

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

COMMANDE NON LINÉAIRE D'UNE MACHINE
À INDUCTION

Proposé et dirigé par :

M^{me} F. Belazoui
M^{lle} H. Benderradji

Présenté par:

Djalab Lazhar
Aichouche Faouzi

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2007/2008

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Nous exprimons nos profondes gratitudee à nos parents pour leurs encouragements, leurs soutiens et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à nos promoteurs M^{me}.F Belazoui et M^{elle}.H Bendarradji pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'ont pas cessé de nous donner des conseils et des remarques.

Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous a aidé de prés ou de loin à accomplir ce travail.

Nous remercions aussi tous les enseignants et le chef de département d'électrotechnique M.Benjaïma Bachir qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...

DJ. Lazhar et A. Faouzi

Dédicace

Je dédie ce modeste de travail :

A tous les membres de ma famille grand et petit surtout mes parents

A mon grand père et ma grande mère

A mes frères, mes sœurs et mes ancêtres surtout Mr. Ali

Mes cousins et mes tantes

A mes collègues d'étude et tous mes amis

A tous les étudiants de la branche électromécanique (5^{ème} année) surtout

Mr dj.lazhar et tous les étudiants dans l'étude information et communication surtout M.hamoudi et le grand ami B.saleh, aux habitants de ma commune Magra et mon village "lekchaich".

A. Faouzi

Dédicace

Avant tous, je remercie mon 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 toute ma famille, a mes très chers parents, pour leur soutien moral et financier, pour leur encouragements.

A mes frères et mes sœurs et ma tante

A mes amis d'études surtout ceux d'électromécanique promotion 2008

Et mes amis dans l'étude "langue française et anglais"

Aux habitants de ma commune Magra.

Dj.Lazhar

SOMMAIRE

Sommaire

Liste des symboles

Introduction générale

1	Introduction.....	1
2	Objectif.....	2
3	Plan et structure de mémoire.....	2

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1	Introduction.....	3
I.2	Description de la machine asynchrone triphasée.....	3
I.3	Modélisation et mise en équation.....	4
I.3.1	hypothèses de travail.....	4
I.3.2	Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé.....	5
I.3.3	Équations générales de la machine asynchrone triphasée.....	5
I.4	Transformation de Park.....	8
I.5	Modèle du moteur asynchrone dans le système biphasé.....	10
I.5.1	Différents repères.....	11
I.5.2	Équations du moteur asynchrone dans le repère (x,y)	12
I.5.3	Équations du moteur asynchrone dans le repère (d,q)	12
I.5.4	Équations du moteur asynchrone dans le repère (α,β)	13
I.6	Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état.....	13
I.7	Simulation du modèle de la machine asynchrone.....	15
I.8	Résultats de simulation.....	16
I.9	Conclusion.....	20

Chapitre II

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.1	Introduction.....	21
II.2	Principe du contrôle vectoriel à flux orienté.....	21
II.3	Principe du découplage.....	23
II.4	La commande directe et indirecte.....	23
II.4.1	Méthode de contrôle indirecte du flux.....	23

II.4.2	La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.....	24
II.5	Équations de la machine asynchrone en régime dynamique.....	24
II.6	Découplage par compensation.....	26
II.7	Schéma de principe.....	27
II.8	Estimation de flux rotorique.....	28
II.9	Calcul de θ_s et ω_s	29
II.10	Synthèse de régulateurs.....	30
	II.10.1 Action proportionnelle.....	30
	II.10.2 Action intégrale.....	30
	II.10.3 Régulateur de courant.....	30
	II.10.4 Régulateur de flux.....	31
	II.10.5 Régulateur de vitesse.....	32
II.11	Résultats de simulation.....	34
II.12	Conclusion.....	36

Chapitre III

Commande non linéaire de la machine asynchrone

III.1	Introduction.....	37
III.2	Linéarisation entrées-sorties.....	37
	III.2.1 Définitions de la modélisation du système non linéaire.....	38
	III.2.2 Dérivée de Lie.....	38
	III.2.3 Résultat général.....	39
III.3	Modèle non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension.....	41
	III.3.1 Linéarisation de modèle du MAS.....	42
	III.3.2 Degré relatif du flux.....	43
	III.3.3 Degré relatif de la vitesse.....	43
	III.3.4 Linéarisation du système.....	44
	III.3.5 Synthèse de régulateurs.....	45
III.4	Schéma de simulation de la commande non linéaire.....	45
III.5	Résultats de simulation.....	46
III.6	Etude comparative.....	47
	III.6.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse.....	47
	III.6.2 Test de robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.....	48
III.7	Conclusion.....	53

Conclusion générale

- 1 Travail accompli.....54
- 2 Perspectives.....55

Annexe

- Paramètre et caractéristiques de la MAS utilisée.....56
- Bibliographie.....57

NOTATIONS ET SYMBOLES

Liste des symboles

V_{SA}, V_{SB}, V_{SC}	Les tensions statoriques.
I_{SA}, I_{SB}, I_{SC}	Les courants statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Les tensions rotoriques.
I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}	Les courants rotoriques.
$\Phi_{SA}, \Phi_{SB}, \Phi_{SC}$	Les flux statoriques.
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Les flux rotoriques.
ω_s	Pulsation statorique.
ω_r	Pulsation rotorique.
ω	Pulsation mécanique du rotor.
p	Nombre de paire de pôle.
g	Glissement de la vitesse de rotation par apport à celle du champ tournant statorique.
R_s, ℓ_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, ℓ_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$[L_s]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_r]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator et le rotor.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_0	Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.
J	Moment d'inertie des masses tournantes.
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
Ω	Vitesse rotorique.
C_{em}	Couple électromagnétique.
f_r	Coefficient de frottement visqueux.

S_A, S_B, S_C	les trois enroulements du stator
R_a, R_b, R_c	les trois enroulements rotoriques
s, r	Indices du stator et du rotor, respectivement.
θ	angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.
θ_s, θ_r	Déphasage de l'axe direct par rapport au stator, rotor.
$[p(\theta_{\text{coord}})]$	Matrice de transformation de Park
(u, v)	Axes biphasés.
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
(x, y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
(α, β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
T_r, T_s	Constant de temps rotorique (statorique)
σ	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
V_s	Valeur efficace de tension.
ω_s	Pulsation d'alimentation.
R_{ref}	Référence.
S	Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$
K_p	Facteur de proportionnalité.
K_I	Facteur intégral.

ACRONYMES

MAS	Machine Asynchrone
FOC	Field Oriented Control
PI	Régulateur proportionnel-intégral.
IP	Régulateur intégral-proportionnel.
CNL	Commande non linéaire.
MIMO	Multi-Input Multi-Output (système à plusieurs entrées et plusieurs sorties).

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GENERALE

1 Introduction:

Aujourd'hui, de nombreux systèmes utilisent des machines électriques pour assurer une conversion électromécanique réglable (position, vitesse ou couple variables via la modulation de sources électriques). Les gammes de puissance sont très variées (mW au MW) et les applications sont très diverses (électroménager, robotique, traction, etc.). Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, des algorithmes de commande de plus en plus complexes ont été développés. Les progrès des calculateurs numériques ont permis d'appliquer ces nouvelles stratégies dans l'industrie. De ce fait, la commande des machines électriques est devenue un élément important dans les différents cycles de formation. L'étude de la commande des machines électriques est une discipline transversale, nécessitant des connaissances de base en Electrotechnique, Electronique de Puissance et en Automatique [1].

La machine asynchrone est l'objet de nombreuses études depuis longtemps, elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple notamment pour la machine asynchrone à cage. Son utilisation dans les processus industriels était limitée dans les applications qui ne demandent pas des hautes performances dynamiques comme par exemple l'entraînement des pompes, des ventilateurs ou des compresseurs. La variation de la vitesse rotorique se faisait soit à fréquence fixe et tension d'amplitude variable, soit en intervenant sur les caractéristiques du rotor ou sur son alimentation [2-3].

Les techniques de la commande vectorielle implantées par microprocesseurs ont permis l'utilisation de la MAS dans les applications de haute performance ou le moteur à courant continu était le seule satisfaisant pour ce type d'application. Donc l'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu [4].

Afin d'asservir la vitesse de la charge dans la commande vectorielle, il faut mesurer celle par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. D'autre part, seules les variables statoriques sont mesurées et comme les états incluent les variables rotoriques, la mesure du flux rotorique n'est pas chose facile car au-delà du fait que le coût du capteur de flux est assez élevé, il est sensible à la variation de la température et nécessite un démontage du moteur [5]. Donc, afin de conserver les qualités de la MAS, il serait plus commode d'éliminer ces capteurs.

Parmi les techniques de commande à grande performance assurant un découplage global entre les sorties à commander quelque soit les profils de trajectoires imposées à la machine, on trouve la commande non linéaire développée par Isodori [6], cette commande présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse par un retour d'état non linéaire, chacun de ces sous systèmes représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, flux, etc.).

2 Objectif:

L'objectif de notre travail est la régulation des sorties d'un moteur asynchrone alimentée en tension, en l'occurrence la vitesse mécanique et le flux rotorique, au moyen des deux commandes, la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique et la commande non linéaire. Par la suite, et afin de mettre en évidence les avantages de la commande non linéaire, une étude comparative des résultats de simulation obtenus avec ces deux techniques de commande sera effectuée.

3 Plan et structure du mémoire:

Ce travail est structuré en trois chapitres comme suit :

- ✓ Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension, en utilisant la transformation de Park (passage triphasé-biphasé). La simulation de ce modèle dans les deux repères, le repère synchrone et celui lié au stator sera effectuée.
- ✓ Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique IP.
- ✓ Dans le troisième chapitre, nous rappelons la théorie de la commande non linéaire et nous ferons l'application sur le modèle de la machine asynchrone. A fin de positionner les deux méthodes de point de vue performances statiques et dynamique, une étude comparative est accomplie à travers des simulations numériques sera présentée.

Chapitre I

Modélisation de la Machine

Asynchrone

I.1 Introduction:

La modélisation de la machine électrique est une phase indispensable. Elle permet l'observation et l'analyse des grandeurs électrique ainsi que l'élaboration de la loi de la commande la plus adoptée.

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps [7]. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite «transformation de Park», qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse.

Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par:

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices ;
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park ;
- La mise sous forme d'équation d'état.

I.2 Description de la machine asynchrone triphasée :

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieure de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier [3].

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [3].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse de Ω exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω est généralement inférieure à Ω_s et on a :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique, liée à la fréquence du stator.

p : Nombre de paire de pôle.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note : [8]

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

On obtient la relation de glissement g :

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

I.3 Modélisation et mise en équation :

I.3.1 Hypothèses de travail:

Le modèle du moteur à induction est élaboré sur la base de certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui supposent, en général :

- L'entrefer du moteur est d'épaisseur uniforme, négligeant ainsi l'effet des encoches.
- Le circuit magnétique non saturé et à une perméabilité constante, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température, en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- Le bobinage triphasé est symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux ;
- La constance des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques [9].

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont :

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

I.3.2 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé :

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la figure (I.1) avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator: S_A , S_B , et S_C et pour les trois enroulements rotoriques: R_a , R_b , R_c et θ : angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

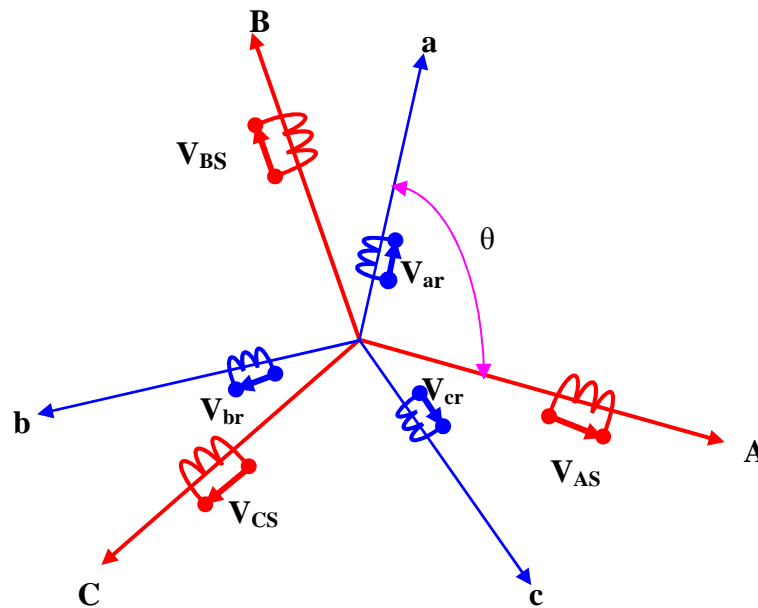


Figure (I.1): Représentation schématique des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

I.3.3 Équations générales de la machine asynchrone triphasée :

-Équations électriques:

Nous pouvons à présent écrire le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} V_{SA} = R_S \cdot I_{SA} + \frac{d\Phi_{SA}}{dt} \\ V_{SB} = R_S \cdot I_{SB} + \frac{d\Phi_{SB}}{dt} \\ V_{SC} = R_S \cdot I_{SC} + \frac{d\Phi_{SC}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\Phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\Phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\Phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

En désignant par :

V_{SA}, V_{SB}, V_{SC} : Les tensions statoriques.

I_{SA}, I_{SB}, I_{SC} : Les courants statoriques.

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Les tensions rotoriques.

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : Les courants rotoriques.

$\Phi_{SA}, \Phi_{SB}, \Phi_{SC}$: Les flux totaux à travers ses enroulements.

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Les flux rotoriques.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

-Équations magnétiques:

Pour le stator $\rightarrow [\Phi_{S(ABC)}] = [L_S] \cdot [I_{S(ABC)}] + [M_{Sr}] \cdot [I_{r(abc)}] ;$ (I.5)

Pour le rotor $\rightarrow [\Phi_{r(abc)}] = [L_r] \cdot [I_{r(abc)}] + [M_{Sr}]^T \cdot [I_{S(abc)}] ;$ (I.6)

$[L_S]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{Sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator et le rotor.

Où :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} \ell_S & M_S & M_S \\ M_S & \ell_S & M_S \\ M_S & M_S & \ell_S \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} \ell_r & M_r & M_r \\ M_r & \ell_r & M_r \\ M_r & M_r & \ell_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_0 \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axe statoriques et les axes rotoriques qui sont choisi comme axes des références.

Où :

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_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

-Équations mécaniques:

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire du variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [2] :

$$C_{em} = p \cdot [I_{S(ABC)}] \cdot \frac{d}{dt} [M_{Sr}] \cdot [I_{r(abc)}]; \quad (\text{I.9})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega \quad (\text{I.10})$$

Avec:

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (I.4) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (I.3). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

I.4 Transformation de Park :

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature [3].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes (u, v) en fonction des anciens axes (A, B, C) présentés dans la figure (I.2). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

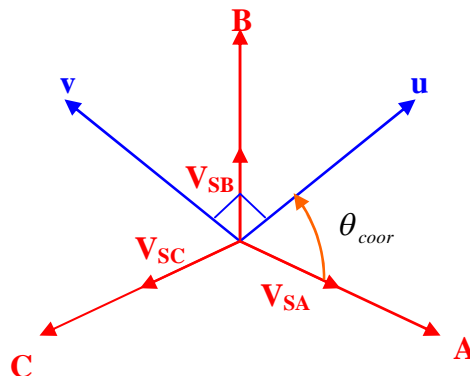


Figure (I.2) : Passage du système triphasé au système biphasé

Selon la figure (I.2), la projection du vecteur (V_{SA}, V_{SB}, V_{SC}) sur l'axe biphasé nous donne:

$$\begin{cases} V_{Su} = \frac{2}{3} \cdot \left[V_{SA} \cos(\theta_{coor}) + V_{SB} \cos\left(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{SC} \cos\left(\theta_{coor} - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ V_{Sv} = \frac{2}{3} \cdot \left[V_{SA} \sin(\theta_{coor}) + V_{SB} \sin\left(\theta_{coor} - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{SC} \sin\left(\theta_{coor} - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (I.11)$$

θ_{coor} : La position angulaire du système d'axes (u, v) par rapport au système d'axes réel (A, B, C) .

$\omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta_{\text{coor}}}{dt}$: Vitesse de coordonnée de rotation du repère (u, v) par rapport un repère fixe (A, B, C) .

V_{su} : est appelée composante directe de Park.

V_{sv} : est appelée composante en quadrature.

On ajoute l'expression homopolaire V_{sh} à l'équation (I.11) pour équilibrer la transformation.

$$V_{sh} = \frac{1}{3} \cdot (V_{SA} + V_{SB} + V_{SC}) \quad (\text{I.12})$$

La composante homopolaire V_{sh} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés.

D'après les équations (I.11) et (I.12) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{SA} \\ V_{SB} \\ V_{SC} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{\text{coor}}) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{Su} \\ V_{Sv} \\ V_{Sh} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $p(\theta_{\text{coor}})$.

$$[p(\theta_{\text{coor}})] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{\text{coor}}) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

La matrice inverse de la transformation de Park

$$[P(\theta_{\text{coor}})]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & -\sin(\theta_{\text{coor}}) & 1 \\ \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Lorsque l'angle θ_{coor} est attribué à la valeur zéro, la transformation de Park est dite transformation de Clarke et la matrice de passage s'écrit comme suit :

$$[C] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance et le couple.

I.5 Modèle du moteur asynchrone dans le système biphasé:

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v) .

-Équations électriques:

$$\begin{bmatrix} V_{Su} \\ V_{Sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Su} \\ I_{Sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{Su} \\ \Phi_{Sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{\text{coor}} \\ \omega_{\text{coor}} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{Su} \\ \Phi_{Sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{\text{coor}} - \omega) \\ (\omega_{\text{coor}} - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega \quad (\text{I.19})$$

-Équations magnétiques:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Su} \\ \Phi_{Sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 \\ 0 & L_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Su} \\ I_{Sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Su} \\ I_{Sv} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Avec :

$L_r = \ell_r - M_r$, $L_s = \ell_s - M_s$ Inductance cyclique propre du stator et du rotor.

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

I.5.1 Différents repères:

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [9]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux, figure (I.3).

- Référentiel fixe par rapport au stator $(\alpha, \beta) \rightarrow \theta_{\text{coor}} = 0, \omega_{\text{coor}} = 0$ - - - -
- Référentiel fixe par rapport au rotor $(x, y) \rightarrow \theta_{\text{coor}} = \theta_r, \omega_{\text{coor}} = \omega_r$ - - - -
- Référentiel fixe par rapport au champ tournant $(d, q) \rightarrow \theta_{\text{coor}} = \theta_s, \omega_{\text{coor}} = \omega_s$ - - - -

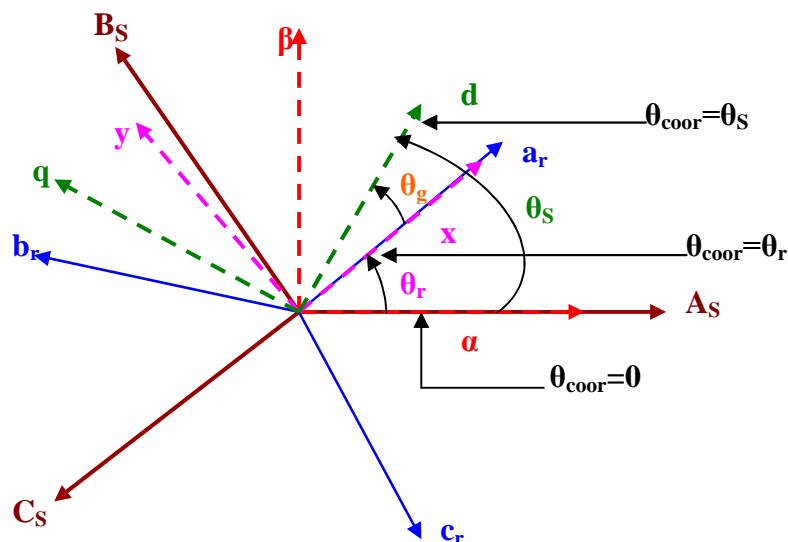


Figure (I.3) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

Avec:

$$\theta_{geo} = \frac{\theta_{ele}}{P} \quad (I.22)$$

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator).

θ_{ele} : Ecart angulaire électrique.

I.5.2 Équations du moteur asynchrone dans le repère (x,y):

$$\theta_{coord} = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{cases} \quad \text{et } \omega_{coord} = \omega_r$$

-Équations électriques:

$$\begin{bmatrix} V_{Sx} \\ V_{Sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Sx} \\ I_{Sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{Sx} \\ \Phi_{Sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{Sx} \\ \Phi_{Sy} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

-Équations magnétiques:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{Sx} \\ \Phi_{Sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 \\ 0 & L_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Sx} \\ I_{Sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Sx} \\ I_{Sy} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.5.3 Équations du moteur asynchrone dans le repère (d,q):

$$\theta_{coord} = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow d \\ v \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et } \omega_{coord} = \omega_s$$

-Équations électriques :

$$\begin{bmatrix} V_{Sd} \\ V_{Sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 \\ 0 & R_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{Sd} \\ \Phi_{Sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{Sd} \\ \Phi_{Sq} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

I.5.4 Équations du moteur asynchrone dans le repère (α, β) :

$$\theta_{coord} = 0 \Rightarrow \begin{cases} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{cases} \text{ et } \omega_{coord} = 0$$

-Équations électriques:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

I.6 Modèle du moteur asynchrone sous forme d'état :

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

$$[\dot{X}] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (\text{I.31})$$

Avec :

$$[X] = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T : \text{Vecteur de commande.}$$

$$[A] : \text{Matrice d'évolution d'état du système.}$$

$$[B] : \text{Matrice du système de commande.}$$

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) \cdot I_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \cdot \Phi_{r\beta} + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \cdot V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) \cdot I_{s\beta} - \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \cdot \Phi_{r\beta} + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \cdot V_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\alpha} - \omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\beta} + \omega \cdot \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ et } T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ Constante de temps rotoriques.}$$

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

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Pour le référentielle lié au champ tournant (d, q), la matrice $[A]$ devient :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Le couple électromagnétique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M}{L_r} (\Phi_{ra} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (I.36)$$

I.7 Simulation du modèle de la machine asynchrone :

La figure (I.4) représente le schéma bloc du modèle obtenu, ce dernier sera simulé à l'aide du logiciel SIMULINK sous MATLAB. La machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé. Les paramètres de la MAS utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

La simulation sera faite dans les deux référentielles (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'amplitudes égales et constantes, elles peuvent être présentées comme suite :

$$\begin{cases} V_{SA} = \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \sin(\omega_S \cdot t) \\ V_{SB} = \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \sin\left(\omega_S \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{SC} = \sqrt{2} \cdot V_S \cdot \sin\left(\omega_S \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Avec :

V_S : Valeur efficace de tension.

ω_S : Pulsation d'alimentation.

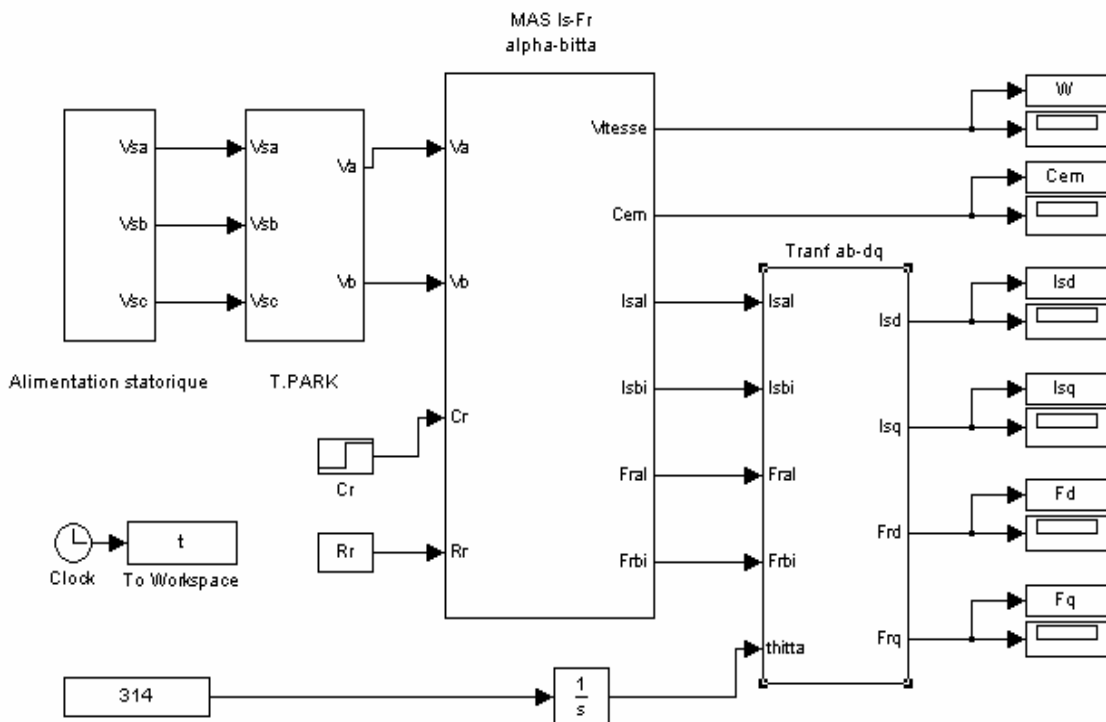


Figure (I.4) : Schéma de simulation de la MAS.

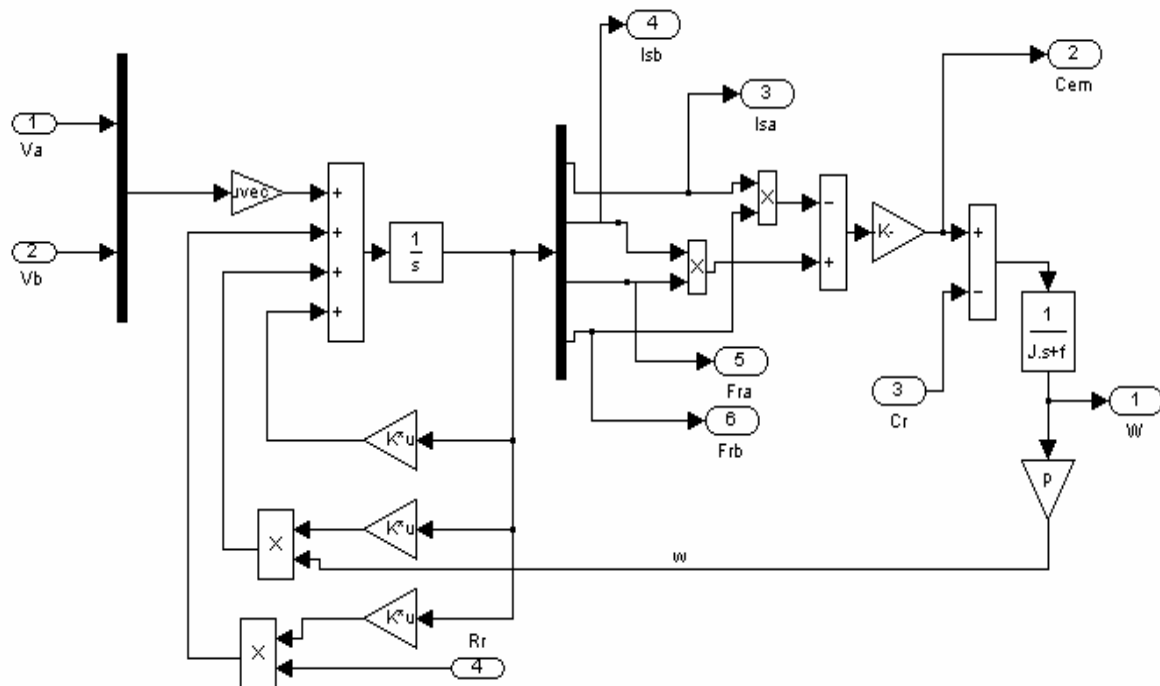


Figure (I.5) : schéma bloc du modèle de la machine asynchrone.

I.8 Résultats de simulation :

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe.

Les figures (I.6) et (I.7) montre l'évolution de vitesse Ω , du couple électromagnétique C_{em} , du flux (Φ_{rd}, Φ_{ra}) et les courants (I_{sd}, I_{sa}) lors d'un démarrage de la machine asynchrone à cage alimenté par le réseau standard 220/380V et sa fréquence 50Hz, sous une application de couple de la charge $C_r = 25 N.m$ après démarrage à vide.

L'allure de la caractéristique de vitesse Ω n'est pas régulièrement croissante mais a tendance à osciller tout en croissant jusqu'à stabilise à la valeur de référence, lorsque en applique la charge, la vitesse diminue décroissante jusqu'à la valeur (142.7rad/s) est stabilise dans cette valeur ; cette diminution est dû à l'inertie des masses tournantes.

La courbe du couple C_{em} présente aux premiers instants du démarrage des pulsations. Ce couple pulsent est transmis à la partie mécanique, avant qu'il se stabilise à une qui compense les pertes par frottement et ventilation. Lorsque de l'application de la charge le couple C_{em} est augmenté jusqu'à stabilise dans cette valeur de référence ($C_{em} = C_r = 25 N.m$).

Aux premiers instants, le courant statorique ($I_{s\alpha}$) présente des dépassements excessifs avec faible vitesse mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient, une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'application de la charge le courant évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur

Aux moment de démarrage Le flux ($\Phi_{r\alpha}$) rotorique est chuté jusqu'à stabilise à la valeur constante durant l'intervalle et prendre une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Après que le régime permanent est atteint, la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de (25 N.m) à ($t=1s$), pendant ce temps le flux magnétique augmente ce qui explique le couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique.

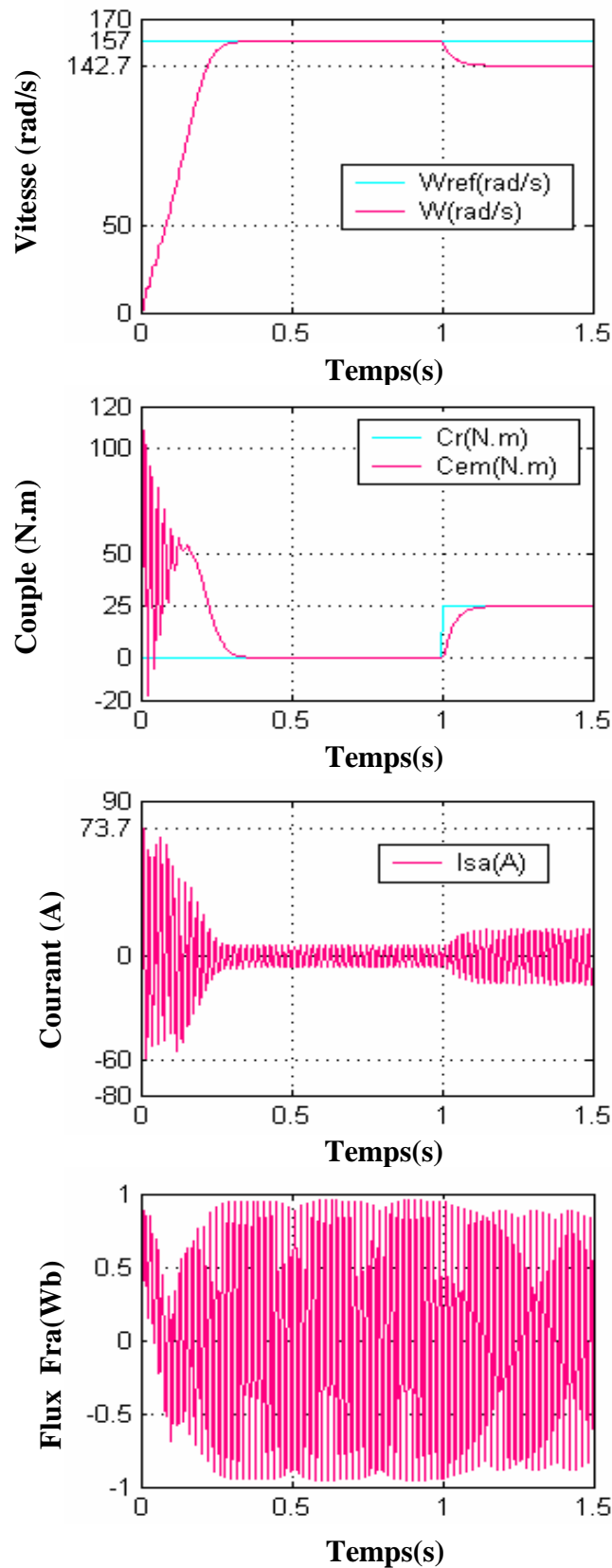


Figure (I.6) : Résultats de simulation de la MAS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans le repère (α, β)

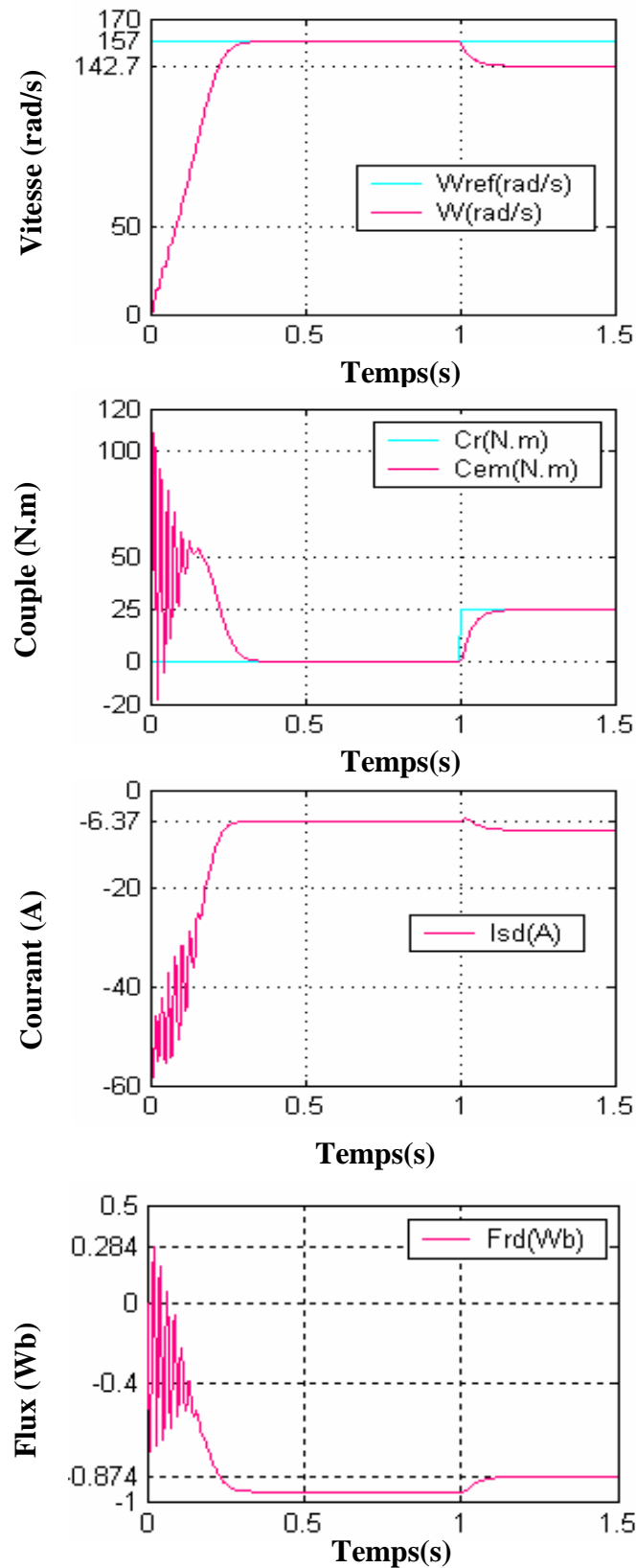


Figure (I.7) : Résultats de simulation de la MAS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans le repère (d,q)

I.9 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone avec son alimentation. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

D'autre part nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute considérablement. Ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de charge.

Dans le but de contrôler les grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on a recours à la commande vectorielle par orientation du flux. Cette dernière qui permet de contrôler indépendamment le couple et le flux fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.1 Introduction :

La commande de moteur asynchrone reste la partie la plus délicate, étant donné que ses principales grandeurs, le flux rotorique et le couple électromagnétique sont naturellement couplés. Or ses grandeurs n'étant pas mesurables, l'estimation de l'état électromagnétique de la machine s'impose. Les grandeurs mesurables indispensables dans le système sont les tensions et les courants de ligne [10].

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle FOC (Field Oriented Control) introduit par Kovacs en 1959 et repris par Blaschke 1972. Après une dizaine d'années, elle a connu un développement important. Le FOC a permis à la commande de la MAS de connaître une véritable révolution, car jusque là, on n'utilisait que la commande scalaire [11].

La commande vectorielle est apparue avec les travaux de Blaschke, Elle n'a cependant pas en tout de suite un grand essor car la régulation, à l'époque reposait sur des composants analogiques, l'implantation de la commande a été alors difficile. Avec l'avènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal, il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable cela conduit à une explosion des recherches à la commande vectorielle [7].

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple régulateur PI pour réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée aussi par un PI [5].

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

II.2 Principe du contrôle vectoriel à flux orienté:

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux [2].

Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine, comme suit:

$$\diamond \text{ Flux rotorique : } \Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = 0$$

◆ Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s, \Phi_{sq} = 0$

◆ Flux d'entrefer: $\Phi_{ed} = \Phi_e, \Phi_{eq} = 0$

La figure (II.1) représente le flux rotorique, le flux statorique Φ_s , le flux d'entrefer Φ_e

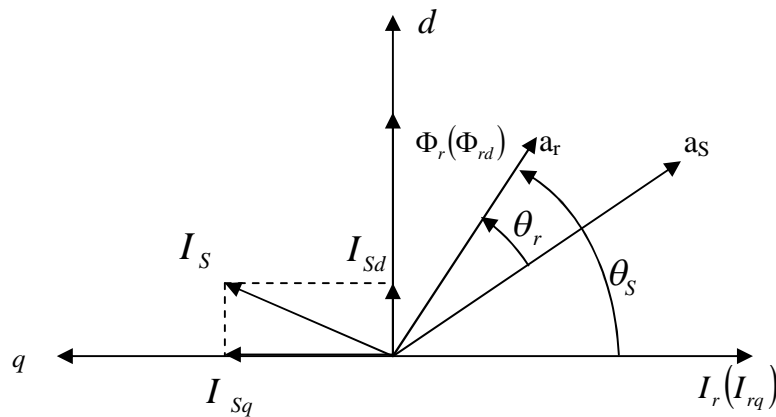


Figure (II.1) Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

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

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$$

Donc :

$$\Phi_{rq} = L_r \cdot I_{rq} + M \cdot I_{sq} = 0 \Rightarrow I_{rq} = -\frac{M}{L_r} \cdot I_{sq} \quad (\text{II.1})$$

$$\Phi_{sq} = L_s \cdot I_{sq} + M \cdot I_{rq} = 0 \quad (\text{II.2})$$

En substituant (II.1) dans l'expression (II.2), Il vient:

$$\Phi_{sq} = \sigma \cdot L_s \cdot I_{sq} \quad (\text{II.3})$$

Ce qui conduit à l'expression du couple:

$$C_{em} = \frac{P \cdot M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot I_{sq} \quad (\text{II.4})$$

Ou encore moyennant une constante K prés, le couple devient:

$$C_{em} = K \cdot I_{sd} \cdot I_{sq} \quad (\text{II.5})$$

Avec:

$$K = \frac{P \cdot M^2}{L_r}$$

II.3 Principe du découplage:

En négligeant les phénomènes parasites telle que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui répond mieux aux hypothèses de découplage est le moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit. L'objectif pour une commande de la machine à induction est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la figure (II.2) [2].

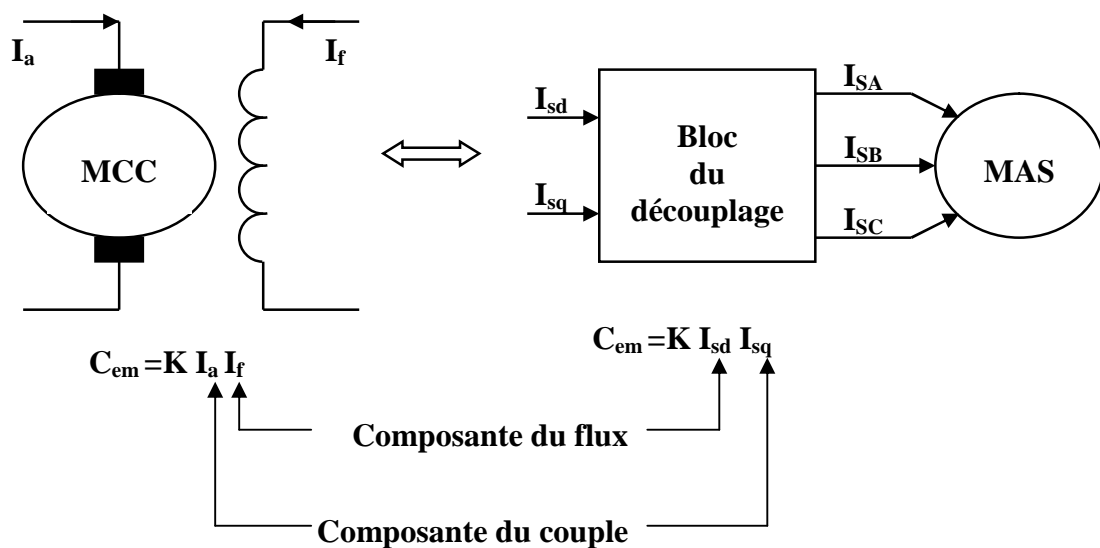


Figure (II.2): Equivalence entre commande d'une MCC et commande vectorielle d'une MAS

II.4 La commande vectorielle directe et indirecte :

Dans la commande vectorielle directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation [12].

II.4.1 Méthode de contrôle indirecte du flux:

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas réguler, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor.

Le contrôle indirect du flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_s - \omega)$ est

différente de la valeur réelle de T_r , on obtient une erreur sur la phase du flux par rapport au stator ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple [13].

II.4.2 La commande vectorielle directe à flux rotorique orienté:

Pour la commande directe par orientation du flux rotorique, celui-ci est réglé par une boucle de contre réaction nécessitant une bonne connaissance de son module et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à des séries de mesure aux bornes du système.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des variations de paramètres de la machine [13], [14].

II.5 Équations de la machine asynchrone en régime dynamique:

En utilisant la notation complexe on a :

-Équations des tensions :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot \bar{\Phi}_s \quad (\text{II.6.1})$$

$$0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j \cdot (\omega_s - \omega) \cdot \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.6.2})$$

-Équations des flux :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + M \cdot \bar{I}_r \quad (\text{II.7.1})$$

$$\bar{\Phi}_r = L_r \cdot \bar{I}_r + M \cdot \bar{I}_s \quad (\text{II.7.2})$$

L'expression (II.7.2) permet d'identifier \bar{I}_r :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r - \frac{M}{L_r} \cdot \bar{I}_s \quad (\text{II.8})$$

En reportant dans \bar{I}_r l'expression de (II.7.1).

$$\bar{\Phi}_s = \sigma \cdot L_s \cdot \bar{I}_s + \frac{M}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.9})$$

En reportant (II.9) dans (II.6.1). Et (II.8) dans (II.6.2) On obtient donc :

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \bar{I}_s + j \cdot \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.10.1})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \cdot \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j \cdot \omega_r \cdot \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.10.2})$$

Le terme $\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt}$ peut être identifié à partir de l'expression (II.10.2):

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \cdot \bar{I}_s - j \cdot \omega_r \cdot \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.11})$$

En reportant (II.11) dans (II.10.1):

$$\bar{V}_s = R_{ST} \cdot \bar{I}_s + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d\bar{I}_s}{dt} - \frac{M}{L_r \cdot T_r} \cdot \bar{\Phi}_r + j \cdot \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot \bar{I}_s + j \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \omega \cdot \bar{\Phi}_r \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$R_{ST} = R_s + \frac{M^2}{L_r \cdot T_r}$$

On écrira alors :

$$V_{Sd} = R_{ST} \cdot I_{Sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{Sd}}{dt} - \frac{M}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_{rd} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{Sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_{rq} \quad (\text{II.13.1})$$

$$V_{Sq} = R_{ST} \cdot I_{Sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{Sq}}{dt} - \frac{M}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_{rq} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{Sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_{rd} \quad (\text{II.13.2})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rd} - \frac{M}{T_r} \cdot I_{Sd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{rq} \quad (\text{II.13.3})$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rq} - \frac{M}{T_r} \cdot I_{Sq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{rd} \quad (\text{II.13.4})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{Sd} = R_{ST} \cdot I_{Sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{Sd}}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{Sq} - \frac{M}{L_s \cdot T_r} \cdot \Phi_{rd} \\ V_{Sq} = R_{ST} \cdot I_{Sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{dI_{Sq}}{dt} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot I_{Sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_{rd} \\ \Phi_r + T_r \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} = M \cdot I_{Sd} \\ \omega_r = \frac{M \cdot I_{Sq}}{T_r \cdot \Phi_{rd}} \\ C_{em} = \frac{P \cdot M}{L_r} \cdot \Phi_{rd} \cdot I_{Sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

Les expressions données en (II.14) sont non linéaires puisqu'elles dépendent de la vitesse du repère et de la vitesse électrique et elles sont aussi couplées, car elles comportent des termes croisés. Les termes qui ne dépendent pas du courant (I_{Sd}) dans la première équation et du courant (I_{Sq}) dans la deuxième expression sont appelés les "termes de couplage". Afin d'éviter ce problème on utilise une loi de commande de découplage par termes de compensation.

II.6 Découplage par compensation

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage. Définissons deux nouvelles variables de commande (U_{sd}) et (U_{sq}) telle que (U_{sd}) réagisse que sur (I_{sd}) et (U_{sq}) sur (I_{sq}) telle que :

$$V_{sd} = U_{sd} - ed \text{ et } V_{sq} = U_{sq} - eq \tag{II.15}$$

Les tensions (V_{sd}) et (V_{sq}) sont alors reconstituées à partir des tensions (U_{sd}) et (U_{sq}), figure (II.3).

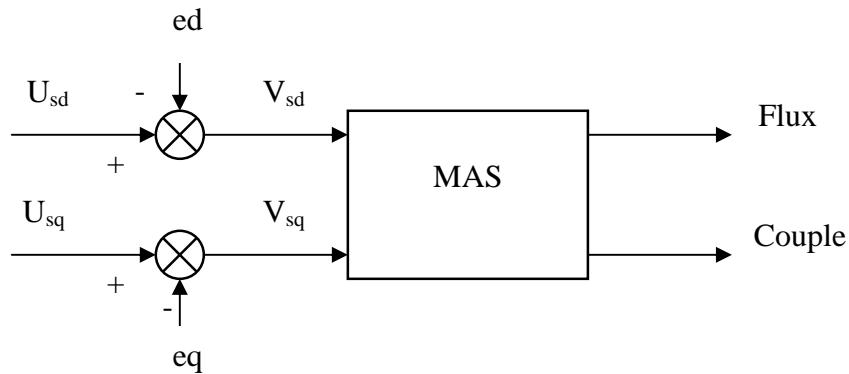


Figure (II.3) Reconstitution des tensions (V_{sd}) et (V_{sq})

En utilisant la notation de Laplace ($S = \frac{d}{dt}$). Le système d'équations (II.14) peut être réécrit de la façon suivante :

$$V_{sd} = (R_{ST} + \sigma \cdot L_S \cdot S) \cdot I_{sd} + \left(-\omega_s \cdot \sigma \cdot L_S \cdot I_{sq} - \frac{M}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_{rd} \right) \tag{II.16.1}$$

$$V_{sq} = (R_{ST} + \sigma \cdot L_S \cdot S) \cdot I_{sq} + \left(\omega_s \cdot \sigma \cdot L_S \cdot I_{sd} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_{rd} \right) \tag{II.16.2}$$

$$(1 + T_r \cdot S) \cdot \Phi_{rd} = M \cdot I_{sd} \tag{II.16.3}$$

$$\omega_r = \frac{M \cdot I_{sq}}{T_r \cdot \Phi_{rd}} \tag{II.16.4}$$

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

$$\begin{cases} U_{sd} = (R_{ST} + \sigma \cdot L_S \cdot S) \cdot I_{sd} \\ U_{sq} = (R_{ST} + \sigma \cdot L_S \cdot S) \cdot I_{sq} \end{cases} \tag{II.17}$$

Les termes de compensation sont réécrits comme suite:

$$\begin{cases} e_q = \frac{M}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_{rd} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_S \cdot I_{Sq} \\ e_d = \omega_s \cdot \sigma \cdot L_S \cdot I_{Sd} + \frac{M}{L_r} \cdot (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{rd} = \omega_s \cdot \left(\sigma \cdot L_S \cdot I_{Sd} + \frac{M \cdot \Phi_{rd}}{L_r} \right) - \frac{M^2}{L_r \cdot T_r} \cdot I_{Sq} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

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

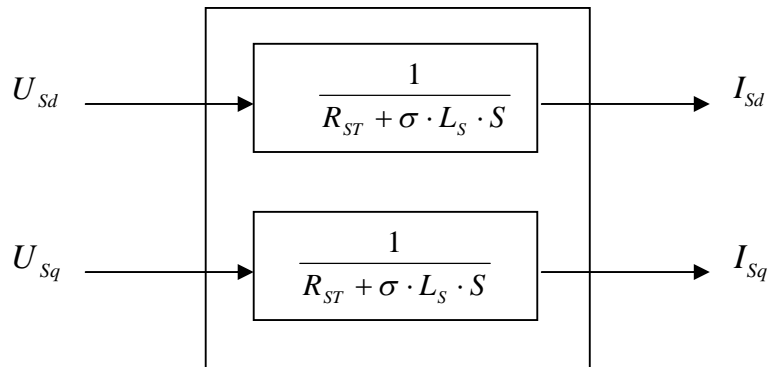


Figure (II.4) : Commande découplée – Expression de (I_{Sd}) et (I_{Sq})

En faisant apparaître de manière explicite flux et couple (II.14), nous obtenons :

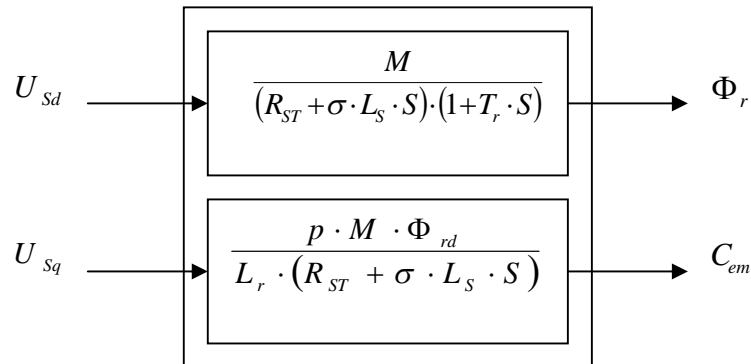


Figure (II.5) : Commande découplée – Expression de (Φ_r) et (C_{em})

II.7 Schéma de principe:

A partir du modèle du moteur élaboré et des équations de découplage et si $\hat{\theta}_s$ est l'angle estimé entre le champ tournant statorique et le repère fixe (α, β), la commande par flux orienté directe peut être symbolisée de façon simplifiée par le schéma bloc de la figure (II.6).

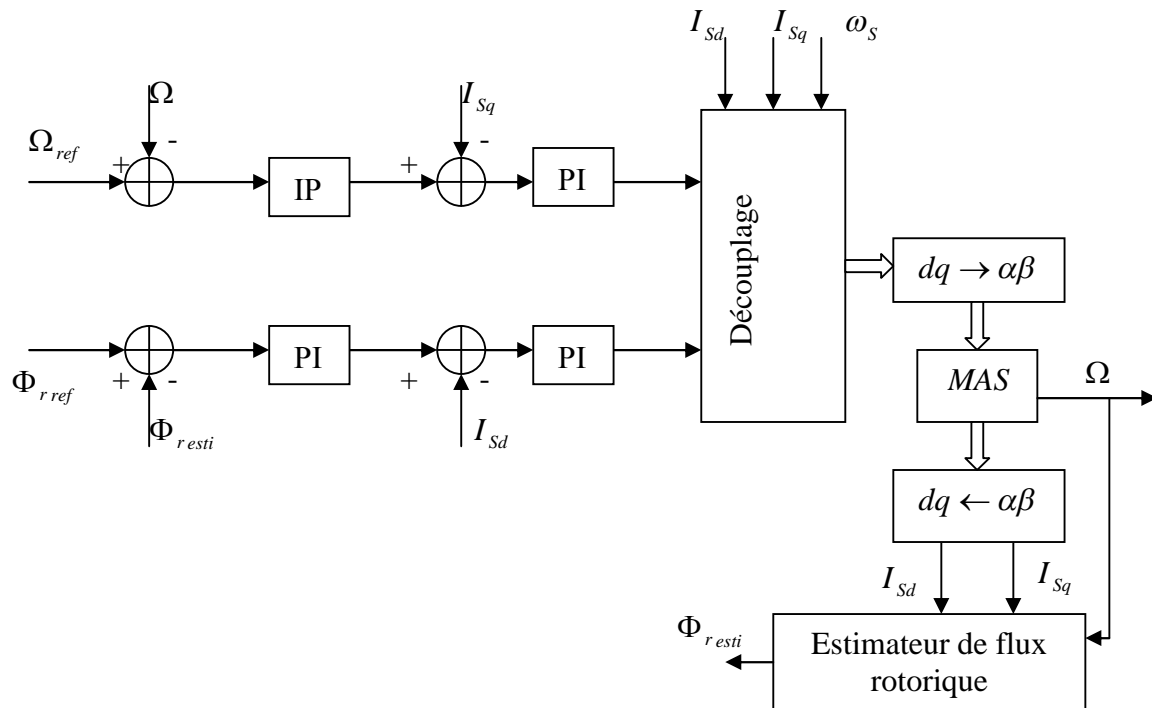


Figure (II.6) : principe de commande par contrôle vectorielle directe de la MAS en tension

II.8 Estimation de flux rotorique

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes : Estimateur basé sur un modèle en courant, estimateur basé sur une méthode d'élimination, estimateur basé sur un modèle en tension et estimateur d'ordre complet. Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone [15].

Du système d'équations (I.32), nous déduisons que les flux rotoriques $\Phi_{r\alpha}$, $\Phi_{r\beta}$ peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, qui est présenté sur la figure (II.7), est basé sur un modèle dit en courant.

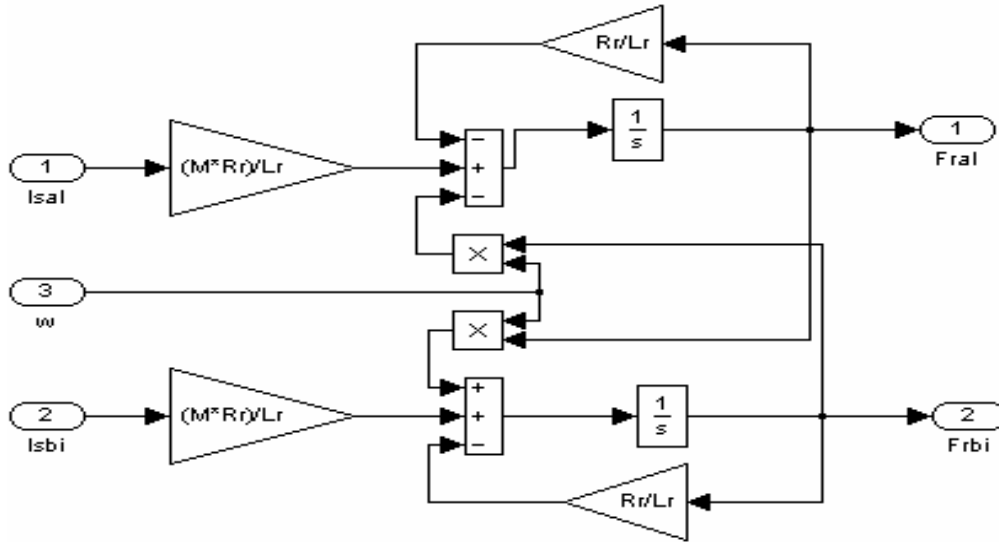


Figure (II.7): Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte

II.9 Calcul de θ_s et ω_s

On suppose que le flux rotorique est mesuré avec un capteur au niveau de la machine. On calcule alors l'orientation du repère lié au champ glissant à partir des composantes du flux rotorique dans ce repère, en utilisant la relation :

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right) \quad ; \quad \|\Phi_r\| = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (\text{II.19.1})$$

Avec $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ les composantes du flux rotorique dans un repère lié au stator.

Nous savons que :

$$\omega_s = \dot{\theta} = \frac{d}{dt}\left(\arctan\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right)\right) \quad (\text{II.19.2})$$

$$\omega_s = \frac{\dot{\Phi}_{r\beta} \cdot \Phi_{r\alpha} - \dot{\Phi}_{r\alpha} \cdot \Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (\text{II.19.3})$$

D'après le modèle de la machine dans le repère (α, β) on a :

$$\begin{cases} \dot{\Phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\alpha} - \omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\beta} + \omega \cdot \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

En remplaçant (II.20) dans (II.19.3), nous obtenons :

$$\omega_s = \frac{1}{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot \left[\frac{M}{T_r} \cdot (I_{S\beta} \cdot \Phi_{r\alpha} - I_{S\alpha} \cdot \Phi_{r\beta}) + \omega \cdot (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \right]$$

$$\omega_s = \frac{M}{T_r \cdot (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)} \cdot (I_{S\beta} \cdot \Phi_{r\alpha} - I_{S\alpha} \cdot \Phi_{r\beta}) + \omega \quad (II.21)$$

Par identification avec l'équation de l'autopilotage :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad (II.22)$$

On trouve :

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \cdot (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)} \cdot (I_{S\beta} \cdot \Phi_{r\alpha} - I_{S\alpha} \cdot \Phi_{r\beta}) \quad (II.23)$$

II.10 Synthèse des régulateurs:

Dans le cas de notre étude, on se limite d'utiliser la technique du contrôle PI pour le réglage du courant et de flux, et un régulateur IP dans le cas de la vitesse.

II.10.1 Action proportionnelle:

- ❖ Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillations dans la sortie s'accroît.
- ❖ Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.10.2 Action intégrale:

- ❖ L'action intégrale réagit lentement à la variation de l'erreur et assure une poursuite progressive de la consigne.
- ❖ Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action sur la commande augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.10.3 Régulateur de courant:

Le schéma fonctionnel du contrôle de courant est donné par la figure (II.8).

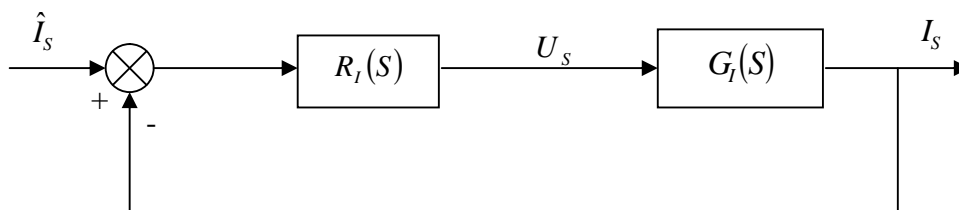


Figure (II.8) : Régulation du courant

L'expression associée au régulateur est:

$$R_I(S) = K_{II} \cdot \left(\frac{\frac{K_{PI}}{K_{II}} \cdot S + 1}{S} \right) \text{ et } G_I(S) = \frac{\frac{1}{R_{ST}}}{\left(\frac{\sigma \cdot L_S}{R_{ST}} \right) \cdot S + 1} \quad (\text{II.24})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$FTBO_I = R_I(S) \cdot G_I(S) = K_{II} \cdot \left(\frac{\frac{K_{PI}}{K_{II}} \cdot S + 1}{S} \right) \cdot \frac{\frac{1}{R_{ST}}}{\left(\frac{\sigma \cdot L_S}{R_{ST}} \right) \cdot S + 1} \quad (\text{II.25})$$

$\tau_{I_BO} = \frac{\sigma \cdot L_S}{R_{ST}}$: Constante de temps des courants en boucle ouverte.

Par compensation du pôle on aura:

$$FTBO_I = \frac{K_{II}}{R_{ST} \cdot S} \quad \text{Avec :} \quad \tau_{I_BO} = \frac{\sigma \cdot L_S}{R_{ST}} = \frac{K_{PI}}{K_{II}} \quad (\text{II.26})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF_I = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_{ST}}{K_{II}} \right) \cdot S} \quad (\text{II.27})$$

Avec:

$\tau_{I_BF} = \frac{R_{ST}}{K_{II}}$ Constante de temps des courants en boucle fermée.

Pour un temps de réponse (t_I) imposé, nous obtenons la condition suivante: $t_I = 3 \cdot \tau_{I_BF}$

II.10.4 Régulateur de flux:

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.19).

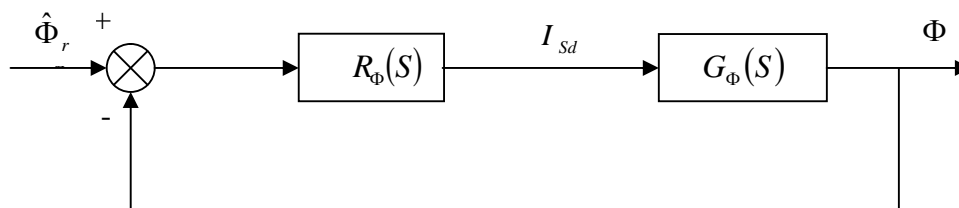


Figure (II.9): Régulation du flux

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$R_{\phi}(S) \cdot G_{\phi}(S) = K_{I\phi} \cdot \left(\frac{\left(\frac{K_{p\phi}}{K_{I\phi}} \right) \cdot S + 1}{S} \right) \cdot \frac{M}{(1 + T_r \cdot S)} \quad (\text{II.28})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte avec compensation du pôle est:

$$FTBO_{\phi} = \frac{K_{I\phi} \cdot M}{S} \quad (\text{II.29})$$

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

$$\tau_{\phi_BO} = \frac{K_{p\phi}}{K_{I\phi}} = T_r$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est :

$$FTBF_{\phi} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{K_{I\phi} \cdot M} \right) \cdot S}, \quad \tau_{\phi_BF} = \frac{1}{K_{I\phi} \cdot M} \quad (\text{II.30})$$

Pour un temps de réponse (t_{ϕ}), nous obtenons la condition suivante: $t_{\phi} = 3 \cdot \tau_{\phi_BF}$

II.10.5 Régulateur de vitesse:

Nous avons pris une structure IP du régulateur. Le schéma de cette boucle de régulation est illustré sur la figure (II.10) suivante.

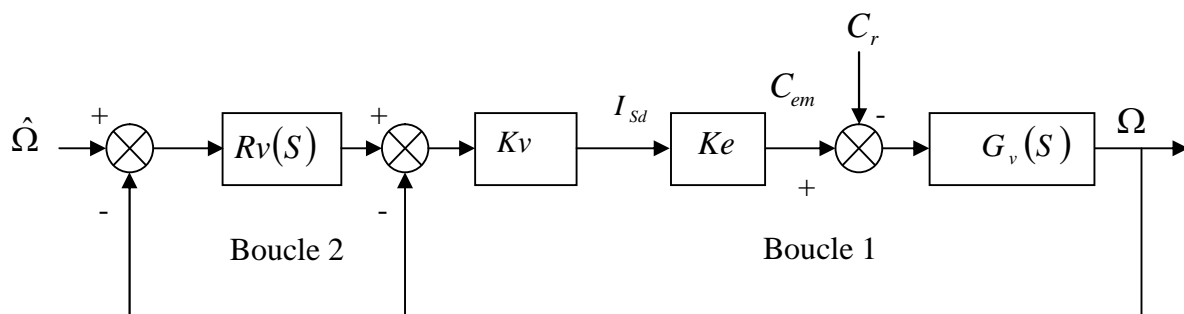


Figure (II.10) : Régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$R_V(S) \cdot G_V(S) = K_{IV} \cdot \left(\frac{\frac{K_{PV}}{K_{PI}} \cdot S + 1}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{J \cdot S} \right) \quad (\text{II.31})$$

$Ke = \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot \Phi_{rd}$: Constante de couple électromagnétique.

Les fonctions de transfert ($FTBO$ et $FTBF$) de la première boucle avec ($C_r = 0$) sont :

$$FTBO_{1V} = \frac{K_V \cdot Ke}{J \cdot S} \quad (\text{II.31.1})$$

$$FTBF_{1V} = \frac{1}{1 + \left(\frac{J}{K_V \cdot Ke} \right) \cdot S} \quad (\text{II.31.2})$$

$\tau_{1V_BF} = \frac{J}{K_V \cdot Ke}$: Constante de temps en boucle fermée de la boucle interne.

En impose (t_{1V}) avec la condition: $t_{1V} = 3 \cdot \tau_{1V_BF}$

Dans la deuxième boucle :

$$FTBO_{2V} = K_{IV} \cdot \left(\frac{\frac{K_{PV}}{K_{IV}} \cdot S + 1}{S} \right) \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{J}{K_V \cdot Ke} \right) \cdot S} \quad (\text{II.33})$$

Par compensation des pôles la fonction devient :

$$FTBO_{2V} = \frac{K_{IV}}{S}$$

Avec :

$$\frac{K_{PV}}{K_{IV}} = \frac{J}{K_V \cdot Ke} \quad (\text{II.34})$$

La fonction de transfert en boucle fermé :

$$FTBF_{2V} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{K_{IV}} \right) \cdot S} \quad (\text{II.35})$$

$\tau_{2V_BF} = \frac{1}{K_{IV}}$ Constante de temps en boucle fermée de la boucle externe.

Pour un temps de réponse (t_{2V}) : $t_{2V} = 3 \cdot \tau_{2V_BF}$

II.11 Résultats de simulation :

La figure (II.11) représente les résultats de simulation de l'essai en charge après un démarrage à vide.

Dans cette figure, avant l'application de la charge, la vitesse augmente progressivement et se stabilise à la valeur de référence (157 rad/s), au moment de l'application de la charge la vitesse présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence.

Au premier moment de démarrage le couple électromagnétique subit un pic puis il atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de charge (25 N.m). Le courant statorique suit la variation de la charge.

Les résultats de la simulation montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont parfaitement commandés, avec un découplage entre le couple électromagnétique (C_{em}) et le flux rotorique (Φ_r) et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe d est vérifiée.

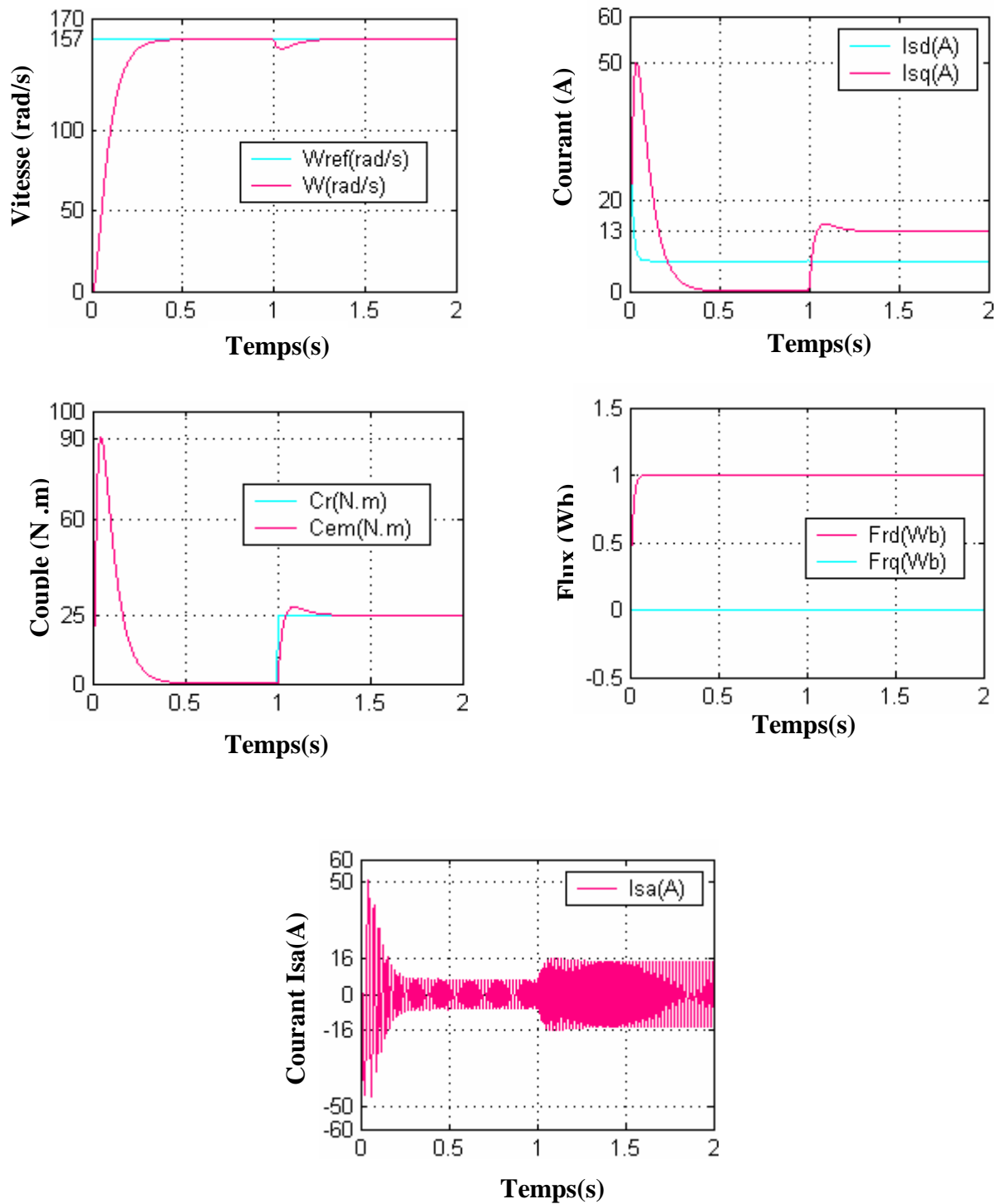


Figure (II.11) : Résultats de simulation de la commande vectorielle direct de la MAS alimenté en tension sous une charge nominale après un démarrage à vide.

II.12 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant. Ainsi on a choisi l'orientation du flux rotorique car cette dernière permet d'obtenir un découplage total entre le flux et le couple.

Aussi, on peut noter que la structure de la commande vectorielle directe du flux, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure ou par estimation, pouvait s'exprimer comme une commande découplante.

Les résultats de simulation avec les paramètres nominaux de la machine sont satisfaisants. Ils se traduisent par un bon suivi des consignes et un découplage parfait entre le flux rotorique et le couple.

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande, par orientation du flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator.

Dans le chapitre suivant, on va voir une nouvelle technique de commande, c'est la Commande non linéaire pour commander la machine asynchrone.

Chapitre III

Commande non linéaire de la Machine Asynchrone

III.1 Introduction:

Dans ces dernières années, le domaine d'application de machines à courant alternatif est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance. L'évolution technologique a permis aux machines alternatives, en particulier la machine asynchrone (MAS) à cage, de retrouver la souplesse de contrôle et les performances dynamiques désirés.

Parmi les techniques de commande qui sont utilisées pour le contrôle du MAS, la technique d'orientation du flux rotorique (FOC) qui permet le découplage entre les variables de sortie ou la MAS est assimilée au moteur à courant continu à excitation séparée [16]. La difficulté de cette méthode c'est l'orientation exacte du flux, ainsi la méthode est devenue classique [17]. Donc il s'avère nécessaire de trouver d'autres commandes plus robustes parmi ces méthodes la linéarisation par retour d'état.

La linéarisation par retour d'état est une approche de conception de la commande non linéaire, qui a attiré les chercheurs ces dernières années. L'idée de base de cette approche est la manipulation algébrique de la dynamique du système non linéaire complètement ou partiellement et sa transformation dans un système linéaire.

L'automatique non linéaire est un domaine de recherche intensif et beaucoup d'outils mathématiques ont vu leur émergence ces dernières décennies notamment la géométrie différentielle; celle-ci constitue un outil moderne et puissant d'analyse et de synthèse.

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la linéarisation par retour d'état et d'exposer le principe de découplage entrée sortie où une application sera effectuée pour le développement d'une commande non linéaire déduite directement du modèle de la machine

III.2 La linéarisation entrées-sorties :

Dans les deux dernières décennies, la théorie de la commande par le retour d'état a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires [6]. Parmi les techniques développées, on peut citer tout particulièrement la méthode de la linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie.

Le cas des systèmes à une entrée et une sortie est d'abord présenté à cause de sa simplicité.

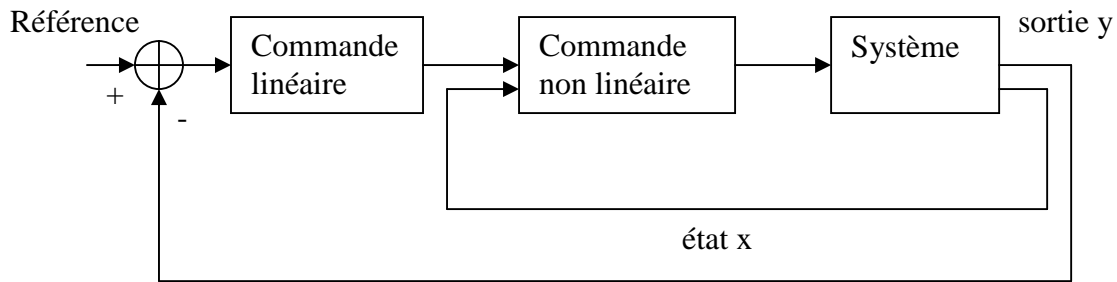


Figure (III-1) Schéma de principe de la linéarisation entrée - sortie.

III.2.1 Définitions de la modélisation du système non linéaire:

Soit (Σ) , un système affine multi-entrées, multi-sorties (MIMO), qui peut être représenté par les équations d'état (III.1):

$$(\Sigma) \begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) \cdot u_i \\ y_j = h_j(x) \end{cases} \quad \text{avec } 1 \leq j \leq m \quad (\text{III.1})$$

Où $x \in \Omega$ est le vecteur d'état, avec $\Omega \subset R_n$, m le nombre d'entrées et Ω est l'ensemble des états. Les fonctions f, g_1, \dots, g_m sont des applications vectorielle de Ω dans R_n et les fonctions h_j sont des fonctions de valeurs réelles définies sur Ω .

Nous nous intéresserons plus particulièrement aux systèmes carrés. Une représentation vectorielle peut être donné par :

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ \vdots \\ f_m(x) \end{pmatrix}, g(x) = \begin{pmatrix} g_1(x) \\ \vdots \\ g_m(x) \end{pmatrix} \text{ et } h(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ \vdots \\ h_m(x) \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

Les éléments de f, g, h sont des fonctions indéfiniment dérivables par rapport à chacun de leurs arguments.

III.2.2 Dérivée de Lie:

Etant donnée une fonction lisse $h_j(x)$, le gradient de h_j est noté ∇h_j et s'exprime par [19] :

$$\nabla h_j = \frac{\partial h_j}{\partial x} \quad (\text{III.3})$$

Ce gradient est représenté par un vecteur colonne d'élément $(\nabla h_j)_i = \frac{\partial h_j}{\partial x_i}$.

De la même façon, étant donné un champ de vecteurs $f(x)$, le Jacobien de f noté ∇f s'exprime par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (\text{III.4})$$

Le Jacobien est une matrice $n \times n$ qui a pour élément $(\nabla f)_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$

On pose maintenant une fonction scalaire $h_j(x)$ lisse et un champ de vecteurs lisse $f(x)$, on définit une nouvelle fonction scalaire $L_f h_j$ appelée dérivée de Lie de h_j par rapport à f comme suit [19] :

$$L_f h_j(x) = \sum_{i=1}^m \frac{\partial h_j(x)}{\partial x_i} \cdot f_i(x) = \frac{\partial h_j(x)}{\partial x} \cdot f(x) \quad (\text{III.5})$$

III.2.3 Résultat général:

En reprenant le modèle du système donné par (III.1), on peut écrire la première dérivée de y_j à l'aide de dérivées de Lie :

$$\dot{y}_j = \frac{\partial h_j(x)}{\partial x_i} \cdot \dot{x} = \frac{\partial h_j(x)}{\partial x} \left(f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) \cdot u_i \right) \quad (\text{III.6})$$

On obtient alors :

$$\dot{y}_j = L_f h_j(x) + \sum_{i=1}^m (L_{g_i} h_j(x)) \cdot u_i \quad (\text{III.7})$$

Il est intéressant de noter que si $L_{g_i} h_j(x) = 0$, les entrées u_i n'ont pas d'influence sur les sorties. On note ainsi r_j le plus petit nombre entier pour qu'une des entrées u_i apparaisse dans la $r_j^{\text{ème}}$ dérivée de la sortie y_j . On a alors :

$$y_j^{(r_j)} = L_f^{(r_j)} h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{g_i} (L_f^{(r_j-1)} h_j(x)) \cdot u_i \quad (\text{III.8})$$

Les nombres obtenus r_j sont appelés les degrés relatifs.

On définit la matrice de découplage $m \times m$, $\Delta(x)$ comme suit :

$$\Delta(x) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{(r_1-1)} h_1(x) & \cdots & L_{g_m} L_f^{(r_1-1)} h_1(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{(r_m-1)} h_m(x) & \cdots & L_{g_m} L_f^{(r_m-1)} h_m(x) \end{pmatrix} \quad (\text{III.9})$$

On définit également le vecteur $\Delta_0(x)$ par :

$$\Delta_0(x) = \begin{pmatrix} L_f^{(r1)} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{(rm)} h_m(x) \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Il est alors possible de réécrire l'équation (III.8) en utilisant l'équation (III.9) et (III.10):

$$Y = \begin{pmatrix} y^{(r1)} \\ \vdots \\ y_m^{(rm)} \end{pmatrix} = \Delta_0(x) + \Delta(x) \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{pmatrix} \quad (\text{III.11})$$

A partir des définitions ci-avant, le théorème suivant définit les conditions de linéarisation du système (Σ):

Théorème :

- Le système (Σ) est découplé sur $\Omega \subset R_n$ si et seulement si :

$$\text{rang} \Delta(x) = m \quad \forall x \in \Omega \quad (\text{III.12})$$

- Si cette condition est satisfaite alors le retour d'état non linéaire découple le système (Σ) sur Ω .

$$u(x) = \alpha(x) + \beta(x) \cdot v \quad (\text{III.13})$$

Avec:

$$\begin{cases} \alpha(x) = -\Delta^{-1}(x) \cdot \Delta_0(x) \\ \beta(x) = \Delta^{-1}(x) \end{cases}$$

Et:

v : le nouveau vecteur d'entrée.

- Le système bouclé $(h, f + g_\alpha, g_\beta)$ possède un comportement entrées/sorties linéaire décrit par :

$$y_j^{(rj)} = v_j \quad \forall j \in [1, \dots, m] \quad (\text{III.14})$$

On effectue sur le système ainsi linéarisé (figure (III.2)) par ce retour d'état non linéaire un second bouclage linéaire afin d'imposer au système la dynamique désirée. Toutes les méthodes de synthèse de correcteur linéaire pourront ainsi être utilisées.

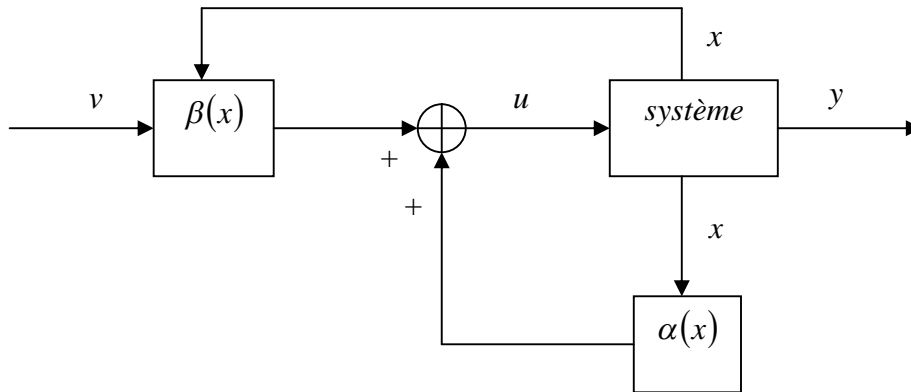


Figure (III.2) : Représentation du découplage par linéarisation entrée-sortie.

Il est important de noter que cette méthode aboutit à un découplage total si on a $\sum r = n_j$, c'est à dire que le système découplé est linéaire pour toutes les variables d'état.

Si on observe $\sum r < n_j$, on obtient alors $n - \sum r_j$ dynamiques de zéros qui conduisent à une étude plus complexe (étude des dynamiques de zéros).

On obtient après découplage le schéma de la figure (ci-dessous) pour le cas particulier où les degrés relatifs sont égaux à 1.

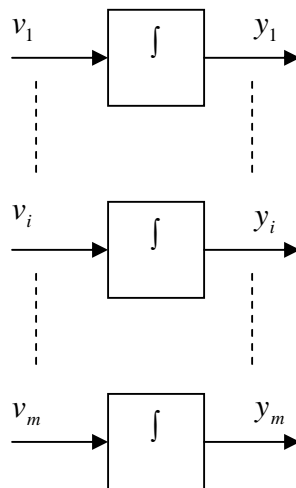


Figure (III.3) : Système découplé.

III.3 Modèle non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension :

Le modèle de la MAS exprime dans le référentielle liée au stator sous forme d'état et avec les hypothèses simplificatrice s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) \cdot u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{III.15}$$

Avec :

$$x = [I_{S\alpha} \quad I_{S\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta} \quad \Omega]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) \cdot I_{S\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \cdot \Phi_{r\alpha} & p \cdot \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \Omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma}\right) \cdot I_{S\beta} - p \cdot \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \Omega \cdot \Phi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_r \cdot \sigma} \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} \cdot I_{S\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\alpha} - p \cdot \Omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} \cdot I_{S\beta} + p \cdot \Omega \cdot \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r} \cdot (\Phi_{r\alpha} \cdot I_{S\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot I_{S\alpha}) - \frac{1}{J} \cdot (C_r + f \cdot \Omega) \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

$$\text{Posons: } K = \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \quad ; \gamma = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \cdot \sigma} \quad ; \eta = \frac{p \cdot M}{J \cdot L_r}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot x_1 + \frac{K}{T_r} \cdot x_3 + p \cdot K \cdot x_4 \cdot x_5 \\ -\gamma \cdot x_2 - p \cdot K \cdot x_3 \cdot x_5 + \frac{K}{T_r} \cdot x_4 \\ \frac{M}{T_r} \cdot x_1 - \frac{1}{T_r} \cdot x_3 - p \cdot x_4 \cdot x_5 \\ \frac{M}{T_r} \cdot x_2 + p \cdot x_3 \cdot x_5 - \frac{1}{T_r} \cdot x_4 \\ \eta \cdot (x_3 \cdot x_2 - x_4 \cdot x_1) - \frac{1}{J} \cdot (C_r + f \cdot x_5) \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

III.3.1 Linéarisation de modèle du MAS

Cherchons le bouclage standard linéarisant de découplant avec choix du flux et du vitesse comme sorties [18] :

Les variables à contrôler sont le flux Φ_r et la vitesse Ω on a :

$$y(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_r^2 \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

Pour apparaître l'entrée u du système dans sortie y le degré relatif r doit être inférieur ou égale à n l'ordre du système ($r \leq n$), ainsi le système est contrôlable.

r : c'est le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée u .

En se basant sur les notions de géométrie différentielle on peut définir le degré relatif du flux et de la vitesse.

III.3.2 Degré relatif du flux:

$$\begin{cases} \dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) \\ \ddot{h}_1(x) = L^2_f h_1(x) + L_{g\alpha} L_f h_1(x) \cdot u_{s\alpha} + L_{g\beta} L_f h_1(x) \cdot u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Avec:

$$\begin{cases} L_f h_1(x) = \frac{2 \cdot M}{T_r} \cdot H_1 - \frac{2}{T_r} \cdot \Phi^2_r \\ L^2_f h_1(x) = 2 \cdot \left(\frac{M}{T_r}\right)^2 \cdot H_3 - \left(\frac{2 \cdot M \cdot \gamma}{T_r} + \frac{6 \cdot M}{T_r^2}\right) \cdot H_1 + \frac{2 \cdot p \cdot M}{T_r} \cdot x_5 \cdot H_2 + \left(\frac{4}{T_r^2} + \frac{2 \cdot M \cdot K}{T_r^2}\right) \cdot \Phi^2_r \\ L_{g\alpha} L_f h_1(x) = 2 \cdot K \cdot R_r \cdot x_3 \\ L_{g\beta} L_f h_1(x) = 2 \cdot K \cdot R_r \cdot x_4 \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

III.3.3 Degré relatif de la vitesse:

$$\begin{cases} \dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) \\ \ddot{h}_2(x) = L^2_f h_2(x) + L_{g\alpha} L_f h_2(x) \cdot u_{s\alpha} + L_{g\beta} L_f h_2(x) \cdot u_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$$\begin{cases} L_f h_2(x) = \eta \cdot H_2 - \frac{C_r}{J} \\ L^2_f h_2(x) = -p \cdot \eta \cdot x_5 \cdot H_1 - \eta \cdot \left(\frac{1}{T_r} + \gamma\right) \cdot H_2 + p \cdot \eta \cdot K \cdot x_5 \cdot \Phi^2_r \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) = -\frac{p \cdot K}{J} \cdot x_4 \\ L_{g\beta} L_f h_2(x) = \frac{p \cdot K}{J} \cdot x_3 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Où :

$$H_1 = x_1 \cdot x_3 + x_2 \cdot x_4, \quad H_2 = x_2 \cdot x_3 - x_1 \cdot x_4, \text{ et } H_3 = x_1^2 + x_2^2$$

Le degré relatif associé aux grandeurs de sortie y_1 et y_2 sont respectivement $r_1 = 2$ et $r_2 = 2$.

L'ordre de la dynamique interne associé à cette linéarisation est égale à :

$$n - (r_1 + r_2) = 1$$

n : étant l'ordre du système à contrôler ($n = 5$)

III.3.4 Linéarisation du système:

Pour linéariser la dynamique entrée-sortie du moteur, on considère seulement les dérivées des sorties. on obtient :

$$\begin{pmatrix} \ddot{h}_1 \\ \ddot{h}_2 \end{pmatrix} = \Delta_0(x) + \Delta(x) \cdot \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Avec:

$$\Delta_0(x) = \begin{pmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix}, \quad (\text{III.25})$$

$$\Delta(x) = \begin{pmatrix} L_{g\alpha} L_f h_1(x) & L_{g\beta} L_f h_1(x) \\ L_{g\alpha} L_f h_2(x) & L_{g\beta} L_f h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2 \cdot K \cdot R_r \cdot x_3 & 2 \cdot K \cdot R_r \cdot x_4 \\ -\frac{p \cdot K}{J} \cdot x_4 & \frac{p \cdot K}{J} \cdot x_3 \end{pmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Donc :

$$\text{Det}(\Delta(x)) = \frac{2 \cdot p \cdot R_r \cdot K^2}{J} \cdot \Phi_r^2 \quad (\text{III.27})$$

Le déterminant de la matrice $\Delta(x)$ est toujours différent de zéro [18], donc $\Delta(x)$ est une matrice inversible. Ainsi, la loi de commande pour la linéarisation et le découplage entrée-sortie par retour d'état du moteur est donnée par :

$$\begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix} = \Delta^{-1}(x) \cdot \left(-\Delta_0(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right) \quad (\text{III.28})$$

Où $v = [v_1 \ v_2]^T$ représente le nouvel vecteur des variables d'entrée. Ce régulateur linéarisé et découple le système tel que :

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 \\ \ddot{h}_2(x) = v_2 \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Le système découplé peut être représenté par deux intégrateurs d'ordre 2.

III.3.5 Synthèse des régulateurs :

Pour assurer une parfaite régulation de flux et de la vitesse vers leurs références respective Φ_{rref} et Ω_{ref} les variables v_1 et v_2 sont calculées de la manière suivante [18].

$$\frac{d^2\Phi_r}{dt^2} = v_1 = k_{\phi 1} \cdot (\Phi_{rref} - \Phi_r) + k_{\phi 2} \cdot \left(\frac{d^2\Phi_{rref}}{dt^2} - \frac{d\Phi_r}{dt} \right) + \frac{d^2\Phi_{rref}}{dt^2} \quad (III.30)$$

$$\frac{d^2\Omega}{dt^2} = v_2 = k_{\Omega 1} \cdot (\Omega_{ref} - \Omega) + k_{\Omega 2} \cdot \left(\frac{d^2\Omega_{ref}}{dt^2} - \frac{d\Omega}{dt} \right) + \frac{d^2\Omega_{ref}}{dt^2} \quad (III.31)$$

Les coefficients $k_{\phi 1}, k_{\phi 2}, k_{\Omega 1}, k_{\Omega 2}$ sont choisis tels que $s^2 + k_{\phi 2} \cdot s + k_{\phi 1}$ et $s^2 + k_{\Omega 2} \cdot s + k_{\Omega 1}$ soient des polynômes d'herwitz [18]. Ces coefficients sont calculés pour un placement de pôles.

III.4 Schéma de simulation de la commande non linéaire:

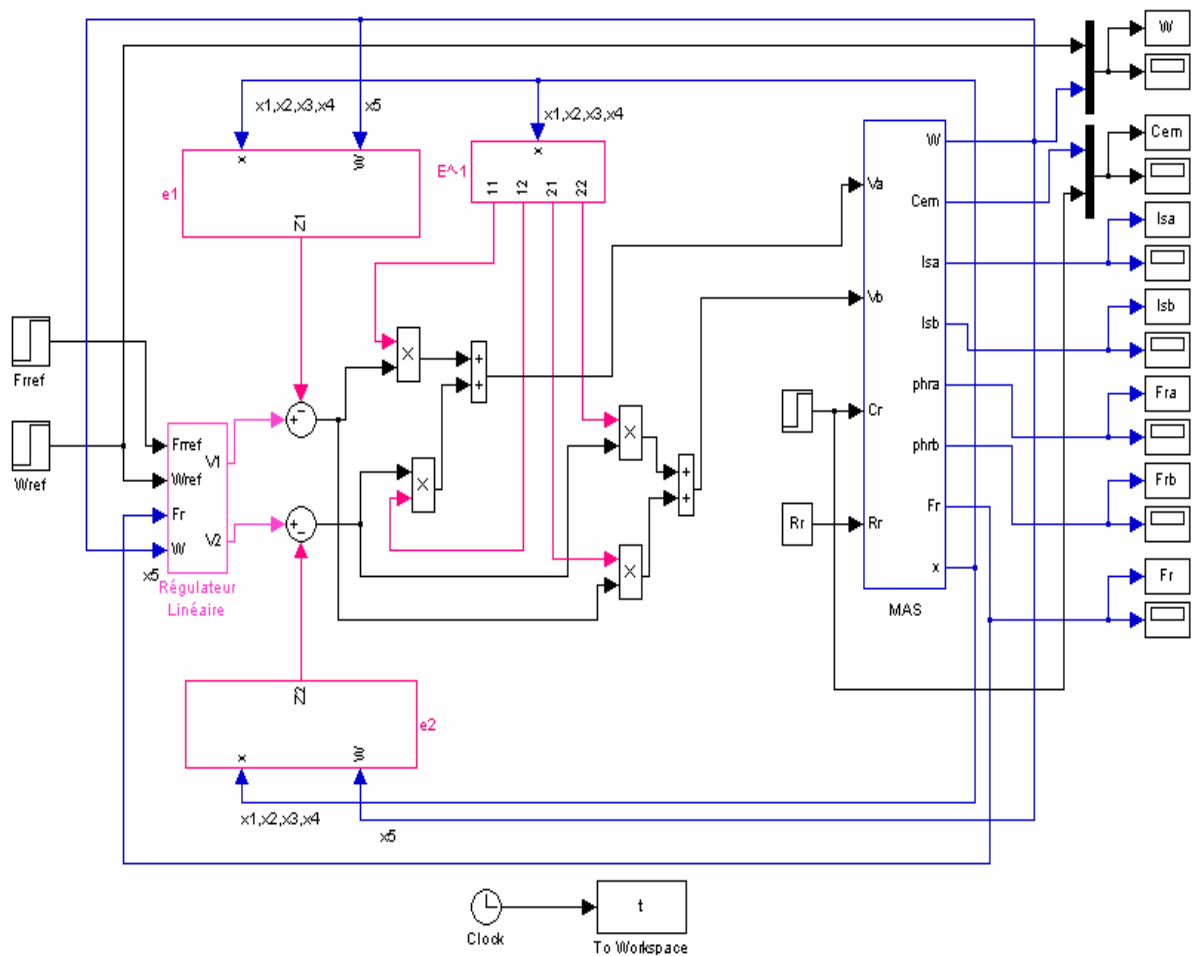


Figure (III.4) : schéma bloc de la commande non linéaire de la MAS

III.5 Résultats de simulation

Les performances statiques et dynamiques de la linéarisation entrée-sortie de la machine asynchrone en charge après un démarrage à vide sont illustrées par la figure (III.5). Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse.

Le couple électromagnétique subit un pic et prend la valeur (100 N.m) puis se stabilise à la valeurs de référence avant et après l'application de la charge (25 N.m). Le courant statorique suit la variation de la charge.

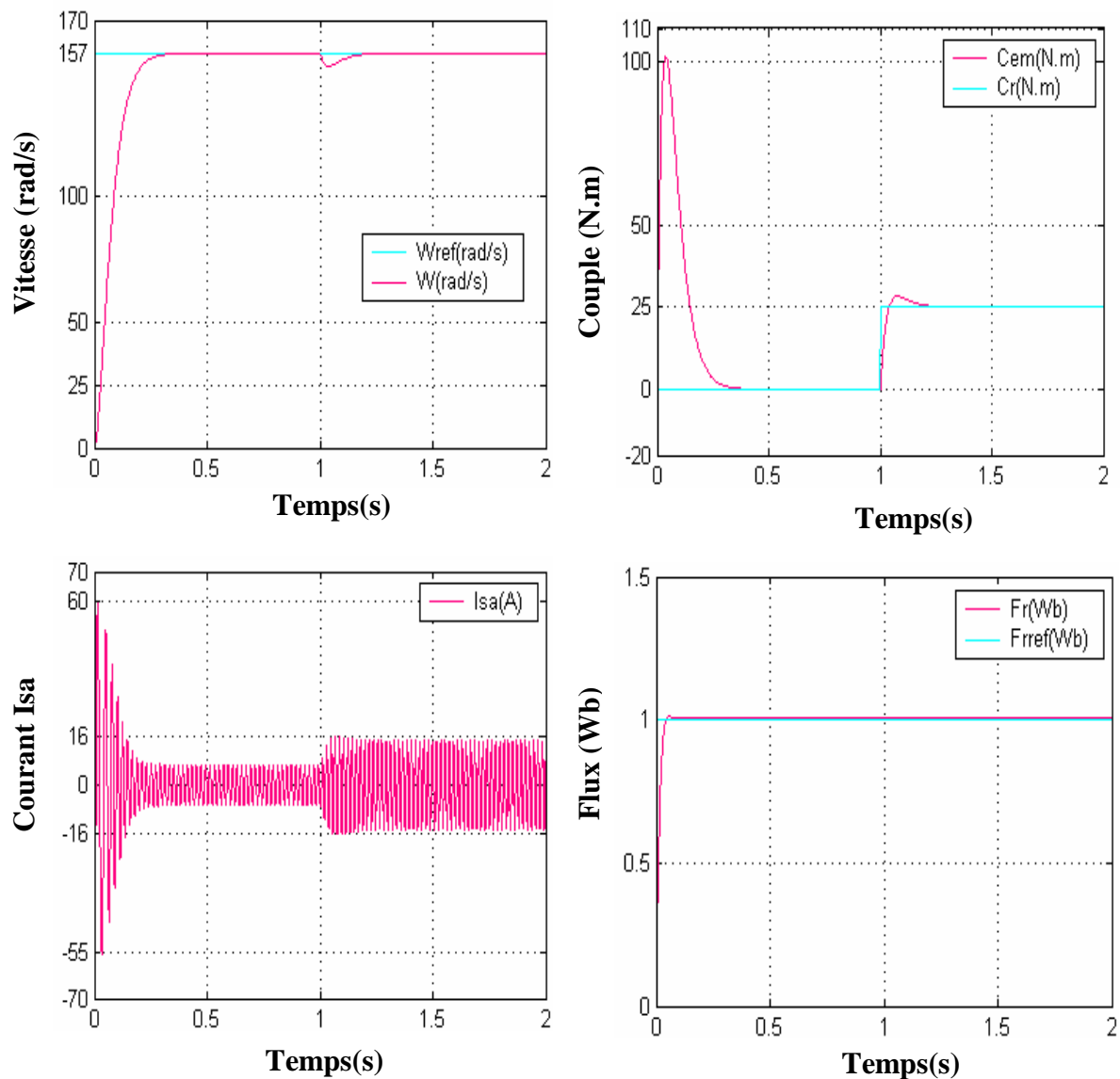


Figure (III.5) : Résultats de simulation de la commande non linéaire de la MAS en charge nominale après un démarrage à vide.

III.6 Étude comparative:

Dans cette partie, nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques par deux types de commandes : Commande vectorielle par orientation du flux rotorique directe et la commande non linéaire. Ceci pour évaluer l'influence de la commande à choisir sur les performances dynamiques du système, ce qui conduira à priori de prévoir les avantages et les inconvénients inhérents l'emploi de telle méthode de contrôle selon les impositions des cahiers de charges à chaque système à vitesse variable.

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

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

L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de commande. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour une variation sur la résistance rotorique et la vitesse de rotation.

Pour les tâches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisée pour une même consigne de vitesse, un même couple de charge statique et une même consigne du flux rotorique.

III.6.1 Test de robustesse pour la variation de vitesse

On teste la robustesse des deux techniques de commande vis-à-vis de l'inversion du sens de rotation pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide. On introduit un changement de la consigne de vitesse de référence de 157 rad/s à 25 rad/s (faibles vitesses) et puis à -100 rad/s.

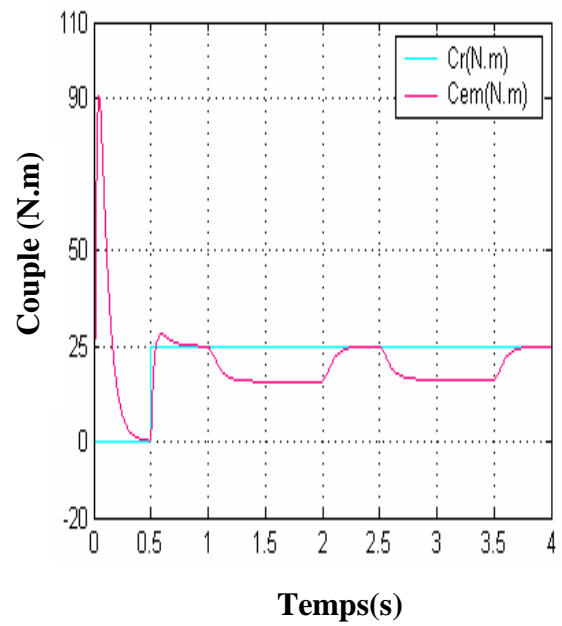
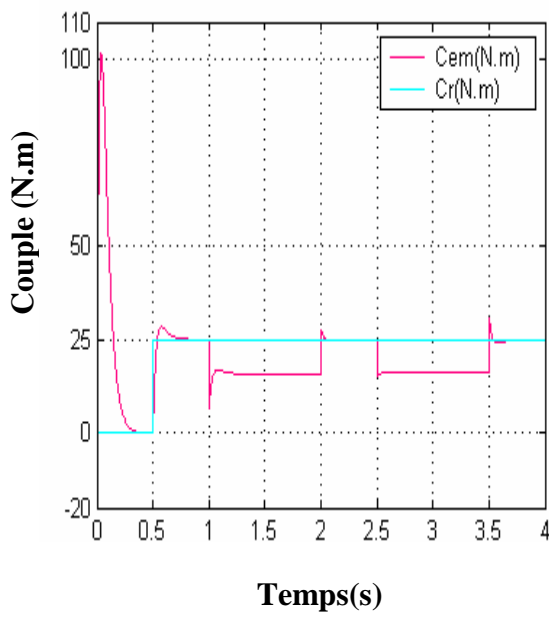
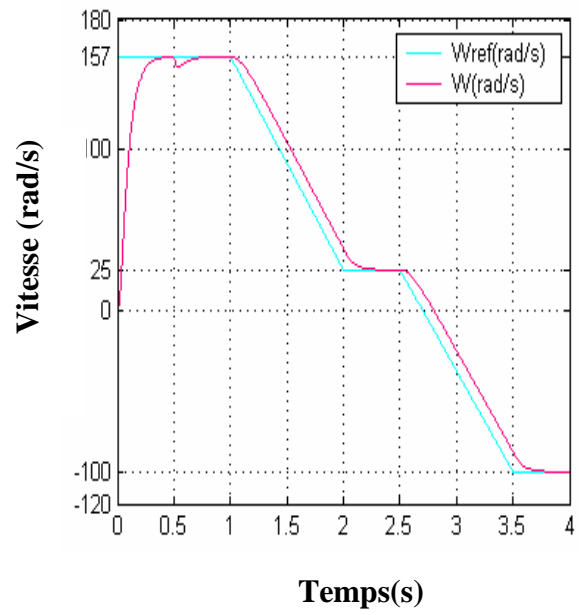
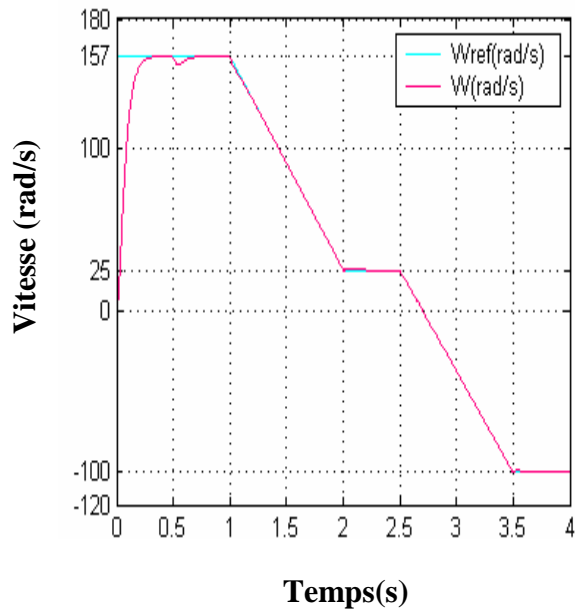
Les figures (III.6) et (III.7) montre les résultats de simulation obtenus. On remarque que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de commande, il apparaît que la technique de commande non linéaire présente de bonnes performances pour le démarrage et le rejet de perturbation.

III.6.2 Test de robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique:

L'insensibilité des deux techniques de commande contre les variations paramétriques est testée pour une augmentation sur la résistance rotorique pour un fonctionnement en charge après un démarrage à vide.

Les résultats de simulation obtenus sont présentés dans les figures (III.8) et (III.9). Ces résultats montrent la dynamique de réglage de la vitesse et du rejet de perturbation. On note pour les deux commandes, que la variation du couple de charge n'affecte pas le flux, ce qui nous a permis d'affirmer que le découplage entre les deux grandeurs couple et flux rotorique est parfaitement réalisé.

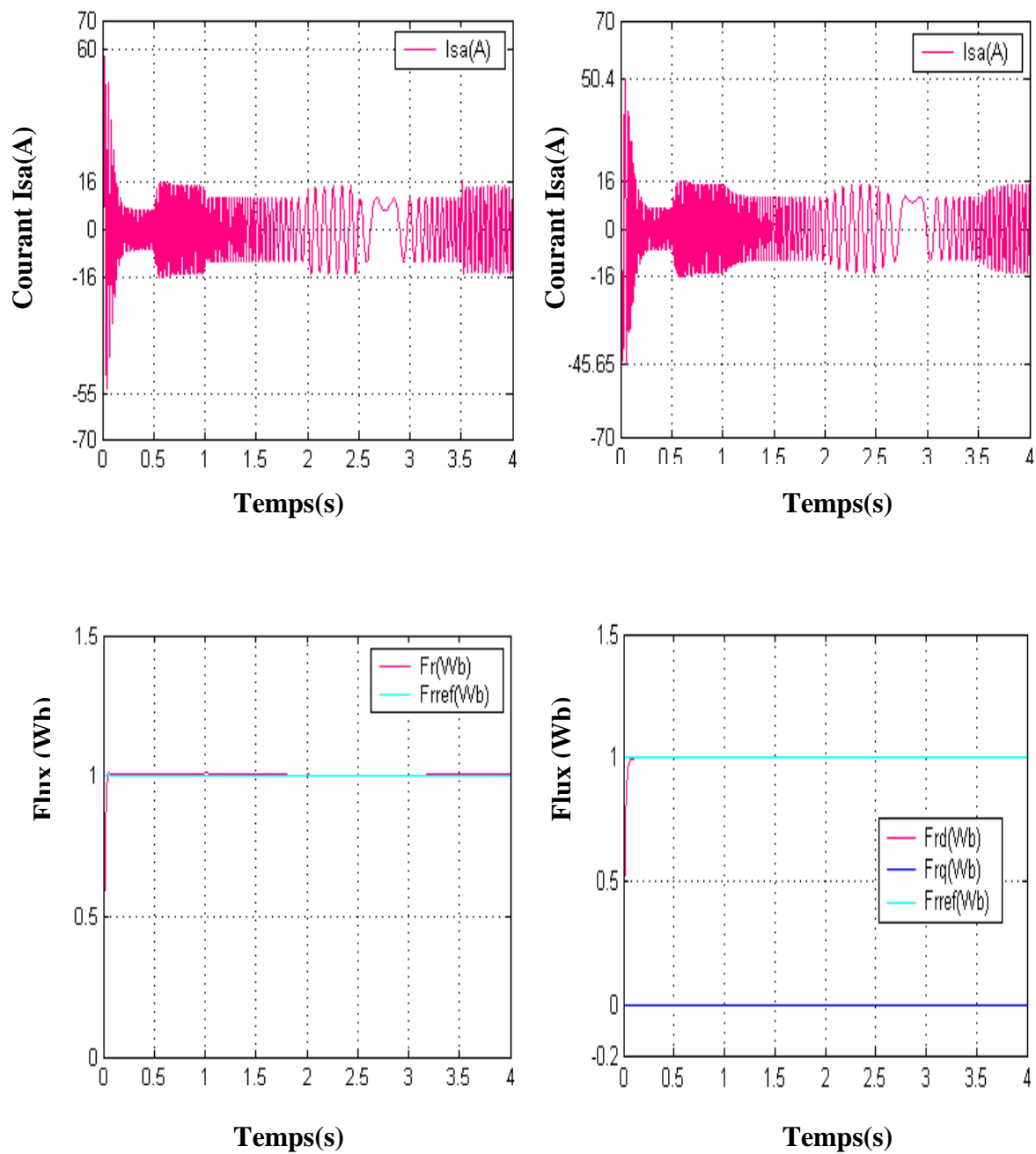
Pour une augmentation sur la résistance rotorique, la réponse obtenue avec la commande non linéaire est détériorée, on remarque une erreur d'amplitude très importante sur la réponse.



Commande non linéaire

Commande vectorielle directe

Figure (III.6) : Comparaison au niveau de la variation de la vitesse de rotation



Commande non linéaire

Commande vectorielle directe

Figure (III.7) : Comparaison au niveau de la variation de la vitesse de rotation

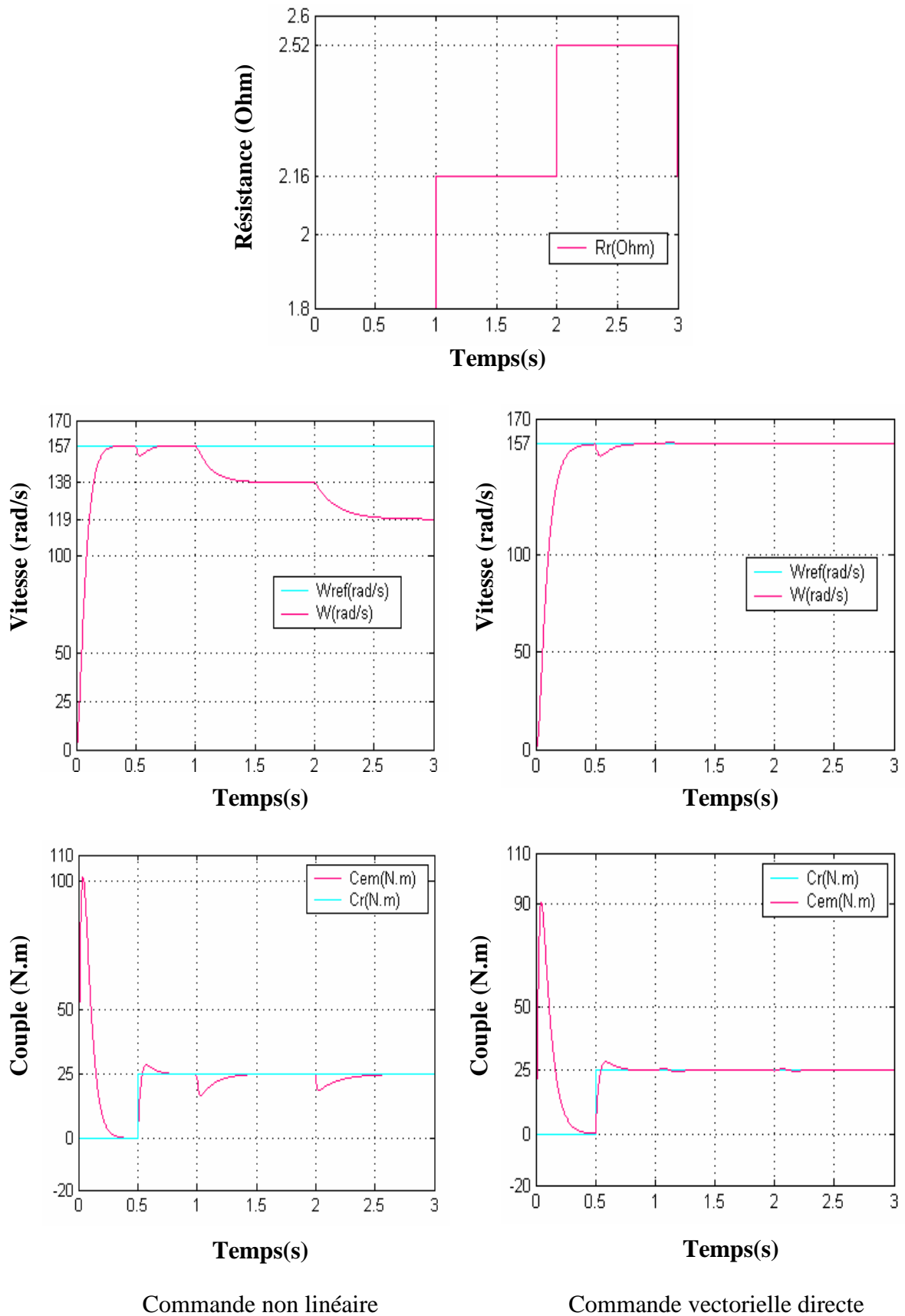
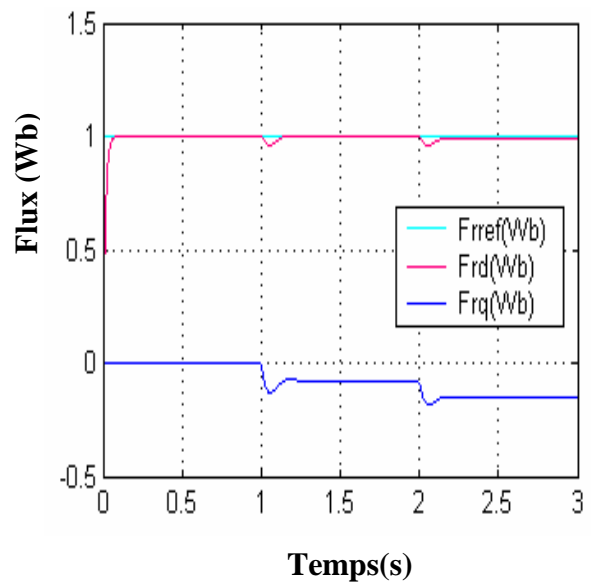
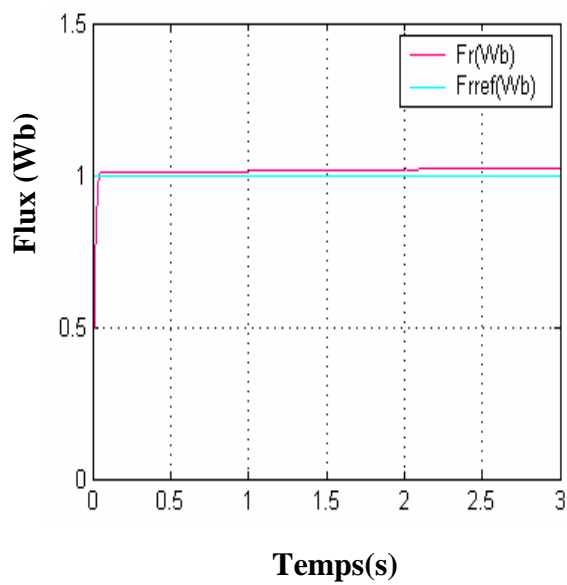
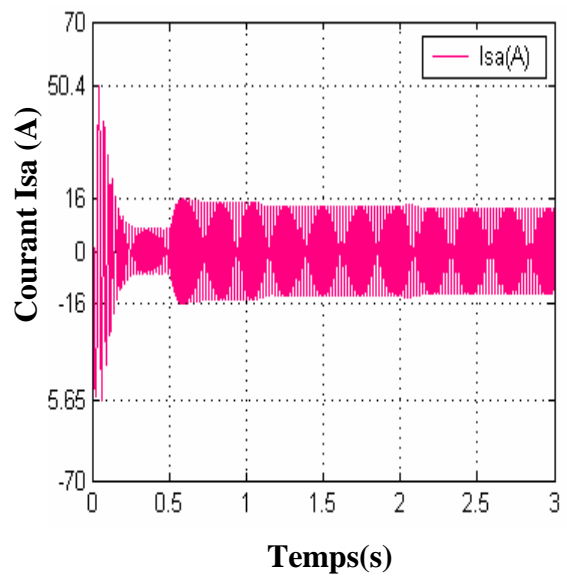
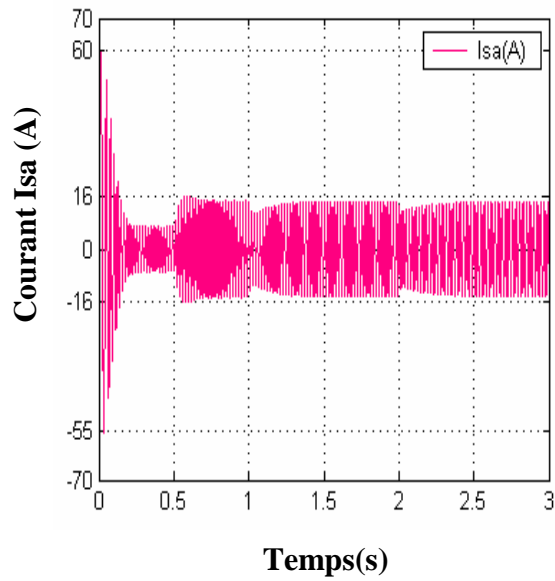


Figure (III.8) : Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique



Commande non linéaire

Commande vectorielle directe

Figure (III.9) : Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique sur les notions appropriées à la commande non linéaire par le biais de la linéarisation entrée-sortie et son application sur le modèle de la machine asynchrone. Nous avons vu que le modèle réduit de la machine asynchrone, dans le référentiel lié au stator avec la vitesse et le flux comme grandeurs de sorties, admet une linéarisation partielle avec une dynamique interne.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande non linéaire permet de découpler le réglage de la vitesse et du flux. De même, le modèle ainsi linéaire est remplie au moyen de la technique de régulation appropriée aux systèmes linéaires telle que placement de pôles.

Les deux techniques de commande étudiées sont intéressantes sur une plage de vitesse, elles permettent un découplage parfait entre le flux et le couple, de même la commande non linéaire ne nécessite pas le passage entre les coordonnées (en grandeurs continues) mais elle n'est pas robuste par rapport aux variations paramétriques notamment à la résistance rotorique.

CONCLUSION GÉNÉRALE

CONCLUSION GENERALE

1. Travail accompli:

La commande d'une machine asynchrone peut se faire suivant plusieurs techniques, chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à l'autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, aux quelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être prises en compte.

L'objectif principal de ce mémoire a été de synthétiser une loi de commande par retour d'état pour la commande de la machine asynchrone et allant de paire entre limitation d'énergie aux bornes du stator et performances automatiques optimales. Deux commandes sont considérées : la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique et la commande non linéaire.

Pour la commande vectorielle directe, méthode répondue dans les publication internationales qui l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone a une structure similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour la commande non linéaire, le découplage obtenu par la commande du flux et du couple repose sur un modèle à paramètres constants. Les variations de ces derniers inhérentes au fonctionnement de la machine et les non linéarités très prononcées qui en résultent peuvent éloigner de manière notable la dynamique de la machine de son fonctionnement optimal.

Enfin, de l'étude des deux techniques du contrôle de la machine asynchrone, on peut conclure que la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique a conduit à des bonnes performances, on obtient une meilleure robustesse vis à vis les variations des paramètres par rapport à la commande non linéaire.

2. Perspectives :

En continuité à ce travail, on propose quelques perspectives, qui se traduisent par :

- ✓ L'introduction d'un observateur avec adaptation paramétrique.
- ✓ L'adjonction de l'onduleur.

ANNEXE

Annexe

Paramètres Et Caractéristiques De La M.AS. Utilisée

1-CARACTERISTIQUES :

$$P_n = 4 \text{ KW}$$

$$V_n = 220/380$$

$$I_{Sn} = 15/8 \text{ A}$$

$$f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$\Omega_n = 1500 \text{ tr/mn}$$

$$C_m = 25 \text{ N.m}$$

$$\cos\varphi_n = 0.8$$

2-PARAMETRES :

$$R_s = 1.2 \ \Omega$$

$$R_r = 1.8 \ \Omega$$

$$L_s = 0.1559 \text{ H}$$

$$L_r = 0.1568 \text{ H}$$

$$M = 0.15 \text{ H}$$

$$J = 0.07 \text{ Kg.m}^2$$

$$p = 2$$

$$f = 0$$

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] M. Bellier et A. Galichon. “Machines Electriques”. Delagrave, 1972.
- [2] Grellet G, Clerc G. “Actionneurs électrique, principes modèles commande”. Editions Eyrolles, 2000.
- [3] J. P. Caron et J. P. Hautier. “Modélisation et commande de la machine asynchrone”. Editions Technip, Paris, 1995.
- [4] Mme. Tamrabet hanene. “Robustesse d’un contrôle vectorielle de structure minimale d’une machine asynchrone”. Thèse de Magister, Université de Batna. 20 Mai 2006.
- [5] A. Benchaib, “Application des Modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone”. Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules vernes 14 décembre 1998.
- [6] A. Isodori. “Nonlinear Control Systems: Communication and Control”. Engineering Serie, Berlin, Springer Verlag, second edition, 1989.
- [7] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN, AG”. Thèse de doctorat, université Henri poicaré, Nancy-1,1999.
- [8] Guy Strutzer, Eddie Samigil, “Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP”. Ellipses, Mars 2000.
- [9] R. Abdessemed et M. Kadjoudj. “Modélisation des machines électriques”. Batna, 1997.
- [10] R. P. Eguiluz, “Commande algorithmique d’un système mono onduleur, bi-machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”. Thèse de doctorat, INPT, Toulouse, 2002.
- [11] F. Kadri, “Développement d’une commande intelligente d’un moteur à induction alimenté par onduleur de tension PWM”. Thèse de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [12] Claude Foulard, “Modélisation, contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones”. Volume 1.
- [13] C. Canudas, “Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC”. Vol.1, Hermès Science publications, Paris, 2000.

- [14] K. Jelassi, “positionnement d'une Machine asynchrone par la méthode du flux orienté”. Thèse de doctorat, Toulouse, 1991.
- [15] I. Al rouh, “Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone”. Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. 1999.
- [16] F. Chen, M. W. Dunnigan, “Sliding-Mode Torque and observer design for an Induction Motor”. 1986.
- [17] B. Castilo Tolido, A. G. Lokianov, “Output regulation for induction Motors”, Mexico.1989.
- [18] F. Belazoui and all. “Nonlinear Feedback Controls of the Induction Motor”, IEEE, Power Electrical Systems, vol.2, pp. 208-221, March, Souse-Tunisia-2005.
- [19] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi, “Adaptative Input-Output Linearizing Control of Induction Motors”, IEEE Transcations on Automatic Control, vol.38, N^o.2, pp. 208-221, February 1993.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : *M^{me} F. Belazoui*
M^{elle} H. Benderradji

Présenté par : *Lazhar Djalab & Faouzi Aichouche*

Thème :

**COMMANDE NON LINÉAIRE D'UNE MACHINE
À INDUCTION**

Résumé :

Il s'agit de contrôler la vitesse et le flux d'une machine à induction alimentée en tension et pilotée par deux commandes, la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique et la commande non linéaire.

La commande vectorielle directe peut s'exprimer comme une commande linéarisante et découplante de type entrée-sortie. La commande non linéaire dépend de l'évolution des paramètres du modèle de la MAS en fonction de la température ce qui la rend sensible aux variations paramétriques.

Les performances statiques et dynamiques des deux commandes étudiées sont illustrées par des résultats de simulations qui sont satisfaisants.

Mots clés :

Machine asynchrone, commande vectorielle, commande non linéaire