

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ DE M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE-ÉLECTRIQUE
MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLÔME
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE: AUTOMATIQUE

THÈME

COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR
DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE
Utilisant le Filtre de Kalman Etendu (EKF)

Proposé et dirigé par :

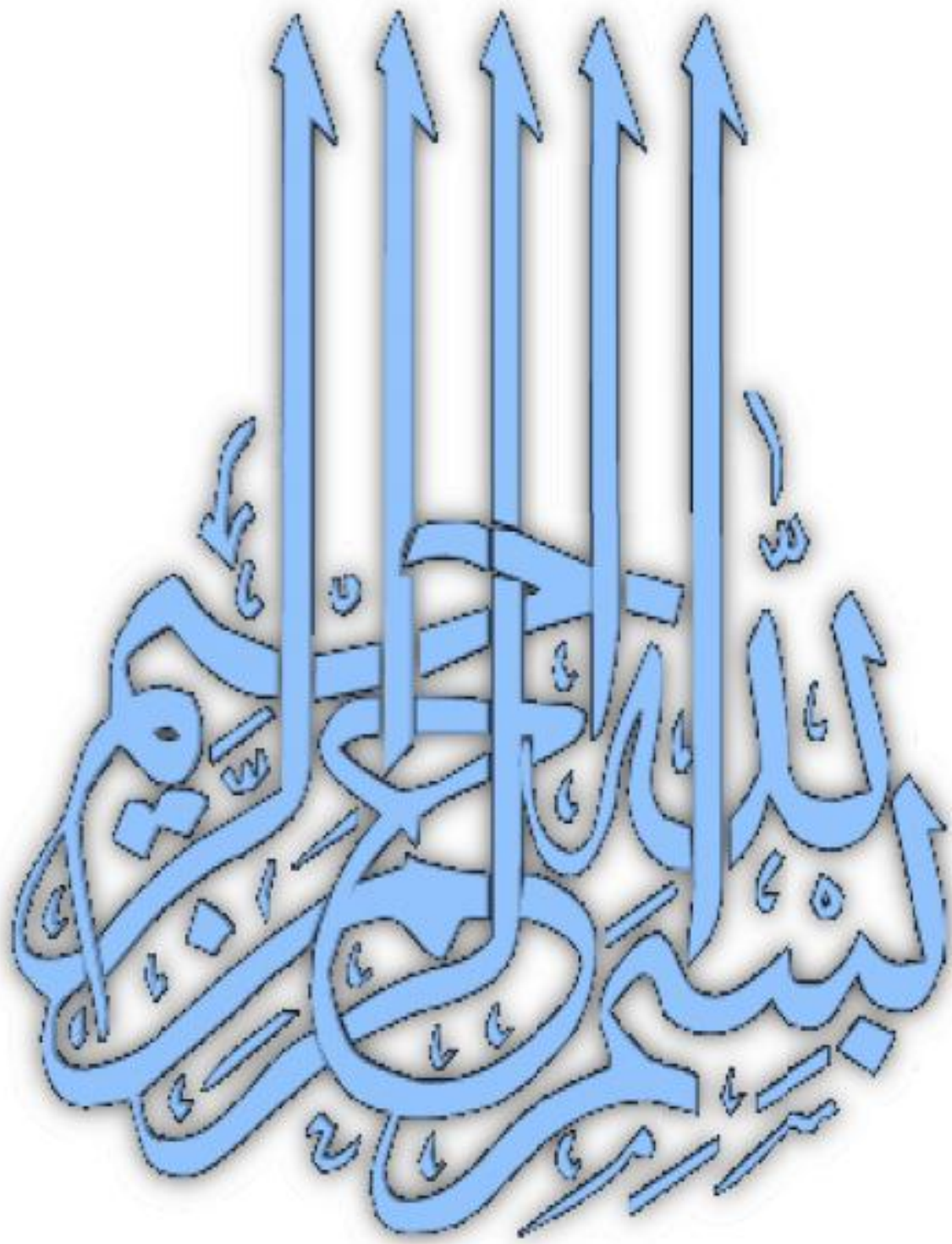
Mr. LAAMARI Yahia
Mr. OUBABAS Hocine

présenté par :

TORKI Souad

Année Universitaire : 2011/2012

N° d'ordre : 24



Remerciements

*Au nom d-[ALLAH](#), le tout miséricordieux, le très miséricordieux,
par de divinité à part lui, le vivant, celui qui subsiste par lui
même.*

*Je remercie avant tous [ALLAH](#) pour son aide, ses
innombrables dons, [ALLAH](#) qui m'a donné la force, la volonté et
le moral pour accomplir mes études en master en électrotechnique.
je remercie mes encadreurs [Mr : Y.LAMARI](#) et [Mr.H.OUBABAS](#).*

*Je remercie vont aussi au [président du jury](#) et aux [membres du
jury](#) examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce
travail.*

*Et enfin je remercie tous les [enseignants](#) et [collègues](#) de notre
promotion, qui nous ont aidés à réaliser ce modeste travail.*

Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de
m' avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce*

Travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A ma mère et mon père

A mes très chers frères et mes sœurs.

A toute ma famille

A mes chers amis

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

*A tous ceux qui connaissent **TORKI SOUAD.***

A tous les amis d'études surtout ceux

D'électrotechnique

Promotion 2011/2012

TABLE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

| Machine asynchrone (MAS) | |
|---|---|
| a, b, c | Axes liés aux enroulements triphasés. |
| d, q | Axes de référentiel de Park. |
| α, β | Axes de référentiel de Park. |
| $[P]$ | Matrice de Park. |
| $[P]^{-1}$ | Matrice inverse de Park. |
| $\theta(\text{rad})$ | Angle entre le stator et le rotor. |
| Grandeurs électriques et magnétiques au stator | |
| $V_{Sabc}(V)$ | Tension statorique phase a, b ou c. |
| $V_{Sdq}(V)$ | Tension statorique sur l'axe d ou q. |
| $i_{Sabc}(A)$ | Courant statorique phase a, b ou c. |
| $i_{Sdq}(A)$ | Courant statorique sur l'axe d ou q. |
| $R_S(\Omega)$ | Résistance statorique par phase. |
| M_S | Inductance mutuelle entre phases statoriques. |
| $L_S(H)$ | Inductance statorique par phase. |
| $\Phi_{Sabc}(wb)$ | Flux statorique phase a, b ou c. |
| $\Phi_{Sdq}(wb)$ | Flux statorique sur l'axe d ou q. |
| Grandeurs électriques et magnétiques au rotor | |
| $V_{rabc}(V)$ | Tension rotorique phase a, b ou c. |
| $V_{rdq}(V)$ | Tension rotorique sur l'axe d ou q. |
| $i_{rabc}(A)$ | Courant rotorique phase a, b ou c. |
| $i_{rdq}(A)$ | Courant rotorique sur l'axe d ou q. |
| $R_r(\Omega)$ | Résistance rotorique par phase. |
| $L_r(H)$ | Inductance rotorique par phase. |
| M_r | Inductance mutuelle entre phases rotoriques. |

| | |
|------------------------------|---|
| $\Phi_{rabc}(wb)$ | Flux rotorique phase a, b ou c. |
| $\Phi_{rdq}(wb)$ | Flux rotorique sur l'axe d ou q. |
| $M=(3/2) M_0(H)$ | Inductance mutuelle entre le stator et le rotor. |
| $M_0(H)$ | Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont alignés |
| P | Nombre de pôles. |
| $\omega_s(rad/S)$ | Pulsation électrique statorique. |
| $\Omega_r(rad/s)$ | Vitesse mécanique rotorique. |
| $\sigma = 1 - (M^2/L_r L_s)$ | Coefficient de dispersion. |
| $T_r = L_r/R_r (S)$ | Constant de temps rotorique. |
| $T_s = L_s/R_s (S)$ | Constant de temps statorique. |
| J (kg.m ²) | Moment d'inertie des parties tournantes. |
| f (Nm.s.rad ⁻¹) | Coefficient de frottements visqueux. |
| $C_{em}(N.m)$ | Couple électromagnétique. |
| $C_r(N.m)$ | Couple résistant. |
| ω_{obc} | Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé. |
| Onduleur | |
| MLI | Modulation de Largeur d'Impulsion. |
| $U_c(V)$ | Source de tension continue de l'onduleur. |
| $V_m(V)$ | Amplitude de la tension de référence. |
| $V_p(V)$ | Porteuse triangulaire. |
| m | Indice de modulation. |
| r | Taux de modulation. |
| $\omega(rad/S)$ | Pulsation électrique. |
| $f_{réf}(HZ)$ | Fréquence de la tension de référence. |
| $f_p(HZ)$ | Fréquence de la porteuse triangulaire. |

| <i>Observateur</i> | |
|--------------------------------------|---|
| T | Période d'échantillonnage. |
| $A B C$ | Matrice d'état de commande et observateur. |
| W_k | Bruit d'état. |
| V | Bruit de mesure. |
| X | Vecteur d'état. |
| Y | Vecteur d'observateur. |
| Q | Matrice de covariance de bruit d'état. |
| R | Matrice de covariance de bruit de mesure. |
| $E\{ \}$ | Espérance mathématique. |
| ε | Erreur sur l'estimation des états. |
| ε_{Is} | Erreur sur l'estimation des courants statorique . |
| $\varepsilon_{\phi r}$ | Erreur sur l'estimation des flux rotoriques. |
| FKE | Filtre de Kalman Etendu |
| <i>Régulation</i> | |
| $(K_p, K_I), (K_{p\phi}, K_{I\phi})$ | Gain régulateur du courant statorique et flux rotorique. |
| τ_I, τ_ϕ | Constante de temps du courant et flux rotorique en boucle fermée. |
| $(K_{\Omega p}, K_{I\Omega})$ | Gains du régulateur PI de la vitesse. |
| FOC | Field oriented control |
| CVI, CVD | Commande Vectorielle (Indirecte, directe) |

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Dans les secteurs utilisant la motorisation électrique, le moteur à induction occupe une place importante. En effet, il présente plusieurs avantages par rapport au moteur à courant continu (*MCC*), entre autres une maintenance minimale, une bonne robustesse, un prix d'achat relativement intéressant, etc.

Cependant, La *MCC* présente une commande simple en offrant des bonnes réponses dynamiques. Ce résultat dû au fait que les circuits induit et inducteur sont physiquement séparés et les f.m.m des deux armatures constamment orthogonales. Le courant d'induit peut être contrôlé indépendamment du courant d'inducteur. Ceci offre un découplage du couple et du flux, ce qui n'est pas le cas de la machine à induction.

Pour remédier à ce problème *Blaschke* proposa au début des années 70 la solution rendant possible ce découplage par la commande vectorielle à flux orienté (*FOC*). Celle-ci est une loi de commande conduisant à une caractéristique du couple similaire à celle d'une *MCC* à excitation séparée. Avec cette technique de commande du flux, on améliore les performances du moteur asynchrone. En effet, on obtient un couple plus grand que le couple nominal et même lorsque le moteur est à l'arrêt, il peut passer du couple nul au couple maximal, le temps correspond au temps de réponse au niveau du courant [13].

En général, deux types de commandes sont utilisés : commande directe (*CVD*) et commande indirecte (*CVI*).

Les performances de ces commandes complexes modernes et la qualité de découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique dépendent nettement de la précision de l'information sur la position du rotor et de la position du flux rotorique qui doit être confondu avec l'axe direct du référentiel tournant ($\Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = \mathbf{0}$). La position du rotor est obtenue, dans la plupart des cas, à partir de la connaissance de la vitesse de rotation par l'intermédiaire d'un capteur de vitesse. Or ces capteurs nécessitent une place pour leur installation et ils ont des difficultés liées à leur montage.

Ils sont sensibles également aux vibrations de l'arbre sur l'équipement et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques. En effet, pour les applications de forte puissance, ce n'est pas leur coût, mais plutôt leurs limitations mécaniques qui posent des problèmes. C'est à partir de cette constatation que l'idée d'éliminer le capteur de vitesse est née et que les recherches sur la commande sans capteur de la machine asynchrone ont commencé.

Ce présent travail s'articule autour des quatre chapitres suivants:

- Ø Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la MAS alimenté par onduleur à MLI, en utilisant la transformation de Park linéarisée. La simulation de ce modèle dans les deux repères, synchrone et celui lié au stator sera effectuée.
- Ø Dans le second chapitre, nous abordons l'étude de la commande vectorielle (dite par orientation du flux rotorique). Cette technique de commande sera bien détaillée avec ses deux types, direct et indirect. La commande de l'onduleur par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) est développée. En fin, des résultats de simulation de l'association (convertisseur- moteur- charge) sont présentés pour valider et montrer les performances des techniques de commande utilisées.
- Ø Le troisième chapitre est consacré à l'étude des théories des observateurs qui se basent sur le modèle d'état de la machine. Deux groupes sont présentés.
 - ü Déterministes comme l'observateur de Luenberger (adaptatif) basé sur l'introduction d'un mécanisme d'adaptation de vitesse de rotation.
 - ü Stochastiques comme le filtre de Kalman étendu.
- Ø Dans le quatrième chapitre, on propose une commande vectorielle directe sans capteurs de flux et de vitesse de rotation en utilisant d'une part l'observateur de Luenberger adaptatif et d'autre part le filtre de Kalman étendu (EKF).

En fin, on conclura par une synthèse sur le travail ainsi réalisé suivi des perspectives qui peuvent être envisagées pour des éventuels et futurs travaux.

Chapitre I

Modélisation de la Machine Asynchrone(MAS)

I.1. INTRODUCTION

Le moteur asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie son principal avantage réside dans l'absence de contact électrique glissant, ceci qui conduit à une structure simple et robuste facile à mettre en œuvre ; le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse du synchronisme. Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. [3]

La simulation est un moyen efficace et économique utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives tant au stade du développement (conception) qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes.

Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la commande des machines électriques (**ATOSE, EMTP, SPICE, SIMNON, MATLAB, SIMULINK.....**). La difficulté de simulation du moteur asynchrone, provient de la structure fortement non-linéaire et complexe de ce modèle, basé sur des équations faisant intervenir des paramètres résistifs et inductifs dont la valeur est en fonction de phénomènes non linéaires tels que : l'effet thermique, l'effet pelliculaire dans les barres rotoriques de la machine à cage ou le phénomène de saturation des matériaux ferromagnétique.

Ces phénomènes apparaissent avec des constantes de temps distinctes et doivent être considérés de façons différentes. Compte tenu de la lenteur des phénomènes thermiques, la variation des paramètres qu'ils induisent peuvent être prise en compte dans la commande par des correcteurs adaptatifs.

Les deux autres effets interviennent quant à eux beaucoup plus rapidement et mettent en jeu des variations locales des grandeurs, difficilement modélisables au niveau de l'équation globale.

Ceci est particulièrement le cas pour la prise en compte de la variation de la résistance rotorique due à l'existence de l'effet de peau. Le phénomène de saturation magnétique, véhiculé certaines approximations, peut quant à lui, être appréhendé par l'introduction dans les équations représentatives de paramètres variables.

Le but de ce chapitre, est d'exposer les étapes aboutissant à un modèle biphasé de la machine asynchrone où nous retiendrons le modèle de PARK, continu et discret ainsi l'étude de son comportement par simulation avec deux types d'impulsions:

- ü Alimentation parfaitement sinusoïdale.
- ü Alimentation par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion « MLI ».

I.2. GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE ASYNCHRONE TRÉPHASÉE

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. [1]

I.2.2. Description de la M.A.S Triphasée

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée **stator(primaire)** portant un bobinage triphasé logé dans encoches et relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou **rotor(secondaire)** qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer.

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

- Ø La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court circuit.
- Ø La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation. [1]

$$\Omega_s = 60 \frac{f_s}{p} (\text{tr/min})$$

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

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_s différente de Ω_r (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées, engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. D'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. [1]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse $\Omega_s = \left(\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}\right)$ cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse $\Omega_r = \left(\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}\right)$ inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

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

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques : [1].

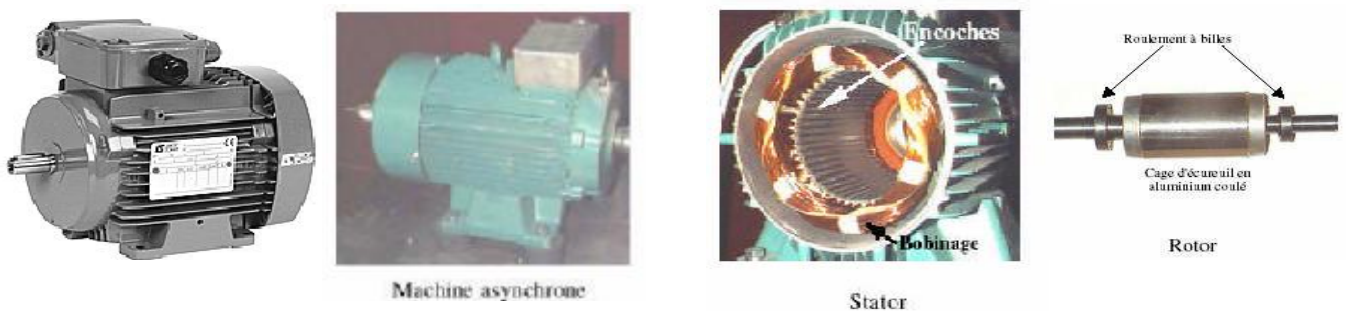


Figure. 1.1 : Machine Asynchrone à cage d'écureuil

I.3. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES

Pour l'étude de la machines asynchrone des hypothèses simplificatrices sont traduite : [4], [3], [1] :

- ü Entrefer constant
- ü Effet des encoches négligé
- ü Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer
- ü Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- ü Pertes ferromagnétiques négligeables

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- ü L'additivité des flux
- ü La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique

I.4. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.4.1 Modèle de la MAS triphasée

Le modèle de la machine Asynchrone triphasée est illustré par le schéma de la figure(I.2) avec les armatures statoriques et rotoriques qui sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements au stator : **SA** , **SB** et **SC** , et pour trois enroulements rotoriques : **Ra** , **Rb** et **Rc** et θ : Angle entre l'axe de la phase statorique (SA) et la phase rotorique (RA). [1].

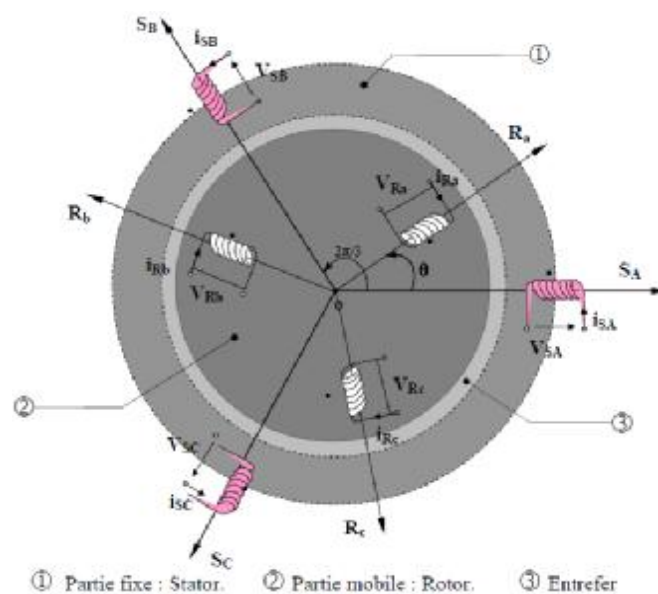


Figure .I.2 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

-Mise en Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types

d'équations à savoir : [1], [10]

- Ø Les équations électriques.
- Ø Les équations magnétiques.
- Ø Les équations mécaniques.

• Equations électriques :

ü Loi de Faraday :

Une force électromotrice (f.e.m) e apparaît dans un circuit électrique quand le flux d'induction f le traversant varié, sa valeur instantanée est : [28]

$$e = -\frac{\partial f}{\partial t} \quad (\text{I.01})$$

ü Application de la loi de Faraday à la machine asynchrone :

L'un des six enroulements statoriques et rotoriques est représenté à la **Figure (I.3)**, sa résistance est R , traversée par le flux total f défini selon la normale orientée \vec{n} , il est le siège d'une f.é.m. induite e . La loi des mailles s'exprime par la relation :

$$v = Ri + \frac{\partial f}{\partial t} \quad (\text{I.02})$$

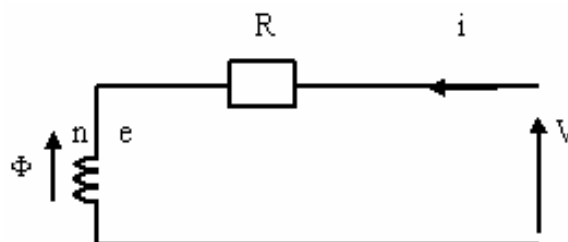


Figure .I.3 : Modèle d'une phase avec force électromagnétique

En fonction des hypothèses citées ci-dessus et selon la loi de Faraday, Les équation des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.03)$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_{sabc}] [I_{sabc}] + d/dt [\Phi_{sabc}] \quad (I.04)$$

$$[V_{rabc}] = [R_{rabc}] [I_{rabc}] + d/dt [\Phi_{rabc}] \quad (I.05)$$

$[\Phi_{abc(s)}] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]$ vecteur flux total statorique.

$[V_{abc(s)}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]$ vecteur tension statorique applique aux trois phases.

$[I_{abc(s)}] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]$ vecteur courant traversant les enroulements statorique.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{Matrice résistance statorique.}$$

Par un un changement d'indice les vecteur rotorique comme suit :

$$[\Phi_{abc(r)}], [V_{abc(r)}], [I_{abc(r)}], [R_r].$$

• Équations magnétiques :

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.06)$$

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]. \quad (I.07)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{sr}][i_{sabc}] \quad (I.08)$$

Pour l'écriture condensée, on met

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (\text{I.09})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

On :

$[L_{SS}]$: Matrice d'inductances statoriques.

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

$[l_s]$: Inductance propre d'une phase statorique.

$[l_r]$: Inductance propre d'une phase rotorique.

$[M_s]$: Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$[M_r]$: Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{SS}][i_{sabc}] + [M_{rs}][i_{rabc}]) \quad (\text{I.12})$$

$$[V_{sabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{I.13})$$

• Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc....), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [04].

$$C_{em} = p[i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.14})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{I.15})$$

Avec :

ω : Vitesse de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r$$

(I.16)

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [04].

I.4.2. Modélisation de la MAS dans le repère de Park :

La transformation de Park appelée souvent transformation à deux axes, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes :

- d'axe direct
- d'axe en quadrature
- homopolaire

u : Indice de la composante directe

v : Indice de la composante en quadrature

o : Indice de la composante homopolaire

La transformation du modèle d'un enroulement triphasé en un modèle d'un enroulement Biphasée, en prenant en compte la conservation des puissances est permis par la matrice de Park donnée ci après : [6].

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Le facteur $\left(\sqrt{\frac{2}{3}}\right)$: est là pour conserver la puissance électrique instantanée [3].

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

θ_{OBS} est l'angle de rotation du repère (u, v) .

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [\mathbf{P}] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [\mathbf{P}]^T \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

En appliquant, la transformation de Park $[\mathbf{P}]$ sur les équations:(I.4),(I.5),(I.7),(I.8) et

Après simplification, les équations électriques et magnétiques modélisant la machine dans le repère biphasé (u, v) , sont déduites voir figure(I.4).

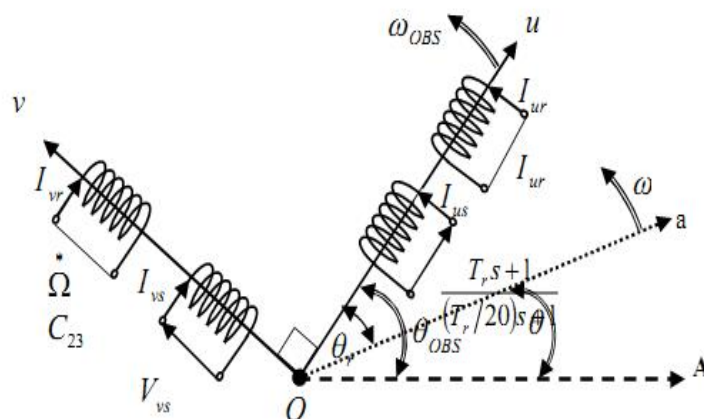


Figure. I.4 : Représentation des enroulement fictifs d'axes (u, v)

Référentiel fixe par rapport aux champs tournants (d, q)

Ce système d'axe tourne avec la vitesse du champ électromagnétique ω_{OBS} créée par les enroulements du stator. Il se traduit par les conditions :

$$P \begin{cases} u \rightarrow d \\ v \rightarrow q \end{cases} \quad \text{Et} \quad \text{Avec : } \omega_r = \omega_{obc} - \omega$$

• Equations électriques

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\omega_{obc} \\ \omega_{obc} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\omega_r \\ \omega_r & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

- **Equations magnétiques**

Les équations des flux sont données par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre de l'armature du stator.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

M_0 : Est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre de l'armature du rotor.

- **Equations mécaniques**

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I.14) devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rd} i_{sq}) \quad (\text{I.25})$$

I.4.3. Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, on se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [4], [3], [1].

Ø Référentiel immobile par rapport au stator : $(u, v) \rightarrow (\alpha, \beta) \mathcal{P} \quad \omega_{OBS} = \mathbf{0}$

Ø Référentiel immobile par rapport au rotor : $(u, v) \rightarrow (x, y) \mathcal{P} \quad \omega_{OBS} = \omega = p\Omega$

Ø Référentiel immobile par rapport au champ tournant : $(u, v) \rightarrow (d, q) \mathcal{P} \quad \omega_{OBS} = \omega_s$

Où :

ω_{OBS} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasés.

I.5. REPRÉSENTATION D'ÉTAT DU MODÈLE DE LA MAS

I.5. 1. Modèle continu

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A]. [x] + [B]. [u] \quad (\text{I.26})$$

Avec :

$$\begin{cases} [X] = [i_{sd,\alpha} \ i_{sq,\beta} \ \Phi_{rd,\alpha} \ \Phi_{rq,\beta}]^T \\ [U] = [V_{sd,\alpha} \ V_{sq,\beta}]^T \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q), on a

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & \omega_s & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_s T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_s}\right) \omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & \mathbf{0} & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ \mathbf{0} & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{1}{\sigma L_s} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

$$C = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$: Résistance totale ramenée au stator.

$$-\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) \rightarrow -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) ; \quad \left(\frac{M}{\sigma L_s L_s T_r}\right) \rightarrow \frac{1-\sigma}{M \sigma T_r} ; \quad \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega \rightarrow \frac{(1-\sigma)\omega}{\sigma M}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M \sigma T_r} & \frac{(1-\sigma)\omega}{\sigma M} \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \frac{(1-\sigma)\omega}{\sigma M} & \frac{1-\sigma}{M \sigma T_r} \\ \frac{M}{T_r} & \mathbf{0} & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ \mathbf{0} & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice [A] devient :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & \mathbf{0} & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_s T_r}\right) & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r}\right) \omega \\ \mathbf{0} & -\left(\frac{R_t}{\sigma L_s}\right) & -\left(\frac{M}{\sigma L_s L_s}\right) \omega & \left(\frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & \mathbf{0} & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \mathbf{0} & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

Avec :

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

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

[A]: Matrice d'état qui caractérise le système.

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \mathbf{0} & \frac{1-\sigma}{M \sigma T_r} & \frac{(1-\sigma)\omega}{\sigma M} \\ \mathbf{0} & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & \frac{(1-\sigma)\omega}{\sigma M} & \frac{1-\sigma}{M \sigma T_r} \\ \frac{M}{T_r} & \mathbf{0} & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \mathbf{0} & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

I.5. 2.Modèle discret

Le choix du modèle d'état continu dans le repère statique en vue de l'estimation des variables d'états de la machine asynchrone à été effectuée au paragraphe (I.1.5) du premier chapitre. Les différents signaux intervenant dans le modèle continu (I.26) sont donc échantillonnés à la période T : [6],.

On pose alors

$$X_K = X(Kh) \quad (I.32)$$

$$U_K = U(Kh) \quad (I.33)$$

$$Y_K = Y(Kh) \quad (I.34)$$

Avec :

$$X_K = [I_{S\alpha k} \ I_{S\beta k} \ \Phi_{\alpha r k} \ \Phi_{\beta r k}]^T \quad (I.35)$$

$$V_S = U_k = [U_{\alpha sk} \quad U_{\beta sk}]^T \quad (\text{I.36})$$

$$\begin{cases} \mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{X}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{C}\mathbf{X}_k \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

Pour la discrétisation du système continue, il faut utiliser les relations entre la matrice dynamique [A] et de commande [B] du modèle continu et celle de transition [A_k] et de commande [B_k] du modèle discret donné par : [6], [3], [19], [20].

$$A_k = e^{Ah} \quad (\text{I.38})$$

$$B_k = \int_0^h e^{A\delta} d\delta. \quad (\text{I.39})$$

Où l'on a supposé que le vecteur de tension [U] est constant par palier.

h : représente la période d'échantillonnage.

Le calcul exacte de [A] a donné par le développement en série de Taylor jusqu'à l'ordre $n=\infty$. [23] :

$$A = e^{A\delta} d\delta = Ih + \frac{Ah^2}{2!} + \frac{Ah^{n=3}}{3!} + \dots, \quad (\text{I.40})$$

$$A_k = I + Ah \quad (\text{I.41})$$

$$B_k = Bh \quad (\text{I.42})$$

$$C_k = C \quad (\text{I.43})$$

Où I : matrice identité d'ordre 4

Ils ont ressort les matrices suivantes :

$$\begin{cases} X(kh) = [i_\alpha(kh) \quad i_\beta(kh) \quad \Phi_\alpha(kh) \quad \Phi_\beta(kh)]^T \\ Y(kh) = [I_\alpha(kh) \quad I_\beta(kh)]^T \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

$$\begin{cases} X(kh) = [i_\alpha(kh) \quad i_\beta(kh) \quad \Phi_\alpha(kh) \quad \Phi_\beta(kh)]^T \\ Y(kh) = [I_\alpha(kh) \quad I_\beta(kh)]^T \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Et pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), la matrice [A_k] devient :

$$\omega = p \cdot \Omega \cdot h \quad (\text{I.46})$$

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \cdot h & 0 & \frac{Mh}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M\omega h}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 1 - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \cdot h & -\frac{M\omega h}{\sigma L_s L_r} & \frac{Mh}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{Mh}{T_r} & 0 & 1 - \frac{h}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{Mh}{T_r} & \omega & 1 - \frac{h}{T_r} \end{bmatrix} B_k = \begin{bmatrix} \frac{h}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{h}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.47})$$

I.6. SIMULATION DU MODÈLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La figure représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé. Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

La simulation est réalisée pour les deux référentiels (d, q) et (α, β) . Pour un essai en charge nominale après un démarrage à vide.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude égales et constantes, elles peuvent être présentées comme suite :

$$V_{sa} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t) \quad (\text{I.48})$$

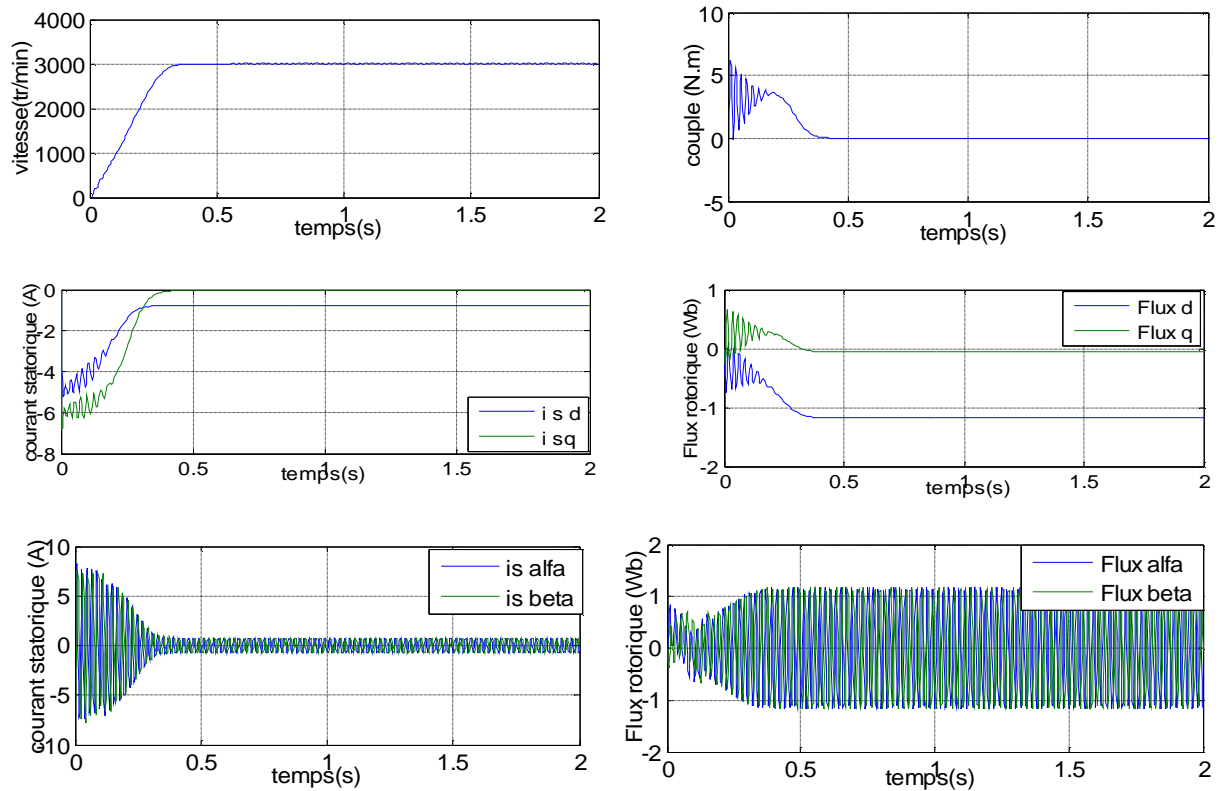
$$V_{sb} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \quad (\text{I.49})$$

$$V_{sc} = \sqrt{2} V_s \sin(\omega_s t + 2\pi/3) \quad (\text{I.50})$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.



En charge

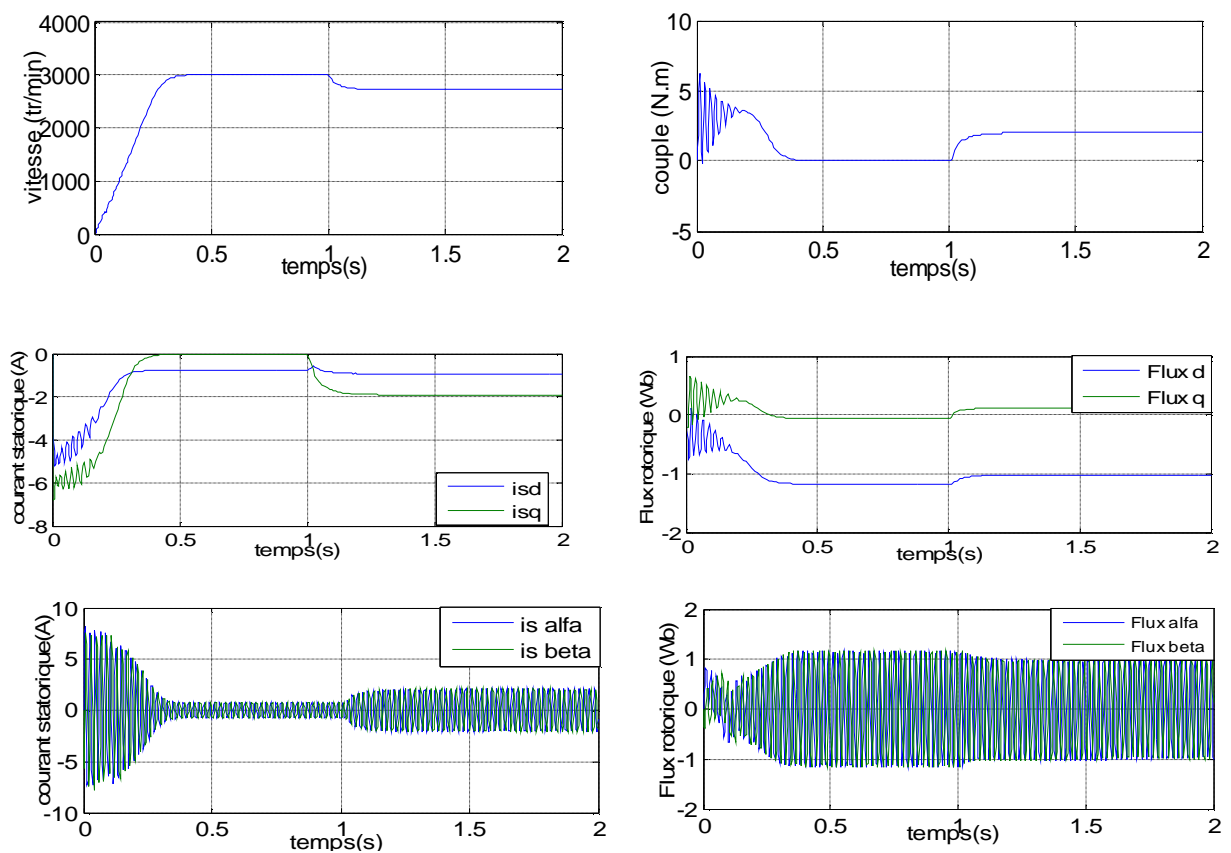


Figure .1.5 : simulation de la machine asynchrone a vide et en charge

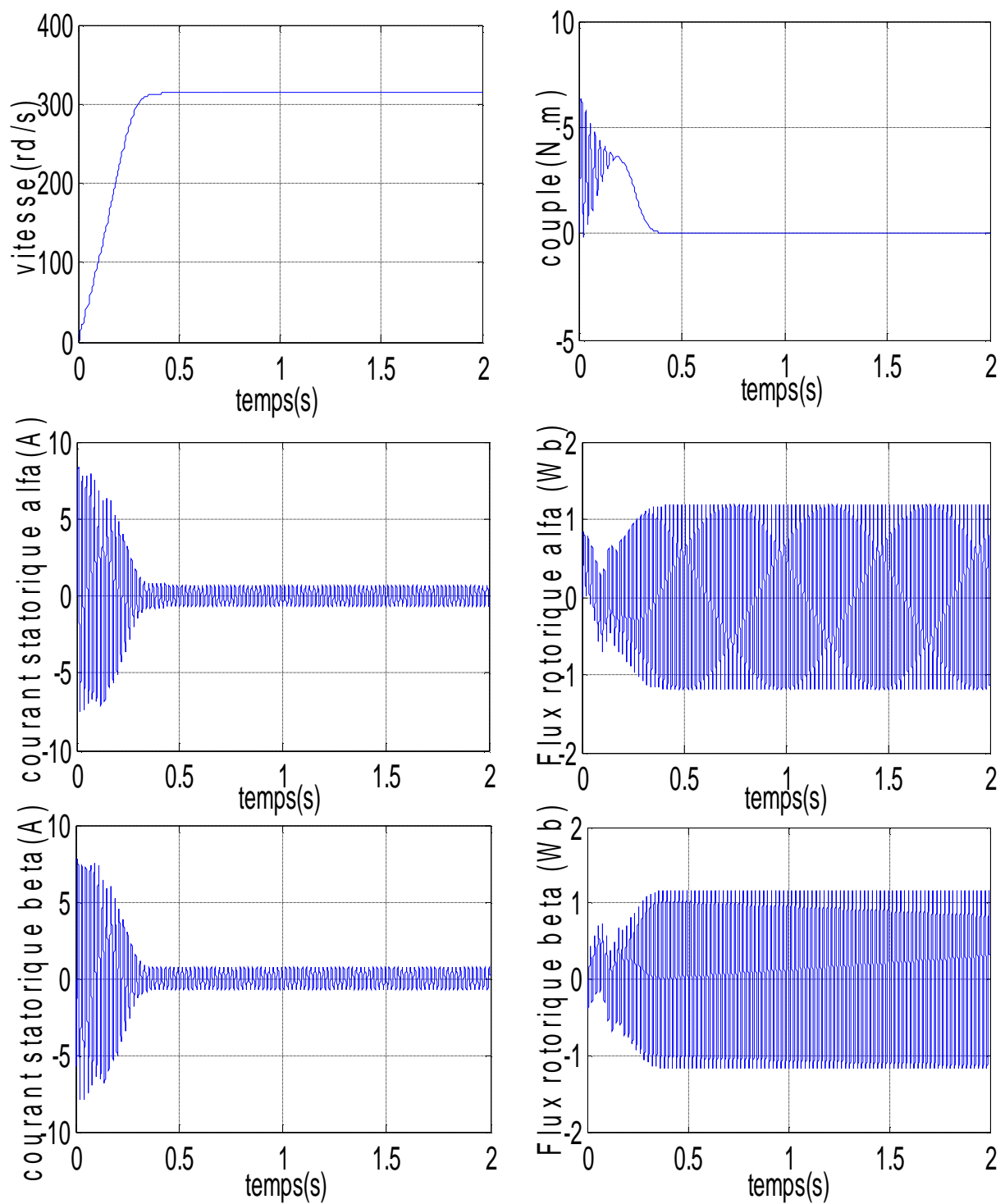


Figure .I.6 : simulation de la machine asynchrone alimentée en tension modèle discret (α , β)

I.7. INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation donnés par la figure (I.5), représente l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (N), le couple électromagnétique (Ce), les flux (Φ_{rd} , Φ_{rq}) les courants (I_{sd} , I_{sq})

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard (220/ 380V, 50Hz), à vide. L'examen des courbes de la figure (I.5) permet de constater que.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.4sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

La courbe du couple ce présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très important, après 0.4s le couple tend vers zéro.

Le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude dans les premiers instants, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Les courant statorique présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (4 A) jusqu'à 0.4s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est resté constant.

I.8. ASSOCIATION MACHINE ASYNCHRONE–ONDULEUR

Généralement l'alimentation de la machine est assurée par un convertisseur statique, qui est capable de délivrer une fréquence et une tension de sortie variable, qui sont à l'origine de la variation de la vitesse des machines à cage, en effectuant une double conversion en passant par le courant continu.

Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et la technique «MLI» (Modulation de la largeur d'impulsion), on peut réaliser des convertisseurs statiques qui permettent d'imposer le profil de la tension et du courant aux bornes du moteur par le contrôle direct des signaux de commande des interrupteurs.

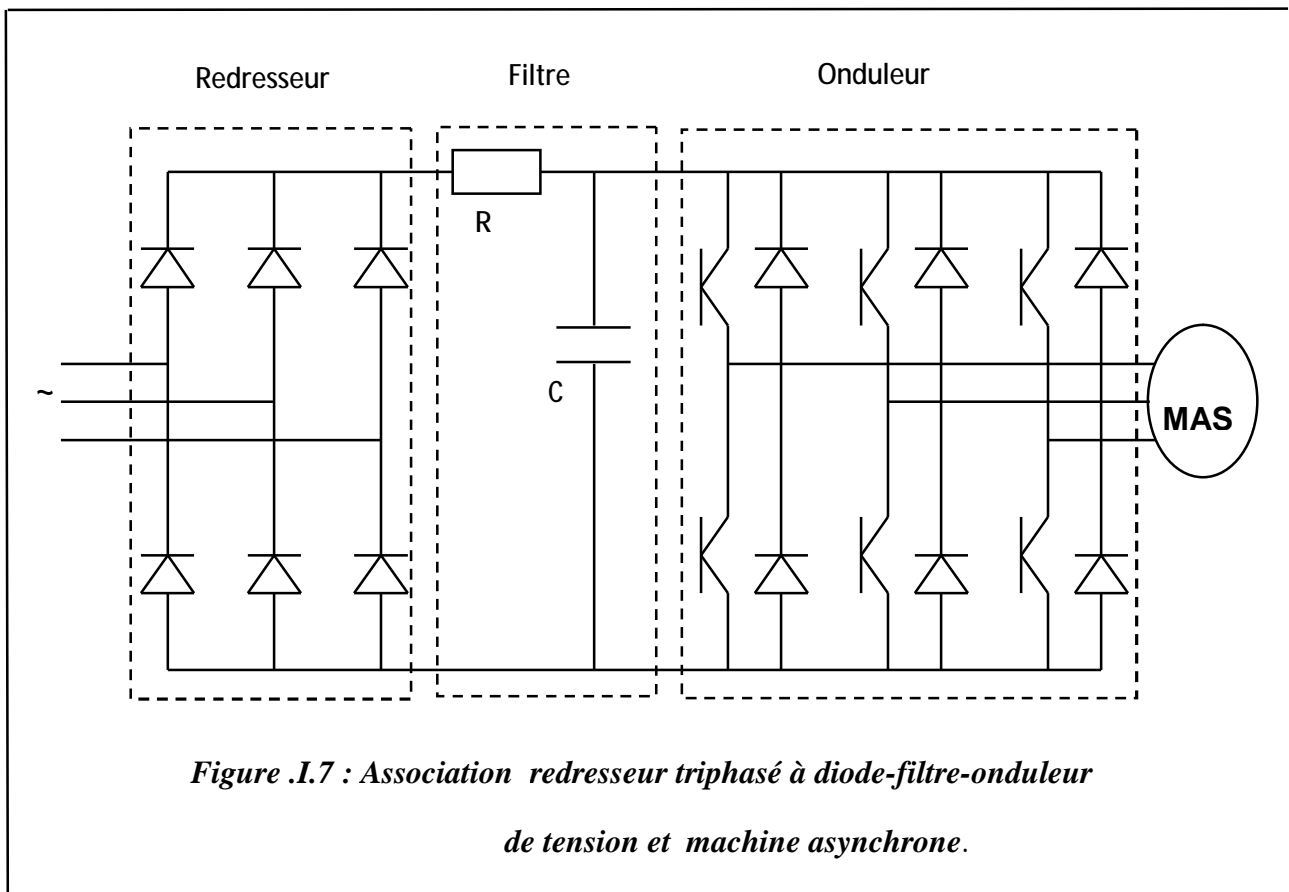
Effectivement la technique «MLI» par un découpage approprié de la tension continue autorise le réglage de la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence ainsi que le contrôle de son contenu harmonique, afin d'optimiser le fonctionnement du moteur en évitant les oscillations du couple et de la vitesse [3]. Parmi les différentes lois de modulations, on a adopté la modulation triangulo-sinusoïdale, Cette technique consiste en l'obtention des signaux de commandes par la comparaison d'une onde sinusoïdale dite modulante qui est l'image de la tension de sortie souhaitée à un signal triangulaire ou porteuse de fréquence multiple à celle de référence. Le choix du facteur de multiplication découle d'un compromis entre une bonne neutralisation des harmoniques et un bon rendement du convertisseur.

La variation de l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur est obtenue en agissant sur le rapport de l'amplitude de la modulante à celle de porteuse à tension d'entrée constante, ce rapport est réglable de zéro à une valeur maximale correspondante au fonctionnement nominale du moteur [3].

I.8.1.Principe de fonctionnement

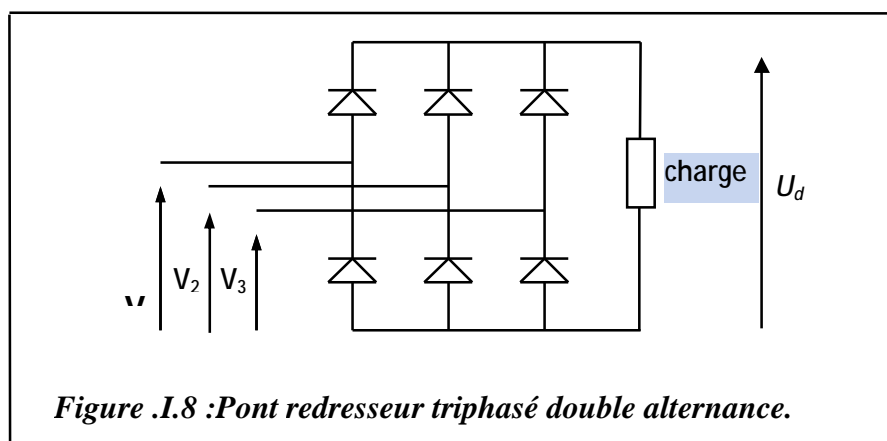
La tension continue à l'entrée de l'onduleur est obtenue à partir d'un redresseur à diode, alimenté par des tensions sinusoïdales triphasées décalées de $2\pi/3$ et un filtre pour éliminer les hautes fréquences, Où l'onduleur se comporte comme un commutateur de tension en appliquant alternativement sur chaque borne du moteur, les polarités positives et négatives de la source.

Sachant que les ordres de commutation des interrupteurs sont obtenus par une comparaison des signaux sinusoïdaux au même signale triangulaire figure (I.13) .



I.8.2. Modélisation du redresseur

Le redresseur est schématisé par la figure (I.8). Il est constitué d'un montage à diodes parallèle et attaqué par un système de tension triphasé [7].



La tension redressée répond aux équations suivantes pendant une période on a :

$$\begin{cases} V_1 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res}) \\ V_2 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \cdot \sin(\omega_{res} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.51)$$

Avec :

- ü $\omega_{res} = 2 \cdot p \cdot f_r$: Pulsation du réseau.
- ü f_{res} : Fréquence du réseau.
- ü V_{eff} : Valeur efficace de la tension du réseau.

Le système de tension triphasé (V_1, V_2, V_3) ainsi que la tension redressée U_d sont présentés par la figure (I.9).

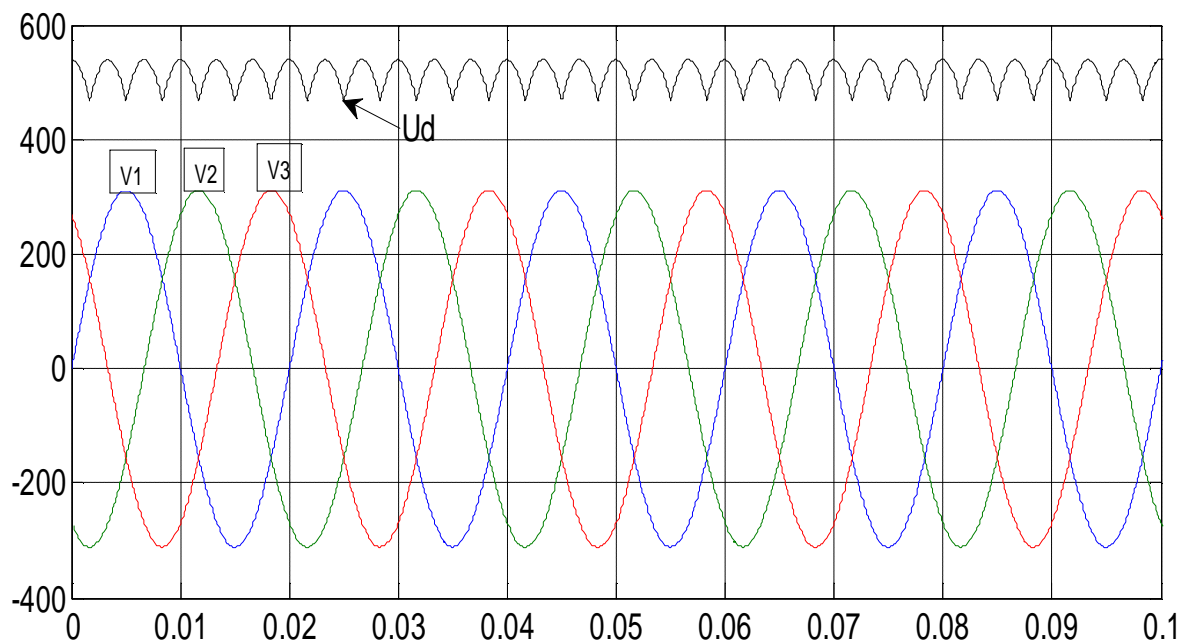
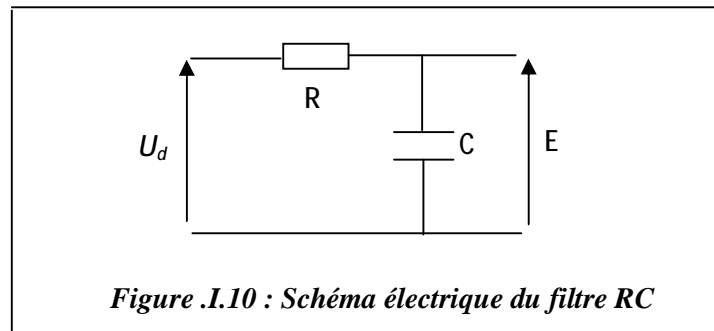


Figure. I.9 : Tension de sortie du redresseur

I.8.3. Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ceci impose l'insérer un filtre RC figure (I.10) à la sortie du redresseur pour avoir rendement de filtrage de la tension redressée.



La fonction de transfert de ce filtre est donnée sous forme d'un système du premier ordre :

$$F(p) = \frac{E}{U_d} = \frac{1}{(1 + \tau \cdot p)} \quad (\text{I.52})$$

Avec :

$\tau = RC$: Représente la constante du temps du filtre.

Le bon filtrage est réalisé pour $\tau = 0.01$ présente par la figure (I.11).

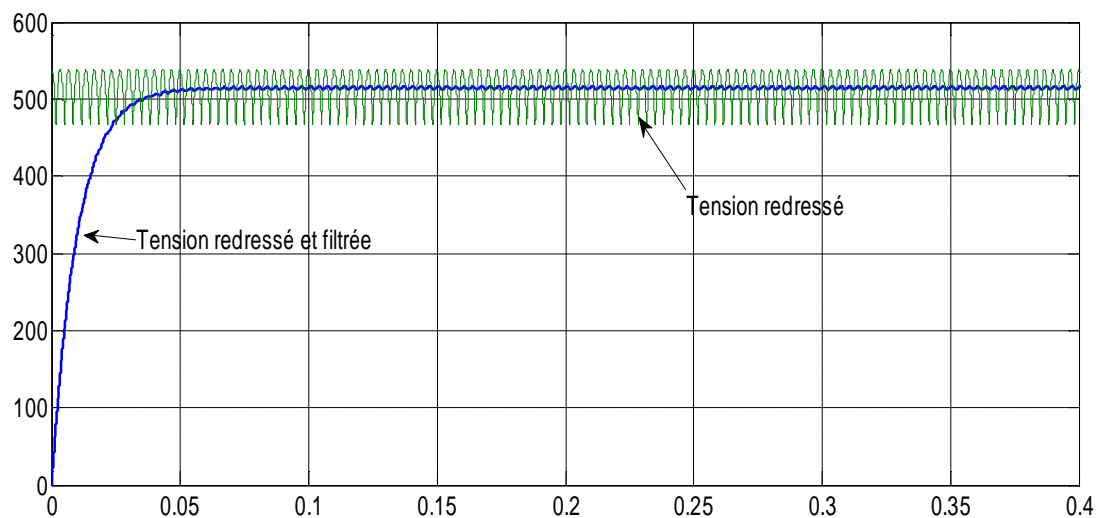


Figure . I.11 : Tension de sortie du filtre

I.8.4. Modélisation de l'onduleur à MLI

ü Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [4].

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie de l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon) [8].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

✚ Selon la source :

- onduleurs de tension,
- onduleurs de courant.

✚ Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),

✚ Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

Ü Domaine d'utilisation

La plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI se résument aux Commande des moteurs alternatifs, filtre actif, systèmes d'alimentations sans interruption (ASI) Utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations de sécurité, on s'efforce alors de maintenir la tension de sortie constante quelle que soit la charge.

Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse Variable avec moteur à courant alternatif [8]

Structure de l'onduleur de tension triphasé

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure (I.12), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [9], [8],[4].

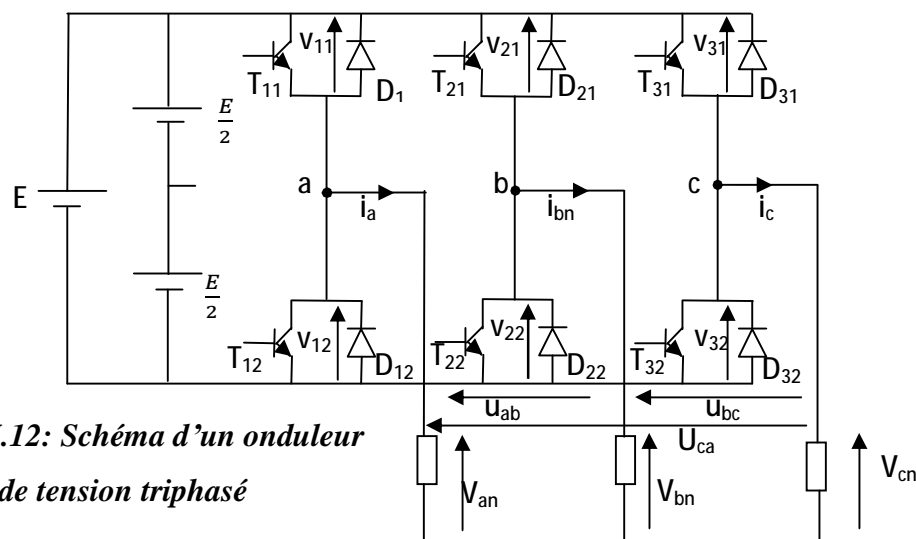


Figure .I.12: Schéma d'un onduleur de tension triphasé

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_{i1} et T_{i2} les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- si $S_i = 1$, alors T_{i1} est fermée et T_{i2} est ouvert.
- si $S_i = 0$, alors T_{i1} est ouvert et T_{i2} est fermée.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (\text{I.53})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{I.54})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0 .

$$\begin{cases} V_{an} - V_{nn_0} = V_{an_0} \\ V_{bn} - V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ V_{cn} - V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{I.55})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}[V_{an} + V_{bn} + V_{cn}] \quad (\text{I.56})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow s_i$ (1ou0) $\{ i=a, b, c \}$ on a :

$$V_{in_0} = s_i E - \frac{E}{2} \quad (\text{I.57})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (s_a - 0.5)E \\ V_{bn_0} = (s_b - 0.5)E \\ V_{cn_0} = (s_c - 0.5)E \end{cases} \quad (\text{I.58})$$

En remplaçant (2.66) dans (2.67), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{I.59})$$

En remplaçant (I.59) dans (I.58), on obtient:

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} E \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{pmatrix} \quad (\text{I.60})$$

• Etude de la commande de l'onduleur

Toute application concrète du variateur asynchrone est liée à un cahier de charge précis un choix de mode d'alimentation de la machine. Il existe nécessitant deux modes d'alimentation en courant ou en tension Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine, lui impose au niveau de ses enroulement statoriques un courant ou une tension de forme et amplitude données. Selon l'application et les performances demandées, on choisira le type d'alimentation et par conséquent le type de contrôle à implanter. Trois principales peuvent être envisagées

- Onduleur de courant réalisant une alimentation en courant.
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en tension.
- Onduleur de tension réalisant une alimentation en courant.

Donc, il y a plusieurs méthodes pour commander les interrupteurs d'un onduleur. Dans notre travail, nous allons étudier la stratégie de contrôle de la tension par la commande MLI [8]

- **Objectif de la technique MLI**

Les objectifs principaux d'une MLI sont les suivants:

- Ø Obtenir dans la charge électrique des courants dans la variation est proche la sinusoïdale par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie
- Ø Imposer à l'entrée de l'onduleur un courant de type continu avec des composantes alternatives d'amplitudes réduites et de fréquences élevées.
- Ø Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamentale des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sorties larges variable [8]

Les paramètres essentiels de MLI sont par conséquent:

ü La fréquence de modulation : f_m ;

ü L'indice de modulation: $m = \frac{f_m}{f_s}$;

Où f_s est la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur;

ü Coefficient de réglage: $r = \frac{\text{valeur, crête, du, fondamental, de, la, tension de, charge souhaitée}}{\text{Amplitude, de, créniaux, de, la, tension, de, sortie}}$

on cherche généralement à obtenir une valeur maximale de "r" la plus élevée possible.

I.9. SIMULATION DE LA MAS ASSOCIÉE A L'ONDULEUR DE TENSION

On utilisant le logiciel MATLAB pour faire une simulation a une machine asynchrone avec onduleur.

Le moteur est alimenté directement par un onduleur avec : $m = \frac{f_p}{f_{ref}} = 30$, et $r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} = 0.8$ à vide jusqu'à $t=2s$ où nous appliquons la charge nominale ($C_r=0$ Nm).

V_{mref} : Amplitudes de tension de la référence.

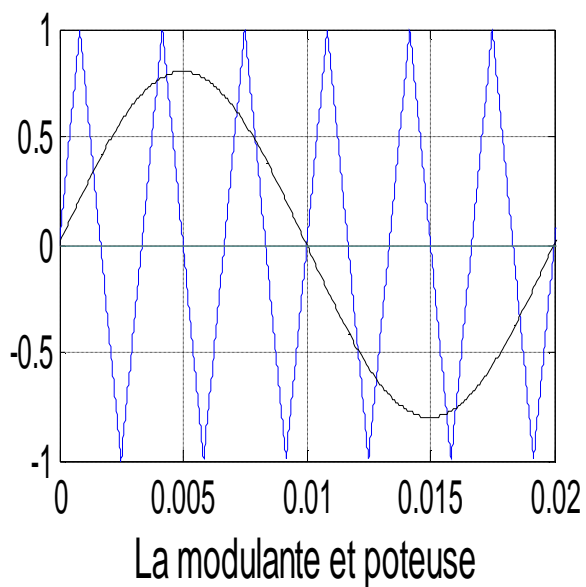
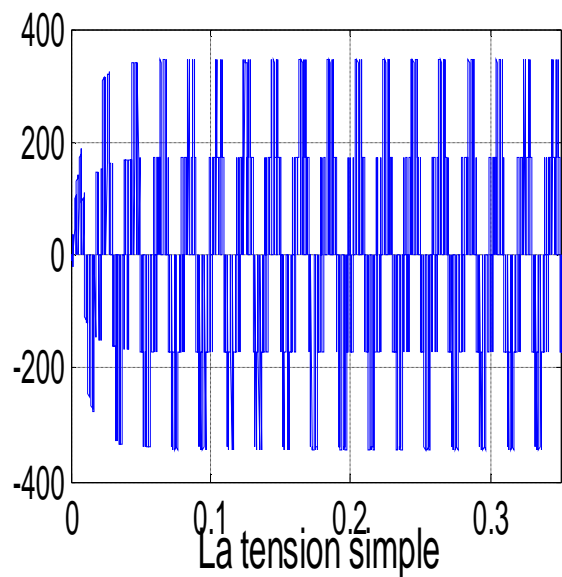
V_{mp} : Amplitudes de tension de la porteuse.

f_p : La fréquence de porteuse.

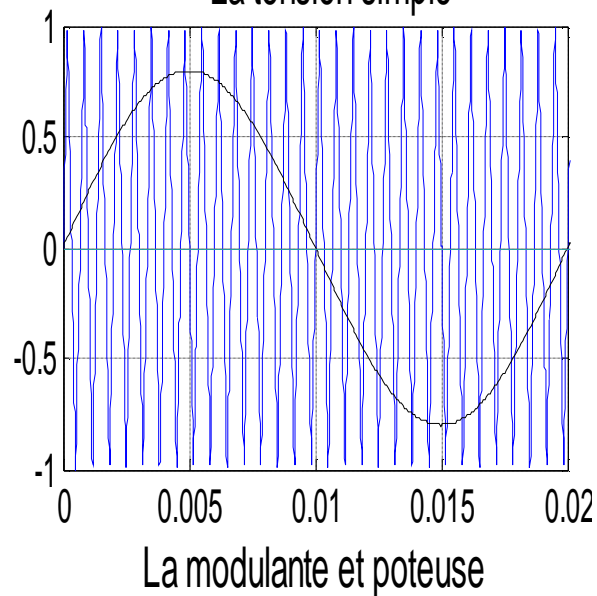
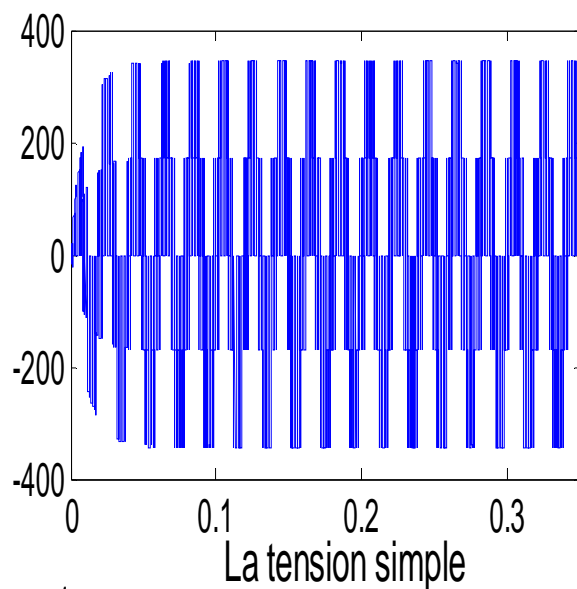
f_{ref} : La fréquence de référence.

- **La tension d'onduleur**

La courbe suivante montre la tension délivrée par l'onduleur pour une phase. On voit aussi que les graphes ont presque une forme sinusoïdal.



$m=6, r=0.8$



$m=30, r=0.8$

Figure .I.13 : les résultats de simulation de l'onduleur

• Les graphes de simulation :

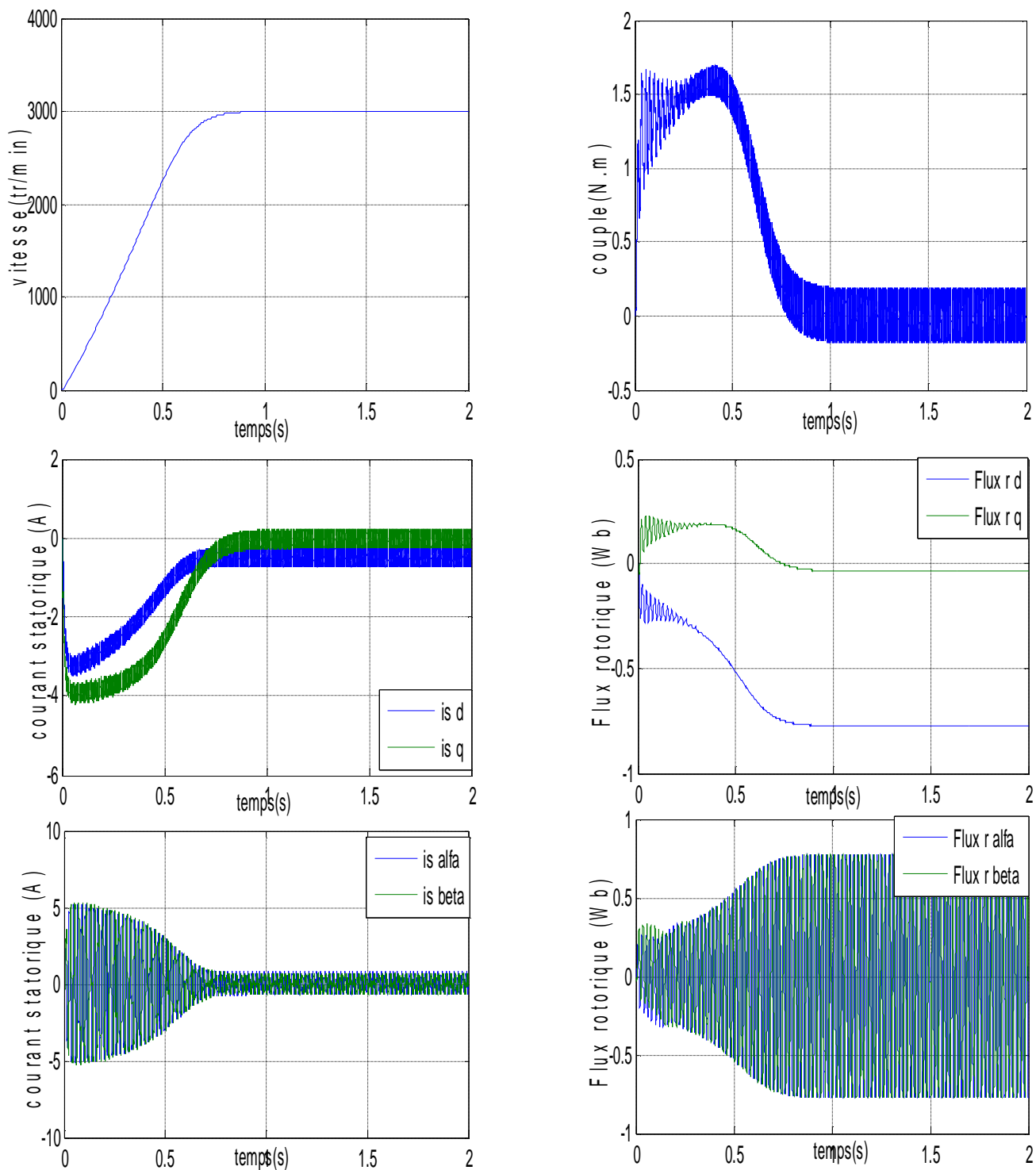


Figure .I.14: Les graphes de simulation dans le repère (α, β) et le repère (d, q)

I.10. INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

Les courbes de la figure (I.15) représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide ($C_r=0$ N.m) de la machine associée à un onduleur de tension. Dans les deux référentiels (α, β) , et (d, q) , la comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations. Les allures des composantes du flux rotorique, et du courant statorique sont semblables à celles des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux.

I.11. CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimentée en tension (continue, discret) et le modèle de Park. (Biphasé) équivalent. Par la suite, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandée en MLI. La présentation du modèle de la MAS sous forme de schéma bloc nous a permis de voir les caractéristiques de la MAS et de valider le modèle obtenu. Pour obtenir des meilleures performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adopte la commande vectorielle à flux orienté qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande Vectorielle de la MAS

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 (puissance, 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 est précisément la machine asynchrone.

Toute fois cette machine possède une difficulté au niveau de la commande. C'est-à-dire que le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elle se répercute sur l'autre [2].

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 [3].

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

II.2. LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX

II.2.1. description

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux Composantes du repère (d, q) : le flux rotorique et le courant statorique (I.15) et (I.25).

Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine, et fait Apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux machines a courant continu. Cependant on remarque la complexité d'un contrôle du couple.

La commande par orientation du flux, consiste à régler le flux par une composante du Courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant [10].

II.2.2.Principe de la commande vectorielle

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:

$\Phi_r = 0$ (Cas de l'orientation du flux rotorique), donc à partir de (I-7) (I.8) et on a :

$$ML_{qs} + L_r \cdot I_{qr} = 0 \quad (\text{II.01})$$

L_r, I_{qr} : Représente le flux crée par le courant I_{qr} à travers l'induit, c'est la réaction magnétique d'induit de l'enroulement « q » du rotor.

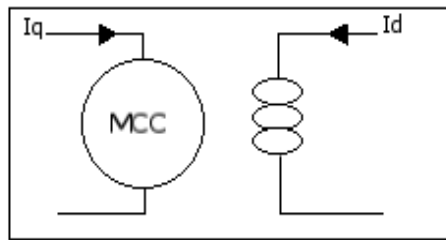
Dans la relation ci-dessus, on voit que l'enroulement « q » du stator joue le rôle d'un enroulement de compensation puisque le courant I_{qs} doit éliminer cet effet à travers la mutuelle M : [1], [3], [4], [6]

A partir de l'expression du couple (I-25), pour le quelle on applique la commande, on aura :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs}] \quad (\text{II.02})$$

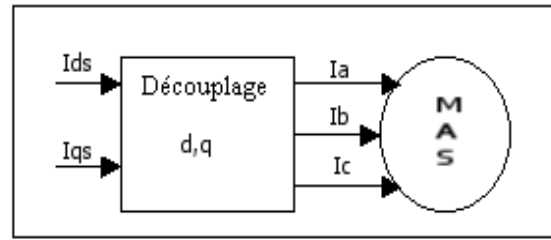
On voit également que le courant I_{qs} permet de contrôler le courant induit de la machine asynchrone, donc son couple électromagnétique, le flux étant lié à la composante I_{ds} .

De ce qui précède, on peut déduire que le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, où le courant inducteur contrôle le flux et le courant induit contrôle le couple [1],[3],[10],[7]



Modèle de la machine à courant

Continu $C_{em} = K \cdot I_d \cdot I_q$



Modèle de la machine asynchrone

à cage $C_{em} = K \cdot I_{ds} \cdot I_{qs}$

Figure .II.1 : Principe de la commande découplée

II.2.3.Procédé d'orientation du flux

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, pour le modèle de la machine synchrone représenté par les équations biphasé, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant ou le flux à orienter (rotorique, statorique ou d'entrefer) doit coïncider avec l'axe « d » [3]

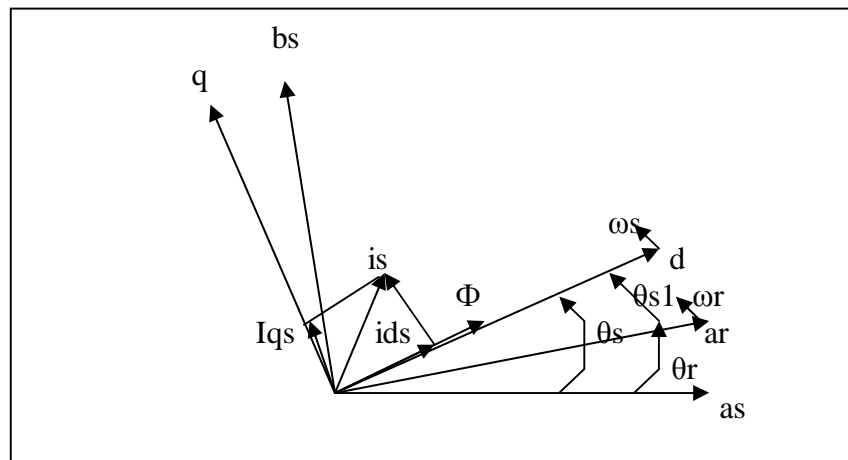


Figure .II.2 : Orientation du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer)

Où

Φ_r : flux rotorique

Φ_r : flux statorique

Φ_m : flux d'entrefer (Φ_m).

Nous pouvons donc orienter selon l'un des trois flux afin d'obtenir un couple maximal, en imposant l'une des conditions suivantes [10], [4] :

Ø orientation du flux rotorique :

$$\Phi_{qr} = 0, \quad \Phi_{dr} = \Phi_r \quad (\text{II.3})$$

Ø Orientation du flux statorique :

$$\Phi_{qs} = 0, \quad \Phi_{ds} = \Phi_s \quad (\text{II.4})$$

Ø Orientation du flux magnétique

$$\Phi_{qm} = 0, \quad \Phi_{dm} = \Phi_m \quad (\text{II.5})$$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse, où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les composantes du courant statorique

(I_{ds} et I_{qs} respectivement).

Ces deux composantes, peuvent être contrôlées indépendamment par l'action sur les tensions V_{ds} et V_{qs} d'où ; on considère que les grandeurs V_{ds} et V_{qs} sont des variables de commande et les grandeurs I_{ds} , I_{qs} , le flux à orienté et la vitesse mécanique « Ω » comme variable d'état. [3]

II.2.4. Orientation de flux rotorique

Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone, comparables à ceux de la machine à courant continu. Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue. [10]

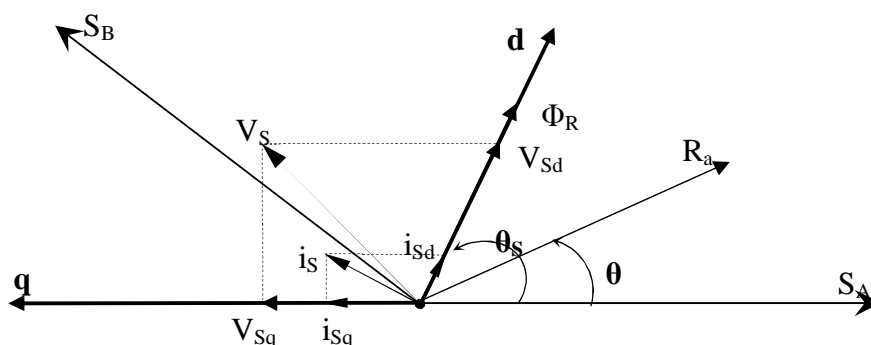


Figure II.3 : Référentiel lié au flux rotorique

Si l'axe est aligné systématiquement sur le vecteur flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.06})$$

Ø Le flux rotorique devient :

A partir de :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r = L_r \cdot I_{rd} + M I_{sd} \\ V_{Rd} = 0 = R_R I_{Rd} + \frac{d\Phi_R}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.07})$$

$$(\text{II.08})$$

Et

$$\text{On obtient :} \quad \Phi_r = -T_r \frac{d\Phi_R}{dt} + M I_{sd} \quad (\text{II.09})$$

Après l'application de Transformation de Laplace on trouve :

$$\Phi_r = \frac{M}{1+T_r \cdot s} I_{sd} \quad (\text{II.10})$$

L'équation (II.10) signifie que le modèle de la MAS est dans le repère synchrone à flux rétorque orienté. le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante du courant directe I_{sd} moyennement d'un premier ordre avec la constante de temps T_r

Ø Le couple devient :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sd}) \quad (\text{II.11})$$

Ou encore moyennant une constante K, pour cela C_{em} devient.

$$C_{em} = K \cdot \Phi_{Rd} \cdot I_{Sq} \quad (\text{II.12})$$

$$K = p \frac{M}{L_R} \quad (\text{II.13})$$

L'équation (II.03) devient : $C_{em} = K \Phi_R I_{Sq}$ qui est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si $\Phi_R = \text{cte}$, alors le couple C_{em} devient directement contrôlable linéairement par I_{Sq}

Ø La pulsation de glissement devient :

A partir de :

$$\begin{cases} V_{Rq} = 0 = R_r \cdot I_{rq} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} & \text{(II.14)} \\ \Phi_{Rq} = 0 = L_r I_{rq} + M I_{sq} & \text{(II.15)} \end{cases}$$

Et

On obtient :
$$\omega_r = \frac{M}{\Phi_r T_r} I_{sq} \quad \text{(II.16)}$$

L'équation (II.16) signifie que si le flux est établi à sa valeur de référence éventuellement par un contrôle linéaire, alors la pulsation de glissements ω_r devient Proportionnelle à la composante I_{sq} , qui est naturellement une composante image du couple donnée par (II.11). [10]

D'après les équations (II.10) et(II.11), nous pouvons contrôler indépendamment le flux Φ_r et le couple C_e en agissant respectivement sur les composantes I_{sd} et I_{sq} du courant statorique.

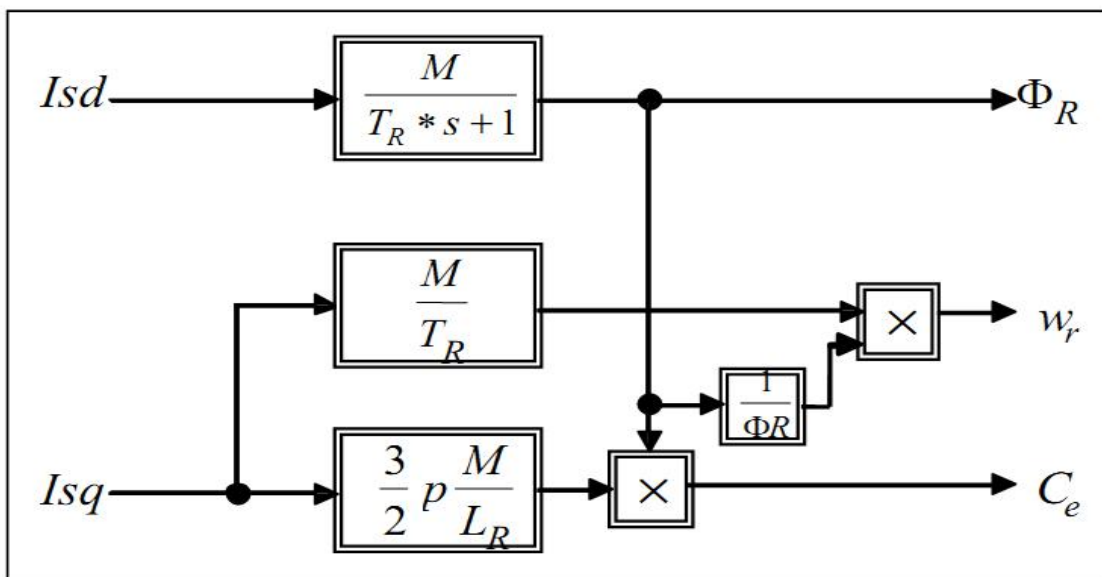


Figure .II.4 : bloc de découplage par orientation du flux rotorique

- L'arrangement des équations (I.15) et (I.23) et(I.26), en tenant compte de $\Phi_{rd} = \Phi_R$ et $\Phi_{rd}=0$, on obtient les équations correspondant au modèle de commande de la machine alimentée en tension par orientation du flux rétorque suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{dI_{sd}}{dt} + I_{sd} = \frac{V_{sd}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s I_{sq} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \sigma T_s \frac{dI_{sq}}{dt} + I_{sq} = \frac{V_{sq}}{R_s} + \omega_s \left[\sigma T_s I_{sd} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \Phi_r \right] \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{sq} \\ C_{em} = \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \end{array} \right. \quad (II.17)$$

Le schéma bloc de cette structure de commande est représenté par le montage de la Figure (II.5). $K = \frac{T_s(1-\sigma)}{M}$

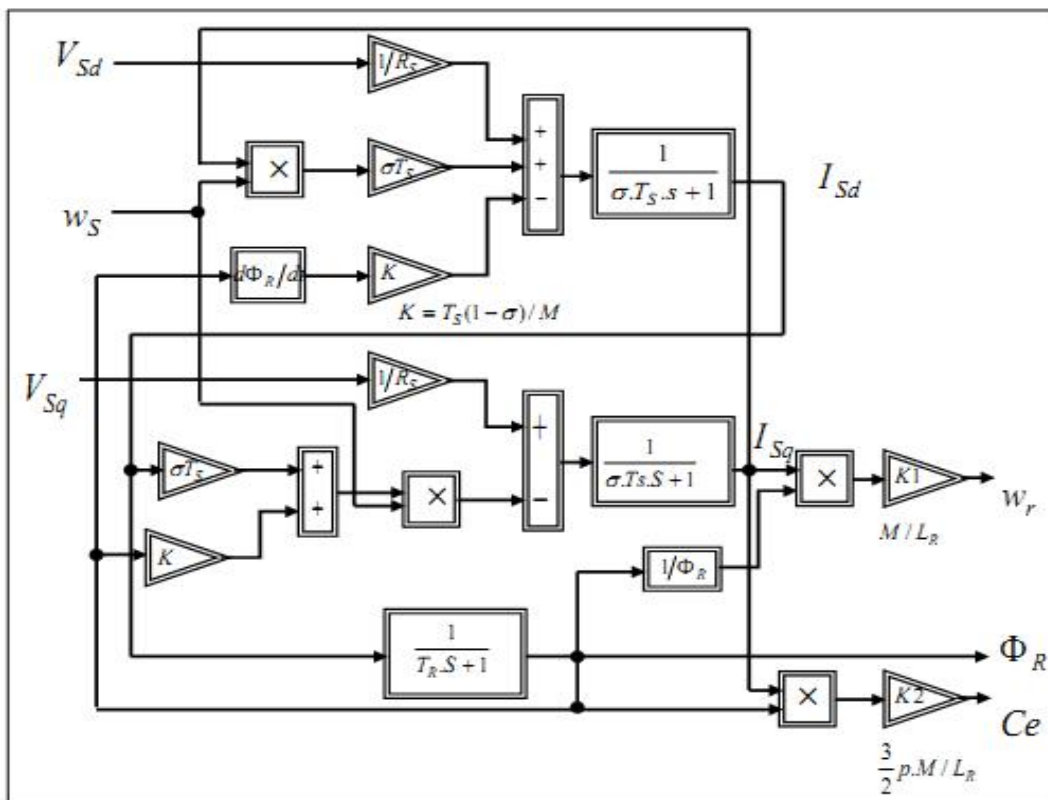


Figure II.5 : Structure de la commande par orientation du flux rotorique

II.3.DÉCOUPLAGE ENTRÉE-SORTIE

A partir du système des équations (II.05) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_S \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_S + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sd} - \omega_S \sigma L_S I_{sq} - \frac{M}{L_R} R_R \Phi_R \\ V_{sq} = \sigma L_S \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_S + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sq} - \omega_S \sigma L_S I_{sd} - \frac{M}{L_R} \omega \Phi_R \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles, pour réaliser la commande vectorielle. Mais elles présentent un gros inconvénient :

L'équation (II.18) montre que les tensions V_{sd} et V_{sq} influent à la fois sur I_{sd} et I_{sq} donc sur le flux et le couple (couplage entre les actions sur les axes d et q).

Il est donc nécessaire de réaliser un découplage entre V_{sd} et V_{sq} qui permet de contrôler de manière indépendante (le couple par le composant I_{sq} et le flux rotorique par le composant I_{sd})

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous intéressant à.

II.3.1. découplage par compensation

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telle que :
 V_{sd1} n'agisse que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} . Nous présentons V_{sd1} et V_{sq1} comme suit :

A partir de système des équations (II.18) on pose

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - f_{emd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - f_{emq} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$\begin{cases} f_{emd} = \omega_S \sigma L_S I_{sq} + \frac{M}{L_R} R_R \Phi_R \\ f_{emq} = -\omega_S \sigma L_S I_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_S \Phi_R + \frac{M^2}{L_r T_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_S \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_S + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_S \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_S + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_S \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_S + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_S \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_S + R_R \frac{M^2}{L_R^2} \right) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Le système (II.23) et (II.24) peut être représenté sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sq1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$M = \begin{bmatrix} \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2 + \sigma L_s L_r T_r S} & 0 \\ 0 & \frac{L_r T_r}{R_s L_r T_r + M^2 + \sigma L_s L_r T_r S} \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} pour réaliser un découplage entier entre les axes d, q.

f_{emd} et f_{emq} : des f.é.m. de perturbations, partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivante :

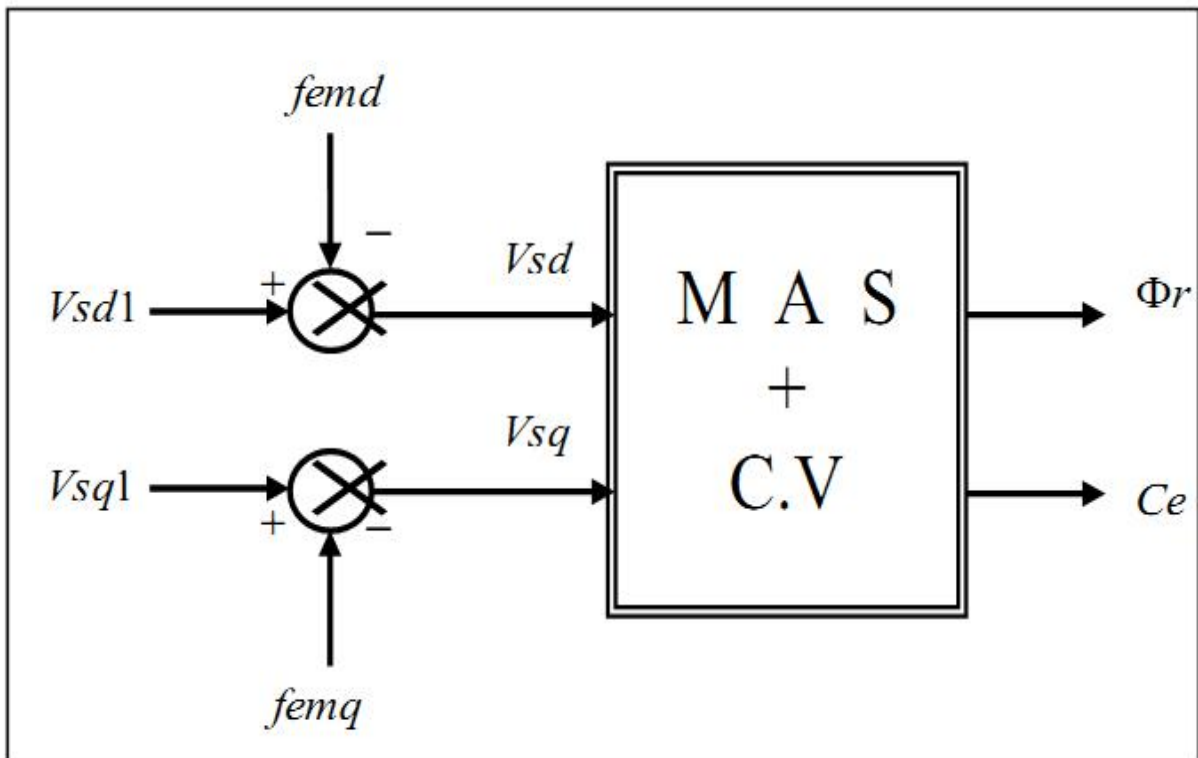


Figure.II.6 : Structure du bloc de découplage

La figure (II.7) donne le schéma bloc de la commande par orientation du flux rétorque avec un découplage entrée sortie.

La pulsation statorique de rotation du flux rotorique ω_s est calculée en additionnant la pulsation rotorique ω et la pulsation de glissement ω_r .

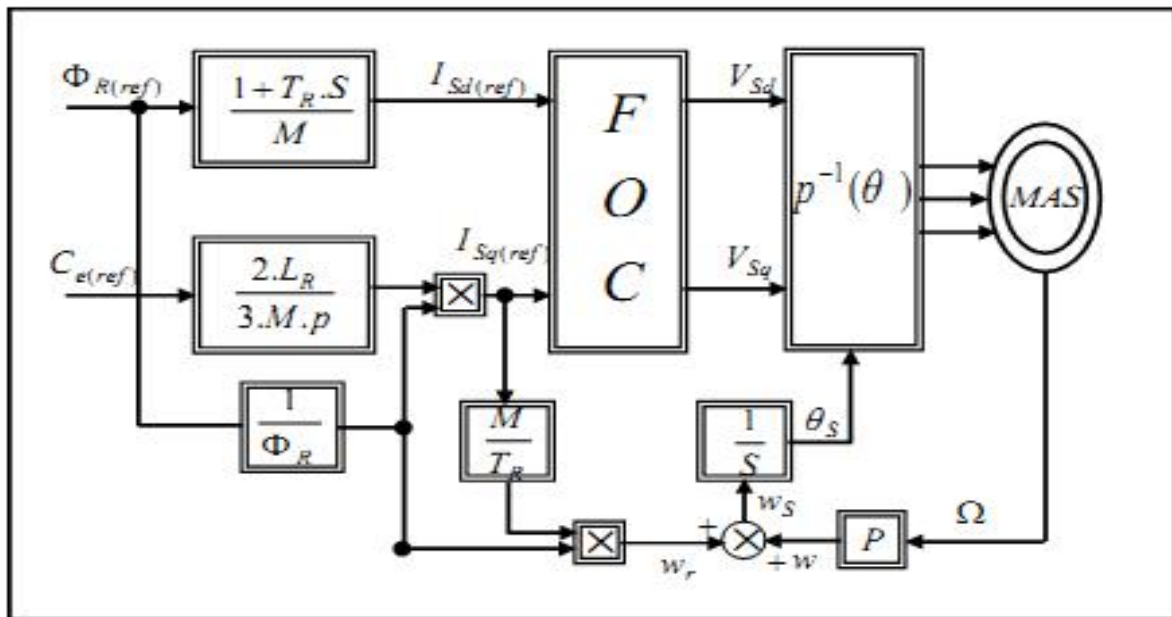


Figure. II.7 : Commande par orientation du flux avec découplage entrée sortie

Afin de vérifier le découplage entre le flux et le couple effectué par cette commande nous simulons le schéma bloc de commande (figure(II.7))

II. 4. METHODE DE CONTROLE PAR FLUX ORIENTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le principe de la commande vectorielle d’une machine asynchrone nécessite la connaissance de la position du flux à orienté à tout instant et de faire coïncider avec l’axe directe « d » tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux q_s ainsi que son amplitude $|j_r|$:

- La commande directe, où cet angle est mesuré électriquement
- La commande indirecte, où cet angle est estimé à partir d’une relation donnant la vitesse de glissement dans la théorie du flux orienté 9

II.4.1. commande vectorielle directe (CVD)

Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteur spéciaux), ils sont

mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.

La technique d'obtention de l'angle q_s est différente selon qu'on utilise la CVD ou la CVI. En effet, dans le contrôle direct, l'angle q_s est calculé directement à l'aide des grandeurs estimées. Alors que dans le contrôle indirect, l'angle q_s est calculé à partir de la "pulsation statorique", elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine w et de la pulsation rotorique w_r . [13], [5]

Le principe de cette commande est donné par le schéma ci-dessous

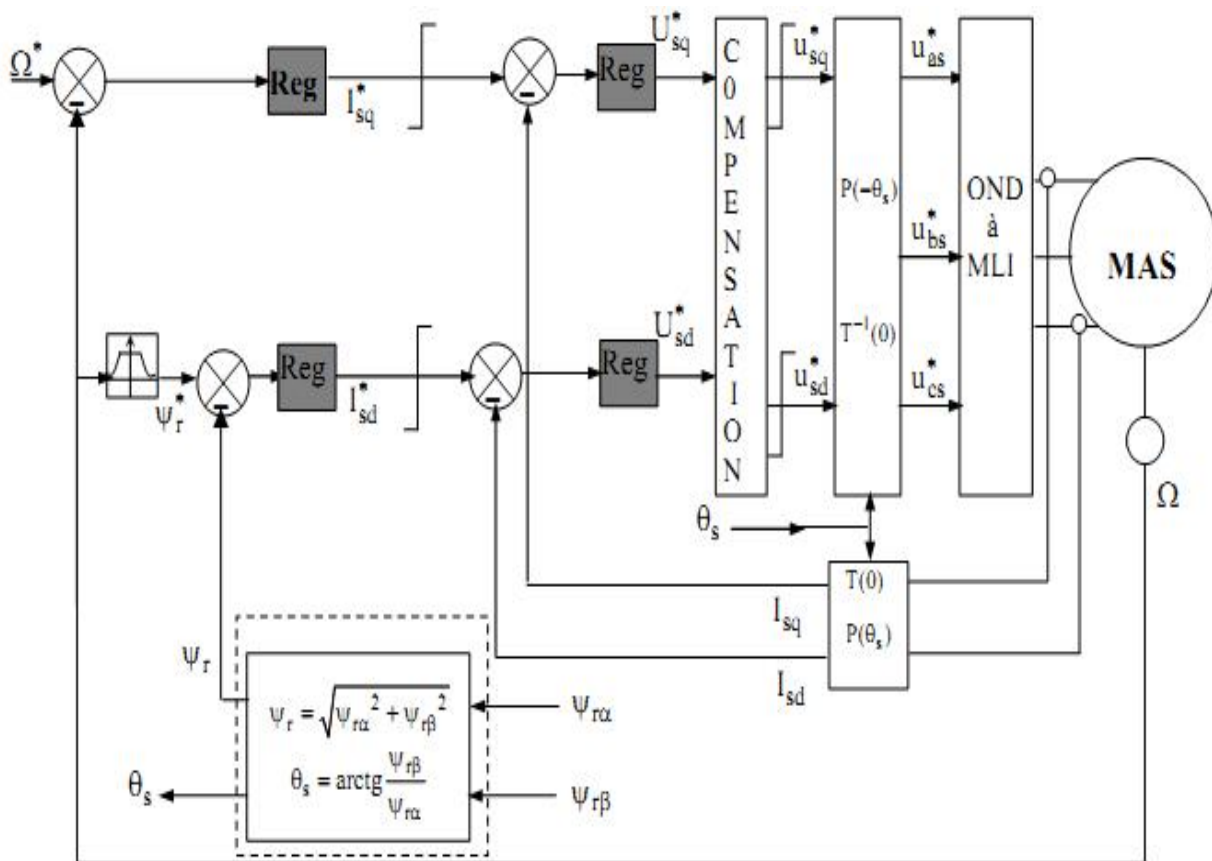


Figure. II.8 : Commande vectorielle directe (CVD) à flux rotorique orienté de la machine à induction

Les réglages selon l'axe d servent à imposer le flux rotorique, alors que ceux selon l'axe q permettent de contrôler le couple électromagnétique. Cette régulation comporte deux boucles internes rapides pour réguler les deux courants I_{sd} et I_{sq} une boucle externe lente pour réguler le flux et une boucle externe plus lente pour la régulation de vitesse. (Annexe :c)

La sortie du régulateur de vitesse est le courant de référence I_{sq}^* (ou le couple électromagnétique de référence C_e^*). Il est limité de manière à tenir compte les caractéristiques des interrupteurs de l'onduleur et de la surcharge de la machine. La composante I_{sd}^* est obtenue grâce au régulateur de flux. Le courant I_{sq}^* est comparé à la valeur I_{sq} issue de la mesure des courants réels. L'erreur entre ces deux valeurs sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{sq}^* . En parallèle, la sortie du régulateur de I_{sd} donne la tension de référence V_{sd}^* . Notons que V_{sd}^* et V_{sq}^* sont obtenues après l'ajout des termes de compensation.

Les deux tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques V_{sa} et V_{sb} à l'aide d'une rotation d'angle $(-q_s)$, puis en grandeurs triphasées à l'aide d'une transformation de Clarke $P^{-1}(0)$.

L'onduleur à *MLI* génère des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de *MLI* correspondent aux valeurs V_{as}^* , V_{bs}^* , V_{cs}^* . Les courants I_{as} et I_{cs} sont mesurés puis transformés dans le référentiel tournant et donnent I_{sd} et I_{sq} qu'on utilise pour la régulation des courants.

Le flux de référence f_r^* est déduit, de la vitesse de rotation estimée, à partir du bloc de défluxage.

Le "défluxage" permet à la machine d'atteindre des vitesses supérieures à la vitesse nominale. Dans ce fonctionnement, le couple maximal que l'on peut imposer devient faible. Le procédé de défluxage est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert qu'à compenser les frottements) pendant la marche normale.[13]

Dans cette commande directe, le module du flux f_r et l'angle q_s (q_s utilisé dans les transformations directe et inverse) sont calculés directement à l'aide des composantes estimées \hat{f}_{ra} et \hat{f}_{rb} par les relations

Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage a été utilisé pour tenir compte de la vitesse de rotation de la machine et optimiser la valeur du flux. Le flux est généralement maintenu constant, à sa valeur

nominale Φ_{rn} , pour des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur. Par contre, il faut qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension au bornes du moteur.[5]

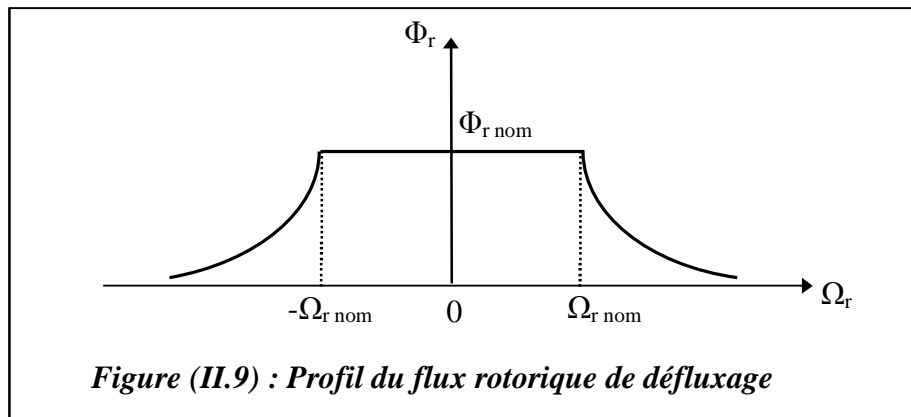
Le bloc de Défluxage est défini par la non linéarité suivante:

$$\Phi_{r(ref)} \begin{cases} \Phi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad \text{(II.27)}$$

$$\text{(II.28)}$$

Φ_{rn} :Flux rotorique nominal.

Ω_n :Vitesse rotorique nominal.



Dans cette commande directe, le module du flux f_r et l'angle q_s (q_s utilisé dans les transformations directe et inverse) sont calculés directement à l'aide des composantes estimées \hat{f}_{ra} et \hat{f}_{rb} par les relations :

$$\begin{cases} \hat{f}_r = \sqrt{\hat{f}_{ra}^2 + \hat{f}_{rb}^2} \\ \hat{q}_s = \text{arctg}\left(\frac{\hat{f}_{rb}}{\hat{f}_{ra}}\right) \end{cases} \quad \text{(II.30)}$$

II.4. 2.Commande vectorielle indirecte (CVI)

La figure (IV-8) représente le schéma bloc de la CVI de la machine asynchrone, avec la régulation de vitesse et la régulation des deux courants I_{sd} et I_{sq} dans le repère (d,q) . Le régulateur

fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique

II.6.1.simulation avec variation de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref} = 314, 200, 314$ rad/s) de la figure (II.13) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la poursuite de trajectoire est assurée.

Le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque une légère transition en module des composantes directes des flux rotorique Φ_{rd} (autour de 1 wb) et Φ_{rq} (autour de 0 wb), le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse.

II.6.2.Simulation avec l'inversion de vitesse

Suivant ce test de l'inversion du sens de rotation de la vitesse (314 rad/s à -314 rad/s) avec une charge, les résultats montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

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

II.6.3. Simulation avec variation de charge

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge figure (II.15), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

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

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

II.6.4 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

La figure (II.16) présente des résultats lors de la variation de la résistance rotorique de 50% et 100% dû à l'échauffement de la machine. On suppose que le moteur garde la valeur nominale de la résistance rotorique jusqu'à l'instant $t = 2s$. Or on aura une augmentation de 50% de ce paramètre jusqu'à l'instant $t = 4s$. A ce moment sa valeur sera augmentée de 100%.

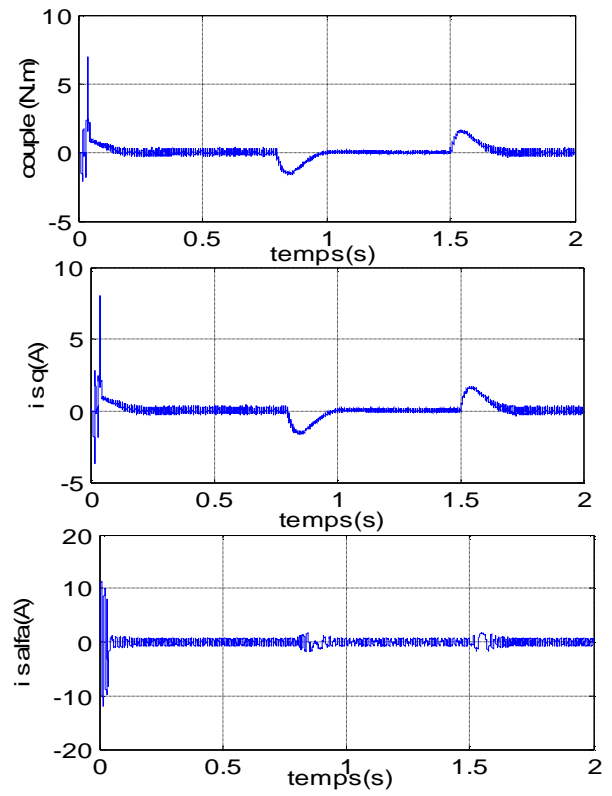
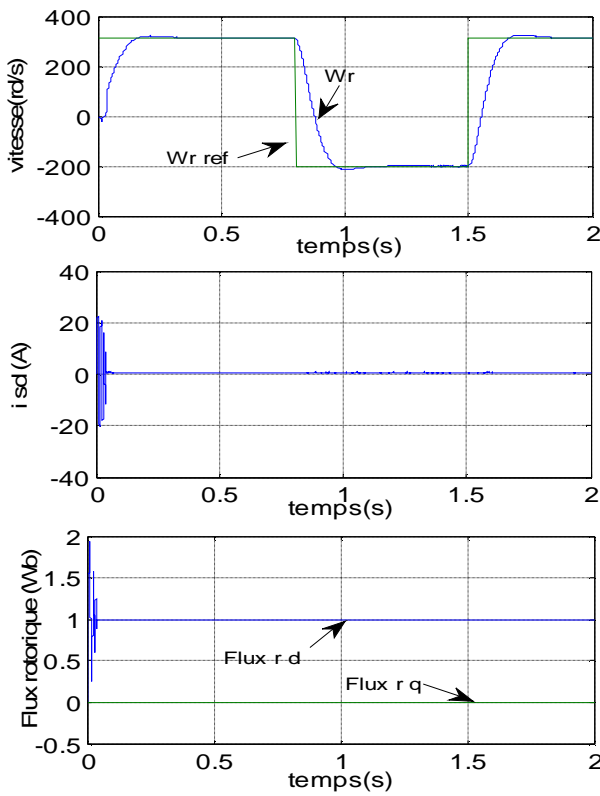
Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 2s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($R_r = 7.87\Omega$) aucunes variation sur les courbes de vitesse, couple, courants et flux. A $t = 2s$, la résistance devient $1.5R_r$.

A partir de cet instant, on remarque la divergence des courbes des flux ainsi le découplage est touché par cette variation, et ceci montre que la commande vectorielle est sensible à la variation du paramètre de la résistance rotorique.

| Teste commande | Poursuite | Transitoires sur les flux | Robustesse vis-à-vis des variations du couple de charge et du sens de rotation | Robustesse vis-à-vis des variations de R_s | Robustesse vis-à-vis des variations de R_r, R_s |
|-------------------|-----------|------------------------------|---|--|---|
| CVD | Très bon | Bon | Bon | Assez bon | Bon |
| CVI | Très bon | Assez bon | Bon | Bon | Assez bon |

Tableau (II.1) : Etude comparative des deux types de commande

CVD



CVI

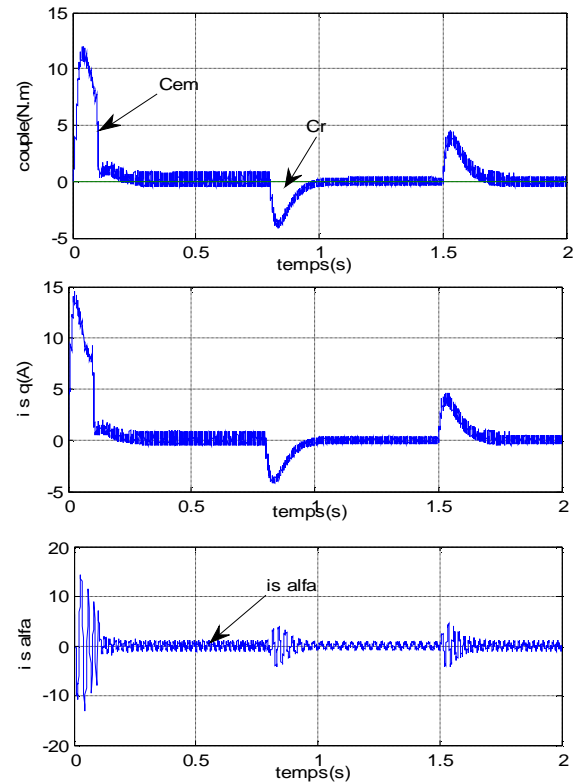
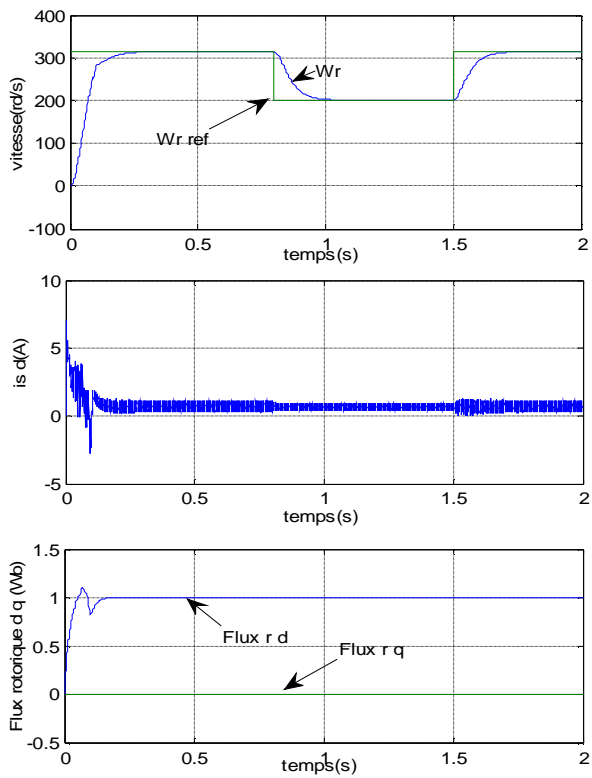
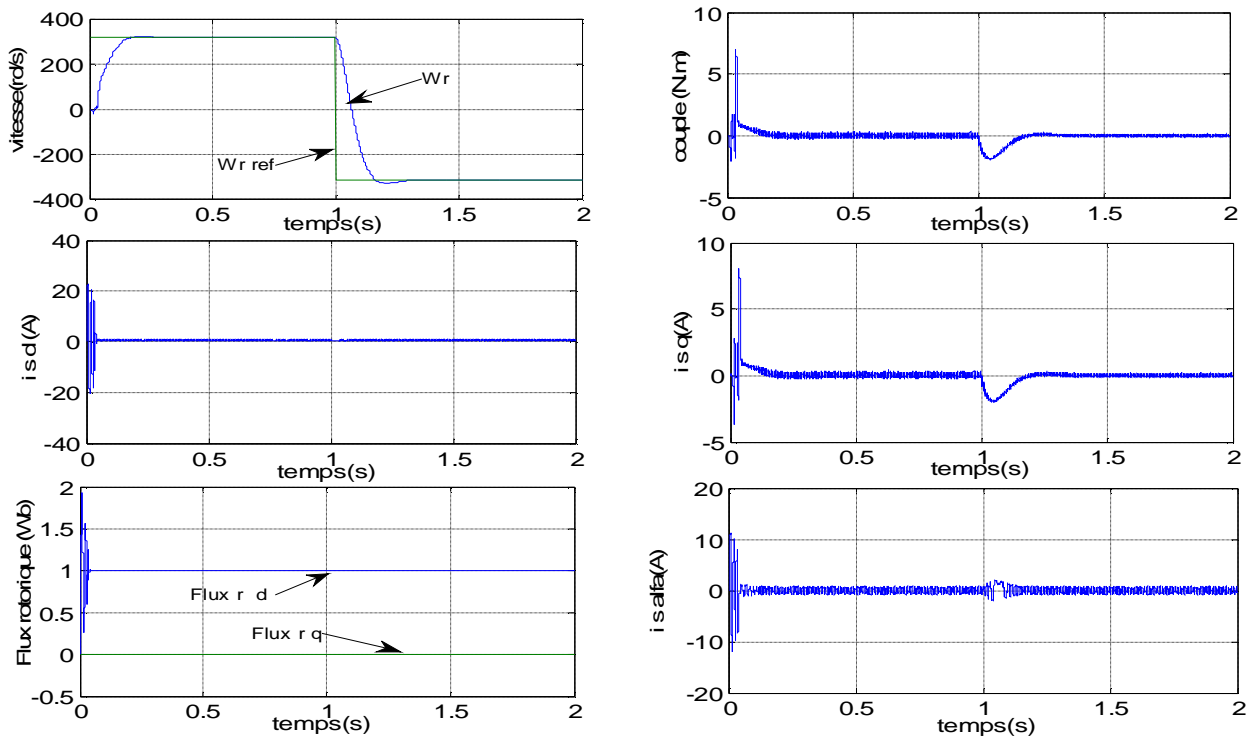


Figure .II.13 : simulation avec la variation de la vitesse

CVD



CVI

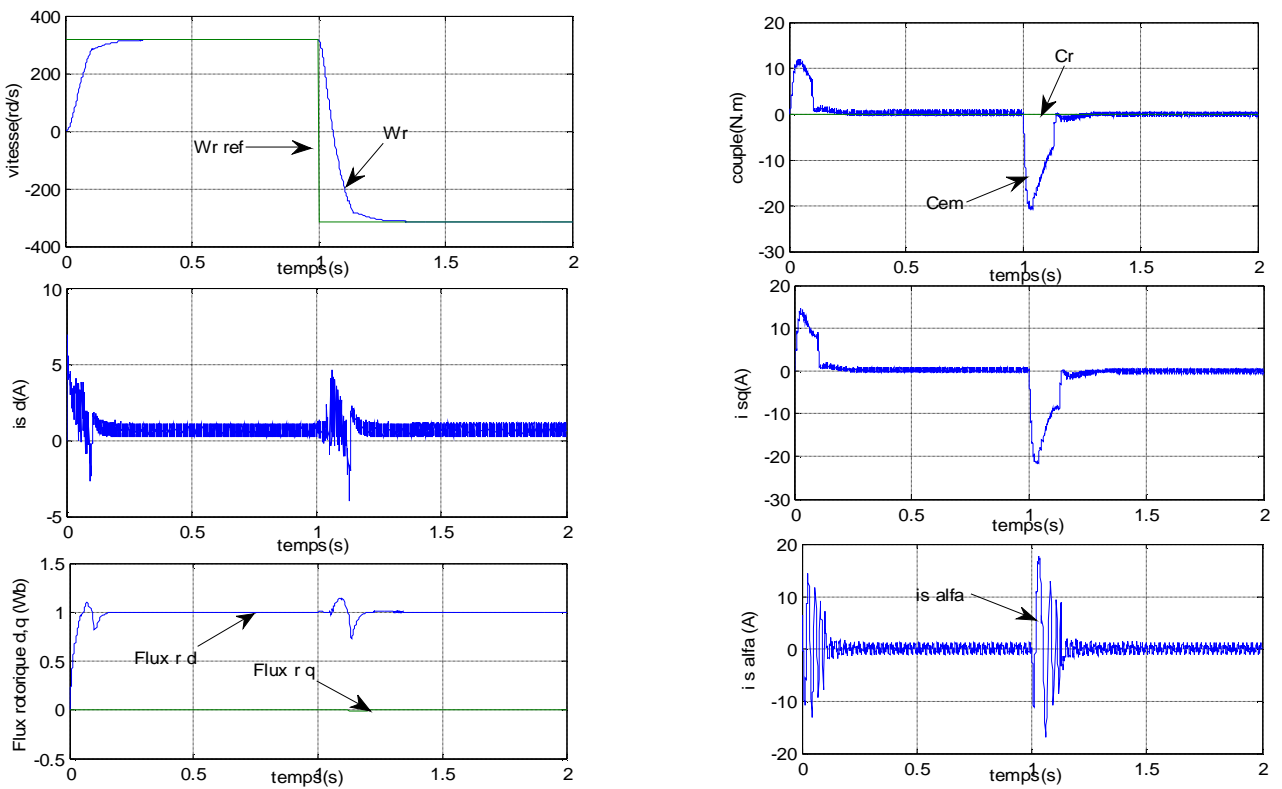
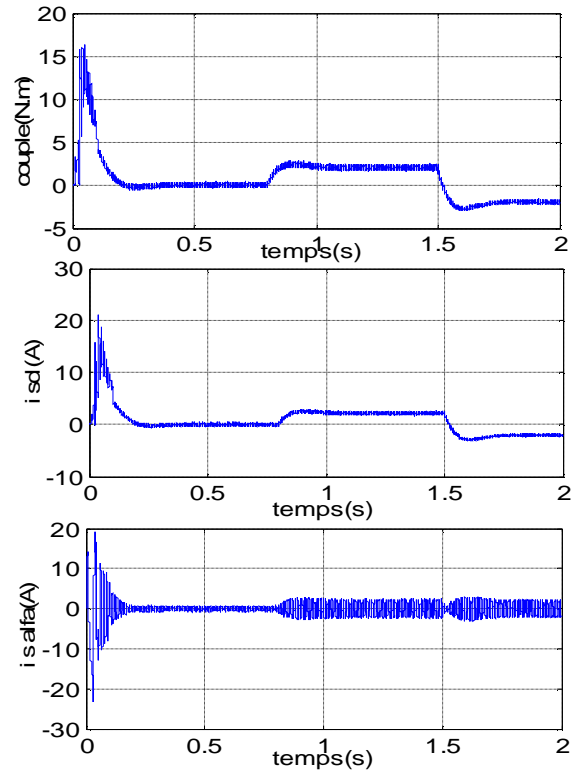
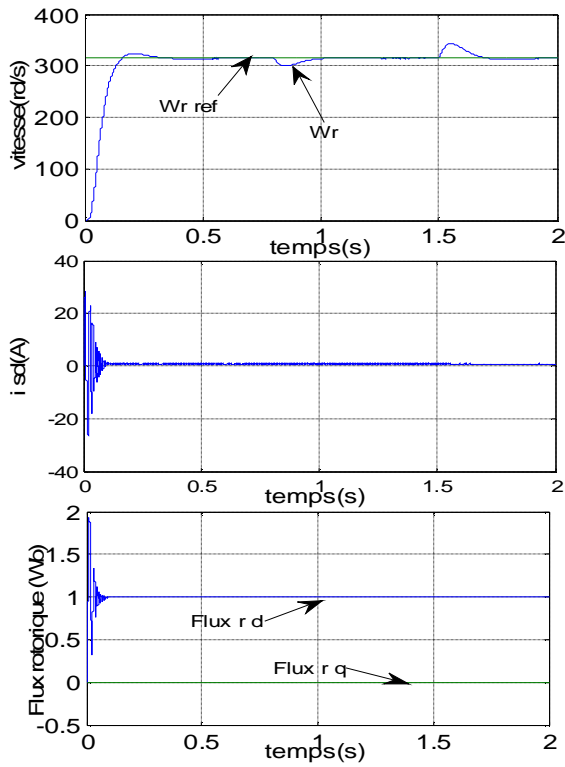


Fig. II.14 : Simulation avec l'inversion de vitesse

CVD



CVI

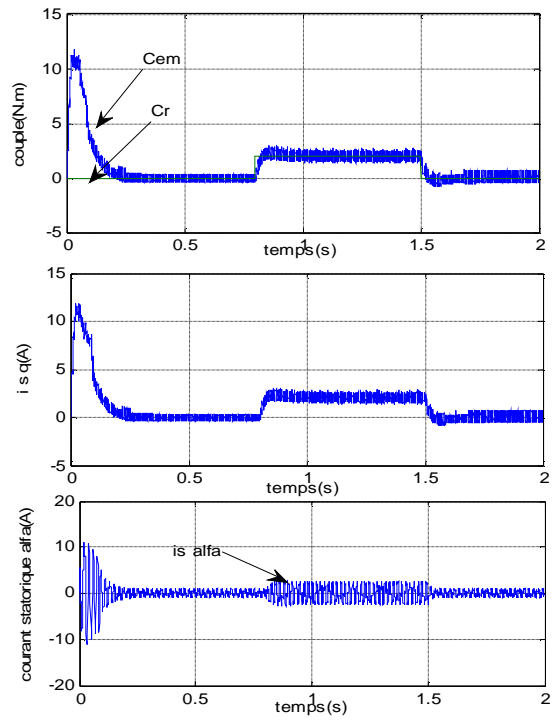
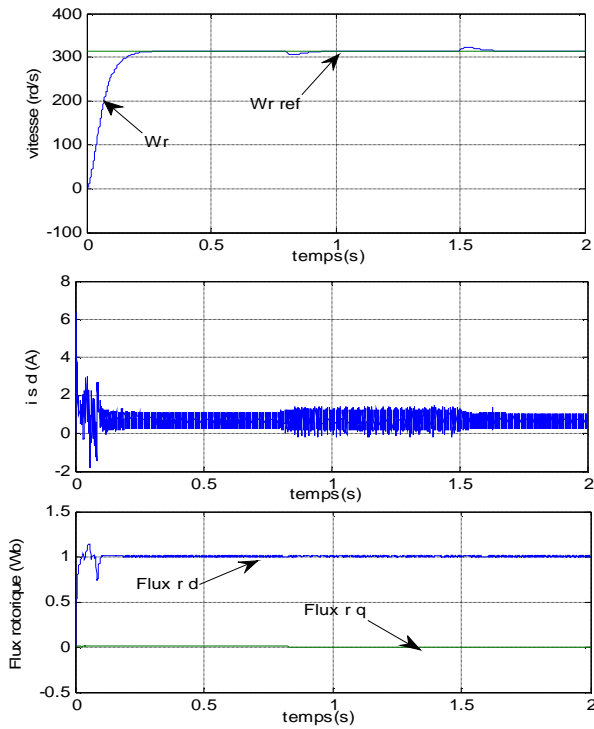
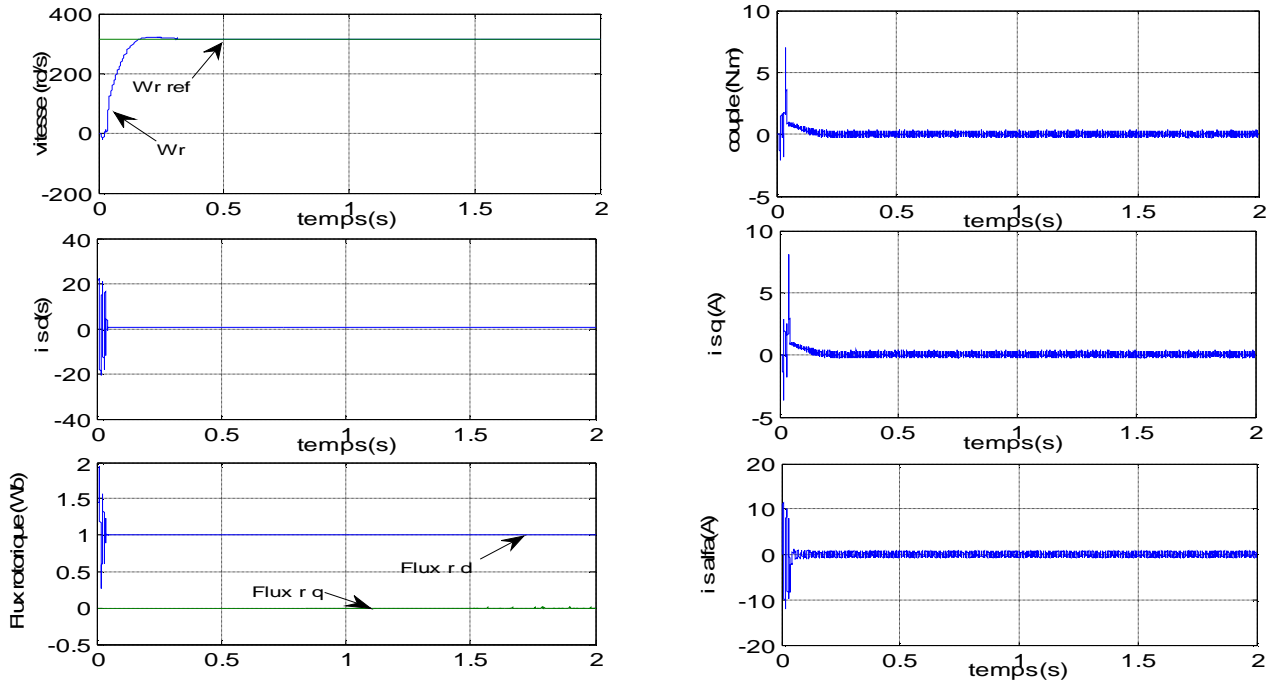


Figure .II.15: simulation avec variation de la charge

CVD



CVI

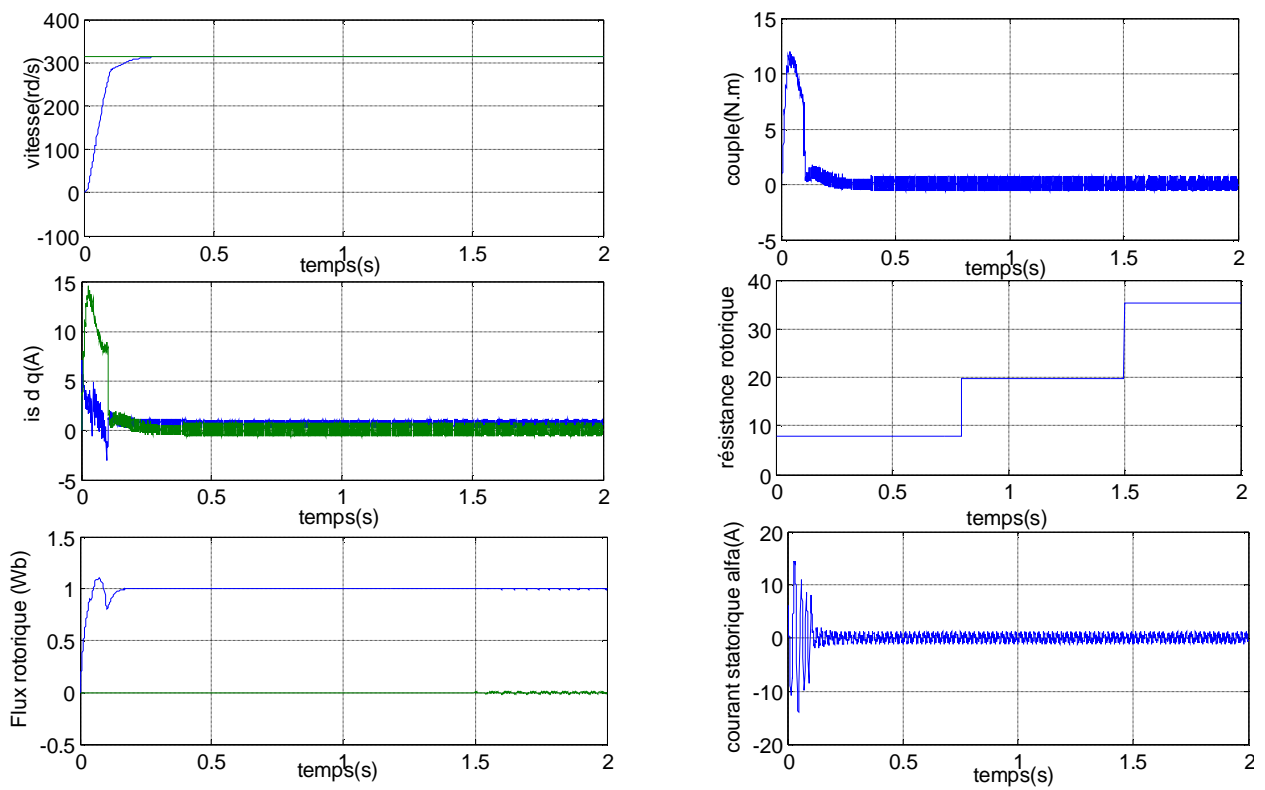


Figure. II.16: Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

II.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, deux techniques de commande vectorielle ont été présentées : la commande vectorielle indirecte et la commande vectorielle directe (alimentation par un onduleur de tension contrôlé en tension).

D'une manière générale, la commande vectorielle indirecte est la plus utilisée. Ceci s'explique par le fait que dans la méthode indirecte, la connaissance de la position du flux rotorique n'est pas nécessaire. Toutefois, elle exige une bonne connaissance des paramètres de la machine, plus particulièrement la constante de temps rotorique, qui varie considérablement avec la température et le niveau de la saturation. Une mauvaise estimation de la constante de temps rotorique implique une erreur dans le calcul de la fréquence de glissement et par conséquent une dégradation des performances de la commande qui se traduisent par des oscillations au niveau du couple de la machine. Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux. Un observateur ou un estimateur du vecteur flux du rotor (phase et amplitude) s'avère nécessaire [5].

Dans les deux cas, la qualité de découplage entre le flux et le couple dépend nettement de la précision de l'information sur la position du rotor et celle du flux rotorique, or les capteurs sont coûteux et sensibles aux vibrations. Dans le chapitre suivant, nous entamons les observateurs déterministes et stochastiques en vue de réaliser une commande vectorielle sans capteurs .

Chapitre III

Observateurs déterministes et stochastiques

III.1. INTRODUCTION

La commande vectorielle requiert l'installation d'un capteur afin de mesurer la vitesse et/ou la position rotorique. L'association de ce capteur entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du capteur mécanique. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique.

Pour palier les difficultés liées à l'utilisation des capteurs, le flux rotorique et la vitesse de rotation sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension). Ils peuvent être reconstitués par [13] :

- ∅ Des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
- ∅ Des observateurs qui corrigent en boucle fermée les variables estimés.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la reconstitution des deux grandeurs principales, électriques (flux, courant) et mécanique (vitesse de rotation) en utilisant les deux grandes familles d'observateurs :

- ∅ Observateurs de type déterministes
- ∅ Observateurs basés sur le filtrage stochastique (filtre de Kalman étendu).

III.2. PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR

Un observateur, est un système qui fournit une estimation d'une grandeur physique X interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations disponibles, en l'occurrence les entrées et les sorties du système physique. Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système, noté \hat{X} , à partir de la connaissance des entrées $U(t)$ et des sorties $Y(t)$ mesurables. Ainsi, l'écart entre la mesure et la valeur estimée est introduit dans l'équation de l'observateur à travers une matrice de gain de correction K . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système, dont on veut effectuer l'observation des états.[14]

La figure (III.1) montre le schéma fonctionnel d'un observateur. [13]

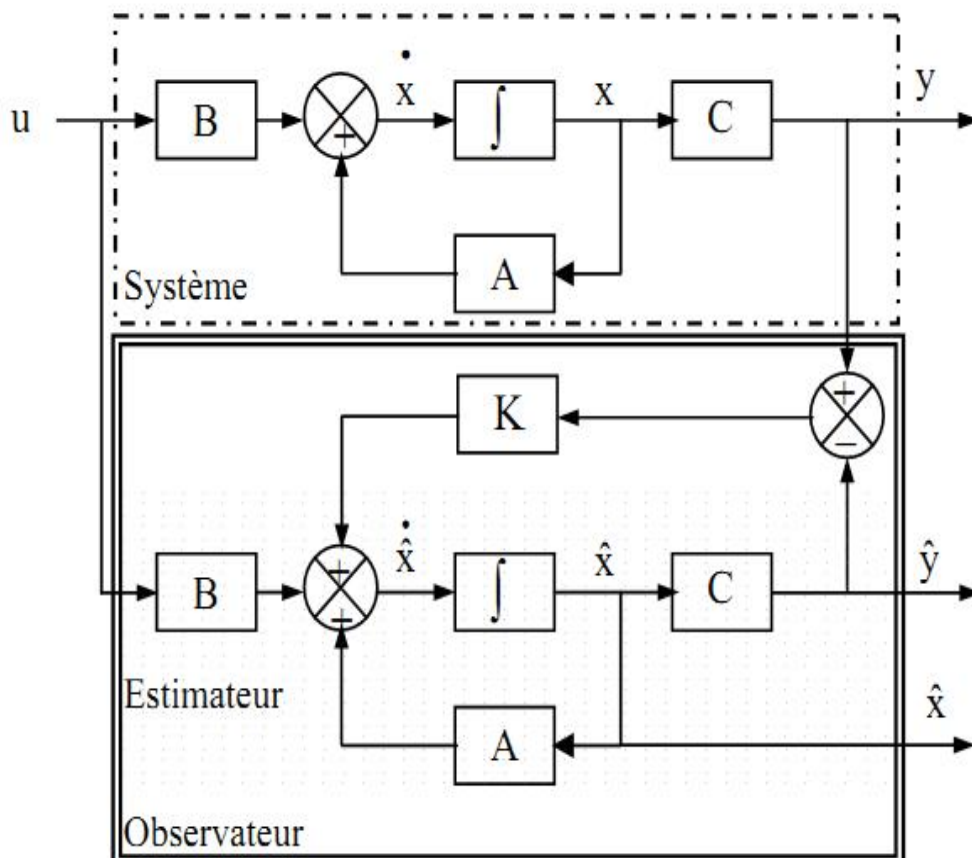


Figure .III.1 : Schéma fonctionnel d'un observateur

La conception de l'observateur est obtenue par la sélection de la matrice de gain K , puisque les matrices A , B et C sont définies par le processus. En choisissant de façon judicieuse les gains de la matrice K , on fixe la dynamique de la convergence de l'écart de l'observateur. Plusieurs méthodes sont proposées pour déterminer la matrice K .

Dans la suite, nous dénombrons les différentes sortes d'observateurs utilisés dans ce mémoire. Un observateur peut être qualifié d'observateur linéaire ou non linéaire, il peut être déterministe ou stochastique.

III.2.1 Observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs, nous pouvons citer l'observateur de Luenberger, observateur adaptatif à modèle de référence MRAS, dans le cas de modèles linéaires et observateur à structure variable (mode glissant) dans le cas de modèles non linéaires. [06][13]

III.2.2. Observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent des estimations d'état, en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit et des erreurs de modélisation dans le système, qui sont très fréquentes. Parmi ces observateurs, nous pouvons citer le filtre de Kalman.

Le choix de l'observateur dépend de la structure des modèles et de l'importance du temps de calcul, qui limite l'utilisation des observateurs en temps réel. Dans ce qui suit, nous présentons différentes sortes d'observateurs : observateur à base d'un système adaptatif à modèle de référence Luenberger (approche déterministe) et Le filtre de Kalman étendu (approche stochastique) [13].

III.2.1.1. Observateur de Luenberger

La structure d'observateur de Luenberger est illustrée par la Figure. (III.2).

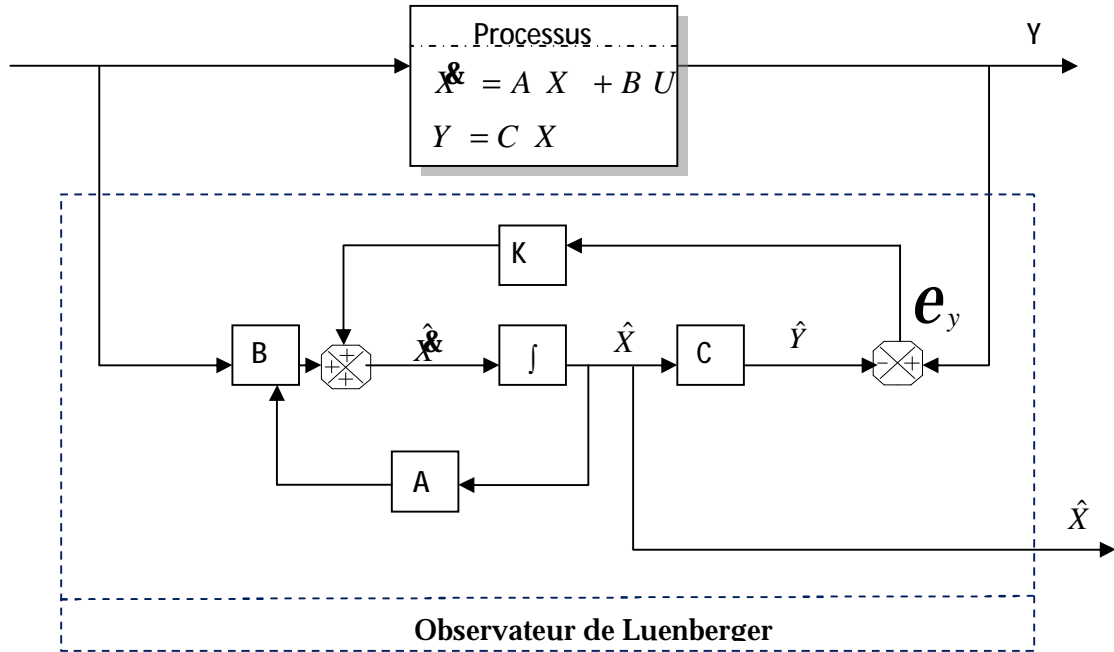


Figure. III.2 : Schéma bloc d'observateur de luenberger

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système[11], [6], [8],[15].

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon_Y & \text{(III.01)} \\ \hat{Y} = C\hat{X} & \text{(III.02)} \end{cases}$$

Tel que :

$$\varepsilon_Y = Y - \hat{Y} \quad \text{(III.03)}$$

ü Détermination de la matrice de Gain K

L'équation (III.2) intervient dans (III.1), on a alors :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0\hat{X} + BU + KY & \text{(III.04)} \\ \hat{Y} = C\hat{X} & \text{(III.05)} \end{cases}$$

Avec :

$$A_0 = A - KC \quad \text{(III.06)}$$

A_0 : détermine la dynamique de l'observateur, elle est en fonction de la matrice de gain K .

Le choix de repère (α, β) , lié au stator permet d'avoir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité d'observateur.

Donc :

Le modèle de la machine peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \dot{X} = A(\omega) + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{(III.07)} \\ \text{(III.08)} \end{matrix}$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad V_s = U = [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T \quad Y = [V_{\alpha s} \quad V_{\beta s}]^T \quad \text{(III.09)}$$

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & a_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_2 & a_3\omega \\ -a_3\omega & a_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} a_4 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & a_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} a_5 & -\omega \\ \omega & a_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{1}{\sigma L_s} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad \text{(III.10)}$$

De plus :

$$\begin{aligned} a_1 &= -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right), & a_2 &= \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}, \\ a_3 &= \frac{1-\sigma}{\sigma M}, & a_4 &= \frac{M}{T_r}, & a_5 &= -\frac{1}{T_r}, \end{aligned} \quad \text{(III.11)}$$

La matrice $A(\omega)$ est une fonction de la vitesse. Elle est constituée de quatre sous matrices antisymétriques. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice $A_0(\omega)$

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \quad \text{(III.12)}$$

K_1, K_2, K_3, K_4 Sont donnée par :

$$\begin{cases} K_1 = (K - 1)(a_1 + a_5) \\ K_2 = (K - 1)\Omega \\ K_3 = \left(\frac{1-K^2}{a_3}\right)\left(\frac{a_3}{T_r} - a_1\right) + \left(\frac{K-1}{a_3}\right)\left(\frac{1}{T_r} - a_1\right) \\ K_4 = -\left(\frac{K-1}{a_3}\right)\Omega \end{cases} \quad \text{(III.13)}$$

Le choix de la valeur de k permet d'avoir une dynamique d'observations plus rapide que celle du système.

Ü Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons \hat{X} [14].

Tel que :

$$\hat{X} = [\hat{I}_{s\alpha} \quad \hat{I}_{s\beta} \quad \hat{\Phi}_{r\alpha} \quad \hat{\Phi}_{r\beta}]^T \text{ Le vecteur d'état estimé}$$

D'après l'équation (IV.2), on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivant : [12]

$$\begin{cases} \dot{\hat{I}}_{s\alpha} = a_1 \hat{I}_{s\alpha} + a_2 \hat{\Phi}_{r\alpha} + a_3 p \Omega \hat{\Phi}_{r\beta} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) V_{s\alpha} + K_1 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - K_2 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{I}}_{s\beta} = a_1 \hat{I}_{s\beta} + a_2 \hat{\Phi}_{r\beta} + a_3 p \Omega \hat{\Phi}_{r\alpha} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) V_{s\beta} + K_2 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - K_1 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} = a_4 \hat{I}_{s\alpha} + a_5 \hat{\Phi}_{r\alpha} - p \Omega \hat{\Phi}_{r\beta} + K_3 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - K_4 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} = a_4 \hat{I}_{s\beta} + a_5 \hat{\Phi}_{r\beta} - p \Omega \hat{\Phi}_{r\alpha} + K_3 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - K_4 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \end{cases} \quad (III.14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{I}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{I}}_{s\beta} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\alpha} \\ \dot{\hat{\Phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & \mathbf{0} & a_2 & a_3 p \Omega \\ \mathbf{0} & a_1 & -a_3 p \Omega & a_2 \\ a_4 & \mathbf{0} & a_5 & -p \Omega \\ \mathbf{0} & a_4 & p \Omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \frac{1}{\sigma L_s} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} & \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega) \hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (III.16)$$

Avec :

$$(I_s - \hat{I}_s) = [I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} \quad I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s}] \quad (III.17)$$

Ü Constitution de l'observateur adaptatif

Maintenant on suppose que la vitesse ω est un paramètre constant inconnu.

On cherche une loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse.

L'équation de l'observateur s'écrit :

$$\dot{\hat{X}} = A(\omega) \hat{X} + U + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (III.18)$$

Avec :

$$A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} a_1 & \mathbf{0} & a_2 & a_3 p \hat{\omega} \\ \mathbf{0} & a_1 & -a_3 p \hat{\omega} & a_2 \\ a_4 & \mathbf{0} & a_5 & -p \hat{\omega} \\ \mathbf{0} & a_4 & p \hat{\omega} & a_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

L'équation du modèle

$$\hat{X} = AX + BU \quad \text{En plus } \varepsilon = x - \hat{x} = [\varepsilon_{I\alpha s} \quad \varepsilon_{I\beta s} \quad \varepsilon_{\phi\alpha r} \quad \varepsilon_{\phi\beta r}]^T \quad (\text{III.20})$$

La dynamique de l'erreur est :

$$\dot{\varepsilon} = \hat{X} - \dot{x} \quad (\text{III.21})$$

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse sera déduit par la théorie de

Lyapunov. L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique, qui

n'est autre que la différence entre l'observateur et le modèle du moteur, est donnée

par:

$$\dot{\varepsilon} = (A - KC)\varepsilon + (\Delta A)\hat{x} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\Delta A = A(\omega) - A(\hat{\omega}) = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & a_3 \Delta\omega \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -a_3 \Delta\omega & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\Delta\omega \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \Delta\omega & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

$$\text{Et } \Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$$

L'expression (II.42) possède un terme non linéaire $(\Delta A)\hat{x}$. La stabilité de la dynamique de l'erreur sera étudiée, en utilisant le théorème de Lyapunov.

On considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + (\Delta\omega)^2 / \lambda \quad (\text{III.24})$$

Alors

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T\right) + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon\right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{III.25})$$

Après calcul on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T [(A - KC)^T + (A - KC)] \varepsilon + 2\varepsilon^T \Delta A \hat{x} + \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d}{dt} (\Delta\omega) \quad (\text{III.26})$$

Avec :

$$\varepsilon^T \Delta A \hat{x} = a_3 \Delta\omega (\varepsilon_{I\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) - \Delta\omega (\varepsilon_{\phi r \alpha} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{\phi r \beta} \hat{\Phi}_{r\alpha}) \quad (\text{III.27})$$

Le développement de $(\varepsilon_{\phi r \alpha} \hat{\Phi}_{r\beta} - \varepsilon_{\phi r \beta} \hat{\Phi}_{r\alpha})$ égale à zéro

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (II.46) doit être définie négative.

Le choix de la matrice de gain K permet d'avoir $\varepsilon^T [(A - KC)^T + (A - KC)] \varepsilon \leq 0$

Alors le deuxième terme de (II.46) doit être nul.

$$2a_3 \Delta\omega (\varepsilon_{I\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d}{dt} (\Delta\omega) = 0 \quad (\text{III.28})$$

D'où

$$2a_3 \Delta\omega (\varepsilon_{I\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) = \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d}{dt} (\Delta\omega) \quad (\text{III.29})$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_{I\alpha s} \\ \varepsilon_{I\beta s} \\ \varepsilon_{\phi \alpha r} \\ \varepsilon_{\phi \beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} - \hat{I}_{\alpha s} \\ I_{\beta s} - \hat{I}_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.30})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est donnée par :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_{I\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{III.31})$$

$$\hat{\omega} = K_\omega \int (\varepsilon_{I\alpha s} \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_{I\beta s} \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III.32})$$

Avec :

gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisation l'algorithme du filtre de Kalman [6],[18].

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes :

- Ø sélection du modèle de la machine.
- Ø discrétisation du modèle du système.
- Ø détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P.
- Ø Implantation de l'algorithme du filtre de Kalman.

La discrétisation du modèle donné au premier chapitre s'écrit alors :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k \\ Y = C X_k \end{cases} \quad \begin{matrix} \text{(III.35)} \\ \text{(III.36)} \end{matrix}$$

Avec :

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 - T_e a_1 & 0 & a_2 \frac{T_e}{T_r} & a_2 T_e n_p \Omega \\ 0 & 1 - T_e a_1 & -a_2 T_e n_p \Omega & a_2 \frac{T_e}{T_r} \\ T_e \frac{M}{L_r} & 0 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -T_e n_p \Omega \\ 0 & T_e \frac{M}{L_r} & T_e n_p \Omega & 1 - \frac{T_e}{T_r} \end{bmatrix}; B_k = \begin{bmatrix} \frac{T_e}{S L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{S L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.37)}$$

$$\text{Et : } a_1 = \frac{R_s}{S L_s} + \frac{R_r M^2}{S L_s L_r}, \quad a_2 = \frac{M}{S L_s L_r}$$

Le système étudié est supposé décrit par un modèle d'état linéaire et discret donné par l'équation (III.30). Cependant, ce modèle est idéal et ne peut véritablement rendre compte de tous les phénomènes qui régissent le système réel. Afin de modéliser cet écart entre le système réel et le modèle élaboré, on introduit dans l'équation d'état du modèle (équ III.30) un vecteur de perturbation W_k , encore appelé bruit d'état. Les mesures sont toujours entachées d'erreurs. On introduit donc dans l'équation de mesure un vecteur de bruit de mesure V_k . Le modèle d'état discret tenant en compte les erreurs considérées s'écrit :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_k X_k + B_k U_k + W_k & \text{(III. 38)} \\ Y_k = C X_k + V_k & \text{(III. 39)} \end{cases}$$

Avec :

$W_k = W(KT)$: bruits d'entrées (ou d'état)

$V_k = V(KT)$: bruits de sortie

W_k et V_k Caractérisées par :

On supposera que leurs valeurs moyennes sont nulles

$$E\{W_k\} = 0 \quad \text{(III.40)}$$

$$E\{V_k\} = 0 \quad \text{(III.41)}$$

Leur covariance s'exprimant par :

$$E\{W_k W_j^T\} = Q \delta_{kj} \quad \text{Où } k, j \in N, \text{ et } \delta_{ij} \text{ est le symbole de Kronecker.}$$

$$E\{V_k V_j^T\} = R \delta_{kj} \quad \text{(III.41)}$$

Tel que :

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = j \\ 0 & \text{si } i \neq j \end{cases} \quad \text{(III.42)}$$

L'état initial X_0 est une variable aléatoire d'espérance $X_{0/0}$, de matrice de covariance $P_{0/0}$ connue, indépendante des bruits d'état et de mesure.

Où Q, R, p_0 sont des matrices symétriques définies positives.

III.3.1. Filtre de Kalman standard

On considère le cas général d'un système stochastique discret, multi-entrées, multi-sorties non stationnaire représenté dans l'espace d'état par les équations récursives suivantes :

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1/k} = A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k & \text{(III. 43)} \\ \hat{P}_{k+1/k} = A_k \hat{P}_{k/k} A_k^t + Q & \text{(III. 44)} \end{cases}$$

La prédiction de l'état $\hat{X}_{k+1/k}$ et de la matrice de covariance $\hat{P}_{k+1/k}$

L'étape de correction réajuste la prédiction à partir des mesures Y_{k+1} pondérées par le gain de Kalman K_{k+1} :

$$\hat{X}_{k+1/k+1} = \hat{X}_{k+1/k} + K_{k+1} \cdot (Y_{k+1} - C \cdot \hat{X}_{k+1/k}) \tag{III.45}$$

Le gain de Kalman K_{k+1} est déterminé à partir de la matrice de covariance $\hat{P}_{k+1/k}$ et de la matrice de covariance des bruits de mesure R :

$$K_{k+1} = P_{k+1/k} \cdot C^t (C \cdot P_{k+1/k} \cdot C^t + R)^{-1} \quad \text{Et} \quad \hat{P}_{k+1/k+1} = (I - K_{k+1} \cdot C) \cdot \hat{P}_{k+1/k} \tag{III.46}$$

La figure (II.12) représente le schéma général du filtre de Kalman standard discret:

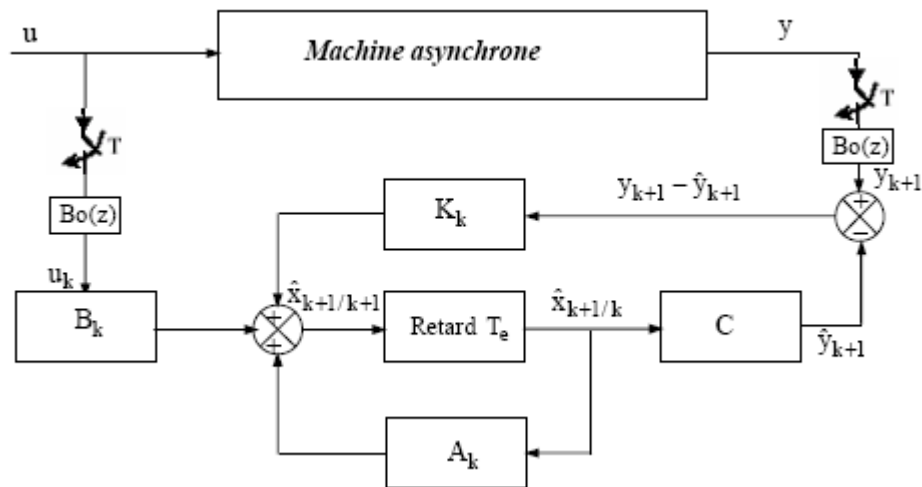


Figure .III.4 : Schéma général du filtre de Kalman discret

III.3.2. Filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman standard, décrit précédemment, permet l'estimation de l'état d'un système linéaire. Si on veut estimer des paramètres de la machine asynchrone, une solution consiste à étendre le vecteur d'état estimé aux paramètres recherchés. Le modèle devient alors

non linéaire. On peut, sous certaines hypothèses, appliquer le filtre de Kalman standard à un modèle linéarité du système.[5] ,[13]

Il faut alors effectuer une linéarisation du système à chaque pas autour du point de fonctionnement défini au pas précédent.

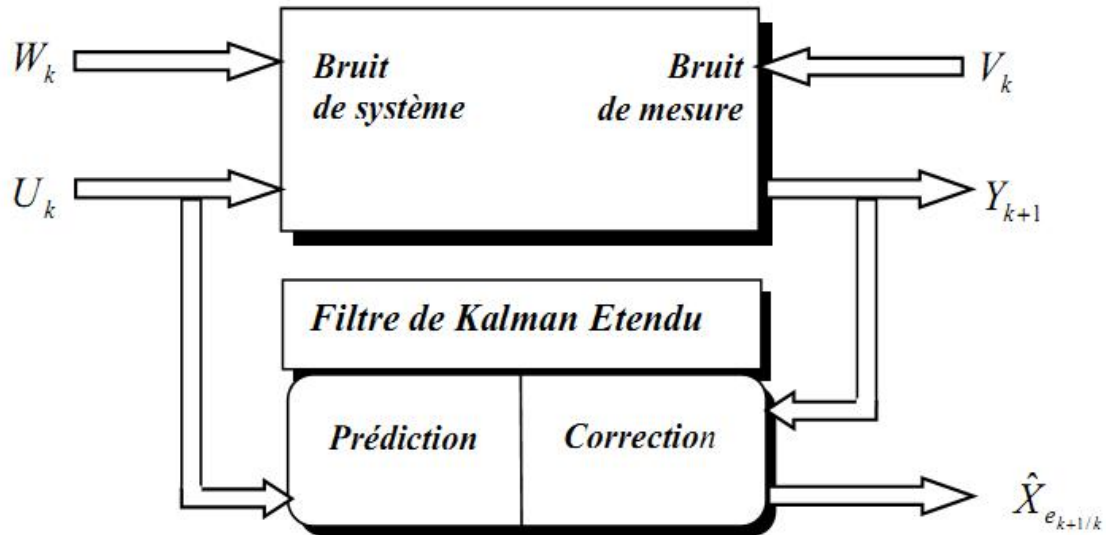


Figure.III.5 : la structure globale de FKE

Dans ce cas, le comportement dynamique du moteur asynchrone peut être modélisé par le modèle non linéaire suivant:

$$\begin{cases} X_{k+1}^e = f(X_k^e, U_k) + W_k^e & \text{(III.47)} \\ Y = h(X_k^e) + V_k & \text{(III.48)} \end{cases}$$

Avec :

$$X_k^e = [X_k \quad q_k] \quad \text{(III.49)}$$

Où : X_k représente le vecteur des états à estimer et q_k : représente le vecteur des paramètres à estimer.

Etant donné que:

$$Q_x = E(W_{xk} \cdot W_{xi}^t) \quad \text{Et} \quad Q_q = E(W_{qk} \cdot W_{qi}^t) \quad \text{(III.50)}$$

Avec : Q_x : Matrice de covariance des états,

Q_q : Matrice de covariance des paramètres.

En supposant que les variations des paramètres et des états sont indépendantes, il résulte que la matrice Q_q est diagonale et on définit:[22],[27],[17]

$$Q = \begin{bmatrix} Q_x & 0 \\ 0 & Q_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.51})$$

Le processus d'observation par le filtre de Kalman étendu est donné en deux phases :

a). Phase de prédiction

- Prédiction du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{k+1/k}^e = f(X_{k/k}^e, U_k) \quad (\text{III.52})$$

- Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k \hat{P}_{k/k} F_k^t + Q \quad (\text{III.53})$$

Avec:

$$F_k = \left. \frac{\partial f(X_k^e, U_k)}{\partial X_k^e} \right|_{X_k^e = \hat{X}_{k/k}^e} \quad (\text{III.54})$$

b). Phase de correction

- Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} \cdot H_k^t (H_k \hat{P}_{k+1/k} H_k^t + R)^{-1} \quad (\text{III.55})$$

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_k^e)}{\partial X_k^e} \right|_{X_k^e = \hat{X}_{k/k}^e} \quad (\text{III.56})$$

- Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{k+1/k+1}^e = \hat{X}_{k+1/k}^e + K_{k+1} (Y_{k+1} - H_k \cdot \hat{X}_{k+1/k}^e) \quad (\text{III.57})$$

- Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{III.58})$$

III.3.2.1. Choix des matrices de covariance Q et R

C'est à partir de ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leurs buts sont de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre de Kalman. Cependant quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage. [13],[25]

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre.

La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observation.

Une forte valeur de R donne une petite valeur du gain de Kalman, le régime transitoire est rapide et le filtrage des bruits est satisfaisant. La matrice de covariance de bruit d'état Q est de (5x5) élément et la matrice de covariance de bruit de mesure R est de (2x2) élément. En général ceci exigerait la connaissance de 29 éléments. Cependant, en supposant que les signaux de bruit ne sont pas corrélés, Q et R sont diagonaux, et seulement trois éléments doit être connu dans Q et deux éléments en R .

Comme les vecteurs de courant dans le référentiel (a, b) ont la même dynamiques les deux premiers éléments de la diagonale de Q^e sont égaux ($Q_{i_{sa}} = Q_{i_{sb}} = Q_i$) de même pour les deux vecteurs du flux ($Q_{f_{ra}} = Q_{f_{rb}} = Q_f$) La même chose pour les deux éléments diagonaux dans R sont égaux ($R_{i_{sa}} = R_{i_{sb}} = R_i$).

$$Q = \begin{bmatrix} Q_i & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Q_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_\Omega \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} R_i & 0 \\ 0 & R_i \end{bmatrix} \quad (\text{III.59})$$

III.4. Application du filtre de Kalman étendu

Le filtre de Kalman est utilisé pour l'estimation des courants et des flux dans le repère (a, b) ainsi que la vitesse de rotation mécanique. Celle-ci peut être considérée comme un état (introduction de l'équation mécanique dans le système d'état) ou comme un paramètre (lorsque l'on suppose que sa dynamique est très lente par rapport aux dynamiques des grandeurs électriques). Dans ce qui suit on traite ces deux cas. [11],[26],[24]

III.4.1. Considération de la vitesse comme un état

Le moteur à induction peut être décrit par le système d'équations différentielles non linéaires, avec 4 variables électriques (courants et flux), une variable mécanique (vitesse de rotation) et deux variables de contrôle (tensions statoriques). Ce modèle est non linéaire puisque le vecteur d'état est étendu à la vitesse mécanique de rotation. On a donc dans le repère (α, β) :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -a_1 X_1 + \frac{a_2}{T_r} X_3 + a_2 n_p X_5 X_4 + \frac{1}{s L_s} V_{sa} \\ \dot{X}_2 = -a_1 X_2 + \frac{a_2}{T_r} X_4 - a_2 n_p X_5 X_3 + \frac{1}{s L_s} V_{sb} \\ \dot{X}_3 = \frac{M}{T_r} X_1 - \frac{1}{T_r} X_3 - n_p X_5 X_4 \\ \dot{X}_4 = \frac{M}{T_r} X_2 - \frac{1}{T_r} X_4 + n_p X_5 X_3 \\ \dot{X}_5 = \frac{3 n_p M}{2 J L_r} (X_3 X_2 - X_4 X_1) - \frac{f}{J} - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (\text{III-60})$$

Avec :

$$\begin{cases} [X_1 & X_2 & X_3 & X_4 & X_5]^t = [I_{sa} & I_{sb} & f_{ra} & f_{rb} & \Omega]^t \\ U = [V_{sa} & V_{sb}] \end{cases}$$

En considérant que le vecteur de sortie $y(t)$ est constitué des deux courants statoriques I_{sa} et I_{sb} , le système non linéaire (III-49) peut être représenté sous la forme (III.50) :

$$\begin{cases} \dot{X}^e(t) = f(X^e(t), U(t), t) \\ Y(t) = h(X^e(t), t) \end{cases} \quad (\text{III-61})$$

Où

$X^e(t)$: Un vecteur d'état de dimension n ,

$U(t)$: Un vecteur de contrôle de dimension m ,

$Y(t)$: Un vecteur de sortie de dimension p .

La représentation d'état continue non linéaire (III.30) du moteur suppose que le fonctionnement de ce dernier est dans un environnement déterministe. Or, notre but est l'estimation du courant statorique, du flux rotorique et de la vitesse de rotation dans un environnement stochastique par le filtre de Kalman étendu. Nous ajoutons donc des vecteurs de bruit d'état $w(t)$ et de mesure $v(t)$ dans l'équation d'état et de mesure respectivement. De plus, ce filtre exige la discrétisation du modèle en vue de son fonctionnement en temps réel sur les calculateurs numériques. Le modèle discret stochastique est donné comme suit:

$$\begin{cases} X_{k+1}^e = f(X_k^e, U_k) + W_k^e \\ Y_k = h(X_k^e) + V_k \end{cases} \quad (\text{III-62})$$

Avec:

W_k^e : Un vecteur de bruit d'état de dimension (5×1) ,

V_k : Un vecteur de bruit de mesure de dimension (2×1) .

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (III.50) e(III.50) respectivement, sont:

$$F_k = \frac{\partial f(X_k^e, U_k)}{\partial X_k^e} \Big|_{X_k^e = \hat{X}_{k/k}^e} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 T_e & 0 & a_2 \frac{T_e}{T_r} & a_2 n_p X_5 T_e & a_2 n_p X_4 T_e \\ 0 & 1 - a_1 T_e & -a_2 n_p X_5 T_e & a_2 \frac{T_e}{T_r} & -a_2 n_p X_5 T_e \\ \frac{M}{T_r} T_e & 0 & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -n_p X_5 T_e & -n_p X_4 T_e \\ 0 & \frac{M}{T_r} T_e & n_p X_5 T_e & 1 - \frac{T_e}{T_r} & -n_p X_3 T_e \\ -m X_4 T_e & m X_3 T_e & m X_2 T_e & m X_1 T_e & 1 - \frac{f}{J} T_e \end{bmatrix}$$

$$H_k = \frac{\partial h(X_k^e)}{\partial X_k^e} \Big|_{X_k^e = \hat{X}_{k/k}^e} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Avec : } m = \frac{3n_p M}{2JL_r}$$

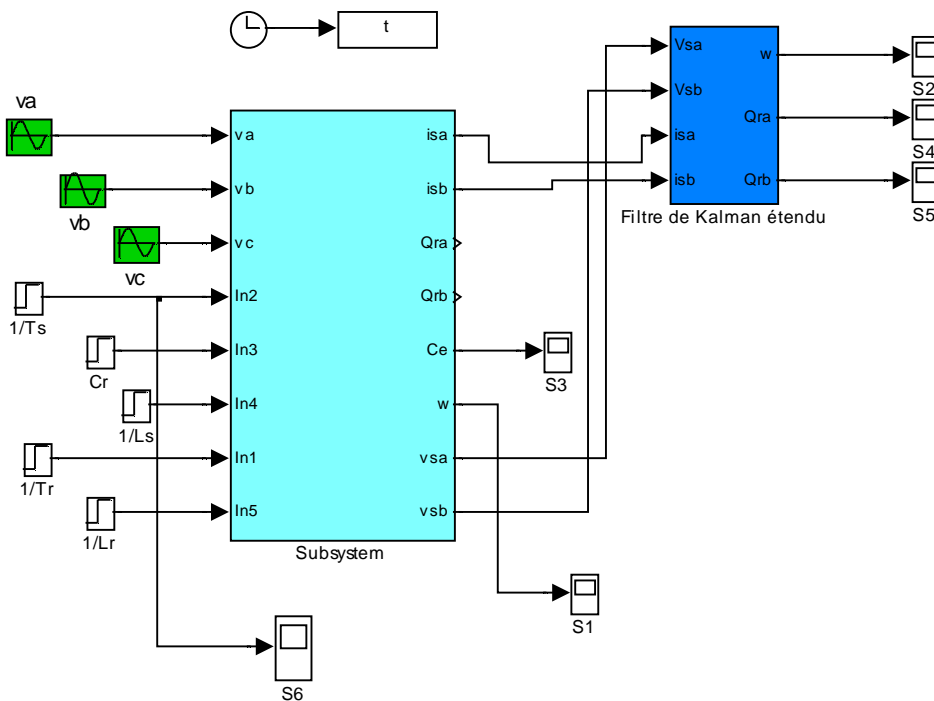


Figure.III.6 Schéma BLOC de simulation

III.5.RESULTATS DE SIMULATION

Les résultats de simulation obtenus avec l'Observateur de Kalman étendu lors d'un démarrage à vide, sont présentés sur les figures (III.7). Nous montrons les formes des composantes du flux rotorique $\varphi_r\alpha$ et $\varphi_r\beta$, réel et estimé et son estimation.

On constate que les allures des composantes du flux rotoriques réels et estimés restent identiques sauf dans le régime transitoire où on trouve une erreur statique très faible. On observe également que l'estimation de vitesse se fait de façon satisfaisante, ce qui donne une erreur nulle.

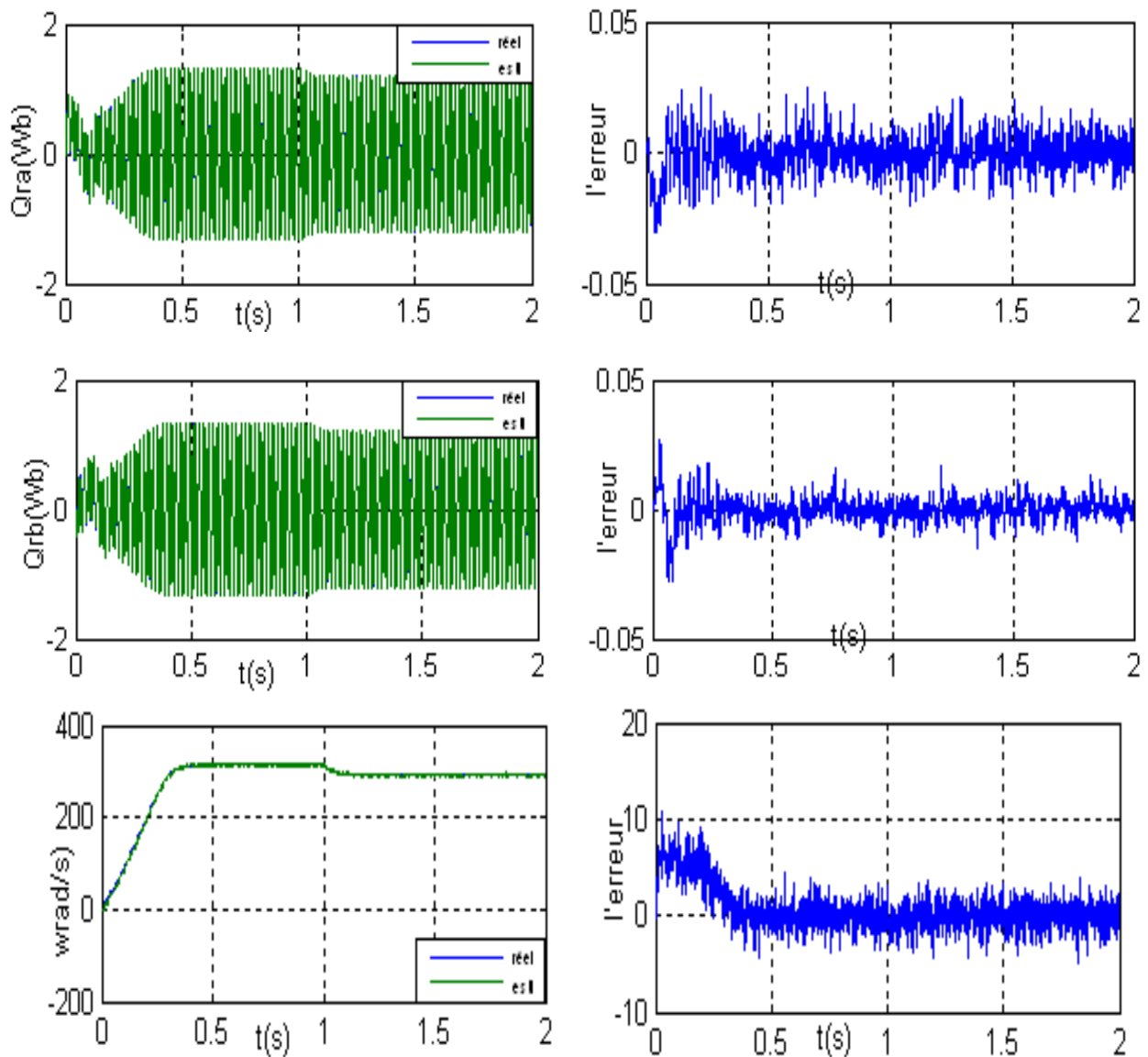


Figure .III.7 : Les graphes de simulation (Fonctionnement à vide)

III.6.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux types d'observateurs appliqués aux modèles du moteur à induction, dans le but d'estimer les états inaccessibles (flux rotorique et la vitesse de rotation).

En premier lieu, nous avons abordé l'observateur déterministe de Luenberger. En deuxième lieu, nous avons abordé les observateurs stochastiques, en particulier le filtre de Kalman étendu. En ce qui concerne ce filtre, son réglage est basé sur les caractéristiques des bruits et des erreurs qui perturbent le modèle du moteur. La détermination de ces caractéristiques est d'autant plus délicate que les bruits réels ne sont pas stationnaires et qu'ils ne respectent pas les hypothèses du filtre de Kalman (bruit blanc et non corrélés). Par principe, ce filtre cherche à minimiser la variance des estimations. Il en résulte une dynamique qui n'est pas imposée à priori et qui, d'ailleurs, varie avec celle du système observé. Ce filtre est extrêmement performant au démarrage, si les matrices des covariances de bruit d'état et mesure sont correctement dimensionnées.

Les résultats de simulation s'avèrent satisfaisants de point de vue erreur d'estimation de flux et de vitesse par filtre de Kalman étendu. L'application de ce filtre dans la commande sans capteur de la MAS fera l'objet de chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande vectorielle directe sans capteur de vitesse

IV.1.INTRODUCTION

La commande du moteur asynchrone sans capteur mécanique de vitesse devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères importants dans de nombreuses applications. En effet, ces critères mobilisent les chercheurs à se débarrasser de ces capteurs qui sont les maillons faibles de la chaîne d'entraînement électrique. Outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînements, ils sont fragiles et onéreux. On essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs électriques de tension et courant et des algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse et le flux de la machine. Avec les avancées considérables dans le domaine des outils de calcul numérique, ces méthodes de reconstitution de vitesse et du flux peuvent être réalisées sur des *DSPs*. [13]

La reconstitution de la vitesse et du flux est réalisée par des observateurs qui sont construits, généralement, à partir du modèle de la machine. [13]

Ce chapitre est consacré à l'application de deux techniques de commande vectorielle par orientation du flux rotorique,

Dans les deux cas, la machine est alimentée par un onduleur de tension utilisant la modulation par largeur d'impulsion MLI, le flux rotorique et la vitesse de rotation est estimée soit par :

- Un observateur de Luenberger adaptatif
- Ou un filtre de Kalman étendu.

IV.2.SCHÉMA DE SIMULATION DE L'OBSERVATEUR LUENBERGER

Le schéma de principe, utilisée pour l'estimation de vitesse est donnée par la Figure suivante :

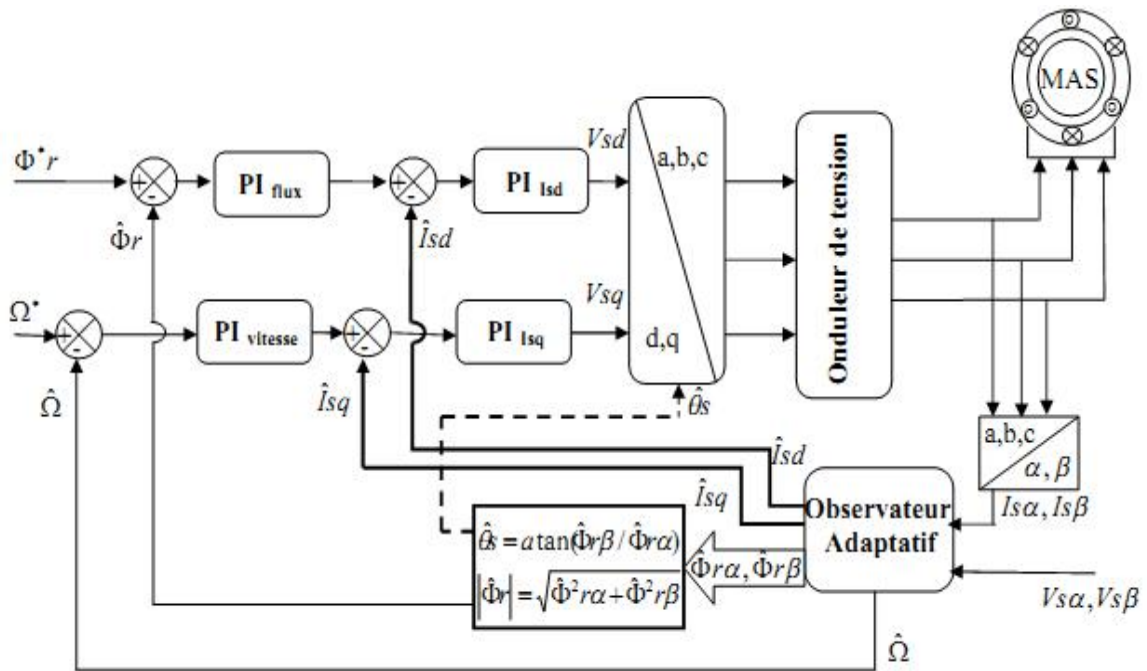


Figure. IV.1 : CV sans capteur mécanique basée sur un observateur adaptatif

IV.3. SCHÉMA DE SIMULATION DE FILTRE KALMAN ÉTENDU

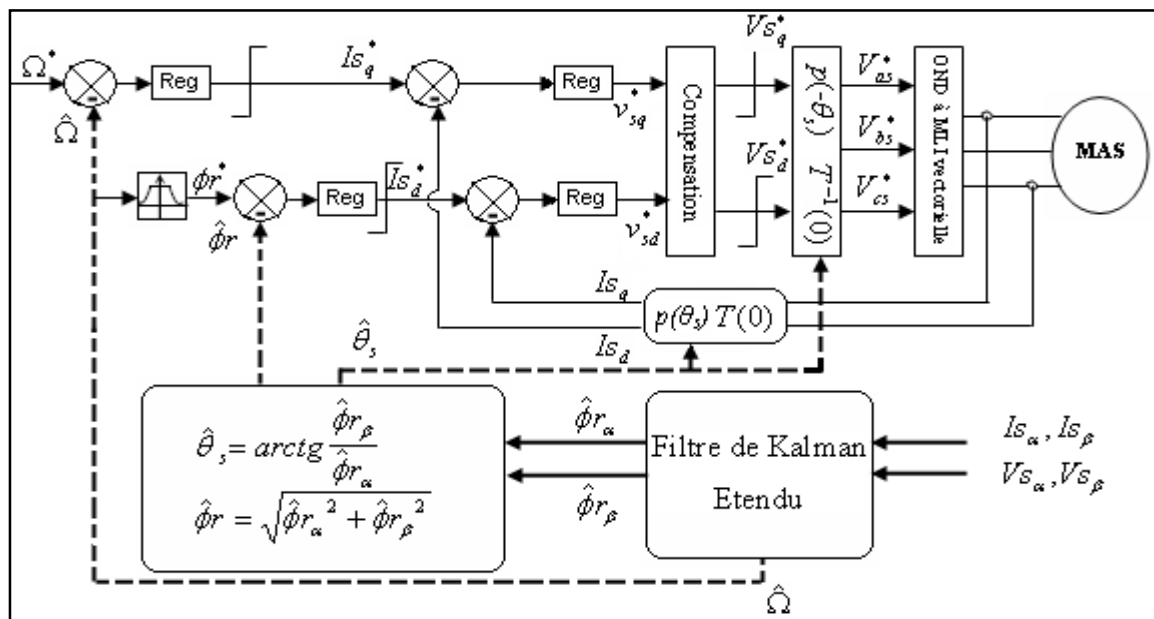


Figure. IV.2 : CV sans capteur mécanique basée sur filtre de Kalman étendu

IV.4.RÉSULTATS DE SIMULATION

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse du Luenberger (M2) et le filtre de Kalman étendu (M1) à la vitesse de rotation et donc le système d'entraînement global, on a simulé une multitude de cas (démarrage à vide avec introduction de la charge, inversion du sens de rotation, variation des paramètres ...etc.).

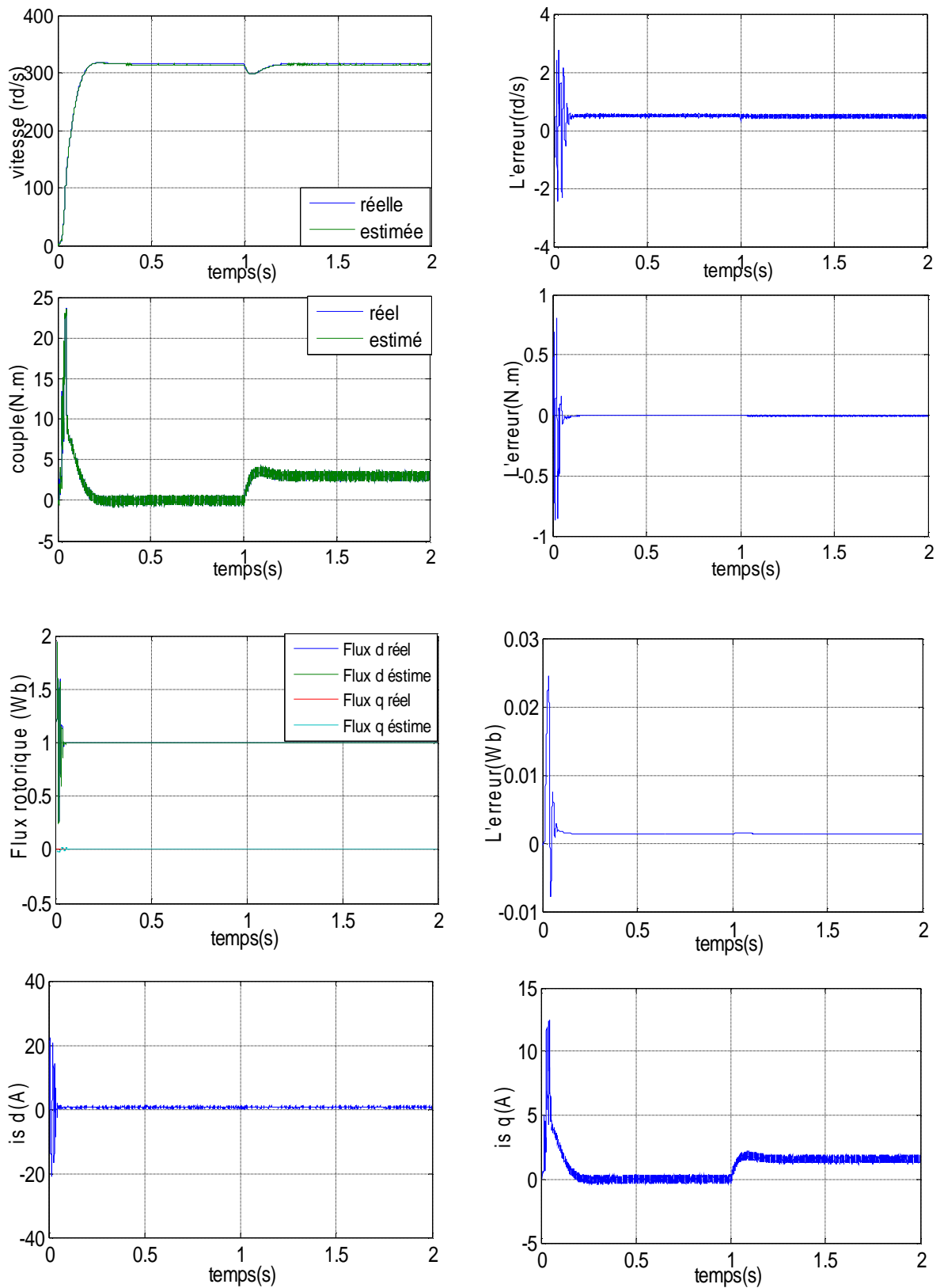
Notons que ce système d'entraînement présente un caractère stochastique à cause de l'utilisation de l'onduleur de tension à *MLI* et après tâtonnement et ajustement, pour le filtre de Kalman étendu les matrices de covariance *Q* et *R* sont fixées comme suit:

$$Q = \text{diag} [10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-6} \ 10^{-2}] \text{ Et } R = \text{diag} [10^{-2} \ 10^{-2}]$$

IV.4.1. Démarrage à vide avec introduction de la charge

Les figures (IV.3, 4) illustrent les performances de la régulation sans capteur de vitesse. Le moteur démarre à vide, puis à $t=1s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 3Nm$. Pour ces régimes transitoires, on observe que l'estimation du flux et de la vitesse de rotation est très satisfaisante. En effet, les erreurs d'estimation de ceux derniers sont négligeables tant qu'au régime permanent qu'aux régime transitoires.

L'insensibilité de l'algorithme d'estimation vis-à-vis de l'introduction de la charge est acceptable. Ces résultats montrent que Luenberger et le filtre de Kalman étendu sont implantés avec succès dans un control vectoriel direct sans capteur robuste vis-à-vis la variation de la charge.



*Figure. IV.3 : Réponses lors d'un démarrage à vide avec introduction de la charge
 - -Le flux et la vitesse sont estimés par un observateur adaptatif - -*

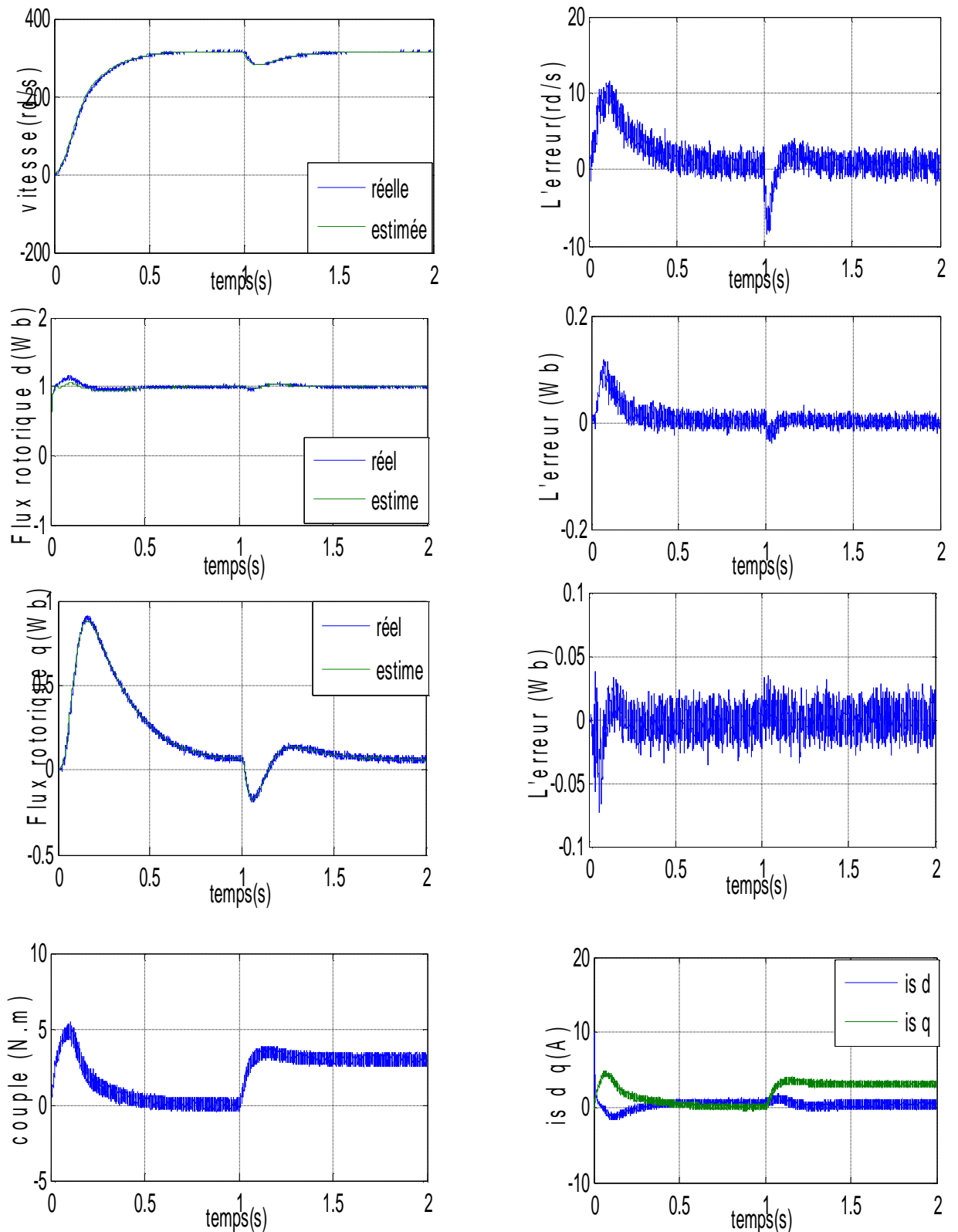
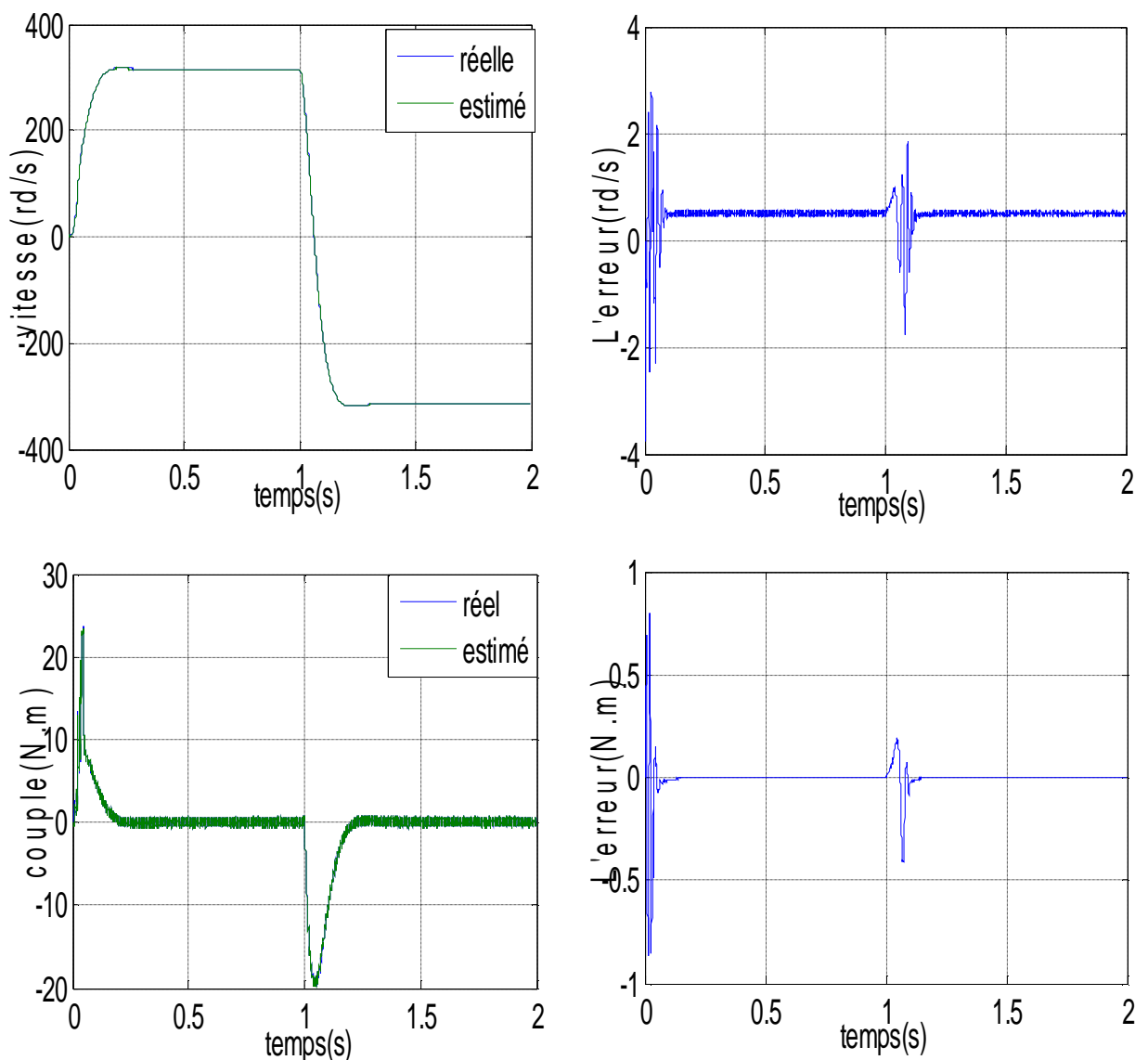


Figure. IV.4 : Réponses lors d'un démarrage à vide avec introduction de la charge

- Le flux et la vitesse sont estimés par le FKE -

IV.4.2. Inversion de sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la *CVD* utilisant les deux observateurs, vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. Pour ce faire, on applique une consigne de vitesse égale à 314 rd / s pendant une durée de temps $t=1s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à 314 rd / s . Les résultats de simulation sont donnés sur les figure (IV.5, 6). On observe d'après ces résultats que ces deux observateurs sont robuste vis a vis de la variation importante de la vitesse. On note aussi que l'estimation du flux et de la vitesse est faite d'une façon adéquate.



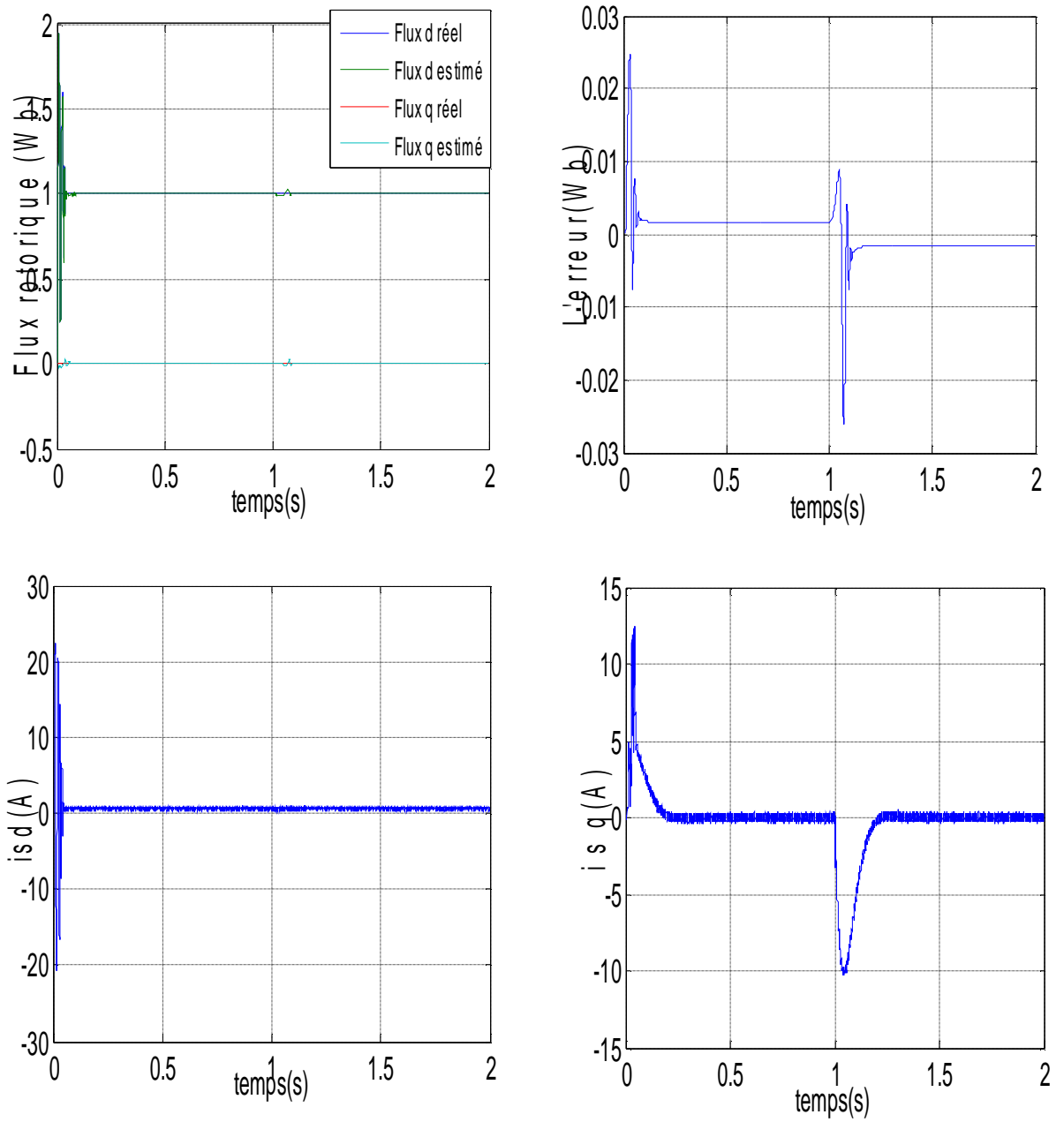


Figure .IV.5: Réponses lors d'inversion de sens de rotation - observateur adaptatif -

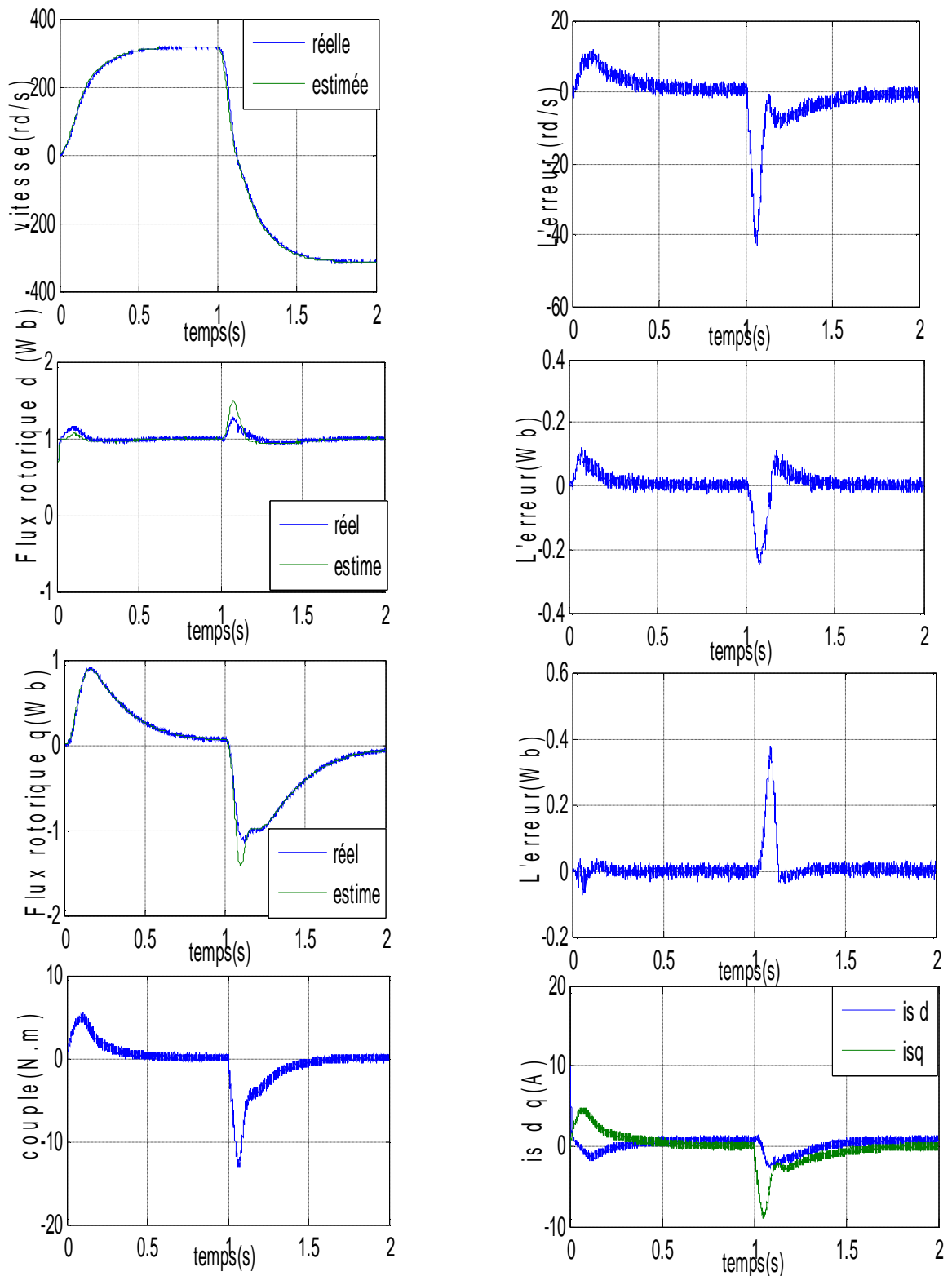


Figure. IV.6 : Réponses lors d'inversion de sens de rotation - FKE -

IV.4.3. Variation de la charge

Pour tester la robustesse de nos observateurs vis-à-vis la variation de la charge et par conséquent sur la dynamique de la commande, on a simulé la machine à vide pendant 0.8 s, Puis on applique un couple de 2 N.m pendant 0.7 s, Donc à l'instant 1.5s on augmente le couple jusqu'à 4 N.m.(Figures IV.7, 8).

Tous les résultats obtenus (réels et estimés) sont à des erreurs de presque nulle se qui montre la stabilité de ces observateurs devant la variation de la charge.

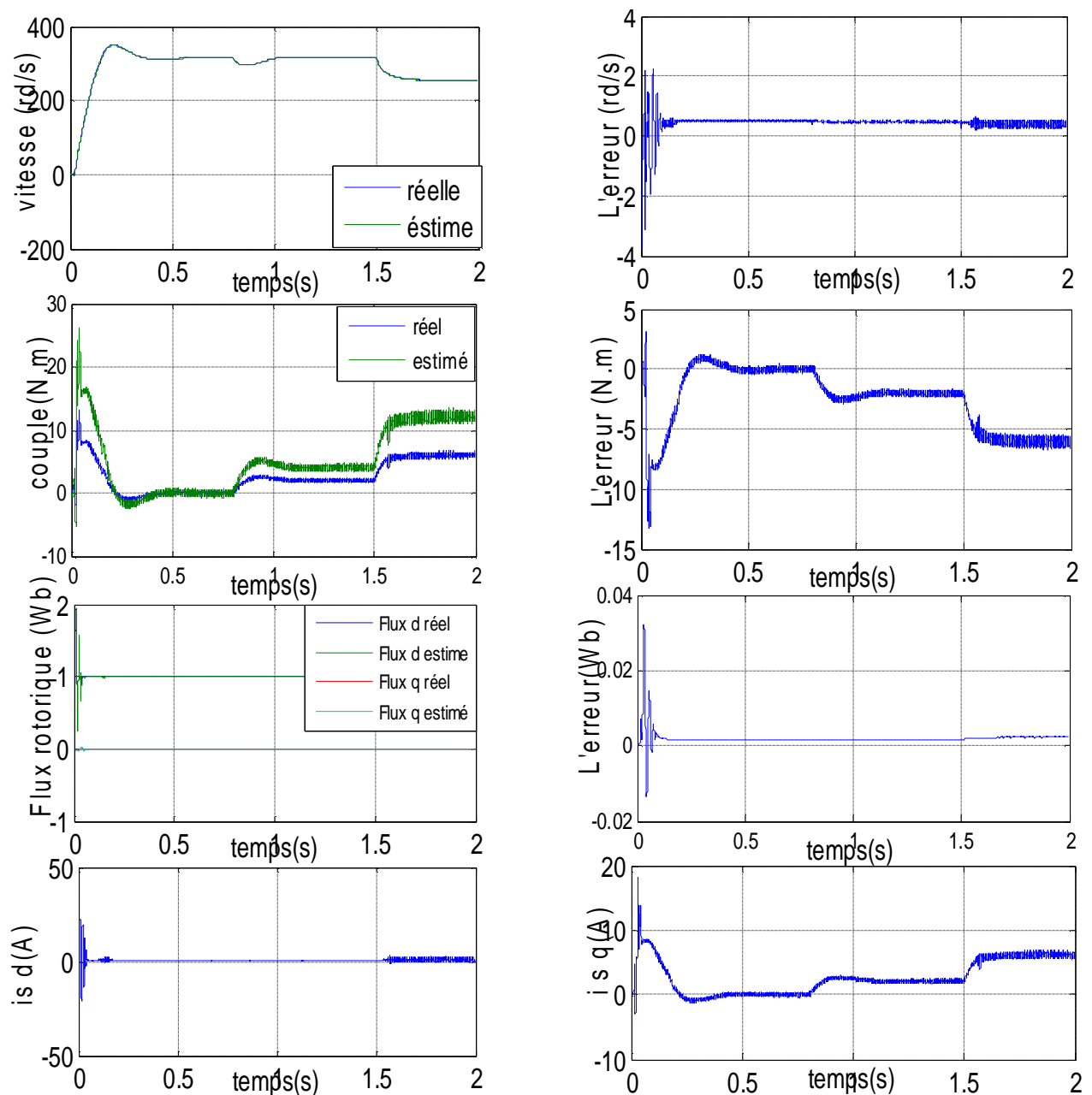


Figure .IV.7 : Réponses lors de la variation de la charge- observateur adaptatif –

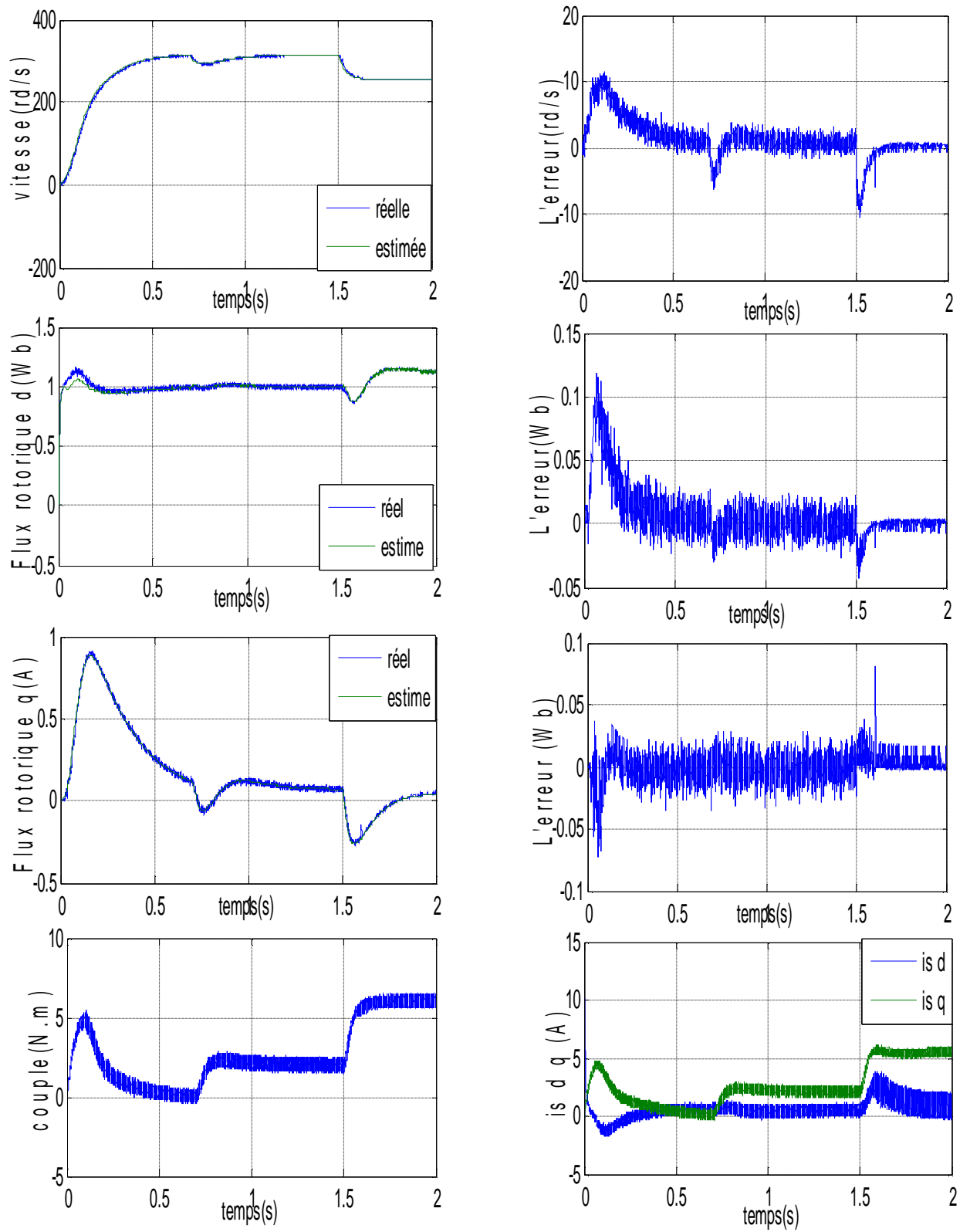


Figure .IV.8 : Réponses lors de la variation de la charge- FKE -

IV.4.4. Variation paramétrique

Les figures (IV.9, 10) illustrent quelques caractéristiques dynamiques du système d'entraînement sans capteur pour un fonctionnement en cas de variation de R_r .

A l'instant $t = 0.8s$ on augmente la résistance rotorique en 100%.

-La variation de R_r a aucun effet sur l'estimation de flux par les deux observateurs.

-La vitesse estimée par Luenberger présente une petite erreur statique à partir de l'instant de variation de R_r . Cette erreur disparaît dans le cas de filtre de Kalman étendu

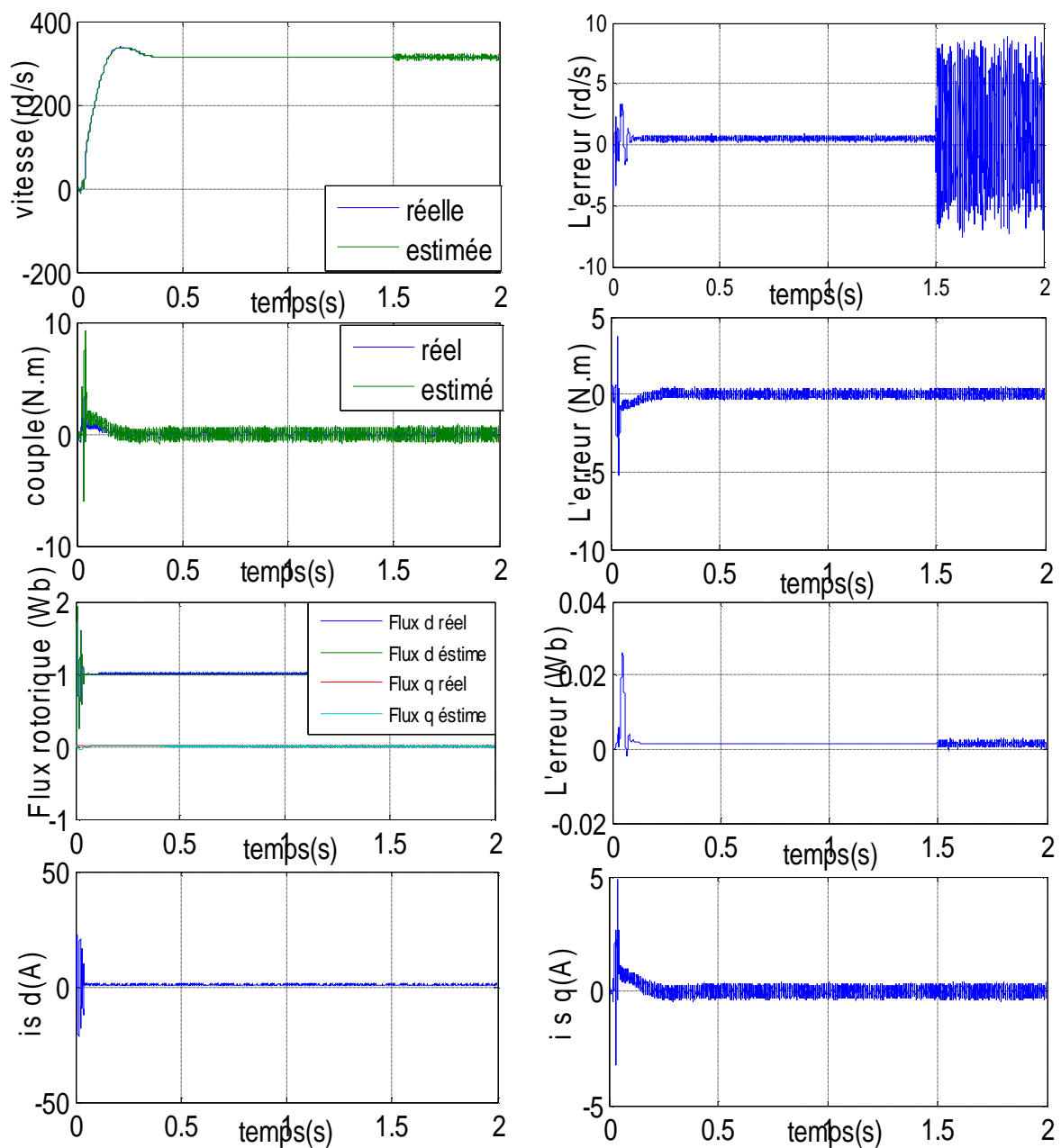


Figure. IV.9 : Réponses lors de la variation de R_r (observateur adaptatif)

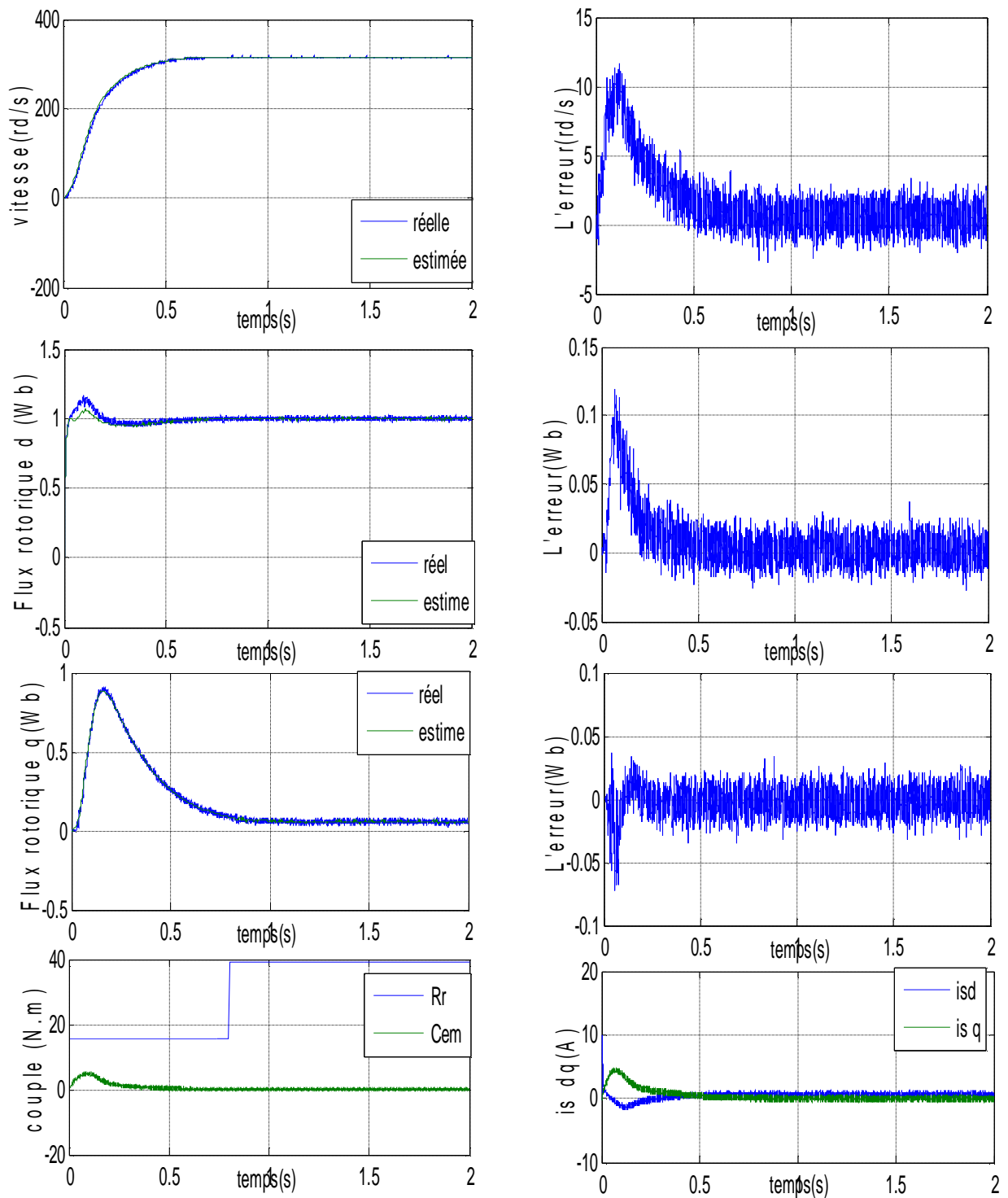


Figure .IV.10: Réponses lors de la variation de R_r - FKE

ETUDE COMPARATIVE :

Nous avons vu l'apport des estimateurs basés sur l'observateur adaptatif de Luenberger et le filtre de Kalman étendu (FKE)

. Le choix entre l'une de ces techniques s'avère difficile, pour cela nous proposons deux tableaux comparatifs.

| Test Type de reconstituteur | Variable estime | Erreur de poursuite | Le mécanisme d'adaptation utilisée |
|---------------------------------------|--------------------------------|---------------------|------------------------------------|
| Observateur Luenberger | Le flux, la f.é.m., la vitesse | Bonne | PI |
| Filtre Kalman étendu (FKE) | Le flux, la vitesse | Très Bonne | |

Tableau (III.1) : Comparaison entre différentes techniques d'estimations suivant leurs Propriétés

| Test Type de reconstituteur | Robustesse à la variation de couple de charge | Robustesse aux basses vitesses | Robustesse vis-à-vis des variations de R_r | Découplage |
|---------------------------------------|---|--------------------------------|--|------------|
| Observateur Luenberger | Bonne | Bonne | Assez bonnes | Très Bon |
| Filtre Kalman (FKE) | Bonne | Très Bonne | Bonne | Très Bon |

Tableau (III.2) Comparaison entre différentes techniques d'estimations Suivant les tests de simulation

IV.5.CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons analysé les propriétés statiques et dynamiques de la commande vectorielle directe sans capteurs de vitesse d'un moteur à induction en utilisant le filtre de Kalman étendu.

L'introduction du filtre de Kalman étendu à la vitesse au sein d'une commande vectorielle directe apporte des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge, l'inversion du sens de rotation, et lors de l'injection du bruit de mesure sur les courants. Cependant, pour les variations paramétriques, le comportement du filtre est très influencé lors de la variation de la résistance rotorique. Pour des variations de la charge son comportement reste robuste.

Les réglages des matrices Q et R ont été effectués par des essais en simulation (tâtonnement) afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct.

CONCLUSION GÉNÉRALE

D'une technologie simple, la machine asynchrone, ou moteur à induction, est largement utilisée dans la plupart des entraînements électriques, notamment pour des applications à vitesse constante comme la ventilation et le pompage. Tous les progrès de l'électronique de puissance associés aux commandes modernes autopilotées ont permis d'envisager des applications en vitesse variable de manière efficace, ce qui était auparavant réservé exclusivement au moteur à courant continu et plus récemment au moteur synchrone [13].

La complexité de mise en œuvre de sa commande a long temps limité son développement sur le marché des variateurs. Pourtant, les récents progrès de l'électronique de commande et de la Micro-électronique permettent aujourd'hui d'intégrer des commandes de plus en plus complexes.

Le travail réalisé dans ce mémoire peut être scindé en quatre parties essentielles, la première concernant la modélisation de la machine asynchrone et son alimentation (onduleur de tension. Dans la seconde on s'est intéressée à la présentation de la commande vectorielle (directe et indirecte) suivie d'une étude comparative entre ces deux types de commande. Cette dernière présente l'avantage d'assurer le découplage entre la commande du couple et celle du flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. La troisième partie évoque une étude théorique sur les observateurs déterministes (Luenberger adaptatif) et stochastiques (Filtre de Kalman étendu). Dans la quatrième partie, on montre que l'utilisation de la commande vectorielle directe sans capteur de vitesse réalise des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée d'un côté, et élimine le capteur de vitesse en se basant sur les équations du modèle électrique du moteur et les mesures des tensions et des courants statoriques pour palier leurs difficultés (le coût, la fragilité...) d'un autre côté. Dans ce contexte, l'application de l'observateur de Luenberger adaptatif et celui de Kalman étendu dans le but d'effectuer une commande vectorielle sans capteurs a été réalisée.

Conclusion générale

L'association du filtre de Kalman étendu à une commande vectorielle directe apporte des améliorations notables aussi bien au niveau dynamique que statique. Les résultats obtenus ont montré la robustesse du système d'entraînement face aux variations de la résistance rotorique,. On note aussi sa robustesse en présence du bruit et dans différentes conditions de fonctionnement du moteur (la charge, l'inversion du sens de rotation).

Les réglages des matrices de covariances de bruits d'état et celui de mesure Q et R ont été effectués par des essais en simulation (tâtonnement) afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. En effet, ces réglages ne sont sûrement pas optimaux mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct. Comme perspectives qui peuvent être envisagées pour les futures travaux on peut citer en particulier l'introduction de méthodes d'optimisation stochastiques à savoir les algorithmes génétiques ou technique d'optimisation par essaim de particules (PSO) pour assumer une meilleure estimation des valeurs initiales de R et Q . En effet ces dernières jouent un rôle très important dans l'amélioration des performances du filtre de Kalman (minimisation de la variance de l'erreur d'estimation).

ANNEXE A

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

La machine utilisée est une machine asynchrone à cage d'écurueil standard. Ses caractéristiques principales sont les suivantes[13] :

| | |
|---------------------------------|-----------|
| Parametres | MAS1 |
| Puissance nominal | 3KW |
| Tension nominale (Δ/Y) | 220/380 V |
| Courant nominale (Δ/Y) | 3.6/2.1A |
| Nombre de paires de pôles | 1 |
| Cos φ | 0.8 |
| La vitesse de rotation | 314rd/s |

Paramètres électriques:

| parametre | | MAS2 | MAS1 |
|-------------------------------|-------|---------------|--------|
| Résistance statorique | R_s | 22.5 Ω | 1.8 |
| Rrésistance rotorique | R_r | 7.87 Ω | 1.2 |
| Inductance cyclique du stator | L_s | 1.57 H | 0.1554 |
| Inductance cyclique du rotor | L_r | 1.57 H | 0.1568 |
| Inductance mutuelle | M | 1.52H | 0.15 |

Paramètres mécaniques:

| | | | |
|-------------------------------------|-----|-------------------------|------|
| Moment de d'inertie du rotor | J | 0.0003Kg.m ² | 0.07 |
| Coefficient de frottements visqueux | f | 0.00 SI | 0 |

ANNEXE B

TRANSFORMATIONS DE CLARK ET DE PARK

B-1 Transformation de Park

La matrice de passage \mathbf{P}^{-1} et son inverse \mathbf{P} sont données par :

$$[\mathbf{P}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_{obs}) & \cos(\mathbf{q}_{obs} - \frac{2p}{3}) & \cos(\mathbf{q}_{obs} + \frac{2p}{3}) \\ -\sin(\mathbf{q}_{obs}) & -\sin(\mathbf{q}_{obs} - \frac{2p}{3}) & -\sin(\mathbf{q}_{obs} + \frac{2p}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{P}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_{obs}) & -\sin(\mathbf{q}_{obs}) & 1 \\ \cos(\mathbf{q}_{obs} - \frac{2p}{3}) & -\sin(\mathbf{q}_{obs} - \frac{2p}{3}) & 1 \\ \cos(\mathbf{q}_{obs} + \frac{2p}{3}) & -\sin(\mathbf{q}_{obs} + \frac{2p}{3}) & 1 \end{bmatrix}$$

B-2 Transformation de Clark

La matrice de passage \mathbf{c}^{-1} et son inverse \mathbf{c} sont données par :

$$\mathbf{C} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad \mathbf{C}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

B-3 Passage $(\alpha, \beta) - (d, q)$:

Le passage de repère (α, β) à (d, q) s'effectue alors tout simplement au moyen de la matrice de rotation $[R]$ de sorte que :

$$[X]_{dq} = [R][X]_{\alpha\beta}$$

Avec:

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Et Le passage aux repère (α, β) à (d, q) est donnée par :

$$[X]_{\alpha\beta} = [R]^{-1} \cdot [X]_{dq}$$

Avec:

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

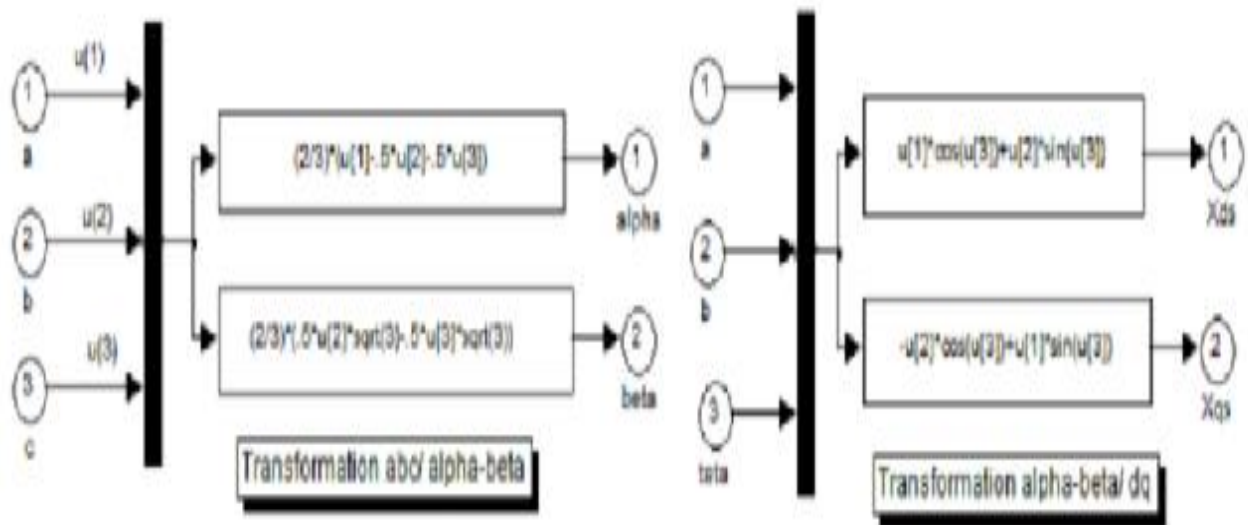


Figure.B.1: Schéma bloc de la transformation (abc/dq) et $t(abc/\alpha\beta)$ sous Matlab/SIMULINK

ANNEXE C

CALCUL DES REGULATEURS

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation sont de type Proportionnel–Intégral (PI). On a choisi ce dernier car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

C.1. Régulation du courant (I_{sd}) :

A partir de la matrice de transfert (II.26) on peut écrire la fonction de transfert qui relie I_{sd1} et V_{sd1} par :

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd1}} = \frac{K_e}{1 + \sigma L_S K_e S} \quad (C.1)$$

Avec :

$$K_e = \frac{L_r T_r}{R_S L_r T_r + M^2} \quad (C.2)$$

Le schéma bloc pour la régulation du courant avec un régulateur PI est donné par la figure (C.1)

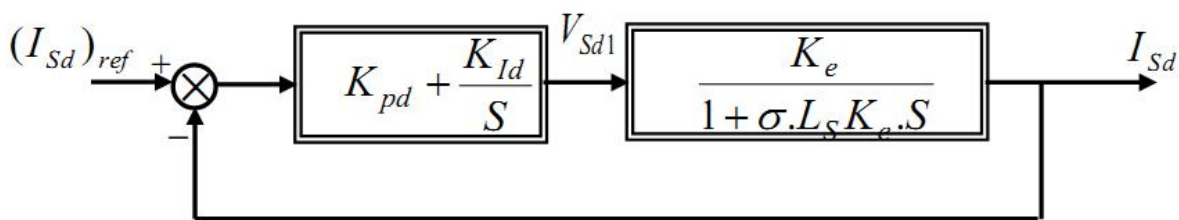


Figure. C.1 : boucle de régulation du courant (I_{sd})

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBO_d = K_{Id} \frac{\left(\frac{K_{pd}}{K_{Id}}\right)S + 1}{S} \cdot \frac{K_e}{1 + \sigma L_S K_e S} \quad (C.3)$$

On utilisant la méthode de compensation des pôles $\left(\frac{K_{pd}}{K_{Id}} = \sigma L_S K_e\right)$

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{Id}K_e}S} \quad (C.4)$$

Alors nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\tau_d = \frac{1}{k_{Id}K_e} \quad (C.5)$$

Pour un temps de réponse t_{rep} (5%), nous obtenons la condition suivante :

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{Id} = \frac{1}{\tau_d K_e} & (C.6) \\ K_{Pd} = K_{Id} \sigma L_s K_e & (C.7) \end{cases}$$

C.2. Régulateur du flux :

Le schéma bloc pour la régulation du flux est donné par la figure (II.10)

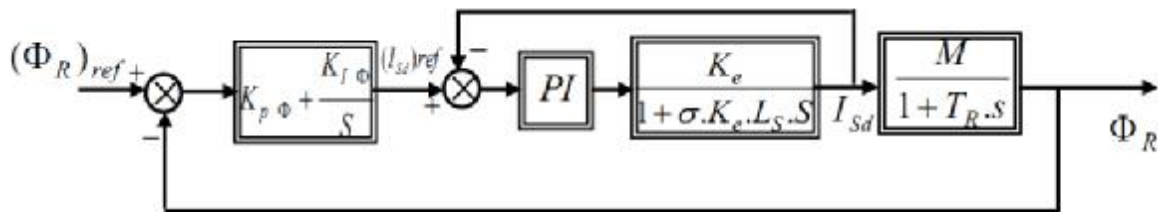


Figure. C.2 : boucle de régulation du flux (Φ)

-considérant le courant I_{sd} est parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle

Ouverte est donnée par :

$$FTBO_\Phi = K_{I\Phi} \frac{\left(\frac{K_{p\Phi}}{K_{I\Phi}}\right)S+1}{S} \frac{M}{1+T_r S} \quad (C.8)$$

Après la compensation des pôles par la condition $T_r = \frac{K_{p\Phi}}{k_{I\Phi}}$ nous obtenons la

$FTBF_\Phi$ Comme suite :

$$FTBF_\Phi = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{I\Phi}M}S} \quad (C.9)$$

Avec :

$$\tau_{\phi} = \frac{1}{K_{I\phi} M}$$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{I\phi} = \frac{1}{\tau_{\phi} M} \\ K_{Pq} = K_{I\phi} T_r \end{cases} \quad (C.10)$$

Avec $t_{\phi} = \frac{t_{repf(5)}}{3}$

C.3. Régulation du courant (I_s) :

A partir de la matrice de transfert (II.26) on peut écrire la fonction de transfert qui

Relié I_{sq1} et V_{sq1} par

$$\frac{I_{sq}}{I_{sq1}} = \frac{K_e}{1 + \sigma L_S K_e S} \quad (C.11)$$

Avec :

$$K_e = \frac{L_r T_r}{R_S L_r T_r + M^2} \quad (C.12)$$

Le schéma bloc pour la régulation du courant avec un régulateur PI est donné par la figure (C.3)

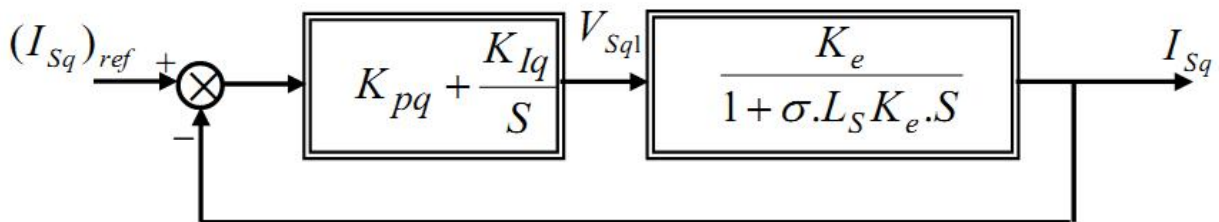


Figure. C.3 : boucle de régulation du courant (I_{sq})

En utilisant la méthode de compensation des pôles ($\frac{K_{pq}}{K_{Iq}} = \sigma L_S K_e$)

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{Iq} K_e} S} \quad (C.13)$$

Alors nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps

$$\tau_q = \frac{1}{K_{Iq} K_e} \quad (C.14)$$

Les paramètres du régulateur sont alors :

$$\begin{cases} K_{Iq} = \frac{1}{\tau_q K_e} & (C.15) \\ K_{Pq} = K_{Iq} \sigma L_s K_e & (C.16) \end{cases}$$

C.4. Régulateur de vitesse :

Le schéma bloc pour la régulation de la vitesse est donné par la figure (II-13) On considère que le courant I_{Sq} est parfaitement régulé et $C_r = 0$, la fonction de Transfert en boucle ouverte est donnée par :

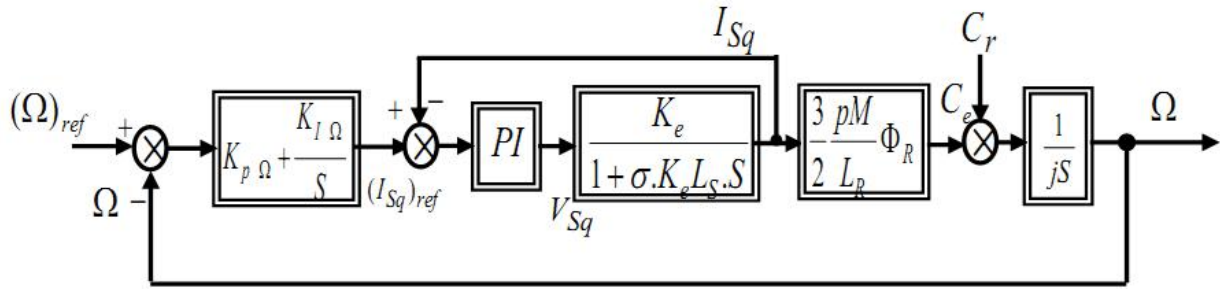


Figure .C.4 : boucle de régulation du vitesse (Ω)

$$.FTBO_{\Omega} = \frac{K_{I\Omega}(\tau'.S+1)}{JS^2} \quad (C.17)$$

Avec :

$$\tau' = \frac{K_{p\Omega}}{K_{I\Omega}}$$

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\frac{K_I}{J}(\tau'.S+1)}{S^2 + \frac{K.\tau'}{J}S + \frac{K}{J}} \quad (C.18)$$

On compare l'équation caractéristique de la fonction de transfert (II.20) avec la Forme standard du second ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} \frac{K_{I\Omega}}{J} = \omega_n^2 & (C.19) \\ \frac{K_{p\Omega}}{J} = 2\zeta\omega_n & (C.20) \end{cases}$$

Avec : ζ : coefficient d'amortissement, ω_n : une pulsation du système.

Pour un coefficient d'amortissement ζ et pulsation du système ω_n donnée, on obtient :

$$\begin{cases} K_{I\Omega} = J\omega_n^2 & (C.21) \\ K_{p\Omega} = 2\zeta\omega_n J & (C.22) \end{cases}$$

Talque : $t_{\Omega} = \frac{t_{rep\Omega(5)}}{3}$

On utilise le filtre $\frac{1}{1+\tau'.S}$ pour éliminer le dépassement dans la vitesse Ω

Références bibliographiques:

- [1] : **H. Salah , CH. Mourad** « Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode glissement d'une moteur Asynchrone » thèse d'ingénieurat Mohamed Boudiaf de m'sila 2005/2006
- [2] **ACHOUR Abed Elmalak ,AICHOUCHE Azedine** «Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone » thèse d'ingénieurat Mohamed Boudiaf de m'sila [2004/2005]
- [3]:**ZOUAOUI Laid ,MAOUASSI Kamal**« contribution a l'étude d'une commande en vitesse d'une machine asynchrone par filtre de kalman », thèse d'ingénieurat Mohamed Boudiaf de m'sila 2005/2006
- [4] : **BENHAMIMID Radhwane, BRAHIMI Nadjib.** «Commande vectorielle d'un système MONO-onduleur BI-machine asynchrone» thèse d'ingénieurat Mohamed Boudiaf de m'sila [2005/2006]
- [5] : **YAHIA Khaled** « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé» Mémoire de Magister, université de Mohammed khider Biskra [2004/2005].
- [6] : **Fezzani Amor** «Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique» thèse d'ingénieurat de l'Université de Batna [2009]
- [7] : **MEKKI Hamza, ZEGHLACHE Samir** « commande vectorielle de la machine asynchrone orientation du flux statorique sons Capteur de vitesse » thèse d'ingénieurat Mohamed Boudiaf de m'sila [2006]
- [8]:**MATi Abderrahmane, BENYAHIA Bach** «commande sons capteur de vitesse d'une machine A induction» thèse d'ingénieurat Mohamed Boudiaf de m'sila [2006]
- [9] : **TERKI ANTARA, ABDE LKRIM AMMAR** «commande par RST de la machine Asynchrone a double étoile» Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2008/2009]
- [10] **Nadji Fouad e, Yousfi Yacine** « Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux »Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2005]
- [11] **Mr CHEBBI Azeddine**«Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse» Mémoire de Magister, université de Batna, [2004/2005]
- [12]**DrA,Meroufel** «contrôle de la machine asynchrone commande scalaire ,commande vectorielle ,commande direct du couple» université djillali liabés sidi bel abbés 2008/2009
- [13] **Mr BOUZIDI RIAD** « commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur a induction» - Observavateur déterministe (MRAS)-Observateur stochastique (filtre de kalman étendu) Mémoire de Magister, université de Biskra, [2009]
- [14] **SOUAD CHAOUCH** « commande vectorielle Robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse » thèse doctorat, université de Batna, [2005]
- [15] **B.WALID, H.LAMNAOUAR, H.HOUARI** « commande de la machine A induction par thechnique MRAS» Mémoire de Magister, université de Mohamed Boudiaf M'sila, [2006/2007]
- [16] **Sihem DAMKHI** «commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (SIGNAL FLOW GRAPHS) de holtz » Mémoire de Magister BATNA [2007]
- [17]**Franck Morand** «Technique d'observation sons capteur de vitesse en vue la commande De machines asynchrones» thèse doctorat L'institut national des sciences Appliquées de LYON [2005]
- [18] **MICKAEL HILAIRET** «Application des outils du traitement du signal à la commande des machines tournantes» à l'Ecole polytechnique de l'université de Nanetes –saint-Nazaire

- [19] **M.arques, S.Vieira, D.Marques** «Rotor flux and speed estimation in the induction machine using the extended kalman filter» instituto Superior técnico
- [20] **K.yahia,S.E.Zouzou,F.Benchabane and D.taibi** « Comparative study of an adaptive luenberger observer and extended kalman filter for a sensorless direct vector control of induction motor» Medimira science publisher [2009]
- [21] **GerdTerorde and Ronnie Belmans** « IMPROVED CONTROL OF INDUCTION MOTOR DRIVES WITHOUT A SHAFT A SENSOR» Katholieke université Leuen, E.E.Dept.,Div. ESAT/ELEN [2001]
- [22]**SEBTI BELKACEM,LEB RESEARCH LABORATOR** «EKF-BASED SPEED SENSORLESS DIRECT TORQUE CONTROL INDUCTION MOTOR DRIVES » UNIVERSITY OF BATNA,ALGERIA Asian Journal of Information Technology: 6(2):185-191, [2007]
- [23] **CLOUX RAUXEL**«TRANSFORMEE DE L'APLACE DE FOURIER ET EN Z » INGENIEUR DE L'ECOLE SUPERIEUR D'ELECTRICITE
- [24] **S. Bogosy an, M. Barut an d M. Gokasan** «Braided extended Kalman filters for sensorless estimation in induction motors at. High-Löw / zéro speed » IET Control Theory Appl., Vol. 1, No. 4, July [2007]
- [25] **K. L. Shi, T. F. Chan, Member, IEEE,Y.K.Wong, Senior Member, IEEE, and S. L. Ho** «Speed Estimation of an Induction Motors Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter » IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 49, NO. 1, FEBRUARY 2002
- [26] **Mohamed Said Naït Saïd, Mohamed El Hachemi Benbouzid, Senior Member, IEEE, and Abdelkrim Benchaib, Member, IEEE** «Détection of Brocken Bars in Induction Motors Using an Extended Kalman Filter for Rotor Resistance Sensorless Estimation» IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 15, NO. 1, MARCH [2000]
- [27] **JEAN-CLAUDE ALACOQUE** « commande directe propre aux moteur asynchrones et synchrones »France [2010]
- [28] **JP-Caron and J-P.Hautier** « Modélisation et commande de la machine asynchrone» Méthodes et pratiques de l'ingénieur France [1995]

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPÔLME
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE
SPECIALITE : AUTOMATIQUE

PROPOSE ET DIRIGE PAR : - Mr.Y.LAMARI
-Mr.H.OUBABAS

PRESENTE PAR : - TORKI Souad

THEME :

COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR DE VITESSE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE

Utilisant le Filtre de Kalman Etendu (EKF)

Résumé :

De nos jours, la résolution de nombreux problèmes liés à la commande, surveillance et diagnostic des machines électriques exige l'utilisation de capteurs physiques parfois coûteux, fragiles, encombrants, et nécessitent une maintenance spécifique. Dans le cadre de notre étude et afin de contourner cette difficulté, on a fait recours à l'observateur de Kalman étendu qui permet à partir des grandeurs électriques faciles à mesurer (tensions et courants) et des algorithmes de calcul de reconstituer la vitesse et le flux de la machine.

Dans le présent travail, nous proposons une modélisation classique (continue et discrète) de la machine asynchrone dans le repère de Park. Ceci nous a permis d'aboutir à un modèle simplifié de la machine associé à un onduleur de tension. Une comparaison entre la commande vectorielle directe et indirecte est réalisée. Enfin nous avons élaboré une commande vectorielle directe sans capteur de vitesse de rotation, ni de flux rotorique et ce, par utilisation de l'observateur de Luenberger d'une part et d'autre part par le filtre de Kalman étendu. Les résultats de simulation obtenus montrent que ce filtre présente une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations paramétriques de la machine.

Mots clés : Machine Asynchrone, Observateur Stochastique, Filtre de Kalman étendu, Commande et Modélisation, Observateur de Luenberger.

N° d'ordre : 24