

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra

Faculté des Sciences et de la technologie

Département : Génie Electrique

Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Mémoire présenté en vue de l'obtention

Du diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option : ELECTRICITE INDUSTRIELLE

Préparée au laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB

Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage

Présenté par :

AOUFI Ahmed

Soutenue publiquement le 27/10/2011

Devant le jury composé de :

Dr.BENAKCHA Abdelhamid	Maître de conférences	Président	Université de biskra
Dr.BOUREK Amor	Maître de conférences	Rapporteur	Université de Biskra
Dr.MOKRANI Lakhdar	Maître de conférences	Examineur	Université de Laghouat
Dr.MENACER Arezki	Maître de conférences	Examineur	Université de Biskra

Année universitaire 2010/2011

Introduction générale

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance et la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de techniques de réglage de plus en plus performantes dans les applications industrielles. On trouve souvent le moteur asynchrone qui est le plus utilisé dans ce domaine, car il a une construction mécanique simple et robuste. Par contre l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande associés au moteur sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez efficaces. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement des performances dynamiques élevées, semblables à celles d'un entraînement avec moteur à courant continu. Parmi ces stratégies de commande on retrouve la commande vectorielle qui est la méthode la plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement [1].

L'obtention de hautes performances avec une machine asynchrone demande des commandes complexes nécessitant notamment une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques (courants, tensions, flux) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire), ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles et fragilisant en même temps les systèmes d'entraînement électriques. Dans certains cas, les capteurs mécaniques sont admis dans les entraînements utilisant des variateurs asynchrones. Leur suppression pourrait devenir indispensable pour les difficultés de leur montage, pour leur sensibilité aux interférences extérieures et pour leur coût [2].

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW) [3], du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée, la réduction des

courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants [4]. L'emploi de structure multiniveaux permet alors la réduction des tensions commutées.

Parmi les techniques de commande modernes de la machine asynchrone, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle, la commande adaptative, la commande par mode glissant...etc. Ces techniques utilisent des régulateurs classiques ou modernes qui rendent les commandes précitées robustes. Notre travail s'inscrit dans le cadre de la commande robuste en vitesse d'une MAS

Objectif du mémoire

L'objectif principal de ce travail est l'utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage.

Structure du mémoire

Le travail présenté dans ce mémoire est réparti comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la MAS. Après une description de la machine, nous donnons en premier lieu le modèle triphasé de la machine et en second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Une simulation de la machine seule alimentée par le réseau électrique est faite à la fin de ce chapitre afin de vérifier la conduite de la

Chapitre I --- Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

Le deuxième chapitre, sera consacré à l'alimentation de la machine par onduleur à MLI à hystérésis et à la présentation des principes de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. En premier lieu, on modélise l'onduleur de tension, ensuite la commande vectorielle indirecte sera appliquée pour la commande de la vitesse par le biais d'un régulateur classique de type PI.

Le troisième chapitre présente la commande sans capteur de vitesse de la MAS par l'utilisation d'observateurs à modes glissants. Nous commencerons par la présentation de la théorie et des notions fondamentales du mode glissant, ensuite, on présente deux types d'observateurs à mode glissant pour l'observation de la vitesse. Chaque type fera l'objet d'une simulation qui montrera les performances de cet observateur au sein de la commande vectorielle indirecte.

Dans le quatrième et dernier chapitre, on donnera les principes fondamentaux du contrôle direct de couple. Ce dernier consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des erreurs entre les valeurs de référence et les valeurs estimées du couple et du flux en utilisant des régulateurs à hystérésis à deux ou trois positions. Un régulateur PI est utilisé pour le contrôle de la vitesse. La variation de la résistance statorique à cause de l'échauffement de la machine peut introduire des erreurs sur l'estimation du flux et du couple dans cette commande (DTC). L'utilisation d'un observateur pour l'estimation de ces deux grandeurs principales et de la vitesse de rotation à partir des grandeurs facilement mesurables (tension et courant) est nécessaire.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé. Nous proposerons en perspectives quelques axes de recherche.

I-1 introduction

En général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel [1].

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part pour l'élaboration des lois de commande.

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [3]:

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et en fin vérifier sa validité.

Ce chapitre comportera deux parties. La première partie donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le repère triphasé puis biphasé selon la transformation de park. La deuxième partie sera consacrée à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe (A).

I-2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée

I-2-1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

I-2-2 Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournante dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil [1].

I-3 Modélisation du moteur asynchrone

I-3-1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [4] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

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

- L'additivité des flux et la constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I-3-2 Mise en équations

La représentation schématique de la machine asynchrone dans le repère (a,b,c) est donnée par la figure (I-1)[2].

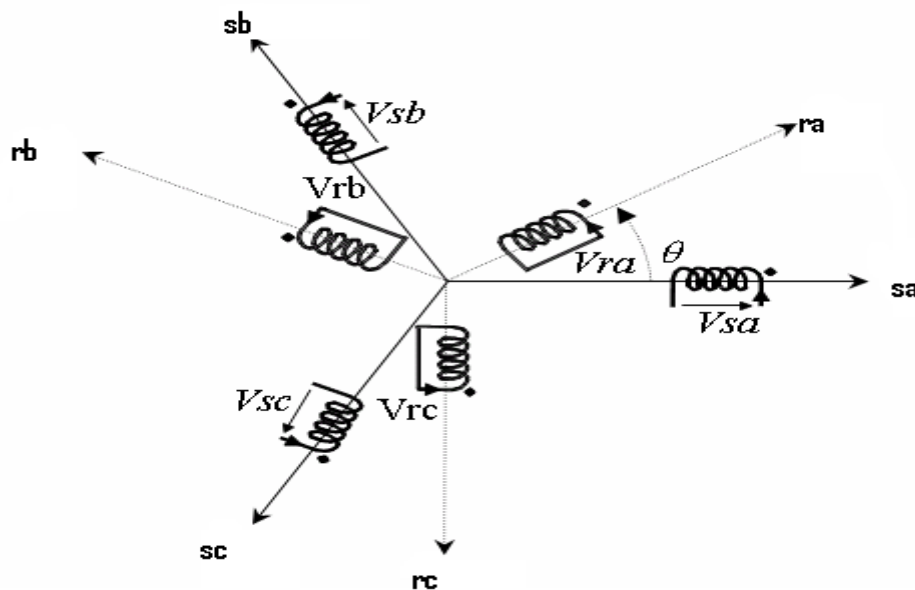


Figure (I-1) : Modèle généralisé de la machine asynchrone triphasée

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit [5]:

Au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-1})$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

En désignant par

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Les courants qui traversent les trois phases rotoriques.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements statoriques.

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements rotoriques.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

I-3-3 Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants s'écrivent sous forme matricielle suivante:

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_{rr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

Tel que:

$$[M_{sr}]^T = [M_{rs}] \quad (\text{I-5})$$

On désigne par:

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques.

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

M_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les axes des deux phases se coïncident.

En introduisant (I-3) et (I-4) dans (I-1) et (I-2) nous obtenons :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right\} \quad (I-9)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ [M_{sr}]^T \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{I-10})$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I-3-4 Transformation de Park

La transformation de park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

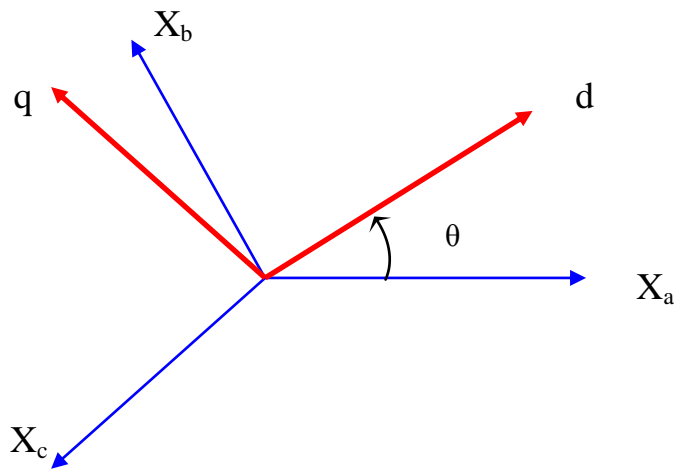


Figure (I-2): Passage du repère triphasé au repère biphasé

Pour transformer un système triphasé [abc] en un système biphasé (d,q) avec une composante homopolaire comme indiqué dans l'équation suivante:

$$\begin{bmatrix} X_{d,qo} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix}$$

Le passage inverse est donné par:

$$\begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} X_{d,qo} \end{bmatrix}$$

Tel que:

$[X]$: peut être le vecteur tension, courant ou flux.

$[P]$: est la matrice de transformation directe de Park.

$[P]^{-1}$: est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec:

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (a,b,c) est équilibré et symétrique.

θ : correspond à la position du repère choisi pour la transformation,

$\theta = \theta_s$: Transformation appliquée au stator,

$\theta = \theta_r$: Transformation appliquée au rotor,

I-4 Modèle de la machine

I-4-1 Equations électriques

Elles se résument aux expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

Puisque le rotor tourne à la vitesse ω , les axes d et q se déplacent à la vitesse $\omega_s - \omega$ relativement à un observateur lié au rotor. On aura donc [5]:

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega)\phi_{dr} \\ V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

Où ω_s désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axe d,q et ω celle du rotor $\omega = p\Omega$, p est le nombre de paires de pôles et Ω est la vitesse mécanique du rotor. $\omega_{gl} = \omega_s - \omega$ est la pulsation des courants rotoriques.

I-4-2 Equations magnétiques

Elles se résument aux expressions suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-15})$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

Avec :

$$L_m = \frac{3}{2} M_{sr} \quad \text{L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,}$$

L_s : L'inductance cyclique statorique,

L_r : L'inductance cyclique rotorique,

I-5 Expression sous forme d'état

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques i_{ds} , i_{qs} et les flux rotoriques ϕ_{dr} , ϕ_{qr} comme variables d'états. D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir des équations (I-15) et (I-16):

$$\text{Pour les courants rotoriques : } \begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

$$\text{Pour les flux statoriques : } \begin{cases} \phi_{ds} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \\ \phi_{qs} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

En reportant ces dernières relations dans (I-13) et (I-14), on aboutira aux systèmes d'équations
Suivant [1]:

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{dr} + \omega \frac{L_m}{T_r} \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) i_{qs} - \omega \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + \omega_g \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \omega_g \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Le coefficient de dispersion.}$$

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc:

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (\text{I-20})$$

Où :

j : Le moment d'inertie de la partie tournante,

C_e : Le couple électromagnétique de la machine,

C_r : Le couple de charge,

f_r : Le coefficient de frottement.

Le couple électromagnétique peut-être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes équivalentes [4],

$$\begin{aligned}
 C_e &= \frac{3}{2} p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \\
 C_e &= \frac{3}{2} p(\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr}) \\
 C_e &= \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\
 C_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds})
 \end{aligned} \tag{I-21}$$

On peut mettre (I-19) modèle sous la forme d'équation d'état :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \tag{I-22}$$

Où $x = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^T$ est le vecteur des variables d'état

et $u = [u_{ds} \quad u_{qs}]^T$ représente le vecteur des entrées commandables.

Après tout calculs fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega L_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}) & \frac{\omega L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega_s \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_s & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique}$$

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

I-6 Simulation du modèle de la machine asynchrone

La simulation à été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ.

En première étape on va simuler numériquement le démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard 220V, 50HZ .

L'examen des courbes de la figure (I-3) permet de constater qu'aux premiers instants du démarrage, le courant statorique présente des oscillations successives, et disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. On constate que le couple présente une composante pulsante très importante qui peut-être à l'origine de la rupture par fatigue du bout d'arbre et de l'accouplement si le moteur est soumis à des démarrages fréquents. Après disparition du régime transitoire, le couple tend pratiquement vers zéro

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage puis se stabilise en régime permanent à la vitesse proche de celle du synchronisme $157(rad/s)$. En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r = 10N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=0,7s$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la figure (I-4):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant. Une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

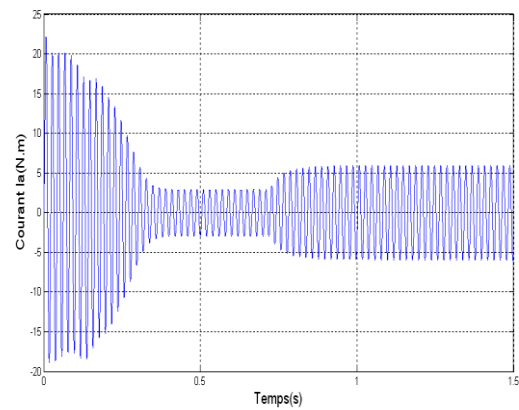
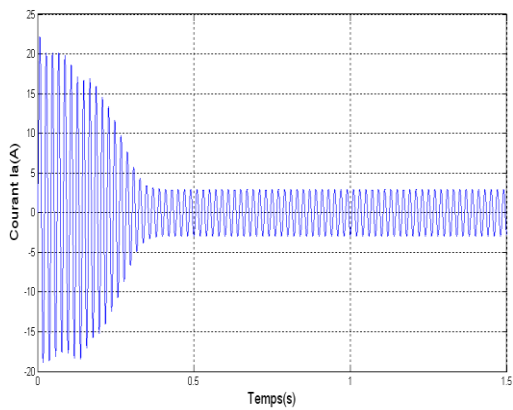
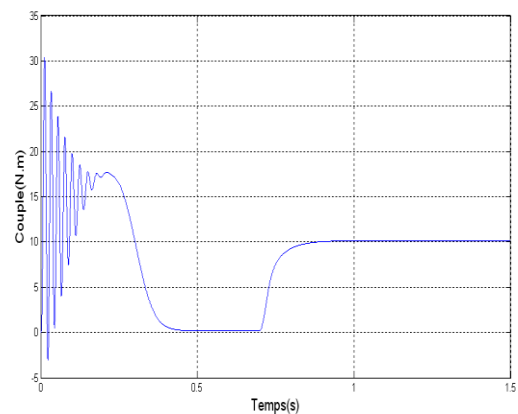
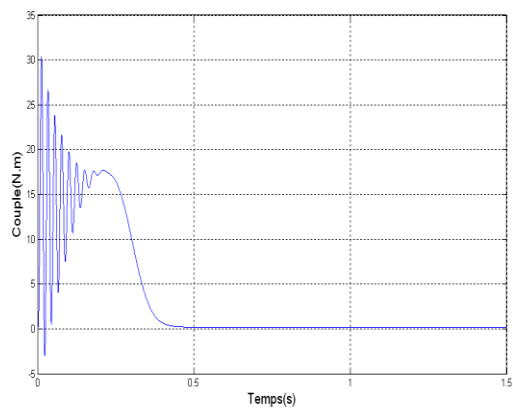
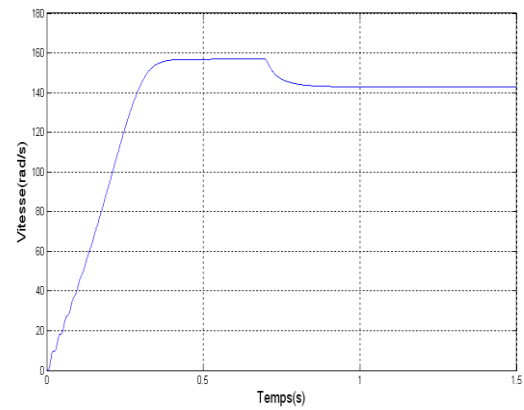
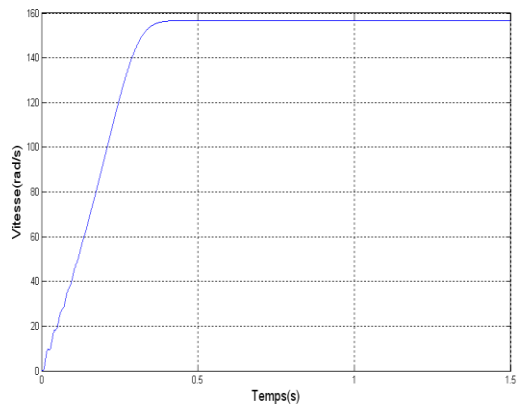


Figure (I-3) : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors du démarrage à vide

Figure (I-4) : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors du fonctionnement à vide et avec introduction de la charge à l'instant $t=0.7s$

I-7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone dans le repère a,b,c. ce modèle est fortement non linéaire et difficile à être traité numériquement. Pour faciliter une mise en oeuvre numérique, nous avons procédé à la transformation d'axes (transformation de Park) qui permet de simplifier le modèle de la machine. Le processus du démarrage du moteur a été simulé à vide et en charge. Les résultats obtenus montrent que le modèle de la machine seule, alimentée par le réseau, est admissible. De point de vue de simulation, on peut constater que la charge joue un rôle effectif pour la machine à cause de la diminution de vitesse qu'elle introduit. Pour cette raison, le suivant chapitre présentera la régulation de la vitesse de la machine au sein d'une certaine commande.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, on introduit la commande vectorielle qui fera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

II-1 Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation en (Puissance et vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif et précisément la machine asynchrone.

Toutefois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande, le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre [6].

Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [8].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique. La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

II-2 La commande vectorielle par orientation du flux

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présentent un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [6].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d,q» et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. La composante transversale i_{ds} du courant statorique fixe le flux et la composante en quadrature i_{qs} , le couple. On retrouve le

comportement d'une machine à courant continu. La liaison du repère «d.q» avec le champ tournant $\left(\frac{d\theta_s}{dt} = \omega\right)$ est assurée par l'autopilotage de la machine [7].

Un choix judicieux de l'angle de l'axe d'orientation du repère «d.q» entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique la figure (II-1).

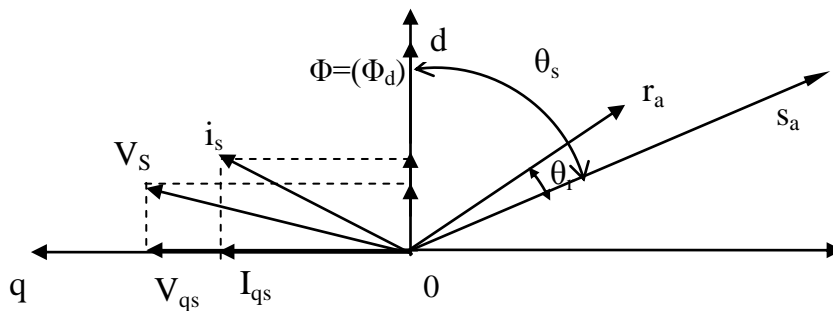


Figure (II-1) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

Le flux (Φ) peut représenter:

- 1 Le flux rotorique : $\phi_{dr} = \phi_r ; \phi_{qr} = 0$
- 2 Le flux statorique : $\phi_{ds} = \phi_s ; \phi_{qs} = 0$
- 3 Le flux d'entrefer : $\phi_{dg} = \phi_g$

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux [9].

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [6].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II-3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

Dans ce cas, le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.

- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{cases} \phi_{qr} = 0 \\ \phi_{dr} = \phi_r = cst \\ i_{dr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

On remplace les équations (II-1) précédentes dans le système d'équation (I-16) on obtient:

$$\begin{cases} \phi_r = L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{II-3})$$

On remplace le système (II-1) dans l'équation (I-21) on aura :

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{pL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (\text{II-4})$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{ds} i_{qs} \quad (\text{II-5})$$

Avec:

$$k_2 = \frac{3}{2} \frac{pL_m^2}{L_r}$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. La figure (II-2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor.

$$\begin{cases} \omega_s = \omega + \omega_g = p\Omega + \omega_g \\ \theta_s = \int \omega_s dt \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

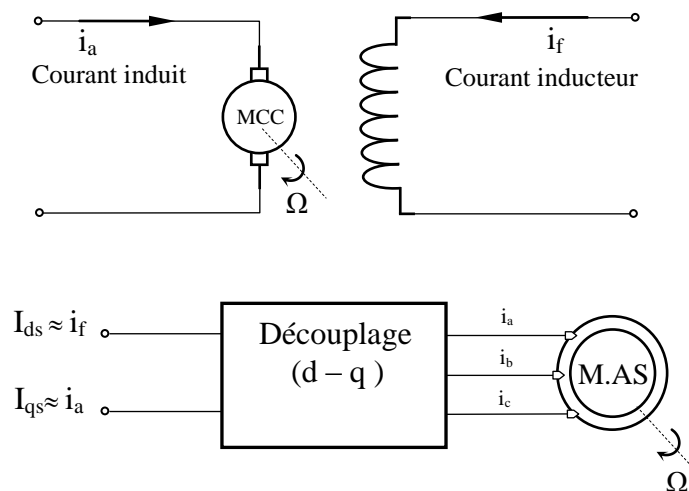


Figure (II-2) : Principe de la commande découplée pour la MCC et la MAS

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe qui à été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse.

II-3-1 Commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux du rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurés.

Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

II-4 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II-4-1 Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) et la vitesse du champ tournant ω_s .

II-4-2 Système d'équations liées au flux rotorique

$$V_{ds} = (R_s + L_s \frac{d}{dt})i_{ds} + L_m \frac{di_{dr}}{dt} - L_s \omega_s i_{qs} - L_m \omega_s i_{qr} \quad (\text{II-7})$$

$$V_{qs} = (R_s + L_s \frac{d}{dt})i_{qs} + L_m \frac{di_{qr}}{dt} + L_s \omega_s i_{ds} + L_m \omega_s i_{dr} \quad (\text{II-8})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{II-9})$$

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{pL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad (\text{II-10})$$

$$\omega_g = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \quad (\text{II-11})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (\text{II-12})$$

Les équations (II-9) et (II-10) mettent respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{ds} , et le courant producteur du couple i_{qs} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple. La structure de découplage est définie par les équations (II-9), (II-10) et (II-11). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure (II-3).

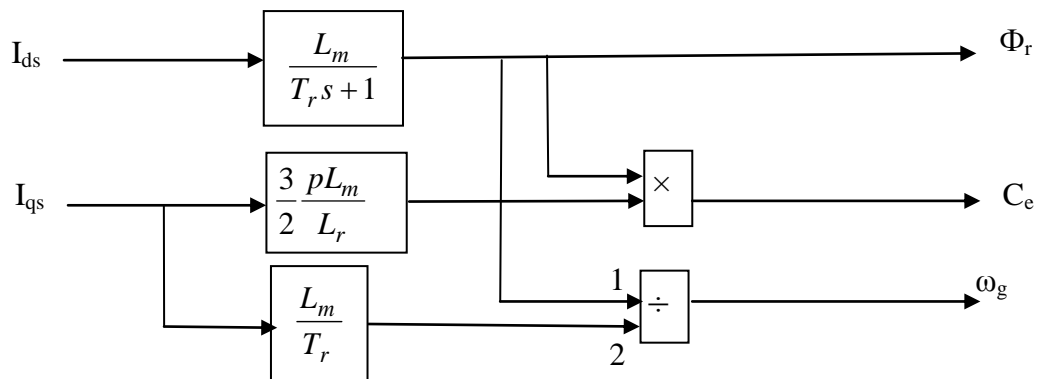


Figure (II-3) : Schéma-bloc de découplage par flux orienté

II-4-3 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine. Il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part et permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante:

- sous-vitesse :

$$\phi_r = \phi_{rnom} \quad \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

- sur -vitesse :

$$\phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} \phi_{rnom} \quad \text{pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

ϕ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

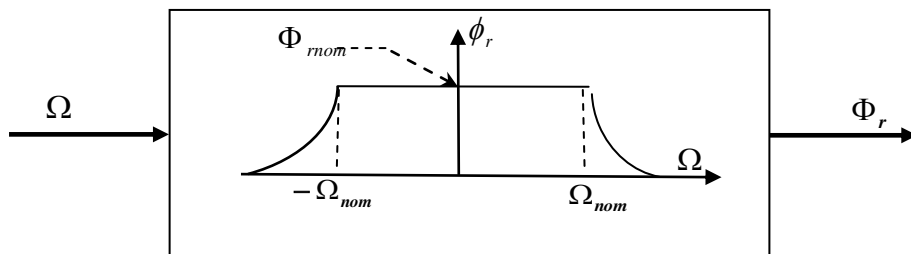


Figure (II-4) : Bloc de défluxage

II-5 Onduleur de tension

II-5-1 Introduction

Les machines asynchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable d'où la nécessité de l'utilisation d'un onduleur de tension. Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu sans doute est celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs.

La forte évolution de cette fonction s'est appuyée d'une part sur le développement des composants à semi conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le principe de base du contrôle par MLI à hystérésis est très simple et se résume à une comparaison permanente entre les courant réels et les courants de référence, les sorties des comparateurs sont reliés à la logique de commande de l'onduleur de telle sorte à imposer des commutations forcées aux composants du convertisseur statique lorsque les variations du courant d'une phase quelconque s'écartent des limites encadrant sa référence, les instants de commutation surgissent lors des moments d'intersection du courant réel avec les limites extrêmes de la bande d'hystérésis.

En raison de sa structure simplifiée, de sa robustesse et de son aspect économique reconnu, le contrôle par hystérésis demeure très utilisé dans l'industrie. Cette méthode ne nécessite nullement une connaissance précise des paramètres de la machine, cependant, elle présente l'inconvénient irrémédiable de variations aléatoires de la fréquence de hachage des composants de l'onduleur.

II-5-2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension est constitué de cellule de commutation généralement à transistors ou à thyristors pour les grandes puissances.

II-5-2-1 Choix des composants

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les

transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible.

Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais d'avantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors *GTO* commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandables à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique.

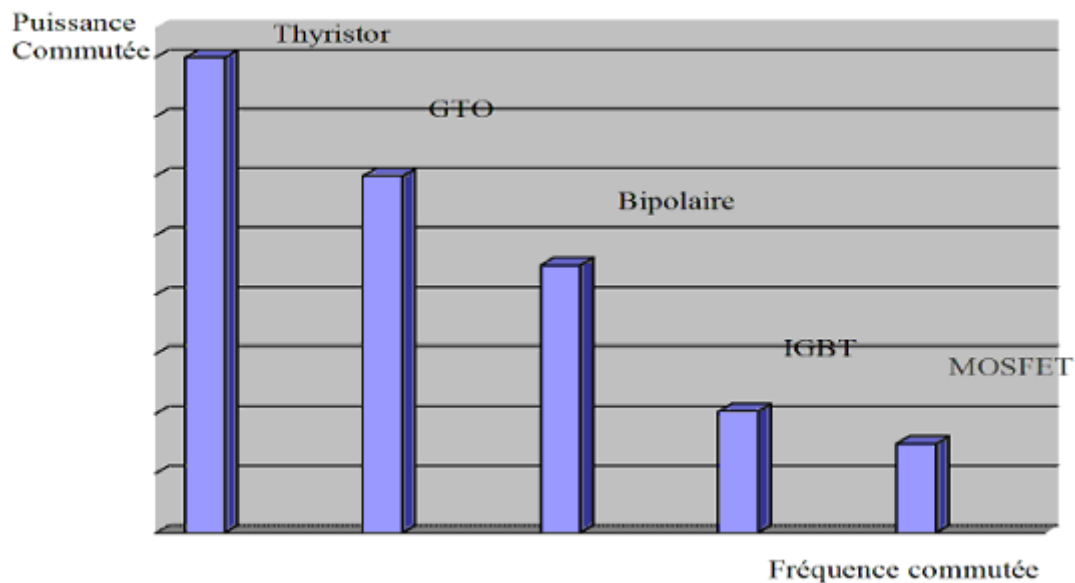


Figure (II-5) : Choix des composants selon la puissance et la fréquence

La figure (II-6) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant la MAS:

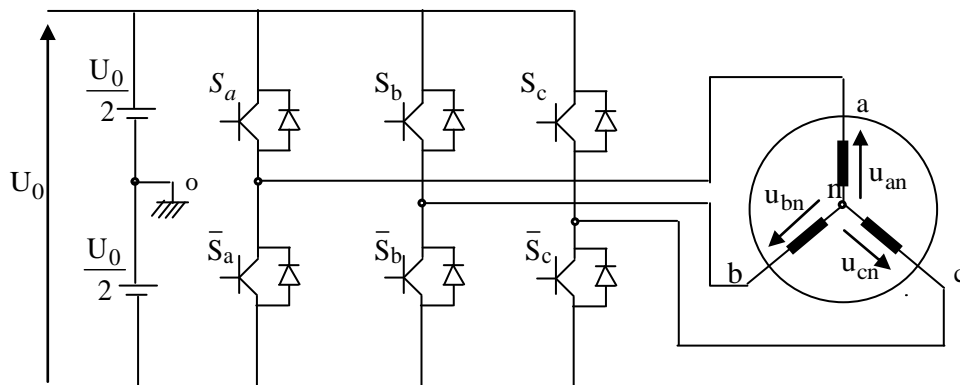


Figure (II-6) : Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.

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

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

Pour simplifier l'étude, on supposera que [10]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée; est équilibrée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions simples on a [11]:

$$\begin{cases} V_{an} = S_a U_O - \frac{U_O}{2} \\ V_{bn} = S_b U_O - \frac{U_O}{2} \\ V_{cn} = S_c U_O - \frac{U_O}{2} \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

U_{ao} ; U_{bo} et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée de l'onduleur (tensions continues).

Soit " n" l'indice du point neutre du coté alternatif On a:

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (\text{II-15})$$

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

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{II-16})$$

La substitution (II-15) dans (II-14) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{II-17})$$

En remplaçant (II-16) dans (II-14), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{2}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a + S_b + S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

Ou bien sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-20})$$

II-5-3 Commande de l'onduleur

L'onduleur à hystérésis est un onduleur de tension commandé en courant, le réglage des courants statoriques est obtenu en comparant le courant réel de chaque phase de la machine au courant de référence de cette même phase, on compare le courant réel i_a avec le courant de référence i_a^* , i_b avec i_b^* et le courant i_c avec i_c^* .

Les erreurs de réglage des trois courants de phase $(\Delta i_a, \Delta i_b, \Delta i_c)$ déterminent les états des interrupteurs des trois bras de l'onduleur : $\Delta i_a = i_a^* - i_a$

L'algorithme de commande des interrupteurs est tel que :

$$\begin{cases} SI \ \Delta i_a > \Delta i_h \text{ alors } s_a = 1 & SI \ \Delta i_a < -\Delta i_h \text{ alors } s_a = 0 \text{ sinon } s_a = s_{a0} \\ SI \ \Delta i_b > \Delta i_h \text{ alors } s_b = 1 & SI \ \Delta i_b < -\Delta i_h \text{ alors } s_b = 0 \text{ sinon } s_b = s_{b0} \\ SI \ \Delta i_c > \Delta i_h \text{ alors } s_c = 1 & SI \ \Delta i_c < -\Delta i_h \text{ alors } s_c = 0 \text{ sinon } s_c = s_{c0} \end{cases}$$

Où Δi_h représente la bande d'hystérésis du régulateur à hystérésis et s_{a0}, s_{b0}, s_{c0} sont les états des interrupteurs à l'instant d'échantillonnage précédent.

Les tensions triphasées à la sortie de l'onduleur sont déterminées en fonction des états des interrupteurs (s_a, s_b, s_c) par la relation suivante[11]:

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

II-6 Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II-6-1 Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

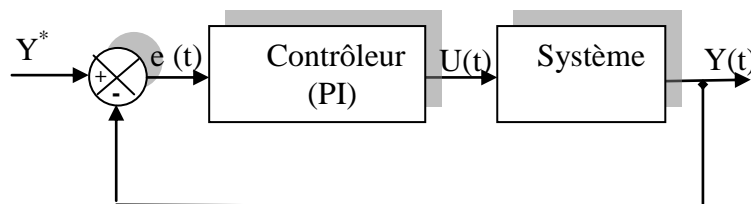


Figure (II-7) : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

II-6-1-1 Action proportionnelle

Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît

Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II-6-1-2 Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II-6-2 Caractéristiques des régulateurs

a-Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger.

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b- précision

En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de la réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

II-6-3 Calcul du régulateur de vitesse

Pour calculer les paramètres du régulateur PI, on suppose que la dynamique de la vitesse est plus lente par rapport à la dynamique des grandeurs électriques [12]. Le régulateur est conçu selon l'équation mécanique, ce qui se traduit par le schéma fonctionnel ci-dessous.

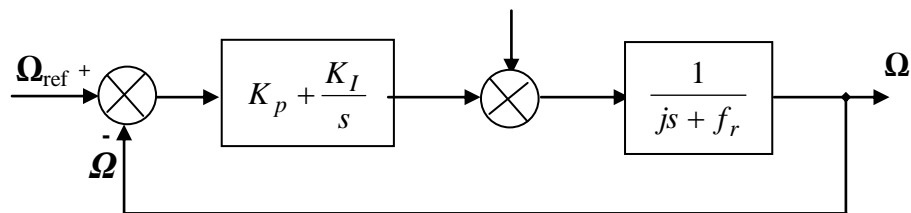


Figure (II- 8): schéma –bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_{ref}} = \frac{GH}{1+GH} \tag{II-21}$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_{rref}} = \frac{K_p \cdot s + K_i}{\frac{J}{K_i} \cdot s^2 + \frac{(K_p + f_r)}{K_i} s + 1} \quad (II-22)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique est donnée ci-dessous.

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (II-23)$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f_r}{K_i} \quad (II-24)$$

En prenant $\xi = 1$, on obtient $K_i = J\omega_n^2$, $K_p = 2J\omega_n - f_r$

II-7 Présentation des résultats de simulation

Le schéma de la régulation par régulateur PI de la MAS au sein de la commande vectorielle indirecte est représenté dans la figure ci-dessous. On effectue un ensemble d'essais pour tester les performances de la commande associée au régulateur PI

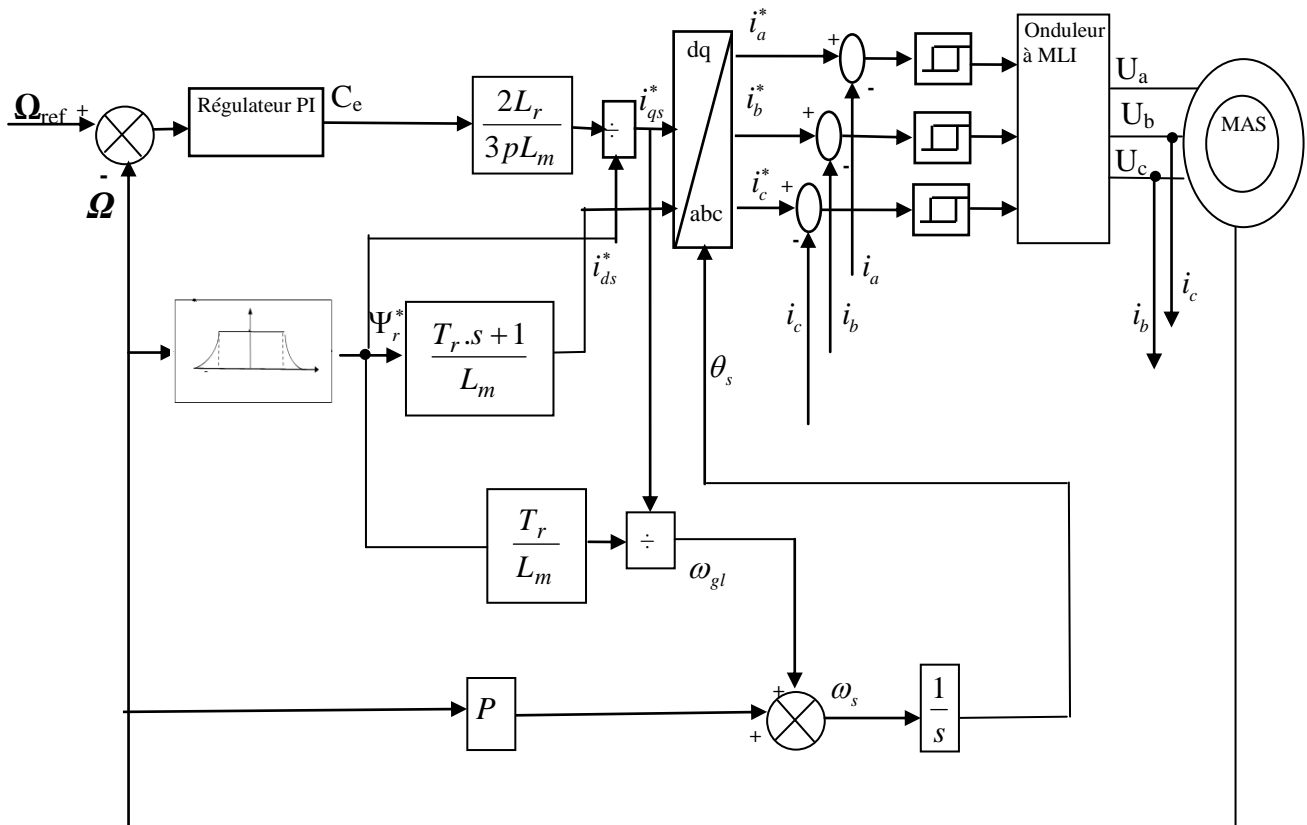
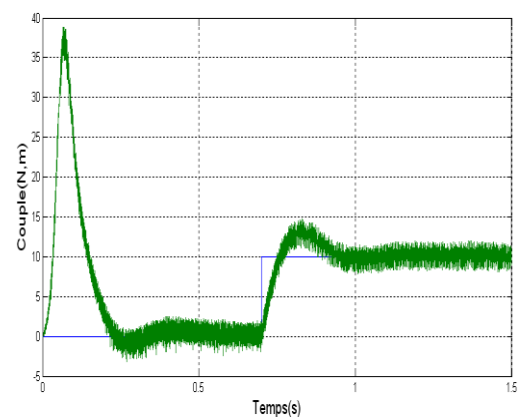
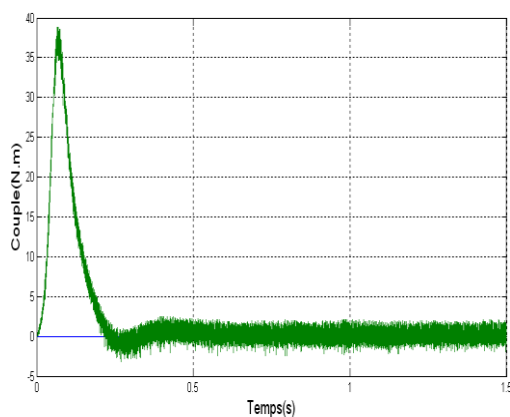
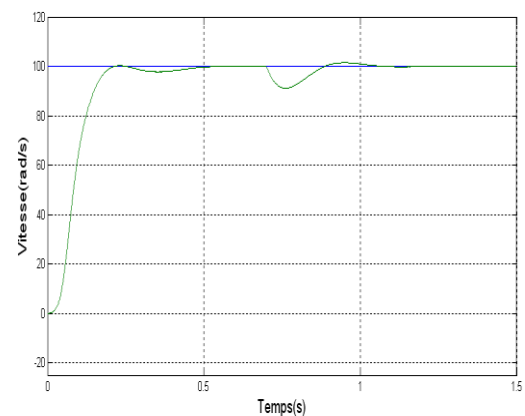
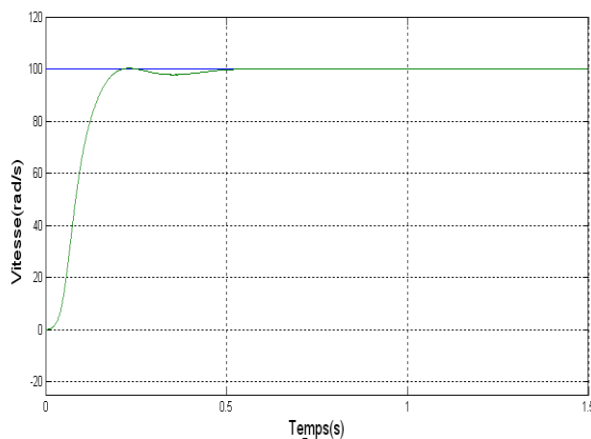


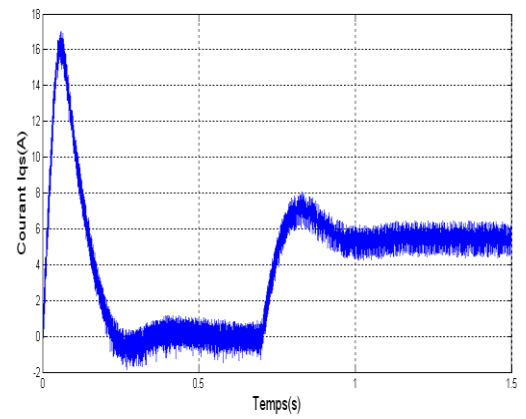
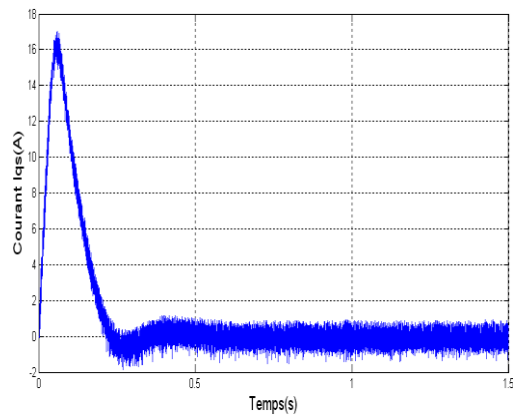
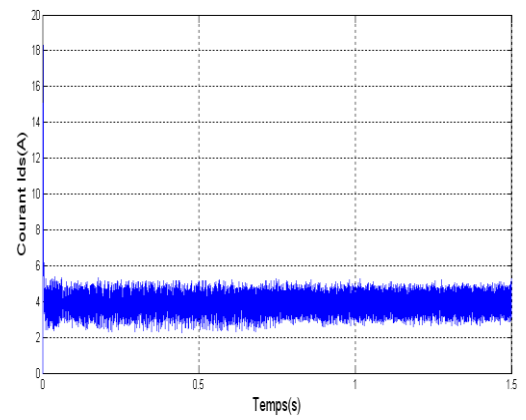
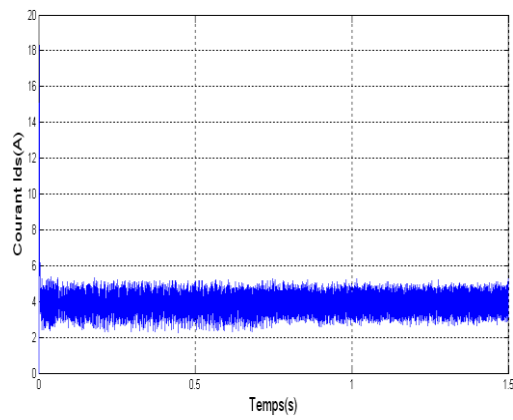
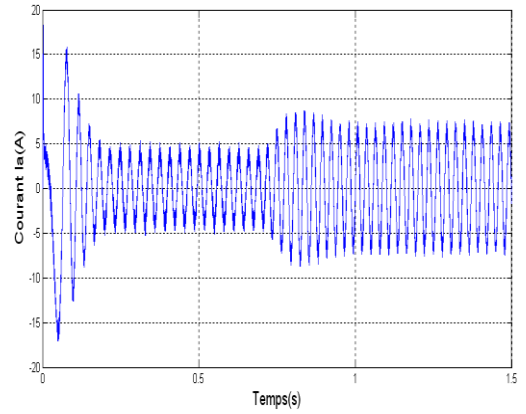
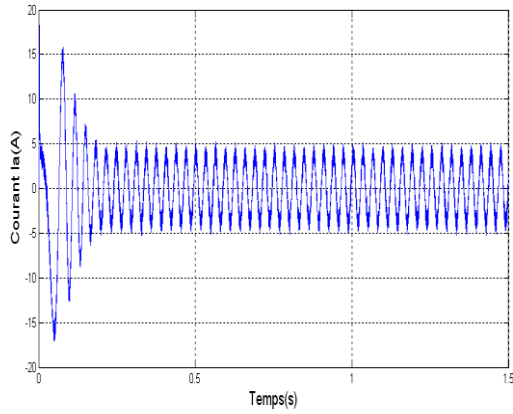
Figure (II-9): Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel indirecte de la vitesse par régulateur PI.

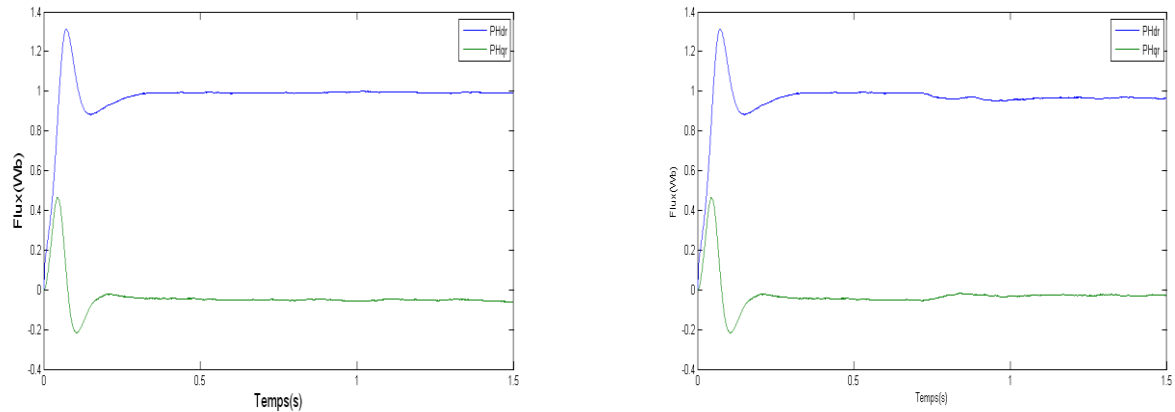
II-7-1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de vitesse de 100(rad/s). La figure (II-10) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge. On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse converge vers sa valeur de référence avec un dépassement faible et sans erreur statique. A près l'application de charge à l'instant $t=0.7s$ ($C_r = 10 N.m$), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur, le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic aux premiers instants de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. On remarque que le courant i_{qs} représente l'image du couple à une constante près ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple et que les composantes du flux rotorique obéissent aux principe de la commande vectorielle ($\phi_{dr} = \phi_r = 1$, $\phi_{qr} = 0$).







a-démarrage à vide

b-démarrage à vide puis application de la charge à $t=0,7s$

Figure (II-10): Résultats de simulation de FOC de la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide et en charge

Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, variation de vitesse, variation de la charge, l'inversion de la vitesse, variation de la résistance rotorique.

II-7-2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la changement de la référence de vitesse de $\Omega_{ref} = 100 \text{ (rad/s)}$ à $\Omega_{ref} = 120 \text{ (rad/s)}$ de la figure (II-11) montrent que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence Sans dépassement ni erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant i_{qs} est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

Aussi, on remarque une variation en module du flux rotorique à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

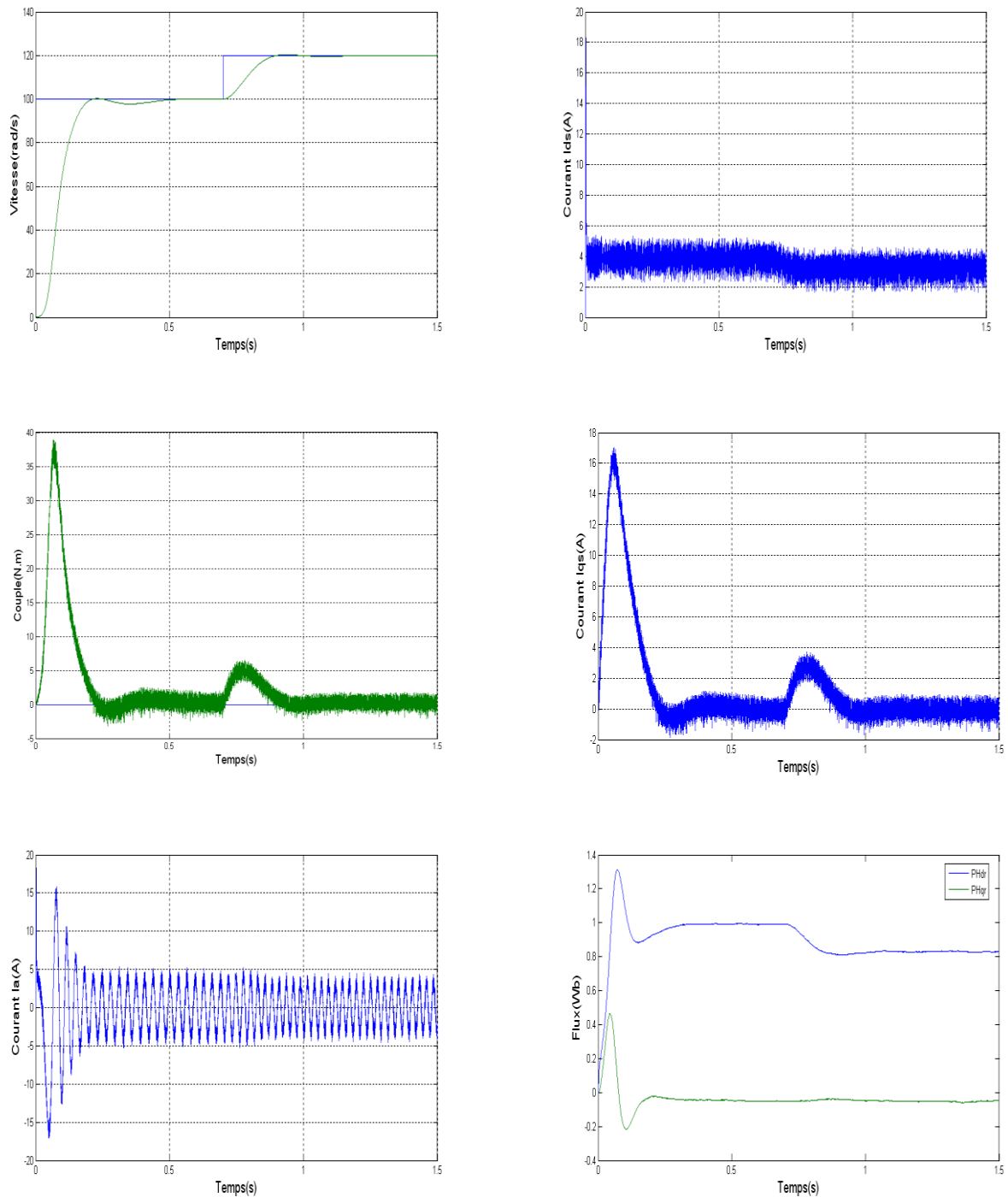


Figure (II-11) : Essai de variation de la vitesse

II-7-3 Essai de la variation de la charge

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ($C_r = 5N.m$ puis $10N.m$) de la figure (II-12) montrent que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation. La figure (II-12) montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique (ϕ_r), et l'orientation du flux rotorique

suivant l'axe «d» est vérifiée. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant i_{qs} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ($\phi_{qr} = 0$).

Nous constatons également que le couple suit les consignes. Le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est performante de point de vue variation de la charge.

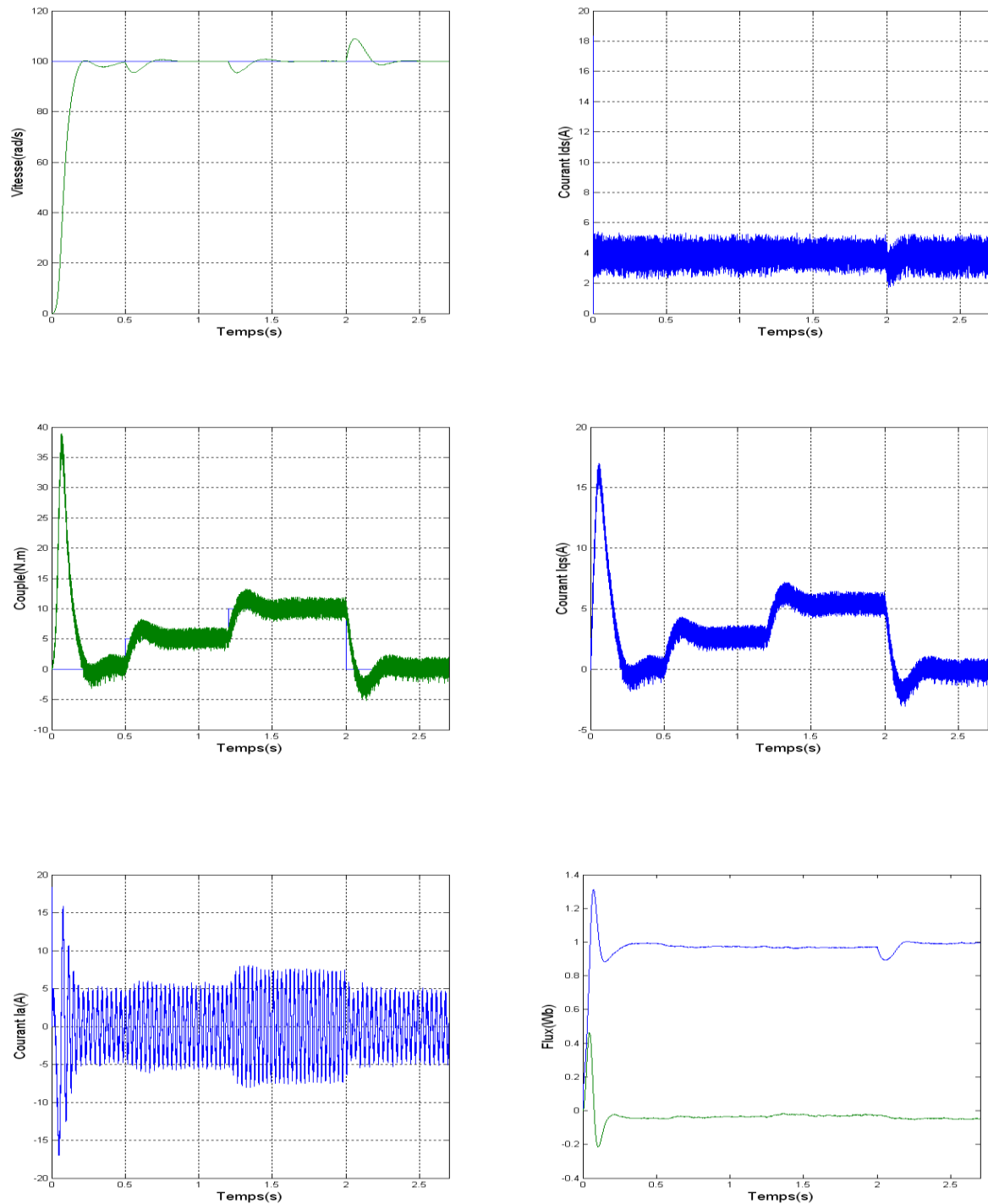


Figure (II-12): Essai de la variation de la charge

II-7-4 Essai de l'inversion de sens de rotation

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s) de la figure (II-13), montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse.

Les allures du couple et du courant i_{qs} présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Enfin, Le principe de la commande vectorielle est bien vérifié.

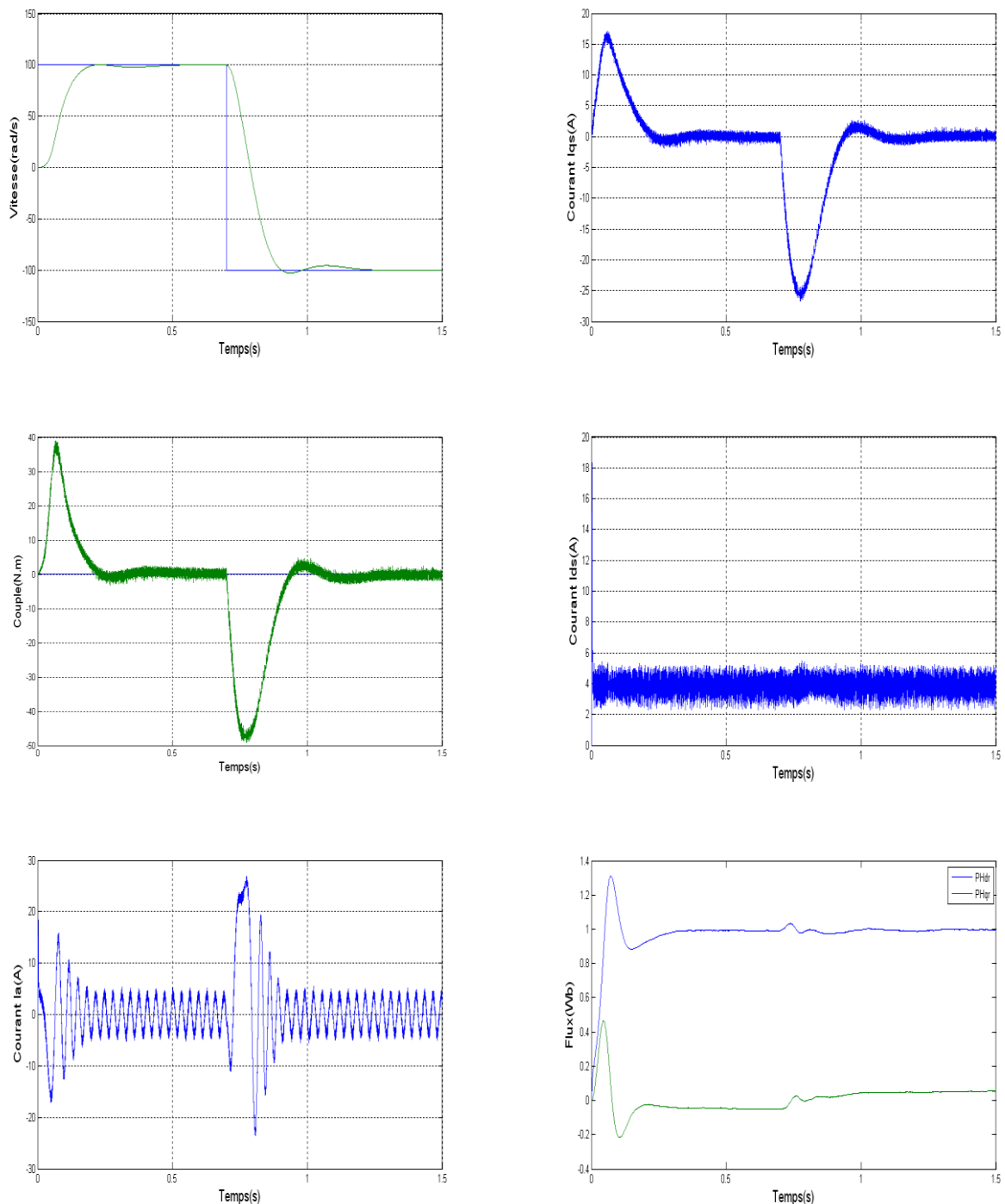
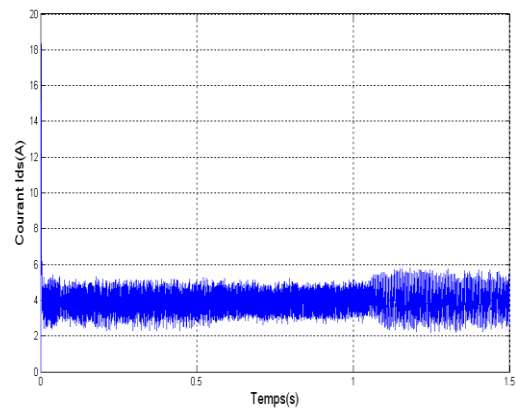
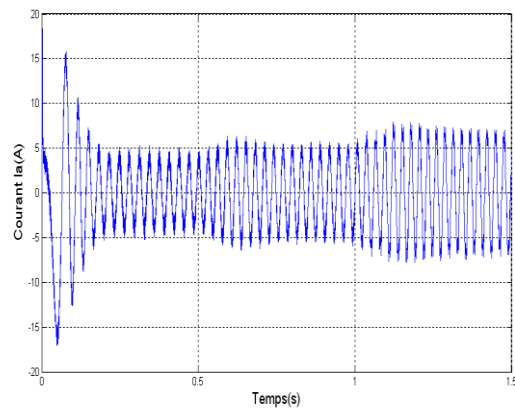
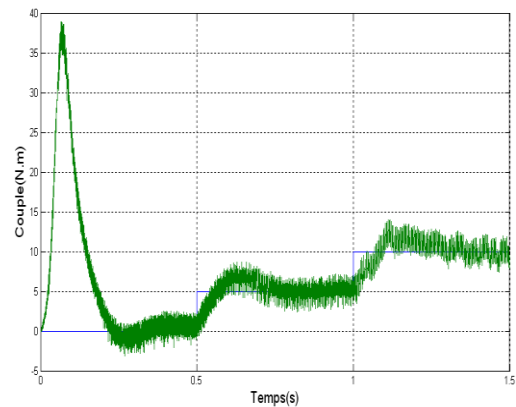
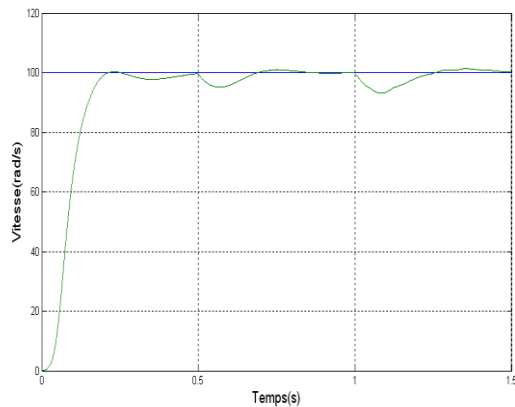


Figure (II-13) : Essai de l'inversion de sens de rotation

II-7-5 Test de robustesse pour variation de la résistance rotorique

La résistance rotorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant ($C_r = 5N.m$) ce qui peut causer une augmentation de la résistance rotorique de 50% par exemple. À l'instant $t=1.0s$, on applique un couple résistant ($C_r = 10N.m$) ce qui se traduit par une augmentation de la résistance de 100% par exemple. D'après les résultats présentés dans la figure (II-14), on remarque qu'au moment de variation de la résistance rotorique de 50 % et 100 % de la résistance nominale, on remarque que le découplage est affecté ce que montrent les composantes du flux rotorique. Donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.



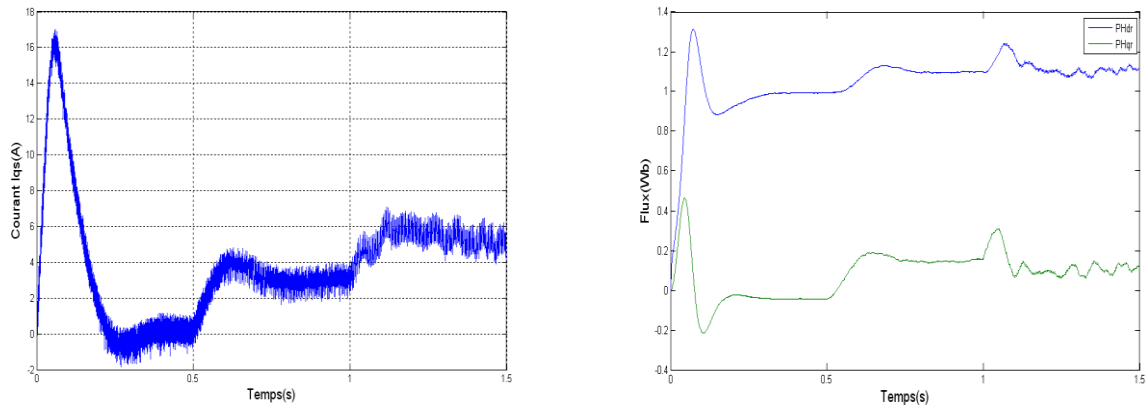


Figure (II-14) : Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

II-8 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone sont présentées. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats de simulation, nous conduisent à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse. Les résultats obtenus par la commande proposée montrent sa robustesse vis-à-vis des variations de la vitesse et de la charge.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température (résistance rotorique). Ceci est dû aux régulateurs classiques qui sont dimensionnés par les paramètres initiaux de la machine.

Chapitre III

III-1 Introduction

la commande vectorielle indirecte avec orientation du flux rotorique est largement utilisée dans le contrôle de la machine asynchrone. Elle présente de bonnes performances, mais exige des capteurs additionnels. Malheureusement, ces derniers sont chers et augmentent le prix et la complexité de la commande. Ils ne peuvent pas être montés dans un milieu hostile et réduisent la robustesse du système globale [11].

Avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance à remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux des courants et des tensions en information concernant d'autres variables du moteur telles que le flux et la vitesse.

Les méthodes d'observation utilisent les équations du modèle avec introduction des termes correcteurs pour réduire la sensibilité aux bruits de mesure et aux variations paramétriques.

Les méthodes d'estimation du flux, de la position du rotor et de la vitesse d'une machine asynchrone pour le contrôle sans capteur de vitesse ont été largement étudiées durant ces dernières années. Dans la littérature, on trouve plusieurs méthodes d'estimation de la vitesse de rotation. Parmi elles, on peut citer :

a- Méthodes à base d'estimateur

Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine.

a-1 La loi d'autopilotage.

La méthode d'estimation de la vitesse utilise la loi d'autopilotage des machines électriques et peut être facilement implantée. Elle repose dans le cas de la machine asynchrone sur la relation fondamentale entre les fréquences propres de la machine asynchrone. L'objectif de cette méthode est d'obtenir la vitesse électrique du rotor à partir des deux autres fréquences du moteur, qui peuvent être estimées. Ces estimations sont évaluées à partir des courants statoriques mesurés et des flux rotorique (courants magnétisants) estimés du moteur [13].

b- Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) est basé sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable [13].

c- Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Différentes structures d'observateurs d'état ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [13].

c-1 Observateur déterministe

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit où seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain [13].

c-2 Observateur stochastique (Filtre de Kalman)

Une des méthodes utilisées pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF) [13], Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique [13]. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

c-3 Observateur utilisant le contrôle par mode glissant

Le contrôle par mode glissant, qui est caractérisé par son ordre réduit, son rejet des perturbations, sa robustesse et sa simplicité d'implémentation, est reconnu comme étant l'une des éventuelles méthodes de contrôle des machines électriques. Le concept et les principes de base du contrôle par mode glissant des machines électriques sont démontrés dans [14]. Les observateurs à mode glissant ont aussi les mêmes caractéristiques que les contrôleurs à mode glissant.

III-2 Systèmes à structure variables

a- Définition 1

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

b- Définition 2

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Où f_i les fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes de classe C^k . Par conséquence, les systèmes à structures variables sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

III-2-1 Exemple

A titre d'exemple, prenons le cas d'un système du second ordre défini par l'équation suivante :

$$\ddot{x} = -x.u \quad (\text{III-2})$$

Où $x, u \in \mathbb{R}$, telle que x est l'état du système et u sa commande.

Le problème posé est le suivant : Comment ramener le système à l'origine $(x, \dot{x}) = (0, 0)$ à partir d'un état initial $(x, \dot{x}) = (x_0, \dot{x}_0)$.

La solution est la suivante :

Si on pose $u = \alpha^2$ (α est une constante), alors la solution de l'équation (III-2) a la forme :

$$\begin{cases} x = c_1 e^{j\alpha t} + c_2 e^{-j\alpha t} \\ \dot{x} = j\alpha c_1 e^{j\alpha t} - j\alpha c_2 e^{-j\alpha t} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Où c_1 et c_2 sont des constantes qui dépendent des conditions initiales du système.

A partir de l'expression (III-3) on tire la relation liant x et \dot{x} tel que:

$$\frac{\dot{x}}{\alpha^2} + x^2 = 4c_1c_2 > 0 \tag{III-4}$$

Cette solution représente l'équation d'une ellipse dans le plan de phase figure (III-1) suivant que α est supérieure, inférieure où égale à 1.

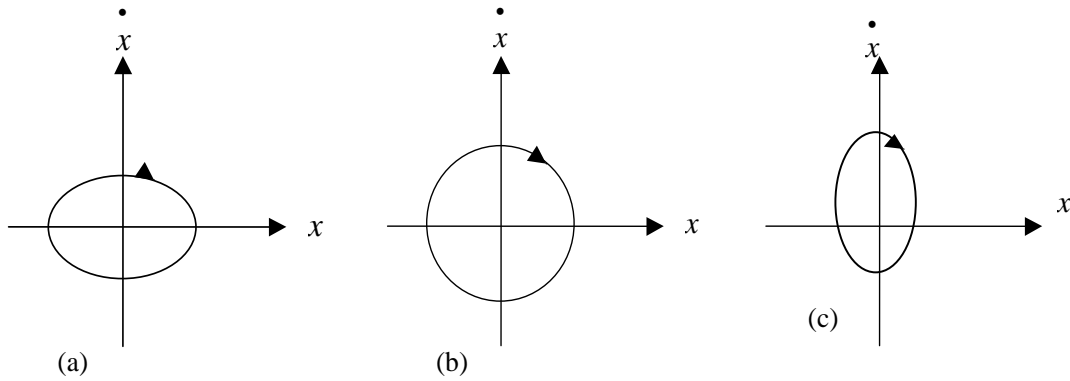


Figure (III-1): Représentation dans le plan d'état du comportement du système
a) $\alpha < 1$, b) $\alpha = 1$, c) $\alpha > 1$

Etant donné que la variation se fait selon la direction des aiguilles d'une montre figure (III-1), la loi de commutation de la commande est choisie suivant le signe de $x.\dot{x}$ de la manière suivante :

$$u = \begin{cases} \alpha^2 = \alpha_1^2 < 1 & \text{si } x.\dot{x} < 0 \\ \alpha^2 = \alpha_2^2 > 1 & \text{si } x.\dot{x} > 0 \end{cases} \tag{III-5}$$

Il en résulte un comportement convergent et stable vers l'origine figure (III-2).

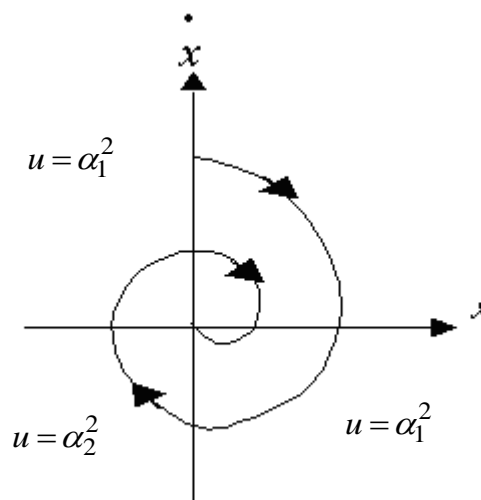


Figure (III-2) : Convergence et stabilisation par logique de commutation

III-3 Théorie des Modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global.

Comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n = 2$) :

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-6})$$

Les champs de vecteurs u^+ et u^- sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-7})$$

Où $s(x;t)$ est la fonction de commutation (surface).

La surface de commutation S_0 est définie comme suite :

$$S_0 = \{x(t) \ / \ S(x, t) = 0\} \quad (\text{III-8})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à « n » moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction f se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de f^+ et f^- qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation S_0 .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour f^+ (respectivement pour f^-) et de répulsion pour f^- (respectivement pour f^+).

▪ La troisième configuration figure (III-3) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé «mode de glissement»

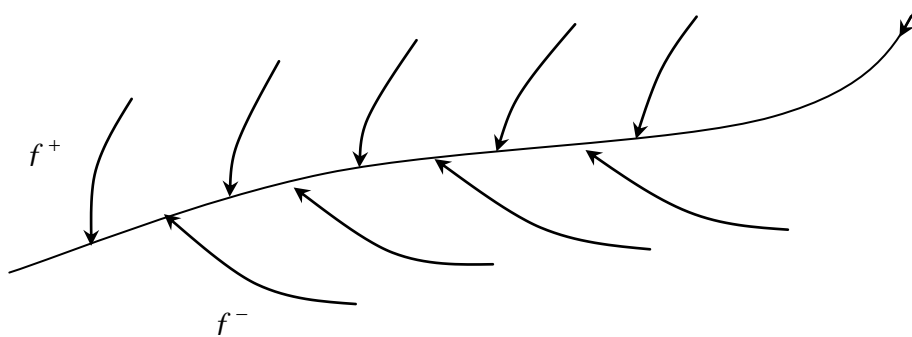


Figure (III-3): Trajectories of f^+ et de f^- pour le mode de glissement

III-3-1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes figure (III-4):

-Le mode de convergence (MC) : Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.

-Mode de glissement (MG) : C'est le mouvement (comportement) du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.

- Le mode de régime permanent (MRP) : Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.

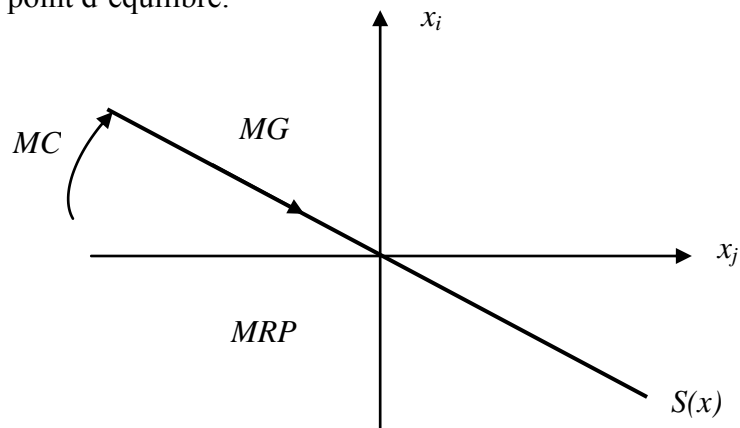


Figure (III-4) : Les modes de trajectoire dans le plan de phase

III-4 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- 1-Le choix de la surface de glissement.
- 2-L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- 3-La détermination de la loi de commande [15].

III-4-1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

Il faut choisir «*m*» surfaces de glissement pour un vecteur *y* de dimension «*m*». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état ». Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation. Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle présente une réponse transitoire lente et de conception très difficile.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [16]:

L'équation est donnée par:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III-10})$$

$e(t)$: L'écart de la variable a régler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$.

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

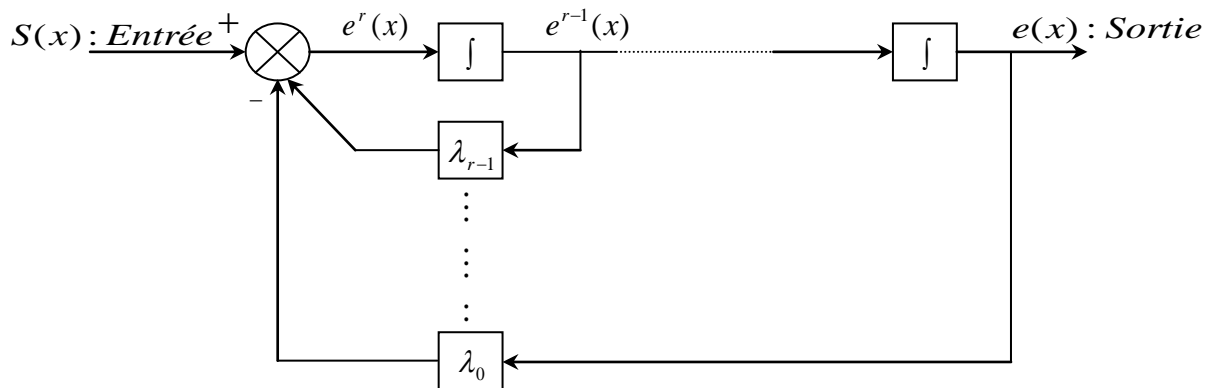


Figure (III-5) : Linéarisation exacte de l'écart.

III-4-2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

III-4-2-1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \tag{III-11}$$

III-4-2-2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction (i.e. $\dot{V}(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{III-12}$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \tag{III-13}$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux cotés figure (III-6). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

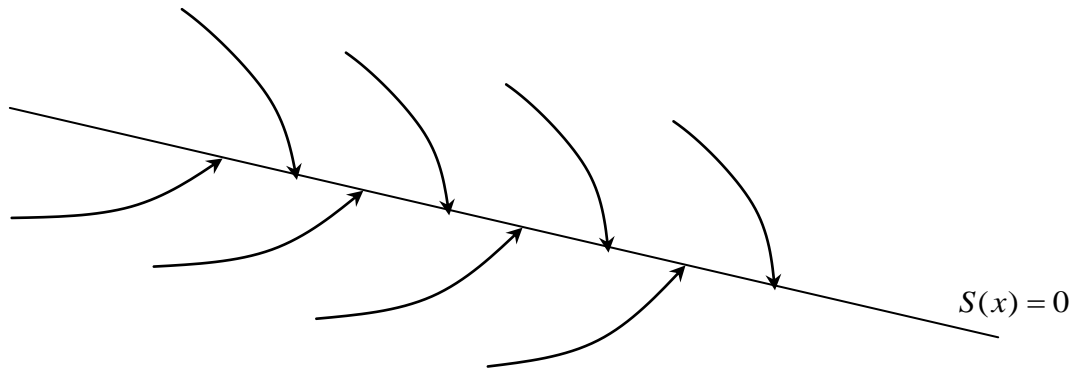


Figure (III-6) : Trajectoire d'état vis-à-vis de la surface de glissement.

III-4-3 Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre u_{\max} et u_{\min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement, figure (III-7). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement [17].

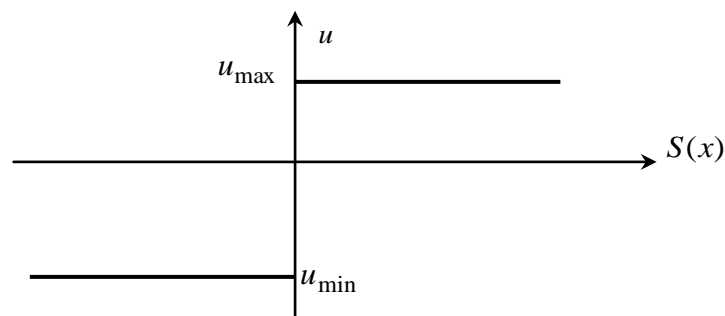


Figure (III-7) : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

III-4-3-1 Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures [18].

Nous posons donc :
$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N \tag{III-14}$$

$u_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par *filipov* et *utkin*. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$

$u_N(t)$ est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence, donc pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et il est donné par : $\dot{S}(x) = u_N$

La commande équivalente peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} .

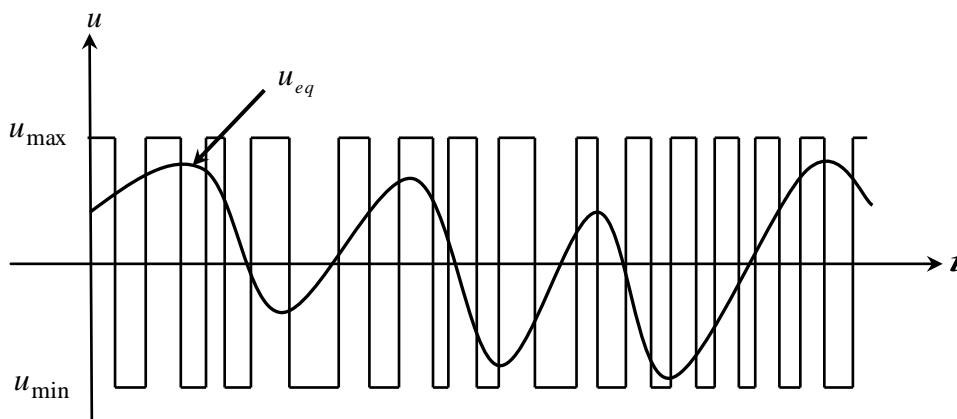


Figure (III-8) : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} .

III-4-3-2 Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III-14).

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{III-15})$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_N , soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III-16})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\}, \quad u_N = 0 \quad (\text{III-17})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (III-17) dans l'équation (III-14), donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III-18})$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (\text{III-19})$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais figure (III-9). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III-20})$$

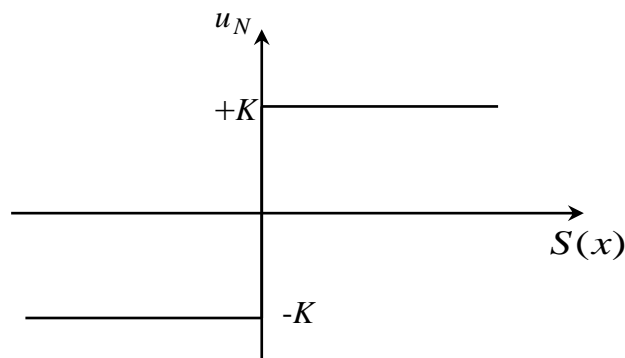


Figure (III-9) : Représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l'expression (III-20) dans (III-19), on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) K |S(x)| < 0 \quad (\text{III-21})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III-21). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

III-5 Observabilité et observateurs

L'observabilité d'un processus est un concept très important en automatique. En effet, pour reconstruire l'état et la sortie d'un système, il faut savoir à priori, si les variables d'état sont observables ou non. En générale, pour des raisons de réalisabilité technique, de coût, ... etc, la dimension du vecteur de sortie est inférieure à celle de l'état. En effet, le problème fondamental de l'analyse d'observabilité d'un système physique est de pouvoir dire si l'état du système peut être déterminé en fonction des entrées et des sorties.

Dans l'affirmative, la théorie de l'estimation fournit alors des outils pour reconstruire cet état. Cet outil qui estime ou observe l'état d'un système est appelé un observateur ou un estimateur.

La propriété d'observabilité d'un tel système correspond au fait que l'état $x(t)$ peut être déterminé sur tout intervalle $[t_0; t_1]$ à partir de la connaissance de $u(t)$ et $y(t)$ [18].

III-5-1 Présentation des observateurs

III-5-1-1 Description

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées. Le but d'un observateur est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et des sorties passées. Cette estimation doit être obtenue en temps réel. L'observateur permet donc de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe.

La comparaison de la sortie mesurée à son estimée permet de générer des signaux appelés "résidus" devant être capables de nous informer sur l'état de fonctionnement des capteurs et actionneurs ainsi que sur l'état du processus [18].

III-5-1-2 Principe d'un observateur

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure (III-10) représentent respectivement : un vecteur d'entrée $u(t)$ du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état $x(t)$ constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie $y(t)$ dont les composantes sont mesurables (courants, tensions dans le cas de la machine asynchrone sans capteur mécanique). Le dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Cette différence est multipliée par une matrice de gain K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain K tel que les valeurs propres soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement.

Le vecteur de sortie y est comparé au vecteur équivalent ou estimé \hat{y} donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une variable qui est l'erreur de l'observation $\varepsilon = y(t) - \hat{y}(t)$. Celle-ci est multipliée par la matrice K et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés \hat{x} par le retour d'état. Par un choix judicieux de la matrice des gains K , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro. Afin de connaître bien le principe d'un observateur, on suppose que le système étudié est décrit par les équations suivantes [18]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A.x(t) + B.u(t) \\ y(t) = C.x(t) \end{cases}$$

L'observateur est une copie du système originale plus un terme de gain. Donc, il est décrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A.\hat{x}(t) + B.u(t) + K\varepsilon \\ \hat{y}(t) = C.\hat{x}(t) \end{cases}$$

La structure générale d'un observateur d'état est illustrée par la figure suivante :

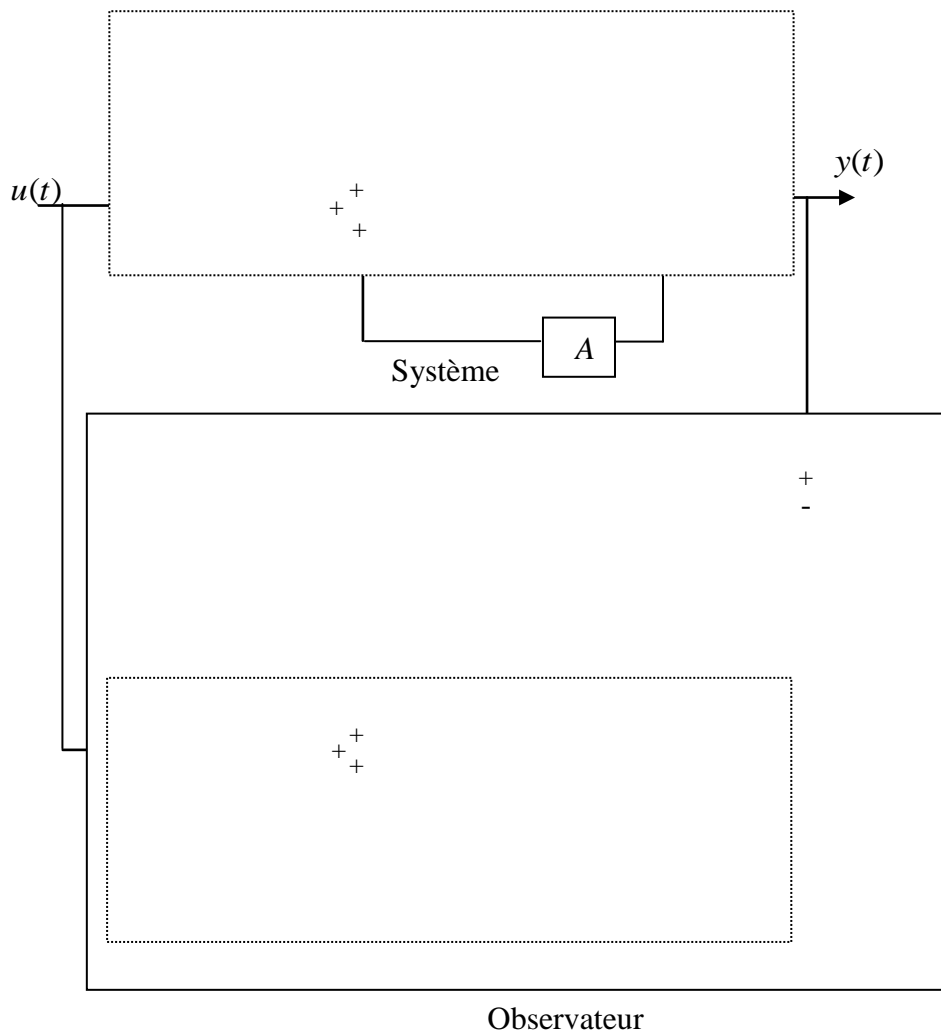


Figure (III-10): Principe de l'observateur

III-5-1-3 Classification des observateurs

Il existe deux familles d'observateurs, les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques :

Lorsque les bruits présents dans les mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état ne sont pas considérés, on est dans un environnement déterministe. Alors, tous les algorithmes qui génèrent une approximation \hat{x} de l'état x d'un système physique donné, sont décrits par la forme dynamique (dans le cas linéaire) et sera appelé observateur déterministe. Parmi ces observateurs, on cite l'observateur de *luenberger* et l'observateur à mode glissant.

Les observateurs de type déterministe ne considèrent pas les fluctuations aléatoires dans l'estimation des variables d'état d'un système physique. Dans le cas où le système est perturbé par

le bruit, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisant l'algorithme du filtre de Kalman. Ce dernier est un algorithme récursif de traitement des données, qui génère, à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruit, les estimées optimales des variables d'état d'un système dynamique [19].

III-5-1-4 Observateur à mode glissant

Dans notre travail, et pour résoudre le problème lié, surtout, à l'estimation du flux rotorique on a recours à des observateurs à mode glissant, caractérisés par leur robustesse excellente et leurs propriétés de performance pour les problèmes de non linéarité. Le domaine d'application du mode glissant s'élargit avec le développement des calculateurs électriques très rapides et des assises théoriques qui se concrétisent de jour en jour par un fusionnement d'articles et d'ouvrages. On peut citer quelques applications décrites dans la littérature; Les entraînements électriques pour les machines outils et les robots, qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, ainsi que le contrôle des systèmes électro-énergétiques, à l'aide des fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre n à converger vers une variété $S(x)$ de dimension $(n-p)$ dite surface de glissement (p étant la dimension du vecteur de mesure). L'attractivité de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n-p)$. Dans cet observateur, les dynamiques concernées sont celles des erreurs d'observation d'état $x - \hat{x}$. A partir de leurs conditions initiales, ces erreurs convergent vers les valeurs d'équilibre [19].

III-5-1-5 Etapes de dimensionnement de l'observateur

Les différentes étapes de synthèse d'un observateur à mode glissant sont connues et clairement identifiées par *slotine*, *Hedrick* et *Misawa* ces dernières sont rappelées ci-dessous. Considérons un système d'état non linéaire d'ordre n défini comme suit :

$$x(t) = f(x, u) \quad x \in \mathbb{R}^n \tag{III-22}$$

Ainsi qu'un vecteur de mesure d'ordre p associé au vecteur d'état du système :

$$y(t) = h(x) \quad y \in \mathbb{R}^p \tag{III-23}$$

L'observateur à mode glissant est défini par la structure suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = f(\hat{x}, u) + A \text{sign}(y - \hat{y}) \\ \hat{y}(t) = h(\hat{x}) \end{cases} \tag{III-24}$$

Pour toutes ces équations, les variables considérées sont :

$\hat{x} \in \mathbb{R}^n$ Représente l'estimée du vecteur d'état x ;

U est le vecteur de commande ;

$f(\hat{x}, u)$ est l'estimée de la fonction $f(x, u)$;

A est une matrice $n \times p$ contenant les gains correctifs de l'observateur ;

y et \hat{y} sont les sorties mesurées et estimées, de dimension $p \times 1$, respectivement :

et:

$$\text{sign}(y - \hat{y}) = [\text{sign}(y_1 - \hat{y}_1) \text{sign}(y_2 - \hat{y}_2) \dots \text{sign}(y_p - \hat{y}_p)]^t$$

La figure suivante présente le schéma fonctionnel de l'observateur à mode glissant

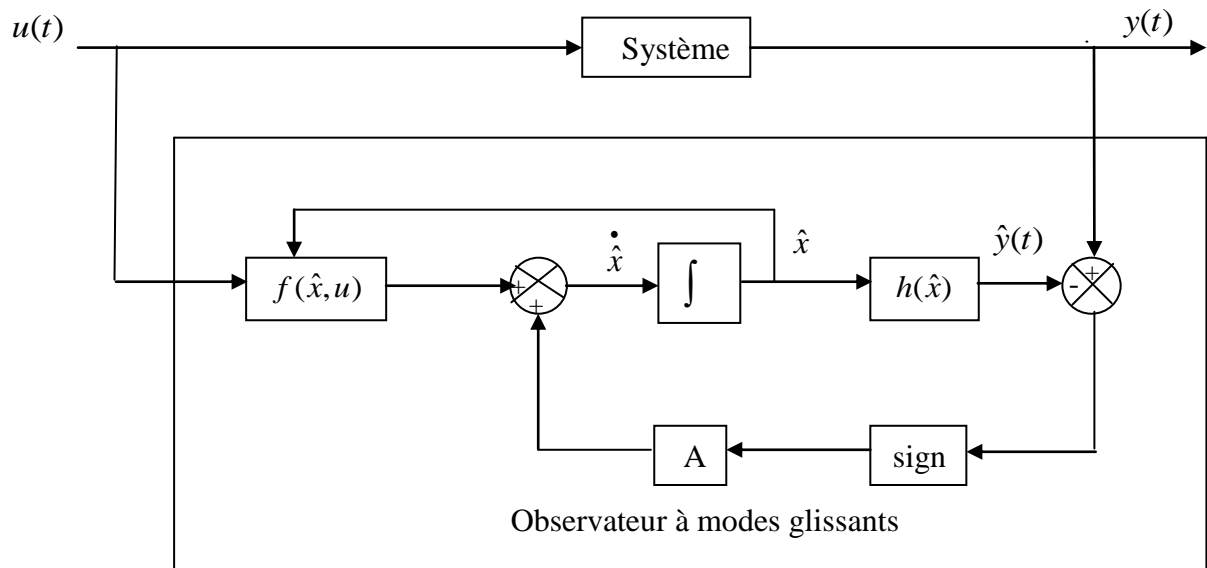


Figure (III-11): Schéma fonctionnel de l'observateur à modes glissants

L'observateur à mode glissant doit respecter deux conditions :

La première concerne l'atteinte et la garantie de l'attractivité de la surface de glissement

$S(x) = 0$ de dimension p . celle-ci est attractive si la fonction de Lyapunov est vérifiée :

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{pour } x \neq 0 \tag{III-25}$$

Durant le mode glissant, les termes correctifs agissent de sorte à satisfaire les conditions d'invariance suivantes :

$$S(x) = 0, \quad \dot{S}(x) = 0 \tag{III-26}$$

Durant ce mode, les dynamiques du système sont réduites. Le système d'ordre n devient un système équivalent d'ordre $(n-p)$. Ces critères permettent la synthèse de l'observateur à mode glissant et déterminent son fonctionnement.

III-6 Application à la machine asynchrone

Dans ce qui suit , on étudie un observateur à mode glissant pour l'estimation du flux rotorique et de la vitesse de rotation de la machine asynchrone. Le flux est observé à travers un observateur de courant. Lorsque la convergence du flux est obtenue, la vitesse peut être déterminée à travers un contrôle équivalent[11]. En premier lieu, on donne le modèle de la machine asynchrone exprimée dans un référentiel stationnaire (α , β). On introduit, ensuite, la structure de l'observateur de courant à mode glissant, puis, en se basant sur la convergence de cet observateur, le flux et la vitesse seront déterminés. Finalement la validité du choix de l'observateur sera vérifiée par simulation.

III-6-1 Modèle de la machine asynchrone dans le repère (α , β)

Nous adoptons, pour notre étude, la description de la machine dans la repère stationnaire (α , β). Les équations électriques décrivant le modèle de la machine sont données par [20], [11]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{\alpha s}}{dt} = -\gamma i_{\alpha s} + \frac{K}{T_r} \phi_{\alpha r} + K\omega\phi_{\beta r} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\alpha s} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} = -\gamma i_{\beta s} + \frac{K}{T_r} \phi_{\beta r} - K\omega\phi_{\alpha r} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} \\ \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - \omega\phi_{\beta r} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} + \omega\phi_{\alpha r} \end{array} \right. \quad (\text{III-27})$$

$$\text{Avec : } \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_r^2 L_s} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad K = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s}$$

L'équation mécanique associée est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (i_{\beta s} \phi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \phi_{\beta r}) - T_r - f_r \Omega$$

III-6-2 Conception de l'observateur de courant

Les quatre premières équations peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & -\omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} - \gamma \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-28})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-29})$$

Sur la base des équations précédentes, les observateurs de courant et de flux peuvent être décrits par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{\beta s}}{dt} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} - \gamma \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-30})$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\phi}_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\hat{T}_r} & -\hat{\omega} \\ \hat{\omega} & -\frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix} - \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-31})$$

Avec :

$\hat{\phi}_{\alpha r}$ et $\hat{\phi}_{\beta r}$ les composantes du flux rotorique observées

$\hat{i}_{\alpha s}$ et $\hat{i}_{\beta s}$ les courants statoriques observés et utilisés pour générer le mode de glissement.

$\hat{\omega}_r$ et \hat{T}_r la vitesse électrique observée du rotor et la constante de temps rotorique observée

Les fonctions de glissement générées sont définies comme suite :

$$\begin{cases} \psi_{\alpha r} = -\lambda_1 \text{sign}(s_1) \\ \psi_{\beta r} = -\lambda_2 \text{sign}(s_2) \end{cases} \quad (\text{III-32})$$

Où $s_1 = \hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s}$ et $s_2 = \hat{i}_{\beta s} - i_{\beta s}$ soit $s = [s_1 \ s_2]$

s_1 et s_2 sont les surfaces de glissement, λ_1 et λ_2 sont des gains qui représentent les amplitudes des grandeurs de commande et qui sont déterminés à partir de la condition d'existence du mode de glissement $s \dot{s} < 0$. Ils sont définis comme suit

$$\begin{cases} \lambda_1 > \left| \frac{\gamma}{K} s_1 + \frac{\phi_{\alpha r}}{T_r} + \omega \phi_{\beta r} \right| \\ \lambda_2 > \left| \frac{\gamma}{K} s_2 + \frac{\phi_{\beta r}}{T_r} - \omega \phi_{\alpha r} \right| \end{cases} \quad (\text{III-33})$$

En choisissant λ_1 et λ_2 assez grand, le mode de glissement se produit et ($s=0$). En résolvant $\dot{s} = 0$ pour le terme discontinu, on obtient le contrôle équivalent continu. Cependant, ce contrôle dépend des paramètres de la machine et est difficile à réaliser. Par conséquent, il est raisonnable de supposer que le contrôle équivalent est proche de la composante lente du contrôle réel. Cette composante lente peut être tirée en filtrant la composante à haute fréquence par un filtre passe-bas de structure :

$$\psi_{\alpha\beta r}^{eq} = \frac{1}{\mu s + 1} \phi_{\alpha\beta r} \quad (\text{III-34})$$

Où s est l'opérateur de Laplace, μ est la constante de temps du filtre qui doit être suffisamment petite pour conserver la composante lente non déformée. Elle doit être grande également pour éliminer la composante à haute fréquence. La sortie du filtre doit être égale au contrôle équivalent.

III-6-3 Estimation du flux

A partir du concept du contrôle équivalent, supposons que les courants observés $\hat{i}_{\alpha s}$ et $\hat{i}_{\beta s}$ soient égaux aux courants réels $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ en régime permanent. En utilisant les équations (III-28) et (III-30) [21], on obtient :

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{1}{T_r} & +\omega \\ -\omega & +\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-35})$$

En utilisant les équations (III-31) et (III-35), on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\phi}_{\alpha r}}{dt} \\ \frac{d\hat{\phi}_{\beta r}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} + \frac{M}{T_r} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-36})$$

La résolution de l'équation (III-36) donne les flux observés $\hat{\phi}_{\alpha r}$ et $\hat{\phi}_{\beta r}$

III-6-4 Estimation de la vitesse de rotation

L'équation (III-35) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} & \hat{\phi}_{\beta r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} & -\hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix}$$

Cette dernière peut se mettre sous la façon suivante

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} = \frac{1}{\hat{\phi}_{\alpha r}^2 + \hat{\phi}_{\beta r}^2} \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{\alpha r} & \hat{\phi}_{\beta r} \\ \hat{\phi}_{\beta r} & -\hat{\phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} \quad (III-37)$$

On en déduit finalement :

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\hat{\phi}_{\alpha r}^2 + \hat{\phi}_{\beta r}^2} \left[\hat{\phi}_{\beta r} \psi_{\alpha r}^{eq} - \hat{\phi}_{\alpha r} \psi_{\beta r}^{eq} \right] \quad (III-38)$$

III-6-5 Simulation et interprétation des résultats

Dans le système de régulation en boucle fermée de figure (III-12), la vitesse estimée est considérée comme grandeur de retour. Il est supposé que le régulateur de vitesse PI donne de bonnes performances dynamiques au système global. La machine asynchrone est alimentée par un onduleur à MLI à hystérésis. Le modèle dynamique de la machine est utilisé pour calculer les valeurs réelles des courants, des flux et de la vitesse. Le modèle de l'observateur est utilisé pour calculer les valeurs observées des courants, des flux et de la vitesse. La validité de l'observateur est vérifiée par simulation.

Afin de tester les performances et la robustesse de l'observateur à mode glissant associé au régulateur PI, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées

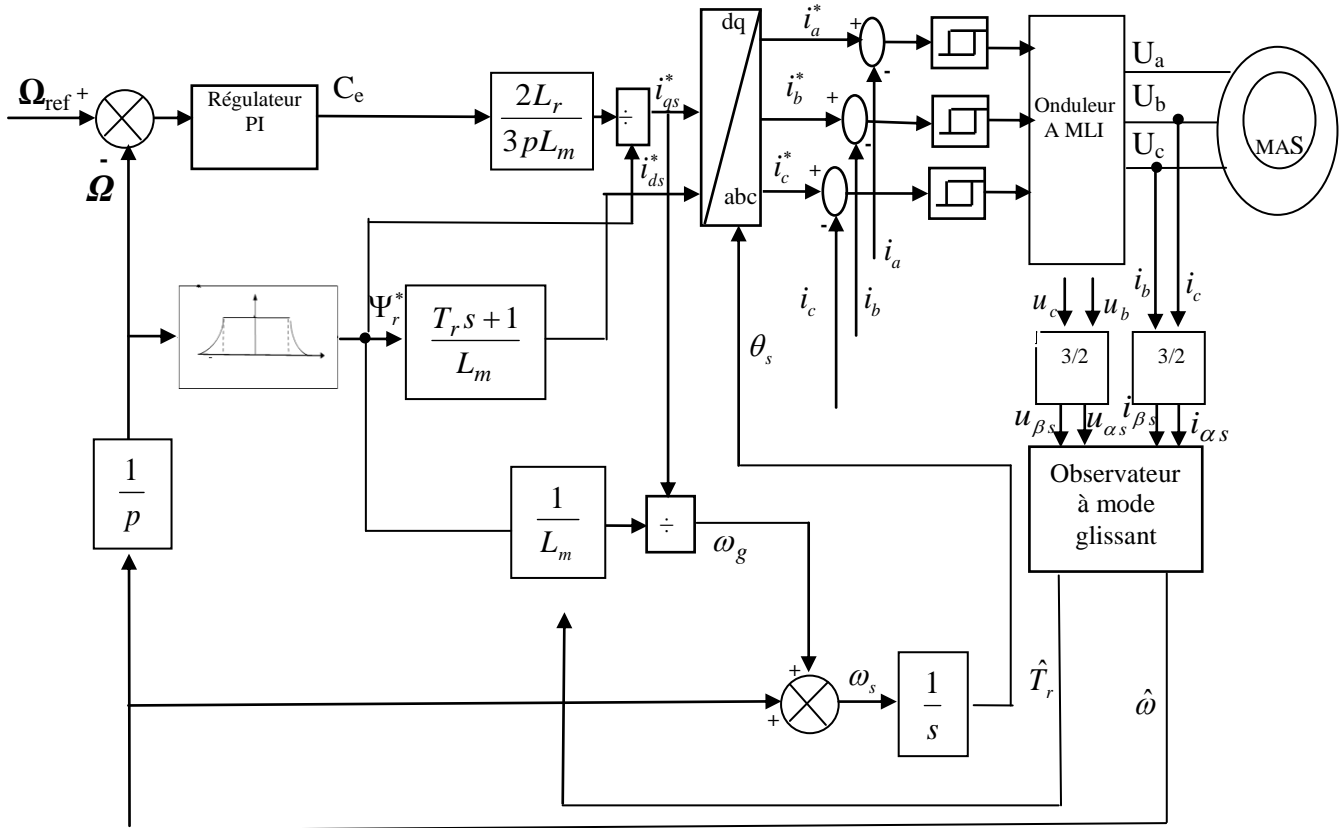


Figure (III-12): Schéma fonctionnel du contrôle vectoriel indirect de la vitesse en utilisant un observateur à mode glissant.

Afin de tester les performances et la robustesse de l'observateur à mode glissant associé au régulateur PI, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées :

III-6-5-1 Essai à vide

La figure (III-13) représente les résultats de simulation de l'essai à vide, cette figure montre que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est de même pour le flux et la vitesse. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du flux sont de 13% et 9% en régime transitoire, de 2% et de 9% en régime permanent. On conclut que les performances de l'observateur étudié sont assez bonnes.

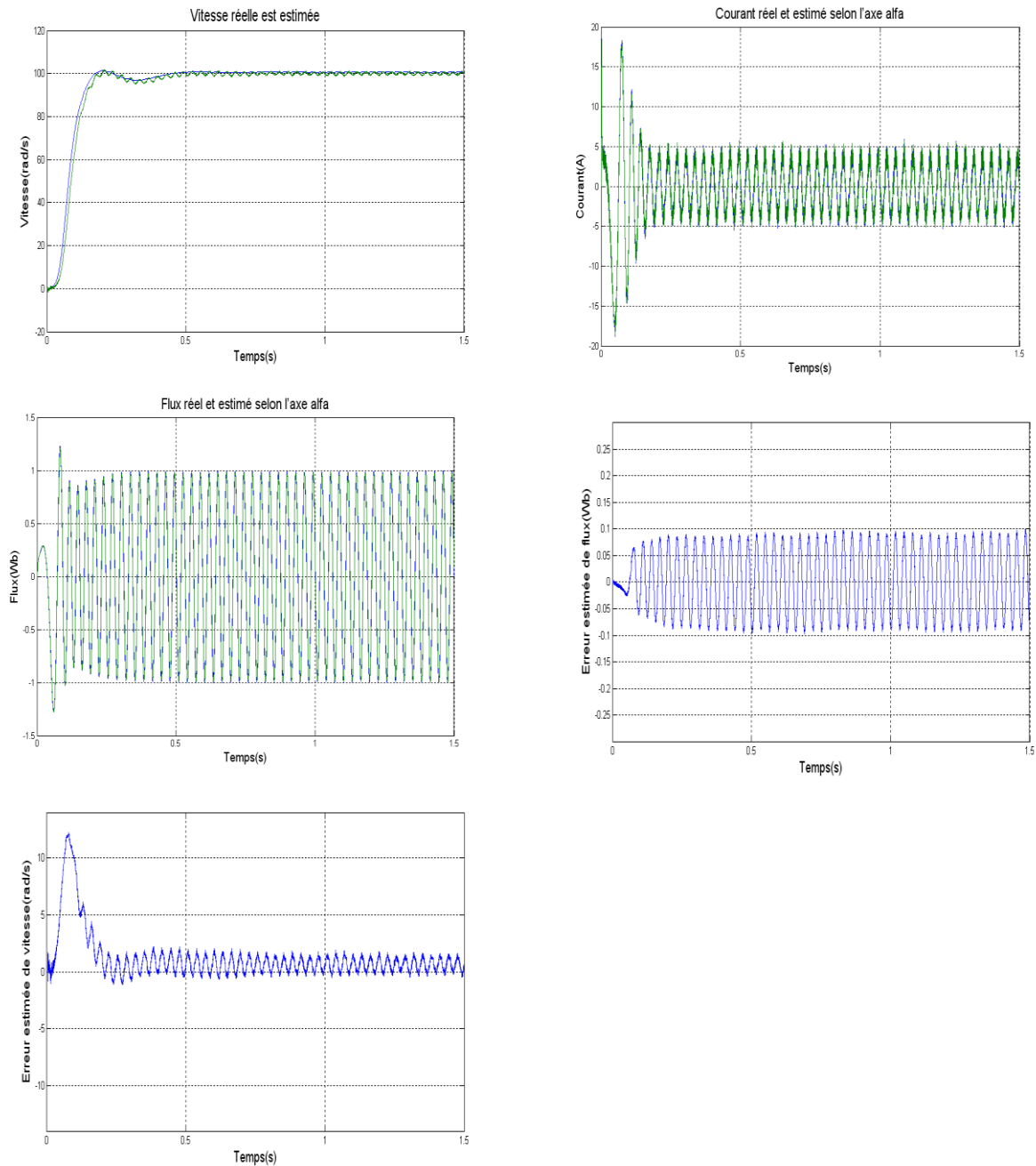


Figure (III-13): Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide

III-6-5-2 Essai du changement de la référence de vitesse

La figure (III-14) présente les résultats de simulation lors de la variation de la référence de vitesse de (100rad/s) à (140rad/s) et puis de (140rad/s) à (50rad/s). On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse réelle et estimée suivent rapidement leur nouvelle référence, On remarque aussi une diminution en module de la composante directe du flux quand la vitesse est supérieure à la vitesse nominale (mode défluxé). La composante en quadrature du flux présente une petite variation en module.

Les courbes des courants présentent des pics aux moments de la variation de la vitesse. La fréquence des courants et des flux estimés et réels dépendent de la vitesse, aussi, une faible fréquence correspond à une faible vitesse, comme il est clair sur la figure (III-14).

On remarque, que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est même des flux et de la vitesse. De plus, les composantes estimées du courant statorique et flux rotorique suivent bien leurs valeurs réelles. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du flux sont, respectivement de 2% et 3% en régime permanent. Ceci confère à l'observateur de bonnes performances.

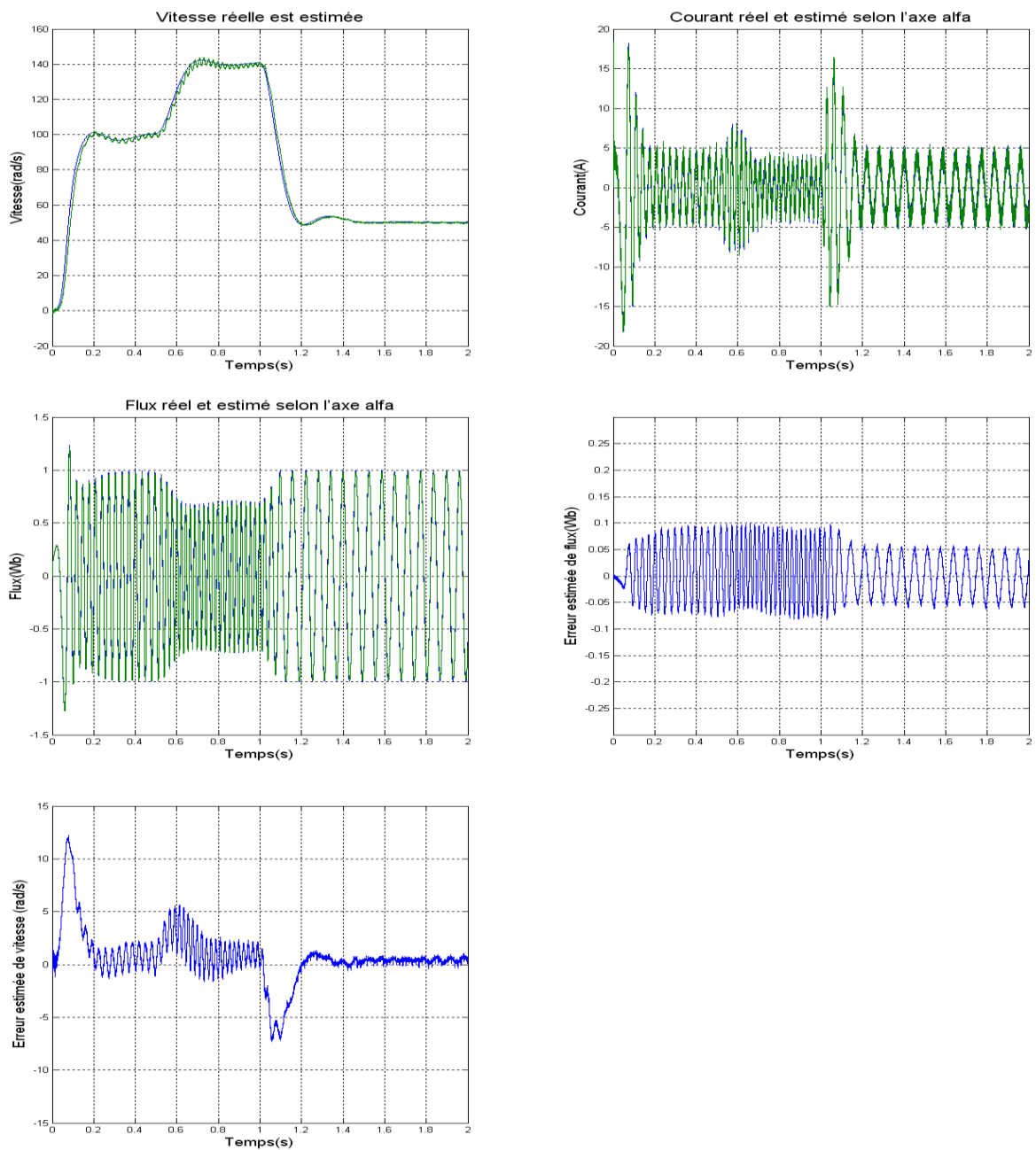


Figure (III-14) : Variation de la vitesse

III-6-5-3 Essai de variation de la charge

Les résultats de simulation de la figure (III-15) montrent que la vitesse atteint rapidement sa référence sans aucun dépassement. On remarque, que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est même des flux et de la vitesse. De plus, les composantes estimées du courant statorique et flux rotorique suivent bien leurs valeurs réelles. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du flux sont, respectivement de 2% et 3% en régime permanent.

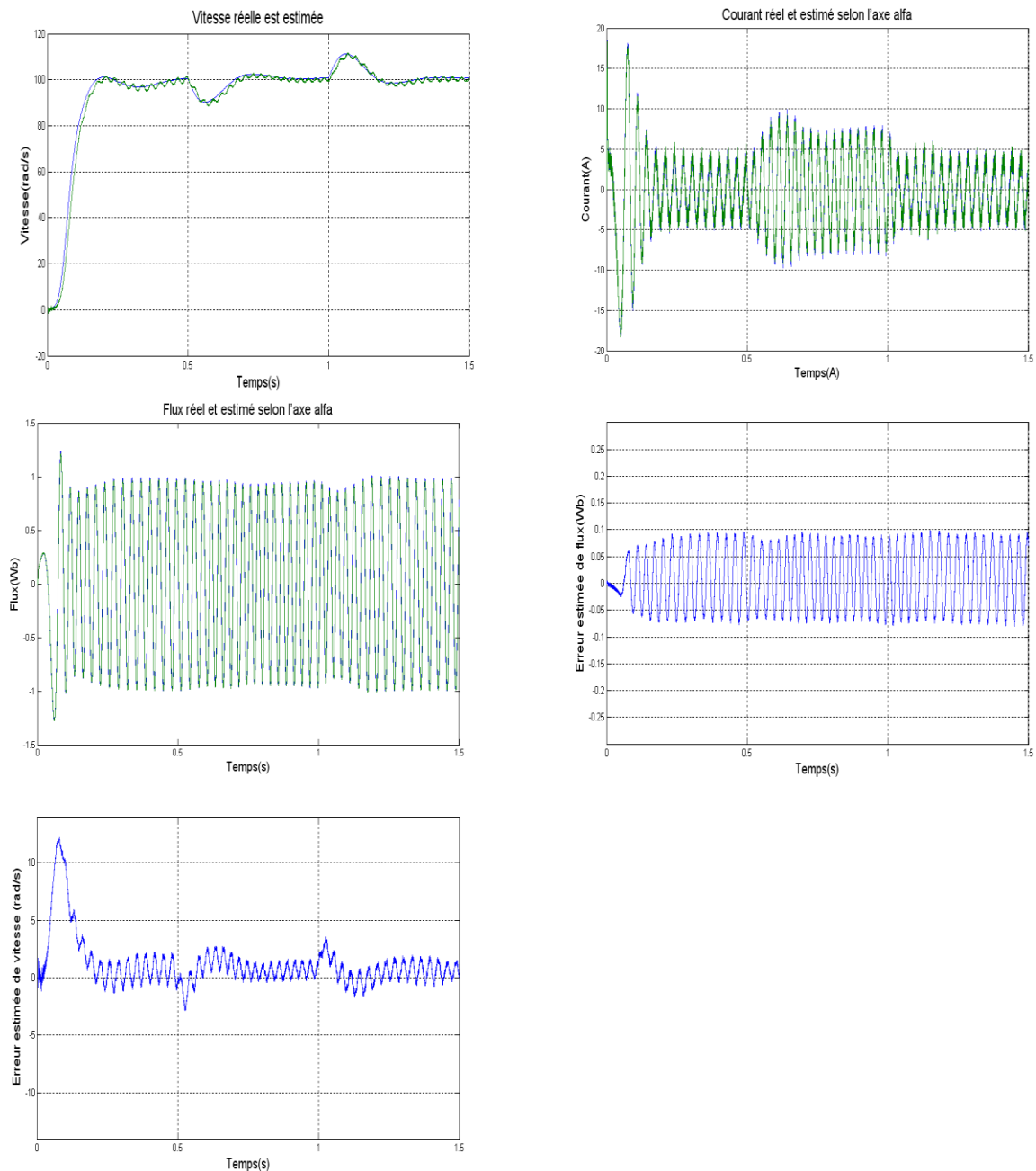


Figure (III-15): Essai de la variation de la charge

III-6-5-4 Essai de l'inversion du sens de rotation

La figure (III-16) illustre les courbes pour une inversion de la vitesse de rotation, on remarque que la vitesse estimée suit la vitesse réelle, le flux estimé suit le flux réel de même pour le courant estimé et réel. L'allure des courants statoriques estimés et réels présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur du régime permanent. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du flux en régime transitoire sont respectivement de 12% et 7%, en régime permanent, ils sont de 2% et 7%. On peut dire que les performances de l'observateur sont acceptables.

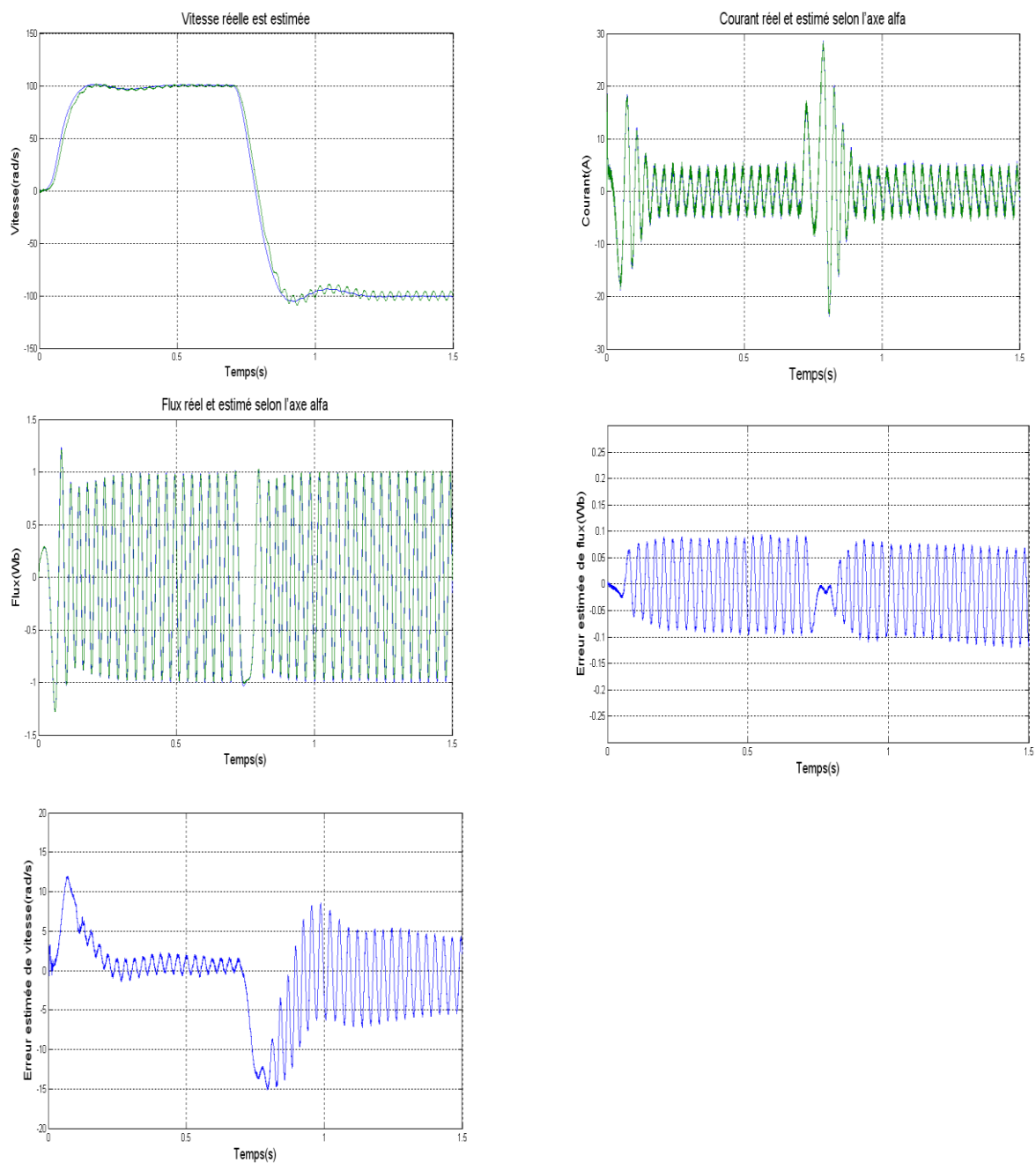


Figure (III-16) : Essai de l'inversion de la vitesse de rotation

III-7 conception de l'observateur à mode glissant par une seconde méthode

La machine est définie par son modèle dynamique régi par le système d'équations (III-27). Les quatre premières équations peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{i} = KD\phi_r - \gamma I + \frac{1}{\sigma L_s} V_s \\ \dot{\phi}_r = -D\phi_r + \frac{L_m}{T_r} I \end{cases} \quad (\text{III-39})$$

$$\text{Où } I = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T \quad \dot{i} = \left[\frac{di_{\alpha s}}{dt} \ \frac{di_{\beta s}}{dt} \right]^T \quad V = [V_{\alpha s} \ V_{\beta s}]^T \quad \phi_r = [\phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r}]^T$$

$$\dot{\phi}_r = \left[\frac{d\phi_{\alpha r}}{dt} \ \frac{d\phi_{\beta r}}{dt} \right]^T \quad D = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Notons que le terme $D\phi_r$ dans (III-39) est commun dans les deux équations des courants et des flux. La structure de l'observateur de courant peut donc être donnée par l'expression suivant [15]:

$$\dot{\hat{I}} = K\psi - \gamma \hat{I} + \frac{1}{\sigma L_s} V_s \quad (\text{III-40})$$

$$\text{Où : } \hat{I} = [\hat{i}_{\alpha s} \ \hat{i}_{\beta s}]^T \quad \dot{\hat{I}} = \left[\frac{d\hat{i}_{\alpha s}}{dt} \ \frac{d\hat{i}_{\beta s}}{dt} \right]^T \quad \psi = [\psi_{\alpha r} \ \psi_{\beta r}]^T$$

Comme on l'a mentionné précédemment, $\hat{i}_{\alpha s}$ et $\hat{i}_{\beta s}$ sont les courants observés exprimés dans le repère (α, β) . Ils sont utilisés pour générer les fonctions de glissement $\psi_{\alpha r}$ et $\psi_{\beta r}$ définies par l'équation (III-32). λ_1 et λ_2 sont des gains définis par l'équation (III-33). En choisissant ces gains assez grands, le mode de glissement se produit et ($s=0$) [22].

Ecrivons les équations des courants dans (III-39) et (III-40) comme suit :

$$\begin{cases} \dot{i} = KD\phi_r - \gamma I + \frac{1}{\sigma L_s} V_s = f_1 \\ \dot{\hat{I}} = K\psi - \gamma \hat{I} + \frac{1}{\sigma L_s} V_s = f_2 \\ I(k+1) = I(k) + hf_1 \\ \hat{I}(k+1) = \hat{I}(k) + hf_2 \end{cases} \quad (\text{III-41})$$

Donc :

$$\begin{cases} e(k+1) = \hat{I}(k+1) - I(k+1) = (\hat{I}(k) - I(k)) + h.(f_2 - f_1) \\ e(k+1) = e(k) + h.f \end{cases}$$

Tel que :

$$f = f_2 - f_1$$

Donc f peut être obtenu par la relation : $f = \frac{e(k+1) - e(k)}{h}$

D'un côté f peut être obtenu par la relation suivante :

$$f = f_2 - f_1 = (K\psi - \gamma\hat{I} + \frac{1}{\sigma L_s} V_s) - (KD\phi_r - \gamma I + \frac{1}{\sigma L_s} V_s)$$

On obtint : $D\phi_r = \psi - \frac{\gamma}{K} e(k) - \frac{f}{K}$ (III-42)

Avec : $e(k) = \hat{I}(k) - I(k)$ $\hat{I} = [\hat{i}_{\alpha s} \ \hat{i}_{\beta s}]^T$ $I = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$

De cette dernière équation (III-42), $D\phi_r$ peut être déterminé. Le flux, la vitesse et la constante de temps rotorique s'en déduisent.

III-7-1 Estimation du flux rotorique

Réécrivons l'équation (III-42) comme suit :

$$D\phi_r = \psi - \frac{\gamma}{K} e - \frac{f}{K} = c$$
 (III-43)

Où $c = [c_1 \ c_2]^T$

si l'on remplace l'équation (III-43) dans l'équation du flux du système (III-39), les composantes du flux selon l'axe (α , β) seront déterminées par [22]:

$$\phi_r = \int \left(-c + \frac{L_m}{T_r} I \right) dt$$
 (III-44)

III-7-2 Estimation de la vitesse de rotation

Une fois les composantes du flux rotorique sont estimées, la vitesse peut être déterminée.

Réécrivons l'équation (III-43) de la forme suivante :

$$D\phi_r = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega \\ -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix}$$

Cette équation peut encore être écrite sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} & \phi_{\beta r} \\ \phi_{\beta r} & -\phi_{\alpha r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix}$$

Et finalement.

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} \\ \hat{\omega} \end{bmatrix} = \frac{1}{\phi_{\alpha r}^2 + \phi_{\beta r}^2} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} & \phi_{\beta r} \\ \phi_{\beta r} & -\phi_{\alpha r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \quad \text{(III-45)}$$

D'où l'on obtient :

$$\hat{\omega} = \frac{1}{\phi_{\alpha r}^2 + \phi_{\beta r}^2} [c_1\phi_{\beta r} - c_2\phi_{\alpha r}] \quad \text{(III-46)}$$

III-7-3 Simulation et interprétation des résultats

Le système à simuler est celui de la figure (III-12). Pour caractériser les performances de l'observateur étudié par cette deuxième méthode, on utilise les mêmes essais précédents.

Les performances de l'observateur sont vérifiées par les résultats de simulation présentés dans les figures (III-17), (III-18), (III-19) et (III-20).

Dans toutes ces figures, on remarque que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est de même pour le flux et la vitesse. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du flux sont de 4% et 2.5% en régime transitoire, de 1% et de 2% en régime permanent. Relativement au premier observateur, on remarque que les erreurs d'estimation sont faibles pour ce deuxième observateur. Ceci montre les performances dynamiques satisfaisantes et la précision de cet observateur.

III-7-3-1 Essai à vide

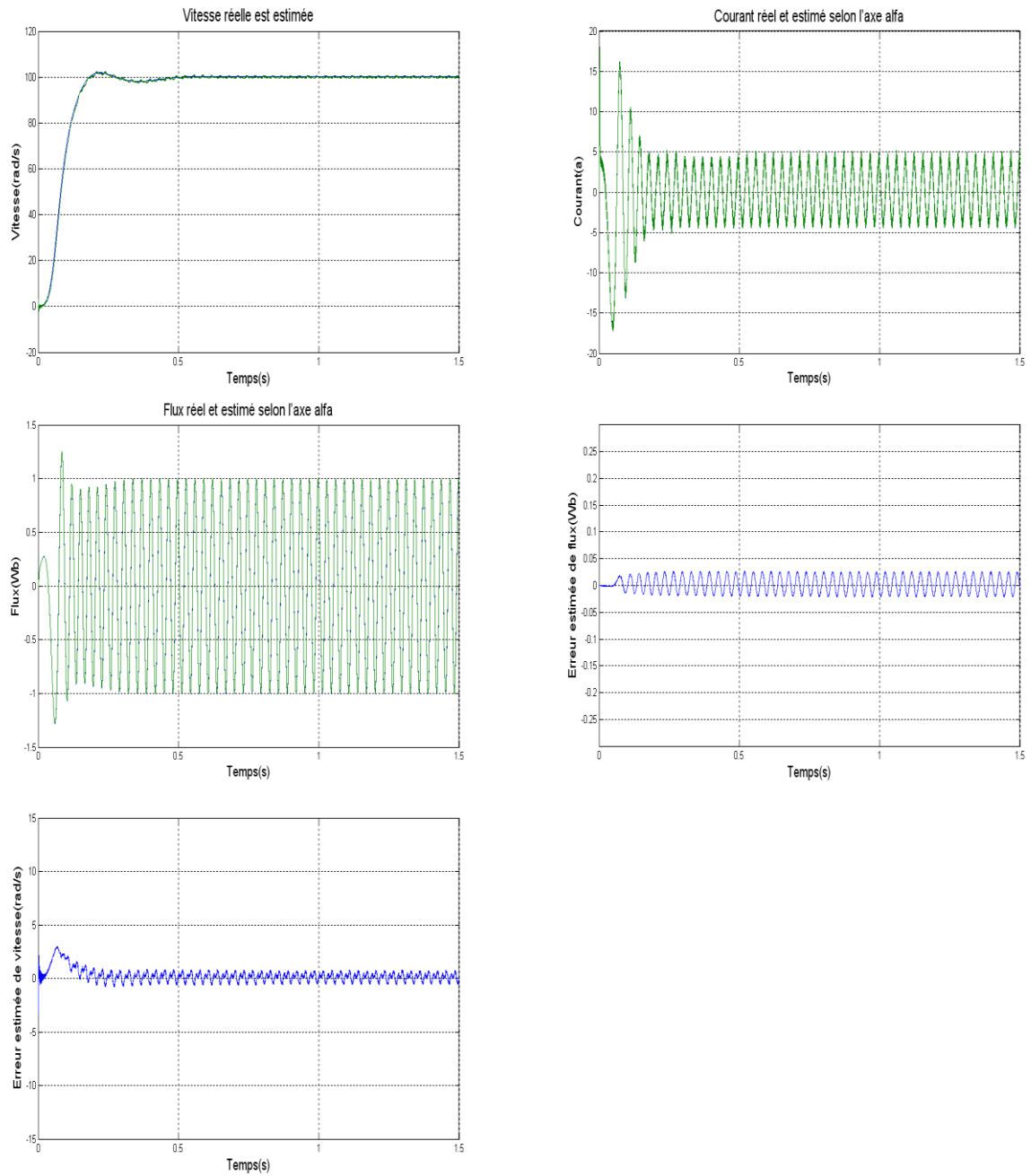


Figure (III-17): Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide

III-7-3-2 Essai du changement de la référence de vitesse

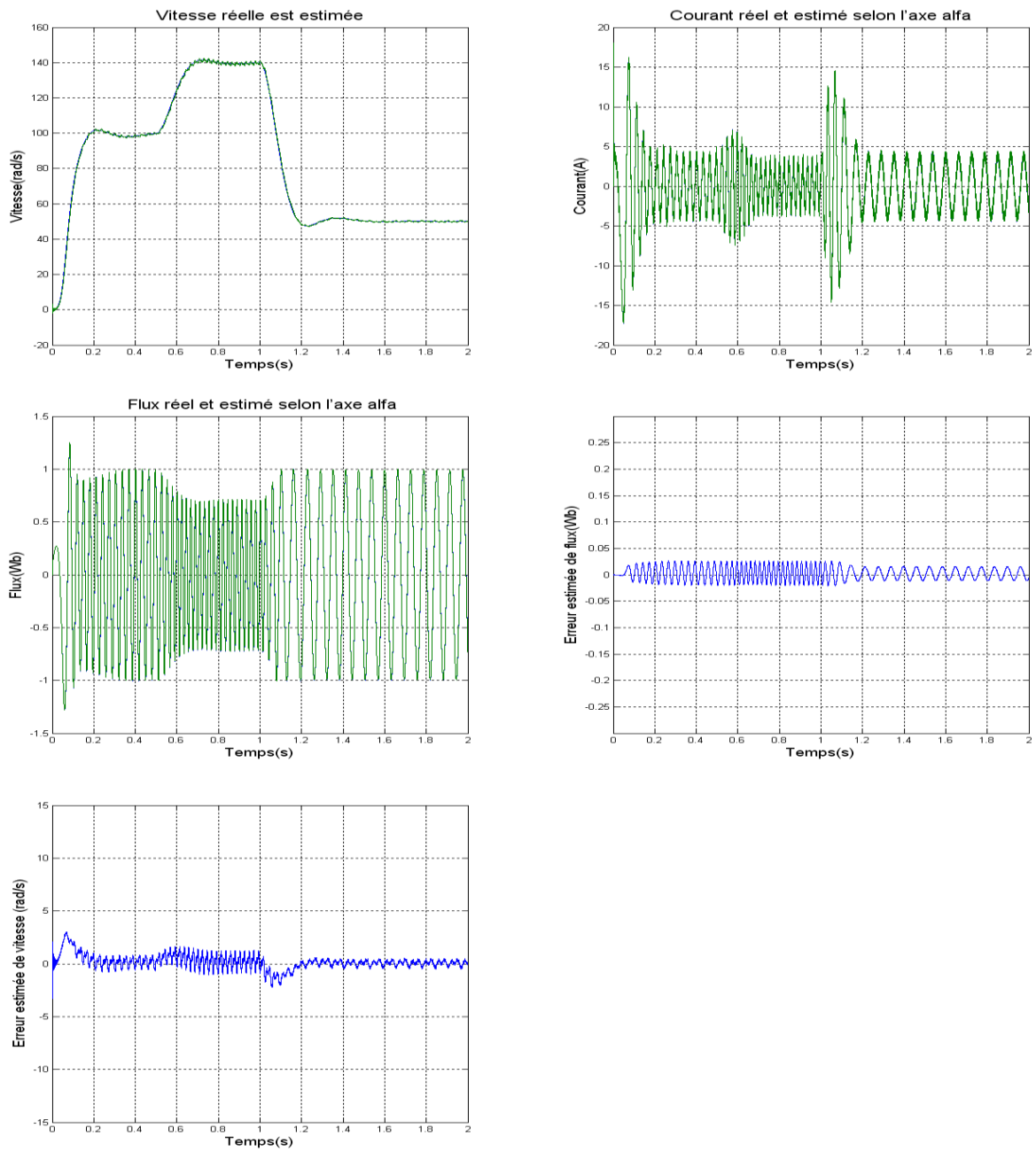


Figure (III-18) : Essai du changement de la référence de vitesse

III-7-3-3 Essai de la variation de la charge

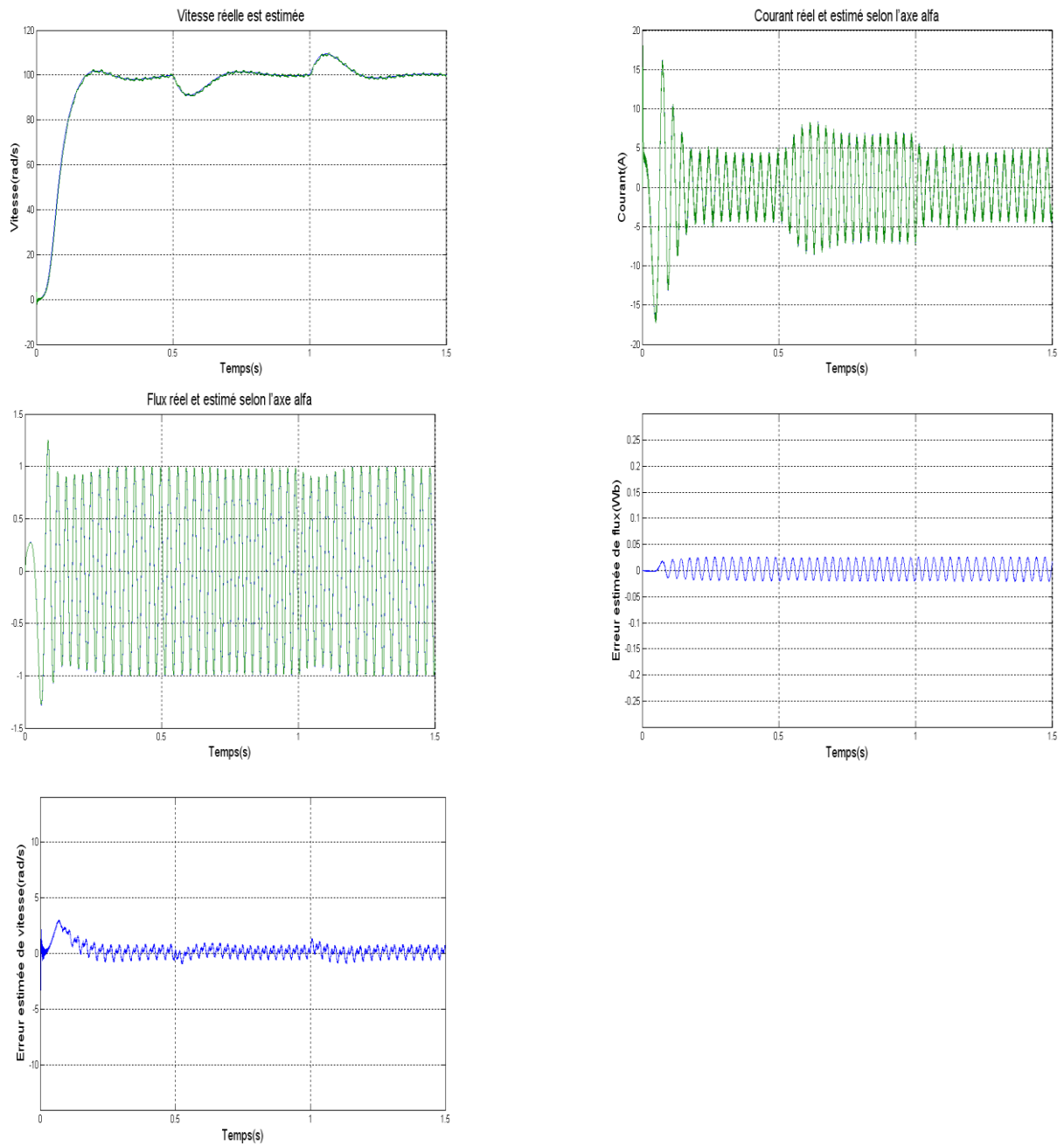


Figure (III-19): Essai de la variation de la charge

III-7-3-4 Essai de l'inversion du sens de rotation

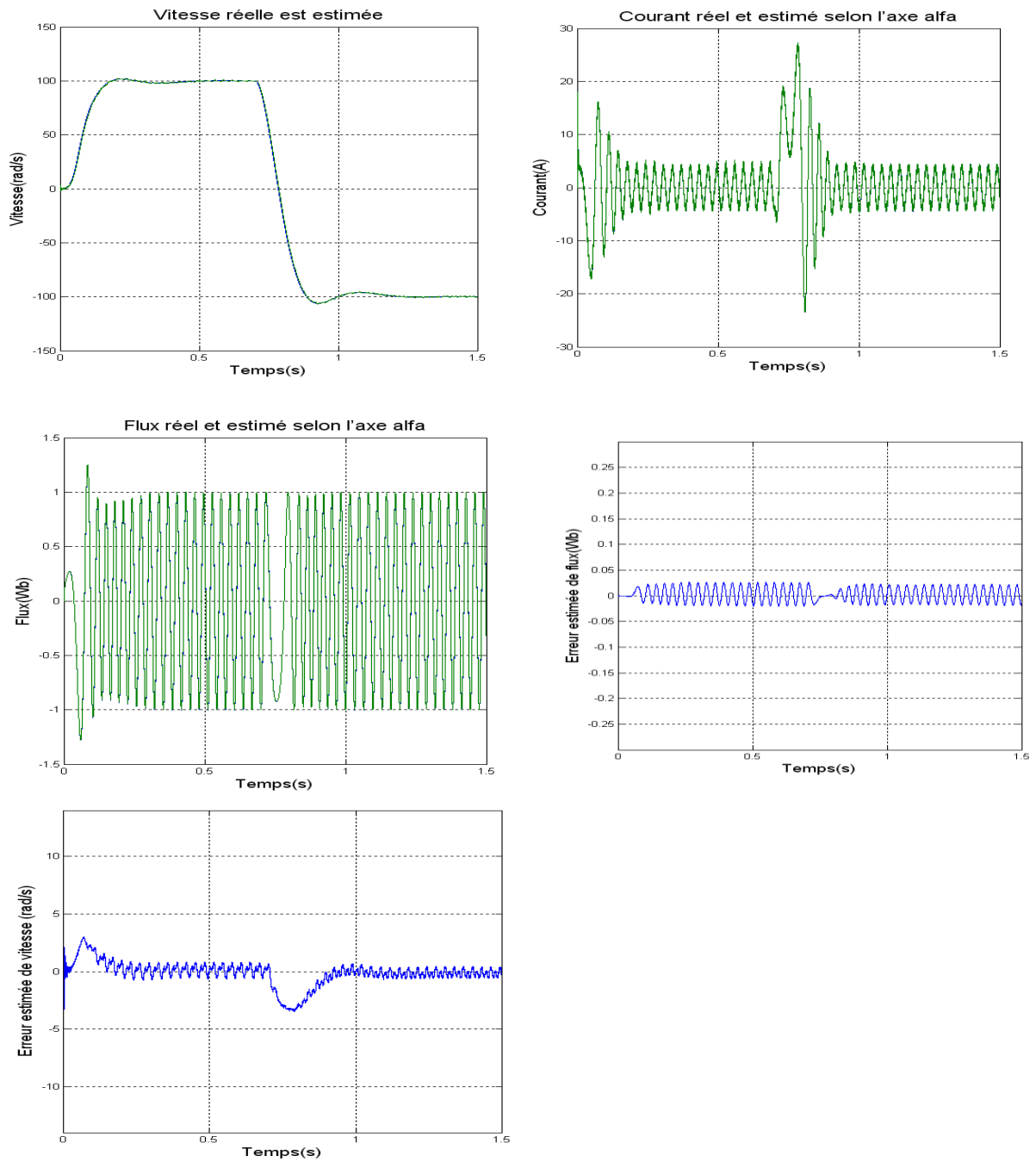


Figure (II1-20) : Essai de l'inversion du sens de rotations

III-8 Conclusion

Dans ce chapitre, la théorie des modes glissants a été brièvement présentée, avec quelques notions sur les observateurs. La commande sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement etc. Pour aboutir à l'estimation de la vitesse nous avons utilisé deux types d'observateurs basés sur la technique des modes glissants. Ces techniques sont exploitées dans la commande vectorielle indirecte afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine asynchrone triphasée, associée à un régulateur classique de type (PI).

D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que les techniques d'estimation étudiées sont valables pour les conditions nominales, allant même à satisfaire les fonctionnements en variation de la vitesse et même quand la machine est chargée. D'autre part l'estimateur utilisé possède une bonne robustesse vis-à-vis de la variation de la charge, permettant ainsi d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit.

Chapitre IV

IV-1 Introduction

Au cours de ces dernières décennies, la technique des entraînements électriques à vitesse variable s'est développée rapidement, grâce aux progrès accomplis dans l'électronique de puissance, et aux avantages techniques qu'offre une machine à courant alternatif par rapport à une machine à courant continu, tels que la robustesse de la machine et son faible coût d'achat et d'entretien. L'une des plus récentes démarches dans cette direction est le contrôle direct du couple. Cette technique a été initiée durant les années quatre-vingt par *takahashi* et *depenbrock* comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage du flux et par orientation du champ magnétique. Ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commandes en amplitude et ont été initialement conçues pour un onduleur à deux niveaux [23].

La commande directe du couple « DTC » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs précalculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence données à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion [24].

L'inconvénient de la régulation par les méthodes vectorielles directes et indirectes est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera une nouvelle stratégie de contrôle de la MAS, en utilisant le contrôle directe du couple DTC (Direct Torque Control), qui sera l'objet de ce chapitre suivant [25].

IV-2 Principe du contrôle direct du couple

La commande DTC correspond à un contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone. L'idée de base est en effet ici de contrôler des grandeurs instantanées rapides et significatives de l'état électromagnétique de la machine.

L'objectif d'une commande « DTC » est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Pour choisir le vecteur

de tension, il est fondamental de connaître les règles d'évolution du couple et du module du flux statorique. La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs à hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs.

Dans une commande « DTC », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

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

IV-3 Structure de réglage en DTC

Une des plus importantes caractéristiques du Contrôle Directe du Couple est la régulation non linéaire du flux statorique et du couple électromagnétique à structures variables ou par hystérésis.

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, le réglage du flux est impératif. En DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part car il est le plus simple à estimer, et d'autre part parce qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique. En réglant le flux statorique, on règle aussi le flux rotorique. Comme dans les autres méthodes de contrôle qui utilisent une régulation directe du flux, on impose à ce dernier une référence constante et de valeur nominale, pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. Pour les vitesses supérieures, on impose une référence de flux qui décroît de manière inversement proportionnelle à la vitesse, ce qui correspond à un défluxage de la machine. D'autre part, la qualité du contrôle de la vitesse de rotation et/ou de la position des actionneurs modernes dépend directement de celui du couple [26].

IV-3-1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur de tension

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (IV-1)$$

Où : V_a, V_b et V_c sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur.

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a + aS_b + a^2S_c] \quad \text{Avec : } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (IV-2)$$

La figure (IV-01) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux [27].

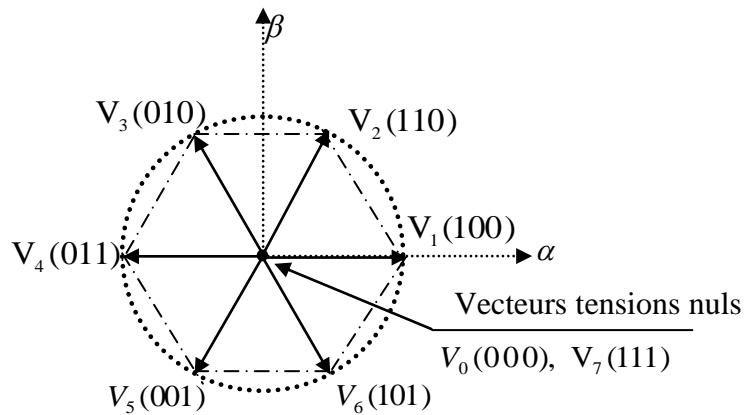


Figure (IV-1) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

D'après la figure (IV.1), les six vecteurs tensions non nuls peuvent être donnés par :

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}} U_o e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad i = 1, \dots, 6 \quad (IV-3)$$

Dans le cas où la machine constitue une charge triphasée équilibrée, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (IV-4)$$

L'utilisation de l'équation (IV-4) nous permet d'écrire

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

Les équations des tensions écrites en fonction des états des interrupteurs sont données par les formules suivantes :

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

IV-3-2 Contrôle du flux statorique

L'expression du flux statorique dans le référentiel lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (IV-7)$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire:

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s t - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \quad (IV-8)$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur V_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par :

$$\overline{\phi}_s(t_2) \approx \overline{\phi}_s(t_1) + \overline{V}_s \Delta T \rightarrow \Delta \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(t_2) - \overline{\phi}_s(t_1) \approx \overline{V}_s \Delta T \quad (IV-9)$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine figure (IV-2) [28].

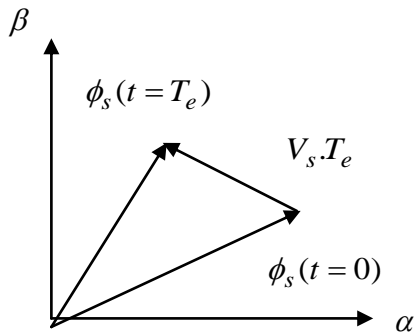


Figure (IV-2) : Application d'un vecteur tension statorique permettant la diminution du module du flux statorique.

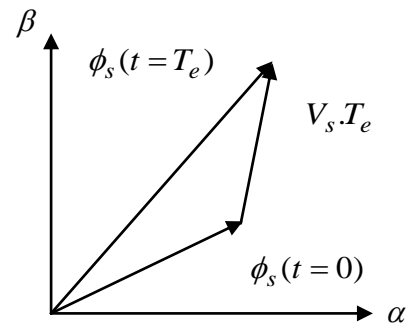


Figure (IV-3) : Application d'un vecteur tension statorique permettant d'augmentation du module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique, figure (IV-2) et figure (IV-3). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successives de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (IV-4) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [29].

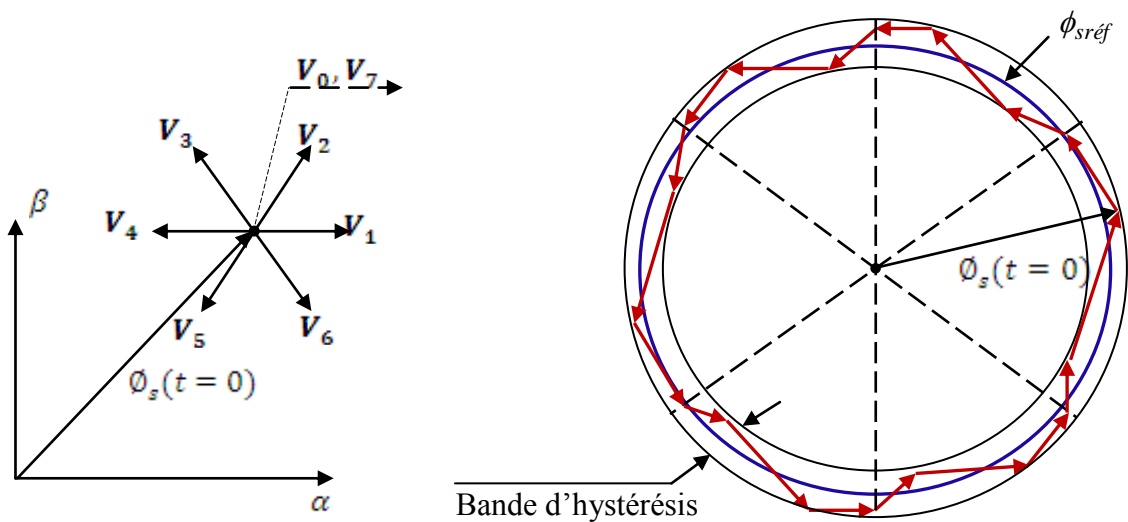


Figure (IV-4) : Trajectoire du flux statorique.

La composante tangentielle du vecteur tension appliquée a pour effet de contrôler le couple alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$ figure (IV-5) [30].

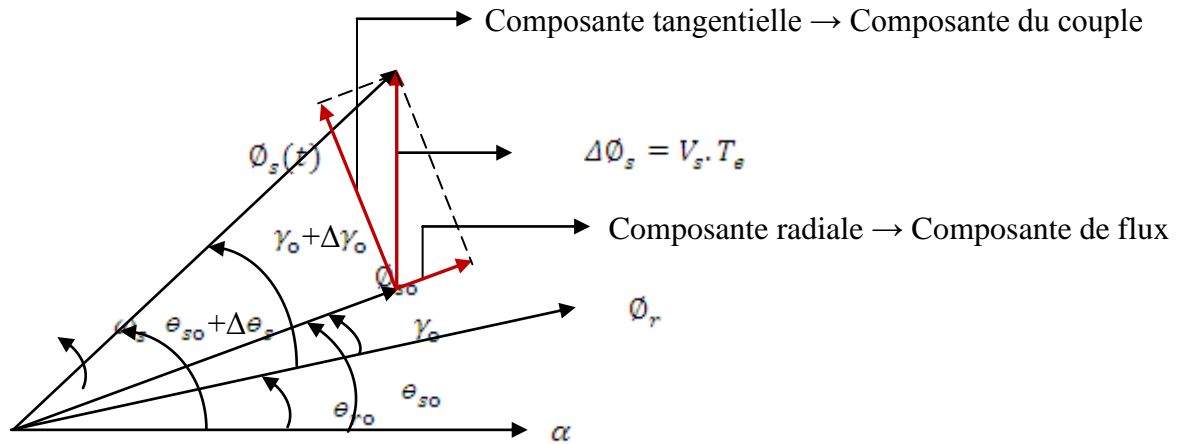


Figure (IV-5) : Exemple d'évolution de l'extrémité de $\bar{\phi}_s$.

Effectivement, la composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur $\bar{\phi}_s$ par rapport au vecteur flux rotorique $\bar{\phi}_r$, augmentant (ou diminuant) ainsi l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier, dans un sens ou dans un autre, l'amplitude du couple électromagnétique à amplitude de flux statorique pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique [30].

IV-3-3 Contrôle du couple électromagnétique

La recherche d'une règle d'évolution pour le couple électromagnétique s'avère plus délicate mais s'effectue de la même façon que pour le flux. Une étude basée sur un modèle de petite variation de la machine à induction permet d'exprimer la variation du couple en fonction de la tension et des grandeurs de contrôles (flux, couple).

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante:

$$C_e = K_c (\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r) \tag{IV-10}$$

K_c : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K_c = \frac{3 p L_m}{2(\sigma.L_s.L_r)} \quad (IV-11)$$

$\bar{\phi}_r$: Est le vecteur du flux rotorique.

$\bar{\phi}_s$: Est le vecteur du flux statorique.

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \bar{\phi}_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (IV-12)$$

Où ϕ_s et ϕ_r : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant t_0 .

$$\begin{cases} \|\phi_s\| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \angle \phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (IV-13)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_e = K_c \|\bar{\phi}_s\| \|\bar{\phi}_r\| \sin(\gamma_o) \quad (IV-14)$$

Avec :

$$\gamma_o = \theta_s - \theta_r \quad (IV-15)$$

Où γ_o est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (IV-10) devient [1]:

$$C_e = K_c \phi_{sref} \cdot \phi_r \sin(\gamma) \quad (IV-16)$$

Lorsque le flux est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que les modules des vecteurs flux statorique et rotorique sont approximativement constants [28]. L'équation (IV-16) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique figure (IV-6).

Afin d'augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. Dans la figure (IV-6), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en

quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard [28].

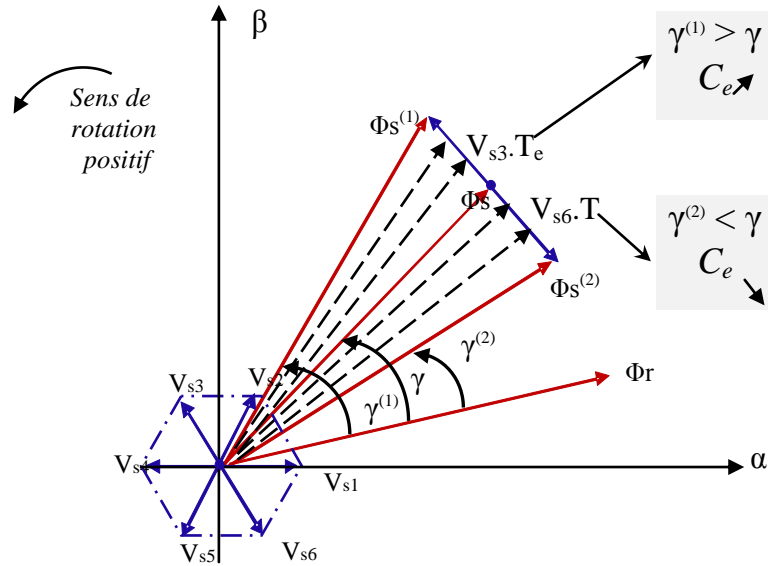


Figure (IV-6): Réglage du couple électromagnétique par action sur les vecteurs tensions

IV-4 Application d'une séquence de tension nulle

Quand le terme résistif peut être négligé, c'est à dire pour les fonctionnements à vitesse élevée, l'application du vecteur nul a pour effet de stopper la rotation du vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle γ qui existe entre le flux statorique et le flux rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminue lentement [29] figure (IV-7).

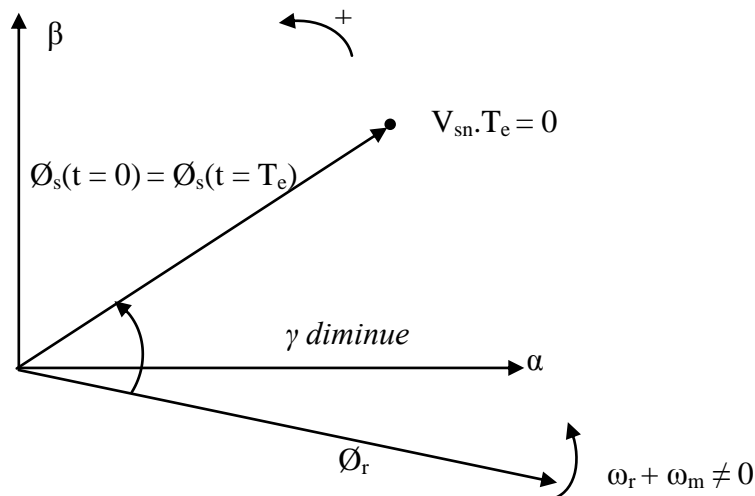


Figure (IV-7) : Application d'un vecteur nul avec négligence du terme résistif.

IV-4-1 Choix du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux, son extrémité doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur du flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [30].

Le choix du vecteur tension \overline{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\overline{\phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [27].

On décompose généralement le plan d'évolution du vecteur $\overline{\phi}_s$ en six secteurs (numérotés de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tension non nuls de l'onduleur figure (IV-8). Lorsque $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone d'indice i , les deux vecteurs tension \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale). Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives [31]. On préfère alors utiliser les quatre autres vecteurs tension qui permettent d'agir sur les deux grandeurs simultanément. La sélection de ces vecteurs s'effectue donc comme suit [31] :

- Si \overline{V}_{i+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si \overline{V}_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si \overline{V}_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si \overline{V}_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si \overline{V}_0 ou \overline{V}_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative

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

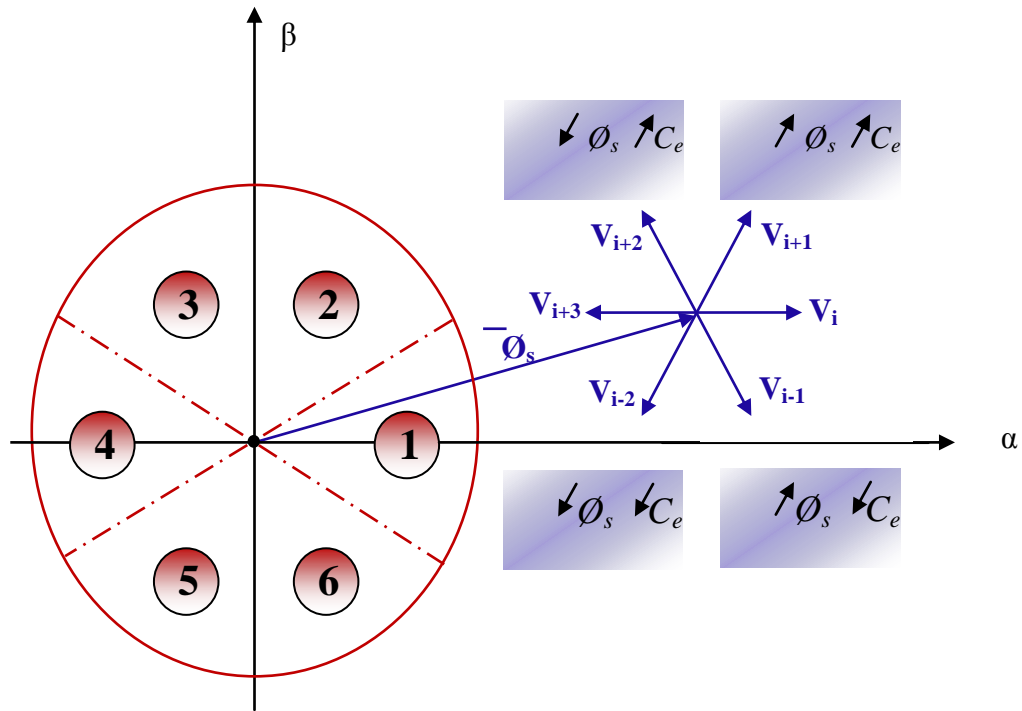


Figure (IV-8) : Choix du vecteur tension.

En effet, au début de la zone i , les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\phi}_s$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Tandis qu'aux vecteurs \bar{V}_{i-1} et \bar{V}_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ au début de la zone i , alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire [25].

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone i , les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de $\bar{\phi}_s$ dans la zone [25].

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux $\bar{\phi}_s$.

Un estimateur de vecteur flux $\bar{\phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

IV-4-2 Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [25]:

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{IV-17})$$

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

$$\overline{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{IV-18})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{IV-19})$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV-20})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants mesurés.

$$\overline{I}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (\text{IV-21})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{IV-22})$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes :

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad (\text{IV-23})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{IV-24})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\overline{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\phi}_s$ est égale.

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{IV-25})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à vitesses moyenne et haute où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale (IV-20) peuvent surgir [31].

IV-4-3 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme suivante [31]

$$C_e = p \cdot (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{IV-26})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

IV-5 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple

IV-5-1 Elaboration du contrôleur de flux

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ϕ_{sref} et le flux estimé ϕ_s [31].

Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé $\hat{\phi}_s$, on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence :

$$\varepsilon_f = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \quad (\text{IV-27})$$

On place un contrôleur à hystérésis à 2 états pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\phi_s$ figure (IV-9).

Si : $\varepsilon_f < -\Delta\phi_s$ ou si : $\varepsilon_f > \Delta\phi_s$, cela signifie que le flux statorique est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il va falloir imposer un vecteur tension qui aura pour action de diminuer le module de flux statorique. Dans le second cas, on imposera un vecteur tension qui aura pour action d'augmenter le module du flux statorique [29].

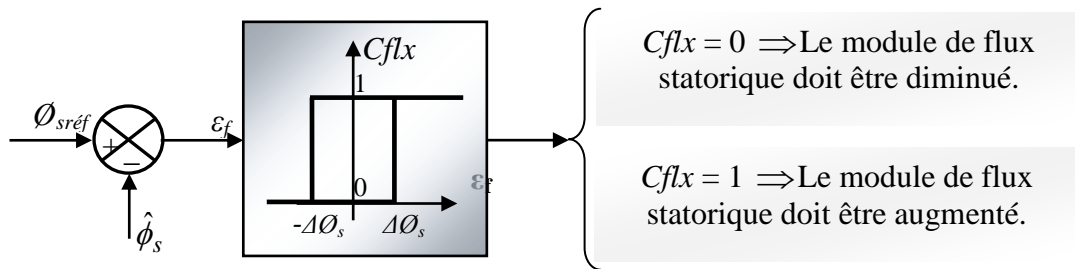


Figure (IV-9) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

IV-5-2 Elaboration du contrôleur du couple

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique figure (IV-9), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour une consigne positive et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$). La figure (IV-10) montre ce type de correcteur [29].

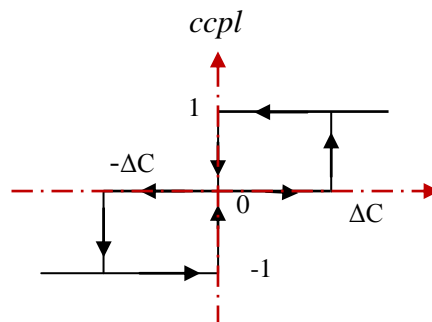


Figure (IV-10) : Correcteur du couple à trois niveaux

IV-6 Elaboration de la table de commutation

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux (*cflx*) et de couple (*ccpl*) et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique ϕ_s dans le plan (α, β), afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies.

En considérant le vecteur flux $\overline{\phi_s}$ dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs : V_i, V_{i-1} et V_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de $\overline{\phi_s}$ peut être obtenue par la sélection des vecteurs : V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3} , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s \overline{I_s}$.

Le tableau (IV-1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
ϕ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau (IV-1) : Table de commutation

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau (IV-2) : Table de commande du flux.

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tableau (IV-3) : Table de commande du couple.

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	<i>Correcteur</i>
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau (IV-4) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tensions nuls.

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$	<i>Correcteur</i>
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau (IV-5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs tension non nuls.

IV-7 Structure générale du contrôle direct du couple

La figure (IV-11) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions actives. Il y'a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduites dans des régulateurs à hystérésis, qui donnent des variables logiques. Ces sorties logiques associées à la position du module de flux statorique (secteur) déterminent les vecteurs tensions correspondants à la commande.

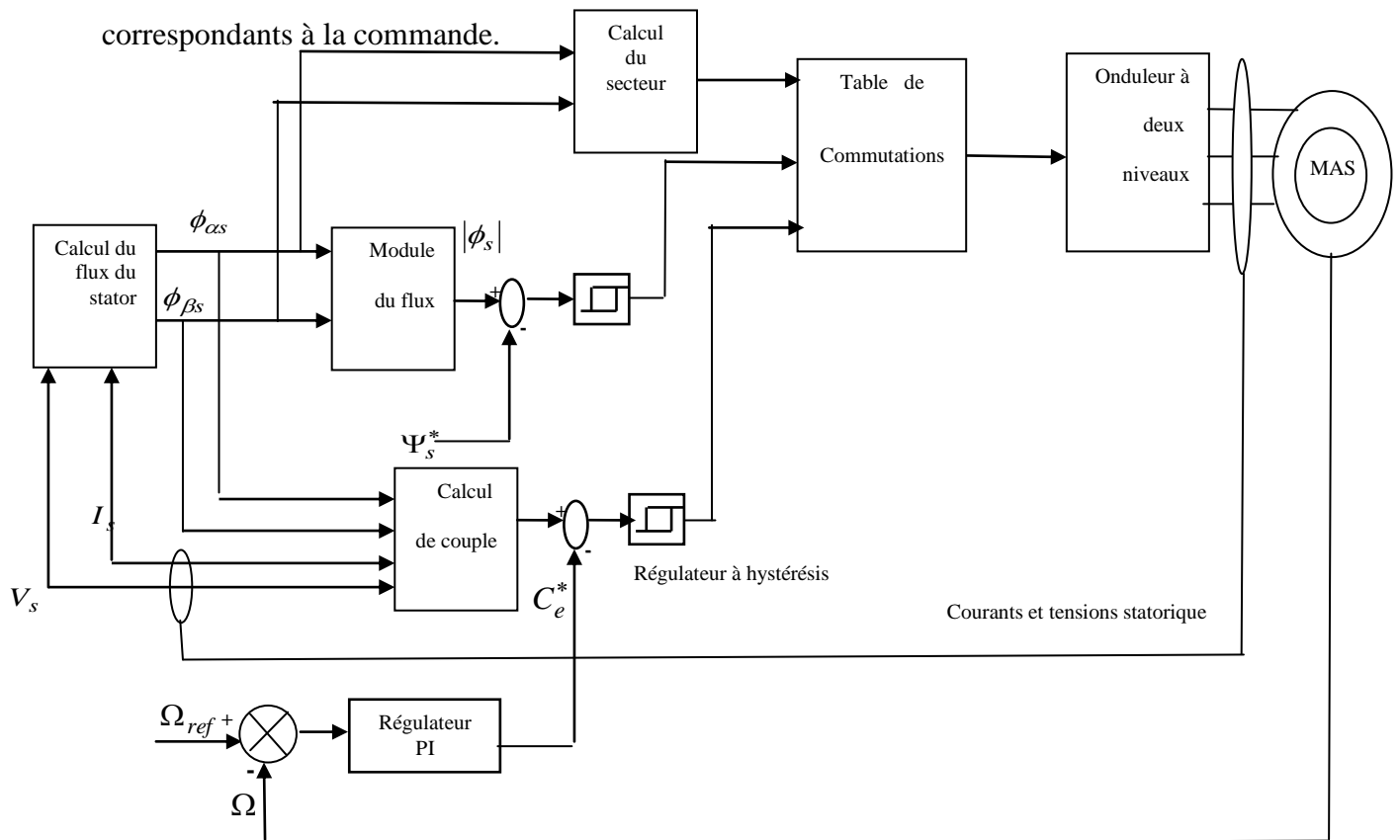


Figure (IV-11) : Schéma fonctionnel du contrôle directe du couple.

IV-8 Résultats de simulation

IV-8-1 Essai à vide

Ces résultats montrent de bonnes performances de la commande DTC, en effet, le couple suit précisément sa valeur de référence, la réponse du flux est rapide et sans oscillations, sa trajectoire décrit un cercle dans le plan (α, β) , la vitesse présente une croissance presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée sans erreur statique. L'utilisation d'un régulateur à trois niveaux permet de bien contrôler la variation du couple et permet l'inversion du sens de rotation, tandis qu'un régulateur à hystérésis à deux niveaux ne la permet plus.

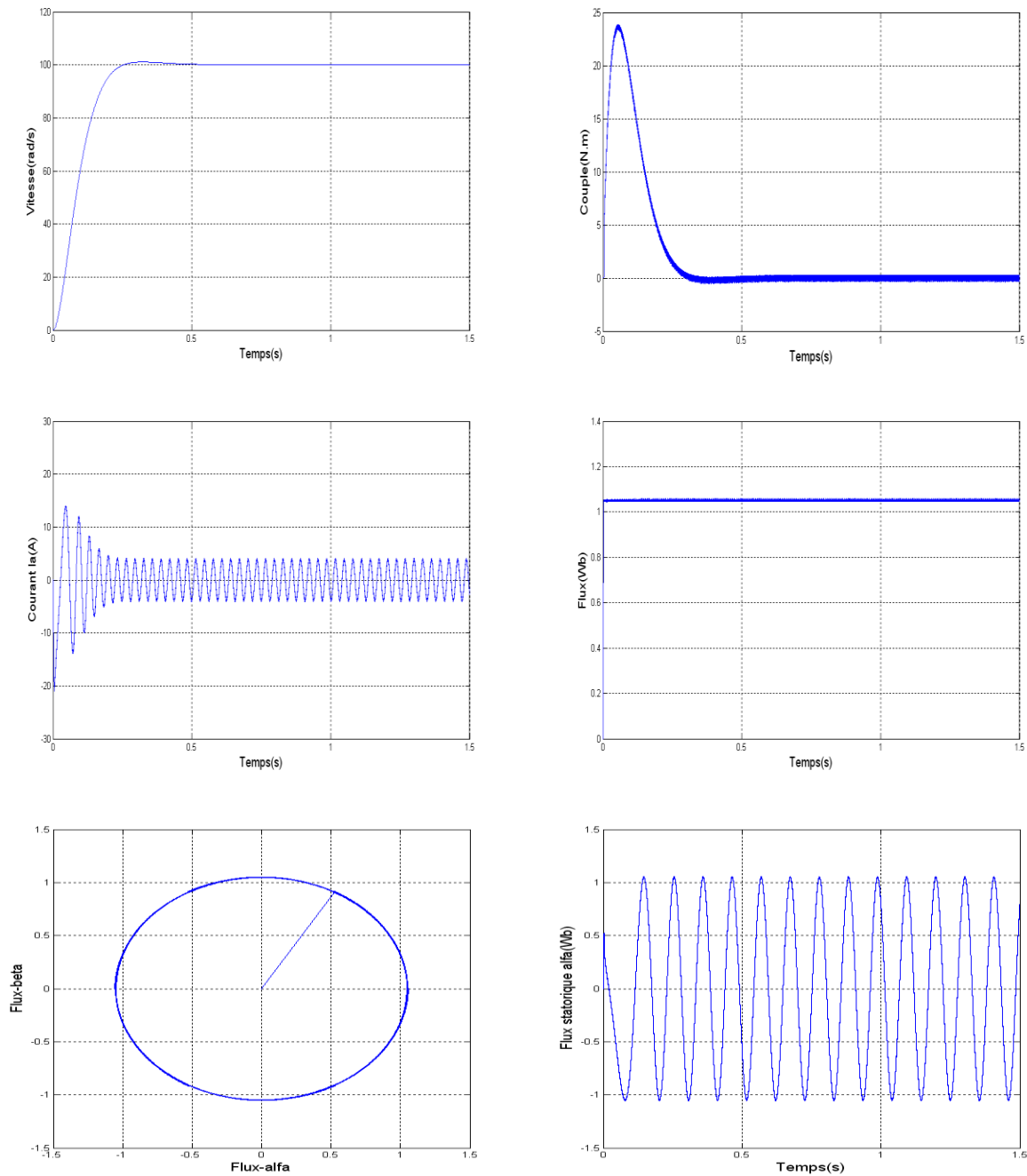


Figure (IV-12) : Essai à vide de la MAS avec commande DTC.

IV-8-2 Essai du changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de la figure (IV-13) montrent que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à un autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux statorique.

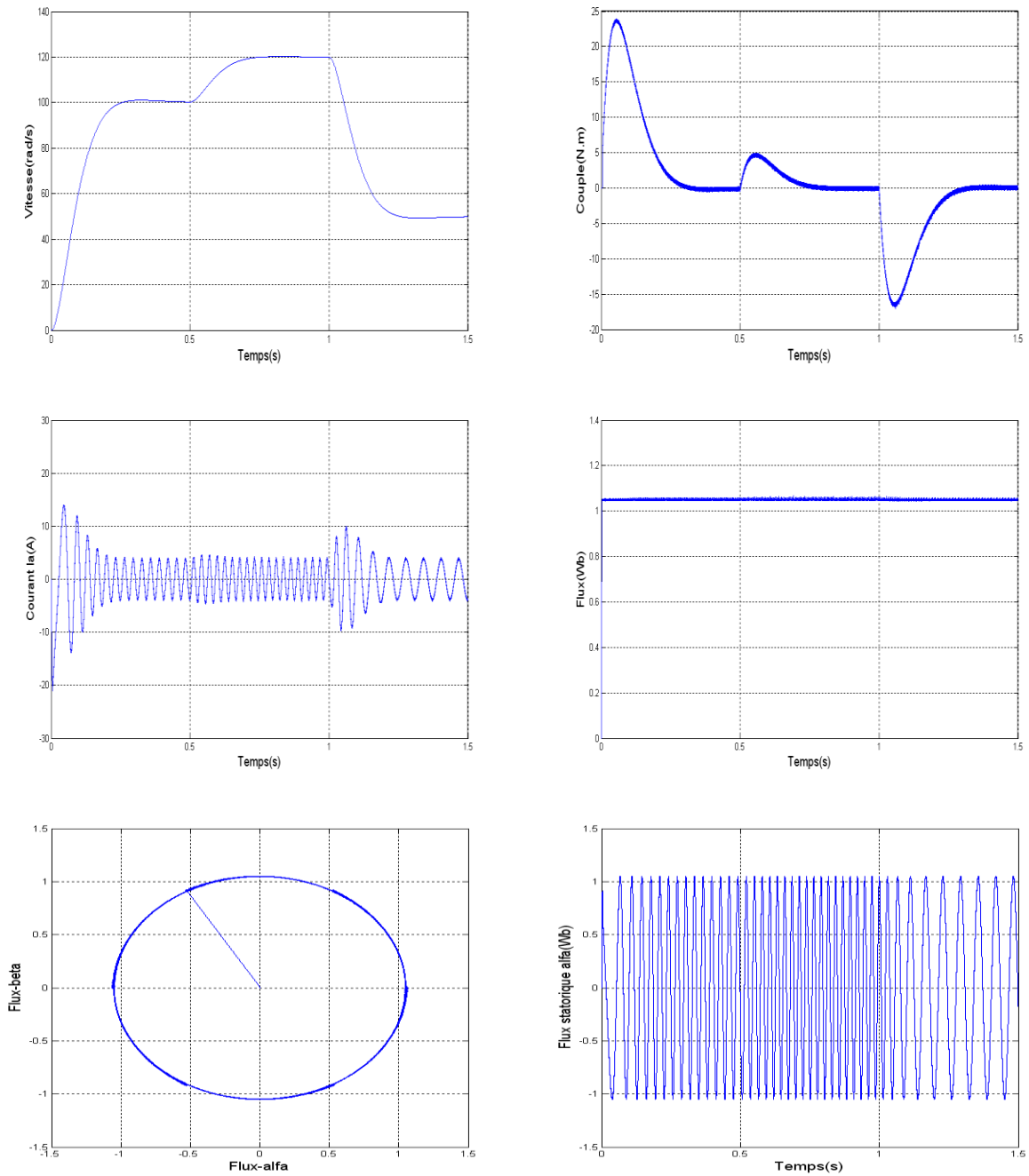


Figure (IV-13) : Essai du changement de la référence de vitesse de la MAS avec commande DTC.

IV-8-3 Essai de variation de la charge

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ($C_r = 0 \text{ N.m}$, 10 N.m) de la figure (IV-14) montrent que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influés par cette variation.

Nous constatons également que le couple suit les consignes. Le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est robuste de point de vue variation de la charge.

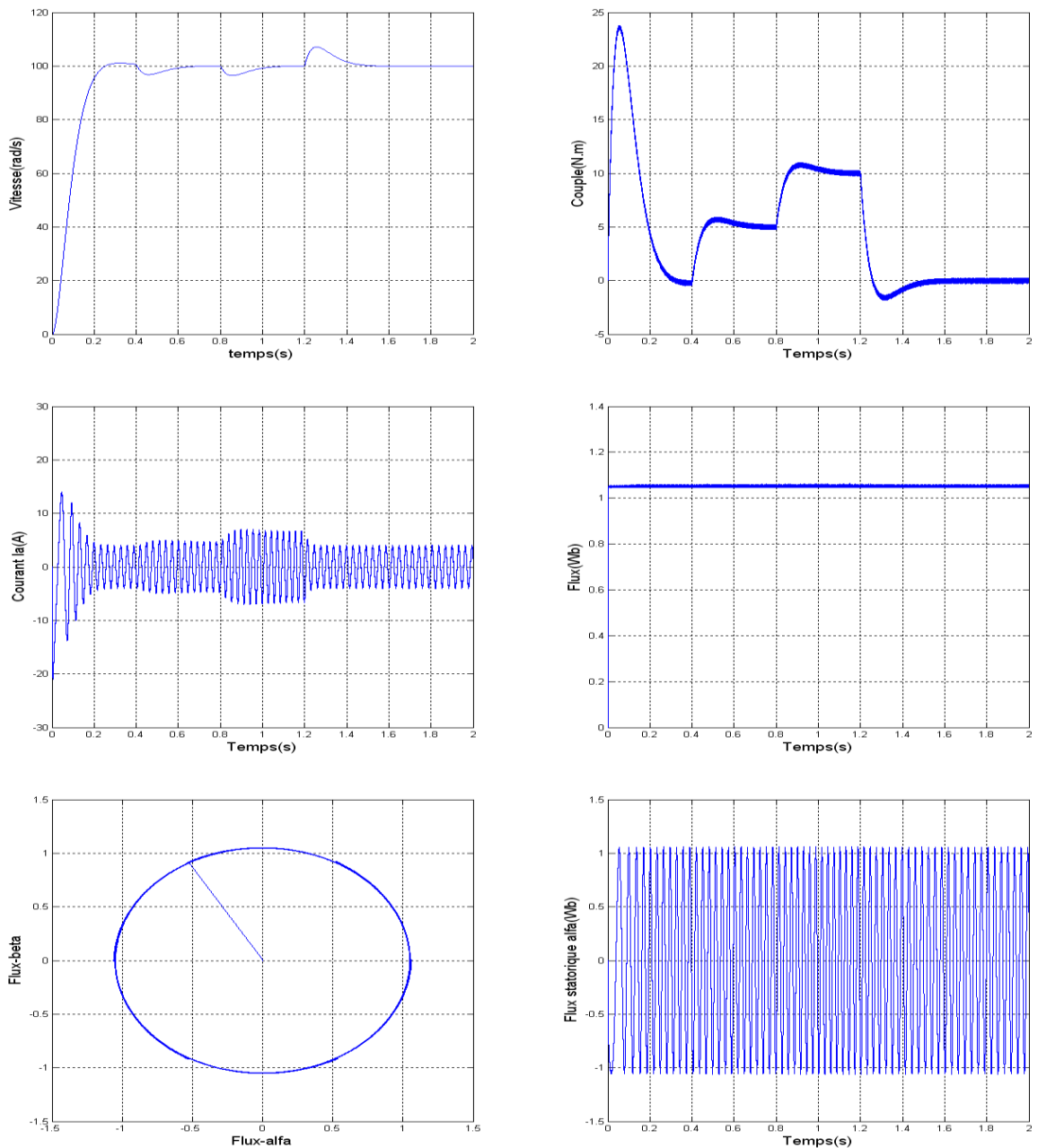


Figure (IV-14): Comportement de la MAS vis-à-vis la variation de la charge $C_r = 5$ et 10 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [0.4, 0.8]$ et $[0.8, 1.2]$ s.

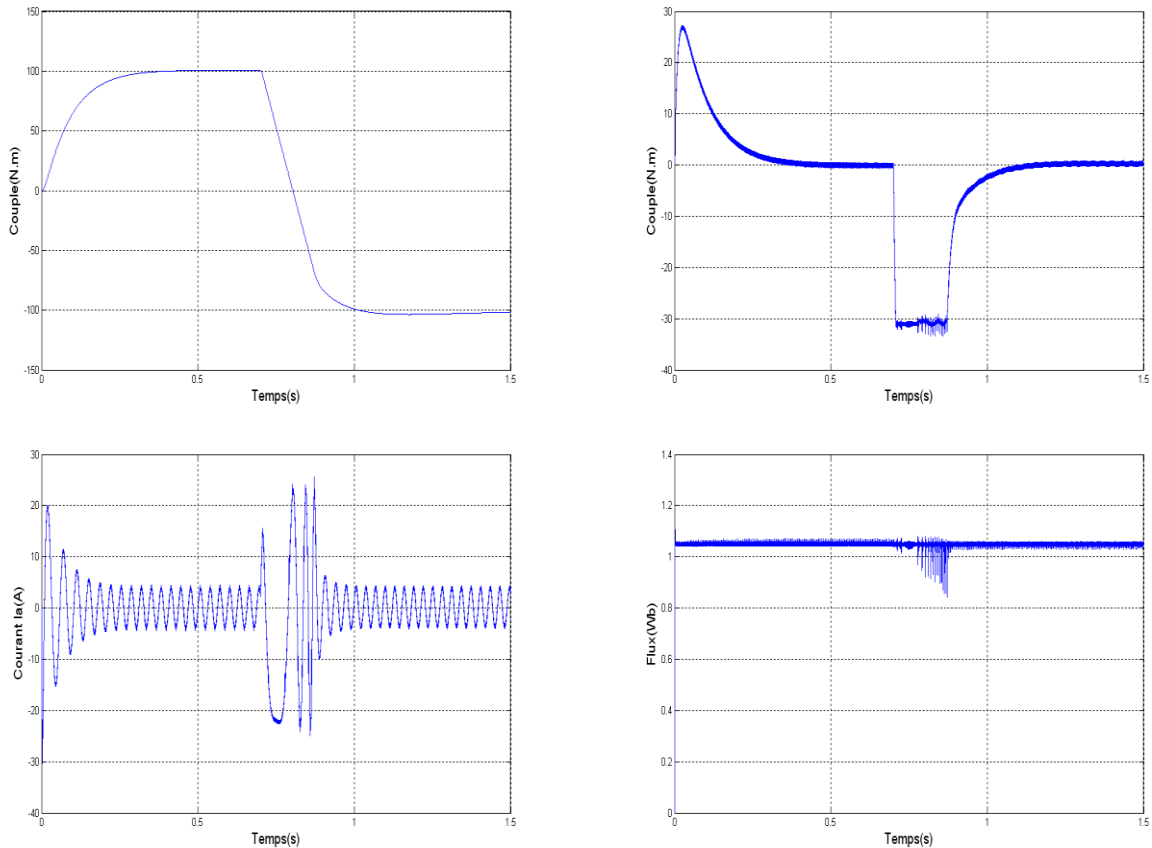
IV-8-4 Inversion du sens de rotation

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s) la figure (IV-15), montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse avec une erreur négligeable.

L'allure du couple et du courant i_a présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse on remarque une variation au niveau des composantes statoriques du flux.

On remarque que la réponse de la vitesse est plus lente relativement à celle de la commande vectorielle. Le flux répond instantanément.



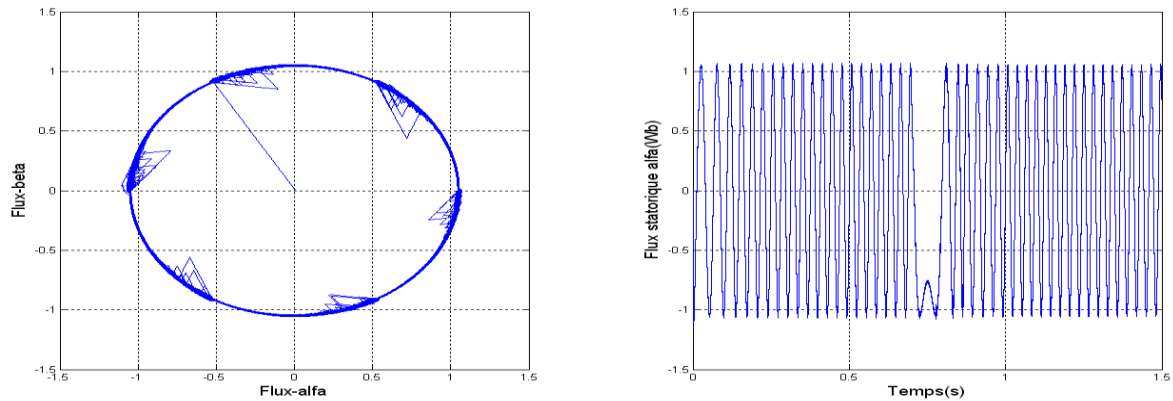


Figure (IV-15) : Inversion du sens de rotation de la MAS à $t=0.7s$

IV-9 Les avantages de la commande directe du couple

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont à rapporter, par rapport aux lois conventionnelles basées sur l'orientation du flux. D'abord, une très bonne dynamique de couple, qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse [33].

Au contraire des commandes à orientation du flux, le bloc MLI est généralement supprimé, et elle n'utilise pas de boucles de régulation en cascade ni de régulateurs PI, ce qui doit a priori améliorer ses aptitudes dynamiques et éliminer les problèmes liés à la saturation des régulateurs PI [32].

Grâce à son caractère instantané et non linéaire, cette loi de commande présente aussi une très haute dynamique, et une stabilité vis à vis des perturbations externes ou du modèle de la machine [32].

La facilité d'implémentation et la simplicité de structure (absence des boucles de régulation des courants, absence des régulateur PI du couple et de flux,... etc) [34].

Dans le régime transitoire, la plus haute réponse de couple peut être obtenue en sélectionnant le vecteur tension qui produit la pulsation statorique maximale pour avoir une accélération du flux statorique, donc une croissance rapide du couple électromagnétique [30].

Le contrôle du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine exigée par le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Ainsi, sans capteur de mesure au niveau du rotor, une commande du couple souple, performante et précise est élaborée [30].

IV-10 Les Inconvénients de la commande directe du couple

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède un inconvénient majeur qui est la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur, ce dernier est notamment la cause d'un bruit acoustique "gênant" généré au niveau du moteur surtout à basse vitesse où la fréquence de commutation moyenne de l'onduleur est très faible. En outre, à grande vitesse, nous pouvons atteindre des fréquences élevées, d'où les pertes dues aux commutations ne sont pas négligeables. Ces limites de fréquence sont fonction des largeurs des bandes et de la période d'échantillonnage de la commande [35].

D'une façon générale, on peut résumer les inconvénients de la DTC aux points suivants [34] :

- Une fréquence de commutation variable.
- Des ondulations du couple élevées.
- La distorsion du courant et de flux, à cause du changement de position de flux statorique dans le secteur.
- Une fréquence d'échantillonnage élevée est exigée pour l'implémentation numérique.
- Une fréquence de commutation basse à cause du temps de calcul réduit.

IV-11 Application d'un observateur à mode glissant pour l'observation du flux et du couple dans la commande DTC

La résistance statorique peut varier lors du fonctionnement de la machine à cause de l'échauffement. Cette variation introduit des erreurs sur la reconstitution des deux principales grandeurs électriques de la DTC à savoir le flux et le couple électromagnétique, et réduit ainsi la robustesse de cette commande. La bonne connaissance de ces grandeurs est nécessaire pour le contrôle de la machine asynchrone. L'utilisation d'un observateur à mode glissant pour l'estimation du flux et de couple à partir des grandeurs facilement mesurables (courant tension) peut être nécessaire [36].

Dans ce qui suit, on utilisera l'observateur à mode glissant (premier observateur) étudié au chapitre (III-6-2), qui estime le flux rotorique. Pour estimer le flux statorique exigé par la commande DTC, on utilise les relations suivantes.

(IV-28)

$$\hat{\phi}_{\alpha s} = \hat{\phi}_{\alpha r} \frac{L_m}{L_r} + \sigma L_s \hat{i}_{\alpha s}$$

$$\hat{\phi}_{\beta s} = \hat{\phi}_{\beta r} \frac{L_m}{L_r} + \sigma L_s \hat{i}_{\beta s} \tag{IV-29}$$

$$C_e = p(\hat{\phi}_{\alpha s} \hat{i}_{\beta s} - \hat{\phi}_{\beta s} \hat{i}_{\alpha s}) \tag{IV-30}$$

La figure (IV-16) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation d'un observateur à mode glissant pour l'estimation du flux rotorique et les courants statoriques. Le flux statorique et le couple électromagnétique sont obtenus en utilisant les relations (IV-28, IV-29 et IV-30). Comme on l'a mentionné précédemment, on distingue deux boucles de régulation, l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduites dans des régulateurs à hystérésis. Les états de ces régulateurs associés à la position du module de flux statorique (secteur) déterminent les vecteurs tensions correspondants à la commande.

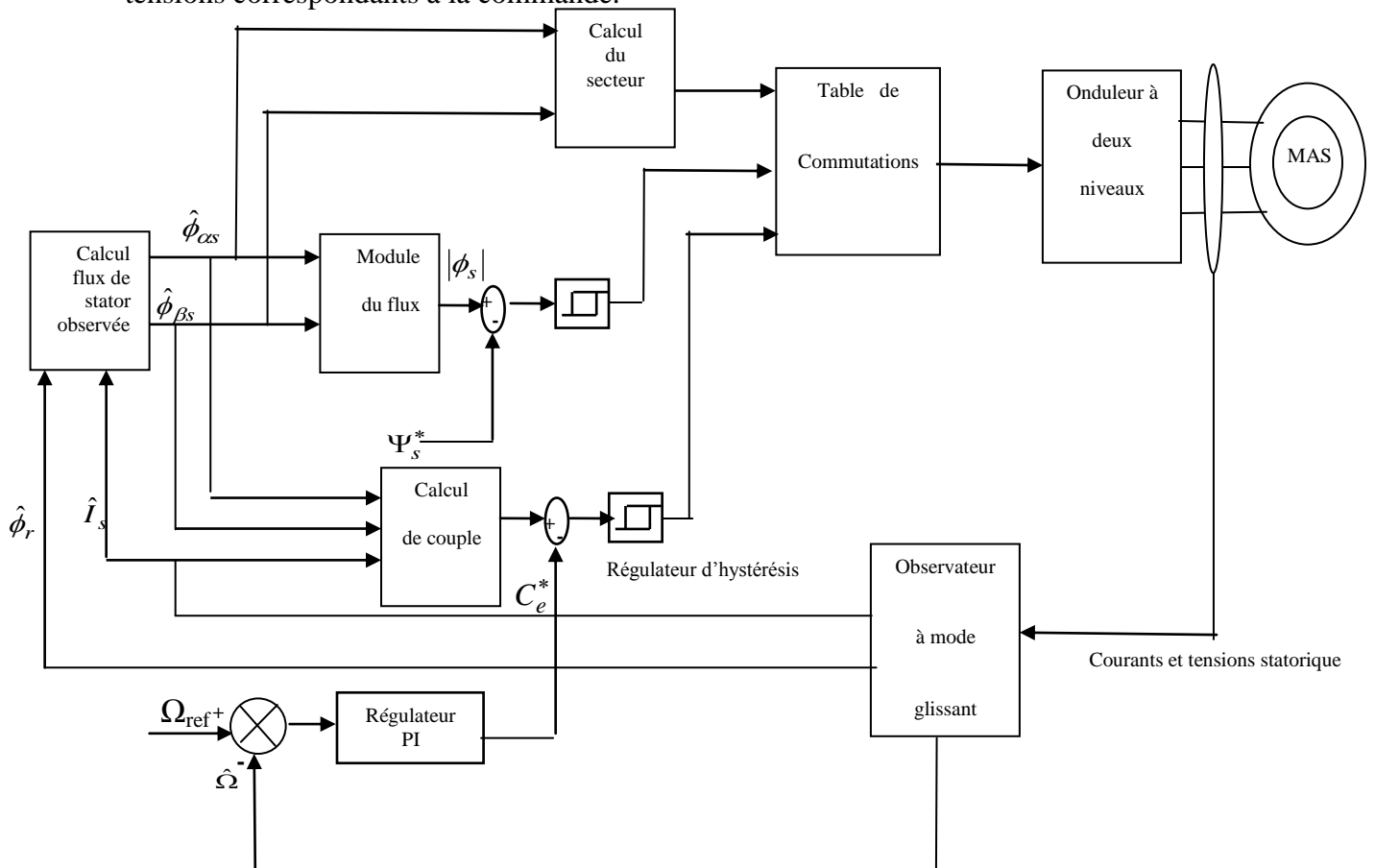
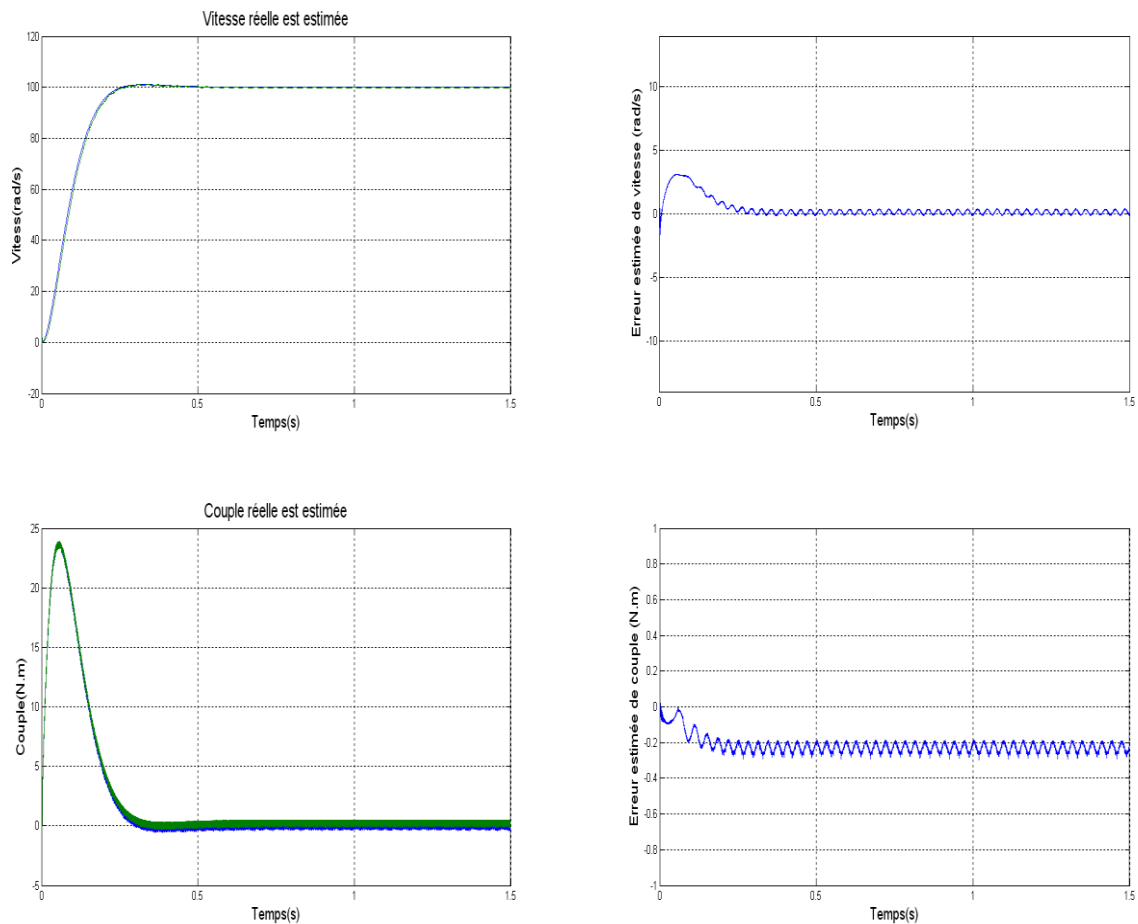


Figure (IV-16) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple avec observateur à mode glissant.

Pour tester les performances de la commande DTC associée à l'observateur à mode glissant on effectue les mêmes essais que pour les commandes précédentes.

IV-11-1 Essai à vide

La figure (IV-17) représente les résultats de simulation de l'essai a vide, cette figure montre que le courant $\hat{i}_{\alpha s}$ estimé converge vers le courant réel $i_{\alpha s}$ (issue de la commande DTC classique). Il en est de même du flux statorique $\hat{\phi}_{\alpha s}$ et $\phi_{\alpha s}$, du couple et de la vitesse. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du couple sont, respectivement de 0.5% et 1.5% en régime permanent. Ceci montre les bonnes performances de l'observateur à mode glissant



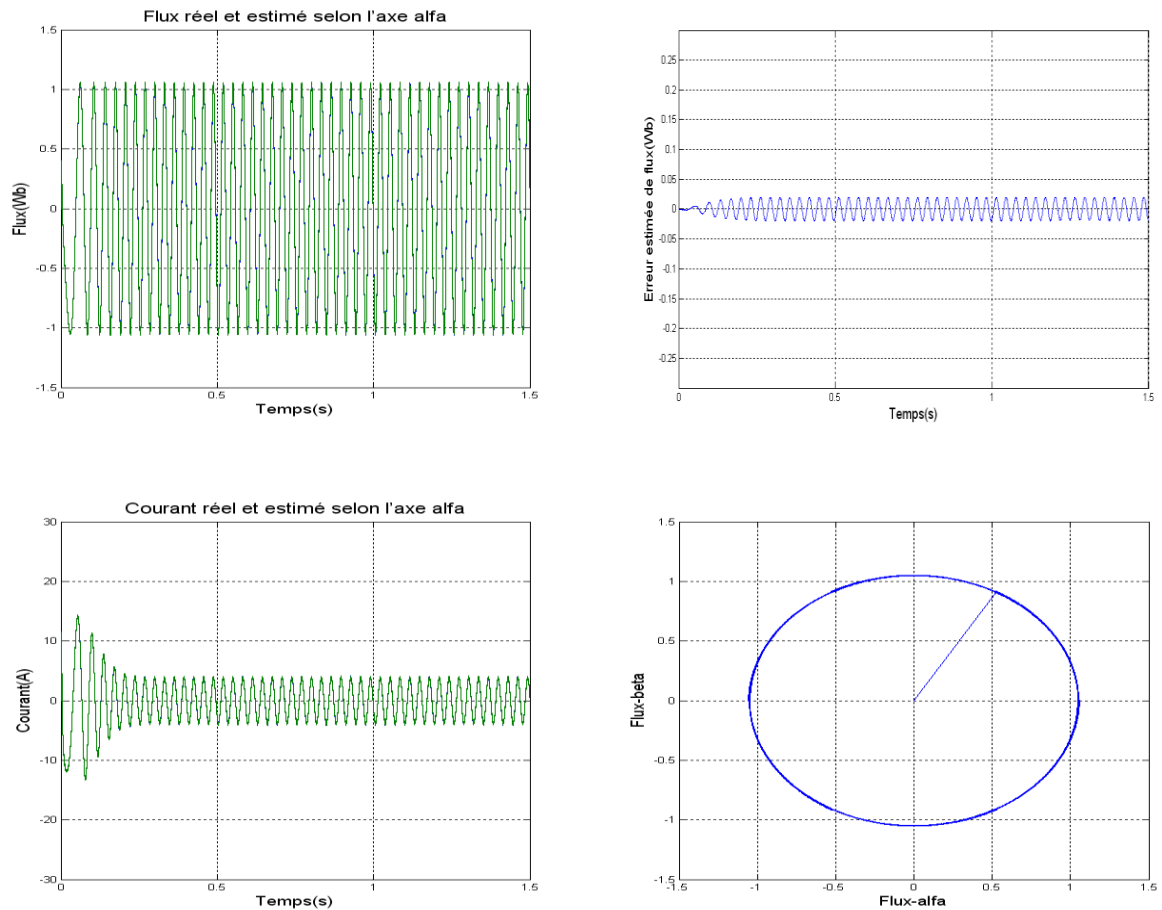
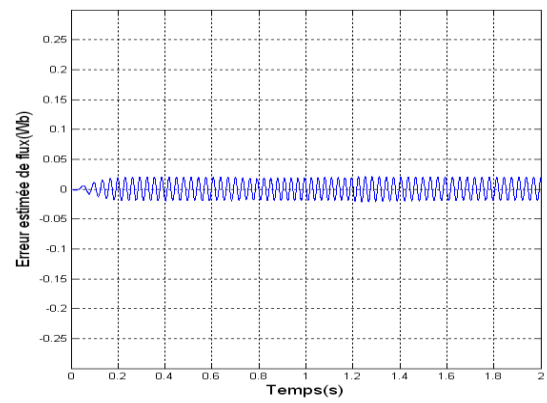
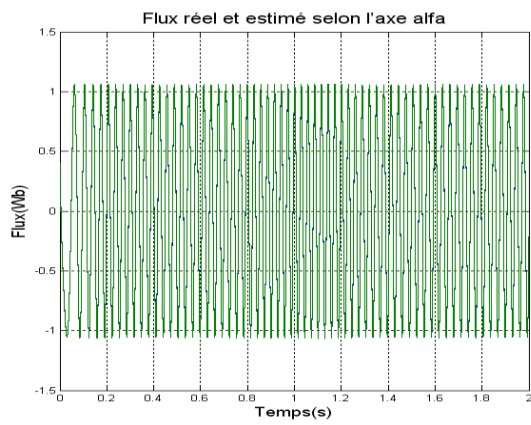
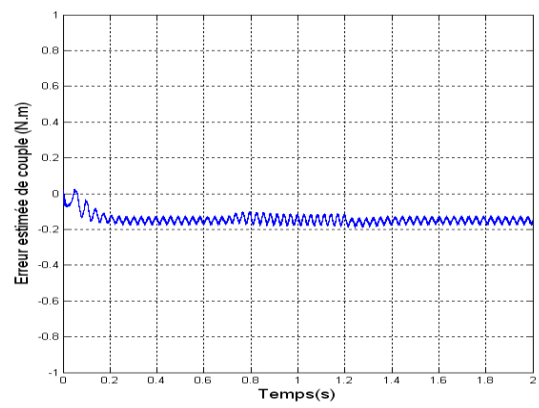
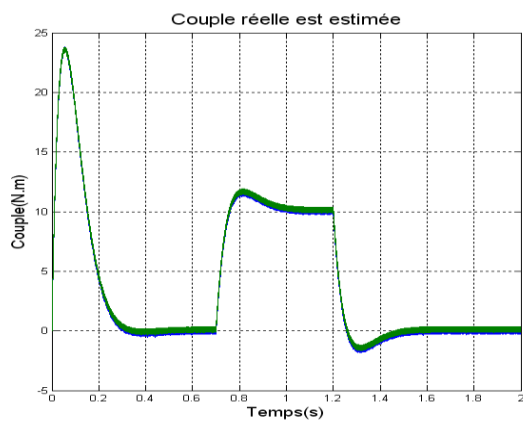
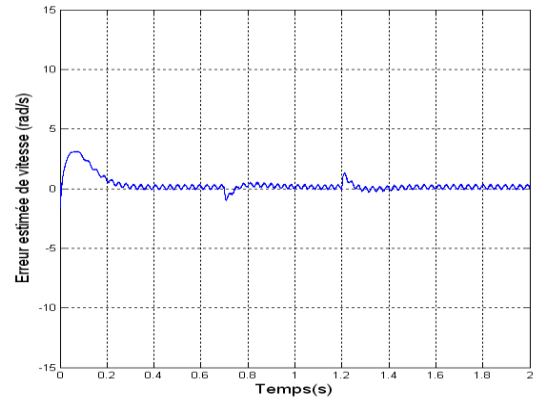
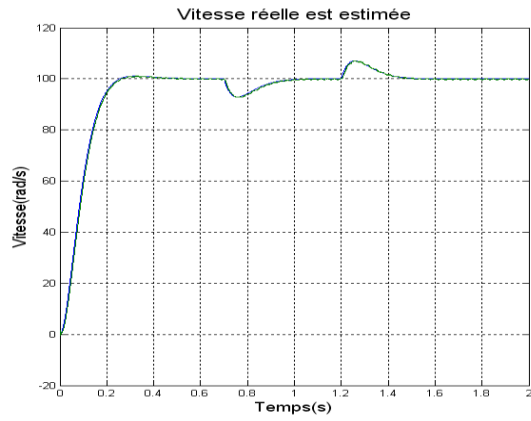


Figure (IV-17) : Essai à vide de la MAS avec la commande DTC.

IV-11-2 Essai en charge

Les résultats de simulation de la figure (IV-18) montrent que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. Les chutes de vitesse et les survitesses sont dues normalement au régulateur PI. On remarque, que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est même des flux, du couple et de la vitesse. Les erreurs d'estimation de la vitesse et du couple sont, respectivement de 0.5% et 1.5% en régime permanent. Ceci montre les bonnes performances de l'observateur.



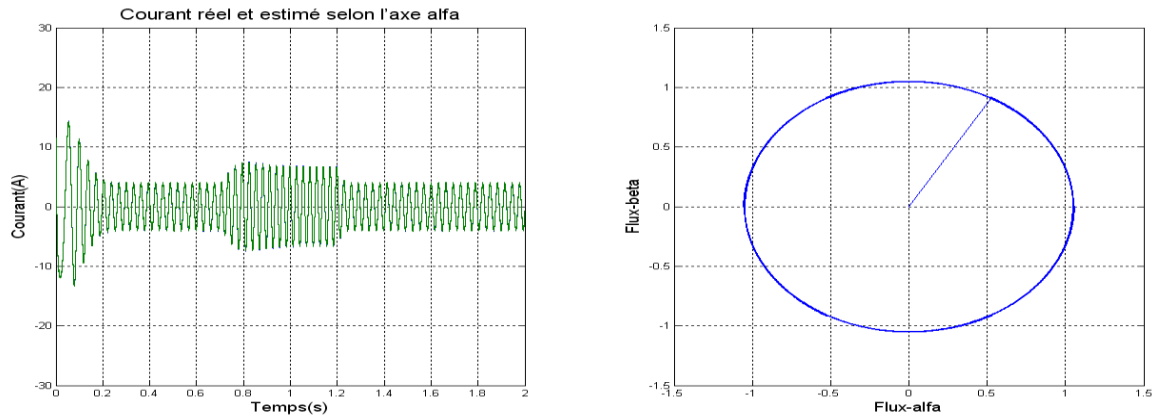
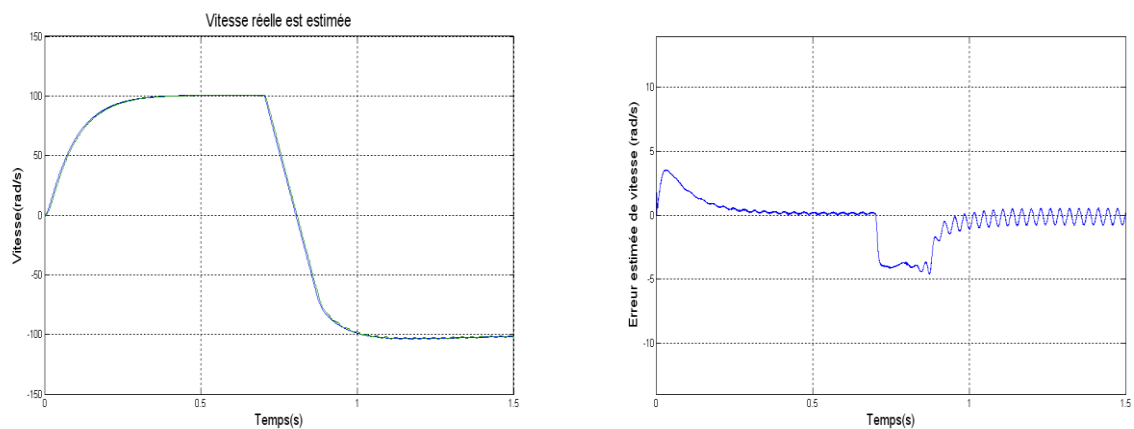


Figure (IV-18) : Essai en charge de la MAS avec application de la charge $C_r = 10$ N.m entre $t=0.7$ à $t=1.2$ s.

IV-11-3 Inversion du sens de rotation

Les résultats de simulation de la figure (IV-19) montrent que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. On remarque, que le courant estimé converge vers le courant réel. Il en est même des flux, du couple et de la vitesse. les grandeurs réelles telles que le courant réel, le flux , la vitesse et le couple sont issues de la commande DTC classique et les grandeurs observées sont issues de l'observateur à mode glissant comme on les a considéré dans la commande vectorielle (voir chapitre des observateurs).

Les erreurs d'estimation de la vitesse et du couple sont, respectivement de 0.5% et 1.5% en régime permanent. Ces résultats montrent que l'observateur est caractérisé par de bonnes performances.



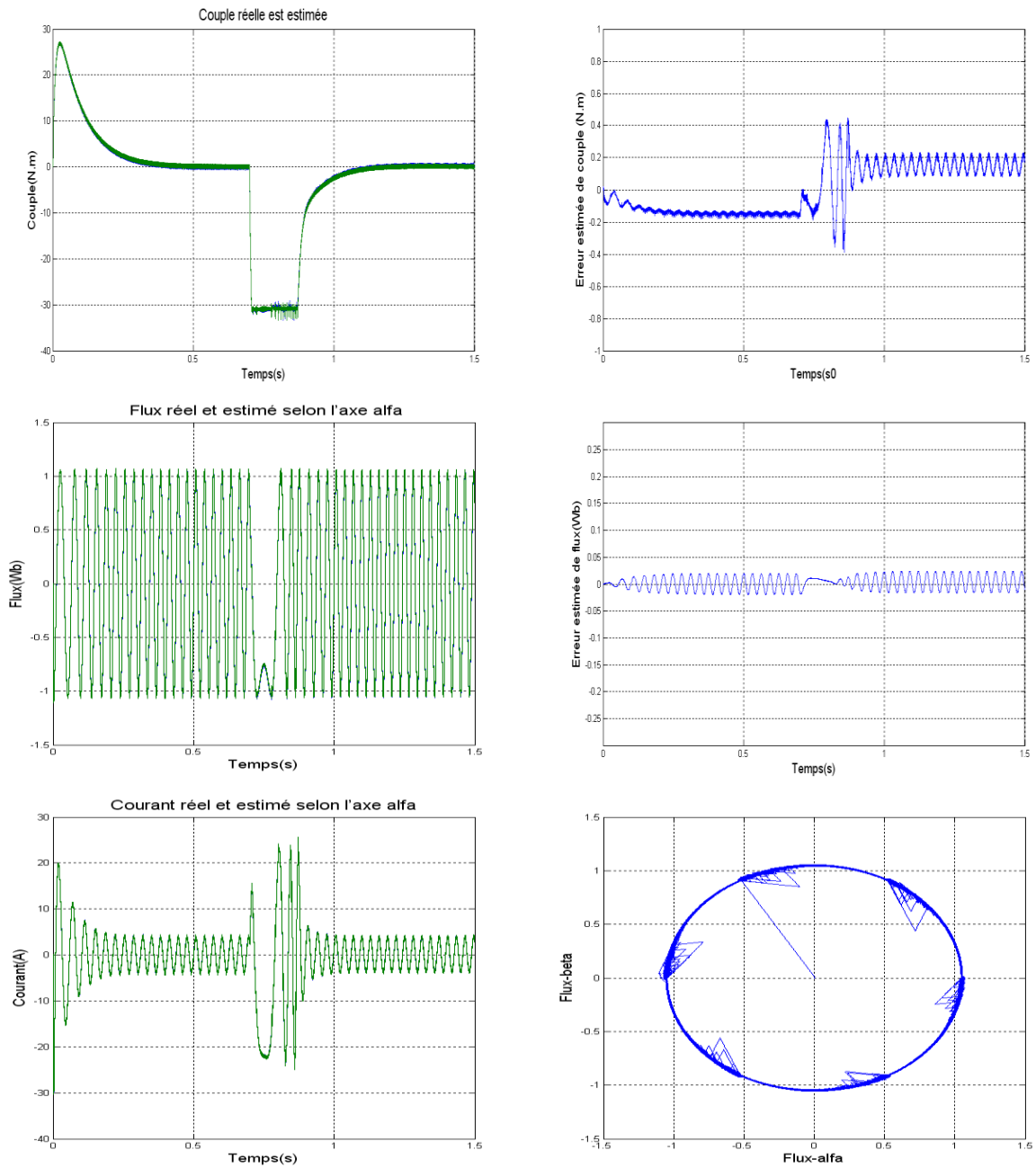


Figure (IV-19) : Inversion du sens de rotation de la MAS à $t=0.7$ s.

IV-12 CONCLUSION

Le principe du contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, est basé essentiellement sur l'estimation de deux grandeurs principales qui sont le flux et le couple. Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardant une bonne précision du contrôle. L'étude de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, où l'on considère, une étude sur le choix des bandes d'hystérésis, pour diminuer le plus possible l'ondulation du couple et du flux, puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audibles, qui entraîne le vieillissement précoce de la machine.

La commande DTC est basée essentiellement sur la connaissance exacte et instantanée des flux statoriques dont la mesure est souvent gênante, exigeante, coûteuse, et non certaine lors des pannes ou lors du vieillissement des capteurs.

Comme on l'a mentionné dans ce chapitre, l'utilisation de l'observateur à mode glissant au sein de la commande DTC, peut surmonter en général le problème lié à la variation de la résistance statorique. Il peut estimer les grandeurs principales de la DTC (flux et couple) et aussi la vitesse de rotation avec une bonne précision dynamique et statique à partir des grandeurs facilement mesurables (tension et courant).

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse de deux techniques de commande associées à un régulateur PI pour le contrôle de la vitesse d'une machine asynchrone à cage, ce sont.

- La commande vectorielle indirecte.
- La commande directe du couple (DTC).

Une étude générale de modélisation de la MAS a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park et en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur MAS, un découplage du flux et du couple est indispensable. Pour cela on a utilisé la technique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel.

La commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que :

- sensibilité aux variations de la charge et paramétriques de la machine.
- la nécessité d'utilisation de capteur (ex de vitesse, de position) etc.. .

La commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone vient surmonter les inconvénients du capteur mécanique exposés dans le chapitre trois. Le remplacement de ce dernier par des observateurs, permettant de reconstituer la vitesse de la machine à partir des grandeurs électriques mesurables (tension courant), a été discuté.

Dans cette étude, l'observateur de vitesse utilisé est un observateur à mode glissant. Il est basé sur l'erreur d'estimation du courant et le flux rotorique estimé. Quand le courant estimé converge vers le courant réel, le flux estimé converge vers le flux réel et la vitesse estimée vers la vitesse réelle.

En premier lieu, l'estimation du flux rotorique est basée sur le concept du contrôle équivalent. La vitesse estimée par cette méthode présente des ondulations et les erreurs d'estimation du flux et de la vitesse sont importantes. De ce fait, une deuxième méthode d'estimation du flux a été appliquée. Celle-ci utilise l'approximation d'Euler pour la dérivation. Les résultats de simulation obtenus par cette dernière méthode sont meilleurs. Les erreurs d'estimation du flux

et de la vitesse sont très faibles, ce qui prouve que les performances de cet observateur sont satisfaisantes.

Bibliographi

- [1]: S.E.REZGUI, ‘‘ Commande de machine électrique en environnement ‘‘, Mémoire de Magister de l’Université de Constantine, Algérie, 2009.
- [2]: S.CHEKROUN, ‘‘ Commande neuro-floue sans capteur de vitesse d’une machine asynchrone triphasée ‘‘, Mémoire de magister de l’école normale supérieure de l’enseignement technologique (ENSET) d’Oran, Algérie, Octobre 2009.
- [3]: M. KADJOU DJ, ‘‘Contribution à la commande d’une machine synchrone à aimant Permanent’’, Thèse de doctorat, Université de Batna, année 2003
- [4]: X.KESTELYN,’ ‘Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs machines polyphasés’’, Thèse de doctorat, Université de Lille 1, France, 2003.
- [5]: L.FADILA ; G. HAKIMA, ‘‘ Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d’un machine asynchrone ‘‘, Mémoire d’ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M’sila, 2004.
- [6]: ‘ ‘ cours et notes de cours par lotfi Baghli’’, Document consultable et téléchargeable sur site Web http://www.atela.uhp-nancy.fr/baghli/cours_cmde_MAS.pdf.
- [7]: J.CHATELIN, ‘‘ Machines électriques’’, T1, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.
- [8]: D. SIHAM, ‘ ‘Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles’’, Mémoire d’ingénieur université de Batna [2004].
- [9]: G.GREL, G.CLERC, ‘ ‘Actionneurs électriques’’, Editions Eyrolles, France 1997.
- [10]: S.BAZI,’ ‘ Contribution à la Commande Robuste d’une Machine Asynchrone par la Technique PSO’ ‘ Particle Swarm Optimization », Mémoire de Magister de l’Université de Batna, Algérie, mai 2009.
- [11]: H.AMIMEUR, ‘ ‘Contribution à la commande d’une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement’’, Mémoire de Magister de l’Université de Batna, Algérie, mai 2008.
- [12]: A.TOUIL, ‘ ‘Commande Vectorielle de la machine asynchrone Double Etoile en Mode normal et Dégradé’’, Mémoire de Magister de l’Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, 2009.

- [13]: A. BOUREK, "Contribution a la simulation d'une commande en mode glissant appliquée a une machine a courant alternatif", thèse doctorat d'état de l'Université de Batna, Algérie, Déc 2007.
- [14]: M. KADJOUJ, M.E.H. BENBOUZID, R. ABDESSEMED, N. GOLEA, "Performance Analysis of fuzzy logic controlled PMSM drives", Electromotion journal, vol.8, N°1, pp. 45-51. february/march 2001.
- [15]: S. CHAOUCH, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Université de BATNA, Décembre 2005.
- [16] V.I.UTKIN, J. G. GULDNER, and J. J.SHI, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems". New York: Taylor & Francis, 1999.
- [17]: A.HUSSAIN, "Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants", Thèse de Doctorat de l'Université Reims Champagne Ardenne, France, Décembre 2009.
- [18]: J.J.SLOTINE, W.Li, "Applied nonlinear control", Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1991.
- [19]: A.E. HATTAB, "Modélisation et commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille AUV", mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2008.
- [20]: M. ABID, Y. RAMDANI, A. AISSAOUI and A. ZEBLAH, "Sliding mode speed and Flux control of an induction machine", Journal of Cybernetics vol. 6, pp. 39-46, 2006.
- [21]: Y.ELBIA, "Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté", Mémoire de Magister de L'Université Batna. 2008.
- [22]: A. SAIAD, "Commande à structure variable d'un système d'entraînement asynchrone", Thèse de magister, Université de Batna, Année 2003.
- [23]: A. BOUREK, A. BENAKCHA, L. MOKRANI, M. CHABANE, "Estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé en utilisant un observateur de flux à mode glissant" 4 International conference on electrical engineering CEE'06 pp.215-220. Batna University, Algeria.
- [24]: A. BOUREK, L. MOKRANI, A. BENAKCHA, "Indirect Adaptive Fuzzy Sliding Mode Observer for Sensorless Induction Machine Drives", Electromotion Journal, Vol.14, N°3, pp. 143-152 July-Sept 2007.
- [25]: F.BOUMARAF, "Commande Intelligente D'une Association Convertisseur Statique Machine Asynchrone à Double Alimentation", mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, janvier 2009.

[26]: A.CHEBABHI ; N.E.ROUABAH ; E.GUERBAI, " Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS", Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, Juin 2009.

[27]: L.BENALIA, " Commande en tension des moteurs à induction double alimentés", Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, Algérie, juin 2010.

[28]: J.BELHADJ, " Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone-Structures d'observation, Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs", Thèse de Doctorat de l'école nationale d'ingénieurs de Tunis, Tunisie, juillet 2001.

[29]: Y.DAILI, "Contrôle de la Fréquence de Commutation des Hystérésis Utilisés dans les Commandes d'une Machine à Induction", mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Novembre 2007.

[30]: C.DE ALMEIDA MARTINS, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée", Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.

[31]: A.M.ARCKER, " Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance", Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Février 1999.

[32]: R.ZAIMEDDINE, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux", Thèse de Doctorat de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juillet 2007.

[33]: K.MAROUANI, "Etude et Réalisation d'un Banc Expérimental de Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone Commandée par PC sans Capteur Mécanique", Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, janvier 2001.

[34]: K.NABTI, " Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue, mémoire de magister de l'université Mentouri de Constantine, Algérie, Juillet 2006.

[35]: A.BERKANI, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux basé sur la logique floue et l'apprentissage par renforcement", Mémoire de Magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, 2009.

[36]: M.ŻELECHOWSKI, "Space Vector Modulated_ Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter_ Fed Induction Motor Drive", Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, 2005.

[37]: I.EL HASSAN, "Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle directe du couple", Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Mars 1999.

I-1 Introduction générale	1
<i>Chapitre I : Modélisation et simulation de la Machine Asynchrone</i>	
I-1 Introduction	1
I-2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées	5
I-2-1 Définition	5
I-2-2 Description	5
I-3 Modélisation du moteur asynchrone	6
I-3-1 Hypothèses simplificatrices	6
I-3-2 Mise en équations	6
I-3-3 Equations magnétiques	6
I-3-4 Transformation de Park	9
I-4 Modèle de la machine	10
I-4-1 Equations électrique	9
I-4-2 Equations magnétiques	11
I-5 Expression sous forme d'état	11
I-6 Simulation du modèle de la machine asynchrone	14
I-7 Conclusion	16
<i>Chapitre II : Commande Vectorielle par orientation du flux rotorique</i>	
II-1 Introduction	18
II-2 La commande vectorielle par orientation du flux	18
II-3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique	19
II-3-1 Commande vectorielle indirecte	21
II-4 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	22
II-4-1 Description	22
II-4-2 Système d'équations liées au flux rotorique	22
II-4-3 Bloc de défluxage	23
II-5 Onduleur de tension	24
II-5-1 Introduction	24
II-5-2 Modélisation de l'onduleur de tension	24
II-5-2-1 Choix des composants	24
II-5-3 Commande de l'onduleur	27
II-6 Régulation	28
II-6-1 Conception des régulateurs	28
II-6-1-1 Action proportionnelle	28

II-6-1-2 Action intégrale	29
II-6-2 Caractéristiques des régulateurs	29
II-6-3 Calcul du régulateur de vitesse	29
II-7 Présentation des résultats de simulation	30
II-7-1 Essai à vide et en charge	31
II-7-2 Changement de la référence de vitesse	33
II-7-3 Essai de la variation de la charge	34
II-7-4 Essai de l'inversion de sens de rotation	36
II-7-5 Test de robustesse pour variation de la résistance rotorique	37
II-8 Conclusion	38

Chapitre III : Observateur à mode glissant de la vitesse

III-1 Introduction	40
III-2 Systèmes à structure variables	42
III-2-1 Exemple	42
III-3 Théorie des Modes glissants	44
III-3-1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase	45
III-4 Conception de la commande par mode de glissement	46
III-4-1 Choix de la surface de glissement	46
III-4-2 Conditions de convergence	47
III-4-2-1 Fonction directe de commutation	47
III-4-2-2 Fonction de Lyapunov	47
III-4-3 Calcul de la commande	48
III-4-3-1 Définition des grandeurs de commande	49
III-4-3-2 Expression analytique de la commande	50
III-5 Observabilité et observateurs	51
III-5-1 Présentation des observateurs	51
III-5-1-1 Description	51
III-5-1-2 Principe d'un observateur	52
III-5-1-3 Classification des observateurs	53
III-5-1-4 Observateur à mode glissant	54
III-5-1-5 Etapes de dimensionnement de l'observateur	54
III-6 Application à la machine asynchrone	56
III-6-1 Modèle de la machine asynchrone	56
III-6-2 Conception de l'observateur de courant	57

III-6-3 Estimation du flux	58
III-6-4 Estimation de la vitesse de rotation	59
III-6-5 Simulation et interprétation des résultats	59
III-6-5-1 Essai à vide	60
III-6-5-2 Essai du changement de la référence de vitesse	61
III-6-5-3 Essai de variation de la charge	63
III-6-5-4 Essai de l'inversion du sens de rotation	64
III-7 conception de l'observateur a mode glissant par une seconde méthode	65
III-7-1 Estimation du flux rotorique	66
III-7-2 Estimation de la vitesse de rotation	67
III-7-3 Simulation et interprétation des résultats	67
III-7-3-1 Essai à vide	68
III-7-3-2 Essai du changement de la référence de vitesse	69
III-7-3-3 Essai de la variation de la charge	70
III-7-3-4 Essai de l'inversion du sens de rotation	71
III-8 Conclusion	72

Chapitre IV : Commande directe de couple

IV-1 Introduction	74
IV-2 Principe du contrôle direct du couple	74
IV-3 Structure de réglage en DTC	75
IV-3-1 Fonctionnement et séquences de l'onduleur de tension	76
IV-3-2 Contrôle du flux statorique	77
IV-3-3 Contrôle de couple électromagnétique	79
IV-4 Application d'une séquence de tension nulle	81
IV-4-1 Choix du vecteur tension	82
IV-4-2 Estimation du flux statorique	83
IV-4-3 Estimation du couple électromagnétique	85
IV-5 Elaboration des contrôleurs de flux et du couple	85
IV-5-1 Elaboration du contrôleur de flux	85
IV-5-2 Elaboration du contrôleur du couple	86
IV-6 Elaboration de la table de commutation	87
IV-7 Structure générale du contrôle directe du couple	89
IV-8 Résultats de simulation	89
IV-8-1 Essai à vide	89

IV-8-2 Essai du changement de la référence de vitesse	89
IV-8-3 Essai de variation de la charge	92
IV-8-4 Inversion du sens de rotation	93
IV-9 Les avantages de la commande directe du couple	93
IV-10 Les Inconvénients de la commande directe du couple	95
IV-11 Application d'un observateur à mode glissant pour l'observation du	95
flux et du couple dans la commande DTC	95
IV-11-1 Essai à vide.....	98
IV-11-2 Essai en charge	98
IV-11-3 Inversion du sens de rotation	100
IV-12 Conclusion	102
Conclusion générale	102

