qquad (I.9)$$

Le lien entre les deux repères est donné par les équations suivantes:

$$\begin{cases} Vdqs = [P(\theta s)]Vs \\ Vdqs = [P(\theta s)]Vs \end{cases} \qquad \begin{cases} V \quad = [P(\theta \;)]I \\ Vdqr = [P(\theta r)]Ir \end{cases} \qquad \begin{cases} \varphi d \quad = [P(\theta \;)]\varphi s \\ \varphi d \quad = [P(\theta \;)]\varphi r \end{cases}$$

(I.10)

I.6.1. Application aux équations des tensions:

$$p(\theta s)^{-1}[Vdqs]=[Rs]\ p[(\theta s)]^{-1}[Idqs]+\frac{d}{d}([p(\theta s)^{-1}\varphi dqs]) \qquad (I.11)$$

$$[Vdqs]=[Rs]\ [Idqs]+\frac{d}{d}[\varphi dqs] + \frac{d}{d}([p(\theta s)^{-1}\varphi dqs]) \qquad (I.12)$$

$$p(\theta s)^{-1}[Vdqr]=[Rr]\ p[(\theta s)]^{-1}[Idqr]+\frac{d}{d}([p(\theta r)^{-1}\varphi dqr]) \qquad (I.13)$$

I.6.2. Equations des tensions:

$$\begin{cases} Vds = Rs.Ids + \frac{d\varnothing d}{d} + \frac{d\theta s}{d}\varphi qs \\ Vqs = Rs.Iqs + \frac{d\varnothing q}{d} + \frac{d\theta s}{d}\varphi ds \\ Vdr = Rr.Idr + \frac{d\varnothing d}{d} + \frac{d\theta s}{d}\varphi qr \\ Vqr = Rr.Iqr + \frac{d\varnothing q}{d} + \frac{d\theta s}{d}\varphi dr \end{cases} \qquad (I.14)$$

I.7. Application aux équations des flux

$$[p(\theta\ )]^{-1}[\varphi\quad] = [L\ ][p(\theta\ )]^{-1}[I\quad] + [M\ ][p(\theta\ )]^{-1}[I\quad] \qquad (I.15)$$

$$[\varphi\quad] = [p(\theta\ )][L\ ][p(\theta\ )]^{-1}[I\quad] + [p(\theta\ )][M\ ][p(\theta\ )]^{-1}[I\quad] \qquad (I.16)$$

Donc :

$$[p(\theta s)][Lss][p(\theta s)]^{-1} = \begin{bmatrix} Is - Ms & 0 & 0 \\ 0 & Is - Ms & 0 \\ 0 & 0 & Is + 2Ms \end{bmatrix} \qquad (I.17)$$

Et

$$p(\theta s)^{-1} = \frac{3}{2}Msr \begin{bmatrix} \cos(\theta s - \theta r - \theta) & \sin(\theta s - \theta r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta s - \theta r - \theta) & \cos(\theta s - \theta r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (I.18)$$

D’apres $\theta = \theta s - \theta r$

$$[p(\theta s)][Lss][p(\theta s)]^{-1} = \frac{3}{2}Msr \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (I.19)$$

On introduit les inductances cycliques:

$$\begin{cases} Ls = Is - Ms \qquad (I.20) \\ Lm = \frac{3}{2}Msr \end{cases}$$

On aura alors :

$$\begin{pmatrix} \varphi ds \\ \varphi qs \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Ls & 0 \\ 0 & Ls \end{bmatrix} \begin{pmatrix} Ids \\ Iqs \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} Lm & 0 \\ 0 & Lm \end{bmatrix} \begin{pmatrix} Idr \\ Iqr \end{pmatrix} \qquad (I.21)$$

Et

$$\begin{pmatrix}\varphi dr\\ \varphi qr\end{pmatrix} = \begin{bmatrix}Lr & 0\\ 0 & Lr\end{bmatrix}\begin{pmatrix}Idr\\ Iqr\end{pmatrix} + \begin{bmatrix}Lm & 0\\ 0 & Lm\end{bmatrix}\begin{pmatrix}Ids\\ Iqs\end{pmatrix} \qquad (I.22)$$

I.7.1.Equations des flux:

$$\begin{cases}\varphi ds = Ls.Ids + Lm.Id\\ \varphi qs = Ls.Iqs + Lm.Iqr\\ \varphi dr = Lr.Idr + Lm.Ids\\ \varphi qr = Lr.Iqr + Lm.Iqs\end{cases} \qquad (I.23)$$

I.7.2.Equations mécaniques

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

$$Ce - Cr = \frac{J\,\Omega}{d} + f\Omega \qquad (I.24)$$

I.8. Choix de référentiel

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels liés à la machine asynchrone. Ces référentiels sont de type biphasé, ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de commande. La structure symétrique et équilibrée de la machine permet le passage d'une représentation triphasée à une autre biphasée équivalente (transformations de Park). Toutes les grandeurs électromagnétiques de la machine, statoriques ou rotoriques, sont ramenées à un seul référentiel **[8] [9]**.

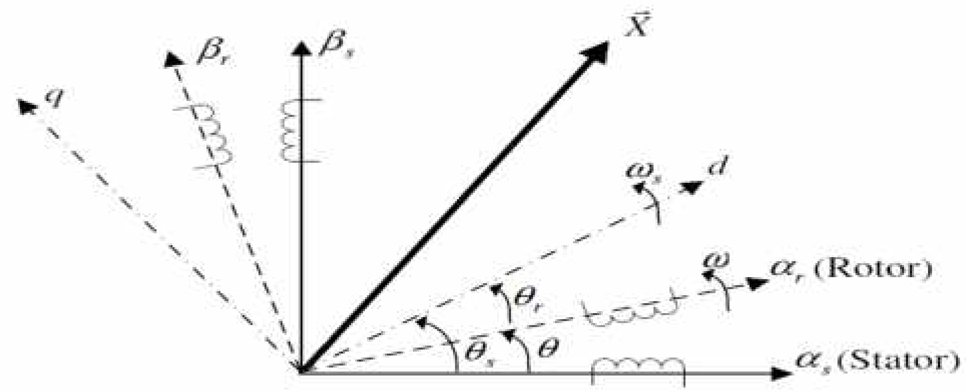


Figure I.4 Transformation des repères

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes **(U,V)** qui dépendent des objectifs de l'application :

I.8.1. Référentiel fixe par rapport au rotor

Axes tournant à la vitesse du rotor ($\omega_c = \omega_r$) qui permet étude des grandeurs statoriques.

$$\theta = 0 \rightarrow \begin{bmatrix} d \rightarrow & \alpha \\ q \rightarrow & \beta \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} Ur\alpha \\ Ur\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 \\ 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ir\alpha \\ ir\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{d} \begin{bmatrix} \varphi r\alpha \\ \varphi r\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega r \\ -\omega r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi r\alpha \\ \varphi r\beta \end{bmatrix} \tag{I.25}$$

Dons ce modèle les tensions sont des grandeurs sinusoïdales et les courants sont des grandeurs réelles.

Ce système peut être utilisé pour un régime de démarrage et de freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs.

I.8.2 Référentiel fixe par rapport au stator

Axes liés au stator qui permet étude des grandeurs rotoriques.

$$\theta = 0 \rightarrow \begin{bmatrix} d \rightarrow & x \\ q \rightarrow & y \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} Urx \\ Ury \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs & 0 \\ 0 & Rs \end{bmatrix} \begin{bmatrix} isx \\ isy \end{bmatrix} + \frac{d}{d} \begin{bmatrix} \varphi sx \\ \varphi sy \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega r \\ -\omega r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi sx \\ \varphi sy \end{bmatrix} \tag{I.26}$$

I.8.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Axes solidaires du champ tournant qui permet l'étude de la commande.

$$\theta = 0 \rightarrow \begin{bmatrix} d \rightarrow & d \\ q \rightarrow & q \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} Urd \\ Urq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 \\ 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ird \\ irq \end{bmatrix} + \frac{d}{d} \begin{bmatrix} \varphi rd \\ \varphi rq \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi rd \\ \varphi rq \end{bmatrix} \tag{I.27}$$

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

I.9. Le modèle d'états de la machine

Suite à l'application de la transformation de Park, les grandeurs physiques : flux, courant, tension, ne sont plus alternatives, mais elles deviennent continues. La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel (d, q) nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards.

$$\frac{d}{d}\begin{bmatrix} isd \\ isq \\ \varphi rd \\ \varphi rq \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma isd + \omega sisq + \frac{K}{T}\varphi rd + PK\omega\varphi rq \\ -\omega sisd - \gamma isq - PK\omega\varphi rd + \frac{K}{T}\varphi rq \\ \frac{L}{T} ird - \frac{1}{T}\varphi rd - (\omega s - P\omega)\varphi rq \\ \frac{L}{T} irq - (\omega s - P\omega)\varphi rd - \frac{1}{T}\varphi rq \\ \frac{Pl}{Jl} irq(\varphi rdisq - \varphi rqisd) - \frac{f}{J}\omega - \frac{T}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} usd \\ usq \end{bmatrix}$$

(I.28)

Avec :

$$\delta = 1 - \frac{L^2m}{L} \qquad \text{(I.29)}$$

$$K = \frac{L}{\delta L} \qquad \text{(I.30)}$$

$$\gamma = \frac{1}{\delta L}\ (Rs + Rr\frac{L^2m}{L^2r}) \qquad \text{(I.31)}$$

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) est le modèle le plus général pour la représentation du moteur asynchrone.

I.10. Commande en boucle ouverte (BO)

On dit que le système est commandé en boucle ouverte si le signal de commande est indépendant du signal de sortie. Les avantages de cette structure de commande sont la simplicité et peu coûteuses, mais malheureusement ses applications sont limitées à cause des imprécisions particulièrement la où la grande précision est demandée et où les paramètres du système à commander sont variantes.

I.11. Simulation a vide et en charge de la MAS

Dans cette étape on à réalise une simulation de la MAS dans la repère (d,q) en obtiens des résultats lors de l'application à vide et en charge.

I.11.1.Schéma bloc de la MAS (Matlab)

Le schéma bloc de la machine asynchrone est représenté par la figure (I.5).

Les parametre de la MAS sont donnée dans la annexe

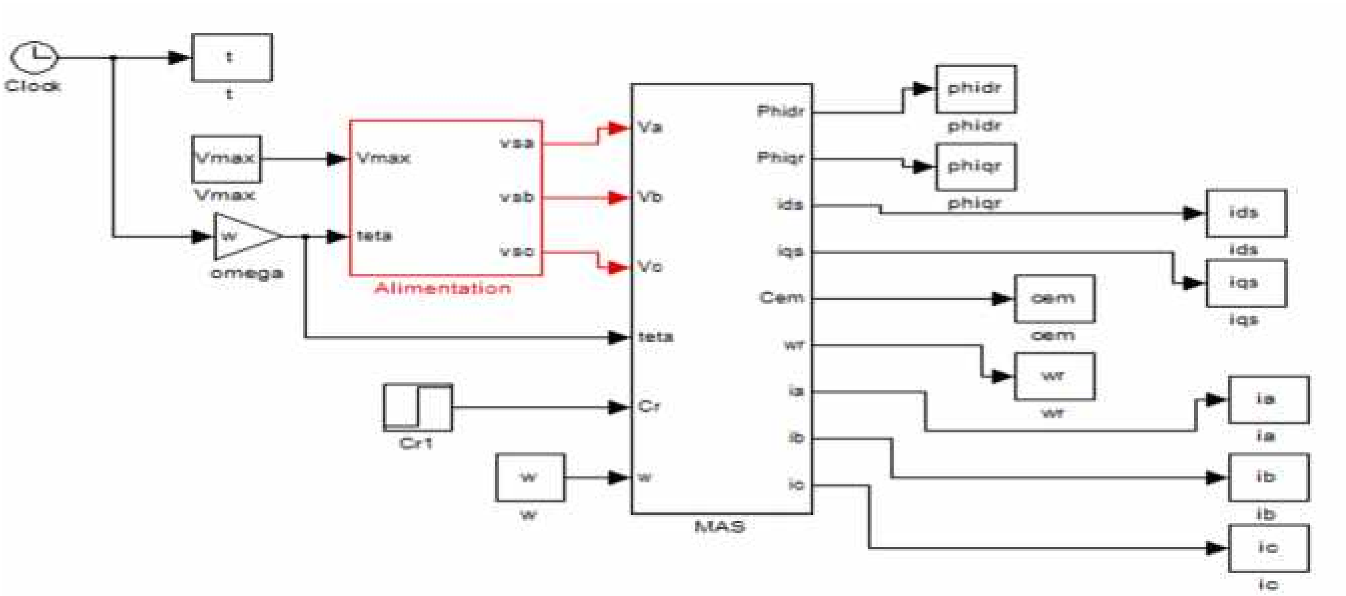
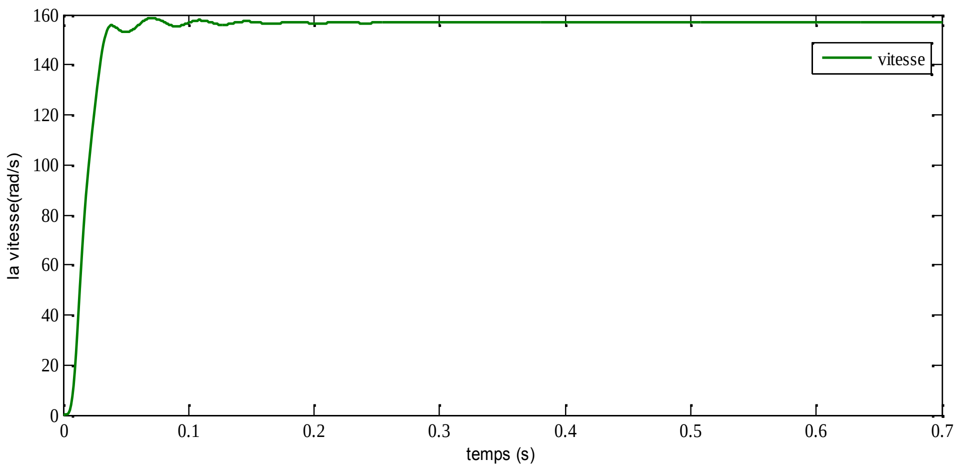


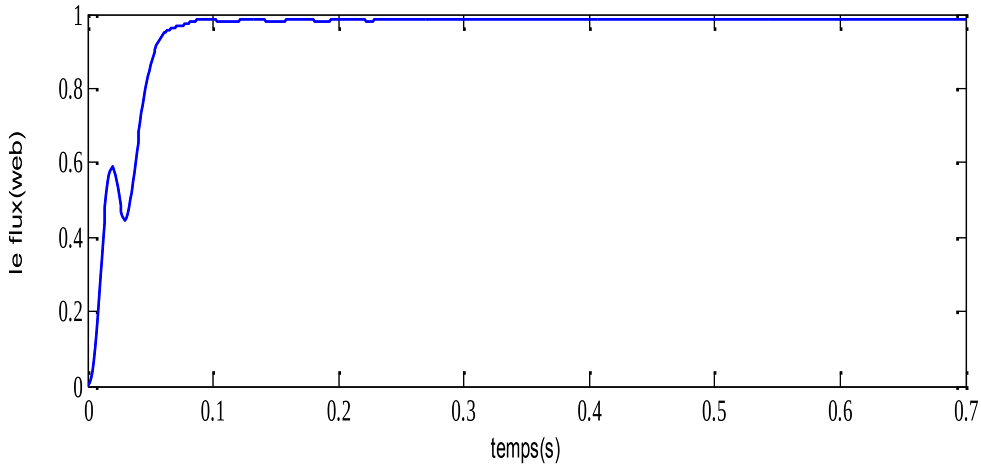
Figure I.5. Schéma block de la machine asynchrone

I.11.2. Résultats de simulation

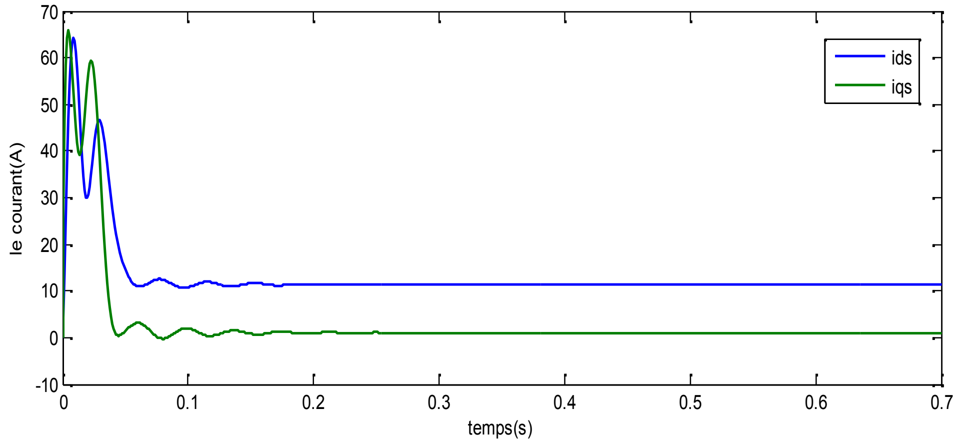
I.11.2.1. Fonctionnement à vide



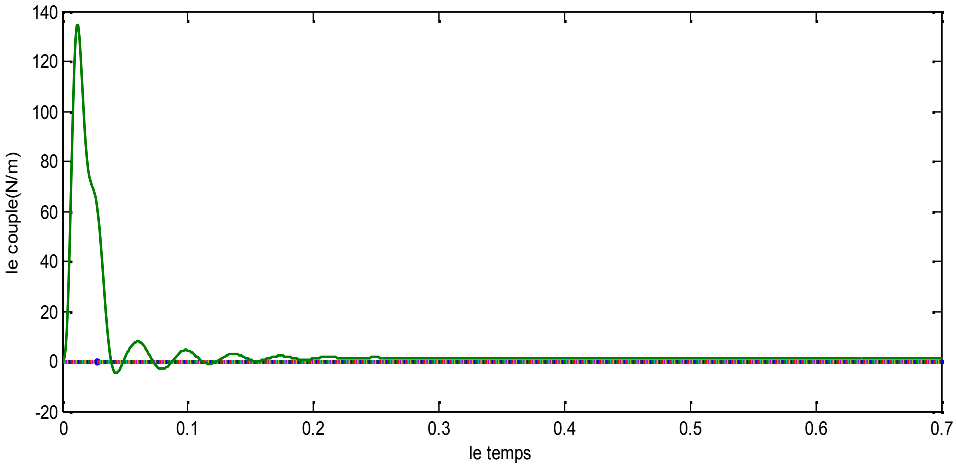
I.6. A : vitesse de rotation(rad/s)



I.6. B : Le flux(Web)



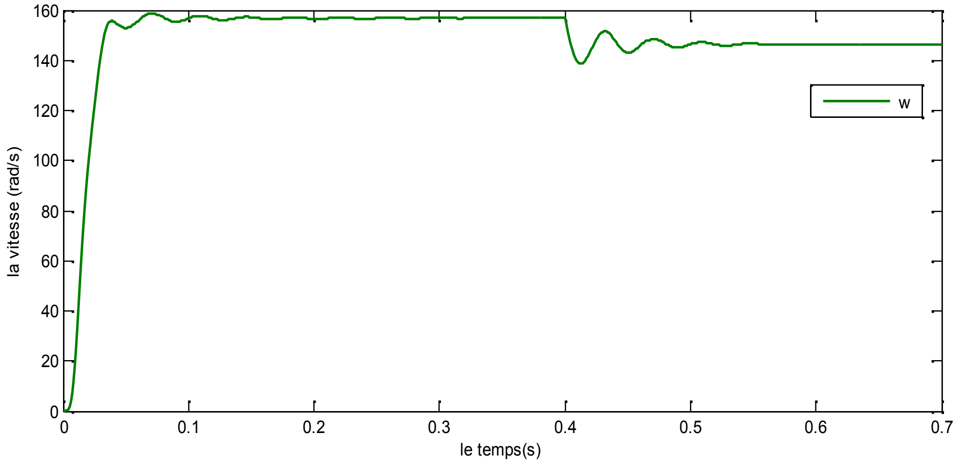
I.6. C : Courants statorique(A)



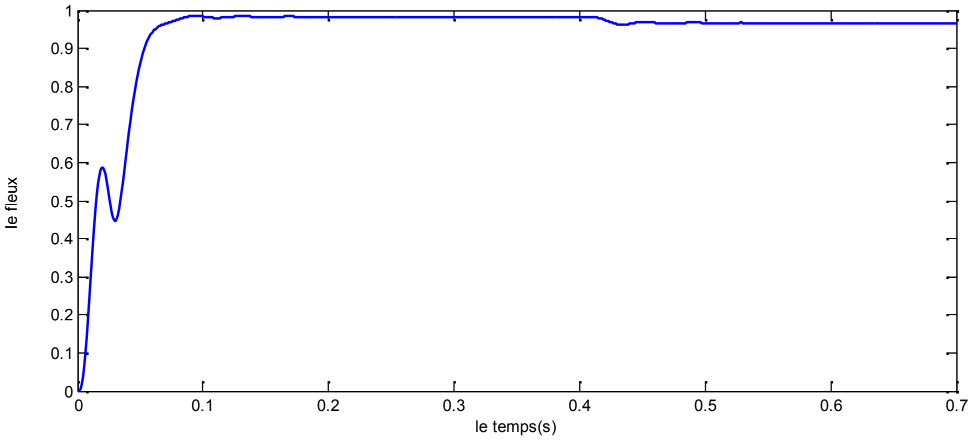
I.6. D : le couple électromagnétique(N.m)

Figure I.6. (A,B,C,D). Les résultats de la simulation de MAS en Boucle Ouverte (à vide)

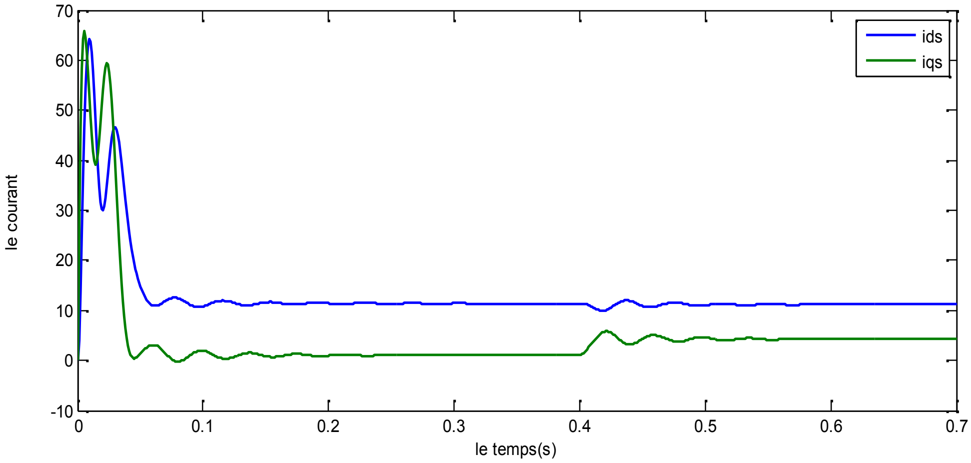
I.11.2.2. Fonctionnement en charge



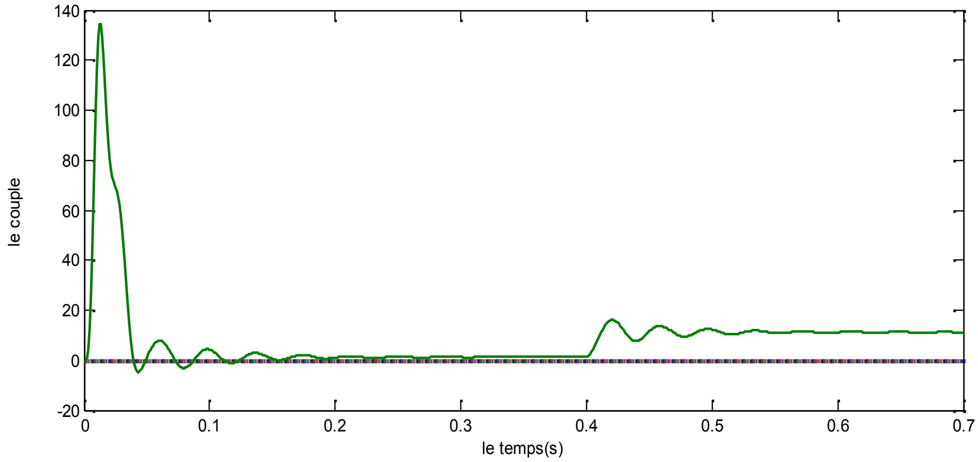
I.7. A : Vitesse de rotation(rad/s)



I.7. B : Le flux(Web)



I.7. C : Courants statorique(A)



I.7. D : le couple électromagnétique(N.m)

Figure I.7. (A,B,C,D) Les résultats de la simulation de MAS en BO (en charge)

I.12. Interprétation des résultats

Au démarrage de la machine, le couple est supérieur à la valeur nominale et c'est la même remarque pour le courant statorique et rotorique, qui est due au besoin du moteur pour vaincre l'inertie du moteur et de la charge. Après le régime transitoire, le couple se stabilise à la valeur du couple de charge ce qui permet aux courants statorique et rotorique de se stabiliser aux valeurs correspondant au couple de charge. La vitesse du moteur démarre de zéro jusqu'à sa valeur nominale (après une fluctuation du couple) qui correspond à un glissement donné.

I.13.Conclusion

Dans ce chapitre, une approche de modélisation de la machine asynchrone à été présentées brièvement. Le choix de cette représentation permet de modéliser la machine sous forme d'un modèle d'état qu'on peut utiliser pour la commande et l'observation, où les états et les entrées du modèle de la machine peuvent être définis en fonctions de ses sorties. L'accent étant mise sur les modèles représentés dans des repères tournant et fixe. Le choix de cette représentation permet de modéliser la machine sous forme d'un modèle d'état.

Chapitre II

Application de la commande vectorielle sur la machine asynchrone

II.1. Introduction

L'industrie mondiale fait aujourd'hui appel aux machines asynchrones. Ces machines détrônent de plus en plus les machines à courant continu et ceci pour ses nombreux avantages à savoir une simple et robuste construction et un prix de revient moins onéreux. Le positionnement des machines asynchrones est rendu aujourd'hui possible en lui appliquant des techniques d'orientation du champ. Ces techniques permettent d'obtenir un modèle dynamique découplé semblable au modèle de la machine à courant continu. Des travaux récents sur l'électronique de puissance et la commande des machines ont apporté des améliorations importantes aux dispositifs d'entraînement à vitesse variable.

II.2. Commande vectorielle

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel .Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard **[6]**. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations, ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Par ailleurs, la commande vectorielle a pour objectif d'égaler les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Les méthodes de contrôle directe de couple DTC (direct torque control) des machines asynchrones sont initiées dans la deuxième moitié des années 1980 par Takahashi et Depenbrock 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 **[10]**. Par opposition, ces deux stratégies de commande (commande vectorielle á flux orienté et la commande directe du couple) ont le même objectif que les machines á courant continu à excitation séparés où le courant et le flux sont naturellement découplés et peuvent être commandés indépendamment. La comparaison de ces deux techniques de contrôle est basée sur des divers critères comprenant les performances statiques et dynamiques de la caractéristique de contrôle de base. L'étude est faite par simulation en utilisant le Matlab/Simulink.

II.3. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle commandant le courant. Notre objectif est d’orienter le flux de sorte qu’il n’ait qu’une composante suivant l’axe *d* par exemple. Pour cela, il faut alors annuler la composante du flux $\boldsymbol{\Phi_{rq}}$ suivant l’axe **q**. C’est bien le rôle de la commande par flux orienté. Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple.

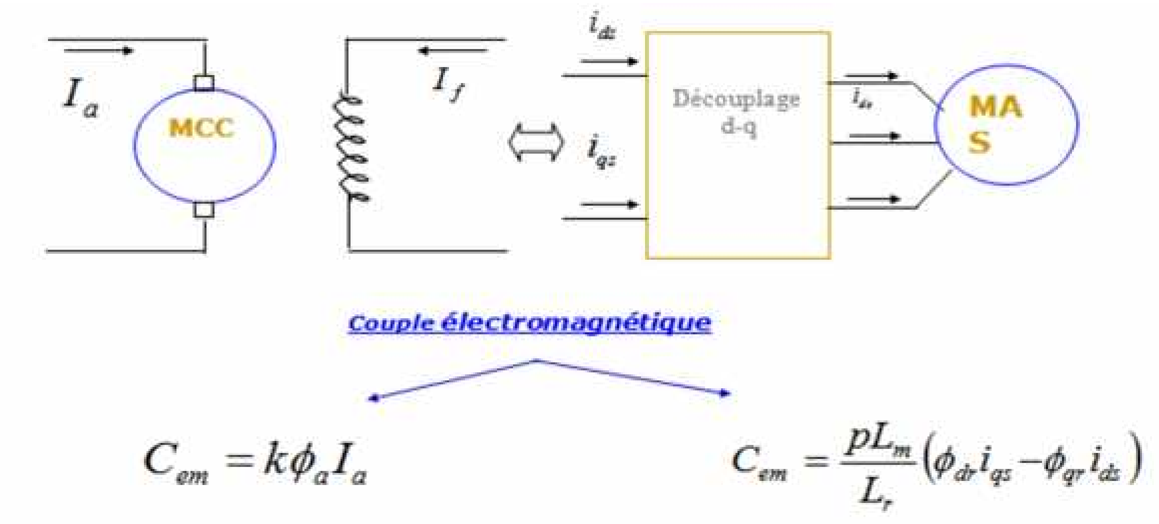


Figure II.1 Contrôle vectoriel de la machine asynchrone

$$C_{e} = P\frac{L}{L}(i\,\emptyset r\;) \qquad \text{Et} \qquad \emptyset r = \sqrt{\emptyset^2 r + \emptyset^2 r} \qquad \text{(II.1)}$$

$$\begin{cases} \dot{I}d = -\gamma Id + \beta\eta\varphi d + n_p\omega Iq + \eta M\frac{I^2}{\varphi d} + \frac{1}{\delta L}ud \\ \dot{I}q = -\gamma Iq - \beta n_p\varphi d - n_p\omega Id - \eta M\frac{I}{\varphi d} + \frac{1}{\delta L}uq \\ \varphi d = -\eta\varphi d + \eta M Id \\ \dot{\omega} = \mu\varphi d - \omega\frac{F}{J} - \frac{Tl}{J} \\ \dot{\rho} = n_p\omega + \eta M\frac{I}{\varphi d} \end{cases} \qquad \text{(II.2)}$$

À partir de ces relations, les sorties sont obtenues par découplage comme suit :

$$Cem = P\frac{L}{L}\emptyset risq \qquad \text{(II.3)}$$

$$\left(\frac{d}{d}+\frac{1}{1}\right)\varphi d=\frac{L}{1}Id \qquad (II.4)$$

$$\omega s=\omega+\frac{L}{1\ \varphi d} \qquad (II.5)$$

Le schéma de commande du moteur asynchrone par orientation de flux permet un découplage entre le contrôle du couple et celui du flux. Cependant, il présente des limites dont certaines remettent en cause ce découplage. La pulsation angulaire (ωs), est très sensible au biais de la mesure de la vitesse. Par conséquent, une mauvaise information sur peut nuire à la détermination de la position du flux dans la commande indirecte nous avons vu que le couple en régime transitoire (quelconque) s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux.

$$Ce=n_{\mu}\frac{L}{L}(\varphi d\ Iq-\varphi q\ Id) \qquad (II.6)$$

On s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit (**φ** **is**), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une MCC.

Il suffit, pour ce faire, d'orienter le repère **dq** de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc d'avoir : **φ** = 0 .Ainsi **φ** = **φ** . (Figure II.2)

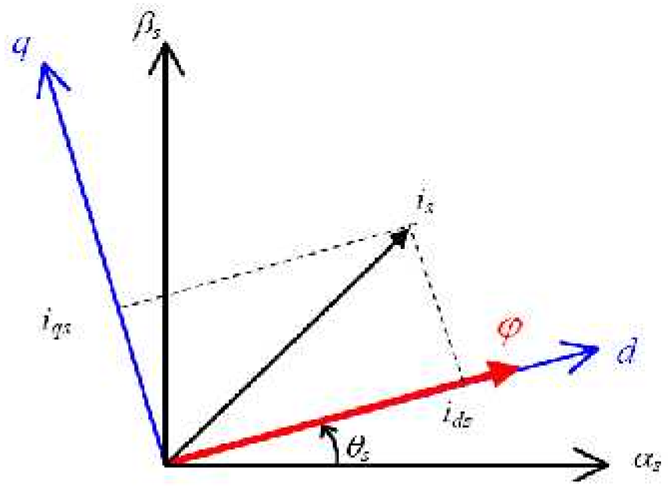


Figure II.2 Principe du contrôle vectoriel

Le couple s'écrit alors : $$Ce=n_p\frac{L}{L}\varphi d\ Iq \qquad (II.7)$$

Le flux **φ** étant orienté sur l'axe **d**, avec **φ** = 0 :

$$\begin{cases} Vd = \delta\, Ls\, Id + \left(Rs + Rr\frac{L^{2}}{L^{2}}\right) Id - \omega s\, \delta\, Ls\, Iq - \frac{L^{2}}{L^{2}} Lr\varphi d \\ Vq = \delta\, Ls\, Iq + \omega s\, \delta\, Ls\, Iq + \left(Rs + Rr\frac{L^{2}}{L^{2}}\right) Iq + \frac{L^{2}}{L^{2}} Lr\Omega\varphi q \\ Tr\dot{\varphi} dr + \varphi d = LmId \\ \omega s = P\Omega + \frac{L}{1}\frac{I}{\varphi r} \end{cases} \quad (II.8)$$

II.3.1. Découplage par compensation

Définissons deux nouvelles variables de commande **vsd1** et **vsq1** telles que :

$$Vsd = Vsd1 - esd \quad \text{et} \quad Vsq = Vsq1 - esq \quad (II.9)$$

Avec $esd = \omega s\, \delta\, Ls\, isq + \frac{L}{L^{2}} Rr\, \varphi r$

(II.10)

Et $esq = -\omega s\, \delta\, Ls\, isd - \frac{L}{L}\omega s\, \varphi r \frac{L^{2}}{L} isq$ (II.11)

Les tensions **vsd** et **vsq** sont alors reconstituées à partir des tensions **vsd1** et **vsq1** (Figure II.3) :

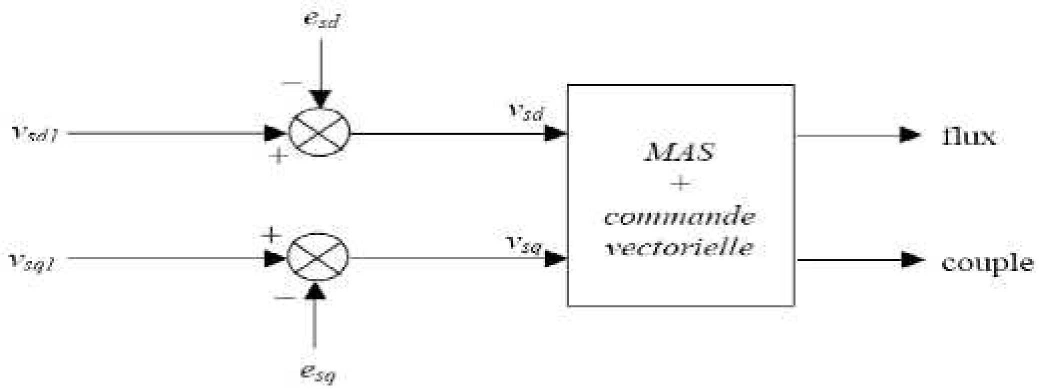


Figure II.3 Reconstitution des tensions **vsd** et **vsq**

Nous définissons ainsi un nouveau système (Figure II.4) pour lequel :

$$\begin{cases} Vsd = \delta\, Ls\, Id + \left(Rs + Rr\frac{L^{2}}{L^{2}}\right) Id \\ Vsq = \delta\, Ls\, Iq + \left(Rs + Rr\frac{L^{2}}{L^{2}}\right) Iq \end{cases} \quad (II.12)$$

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

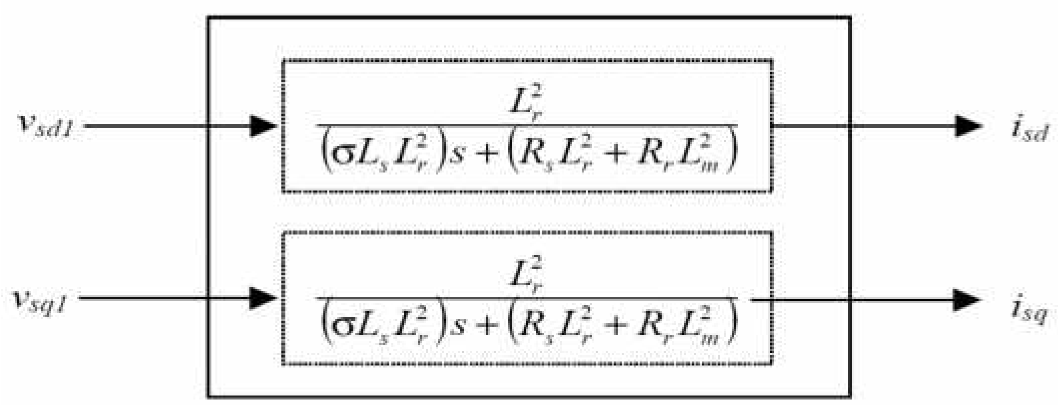


Figure II.4 Commande découplée – Expression de **isd** et **isq**

En faisant apparaitre de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons le schéma de la (Figure II.5):

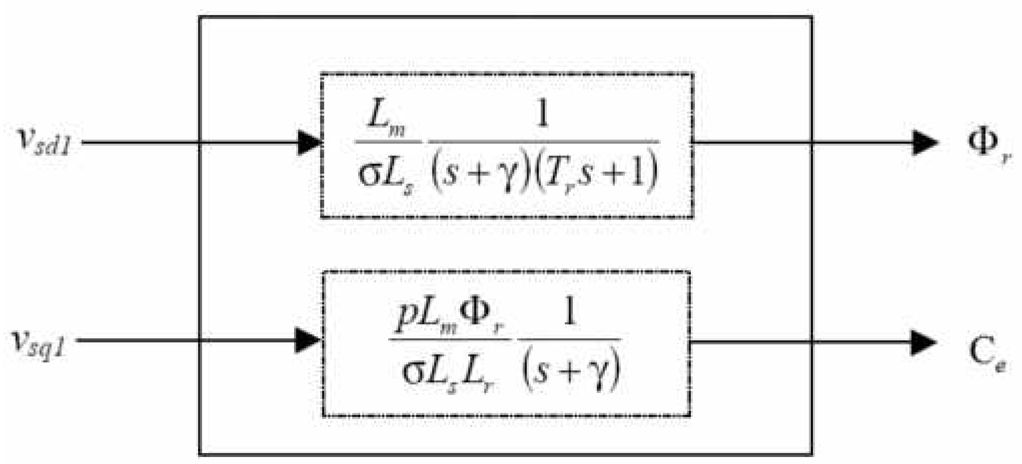


Figure II.5 Commande découplée – Expression de **φr** et **Ce**

II.4. Problémes posées par le découplage

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

En pratique les paramètres **Rs** et **Rr** évoluent avec la température **[11].**

II.5 Schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

A partir du modèle des équations de découplages données, nous pouvons elaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe d (Figure II.6).

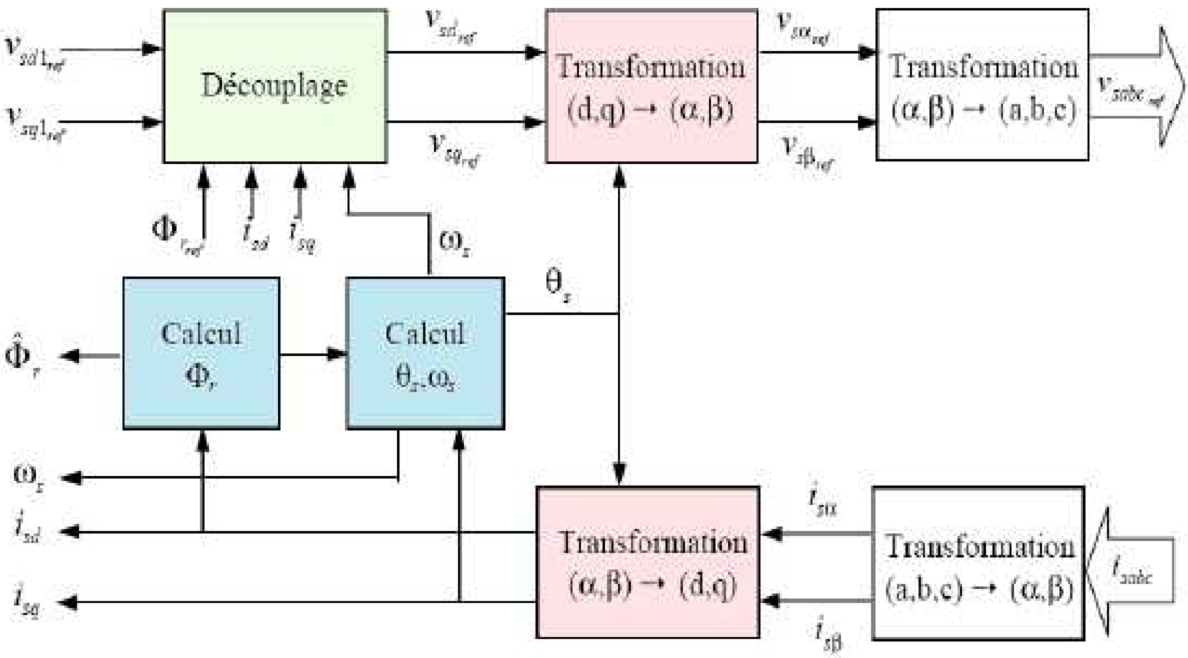


Figure II.6 Schéma de principe d'une commande vectorielle

II.5.1 Calcul de φr

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par résolution directe des equations associées à ce modèle. L'intérêt d'une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples donc rapides. Toutes fois, ils sont peu robustes aux variation paramétriques (résistance rotorique et statorique, mutuelle, etc).

Le système d'équations permet d'estimer le flux

$$\varphi r = \frac{L}{1+T} Id \quad \text{(II.13)}$$

II.5.2 Calcul de ωs et θs

La pulsation statorique s'écrit :

$$Ws = \frac{1}{2} P\Omega + \frac{L}{T}\frac{Ib}{\varphi r \varepsilon} \quad \text{(II.14)}$$

II.6. L’onduleur

II.6.1. Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter une charge en courant alternatif à partir d'une source continue, c'est un convertisseur continu- alternatif, l'onduleur est dit autonome quand il impose sa propre fréquence à la charge. Si la source continue est une source de tension, l'onduleur est appelé onduleur de tension. Il impose la forme d'onde de la tension aux bornes de la charge, la forme d'onde du courant dépend de la charge. Si la source continue est une source de courant, l'onduleur est appelé commutateur de courant. Il impose la forme d'onde du courant, par contre la forme d'onde de la tension aux bornes de la charge dépend de la nature de la charge. L’onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d’une batterie, ou à fréquence variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L’onduleur de tension à MLI permet d’imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 230/400V, 50Hz. La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas **[11].** Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs C ou LC, pour être finalement appliquée à l’onduleur. L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux intercepteurs de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. À noter qu’un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d’un même bras afin d’éviter le court-circuit de la source continu. L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), appelée en anglais (Pulse Width Modulation PWM). Il existe plusieurs techniques PWM, dont deux seront mentionnées, la PWM dite sinus-triangle (STPWM), et la MLI vectorielle ou (space vector PWM) abrégée (SVPWM), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques **[12]**. Avant d'entamer la modélisation de l'onduleur, on a jugé intéressant de faire un descriptif sur les l’interrupteurs statiques en semi-conducteurs utilisés en électroniques de puissance qui existent actuellement, car l’élément clé de la conversion d’énergie est l’interrupteur statique qui va permettre, en interrompant ou non le transfert d’énergie entre les divers éléments du circuit, et de gérer les valeurs moyennes des courants et tensions.

II.6.2. Modèle mathématique de l'onduleur de tension

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être définit par trois grandeurs booléennes de commande **Si** (i = a,b,c):

- **Si** = 1 le cas ou l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- **Si** = 0 le cas ou l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions **vio** en fonction des signaux de commande **Si** et en tenant compte du point fictif "**o**" représenter sur la figure (II.7):

$$V\ 0 = V \quad (S\ - \tfrac{1}{2}) \tag{II.15}$$

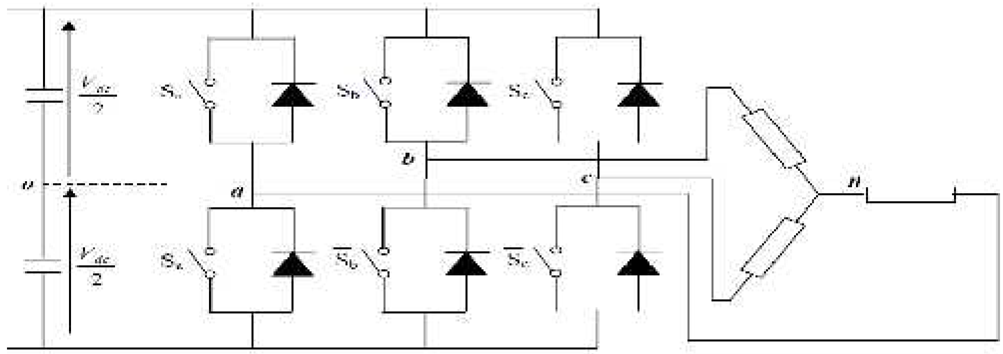


Figure II.7 La machine étant alimentée par un onduleur de tension triphasé

Soit '**n**' le point neutre du coté alternatif (MAS), alors les trois tensions composées : **Vab** , **Vbc** , et **Vca** sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} V \quad = V \quad - V \\ V \quad = V \quad - V \\ V \quad = V \quad - V \end{cases} \tag{II.16}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée $V \quad + V \quad + V \quad = 0$ on aura donc:

$$\begin{cases} V \quad = \frac{1}{3}(V \quad - V \quad) \\ V \quad = \frac{1}{3}(V \quad - V \quad) \\ V \quad = \frac{1}{3}(V \quad - V \quad) \end{cases} \tag{II.17}$$

En faisant apparaître le point *"***o***"*, les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} V \quad = V \quad - V \\ V \quad = V \quad - V \\ V \quad = V \quad - V \end{cases} \tag{II.18}$$

On obtient donc :

$$\begin{pmatrix} V \\ V \\ V \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} V \\ V \\ V \end{pmatrix} \tag{II.19}$$

Des relations suivantes:

$$\begin{cases} V = V - V \\ V = V - V \\ V = V - V \end{cases} \tag{II.20}$$

On peut déduire le potentiel entre les points ***n*** et ***o*** :

$$V = \frac{1}{3}(V + V + V) \tag{II.21}$$

Donc les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande sont :

$$\begin{pmatrix} V \\ V \\ V \end{pmatrix} = \frac{V}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} S \\ S \\ S \end{pmatrix} \tag{II.22}$$

La technique de MLI à été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix **[13].**

La méthode de contrôle par M. L. I. à partir d'une source de tension continue constante consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit plus proche de la référence de tension sinusoïdal.

II.6.3. Stratégies des MLI (stratégies triangulo-sinusoïdale)

Fondamentalement, les méthodes de modulation de largeur d'impulsion ont comme principe d'échantillonnage du signale qui contient l'information devant être transmise, et qui se nomme « Signal modulant ». Cette information est ensuite convertie en une série d'impulsions dont la largeur est définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants d'échantillonnage. Quatre catégories de M. L. I. développées **[14].**

Les modulations sinus-triangulaire effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire. Comme la montre la figure (II.8). (Porteuse triangulaire, Signal de référentiel, Les impulsions de commande).

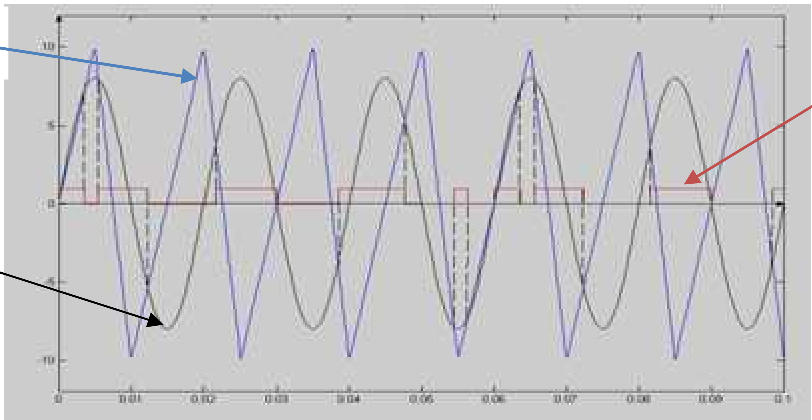


Figure II.8 : La modulation sinus-triangulaire pour une phase

II.7.Commande vectorielle indirecte

Le contrôle indirect, proposé par HASSE (feedforward control), utilise un modèl e inverse déduit du modele de la machine exprimé dans le repére du flux rotorique. Dans ce cas précis et si la machine est contrôlée en courant, le découplage est obtenu par le fait que le flux et le couple moteur sont contrôlés indépendamment par les composantes du vecteur statorique.

On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Une stratégie consiste à laisser la composante **ids** constante.C'est-à-dire de fixer sa référence de maniére

à imposer un flux nominale dans la machine.

un flux nominal dans la machine. Le régulateur du courant **ids**,s'occupe de maintenir le courant **ids,** constant et égale à la référence **ids***. Le flux étant constant dans la machine on peut imposer des variations de couple agissant sur le courant **iqs**, si l'on veut accélérer la machine, donc augmenter sa vitesse, on impose une référence courant **iqs*** positive. Le régulateur du courant **iqs** va imposer ce courant de référence à la machine. D'où un couple positif. On peut également automatiser le pilotage de cette référence de courant **iqs*** en la connectant à la sortie d'un régulateur de vitesse.

C'est ce dernier qui pilotera le couple de référence (et donc **iqs*)** puisqu'il agira au mieux de maniiére à asservir la vitesse à une vitesse de consigne **Ω*[15]**.

II.7.1. Le régulateur de vitesse

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

II.7.2. Le régulateur de courant iqs

Il prend en entrée le courant **iqs*** de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence **vqs*** pour ajuster le courant iqs. Si l'on regarde de plus prés le schéma, on remarque qu'il y a un coefficient entre le couple de référence et le courant de référence **iqs***.

$$iqs = \frac{2}{3}\frac{L}{Pl \quad \varphi r} \qquad \text{(II.23)}$$

II.7.3 Le régulateur de courant ids

Il prend en entrée le courant **ids*** de référence et sa mesure. Il agir sur la tension de référence **vds***. Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car

$$\varphi = \frac{L}{1+F} ic \qquad \text{Donc} \qquad ic = \left(\frac{1+s}{L}\right)\varphi \qquad \text{(II.24)}$$

La constante de temps rotorique et P la variable de transformé de Laplace.

$$Tr=\frac{L}{R} \qquad \text{(II.25)}$$

II.7.4 Les transformations directes et inverses

L'une permet, à partir des tension biphasés (**vds*,vqs*)** dans le repère **dq**, de calculer les tensions triphasées **vas*,vbs*,vcs*** à imposer à la machine via l'onduleur à MLI (Modulation Largeur d'Impulsion).

La deuxième transformation calcule, à partir des trois courants de ligne de la machine, les courants biphasés (**ids,iqs**) dans le repère dq qu'il faut réguler. Ces deux transformations nécessitent le calcul de l'angle **θs**.

II.7.5 Le calcul de l'angle de la transformation de Park θs

Ce bloc utilise la vitesse mesurée et la " pulsation" de glissement ωsl, la pulsation de glissement se calcule par $\omega = \frac{ii}{T}$ (II.26)

Ou en utilisant les références au lieu des mesures

$$\omega = \left(\frac{L}{T}\right)\left(\frac{i_t}{\varphi}\right) \quad \text{au bien} \quad \omega = \frac{1}{T}\frac{i_t}{i_t} \qquad \text{(II.27)}$$

Ansi le calcul de l'angle des transformations directes et inverses peut se faire en sommant la pulsation de glissement avec la vitesse électrique, ce qui donne la pulsation statorique puis en intégrant cette derniére, on obtient **θs** :

$$\theta s = \int \omega s dt = \int \left(P\Omega + \frac{i_t}{T}\right) dt \qquad \text{(II.28)}$$

II.8. commande en boucle fermée (BF)

Pour améliorer les performances d'une commande, il est indispensable d'observer les sorties du système pour les comparer à ce que l'on désire obtenir. Dans ce deuxième type de commande, les sorties du système se sont contrôlées. C'est à ce niveau que l'on rencontre la notion de système asservi. Un système asservi est un système dont le rôle consiste essentiellement à établir une correspondance définie entre une ou plusieurs grandeurs d'entrée, de faibles niveaux énergétiques, et une ou plusieurs grandeurs de sortie de niveaux énergétiques plus élevés.

II.9. Simulation de la commande vectorielle de la MAS (BF)

A partir de modèle du moteur et les équations de découplage données, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

II.9.1. Schéma bloc de la commande vectorielle de la machine asynchrone (Matlab)

Les conditions adoptées pour réaliser les algorithmes de simulation numérique sont faites de façon à correspondre à ceux qui seront développées par voie d'expérimentation. Le système qui a été implanté sous **Matlab/Simulink** est représenté sur la Figure (II.9).

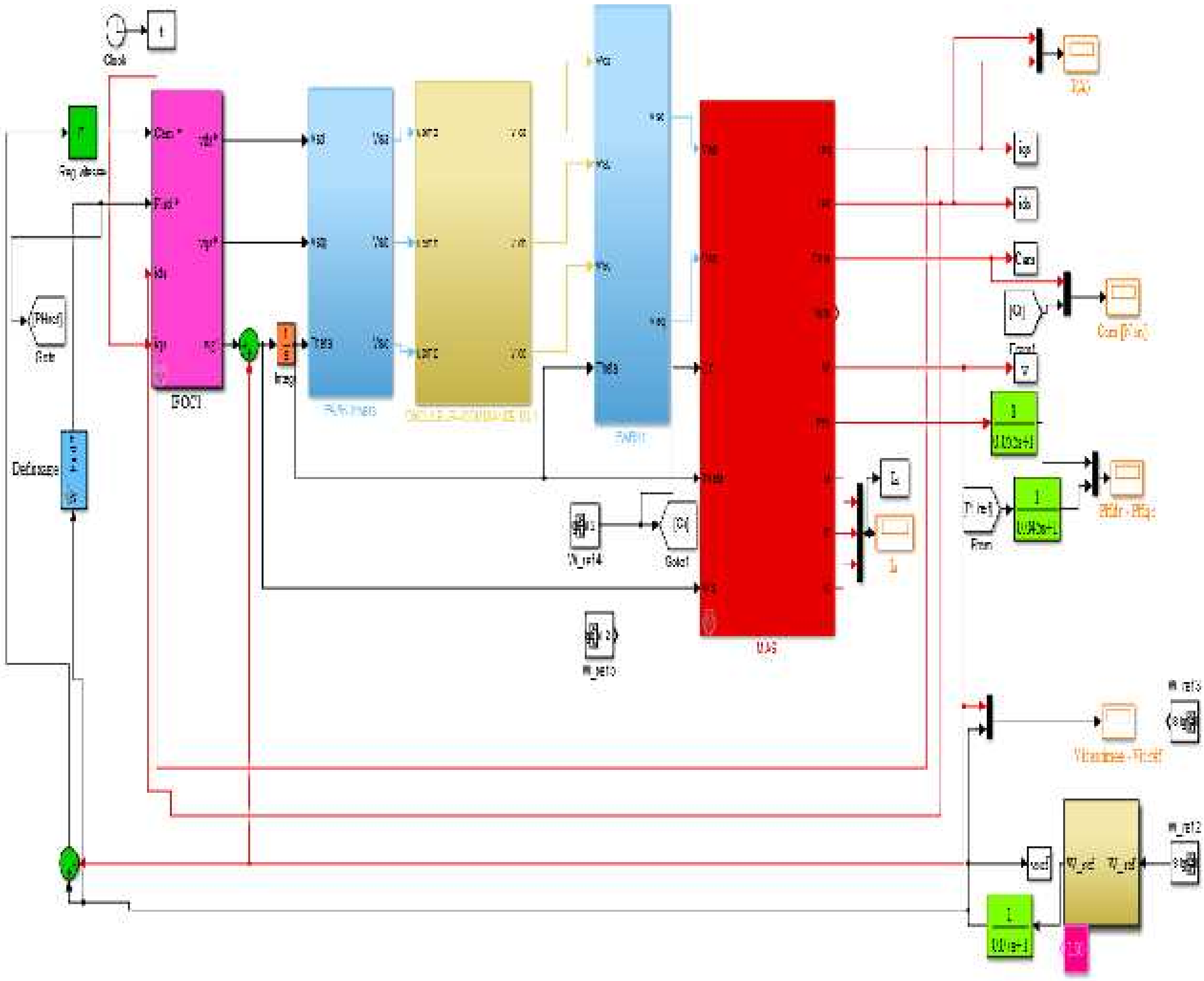
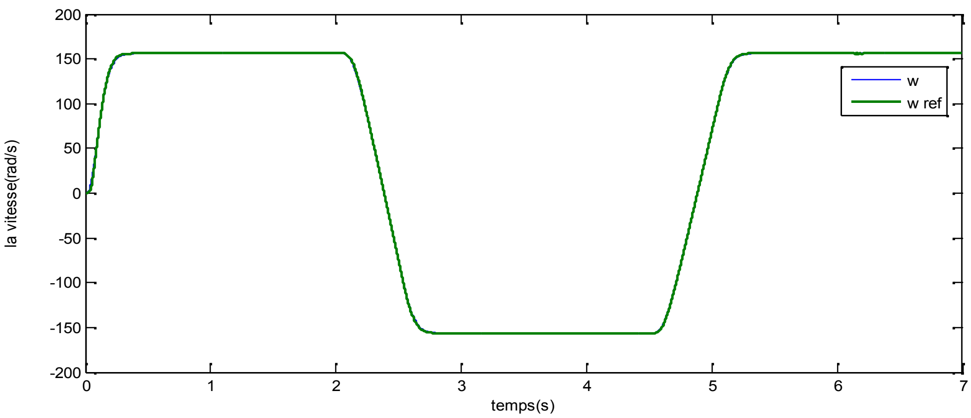


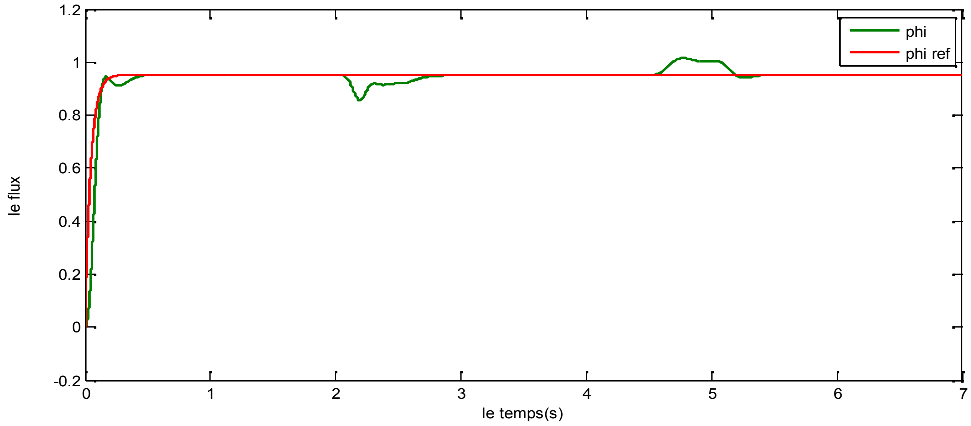
Figure II.9. Commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone

II.9.2. Résultats de simulation

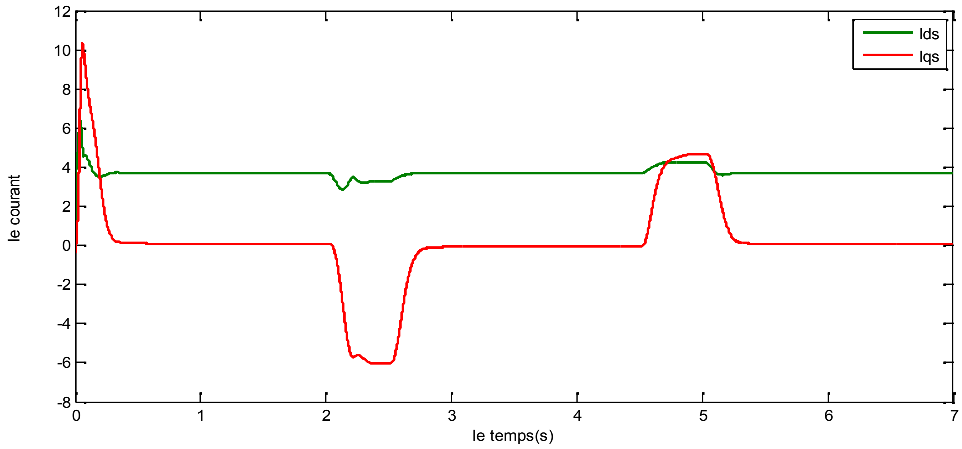
II.9.2.1. Fonctionnement à vide



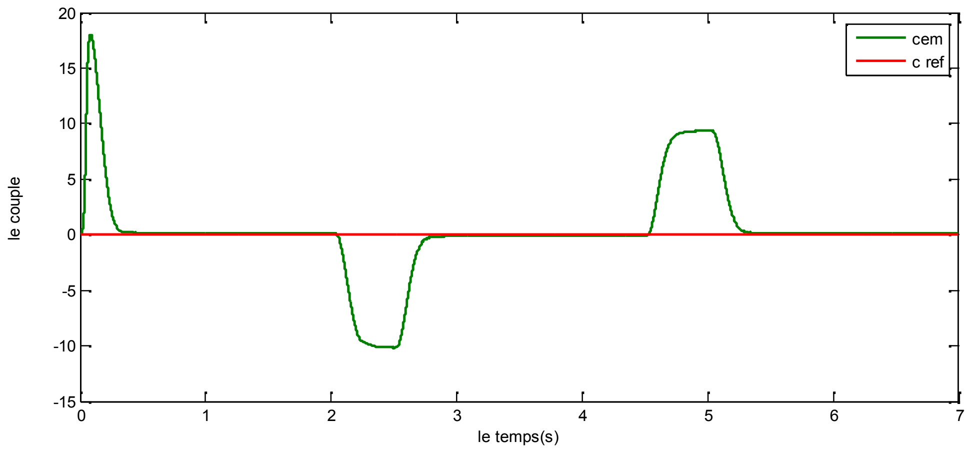
II.10.A : La vitesse (rad/s)



II.10.B : Le flux (Web)



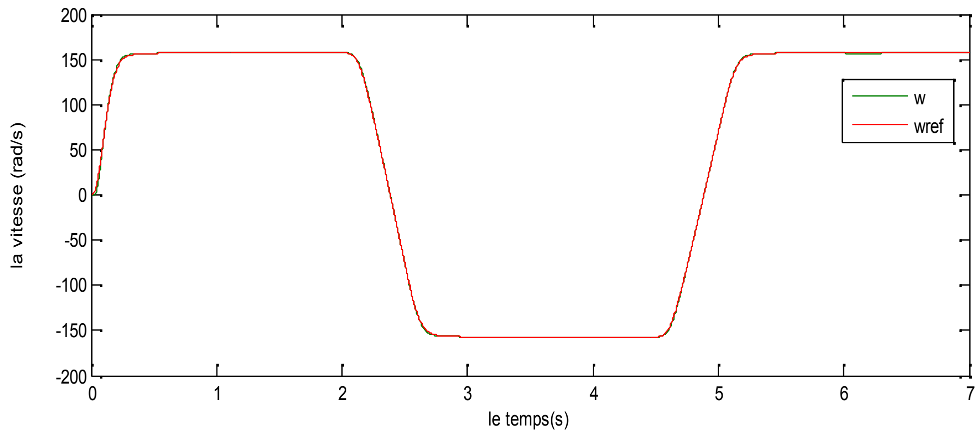
II.10.C : Les courants (A)



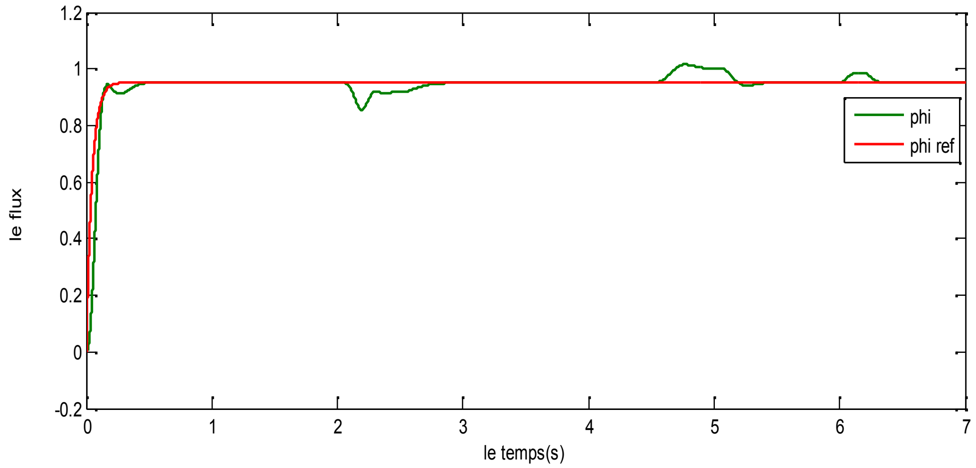
II.10.D : Le couple (N.m)

Figure II.10. (A,B,C,D). Les résultats de la simulation de commande vectorielle de la MAS en BF (à vide)

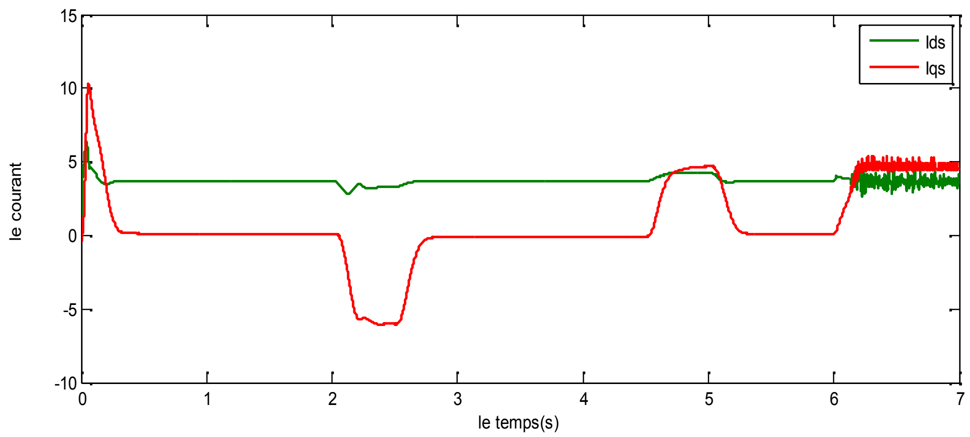
II.9.2.2. Fonctionnement en charge



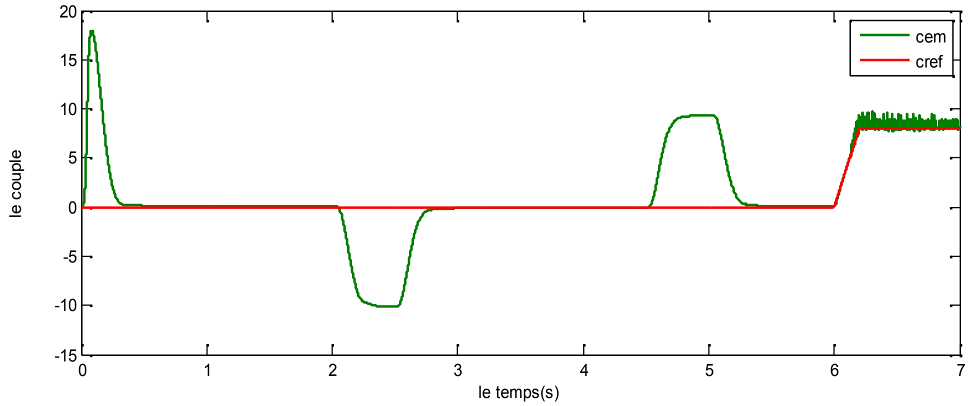
II.11.A : La vitesse (Rad/s)



II.11.B : Le flux (Web)



II.11.C : Les courants (A)



II.11.D : le couple (N.m)

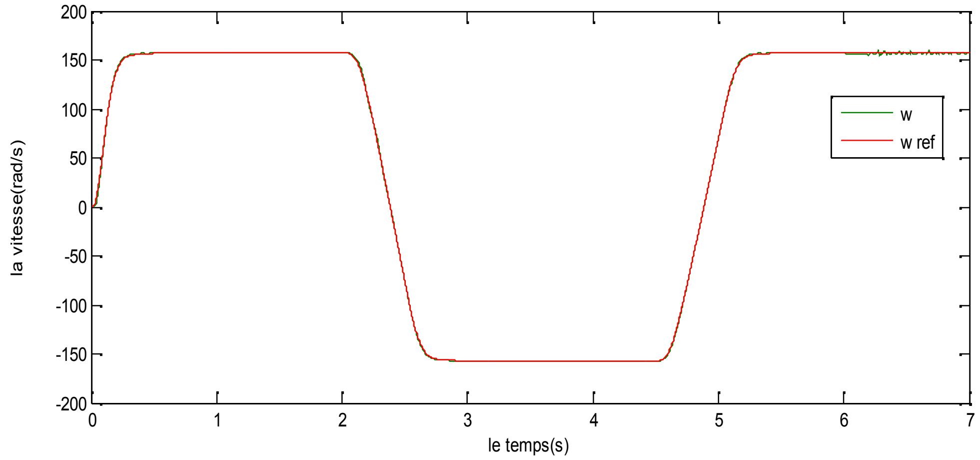
Figure II.11. (A,B,C,D). Les résultats de la simulation de commande vectorielle de la MAS en BF (en charge)

II.10. Interprétation des résultats

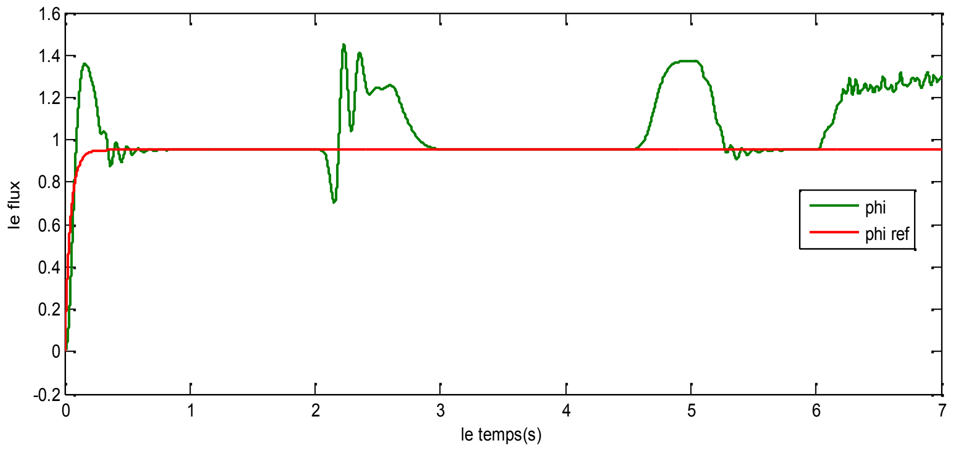
D'après les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte, les figures (II.10.A), montrent que la vitesse réelle est bien contrôlée et suit sa référence figures, le couple présente des pics au démarrage (II.10.D). Ainsi on peut constater que, la variation de couple engendre la variation de la composante de courant i_{ds}. Le flux et le courant sur l'axe **d** sont légèrement perturbé (négligeable) lors des grandes variations de couple. On constate d'après les résultats obtenus que la machine répond avec succès (suit la trajectoire) à l'inversion de son sens de rotation, est sans dépassement.

II.11. Teste de robustesse (changements paramétriques)

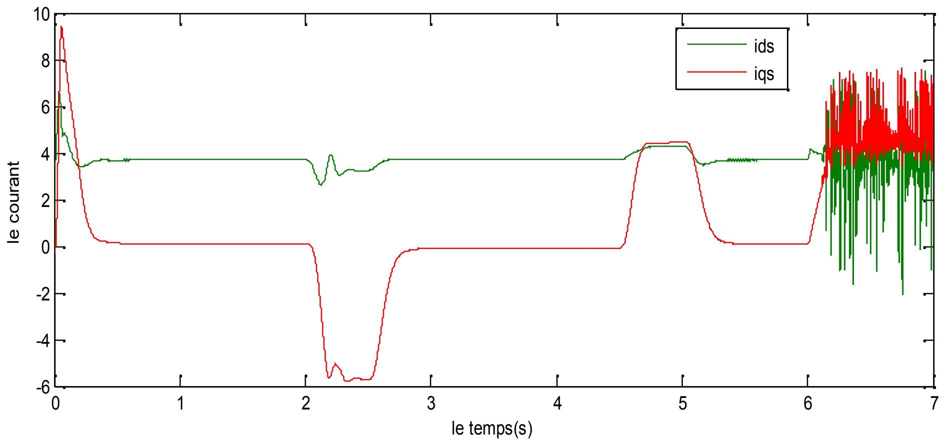
Après avoir discuté la simulation de la commande vectorielle de la MAS à vide et en charge avec inversion de sens de rotation, on entamera un autre test dont on augmentera les valeurs des résistances rotorique et statorique (**Rr Rs**), c.à.d ; lors d'échauffement de la machine**.** De ce fait, on obtient les résultats suivants :



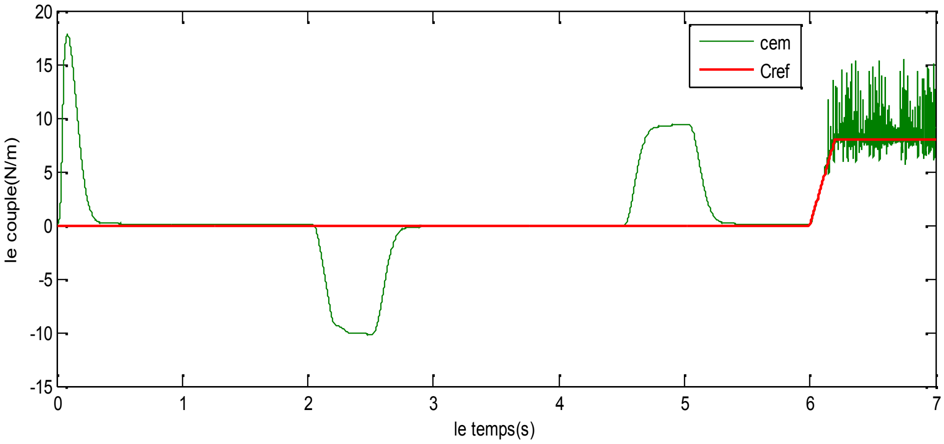
II.12.A : La vitesse (Rad/s)



II.12.B : Le flux (Web)



II.12.C : Le courant (A)



II.12.D : le couple (N.m)

Figure II.12. (A,B,C,D). Les résultats de la simulation de la variation paramétriques

II.12. Interprétation des résultats

D'après les figures (Figure II.12), on constate clairement l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la commande vectorielle indirecte, d'où une mauvaise orientation du flux et par conséquent une perte de découplage. Cette influence est bien observée sur le courant statorique, qui change sa forme (présence des pics). Ainsi, le flux et la vitesse sont infectés aux instants de la variation des résistances rotorique et statorique.

II.13. Conclusion

Dans ce chapitre, l'alimentation est assurée par un onduleur de tension à commande MLI, et la machine est pilotée par la commande vectorielle par orientation de flux rotorique alimentée en tension. A partir de cet état sur la stratégie de commande de la machine asynchrone, on peut conclure que la commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre la vitesse et le flux de la machine. Cependant, la plupart des travaux effectués sur ce sujet montrent que ce découplage n'est pas garanti en présence des perturbations (variation de la charge ou variation de paramètres de la machine), en plus elle nécessite la mise en place une autre commande. Pour cela les travaux rentrant dans le cadre de ce mémoire sont directement orientés tout d'abord vers l'application des techniques pour but de pallier les problèmes de la commande vectorielle. Les résultats de simulation de la commande indirecte montrent que chaque variation des paramètres de la machine notamment la résistance rotorique influe directement sur le découplage entre le flux et la vitesse, pour cela dans on a, nous avons fait appel à la commande linéarisation des entrée sortie.

Chapitre III

La commande par linéarisation des entrées sorties et la commande Adaptative

III.1. Introduction

Apres avoir discutée la commande vectorielle dans un repère tournant (d, q), ainsi que les limites associées, une commande de linéarisation entrée-sortie par bouclage en utilisant les outils mathématiques de la géométrie différentielle sera présentée. Le choix de ces lois de commande est motivé par le fait qu'elles font intervenir les concepts de linéarité et de non-linéarité et elles sont des méthodes validées industriellement, d'où l'intérêt de les aborder.

Les lois de commande par linéarisation entrée-sortie avec un observateur adaptative sont simulées numériquement pour comparer leur performance.

III.2. Commande par linéarisation entrée-sortie

Le but de cette section est de rappeler le principe de la commande du moteur asynchrone par linéarisation entrée-sortie (E/S). Cette méthode généralise les commandes de type vectorielle en assurant le découplage et la linéarisation des relations entre les entrées et les sorties. Il est ainsi possible de concevoir un retour d’état non linéaire qui assure la stabilité du système bouclé. Plusieurs travaux [16,17] ont démontré que cette technique de commande non linéaire a fait apparaître des propriétés intéressantes quant au découplage couple/flux, au temps de réponse en couple, et à la robustesse paramétrique. Cette structure de commande apparaît ainsi comme une alternative intéressante à la commande par orientation du flux. L’objectif de notre travail est un contrôle multivariable de la vitesse et le flux comme sorties.

L’application du principe de la commande par linéarisation nous permettra d’élaborer une commande par retour d'état qui permet le découplage entre les composantes de sorties prisées. Ensuite, nous réaliserons des simulations numériques avec des tests de robustesses afin de valider et examiner la robustesse dynamique et statique de la commande élaborée par cette approche.

III.3. Principe de linéarisation entrée sortie

La technique de linéarisation entrée-sortie, permet non seulement de linéariser mais également de découpler les entrées-sorties du système quelque soit le point de fonctionnement et évite l’utilisation d’un repère tournant dont la position est male connue.

La condition permettant de vérifier si le système non linéaire admet une linéarisation E/S est la détermination du degré relatif. Le caractère linéaire est généralement une idéalisation car la plupart des systèmes physiques où autres sont en réalité non linéaires. Pour des raisons de simplicité le modèle ayant servi pour la conception de la loi de commande ne tient pas toujours compte de certains phénomènes tels que les perturbations, les frottements, les dynamiques rapides **[18].**

III.3.1. Application de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone

Nous avons vu que la faiblesse de la commande vectorielle est liée au problème de perte découplage celui-ci reste très sensible aux variations de la charge et des paramètres. Pour cela et dans le but de pallier à ce problème et rendre le découple entre le flux et le couple un découplage parfait [19], dans ce qui suit nous allons appliquer la commande non linéaire à la machine asynchrone, cette technique présente plusieurs avantages:

a) Découpler exactement le flux et la vitesse.

b) Commander précisément les variables (couple, flux rotorique ou vitesse,flux rotorique).

c) Le modèle de la machine utilisée est dans un repère fixe **(a,b)** sans avoir recours à un repère **(d,q)** tournant.

III.3.2. Modèle non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension

Dans la commande non linéaire de la machine asynchrone, pour réguler le flux rotorique et la vitesse, [20,21] on utilise le référentiel lié au stator dont le modèle est le suivant :

$$\begin{cases} x = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \tag{III.1}$$

$x = [I_s \;, I_s \;, \varphi \;, \varphi \;, \Omega]^t$ Et $u = [V \;, V \;]^t$

On a aussi :

$Tr = \frac{L}{R}$; $\delta = 1 - \frac{M^2}{L}$; $k = \frac{M}{\delta}$; $\gamma = \frac{R}{\delta} + \frac{R \quad ^2}{\delta \quad ^2}$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\delta Is\alpha + \frac{k}{T}\varphi r\alpha + p\Omega k\varphi r\beta \\ -\delta Is\beta - p\Omega k\varphi r\alpha + \frac{k}{T}\varphi r\beta \\ \frac{M}{T}Is\alpha - \frac{1}{T}\varphi r\alpha - p\Omega\varphi r\beta \\ \frac{M}{T}Is\beta + p\Omega\varphi r\alpha - \frac{1}{T}\varphi r\beta \\ \frac{p}{JI}(\varphi r\alpha Is\beta - \varphi r\beta Is\alpha) - \frac{1}{J}(Cr) \end{bmatrix} \tag{III.2}$$

$$g = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{III.3}$$

III.3.3. Linéarisation du modèle de la machine asynchrone

Le cas délicat pour le principe de la linéarisation par découplage entrées-sorties, est le choix de variable de sortie **(y_i)**. Pour l'application des méthodes de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone, on a deux cas où l'on peut :

- ✓ Commander le couple et le module du flux rotorique, ainsi le vecteur de sortie sera :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\varphi R\alpha^2 + \varphi r\beta^2) \\ \frac{\mu}{L}.(Is\alpha.\varphi r\beta - Is\alpha.\varphi r\beta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\varphi r\alpha^2 + \varphi r\beta^2) \\ Ce \end{bmatrix} \quad \text{(III.4)}$$

- ✓ Commander le flux rotorique et la vitesse, le vecteur de sortie sera :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ (\varphi r\alpha^2 + \varphi r\beta^2) \end{bmatrix} \quad \text{(III.5)}$$

III.4. Théorie de linéarisation

La linéarisation par retour entrée-sortie est une approche d'un modèle du contrôle non linéaire qui a attiré ces dernières années beaucoup de recherches **[23,24]**. L'idée principale est de transformer d'une manière algébrique la dynamique des systèmes non linéaire en linéaires, afin que les techniques du contrôle linéaire puissent être appliquées. Dans ce cas, la dynamique des systèmes non linéaires ne perd rien de ses propriétés du fait que la linéarisation ne fait que transformer cette dynamique d'une forme compliquée vers une autre plus simple à travers la transformation de coordonnées sélectionnées **[25]**.

Cela diffère tout à fait de la linéarisation conventionnelle (Jacobin), parce que la linéarisation de la réaction est accomplie par transformation de la réaction de l'état exacte, plutôt que par approximation linéaires de la dynamique. Et on à quelles que notions mathématique qui seront nécessaire à la bonne compréhension de cette théorie.

III.4.1. Outils mathématiques

Soit le système non linéaire :

$$\Sigma = \begin{cases} y = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

Où l'état $x \in R^n$, l'entrée $u \in R(m)$, la sortie $y \in R(p)$, et les entiers de f, g et h, et sont des fonctions

III.4.2. Opérateurs de Lie (dérivée et crochet de Lie)

a- Dérivées de Lie

Définition : Soit h une fonction de classe C^1 de R^n dans R. On appelle dérivée de Lie de h dans la direction f, notée Lfh, la dérivée de h le long de la courbe intégrale de f en x=0 **[26].**

Donc : Lfh(x)= $\frac{d}{d} h(X\ (x)\ |_{x=0} = \sum F\ (x) \frac{\partial h}{\partial} (x)$ (III.7)

b- Crochets de Lie :

Soient : *f* et *g* deux champs de vecteurs dans R^n. Le crochet de Lie de *f* et *g* est un troisième champ de vecteurs défini par : $[f, g](x) = \nabla g f - \nabla f g$ (III.8)

Les crochets de Lie ont des propriétés que nous pouvons écrire **[19]** :

$[\alpha_1 f_1 + \alpha_2 f, g_2] = \alpha_1 [f_1; g] + \alpha_2 [f_2 g]$ (III.9)

Antisymétrie $[f, g] = -[f, g]$ (III.10)

Identité de Jacobi $\big[f, [f, p]\big] + \big[g, [p, f]\big] + \big[p[f, g]\big] = 0$ (III.11)

III.5. Problème de linéarisation entrée-sortie

Dans les problèmes du contrôle pratique, les rapports non linéaires entre variables ne sont pas en général faciles de manier dans un chemin direct. Pour cette raison, une stratégie du contrôle **[6]** de base consiste, tout d'abord donc à substituer des relations non linéaires par les linéaires. Dans cet esprit, nous commençons en considérant le problème de compensation d’un système non linéaire donné, pour obtenir un nouveau système qui définit une relation linéaire entre les variables d'entrée et les variables de sortie.

III.6. Modèle d’état du moteur asynchrone

Le modèle utilisé dans ce chapitre est un modèle de Park classique pour lequel nous exprimons les grandeurs électriques dans un repère (α, β) Le modèle d’état de la machine asynchrone, dans ce référentiel est une représentation non linéaire de la forme :

$$\dot{x} = F(x) + gu(t) \text{ Ou } x = [is\alpha\ is\beta\ \varphi r\alpha\ \varphi r\beta\ \Omega] \quad \text{(III.12)}$$

Le vecteur d’état x appartient à l’ensemble. $\Omega = \{x \epsilon R^5 : \varphi r\alpha^2 + \varphi r\beta^2 \neq 0\}$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\delta Isa + \frac{k}{T}\varphi ra + p\Omega k\varphi r\beta \\ -\delta Isb - p\Omega k\varphi r\alpha + \frac{k}{T}\varphi rb \\ \frac{M}{T} Isa - \frac{1}{T}\varphi r\alpha - p\Omega\varphi r\beta \\ \frac{M}{T} Is\beta + p\Omega\varphi r\alpha - \frac{1}{T}\varphi r\beta \\ \frac{p}{Jl}(\varphi r\alpha Is\beta - \varphi r\beta Is\alpha) - \frac{1}{J}(Cr) \end{bmatrix} \quad \text{(III.13)}$$

Le vecteur d'état est représenté par quatre grandeurs électriques, deux composantes du flux rotorique $\emptyset s\alpha$ $\emptyset s\beta$, et deux composantes du courant statorique $is\alpha$ $is\beta$, et une équation mécanique qui gouverne la vitesse de rotation.

III.6.1. Les sorties régulées et les critères de commande

Le moteur est commandé par les deux composantes de tension statorique. Les variables à contrôler dans ce travail, par une loi de commande par linéarisation, sont la vitesse et la norme du flux rotorique au carré comme sorties du procédé. Le choix de la norme au carré est dû au fait que cette forme permet de simplifier le calcul différentiel.

Donc :

$$Y(x) = \begin{bmatrix} Y_1(x) \\ y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ (\varphi r\alpha^2 + \varphi r\beta^2 = \varphi) \end{bmatrix} \tag{III.14}$$

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée/sortie est l'ordre de degré relatif de système.

III.6.2. Degré relatif

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

La dérive de Lie Yi des sorties du système par rapport au temps s'exprime alors par la relation suivante [7] :

$$\dot{Y}\imath = LfH\jmath + \sum(Lg_1 hj) \tag{III.15}$$

p : nombre de sorties

En appliquant la procédure dans le cas de moteur asynchrone, on obtient les résultats suivants

III.6.3. Degré relatif de vitesse

La dérivée de Lie pour la vitesse est donnée par :

$$\ddot{h}(x) = L^2 fh_1(x) + Lg_1 Lfh_1 U\alpha + Lg_2 Lfh_1 U_\beta \tag{III.16}$$

A partir de l'équation

$$\ddot{h} = \ddot{\Omega} = \frac{P}{JI}(\varphi_\alpha I_\beta - \varphi_\beta I_\alpha) \tag{III.17}$$

On a

$$L^2{}_f h_1 = \frac{p}{JI}\ [-PK\Omega\left(\varphi^2{}_{r\alpha} + \varphi^2{}_{r\beta}\right) - P\Omega\left(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} + \varphi_{r\beta} + I_{s\alpha}\right) + \frac{1}{1}\left(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} + I_{s\alpha}\right) +$$

$$\gamma(-\left(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} + \varphi_{r\beta} + I_{s\alpha}\right) \tag{III.18}$$

$$\begin{cases} L_g\ L_f h_1 = -\frac{p}{\delta L}\varphi_{r\beta} U_{s\alpha} \\ L_g\ L_f h_1 = -\frac{p}{\delta L}\varphi_{r\alpha} U_{s\beta} \end{cases} \tag{III.19}$$

III.6.4. Degré relatif du flux

La dérivée de Lie pour la norme de flux au carré est donnée par :

$$\dot{h}_2(x) = Lfh_2(x) + Lg_1h_2\mu\alpha + Lg_2h_2\mu\beta \tag{III.20}$$

$$\ddot{h}_2(x) = L^2fh_2(x) + Lg_1Lfh_2U_\alpha + Lg_2Lfh_2U_\beta \tag{III.21}$$

$$L^2fh_2 = \frac{2}{1}\left[\left(\varphi^2{}_{r\alpha} + \varphi^2{}_{r\beta}\right)\left(\frac{4}{1} + \frac{K}{1}\right) - \left(\frac{1}{1}\left(\gamma + \frac{4}{1\ 2}\right)\left(\varphi_{r\alpha}I_{s\alpha} - \varphi_{r\beta}I_{s\beta}\right) + \frac{M}{1}\left(I_{s\alpha}{}^2 + I_{s\beta}{}^2\right) + P\Omega\left(\varphi_{r\alpha}I_{s\beta} - \varphi_{r\alpha}I_{s\beta}\right)\right]\right. \tag{III.22}$$

$$\begin{cases} L_g\ Lfh_2 = \dfrac{2}{\delta L}\varphi_{r\beta}U_{s\alpha} \\ L_g\ Lfh_2 = \dfrac{2M}{\delta LsLr}\varphi_{r\alpha}U_{s\beta} \end{cases} \tag{III.23}$$

Par dérivation successive de la deuxième sortie (la norme du flux). Nous obtiendrons un degré relatif r_2.

III.7.Observateur adaptative

III.7.1. Introduction

De nombreuses méthodes de commande des processus utilisent le principe du retour d'état (découplage, placement des pôles,. . .). Les variables d'entée et de sortie sont les seules grandeurs accessibles du système, dans la plupart des cas, il est nécessaire, à partir de ces informations, de reconstruire l'état du modèle choisi pour élaborer la commande.

Depuis plusieurs années, la commande sans capteur de vitesse est un besoin industriel et un thème industriel et des recherches très actives nous citons au titre d'exemple [28]. Les techniques utilisées à l'heure actuelle permettent un contrôle de la vitesse et/ou de la position en régime dynamique, mais elles restent sensibles aux variations des paramètres (température, niveau de saturation magnétique, ...). Pour compenser ces variations paramétriques, les algorithmes d'estimation de la vitesse sont souvent associés à des estimateurs de paramètres (résistance statorique et rotorique) pour accroître la plage de fonctionnement en vitesse et réduire les risques d'instabilité en boucle fermée [29].

On fait l'introduction d'un observateur corrigeant en boucle fermée les variables estimées pour le retour d'état sans utilisation des capteurs.

En premier lieu, nous évoquons quelques notions de base sur le principe de fonctionnement des observateurs, et nous définissons par suite l'observateur de Luenberger, basé sur le mécanisme d'adaptation de vitesse.

III.7.2. Principe d'un observateur

Un reconstructeur d'état ou estimateur est un système ayant comme entrées les entrées et les sorties du processus réel et dont la sortie est une estimation de l'état de ce processus.

III.7.3. Estimateur

Nous conviendrons d'appeler un estimateur un observateur en boucle ouverte c'est-à-dire un observateur sans correction de vecteur d'état. La matrice de gain est donc nulle.

Des estimateurs représentent les circuits ou les algorithmes basés sur la résolution complète ou partielle des équations de la machine. Ainsi, on peut parler des estimateurs d'ordre complet ou d'ordre réduit. Leurs caractéristique principale est qu'ils fonctionnent en boucle ouverte. On peut concevoir de très nombreuses variables selon le mode d'alimentation de la machine, les hypothèses considérées ou le système d'axes de références choisis.

Enfin, nous effectuons des simulations pour différents modes de fonctionnement afin de montrer la robustesse et la stabilité du système (onduleur-Observateur-commande non linéaire-machine asynchrone).

III.7.4. Les observateurs

Donc sous l'hypothèse de linéarité du modèle du processus, la structure de base de l'estimateur est toujours la même, mais sa réalisation dépendra du contexte choisi : continu ou discret, déterministe ou stochastique.

Dans le cas où ce modèle est un modèle déterministe, le reconstructeur d'état sera appelé observateur [30].

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du système à partir des états accessibles et mesurables du système [31]. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer (par des capteurs ou autres dispositifs) l'état par une méthode directe.

La structure de l'observateur. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système, qui porte le nom de prédicateur. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gains permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur.

La différence de la mise en oeuvre des observateurs, se situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain. Celle-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [15].

III.7.5.. L'observateur adaptatif

Cette méthode décrite dans [32], [33] se décompose en deux parties. La première étape consiste à concevoir un observateur (déterministe ou stochastique) d'ordre complet stable pour l'estimation des composantes du flux rotorique et du courant statorique. On suppose lors de la conception et de la validation de l'observateur que la vitesse de rotation mécanique est mesurée. En pratique, on utilise la sortie de l'estimateur de vitesse comme entrée dans l'observateur. La seconde étape est le réglage de l'estimateur de vitesse (simple PI). Le principe de cette méthode est décrit à la figure (III.1). Le mécanisme d'adaptation estime la vitesse à partir des mesures sur le système et des grandeurs issues de l'observateur.

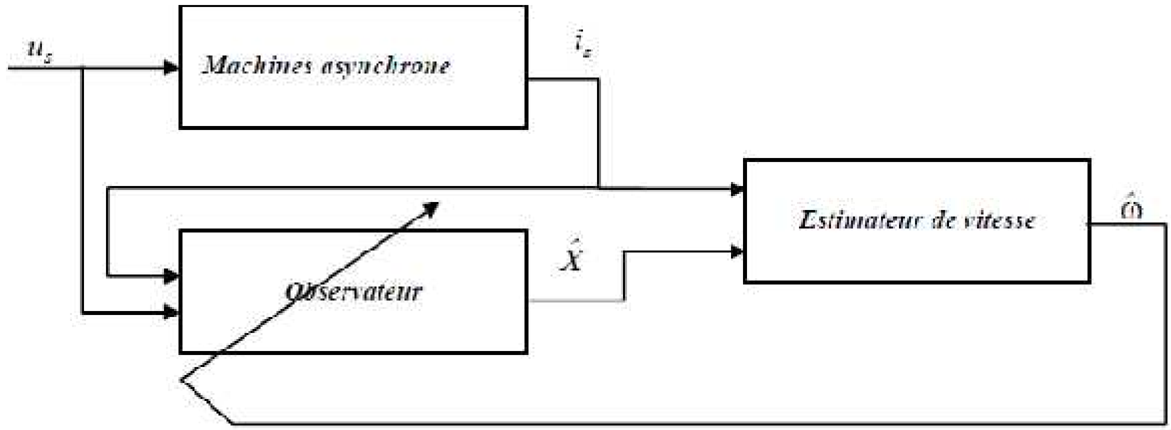


Figure III.1. Schéma de principe de l'observateur adaptatif [4].

La théorie d'hyperstabilité de Popov conduit à un estimateur de vitesse plus complet, mais dont certaines parties sont supposées négligeables par rapport aux autres [29]. Ainsi la suppression des termes négligeables permet de réduire la complexité algorithmique de l'estimateur. En pratique, les deux théories conduisent au même estimateur de vitesse.

On utilise dans notre cas l'observateur de Luenberger basé sur un schéma d'adaptation, afin d'estimer la vitesse rotorique.

III.7.6. Observateur de Luenberger

Comme cela a été mentionné aux paragraphes précédents, le choix d'observateur est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états, l'utilisation de modèle de la machine est nécessaire pour concevoir l'observateur, nous allons procéder à la mise en équation d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes lié au stator [31]. Donc, le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\omega)x + Bu \\ Y = Cx \end{cases} \tag{III.24}$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & \omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{III.25}$$

Avec :

$a_1 = -\gamma = -\frac{1}{\delta L}(Rs + Rr\frac{M^2}{L\ ^2}),\ \ a_2 = \frac{K}{T} = \frac{M}{\delta L\ \ ^2}\ ,\ \ a_3 = K = \frac{M}{\delta L}\ ,\ \ a_4 = \frac{M}{T}\ ,\ \ a_5 = -\frac{1}{T}$

(III.26)

III.7.7. Détermination de l'observateur de Luenberger

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [15]. L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L_e \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \tag{III.27}$$

Tel que

$$e_y = y - \hat{y} \tag{III.28}$$

Donc

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}\ ) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \tag{III.29}$$

C'est on remplace $\hat{y} = C\hat{x}$ dans $\dot{\hat{x}}$ on obtient :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - C\hat{x}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \tag{III.30}$$

Si $A_c = A - LC$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A_c\hat{x} + Bu + Ly \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \tag{III.31}$$

La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_c qui détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice de gain [34]

$$L = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 & L_3 & L_4 \\ -L_2 & L_1 & -L_4 & L_3 \end{bmatrix}^T \tag{III.32}$$

Les éléments de la matrice de gain L sont donnés par :

$$\begin{cases} L_1 = (1-l)\left(\frac{1}{\delta T} + \frac{1-\delta}{\delta T} + \frac{1}{T}\right) \\ L_2 = (l-1)\Omega \\ L_3 = \frac{(1-l^2)}{a_3}\left(\frac{1}{\delta T} + \frac{1-\delta}{\delta T} + \frac{1}{T}\right) + \frac{(l-1)}{a_3}\left(\frac{1}{\delta T} + \frac{1-\delta}{\delta T} + \frac{1}{T}\right) \\ L_4 = \frac{(l-1)}{a_3}\Omega \end{cases} \tag{III.33}$$

L'observateur de Luenberger s'écrit :

Forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{i}_s \\ \hat{\varphi}_s \\ \hat{\varphi}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & 0 \\ 0 & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & 0 \\ 0 & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & \omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_s \\ \varphi_s \\ \varphi_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & -L_2 \\ L_2 & L_1 \\ L_3 & -L_4 \\ L_4 & L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s - \hat{i}_s \\ i_s - \hat{i}_s \end{bmatrix}$$

(III.34)

Système D'équations:

$$\begin{cases} \hat{i}_s = a_1\hat{i}_s + a_2\hat{\varphi}_s + a_3P\Omega\hat{\varphi}_s + \left(\frac{1}{\delta L}\right)U_{s\alpha} + L_1(i_s - \hat{i}_s) - L_2(i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{i}_s = a_1\hat{i}_s + a_2\hat{\varphi}_s + a_3P\Omega\hat{\varphi}_s + \left(\frac{1}{\delta L}\right)U_s + L_2(i_s - \hat{i}_s) - L_1(i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{\varphi}_s = a_4\hat{i}_s + a_5\hat{\varphi}_s + a_3P\Omega\hat{\varphi}_s + L_3(i_s - \hat{i}_s) - L_4(i_s - \hat{i}_s) \\ \hat{\varphi}_s = a_4\hat{i}_s + a_5\hat{\varphi}_s + a_3P\Omega\hat{\varphi}_s + L_4(i_s - \hat{i}_s) - L_3(i_s - \hat{i}_s) \end{cases}$$

(III.35)

III.8. Schéma bloc de la commande par linéarisation entrée-sortie avec observateur adaptative

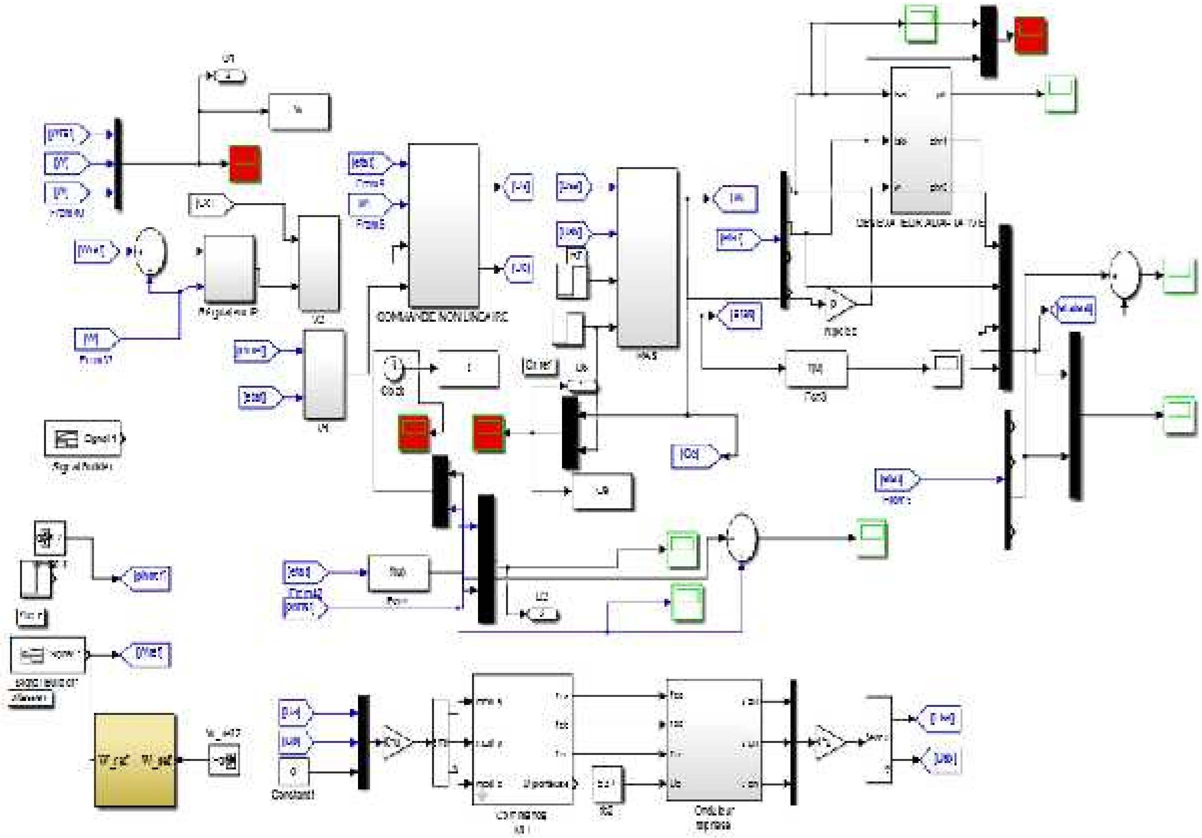


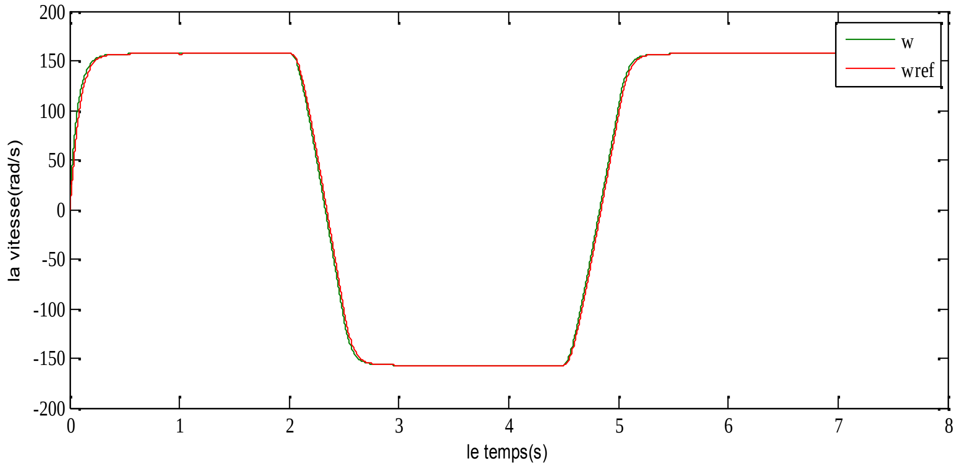
Figure III.2. Schéma bloc de la commande par linéarisation des E/S avec observateur adaptative

III.9. Résultats de simulation

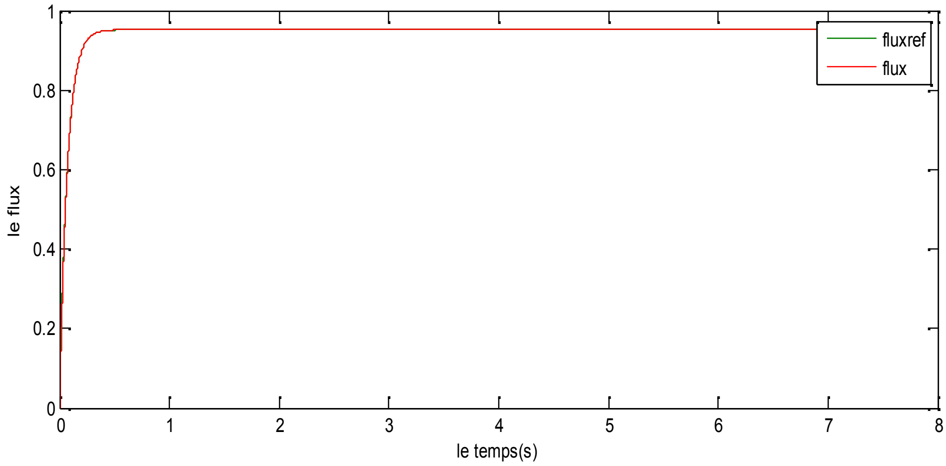
Les résultats de simulation de la commande linéarisante avec observateur adaptative de la MAS sont obtenus pour un changement de la consigne de vitesse de +157 à -157 rad/sec, on applique une charge de 08Nm et à t= 6sec Nm, avec variation de la résistance rotorique (figure III.2, III.3 et III.4).

Pour juger le comportement de la MAS avec la commande par linéarisation E/S, on a réalisé une simulation numérique en tenant compte de plusieurs tests de robustesse comme suit :

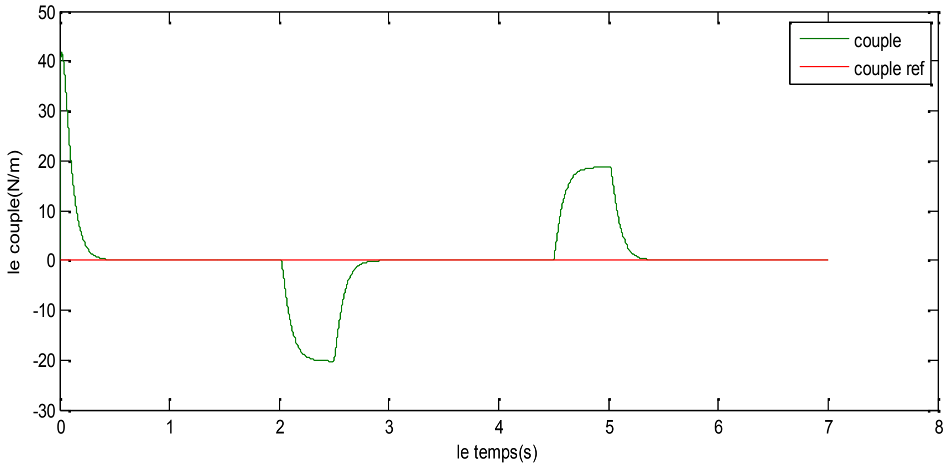
III.9.1. Fonctionnement à vide.



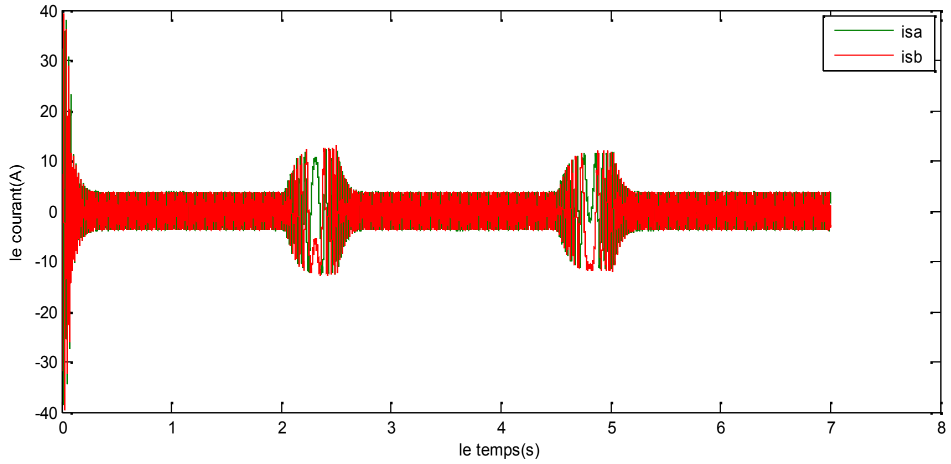
III.3.A. La vitesse (rad/s)



III.3.B. Le flux (Web)



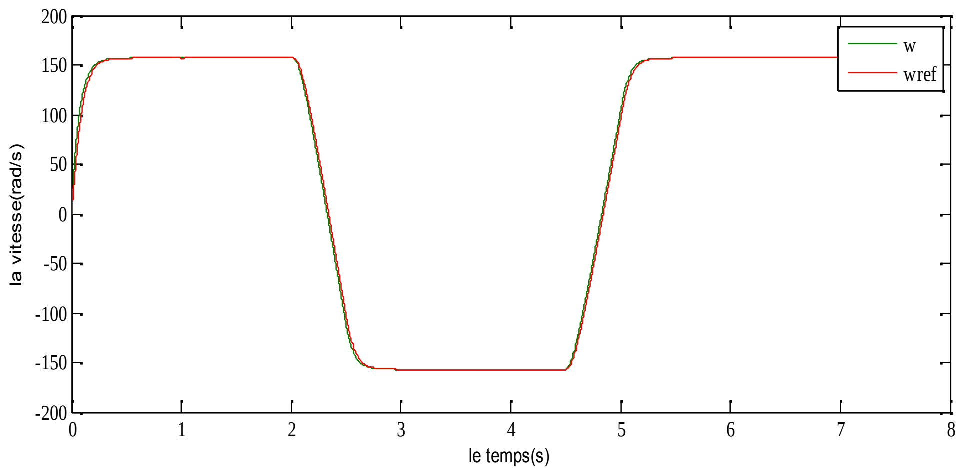
III.3.C. Le couple (N.m)



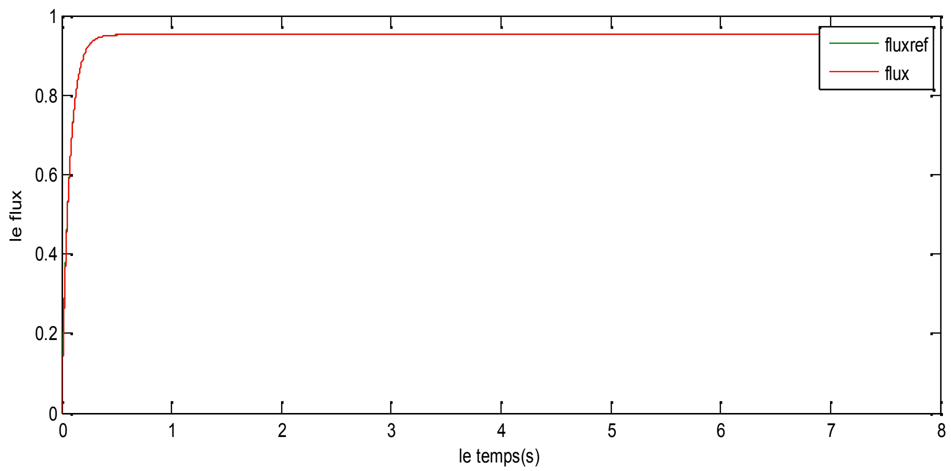
III.3.D. Le courant (A)

Figure III.3. (A,B,C,D). Les résultats de la simulation de la commande par la linéarisation des entrées sorties de la MAS (à vide)

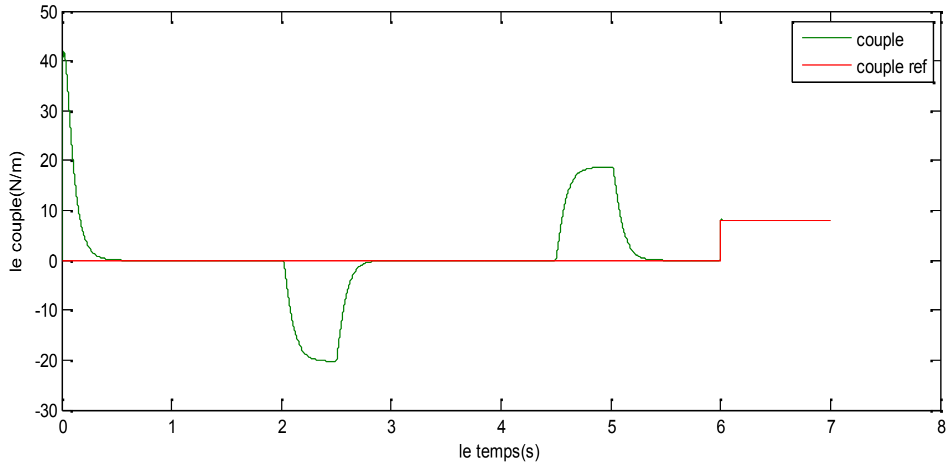
III.9.2. Fonctionnement en charge



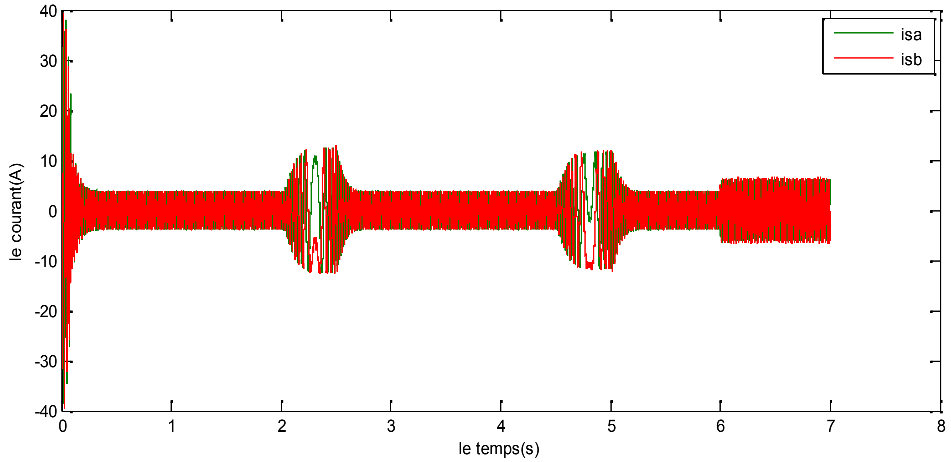
III.4.A. La vitesse (Rad/s)



III.4.B. Le flux (Web)



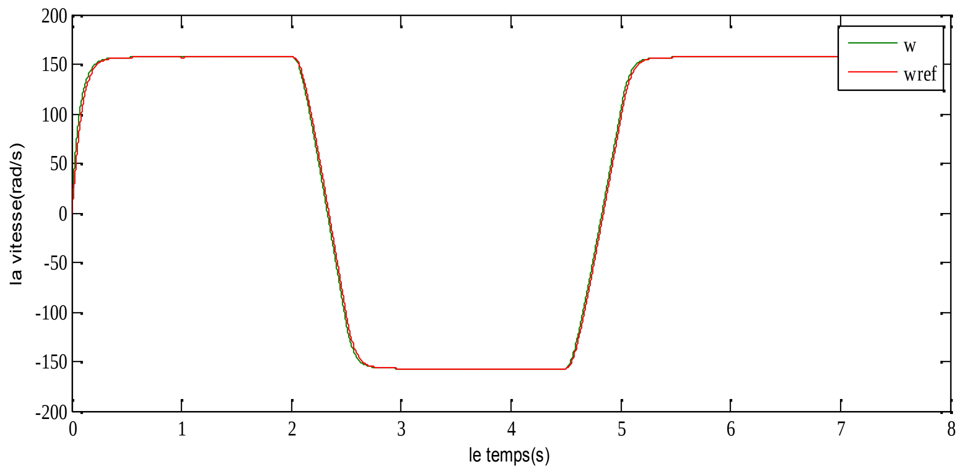
III.4.C. Le couple (N.m)



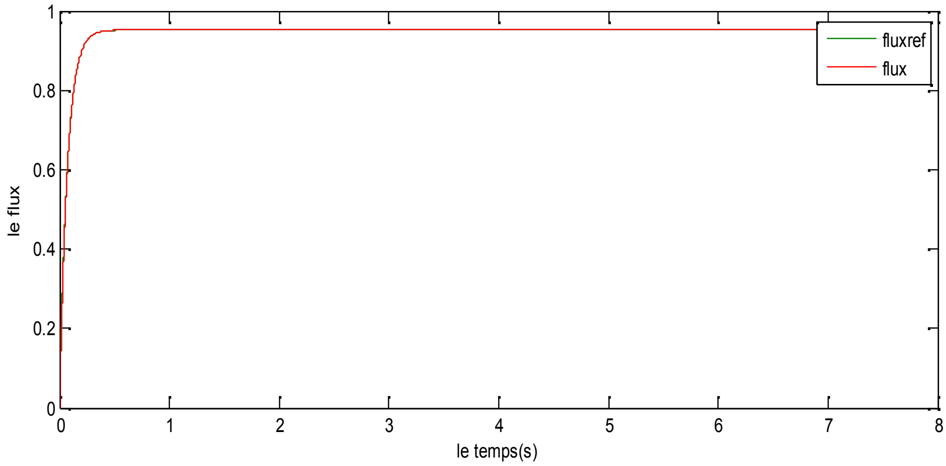
III.4.D. Le courant (A)

Figure III.4. (A,B,C,D). Les résultats de la simulation de la commande par la linéarisation des entrées sorties de la MAS (en charge)

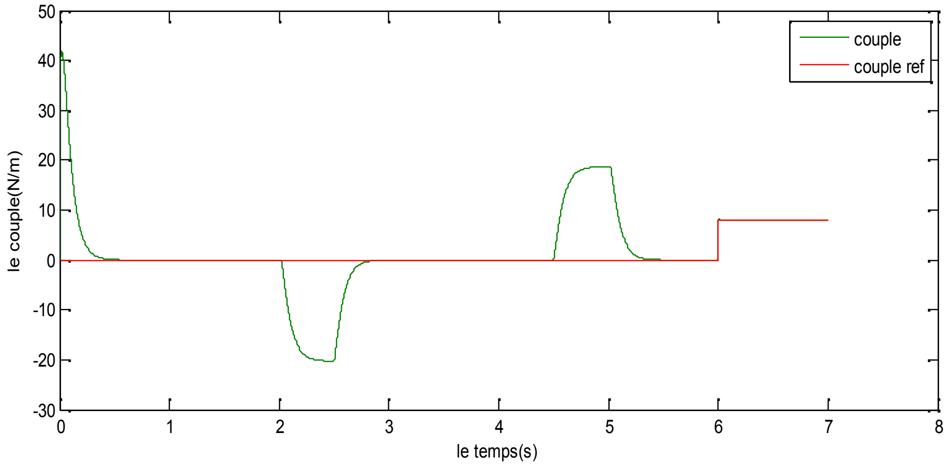
II.9.3. Teste de robustesse (changements paramétriques)



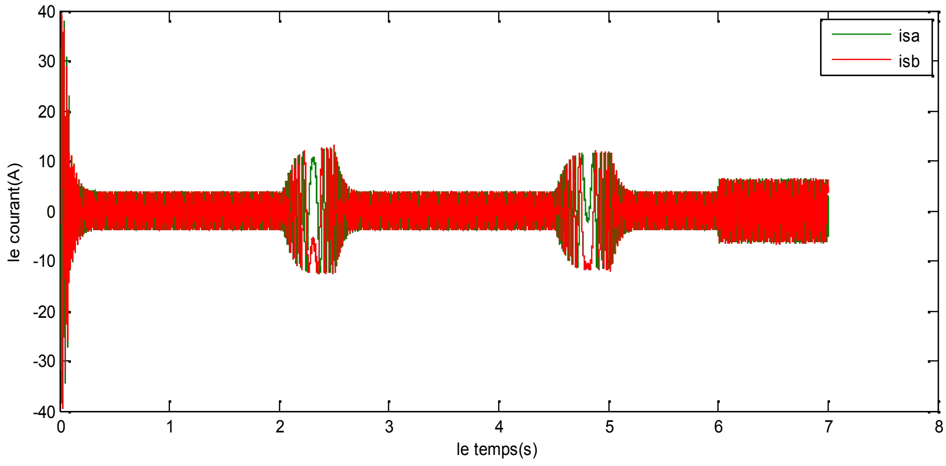
III.5.A. La vitesse (Rad/s)



III.5.B. Le flux (Web)



III.5.C. Le couple (N.m)



III.5.D. Le courant (A)

Figure III.5. (A,B,C,D). Les résultats de la simulation avec les variations paramétriques

III.9.4. Interprétation des résultats de simulation

A partir des résultats obtenus, on remarque que la vitesse de rotation coïncide avec sa référence, aucun dépassement n'est enregistré dans les deux régimes transitoire et permanent ce qui est bien montré par l'erreur de vitesse au régime établit est minime. Ainsi, le couple présente des pics de (20-60% du couple de charge) lors de variation de la vitesse mais il se stabilise vers la valeur du couple de charge après 0.25sec. Le flux rotorique est bien contrôler avec un temps de réponse très rapide avec aucun dépassement dans les deux régimes transitoire et permanent car il n'est pas affecté par la variation de la vitesse, de la charge et de la résistance rotorique ce qui montre le découplage est maintenu par ce type de commande.

L'application de la charge couple et la variation des résistances statorique et rotorique n'influent pas sur le contrôle de flux vu que cette sortie (flux) réalise une très bonne poursuite, ce qui montre le découplage entre la vitesse et du flux est maintenu. Le couple présente des pics inférieurs à (20% du couple de charge) puis il rattrape le couple imposé par la charge sur l'arbre du moteur.

A partir de ces résultats, on constate que la dynamique de flux est de la vitesse sont maintenues stables pour les différents régimes de fonctionnement, ce qui preuve que découplage est parfait et assuré par cette technique.

III.10. Etude comparative

Les deux méthodes de commande décrites précédemment (commande vectorielle, et commande par linéarisation) présentent des performances très intéressantes malgré leurs inconvénients. Les testes effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par linéarisation entrées-sorties garde la propriété de découples parfait entre le flux et la vitesse, donc la commande d'une seule sortie à partir une seule entrée. Ainsi que la supériorité de cette commande par rapport à la commande vectorielle, l'estimateur employé dans ce chapitre, reconstruit parfaitement les états de flux.

III.11.Conclusion

Dans ce chapitre la commande non linéaire a montré l'avantage du bon découplage entre le flux et la vitesse même en présence des incertitudes structurées (variations paramétriques et couple résistant) et non structurées (erreurs de modélisation) ce qui permet d'avoir des performances vraiment similaires à celles de la machine à courant continu, cependant l'inconvénient majeur dans ce type de commande est dû aux choix de paramètres des régulateurs ce qui nous oblige à introduire un PI flou prochainement.

Conclusion générale

1. Conclusions générales

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est la synthèse des différentes stratégies de commandes, puis la mise en œuvre d'une loi de commande par la linéarisation des entrées sorties avec observateur adaptative de haute performance appliquée à la machine asynchrone ayant pour but d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation.

Le modèle mathématique de la machine est obtenue par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasée, puis on applique la transformation soit de Park où celle de Concordia, selon le repère désiré, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine asynchrone obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé.

On a d'abord présenté dans le premier chapitre l'état de l'art de la machine asynchrone et leur modélisation, ainsi que la simulation en boucle ouverts.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone avec la variation de la charge et paramètres de la machine.

La commande vectorielle dite commande par orientation de flux rotorique indirecte est élaborée à partir du modèle de la machine dans le repère lié au flux rotorique. Cet commande permet un découplage naturel, mais présente un problème de perte de découplage associée à la variation des paramètres et dans le cas de fonctionnement sur vitesse.

Le troisième chapitre a été consacré à l'étude de la commande par linéarisation des entrées sorties par géométrie différentielle. Les testes effectués pour les différents modes de fonctionnement ont montré que la commande par linéarisation entrées-sorties garde la propriété de découplage parfait entre le flux et le vitesse, donc la commande d'une seule sortie à partir une seule entrée. Ainsi que la supériorité de cette commande par rapport à la commande vectorielle. La commande par linéarisation entrées-sorties est obtenue par d'approche de linéarisation basée sur la théorie de la géométrie différentielle. L'application de cette technique de commande nous a permet d'obtenir un système linéaire et parfaitement découplé et nous assure ainsi la commande de couple et du flux séparément même en présence de variations paramétriques.

Cette commande permet de faire fonctionner la machine avec des bonnes performances. Les résultats de simulation obtenus montrent que le découplage est maintenu, la dynamique de poursuite de consigne est satisfaisante ainsi que la prise en compte efficace des perturbations ce qui a permet de garantir la stabilité. Nous notons aussi que pour une grande variation de la consigne, le réglage étant très difficile et peut donner une meilleure poursuite de la consigne par rapport aux commandes classiques.

2. Perspectives

- ✓ Calculer les gains du régulateur IP de la linéarisation entrées-sorties avec un système flou (logique flou).
- ✓ Introduction des réseaux de neurones dans les structures des observateurs.
- ✓ Identification des paramètres des machines asynchrones avec des techniques intélligentes.

Annexe

Annexe

Les paramètres dans les simulations sont comme suite :

I.1. Paramètres d'une machine asynchrone

```
p=2;
Ls=0.274;
Rs=4.805;
Rr=3.805;
Lr=0.274;
Kf=0.008;
J=0.031;
Cr=0;
Ts=Ls/Rs;
Tr=Lr/Rr;
Lm=0.258;
sigma=1-((Lm*Lm)/(Ls*Lr));
T23=sqrt(2/3)*[1 0;-1/2 sqrt(3)/2;-1/2 -sqrt(3)/2];
f=50;
w=2*pi*f;
Vmax=3*190*sqrt(2);
vpmax=12;
Vrefmax=10;
m=21;
A=1/Tr;
B=Lm/Tr;
C=Lm/(sigma*Ls*Lr*Tr);
D=C*Tr;
G=1/(sigma*Ls);
E=(Rs*G+Lm*C);
F=(Rs*G-Lm*C);
```

I.2. Paramètres d'une commande vectorielle de la machine asynchrone

```
Rs=4.85;
Rr=3.805;
P=2;
Ls=0.274;
Lr=0.274;
J=0.0031;
F=0.00114;
M=0.258;
K11=8;
K12=6;
K22=15;
K23=12;
sig=1-(M^2/(Lr*Ls));
bita=M/(sig*Lr*Ls);
eta=Rr/Lr;
m=P*M/(J*Lr);
gama=(M^2*Rr/(sig*Lr^2*Ls))+(Rs/(sig*Ls));
```

I.3. Paramètres d'une commande linéarisante de la machine asynchrone

Les donnèes:

```
Rr=3.805;Rs=4.85;Ls=0.274;Lr=0.274;M=0.258;j=0.031;p=2;f=0.0%0114
Rr=3.805;Rs=4.85;Ls=0.274;Lr=0.274;M=0.258;J=0.031 ;P=2;f=0.0%0114
Tr=Lr/Rr;
Ts=Ls/Rs;
s=1-(M*M)/(Ls*Lr);
H=2*M/Lr;
a11=-(1/(Ts*s))
a22=a11;
c14=(1-s)/(s*M);
c23=-c14;
b11=1/(Ls*s);
b22=b11;
A1=[a11 0 0 0;
    0 a11 0 0;
    0 0 0 0;
    0 0 0 0]
A2=[0 0 0 c14;
    0 0 -c14 0;
    0 0 0 -1;
    0 0 1 0]

B=[b11 0;
   0 b11;
   0 0;
   0 0]
d11=-(1-s)/(Lr*s);
d13=(1-s)/(s*Lr*M);
d22=d11;
d24=d13;
d31=M/Lr;
d33=-1/Lr;
d42=d31;
d44=d33;
D=[d11 0 d13 0;
   0 d11 0 d24;
   d31 0 d33 0;
    0 d31 0 d33]
```

Les constantes de lineairisation

```
Rt=-(1/(s*Ts)+1/Tr+(1-s)/s);
Tr2=Tr*Tr;
M2=M*M;
g1=1/Tr2*((1+s)/s);
g2=M2/Tr2;
g3=M/Tr*Rt-3*M/Tr2;
g4=M/Tr;
g5=2/Lr*((1-s)/s);
g6=2*M/(Lr*s)*(1/Tr+1/Ts);
g7=2*M/Lr;
```

```
e1=M/(Ls*s*Tr)
e2=p*M/(Lr*s*Ls);
E=[e1  e1
    -e2  e2]
E1=inv(E)
g8=E1(1,1)
g18=E1(1,2)
g9=E1(2,2)
g19=E1(2,1)
```

Observateur

```
  Tr=Lr/Rr;
Ts=Ls/Rs;
s=1-(M^2)/(Ls*Lr);
a1=-(1/(Ts*s)+(1-s)/(Tr*s));
a2=1/(Tr*M)*(1-s)/s;
a3=(1-s)/(M*s);
a4=M/Tr;
a5=-1/Tr;
m=1/(Ls*s);
```

Calcule les éléments des Matrices

```
a11=a1; a12=0; a13=a2; a14=0; a21=0;a22=a1;a23=0
;a24=a2;a31=a4;a32=0;a33=a5;a34=0;a41=0; a42=a4; a43=0;a44=a5;
A1w=[a11 a12 a13 a14
   a21 a22 a23 a24
   a31 a32 a33 a34
   a41 a42 a43 a44 ]
```

Les elements de w

```
b11=0;b12=0;b13=0;b14=a3;b21=0;b22=0;b23=-a3;b24=0;b31=0;b32=0;b33=0;b34=-
1;b41=0;b42=0;b43=1;b44=0;
Aw=[b11 b12 b13 b14
    b21 b22 b23 b24
    b31 b32 b33 b34
    b41 b42 b43 b44 ]
```

Les éléments de C

```
c11=m;
c22=m;
B=[c11 0
   0 c11
   0 0
   0 0]
```

Paramètre de l'estimation

```
K=0.99
K1=(1-K)*(1/(s*Ts)+(1-s)/(s*Tr)+1/Tr)
K2=(K-1)
K3=(1-K^2)/a3*(1/(s*Ts)+(1-s)/(s*Tr)+a3/Tr)+(K-1)/a3*(1/(s*Ts)+(1-
s)/(s*Tr)+1/Tr)
K4=-(K-1)/a3
KKt=[K1   0   K3  0
    0     K1   0  K3]
KK=KKt'
KKWt=[0  K2  0   K4
     -K2 0  -K4  0]
```

Référence bibliographie

[1] Y. A Chapuis, "Contrôle directe du couple d’une machine asynchrone par l’orientation de son flux statorique**"**, **Thèse Doctorat INPG, Génie Electrique 1996**.

[2] S.Meziane "Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone**" Thèse Doctorat en électrotechnique 2009.**

Références Bibliographiques

***[1] REZGUI S.’’** Commande de machine électrique en environnement **’’**, Thèse Magister, Université de Constantine, 2009.*

***[2] Mamadou L.** « Modélisation et simulation d’une machine asynchrone à cage à l’aide du logiciel matlab/simulink », Thèse Magister, Québec Canada.*

***[3] Smail B. ’’**Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique**’’**, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 2002.*

***[4] Bakhouche L. ’’** Commande par linéarisation entrées-sorties du flux et de couple de la machine asynchrone **’’**, Thèse Magister, Université de Setif, 2009.*

***[5]G. Buche**, "Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel **Matlab/Simulink**", Mémoire d'Ingénieur **C.N.A.M** en Automatisme Industriel, centre Régional Associé De Grenoble (**C.U.E.F.A**), 7/03/2001.*

***[6] Canudas de Wit,C.’’**Commande des moteurs asynchrone -modélisation,contrôle vectoriel et DTC**’’**, Hermés publication, France, 2000.*

***[7] Merabet A. ’’**Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone**’’,** Univesité de Québec (Saint Mary), 2007.*

***[8] Chatelain J.’’**Machine électrique**’’**, tomeI Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8.*

***[9] Rosendo P. ’’**Commande algorithmique d’un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire**’’**, thèse doctorat de L’INPT Toulouse, 2002.*

***[10] Marek Jasiński ,“**Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives**”**, Thése de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering) Warsaw – Pologne, 2005.*

***[11] Bimal K. Bose ,“**Modern Power Electronics and AC Drives**”** Edition Prentice Hall PTR 2002, ISBN 0-13-016743-6.*

[12] Pierre Brosselard, "*Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5kV) en carbure de silicium* ***"****, Thèse doctorat de l'INSA de Lyon, 2004.*

[13] Séguier G., F*. Labrique,* ***''*** *Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance conversion continu-alternatif* ***''*** *Techniques et Documentation, 1989.*

[14] Clerc G., G. Grellet*,* ***"****Actionneurs électrique, Principe, Modèle, Commande* ***"****, Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.*

[15] BOUZID Allal*,* ***"****Comparaison et synthèses des procédés de commandes vectorielles****"****, Magister : Analyse et Commande des Machines Électrique, 2008/2009.*

[16] P. Vas*,* ***"****Bodson M., J. Chiasson and R. Novotnak. High performance induction motor via input-output linearization****"****, IEEE Control Systems, pp. 25-33, 1994.*

[17] Marino R., S. Peresada and P. Valigi*,* ***"*** *Adaptive partial feedback linearization of induction motors, Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Contro****"****l, Honolulu, Hawaii, USA, pp. 3313-3318, 1990.*

[18] Lévine J*,* ***"****Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires****"****, Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.*

[19] M. Tarbouchi, *"Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé", Thèse de Philosophiae Doctor, Université Laval, Québec, Septembre 1997.*

[20] Séguier G., F. Labrique, " *Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance conversion continu-alternatif " Techniques et Documentation,1989.*

[21] A. Isidori. , *"Nonlinear control systems", Second Edition, Springer Verlag Berlin, Heidelberg 1989.*

[22] ***Meziane.S, Toufouti.R and Benalla.H****. "Applied input-output linearizing control for highperformance induction motor", JATIT, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 4, Number1, pp. 7-15, January, 2008****.***

[23] Conte G., Claude H. M. et Anna M. P*.* ***"****Algebraic methods for nonlinear control systems****"****, 2nd edition, May 2006.*

***[24] Hedrick J. K. and A. Girard**, “Feedback Linearization“. Control of Nonlinear Dynamic Systems: Theory and Applications, 2005.*

***[25] Aissa K. “**Amélioration des Performances d"un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté“, Thèse doctorat, Université de Boumerdès, Algérie, 2007.*

***[26] Lévine J, “**Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires“, Centre Automatique et Systèmes, école des Mines de Paris, Mars 2004.*

***[27] Benyahia. M, “**commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone“ thèse de magister, Université de Batna, Algérie. (2001).*

***[28] Kubota H., K. Matsuse, T. Nakano, “**DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 29,1993.*

***[29] Purwoadi M. A., “**Réglage non-linéaire du variateur de vitesse asynchrone sans capteur mécanique, contribution à la commande par linéarisation exacte entrées-sortie et à l'observation du flux rotorique,” Thèse de Doctorat de l'INPT, 1996.*

***[30] Frédéric R., “**Observation” Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tarbes*

***[31] Eguiluz R. P., “**Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire ”, Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2002*

***[32] Kubota H., K. Matsuse, “**Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 30, No 5, pp 12 19-1224, Septembre/Octobre 1994.*

***[33] Lotfi. B., “** contribution à la commande asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ”, thèse doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy-I France, janvier 1999.*

***[34] Blaadjerg F., K. Beum, “**Performance improvement of sensorless vector control for induction motor drives fed by matrix converter using nonlinear model and disturbance observer”. 35th Annual IEEE power Electronics, 1341-1347 Aachen, Germany, 2004.*

[35]J.P caron,J.P.Hantier”*modélasation et commande de la machine asynchrone****’’*** *édition, technique ,1995*

[36]A GENAO.W.legros’’*machines électrique****’’***