



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

Mira Houssame

Dhif Ilies

THEME

**Commande vectorielle sans capteur de
la machine asynchrone**

Soutenu le 20/06/2018 devant la commission d'examen composée de :

Mr. CHATRI Khamsa	M.A.A à l'Université de Khenchela	Président
Mr. LABDANI Rafik	M.A.A à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr. BEDDIAF Yassine	M.C.B à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2017/2018



Remerciement



On remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné la santé et la volonté
d'entamer et de terminer ce mémoire.

Tout d'abord, ce travail ne serait pas aussi riche et n'aurait pas pu avoir le jour sans l'aide
et l'encadrement de **Labdani Rafik**, on le remercie pour la qualité de son encadrement
durant notre préparation de ce mémoire.

Nos remerciements Les ingénieurs de laboratoire de l'université pour son aide pratique et
son soutien moral et ses encouragements.

Nous sommes conscientes de l'honneur que nous a fait **Chatri Khamsa** en étant président
du jury et **Beddiaf yassine** d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Nos remerciements s'adressent également à tous nos professeurs pour leurs générosités et
la grande patience dont ils ont su faire preuve malgré leurs charges académiques et
professionnelles.

Nos derniers remerciements, vont à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour
l'aboutissement de ce travail.



Dédicace



Je dédie ce travail :

A mon père.

A l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, que dieu te garde dans son vaste paradis.

A

La lumière de mes jours, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur ; maman que j'adore.

A mon frère Aziz.

A mes sœurs.

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagné durant mon chemin d'études, alhadje, badreddine, laarbi mes aimables amis, collègues d'étude, mes amis, yahia, kamel, abdelhak, Khalil, smaail, mouhamed cherif, haroune, abdelhamid, fouad

A mon binôme.

Enfin je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, je vous dis merci.



Dhif Jies





Dédicace



Je dédie ce travail :

A mon père.

A l'homme de ma vie, mon exemple éternel, mon soutien moral et source de joie et de bonheur, celui qui s'est toujours sacrifié pour me voir réussir, que dieu te garde dans son vaste paradis.

A

La lumière de mes jours, la source de mes efforts, la flamme de mon cœur, ma vie et mon bonheur ; maman que j'adore.

A mon frère Salim.

A mes sœurs.

Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagné durant mon chemin d'études, alhadje, badreddine, laarbi mes aimables amis, collègues d'étude, mes amis, yahia, kamel, abdelhak, Khalil, smaail, mouhamed cherif, haroune, abdelhamid, fouad

A mon binôme.

Enfin je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, je vous dis merci.



Mira Houssame



Sommaire

Liste des figures

Notations et symboles

Introduction générale.....01

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction.....	03
I.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone	03
I.2.1 Equations générales de la MAS.....	04
I.2.1.1 Equations électriques.....	04
I.2.1.2 Equations magnétiques.....	05
I.2.1.3 Equation mécanique.....	07
I.2.2 Transformation triphasée –diphasée.....	07
I.2.2.1 Transformation de Clarke	07
I.2.2.2 Transformation de Concordia	08
I.2.2.3 Transformation de Park.....	08
I.2.3. Modèle de la MAS dans le repère biphasé	10
I.2.3.1 Equations électriques	10
I.2.3.2 Equations magnétiques	11
I.2.3.3 Equation mécanique	11
I.3 Choix du référentiel	11
I.3.1 Référentiel lié au stator	11
I.3.2 Référentiel lié au rotor	11
I.3.3 Référentiel lié au champ tournant	12
I.4 Modélisation de la machine alimentée en tension	13
I.4.1 Machine sans pertes	13
I.4.2 Prise en compte des résistances de fer dans le modèle de la MAS.....	14
I.5 Modèle de la machine avec pertes fer	15
I.5.1 Modèle dans le référentiel (α, β)	15
I.5.2 Modèle dans le référentiel (d, q)	16
I.5.3 Modèle de la machine dans le référentiel (x, y)	16
I.6 Simulation du modèle	17
I.7 Interprétations et commentaires	20
I.8 Conclusion	21

Chapitre II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1 Introduction	22
II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)	22
II.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	23
II.4 Types de la commande vectorielle	26
II.4.1 Commande vectorielle directe	26
II.4.2 Commande vectorielle indirecte	27
II.5 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension	27
II.5.1 Description	27
II.5.2 Système d'équation liée au flux rotorique	28
II.5.3 Découplage entrée sortie	29
II.5.3.1 Découplage par compensation	30
II.5.4 Bloc de défluxage	31
II.5.5 Principe de fonctionnement	31
II.5.6 Régulation	32
II.5.6.1 Conception des régulateurs	32
II.5.6.2 Caractéristiques des régulateurs	33
II.6 Calcul des régulateurs	33
II.6.1 Régulation de courant statorique i_{sd}	33
II.6.2 Régulation de courant statorique i_{sq}	34
II.6.3 Régulation de la vitesse	35
II.7 Commande en courant sans perte	36
II.8 simulation de la commande vectorielle	38
II.9 Interprétation des résultats	41
II.10 Conclusion	41

Chapitre III : Commande sans capteur mécanique par la méthode MRAS

III.1 Introduction	42
III.2 Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS)	42
III.2.1 Modèle de référence	43
III.2.2 Modèle ajustable	43
III.2.3 Modèles basés sur le flux rotorique	44
III.2.4 Modèles basés sur la force contre électromotrice (fcém)	45

III.3 La méthode MRAS basée sur la puissance réactive	46
III.3.1 Calcul de la puissance réactive	46
III.3.2 Mécanisme d'adaptation	48
III.3.2.1 Description générale	48
III.3.2.2 Application à la commande vectorielle	49
III.4 Schéma globale de la commande IRFOC sans capteurs	50
III.5 Simulation.....	50
III.6 Interprétation des résultats.....	53
III.7 Conclusion	53
Conclusion générale	54
Références bibliographiques	55
Annexe	58

Liste des Figures

Chapitre I :

Figure (I.1) : Représentation schématique d'une MAS triphasée.....	04
Figure (I.2) : Passage ABC- $\alpha\beta$	07
Figure (I.3) : Passage de triphasé au biphasé.	09
Figure (I.4) : Modèle électrique statorique et rotorique de la MAS avec résistance de pertes Fer.....	15
Figure (I.5) : Démarrage de la MAS avec pertes fer pour $f=50\text{Hz}$	18
Figure (I.6) : Démarrage de la MAS sans pertes fer pour $f=50\text{Hz}$	19
Figure (I.7) : Comparaison des résultats de démarrage de la MAS sans et avec pertes fer pour $f=50\text{Hz}$	20

Chapitre II :

Figure (II.1) : orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)	22
Figure (II.2) : Equivalence entre la commande d'une MCC et la CV D'un MAS.....	26
Figure (II.3) : schéma-bloc de découplage.....	29
Figure (II.4) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	30
Figure (II.5) : bloc dé fluxage.....	31
Figure (II.6) : Schéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension.....	32
Figure (II.7) : Représentation de la commande par PI.....	32
Figure (II.8) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	33
Figure (II.9) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}	35
Figure (II.10) : Schéma-bloc de la régulation de vitesse.....	35
Figure (II.11) : modèle en courant par orientation du flux rotorique.....	37
Figure (II.12) : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec capteur de vitesse.....	40

Chapitre III :

Figure (III.1) : principe du MRAS.....	43
Figure (III.2) : Elaboration de la méthode MRAS à puissance réactive.....	48
Figure (III.3) : système à rétroaction.....	48
Figure (III.4) : système à rétroaction équivalent de la MRAS.....	49
Figure (III.5) : schéma-bloc de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant la technique MRAS.	50

Figure (III.6): Comparaison entre la vitesse avec capteur (Ω) et la vitesse estimée (MRAS) pour une vitesse référence (Ω_{ref}) de 157 rad/s.....51

Figure (III.7): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone sans capteur de vitesse.....53

Notations et symboles

CV	: Commande vectorielle
fcém	: force contre électromotrice
FOC	: Commande Vectorielle à Flux Orienté
IRFOC	: Commande Vectorielle avec Orientation Indirecte du Flux Rotorique
MAS	: Machine Asynchrone
MRAS	: Système Adaptatif à Modèle de Référence
MCC	: Machine a Courant Continue
PI	: régulateur proportionnel intégrale
CO_OFPR	: Commande Vectorielle par Orientation du flux rotorique
$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques
$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques
$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques
L_s	: Inductance cyclique statorique
L_r	: Inductance cyclique rotorique
w	: Pulsations liée a la vitesse de rotation.
w_s, w_r	: Pulsations statorique, rotorique, et de glissement
Ω	: la vitesse mécanique
θ_s	: Angles électriques statorique,
θ_r	: Angles électriques rotorique,
\bar{X}	: Grandeur complexe
X	: Module
dq	: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
$\alpha\beta$: Axes correspondant au référentiel lié au stator
xy	: Axes correspondant au référentiel lié au stator
φ	: Flux total
v	: Tension
i	: Courant
V_{abc}	: Vecteur de tension statorique et rotorique
\bar{V}_s	: Vecteur complexe de tension statorique
i_{abc}	: Vecteur de courant statorique et rotorique
\bar{i}_s	: Vecteur complexe du courant statorique
φ_{abc}	: Vecteur de flux statorique et rotorique
$\bar{\varphi}_s$: Vecteur complexe du flux statorique

Q	: Puissance réactive
R_s, R_r	: Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase
Cem	: Couple électromagnétique
J	: Moment d'inertie
p	: Nombre de paires de pôles
K_p, K_i	: Gains des régulateurs PI
min	: Minute
S	: Indices correspondant au stator
t	: Temps
tr	: Tours
Tr	: Constante de temps rotorique
Ts	: Constante de temps statorique
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel
Cr	: Couple résistant
M	: Inductance mutuelle cyclique
f	: Coefficient de frottement visqueux
[P]	: Matrice de Park
[CO]	: Matrice de Concordia
[CL]	: Matrice de Clarke
φ_{ref}	: Flux de référence
Ω_{ref}	: Vitesse de référence
Ω_{est}	: Vitesse d'estimation

Introduction Générale

Les machines électriques ont acquis un intérêt distinctif par les experts, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

La machine asynchrone (MAS) est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu tant au domaine domestique qu'industriel. Son principal avantage découle de sa simplicité de conception mécanique et électrique (absence de bobinage rotorique (machine à cage) et de collecteur, structure simple, robuste et facile à construire.....). Toutefois ces avantages s'accompagnent par une grande complexité physique, liée au couplage électromagnétique entre les grandeurs du stator et celles du rotor, c'est pourquoi depuis longtemps on ne faisait appel à la MAS que dans les entraînements à vitesse constante. Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la MAS, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone (IRFOC). Avec une tentative d'amélioration de cette commande. En partant par l'onduleur de tension, passant par les régulateurs, et achevant par des techniques pour supprimer les capteurs [1].

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

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit:

Dans le premier chapitre nous décrirons la modélisation de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park sans et avec pertes fer. Le modèle de la MAS sera défini dans les trois référentiels où on présentera les relations de basculement d'un repère à l'autre [2].

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle. Dans ce chapitre, nous allons développer le principe de cette commande en considérant les deux méthodes: directe et indirecte. A l'exception du cas de la désexcitation, la commande vectorielle impose un flux constant à la machine ce qui permet d'obtenir un fonctionnement à couple maximum et garantir les meilleures performances [3].

Le troisième et dernier chapitre sera dédié à la commande sans capteurs mécaniques par la MRAS (Model Reference Adaptive System). Pour ce faire, on procèdera dans la première partie à l'étude théorique de la technique MRAS en évoquant ses différentes méthodes, puis on passera à la simulation et l'interprétation des résultats obtenus.

Ce mémoire sera achevé par une conclusion générale sur la commande proposée de la machine asynchrone, et les travaux qui peuvent être envisagés en perspectives.

Chapitre I

**Modélisation de la
machine asynchrone**

I.1 Introduction

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués d'empilement de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans les quelles sont placées les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, sont définis deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil, toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [2].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (dq), soit fixé au stator ($\alpha\beta$), ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

I.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone

Le modèle mathématique devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique.

Vu la complexité de la machine électrique, il est difficile de tenir compte de tous ces phénomènes physiques dans sa modélisation si bien qu'il est indispensable d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles [4].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau;

On admet de plus que la **F.M.M** créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

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

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

I.2.1 Equations générales de la MAS

La Figure (I.1) illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques: Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° . Le rotor qui est sous forme de cage d'écureuil, est schématisé par trois enroulements en courts circuits.

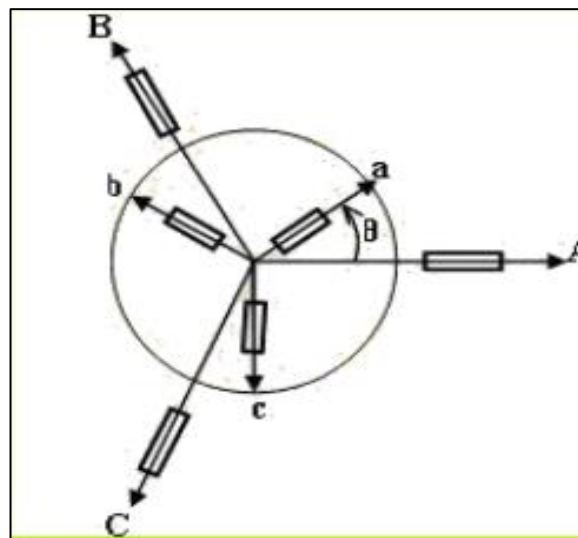


Figure (I.1) : Représentation schématique d'une MAS triphasée

Avec les hypothèses avancées et en considérant une machine à induction triphasée (**Figure.I.1**), trois types d'équations traduisent le comportement de la machine à induction :

I.2.1.1 Equations électriques

Les six enroulements A, B, C, a, b, c, obéissent aux équations électriques suivantes :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

Sous forme réduite on écrit.

$$[V_{ABC}] = \frac{d}{dt} [\varphi_{ABC}] + [R_s] \cdot [I_{ABC}] \quad (\text{I.3})$$

$$[0] = \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] + [R_r] \cdot [I_{abc}]$$

I.2.1.2 Equations magnétiques

Les hypothèses citées précédemment conduisent à une matrice des inductances, qui établit les relations entre le flux et les courants de toutes les phases y compris la sienne :

$$\begin{aligned} [\varphi_{ABC}] &= [L_s][I_{ABC}] + [M_{sr}] \cdot [I_{abc}] \\ [\varphi_{abc}] &= [M_{rs}][I_{ABC}] + [L_r] \cdot [I_{abc}] \end{aligned} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$\begin{aligned} \varphi_{As} &= l_s i_{sA} + m_s i_{sB} + m_s i_{sC} + m_1 i_{ra} + m_2 i_{rc} + m_3 i_{rd} \\ \varphi_{Bs} &= l_s i_{sB} + m_s i_{sA} + m_s i_{sC} + m_2 i_{ra} + m_1 i_{rb} + m_3 i_{rc} \\ \varphi_{Cs} &= l_s i_{sC} + m_s i_{sA} + m_s i_{sB} + m_3 i_{ra} + m_2 i_{rb} + m_1 i_{rc} \end{aligned} \quad (\text{I.5})$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \varphi_{sA} \\ \varphi_{sB} \\ \varphi_{sC} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \\
 \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{I.6}$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \tag{I.7}$$

Où:

$$m_1 = m_{sr} \cos \theta$$

$$m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

- ✓ $[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.
- ✓ $[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.
- ✓ $[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (I.1) est complexe car l'équation différentielle est à coefficients variables en fonction de θ . Pour cela on effectue une certaine transformation qui nous permet mathématiquement d'avoir un système linéaire et physiquement de transformer les enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents. Cette transformation est appelée transformation de **Park**.

$$X_\alpha = X_a - \frac{1}{\sqrt{2}}X_b - \frac{1}{\sqrt{2}}X_c$$

$$X_\beta = 0 + X_c \cos(30) - X_b \cos(30)$$

$$X_\beta = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2}X_c - \frac{\sqrt{3}}{2}X_b$$

En peut écrire :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Donc la transformation de Clarke :

$$[CL] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

I.2.2.2 Transformation de Concordia :

$$[CL] = \sqrt{\frac{2}{3}} [CO]$$

$$[CO] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Ainsi, on peut effectuer le passage du système réel (a, b, c) au système fictif (d, q) par une double transformation réalisée grâce à la transformation de **Park** :

- ✓ Transformation de Concordia pour pouvoir passer du système (a, b, c) au système (α , β)
- ✓ Ensuite, une rotation de l'angle entre le système d'axes (α , β) et le système d'axes (d, q)

I.2.2.3 Transformation de Park

Principe

Quel que soit le type de la machine et quelque soient les enroulements disposés au rotor et au stator, les relations entre flux et courants font intervenir des fonctions périodiques de l'angle

variable au cours du temps caractérisant la position du rotor par rapport au stator.

Pour simplifier la formulation, on effectue sur les grandeurs statoriques ou rotoriques un changement de variable appelé : Transformation de Park, qui consiste à exprimer ces grandeurs dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires **Od** et **Oq** avec un déphasage (θ)

θ : appelé angle électrique.

Od : Axe direct (indice d)

Oq : Axe quadratique (indice q)

Oo : Axe homopolaire (indice o)

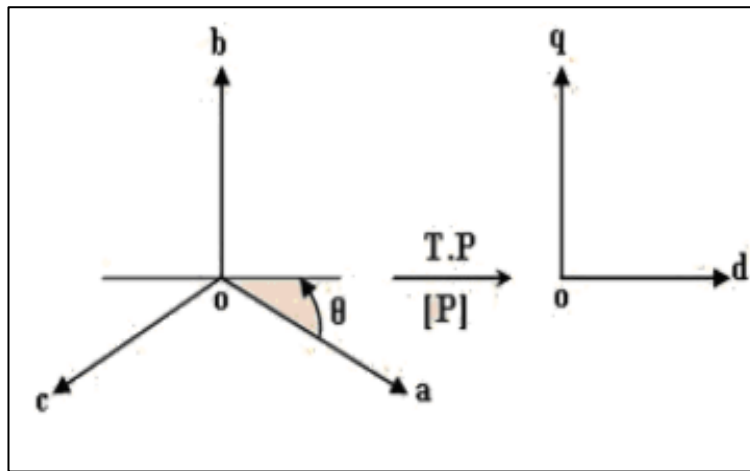


Figure (I.3): Passage de triphasé au biphasé.

Le passage des grandeurs réelles (courants, tensions et flux des trois phases) aux grandeurs équivalents (courants, tensions et flux) suivant les axes \overline{Od} et \overline{Oq} et éventuellement homopolaire se fait par le changement de variables suivant :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec la matrice **[p]** donnée par :

$$[P] = [CO] \cdot [R]$$

$$[CO] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

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

$$[p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

θ est l'angle qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépendra par la suite du choix du référentiel. en utilisant la méthode de **Lyapunov** [6, 7]

I.2.3 Modèle de la MAS dans le repère biphasé

I.2.3.1 Equations électriques

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques (I.3) de la machine asynchrone triphasée alimentée par un système équilibré, on obtient le modèle vectoriel de la MAS :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\varphi}_s \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j\omega_{sl} \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Avec :

ω_s : Vitesse du champ statorique.

ω_{sl} : Vitesse du glissement.

I.2.3.2 Equations magnétiques

En appliquant de nouveau la transformation de Park aux équations (I.4), on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \cdot \bar{i}_s + M \cdot \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \cdot \bar{i}_r + M \cdot \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

$L_s = l_s - M_s$: L'inductance cyclique statorique

$L_r = l_r - M_s$: L'inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.2.3.3 Equation mécanique

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + C_f = C_{em} - C_r \quad (\text{I.18})$$

L'expression du couple est définie par :

$$C_{em} = p \operatorname{Im}(\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s) \quad (\text{I.19})$$

I.3 Choix du référentiel

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels :

I.3.1 Référentiel lié au stator

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$$

Ce référentiel est choisi lorsqu'on désire étudier les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

I.3.2 Référentiel lié au rotor

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ Et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

I.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ Et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné. C'est ce référentiel que nous allons choisir parce qu'il est mieux adapté à notre étude.

Donc, pour un référentiel lié au champ tournant, Les équations des tensions statoriques et rotoriques s'écrivent dans le repère de Park sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées par les équations suivantes en fonction du flux et courants statoriques et rotoriques. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi :

$$C_{em} = p(\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I.22})$$

$$C_{em} = p(\varphi_{rq} I_{rd} - \varphi_{rd} I_{rq}) \quad (\text{I.23})$$

$$C_{em} = pM(I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) \quad (\text{I.24})$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r}(\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{I.25})$$

I.4 Modélisation de la machine alimentée en tension

I.4.1 Machine sans pertes

Le modèle de la machine asynchrone a pour but d'établir les performances que nous pouvons espérer d'un actionneur réel, dans notre travail nous avons choisi un référentiel lié au champ tournant, afin de pouvoir orienter le flux rotorique.

Il existe plusieurs façon pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état, cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Dans notre étude, on considère une machine commandée en tension, le modèle de la machine doit présenter comme entrées les composants de la tension statorique sur les axes d et q.

En ce qui nous concerne, on choisira les courants statoriques $[\mathbf{i}_{sd}, \mathbf{i}_{sq}]$ et le flux rotorique

$[\Phi_{rd}, \Phi_{rq}]$ comme variable d'états car les courants statoriques sont des grandeurs facilement mesurables permettant l'observation du flux rotorique. Le flux rotorique est une grandeur à commander, donc on aura [8] :

- ✓ Les tensions statoriques $[V_{sd}, V_{sq}]$ sont considérées comme variables de commande.
- ✓ Les courants et les flux $[i_{sd}, i_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}]^t$ comme variables d'état, tenant compte de ces choix après un calcul long et fastidieux et arrangement des équations du système (I.20), nous obtenons le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \varphi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{sq} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \varphi_{rd} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \varphi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - p\Omega) \varphi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - p\Omega) \varphi_{rd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{I.26})$$

Avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad (\text{I.27})$$

Tel que le couple peut prendre toute une nuance de formules, le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi.

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.4.2 Prise en compte des résistances de fer dans le modèle de la MAS

Il est très reconnu que le modèle utilisé de la machine à induction à cage d'écureuil néglige la résistance équivalente des pertes fer et tous les paramètres sont considérés constants. Malheureusement une telle hypothèse idéalisée n'est pas rencontrée dans la pratique ou tous les paramètres sont sujets aux variations et les pertes fer existent toujours. En plus la présence de ces

peres provoquent une détérioration (dégradation) des performances, spécialement pour le couple dans la commande vectorielle de la MAS.

Classiquement pour tenir compte des pertes fer, la plupart des auteurs modifient le schéma équivalent de la machine asynchrone. Parmi les modifications usuelles apportées, l'approche conventionnelle consiste à placer une résistance équivalente représentant ces pertes fer en parallèle avec la branche magnétisante. Egalement d'autres auteurs proposent de placer une résistance équivalente des pertes fer en série avec la branche magnétisante. Un tel choix a pour avantages:

- ✓ Les paramètres de la machines à identifier se déduisent directement des essais synthétiques classiques (à vide, à rotor calée, en charge).
- ✓ Simplicité des équations, et commodité de calculs, étant donné que le nombre de variable pour les équations de tension est réduit par rapport au cas où la résistance fer est connectée en parallèle de l'inductance de magnétisation.

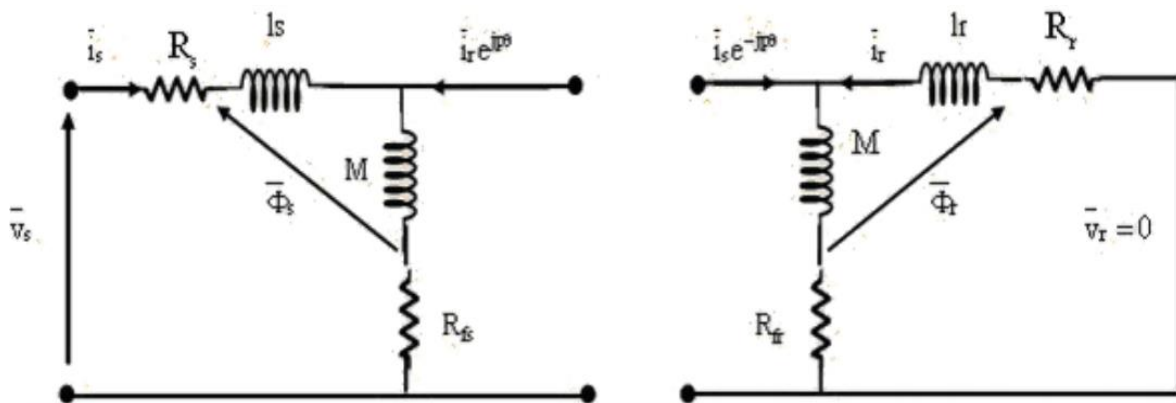


Figure (I.4): Modèle électrique statorique et rotorique de la MAS avec résistance de pertes fer

I.5 Modèle de la machine avec pertes fer

I.5.1 Modèle dans le référentiel (α, β) :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & 0 & -A_2 & \frac{w_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ 0 & -A_1 & -\frac{w_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & -w_r & 0 \\ 0 & A_3 & w_r & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r}\varphi_{r\beta} & \frac{pM}{JL_r}\varphi_{r\alpha} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Avec :

$$A_1 = \frac{\left[R_s + \frac{\sigma_r}{(1+\sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right]}{\sigma L_s}$$

$$A_2 = \frac{1}{L_r} \left[R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right]$$

$$A_3 = \left(\frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{1+\sigma_r} \right)$$

$$A_4 = \left(\frac{R_r + R_{fr}}{L_r} \right)$$

I.5.2 Modèle dans le référentiel (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & w_s & -A_2 & \frac{w_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ -w_s & -A_1 & -\frac{w_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & w_s - w_r & 0 \\ 0 & A_3 & w_r - w_s & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} \varphi_{rq} & \frac{pM}{JL_r} \varphi_{rd} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

I.5.3 Modèle de la machine dans le référentiel (x, y)

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sx}}{dt} \\ \frac{di_{sy}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{rx}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{ry}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & w_r & -A_2 & \frac{w_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ -w_r & -A_1 & -\frac{w_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & 0 & 0 \\ 0 & A_3 & 0 & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r}\varphi_{ry} & \frac{pM}{JL_r}\varphi_{rx} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ \varphi_{rx} \\ \varphi_{ry} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Les schémas de simulation des modèles (I.28), (I.29) et (I.30) sont présentés dans l'annexe A

I.6 Simulation du modèle

Cette étape consiste à faire des tests par simulation. L'objectif lié à cette simulation est de voir l'impact des pertes fer sur le comportement de la MAS c'est à dire l'effet sur les différentes grandeurs que ce soit mécanique, électrique ou électromagnétiques et ceci pour les deux régimes transitoire et permanent.

Le modèle de la MAS alimentée en tension sans et avec pertes fer a été testé par un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge. Les résultats obtenus sont résumés par les figures ci-après

Les deux figures (I.5) et (I.6) montrent que les allures des trois modèles de la machines (les trois référentiels) sont identiques que ce soit la machine avec pertes ou sans pertes.

La figure (I.7) montre l'effet des pertes fer sur le fonctionnement de la machine.

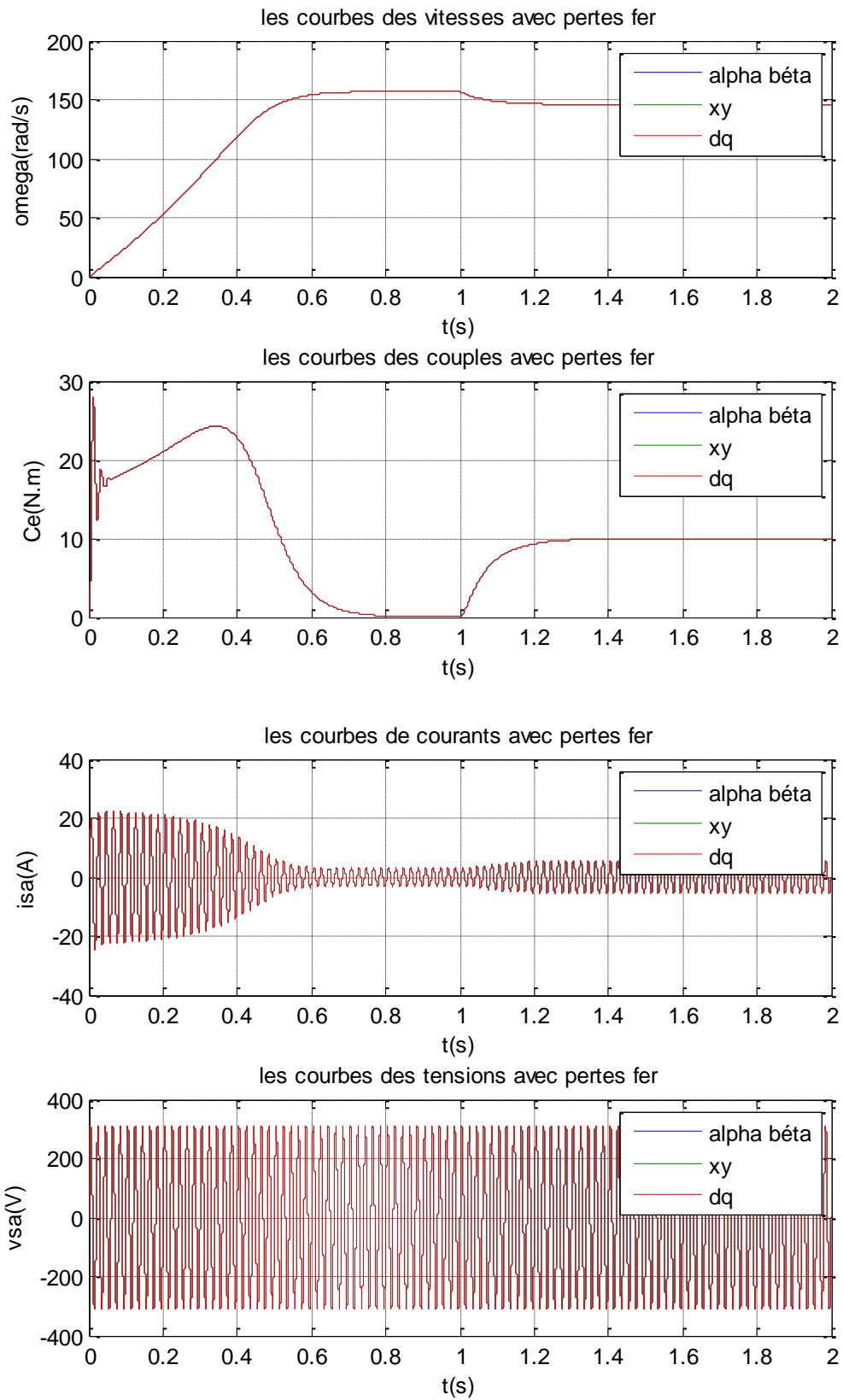


Figure (I.5): Démarrage de la MAS avec pertes fer pour $f=50\text{Hz}$

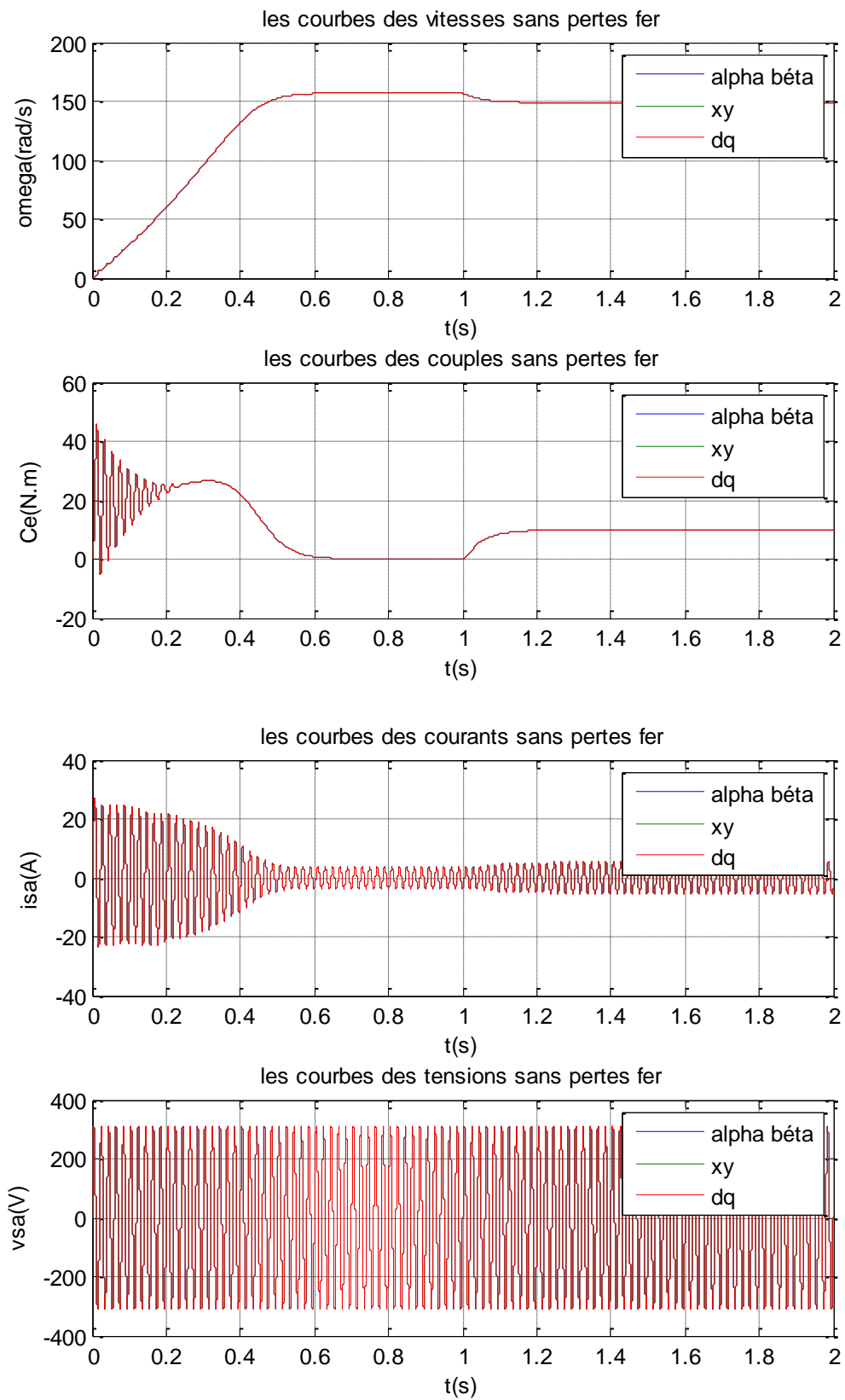


Figure (I.6): Démarrage de la MAS sans pertes fer pour $f=50\text{Hz}$

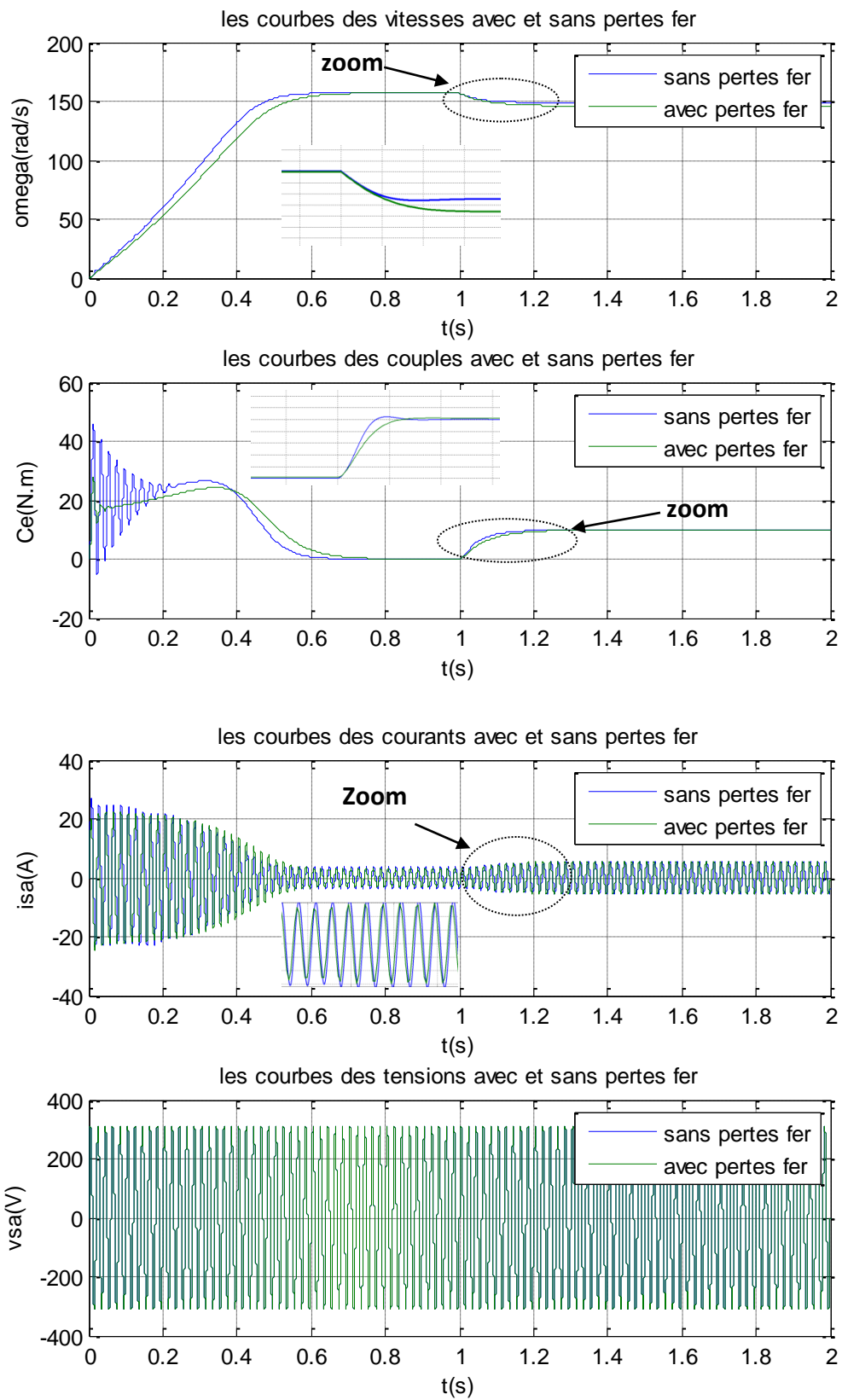


Figure (I.7): Comparaison des résultats de démarrage de la MAS sans et avec pertes fer pour $f=50\text{Hz}$

I.7 Interprétations et commentaires

L'analyse des courbes obtenues lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge nominale à l'instant $t=1$ seconde, nous permet de faire les commentaires suivants:

- ✓ après un régime transitoire la vitesse se stabilise à une valeur proche puis elle diminue par effet de la charge appliquée.
- ✓ A vide, le couple électromagnétique est d'une valeur de 0 Nm (couple de frottement négligeable (coefficient de frottement=0)) et qui augmente par la suite (à $t=1$ seconde) en présentant un pic pour compenser la valeur du couple de charge.
- ✓ Sur l'allure de courant d'une phase statorique, une augmentation en amplitude est enregistrée traduite par l'application du couple de charge.
- ✓ Quant aux tensions statoriques, il est très clair que l'introduction du couple résistant n'a aucune influence ni sur l'amplitude ni sur la forme.

Pour l'effet de pertes fer sur les grandeurs électriques et mécaniques, les zooms de vitesse montrent que lors du démarrage direct de la MAS, la présence des pertes fer ralentit l'établissement des grandeurs leurs valeurs permanentes et engendre une diminution de la vitesse en régime permanent.

On constate que la prise en considération des pertes fer augmente les pertes totales de la MAS ce qui diminue le rendement surtout pour les grandes fréquences. Cette influence s'explique par le fait que les pertes fer sont fonction de la fréquence et donc plus la fréquence augmente, plus la résistance de fer augmente. Donc on peut dire que les pertes fer constituent un couple supplémentaire qui augmente avec la fréquence statorique ce qui rend leur prise en considération lors de la commande importante.

I.8 Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à la détermination du modèle mathématique de la MAS à cage d'écureuil associée à son alimentation. Pour ce faire et au début, le passage entre les repères (lié au stator, au rotor ou au champ tournant) a été traité d'une manière détaillée où des transformations sont introduites afin de réduire l'ordre du système et éviter la complexité des équations différentielles. Ensuite deux modèles mathématiques de la MAS ont été dégagés où les pertes fer sont négligées dans un premier temps puis sont incluses dans le deuxième modèle.

Chapitre II
Commande vectorielle
de la machine
asynchrone

II.1 Introduction

La commande vectorielle est une commande d'abord linéarisé, ce qui permet une meilleure maîtrise du transitoire comme celle de la commande d'une MCC réalisant de très hautes performances dynamique, elle touche actuellement toute les applications exigeant un cahier de charge délicat et sévère en matière de performance dynamique. Le but de ce chapitre est de présenter les différentes possibilités d'orientation du flux dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension et en courant, la simulation a été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension sans pertes fer.

II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) [9]

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1).

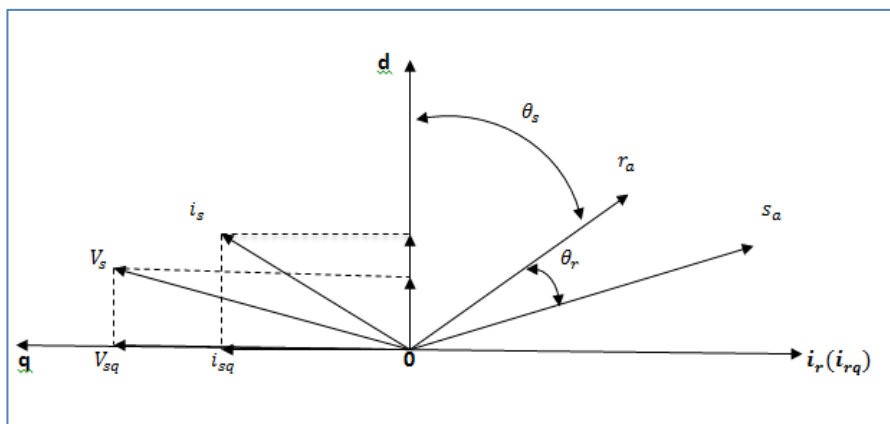


Figure (II.1) : orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

▪ **Choix d'orientation de flux**

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- $\varphi_{rq} = 0$ et $\bar{\varphi}_r = \varphi_{rd}$: C'est le flux rotorique qui orienté.
- $\varphi_{sq} = 0$ et $\bar{\varphi}_r = \varphi_{sd}$: C'est le flux statorique qui orienté.
- $\varphi_{mq} = 0$ et $\bar{\varphi}_m = \varphi_{md}$: C'est le flux d'entrefer qui orienté.

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

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important nécessite la connaissance des paramètres rotorique [9].

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

II.3 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique [10]

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

La composante transversale du flux rotorique est nulle. ($\varphi_{rq} = 0$)

L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique. ($\bar{\varphi}_r = \varphi_{rd}$)

La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ($\varphi_r = cst \Rightarrow i_{rd} = 0$)

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} + jw_s \bar{\varphi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + jw_r \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_r = \frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec : $\bar{x} = x_d + jx_q$ (\bar{x} : représente le flux , les courants et les tensions)

Pour écrire le modèle de la MAS avec l'état ($\bar{i}_s, \bar{\varphi}_r$) on réalise les changements suivants :

$$\bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r - \frac{M^2}{L_r} \bar{i}_s = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.3})$$

$$\bar{\varphi}_s = \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.4})$$

(II.4) dans l'équation de la tension statorique et (II.5) dans l'équation de la tension rotorique donne :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\varphi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \quad (\text{II.5})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \right) + j\omega_s \left(\sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_r \right) \\ 0 = R_r \left(\frac{1}{L_r} \bar{\varphi}_r - \frac{M}{L_r} \bar{i}_s \right) + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\varphi}_r \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r \right) \bar{\varphi}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} \quad (\text{II.7})$$

$$0 = \frac{-MR_r}{L_r} \bar{i}_s + \left(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_r + S \right) \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.8})$$

$\bar{\varphi}_r = \varphi_{rd}$ (L'orientation du flux rotorique)

On décompose l'équation en partie réelle et imaginaire, on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{sd} + \left(\frac{R_r}{L_r} + S \right) \bar{\varphi}_r \\ 0 = \frac{-MR_r}{L_r} i_{sq} + \omega_r \varphi_r \Rightarrow i_{sq} = \frac{\omega_r L_r}{R_r} \varphi_r \end{array} \right. \quad (\text{II.9})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd} = \frac{S + \frac{R_r}{L_r}}{\frac{MR_r}{L_r}} \varphi_r = \frac{S + \frac{1}{T_r}}{\frac{M}{T_r}} \varphi_r = \frac{T_r S + 1}{M} \varphi_r \\ i_{sq} = \frac{T_r \omega_r}{M} \varphi_r \end{array} \right. \quad (\text{II.10})$$

La relation de i_{sd} signifie que dans le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) à flux rotorique orienté, le module de ce flux est contrôlé linéairement par la composante directe du courant statorique i_{sd} moyennant une dynamique du premier ordre avec la constante de temps T_r .

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_r + j\omega_r \bar{\varphi}_r \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} = 0 & (*) \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} & (**) \end{cases}$$

$$(*) \Rightarrow 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} \quad (\text{II.12})$$

$$\varphi_{rd} = cte \Rightarrow \frac{d}{dt} \varphi_{rd} = 0 \quad (\text{II.13})$$

D'après ces propriétés on peut écrire :

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \\ \varphi_{rd} = \varphi_r = cte \\ i_{rd} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On remplace ce système dans les équations des flux, on obtient :

$$\begin{cases} \varphi_r = M i_{sd} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

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

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (\text{II.16})$$

On remplace le système (II.14) dans l'équation (II.40) on aura :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{II.17})$$

Ou encore, le couple devient :

$$C_e = K_2 i_{sd} i_{sq} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$K_2 = \frac{PM^2}{L_r} \quad (\text{II.19})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu, La figure(II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone. Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor, telle que la relation suivante [11]

$$w_s = w_r + w_\alpha = p\Omega_r + w_\alpha$$

$$\theta_s = \int w_s dt$$

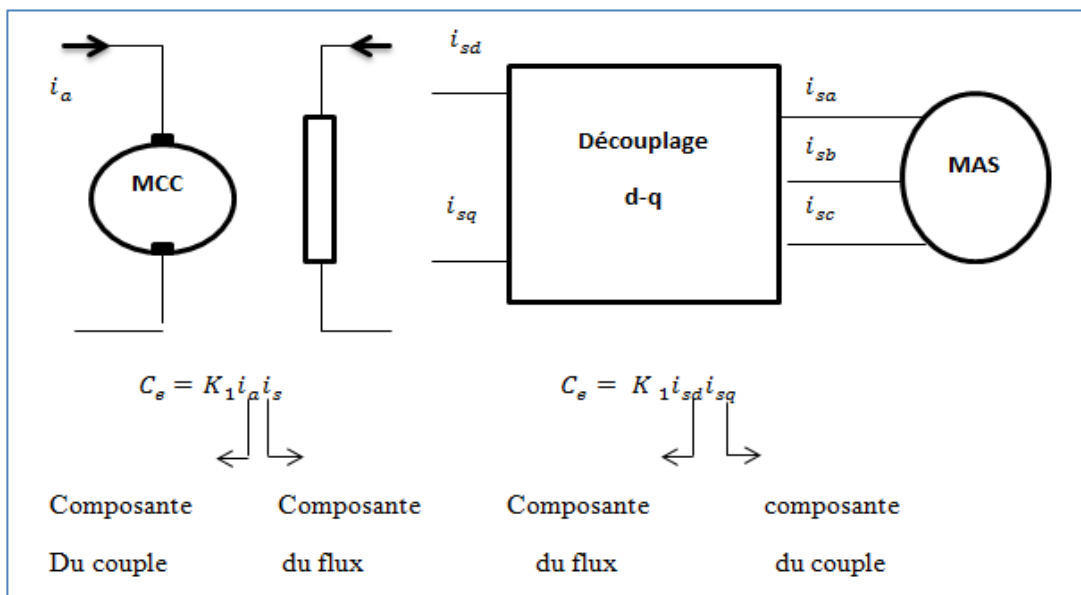


Figure (II.2) : Equivalence entre la commande d'une MCC et la CV D'un MAS

II.4 Types de la commande vectorielle

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

II.4.1 Commande vectorielle directe [12]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes

- La non fiabilité de la mesure du flux
- problème de filtrage du signal mesuré
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre)

II.4.2 Commande vectorielle indirecte [13]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux. Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées. Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

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

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimenté en tension (avec convertisseur).

II.5 Structure de la CVOFR de la machine asynchrone alimentée en tension

II.5.1 Description

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

Considérons les deux tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) comme variables de commande, les deux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) , le flux rotorique (φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme

variables d'état, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension par orientation du flux rotorique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma T_s \frac{d}{dt} i_{sd} + i_{sd} = \frac{V_{sd}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s i_{sq} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d}{dt} \varphi_r \\ \sigma T_s \frac{d}{dt} i_{sq} + i_{sq} = \frac{V_{sq}}{R_s} - \omega_s \left[\sigma T_s i_{sd} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \varphi_r \right] \\ \omega_a = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \\ T_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \\ \frac{jd\Omega_r}{dt} = T_e - T_l - f\Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.20})$$

II.5.2 Système d'équation liée au flux rotorique

Les équations (II.11), (II.12), (II.40) et (II.47) munies de la contrainte ($\varphi_r = 0$) se simplifient :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \quad (\text{II.21})$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \quad (\text{II.22})$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_r = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \quad (\text{II.23})$$

$$C_e = \frac{PM_{sr}}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{II.24})$$

$$\omega_a = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} \quad (\text{II.25})$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II.26})$$

Les équations (II.23) et (II.24) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.23), (II.24) et (II.25). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure (II.3).

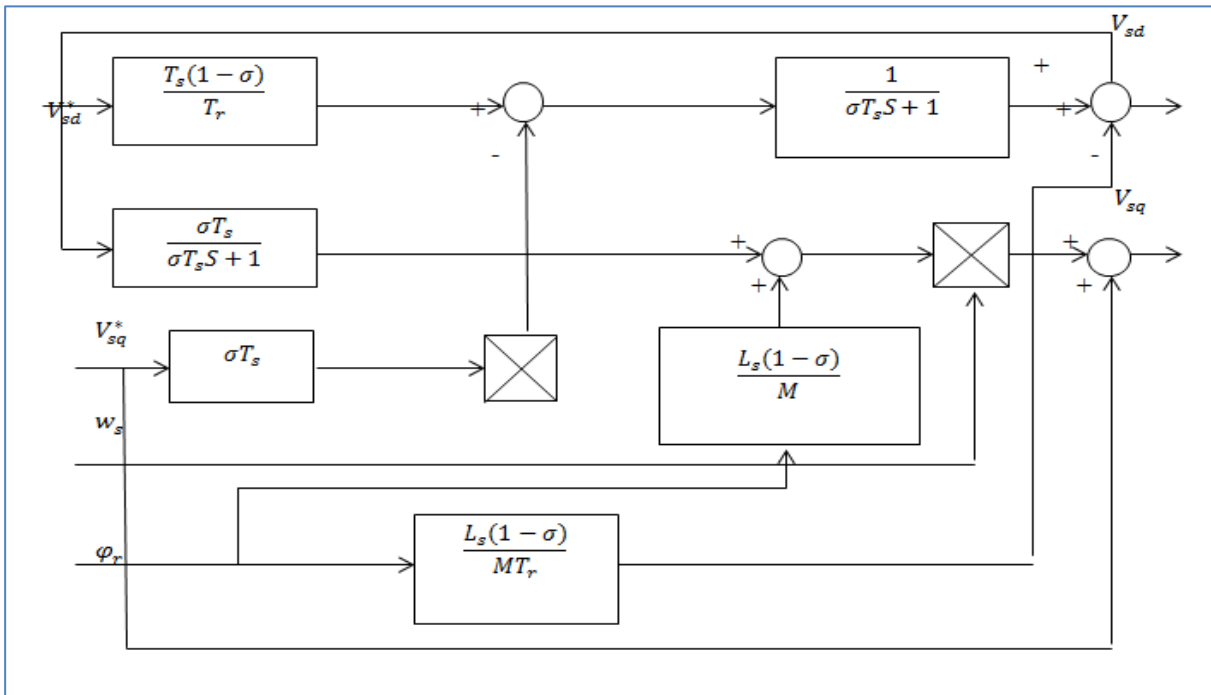


Figure (II.3) : schéma-bloc de découplage

II.5.3 Découplage entrée sortie

Les lois de commande vectorielle des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes «d» et «q». Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage.[11]

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le découplage par compensation

II.5.3.1 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd}^* et V_{sq}^* telles que :

$$V_{sd}^* = V_{sd} + e_d \quad (\text{II.27})$$

Et :

$$V_{sq}^* = V_{sq} - e_q \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$$e_d = w_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d}{dt} \varphi_r \quad (\text{II.29})$$

$$e_q = -(w_s \sigma L_s i_{sd} + w_s \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_r) \quad (\text{II.30})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* figure (II.4)

Tel que :

$$V_{sd}^* = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \quad (\text{II.31})$$

$$V_{sq}^* = \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + w_s \sigma L_s i_{sd} \quad (\text{II.32})$$

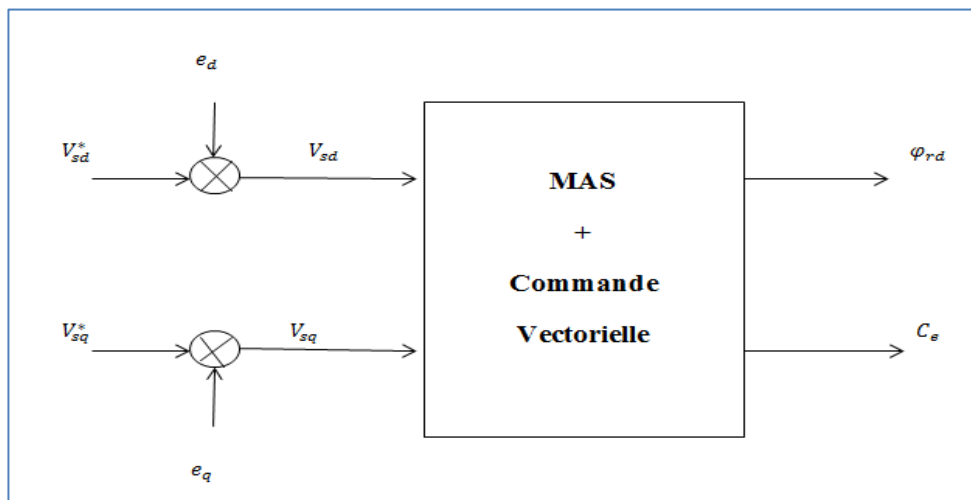


Figure (II.4) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II.5.4 Bloc de défluxage

Le bloc de dé fluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement a couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [13]:

✓ Sous-vitesse :

$$\varphi_r = \varphi_{mom} \text{ Pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{mom}$$

✓ Sur -vitesse :

$$\varphi_r = \frac{\Omega_{mom}}{|\Omega_r|} \cdot \varphi_{mom} \text{ Pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{mom}$$

Avec :

Ω_{mom} : vitesse de rotation nominale.

φ_{mom} : Flux rotorique nominale.

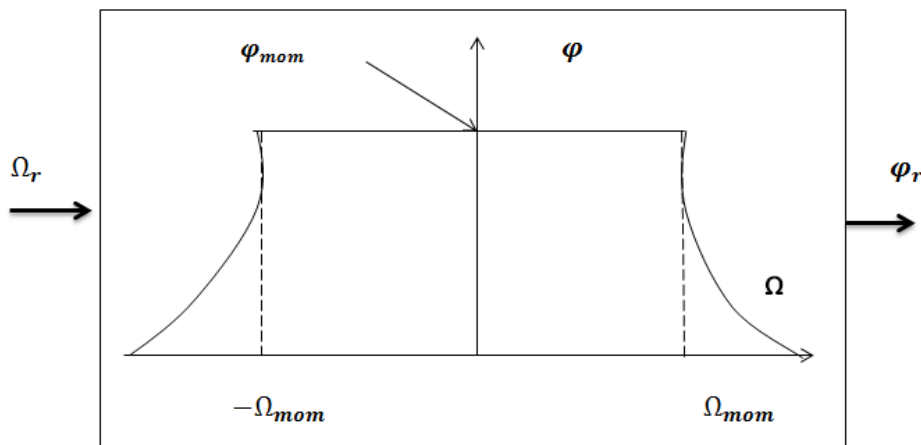


Figure (II.5) : bloc de défluxage

II.5.5 Principe de fonctionnement

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimentée en tension est représenté par la figure (II.6).

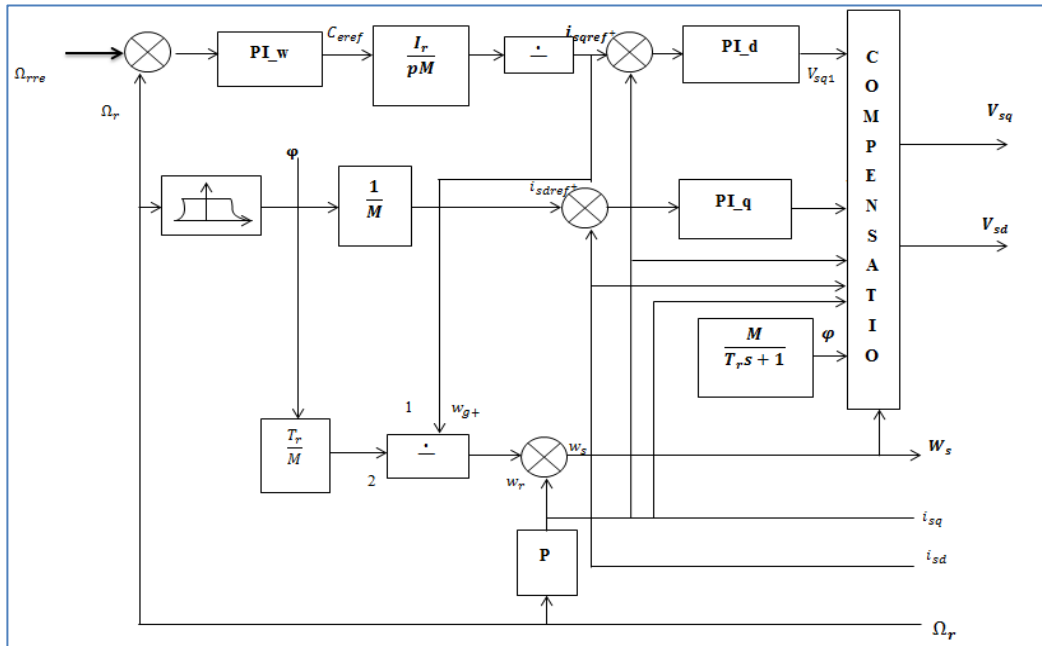


Figure (II.6) : Schéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension

La vitesse est aisément asservie (régulée) par une boucle à contre réaction en utilisant un régulateur PI. par contre, le flux rotorique est difficile à mesurer, donc son contrôle, le plus simple, est du type réaction le signal d'erreur de vitesse, une fois traité par le régulateur PI, fournit la référence de courant de couple i_{sqref} qui même réglé par une boucle avec un régulateur PI pour générer la composante directe de la commande de la machine,

Le pôle supplémentaire ($\frac{-1}{T_0}$) est introduit dans le but de limiter la Bande passante pour compenser la dérivation du flux, ainsi le filtre soit réalisable physiquement T_0 doit être très inférieure à T_r .

II.5.6 Régulation

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

II.5.6.1 Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler

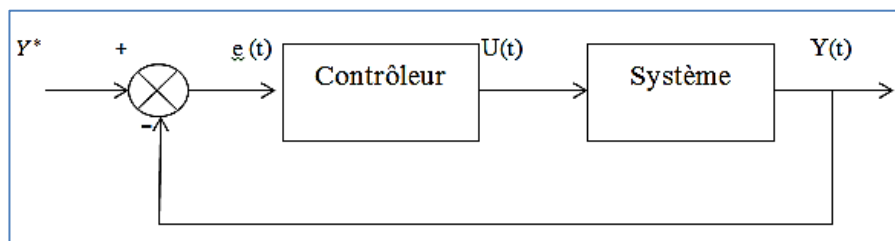


Figure II.7 : Représentation de la commande par PI

$$\text{La loi de commande est : } \mathbf{u}(t) = k_p \mathbf{e}(t) + k_i \int \mathbf{e}(t) \quad (\text{II.33})$$

✓ Action proportionnelle

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

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

✓ Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive(ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente(ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.5.6.2 Caractéristiques des régulateurs

a- Stabilité

Un système boucle doit être stable si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité

b- précision

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

c- Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne(Poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) Le temps de réaction entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

II.6 Calcul des régulateurs

II.6.1 Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure (II.8).

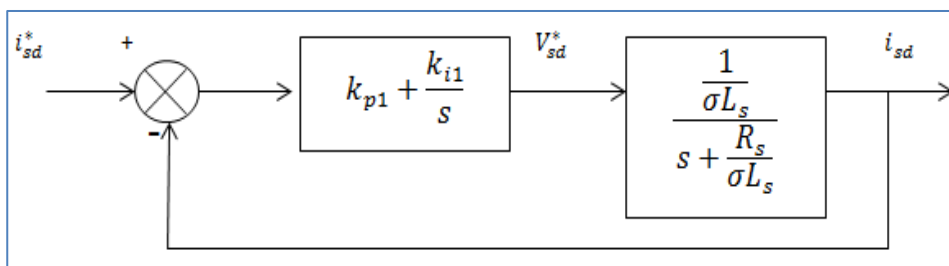


Figure II.8: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction e transfert en boucle ouvert s'écrit :

$$Fi_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_i}{k_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.34})$$

Compensons le pôle $\left(s + \frac{k_i}{k_{p1}}\right)$ par $\left(s + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right)$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_i}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.35})$$

La fonction e transfert en boucle ouvert s'écrit maintenant :

$$Fi_{sd} = \frac{k_{p1}}{s\sigma L_s} \quad (\text{II.36})$$

La fonction e transfert en boucle fermée est donnée par :

$$Gi_{sd} = \frac{Fi_{sd}}{1 + Fi_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (\text{II.37})$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constant de temps $\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$

pour un temps de réponse imposé $t_{rep1(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc :

$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II.38})$$

Et, d'après l'équation (II.35)

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1} (5\%)} \tag{II.39}$$

II.6.2 Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure (II.9).

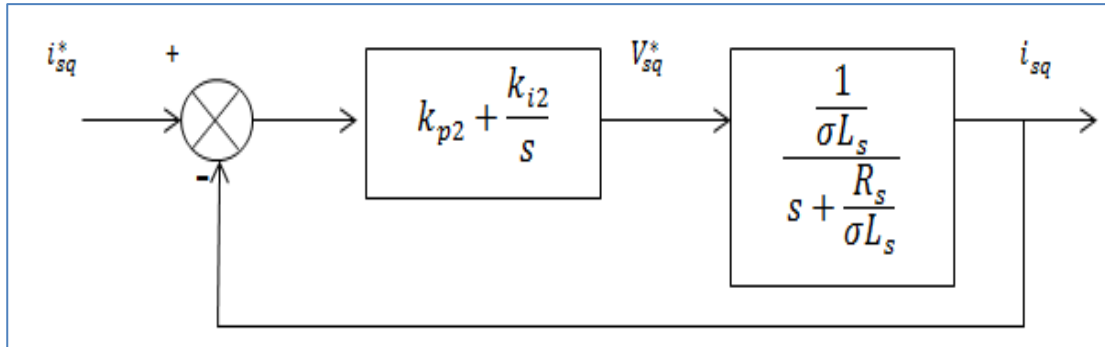


Figure (II.9) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep2} (5\%)} \tag{II.40}$$

$$k_{i2} = \frac{3R_s}{t_{rep2} (5\%)} \tag{II.41}$$

II.6.3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.10).

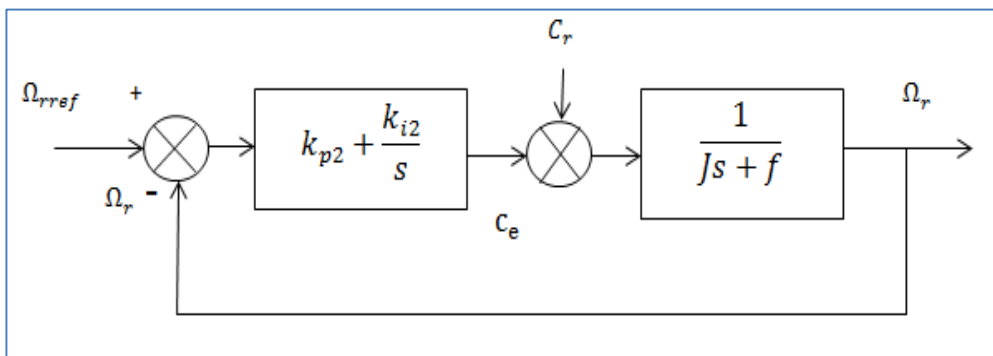


Figure (II.10) : Schéma-bloc de la régulation de vitesse

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

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s+k_{i3}}{s(Js+f)} \quad (\text{II.42})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{k_{p3}s+k_{i3}}{Js^2+(k_{p3}+f)s+k_{i3}} \quad (\text{II.43})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{eme} ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{1}{w_n^2}s^2 + \frac{2\xi}{w_n}s + 1} \quad (\text{II.44})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{w_n^2} \quad (\text{II.45})$$

$$\frac{2\xi}{w_n} = \frac{k_{p3}+f}{k_{i3}} \quad (\text{II.46})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi=1$ et une pulsation w_n donnée, on obtient :

$$k_{p3} = Jw_n^2 \quad (\text{II.47})$$

$$k_{p3} = 2Jw_n - f \quad (\text{II.48})$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de Temps t .

II.7 Commande en courant sans perte

Considérons les deux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) comme variable de commande, le flux rotorique (φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état :

$$\begin{cases} T_r \frac{d}{dt} \varphi_r + \varphi_r = M i_{sd} \\ w_a = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_r} = w_s - w_r \\ T_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r i_{sq} \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r = T_e - T_l - f \Omega_r \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Nous pouvons remarquer dans les équations (II.49) que seule la composante directe (axe «d») du courant statorique (i_{sd}) détermine l'amplitude du flux rotorique (φ_r), alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe «q») du courant statorique (i_{sq}) si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple. Le schéma-bloc correspondant est le suivant :

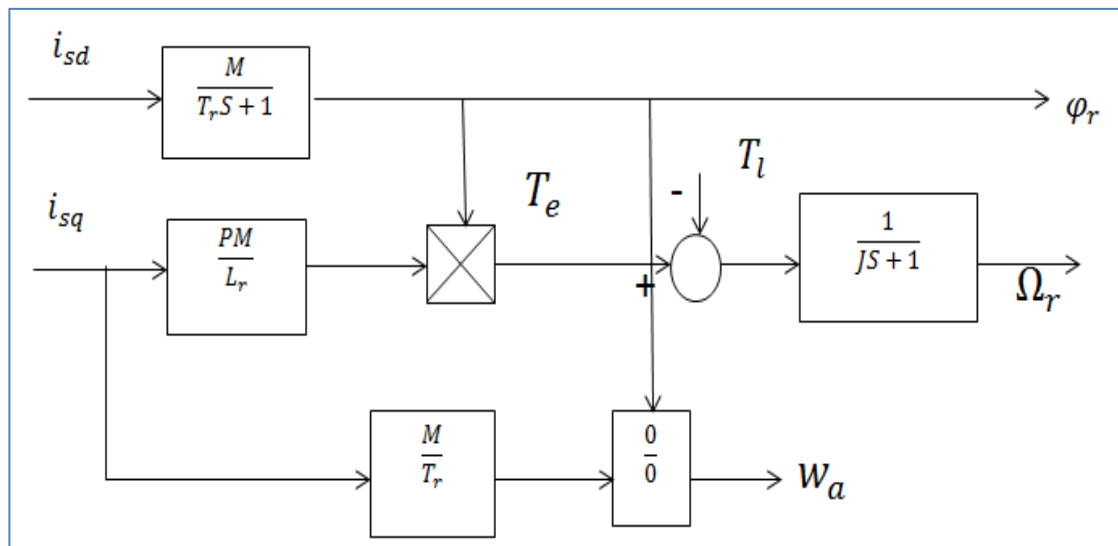


Figure (II.11): modèle en courant par orientation du flux rotorique

Les relations (II.49) constituent la base essentielle d'une commande par flux orienté.

Modèle en courant par orientation du flux statorique :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d}{dt} \varphi_s + \varphi_s = L_s \left(\sigma T_r \frac{d}{dt} i_{sd} + i_{sd} \right) - \sigma L_s T_r w_a i_{sq} \\ w_a = \frac{\frac{L_s}{T_r} \left(\sigma T_r \frac{d}{dt} i_{sq} + i_{sq} \right)}{\varphi_s - \sigma L_s i_{sd}} \\ T_e = p \varphi_s i_{sq} \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r = T_e - T_l - f \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.50})$$

Modèle en courant par orientation du flux d'entrefer :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r \frac{d}{dt} \varphi_g = M \left[\left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \frac{d i_{sd}}{dt} + i_{sd} \right] - M \left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) w_a i_{sq} \\ w_a = \frac{\left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) \frac{d i_{sq}}{dt} + i_{sq}}{\frac{T_r}{M} \varphi_g - \left(T_r - \frac{M}{R_r} \right) i_{sd}} \\ T_e = p \varphi_g i_{sq} \\ J \frac{d}{dt} \Omega_r = T_e - T_l - f \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.51})$$

En utilisant les relations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{dg} = M \cdot (i_{sd} + i_{rd}) \\ \varphi_{qg} = M \cdot (i_{sq} + i_{rq}) \end{array} \right. \quad (\text{II.52})$$

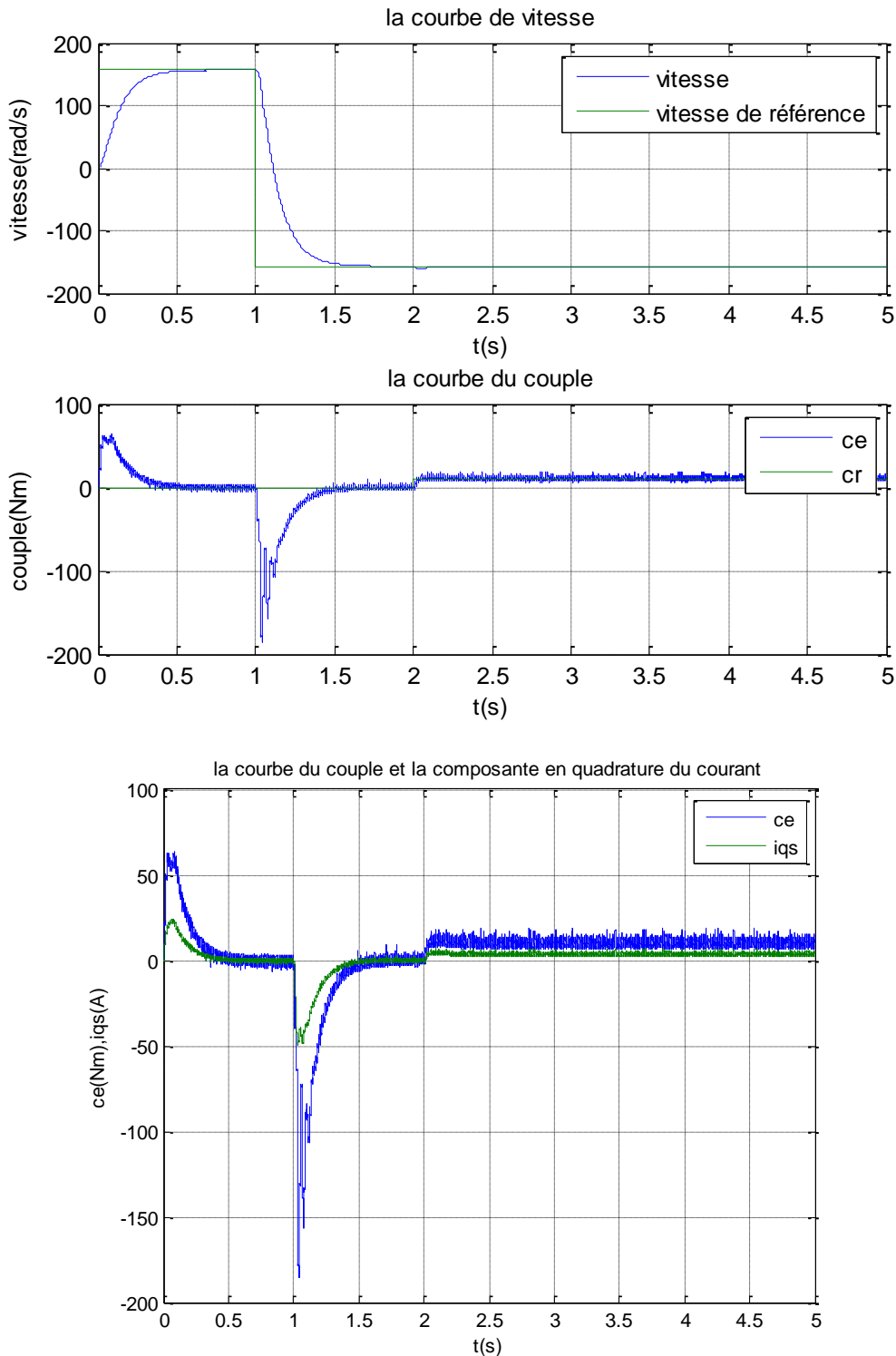
Nous pouvons remarquer dans (II.50) et (II.51) que le flux statorique (φ_s) et le flux d'entrefer (φ_g) dépendent des deux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}) cet effet de couplage est du aux fuites statoriques pour le flux statorique et aux fuites rotoriques pour le flux d'entrefer. Le couple électromagnétique (C_e) ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{sq}) si le flux (statorique) est maintenu constant.

II.8 simulation de la commande vectorielle

Le schéma bloc en SIMULINK dédié à la simulation est celui donné par l'annexe **B**.

Dans le but d'observer la dynamique de la machine utilisant une commande vectorielle à flux rotorique orienté avec capteur de vitesse, on effectuera le test suivant :

- ✓ A flux constant avec une référence de vitesse $\Omega_{ref}=157$ rad/s et un flux rotorique $\varphi_{ref}=1$ Wb, effectué pour démarrage à vide et changement de sens de rotation à l'instant 1s avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre à l'instant 2s figure (II.12).



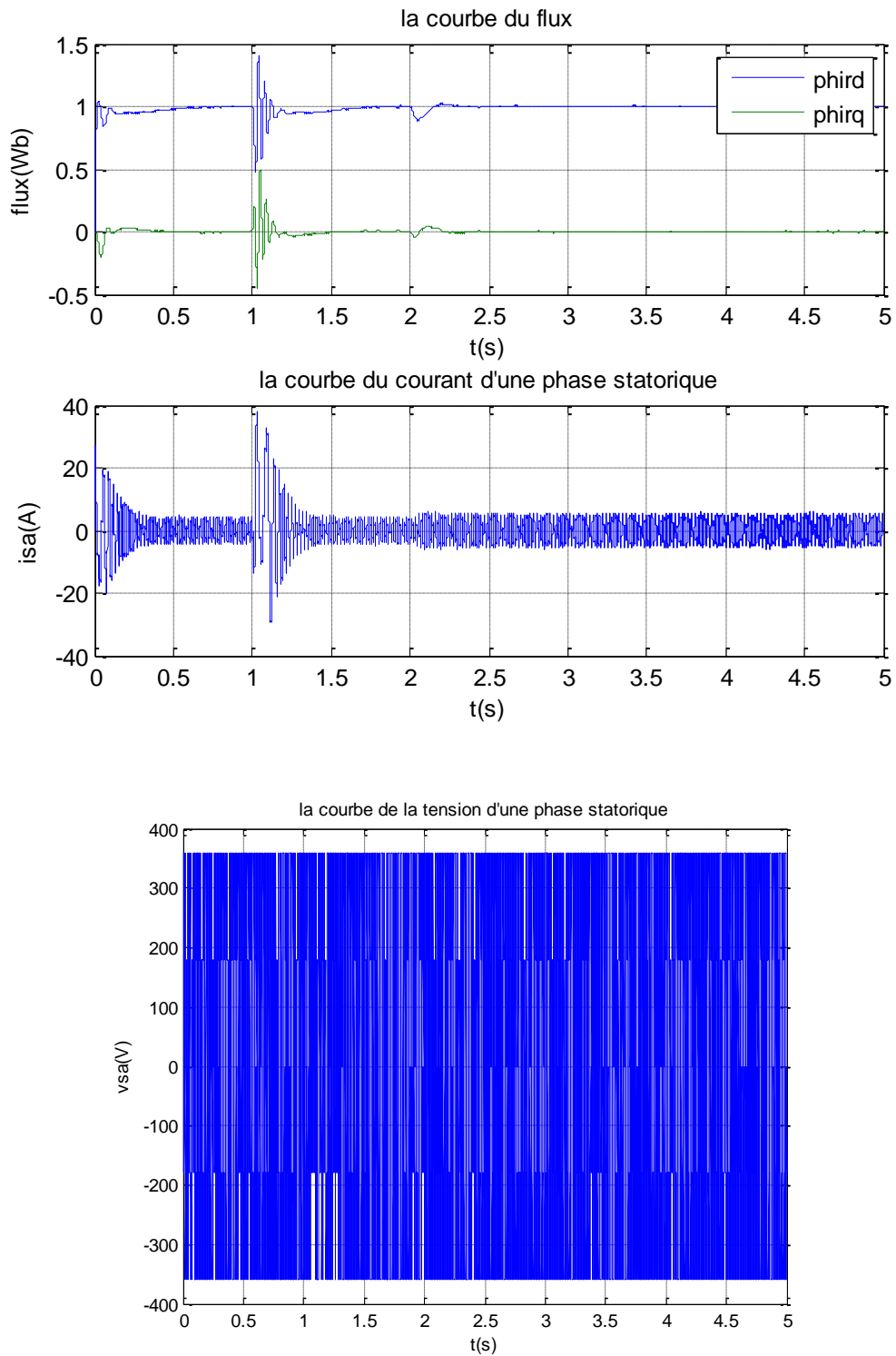


Figure (II.12) : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec capteur de vitesse.

II.9 Interprétation des résultats

Nous remarquons sur la figure (II.12) que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie (157rad/s) dans un temps de (0.5 s). Le flux rotorique s'établit à la valeur 1 Wb avec un léger dépassement qui n'affecte l'évolution de la vitesse au démarrage. Le courant en quadrature et le couple présentent la même forme de variation. L'application d'un couple de charge de 10 N.m, conduit à une augmentation du couple jusqu'à 10 N.m, et une diminution légère de la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le courant atteint sa valeur nominale. Le flux n'est pas affecté par la variation du couple. Ces résultats démontrent que le découplage souhaité entre le couple et le flux est réalisé.

II.10 Conclusion

Dans ce chapitre on à présenter les diverses méthode de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension et en courant. La commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée pour commander facilement par les régulateurs IP. La présence de capteurs mécaniques induit une augmentation du volume et du prix de la machine, sans omettre les difficultés d'installation et la perte de fiabilité, en particulier, pour les machines de petite taille. Dans le chapitre qui suit, nous avons introduit un estimateur de vitesse du type MRAS (Model Référence Adaptive System). Ce dernier va remplacer le capteur mécanique sans pour autant changer la dynamique de notre machine.

Chapitre III
Commande sans
capteur mécanique par
la méthode MRAS

III.1 Introduction

La suppression des capteurs de vitesse, est devenue une tâche inévitable dans les commandes à hautes performances, car non seulement les capteurs augmentent le coût et la complexité des machines, les mesures sont tachées par les bruits qui influent sur la robustesse des commandes, surtout en milieux hostiles.

La méthode basé sur le système adaptatif à modèle de référence abrégé MRAS de l'anglais (Model Reference Adaptive System) a été prouvé que c'est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [14] [15].

Ce chapitre est organisé de la manière suivante, au début nous allons présenter les différentes méthodes de base de la MRAS, ensuite nous développerons l'étude théorique de la méthode choisie afin de l'appliquer à notre machine, enfin on passera à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus.

III.2 Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS)

Le MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence) est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. La première étude du MRAS pour la machine asynchrone est due à **Schauder** [16].

La Figure (III.1) présente le schéma synoptique du MRAS.

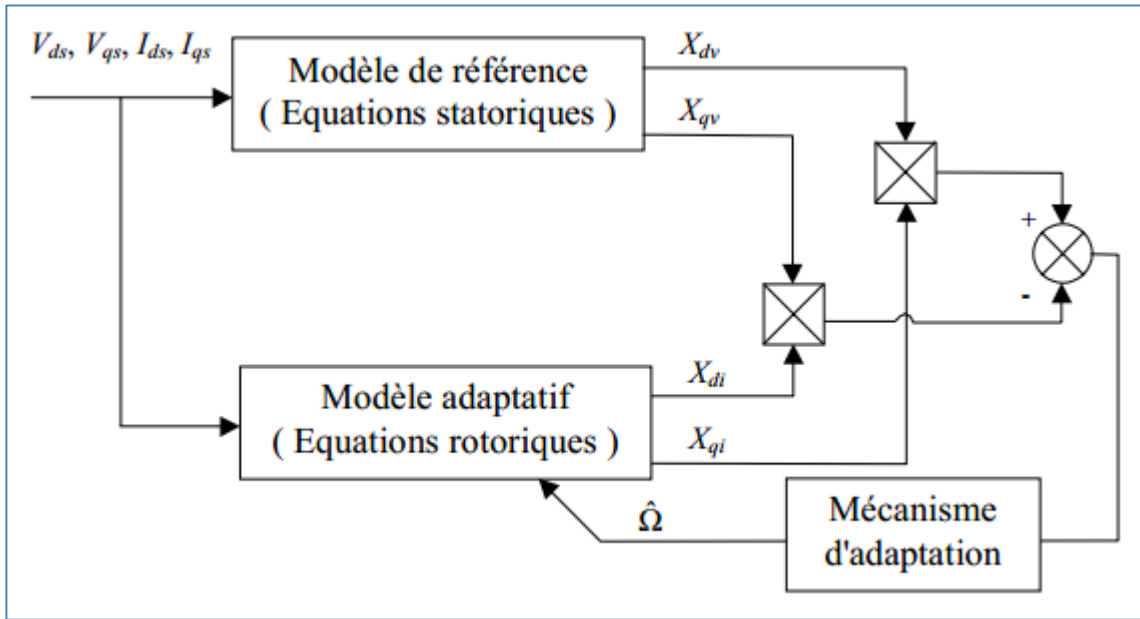


Figure (III.1) : principe du MRAS

Le MRAS le plus courant se base sur les modèles tension et courant de la machine asynchrone écrits dans le repère statorique.

III.2.1 Modèle de référence

Nous souhaitons estimer les composantes de $\boldsymbol{\varphi}$ à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques. Les deux équations du modèle de référence deviennent:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(v_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(v_{s\beta} - R_s I_{s\beta} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

III.2.2 Modèle ajustable

Pour établir le modèle adaptatif, nous exprimons dans un repère lié au stator $w_s = 0$, les flux exprimés avec les grandeurs rotoriques dans un repère $\alpha\beta$:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{r\alpha} - p\hat{\Omega}\varphi_{r\beta} + \frac{M}{\tau_r} I_{s\alpha} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{r\beta} + p\hat{\Omega}\varphi_{r\alpha} + \frac{M}{\tau_r} I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé [16]:

$$e = \varphi_{r\alpha} \varphi_{r\beta v} - \varphi_{r\alpha v} \varphi_{r\beta} \quad (\text{III.3})$$

A l'examen de ces équations, il apparaît évident, que l'on va se trouver confronté aux problèmes d'intégration en boucle ouverte. De nombreux auteurs, parmi eux [17] et [18] proposent d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs. La fréquence de coupure est à choisir avec soin, elle fixe le seuil de vitesse ou plutôt de pulsation statorique en dessous duquel la commande ne peut plus fonctionner correctement.

Certes, si une inversion de vitesse s'opère rapidement, le système peut continuer à fonctionner. Néanmoins, si l'on reste trop longtemps à très basse vitesse, voir à l'arrêt, le contrôle est perdu

Afin de palier ses problèmes, des solutions de MRAS plus robustes ont été proposées, parmi elles, on cite celles proposées par Peng et Fukao [19].

Les auteurs évitent l'intégration et utilisent les composantes $E_{s\alpha}$ et $E_{s\beta}$ de fcm de la machine. Leur produit croisé entre le modèle tension et le modèle courant, définit le critère d'erreur. Ils furent également parmi les premiers à proposer d'utiliser un MRAS basé sur l'observation de l'énergie réactive instantanée plutôt que sur le flux rotorique. Cette méthode se distingue également par l'absence de la résistance statorique dans sa formulation, la rendant plus robuste aux variations de ce paramètre par rapport à ses prédécesseurs.

Un rapprochement peut se faire par rapport à un observateur (non étendu) dans la manière dont se fait le bouclage sur le modèle adaptatif. Toutefois, dans le cas de l'observateur, le modèle de référence est le système physique lui-même. Nous y retrouvons donc les problèmes rencontrés dans le cas des observateurs.

En définitive, se pose toujours le même problème à basse vitesse, d'où l'utilisation dans certaines applications de filtres passe-bas au lieu d'intégrateurs purs. Il faut également ajouter la question de convergence (stabilité et rapidité) de l'estimation et de la dépendance vis à vis des paramètres de la machine surtout en ce qui concerne le modèle de référence.

III.2.3 Modèles basés sur le flux rotorique

Différentes méthodes de la MRAS ont été proposées par les chercheurs, la première, est celle qui utilise le flux rotorique de la machine, et qui se base sur le modèle en tension choisi comme référence, et le modèle en courant qui sera le modèle ajustable. Les équations de la machine asynchrone sont écrites dans le repère stationnaire.

- Le modèle de tension:

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt}) \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$$v_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$$

$$i_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$$

$$\varphi_r = \varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}$$

- Le modèle de courant (adaptatif) est lui décrit par :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \left(\frac{-1}{T_r} + jp\Omega \right) \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} i_s \quad (\text{III.5})$$

On voit bien la vitesse Ω qui apparaît explicitement dans (III.5).

Le problème rencontré par cette méthode, est l'intégration en en boucle ouverte, la solution d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs a été efficace, mais pas en basses vitesses [20].

III.2.4 Modèles basés sur la force contre électromotrice (fcém)

Pour éviter complètement les problèmes de l'intégration pure, Peng et **Fukao** ont proposé dans [21], une méthode qui utilise l'estimation de la fcém à la place du flux, les équations sont les suivantes:

Pour le modèle de référence:

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = e_{rv} = \frac{L_r}{L_m} (v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt}) \quad (\text{III.6})$$

Pour le modèle adaptatif, il s'écrit en introduisant le courant magnétisant i_m :

$$\frac{di_m}{dt} = w \otimes i_m - \frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_s \quad (\text{III.7})$$

Avec : \otimes le produit croisé.

D'où :

$$e_{mi} = \frac{L_m^2}{L_r} (w \otimes i_m - \frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_s) \quad (\text{III.8})$$

Cette méthode a présenté des performances plus importantes que sa précédente, néanmoins, elle est plus difficile à mettre en œuvre [14], en plus elle dépend de la résistance statorique. La troisième, fut proposée par les mêmes auteurs [21], elle est basée sur l'estimation de la

puissance réactive instantanée, en utilisant le produit vectoriel de la fcém et le courant magnétisant.

Le vecteur de la puissance réactive peut être exprimée par:

$$Q_m = i_s \otimes e_m \quad (\text{III.9})$$

Dont le module Q représente la puissance réactive instantanée.

En substituant (III.6) et (III.8) dans (III.9), sachant que $i_s \otimes i_s = 0$, conduit à:

Pour le modèle de référence:

$$Q_{ref} = \left| i_s \otimes \left(v_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \right) \right| \quad (\text{III.10})$$

Et pour le modèle adaptatif:

$$Q_{est} = \frac{L_m^2}{L_r} \left((i_m * i_s) w + \frac{1}{T_r} |i_m \otimes i_s| \right) \quad (\text{III.11})$$

Où: * représente ici le produit scalaire.

Cette méthode présente l'avantage d'être indépendante de la résistance statorique, donc sa gamme est étendue aux basses vitesses. Mais on remarque la présence de L_s , qui exprime que le modèle de référence est toujours influé par les variations des paramètres.

D'autres chercheurs se sont inspirés de cette dernière méthode tel que [22], qui ont utilisé d'autres formules de la puissance réactive, et ont pu éliminer les dépendances paramétriques du modèle de référence.

C'est sur les bases de ces deux derniers travaux que notre travail va être présenté.

III.3 La méthode MRAS basée sur la puissance réactive

III.3.1 Calcul de la puissance réactive

Les équations des tensions de la machine asynchrone peuvent être exprimées dans le référentiel dq par:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \dot{i}_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\varphi}_{rd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_{rq} \quad (\text{III.12})$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \dot{i}_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\varphi}_{rd} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_{rd} \quad (\text{III.13})$$

Où: l'exposant $(\dot{})$ indique la dérivée temporelle.

L'expression de la puissance réactive est donnée par:

$$Q = \text{Im} \{ v_s i_s^* \} = \text{Im} \{ (v_{sd} + jv_{sq})(i_{sd} - ji_{sq}) \} \quad (\text{III.14})$$

Où : i_s^* est le conjugué de i_s

En remplaçant (III.12), et (III.13) dans (III.14) l'expression de la puissance réactive devient alors

$$\begin{aligned} Q_1 = & \sigma L_s (i_{sq} \dot{i}_{sd} - \dot{i}_{sd} i_{sq}) + \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{L_m}{L_r} (\dot{\varphi}_{rq} i_{sd} - \dot{\varphi}_{rd} i_{sq}) \\ & + \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\varphi_{rd} i_{sd} + \varphi_{rq} i_{sq}) \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

On remarque qu'en multipliant (III.12) par i_{sq} , et (III.13) par i_{sd} , et après soustraction, on arrivera à la même équation de la puissance réactive exprimer dans (III.15), se qui fait qu'on a une autre expression de la puissance réactive:

$$Q_2 = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (\text{III.16})$$

En utilisant l'approximation, que les valeurs réelles des tensions vont se rapprocher de leurs valeurs de référence en régime permanent [19], l'équation (III.16) peut s'écrire:

$$Q_{ref} = v_{sq}^* i_{sd} - v_{sd}^* i_{sq} \quad (\text{III.17})$$

Et en prenant en considération que dans la commande vectorielle $\varphi_{rq} = 0$, et qu'en régime permanent, les termes des dérivées temporelles disparaissent, sachant que, $\varphi_{rd} = L_m i_{sd}$, l'équation (III.15) devient alors :

$$Q_{est} = \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_s i_{sd}^2 \quad (\text{III.18})$$

A partir de ces résultats, il est évident que pour le modèle de référence on prendra la puissance réactive dans (III.17), et vu que (III.18) demande l'information de la vitesse, elle sera prise pour le modèle ajustable, ceci est montré dans la figure (III.2).

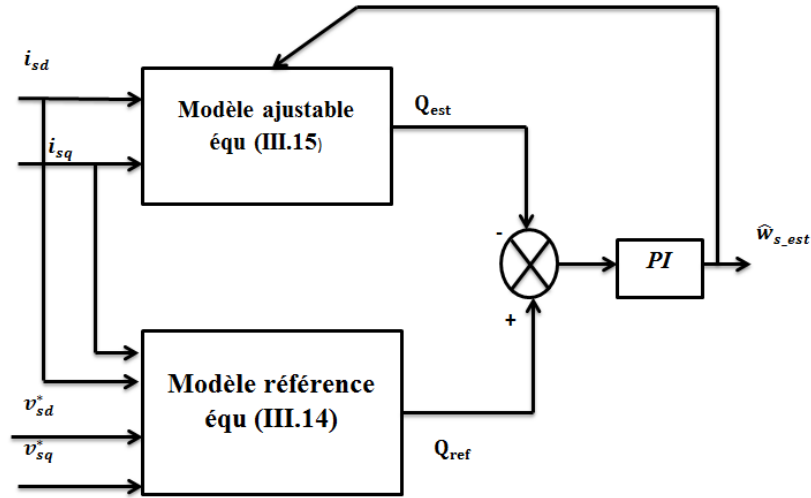


Figure (III.2) : Elaboration de la méthode MRAS à puissance réactive

III.3.2 Mécanisme d'adaptation

III.3.2.1 Description générale

Le mécanisme d'adaptation est très important car, il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée converge vers la valeur de référence. Pour la MRAS le mécanisme d'adaptation est élaboré à partir du concept proposé par Landau, fondé sur l'idée de comparer la sortie du modèle de référence et celle du modèle ajustable, et de trouver un mécanisme d'adaptation pour minimiser l'erreur entre les deux modèles en se basant sur le concept d'hyper stabilité qui concerne les systèmes à rétroaction qui peuvent être divisés en deux blocs. [23][22][21], (voir figure (III .3)).

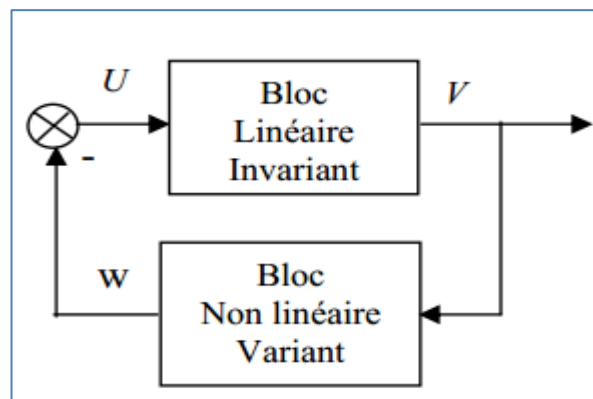


Figure (III.3) : système à rétroaction

Le système est dit asymptotiquement hyper stable quand les deux conditions suivantes sont satisfaites:

- La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réelle positive.
- Le bloc non linéaire variant doit satisfaire l'intégrale d'inégalité de Popov [23]:

$$\int_0^{t_1} V^T W dt \geq -\gamma^2 \text{ Pour tout } t > 0 \quad (\text{III.19})$$

Où: $(-W)$ et V sont respectivement l'entrée et la sortie du bloc linéaire invariant.

γ^2 : est une constante réel positive.

Le système de la figure (III.3) est équivalent à celui qui est montré sur la figure(III.4)[20].

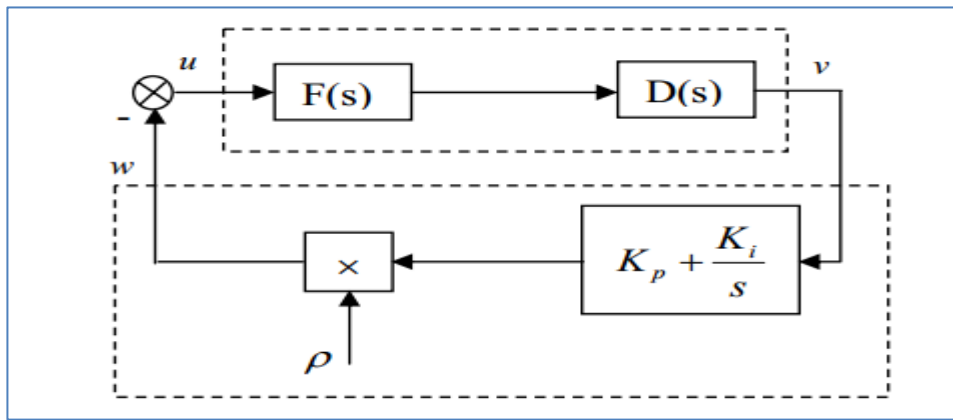


Figure (III.4) : système à rétroaction équivalent de la MRAS

La procédure d'adaptation est alors comme suit: définir $D(s)$ de tel sorte que la fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réel positive (première condition), après il faut choisir K_p et K_i , de sorte que l'inégalité de Popov soit satisfaite.

III.3.2.2 Application à la commande vectorielle

Premièrement l'erreur entre le modèle de référence et le modèle ajustable est défini comme suit:

$$\varepsilon = Q_{ref} - Q_{est} \quad (\text{III.20})$$

Cette erreur sera gouvernée par le mécanisme d'adaptation donné par l'équation [24] :

$$\hat{w}_s = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \quad (\text{III.21})$$

La vitesse issue de (III.21) est à son tour réinjectée dans le modèle ajustable de telle manière que l'erreur converge vers zéro.

La démonstration de stabilité de la méthode est portée en annexe C.

III.4 Schéma globale de la commande IRFOC sans capteurs

Le schéma global de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté sans capteurs mécaniques

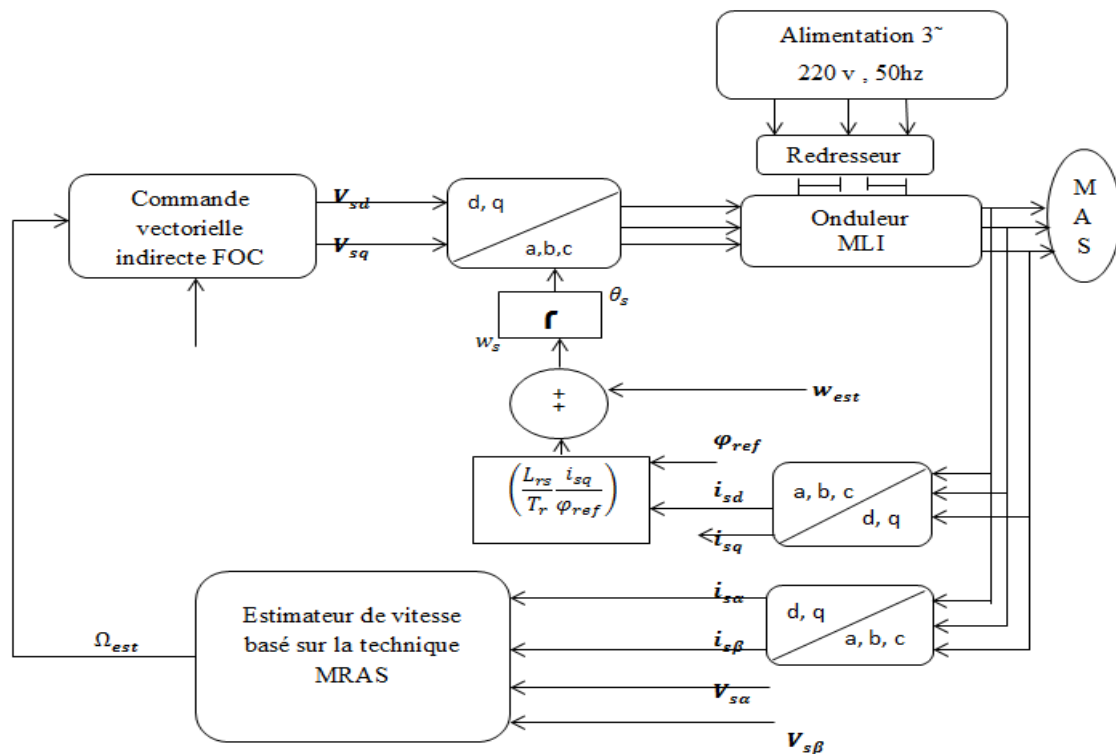


Figure (III.5) : schéma-bloc de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant la technique MRAS.

III.5 Simulation

Afin de mettre en valeur le bon fonctionnement de l'estimateur MRAS et s'assurer que notre estimateur arrive à estimer efficacement la vitesse, une comparaison entre la vitesse de la machine commandée par une commande vectorielle avec capteur de vitesse et celle obtenue aux mêmes conditions et sur le même programme à l'aide de l'estimateur MRAS est effectuée (figure (III.6)).

Une étude du comportement dynamique de la machine pour une consigne de vitesse de $\Omega_{ref}=157\text{rad/s}$ avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 1s et 2s (figures (III.7)), est effectuée.

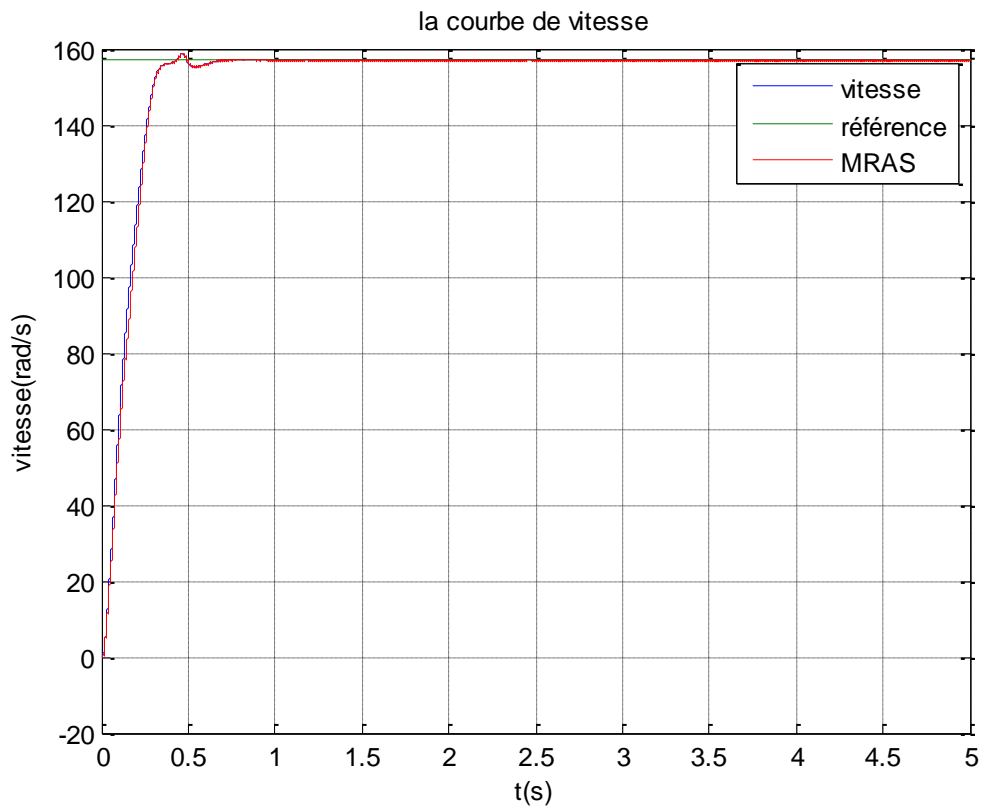
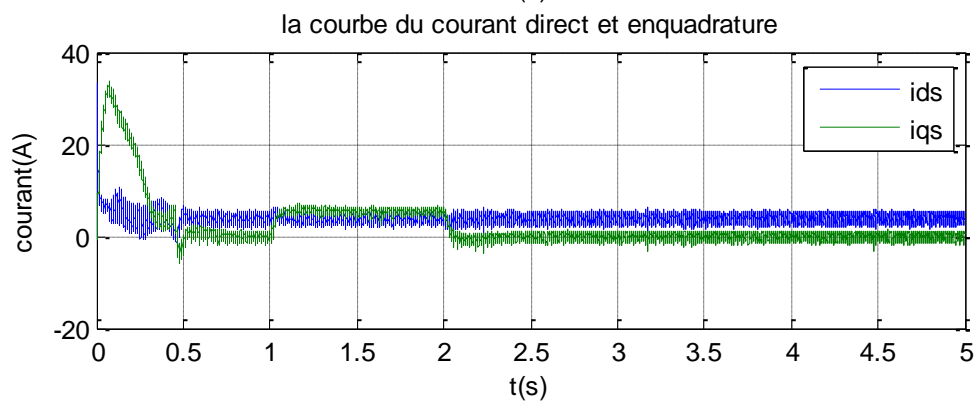
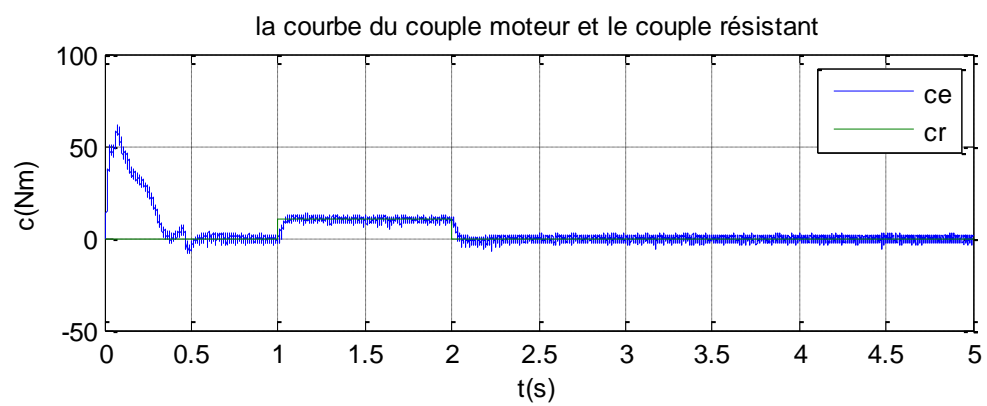
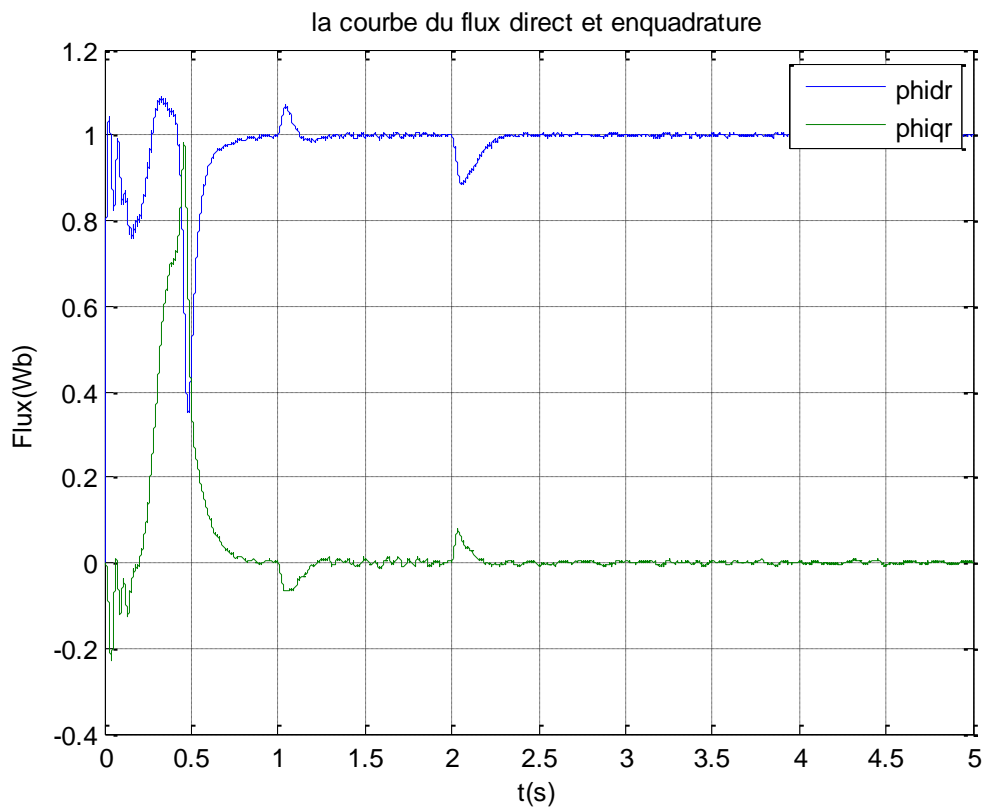


Figure (III.6): Comparaison entre la vitesse avec capteur (Ω) et la vitesse estimée (MRAS) pour une vitesse référence (Ω_{ref}) de 157 rad/s.



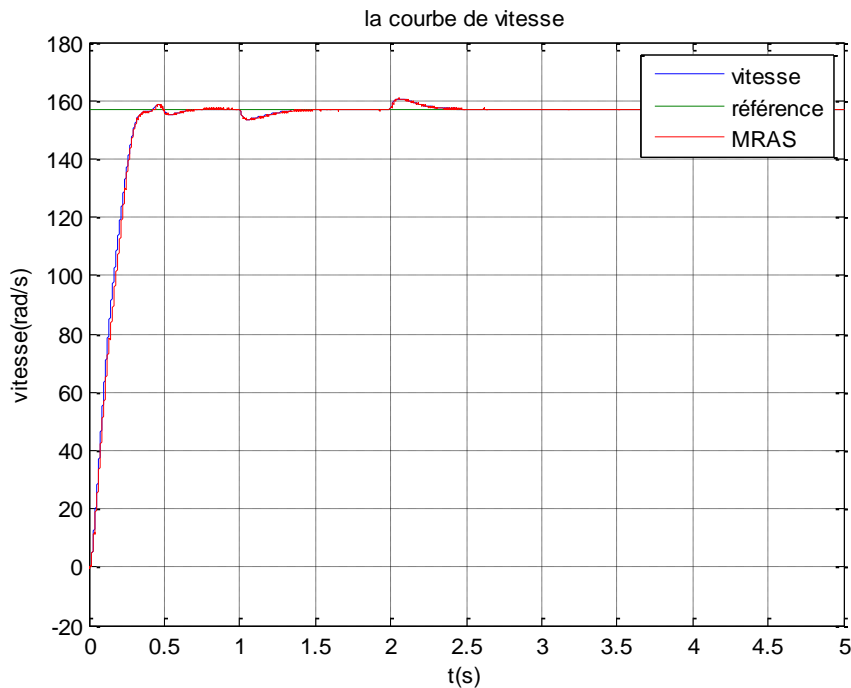


Figure (III.7): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone sans capteur de vitesse.

III.6 Interprétation des résultats

De la figure (II.6), nous concluons que la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse basée sur la technique MRAS, avec des régulateurs PI, donne des performances très satisfaisantes. La vitesse estimée suit l'évolution de la vitesse réelle avec une erreur d'estimation presque nulle. Les résultats de la figure (II.7), montre que la vitesse de la machine converge vers la vitesse de référence, ceci confirme l'efficacité de l'estimateur MRAS. Les perturbations dues à la charge sont compensées, la vitesse estimée suit la vitesse de référence et le découplage est maintenu dans les deux cas.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une méthode d'estimation de la vitesse afin d'éliminer le capteur. La méthode mise en évidence est la MRAS, connue par sa simplicité et demandant moins d'efforts de calcul. Compte tenu des résultats obtenus, on peut conclure que la commande sans capteur mécanique proposée est presque insensible vis-à-vis des critères qui ont été testé. Ces résultats ont montré que la caractéristique de la vitesse estimée par la MRAS est satisfaisante et montre une bonne réponse dynamique et ne montre aucune influence sur le couple électromagnétique, sur les courants, et sur le flux rotorique.

Conclusion Générale

Le travail effectué dans ce mémoire propose une amélioration de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Afin de montrer, qu'à travers une loi de commande éloignée judicieusement choisie et par l'introduction d'une méthode efficace pour supprimer tous les capteurs, il est possible d'atteindre plusieurs objectifs.

Après une étude théorique étendue, l'application de notre commande a confirmé par simulation les performances souhaitées. En effet les résultats ont montrés une dynamique excellente de la vitesse et du couple, ainsi qu'une robustesse très satisfaisantes vis-à-vis les incertitudes.

Dans la simulation des différentes consignes ont été appliquées au système afin de vérifier les performances de l'asservissement de vitesse. Les réponses en absence et en présence de la charge sont également analysées.

Dans le but d'éliminer le capteur de vitesse, et après avoir cité des commandes sans capteurs mécaniques, nous avons choisi la MRAS, car elle est la plus simple à implanter et se classe parmi les meilleures techniques.

Les performances de la méthode envisagée ont été mises en évidence par des changements de consigne, et application de perturbation de charge. La vitesse estimée par la MRAS a montré un bon suivi des consignes, avec des écarts satisfaisants même en basse vitesse. Du point de vue de la commande, la conception de nouvelles méthodes de commande robuste sans capteurs mécaniques reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances en basses et grandes vitesses. Soit, et en perspective nous avons envisagé ceci:

- ✓ l'utilisation des techniques robustes d'observation telle qu'à mode glissant.
- ✓ Introduction de techniques intelligentes telles que la logique floue et les réseaux de neurones.
- ✓ L'utilisation des onduleurs multi-niveaux.

Références bibliographiques

- [1] **K. HASSE**, «On the Dynamics of Speed Control of a Static AC Drive with Squirrel Cage Induction Machine». Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, Germany, July 1969.
- [2] **Smail Bachir**
«Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique», Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.
- [3] F. BLASCHKE, «The Principle of Field Oriented as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating Machines », Siemens Review, 1972, Vo139, N4, pp. 217-220
- [4] **R. ABDESSEMED et M. KADJOU DJ**,
«Modélisation des Machines Electriques», Presse de l'université de Batna. 1997.
- [5] **L. BAGHLI**,
«Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone: Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques», Thèse de Doctorat, université Henri Poincaré, Nancy –I
- [6] **P. A. Eiguren**, O. B. Caramazanay, “Robust and Smooth Adaptive Variable Structure Control for Induction Motor Drives”, IEEE Conf. Industrial Electronics (IECON), 2009, pp. 1258-1263.
- [7] **H.F. Ho, Y.K. Wonga, A.B. Rad**, “Adaptive fuzzy sliding mode control with chattering elimination for nonlinear SISO systems”, Elsevier Ltd, Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 17, 2009, pp. 1199–1210.
- [8] **O. GUENOUNOU**,
«Méthodologie de Conception de Contrôleurs Intelligents par l'Approche Génétique: Application à un bioprocédé», Thèse de Doctorat, l'Université Toulouse III, 2009
- [9] **Y.D.LANDAU**,
<< Adaptive control the modèle référence approche .Inc, New york, 1979.
- [10] **V. PETER** ,
«Vector Control of AC Machines», Oxford University Press, 1990.
- [11] **B.TARK**
<< Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST >> Mémoire d'ingénieur université de Batna [2003]
- [12] **C.HALIME**
<< Performance de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant >> Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001]

[13] KADJOUJ MOHEMED, BOUKAZOUAHID

« Modélisation et commande vectorielle d'une machine asynchrone avec prise en compte des pertes fer » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2006]

[14] Haron A.R., Idris N.R.N.

“Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using Matlab/Simulink”, Power and Energy Conference, IEEE International Vol., pp. 411–415 Nov. 2006.

[15] M. Rashed, A.F. Stronach

“A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 6, Nov. 2004.

[16] C. Schauder,

“Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”, Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, California, pp.493- 499, 1989.

[17] C. SCHAUDER,

" adaptative speed identification for vector application", IEEE, vol 28, NO 5, septembre/octobre 1992.

[18] M. Rashed, A.F. Stronach

“A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 6, Nov. 2004.

[19] Fang-Zheng Peng, Fukao, T., Jih-Sheng Lai

“Low-Speed Performance of Robust Speed Identification Using Instantaneous Reactive Power for Tacholeless Vector Control of Induction Motors”Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE Vol.1, pp. 509 – 514, Oct 1994.

[20] Joachim Holtz

“Sensorless Control of Induction Motor Drives”,Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, Aug 2002

[21] Cao-Minh Ta, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori

“MRAS-based Speed Sensorless Control for Induction Motor Drives using Instantaneous Reactive Power”,27 Th Ann. Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society onvol.2, pp. 1417-1422, 2001.

[22] Suman Maiti, Chandan Chakraborty, Sabyasachi Sengupta

“Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for the Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power”, The 33rd Ann. Conf. IEEE Industrial Electronics Society, Taipei, Taiwan Nov. 2007.

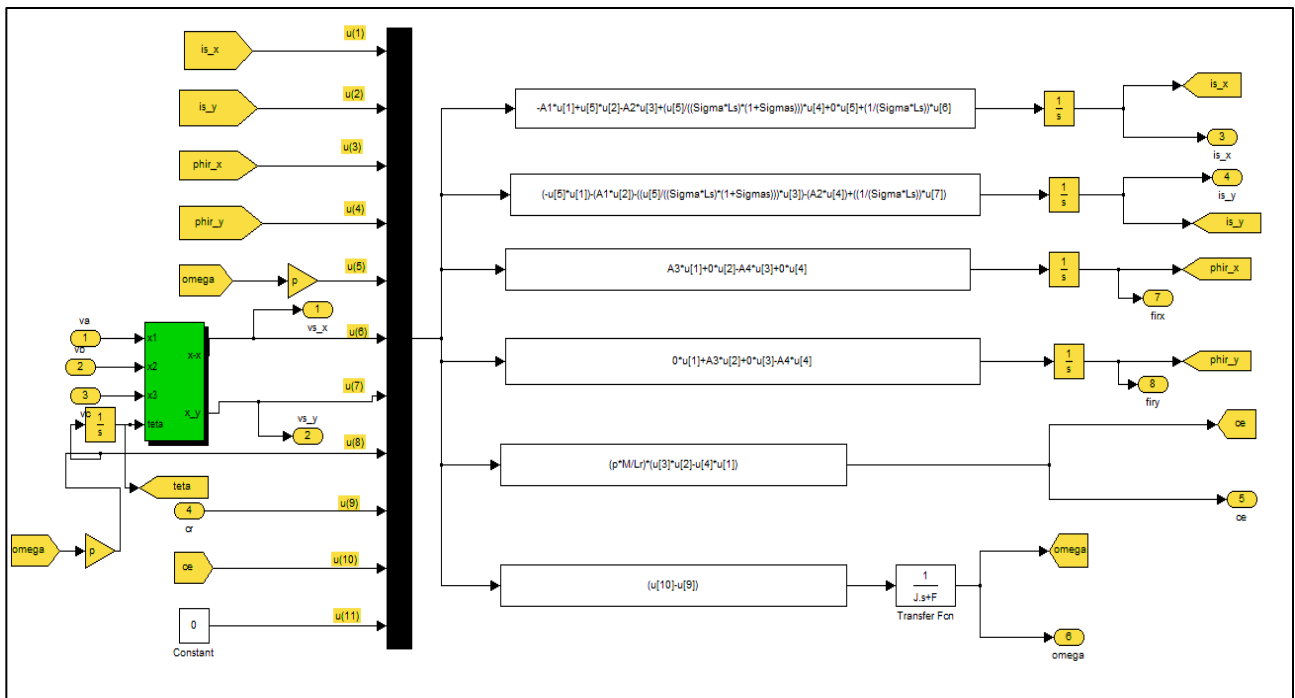
[13] Peng F., Fukao T.,

“Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp. 419-426. 1993.

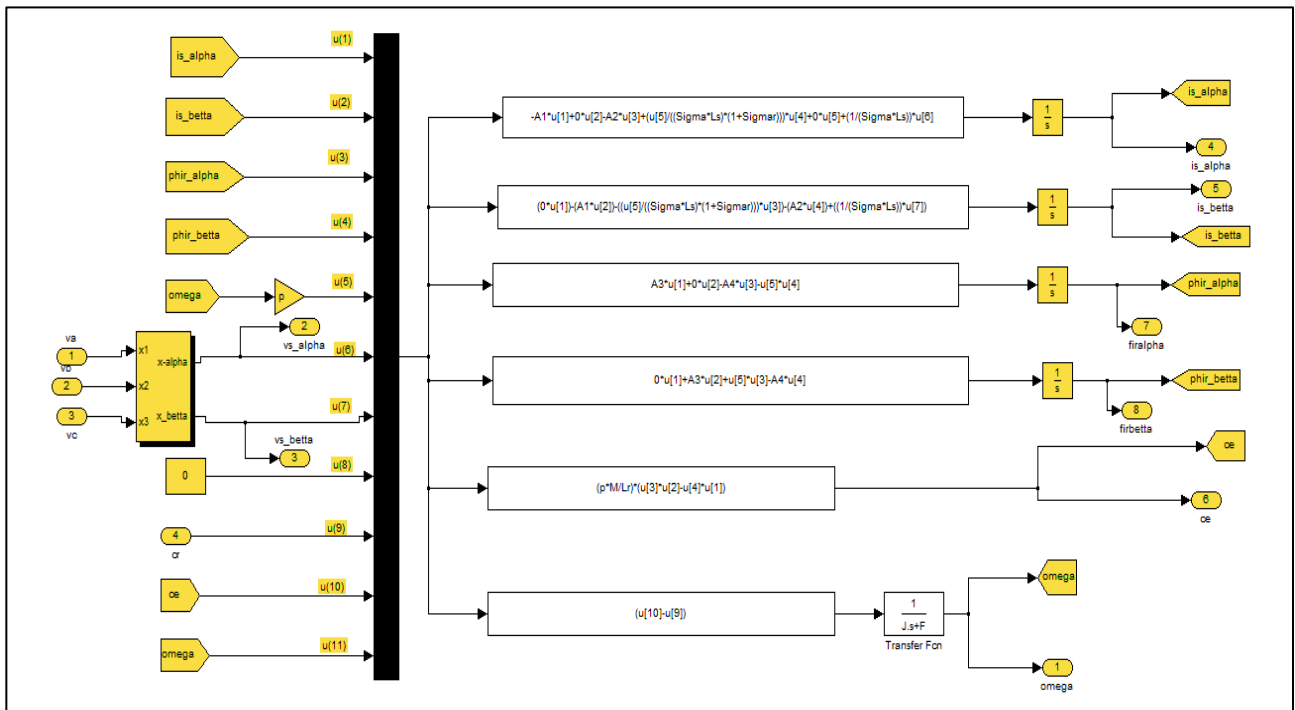
[24] Joachim Holtz, “Sensorless Control of Induction Machines -With or Without Signal Injection?”, IEEE Trans. on Ind. Elect., vol. 53, no. 1, Feb. 2006, pp. 7-30.

Annexe

2.2 Le référentiel (xy)



2.3 Le référentiel ($\alpha\beta$)



ANNEXE B

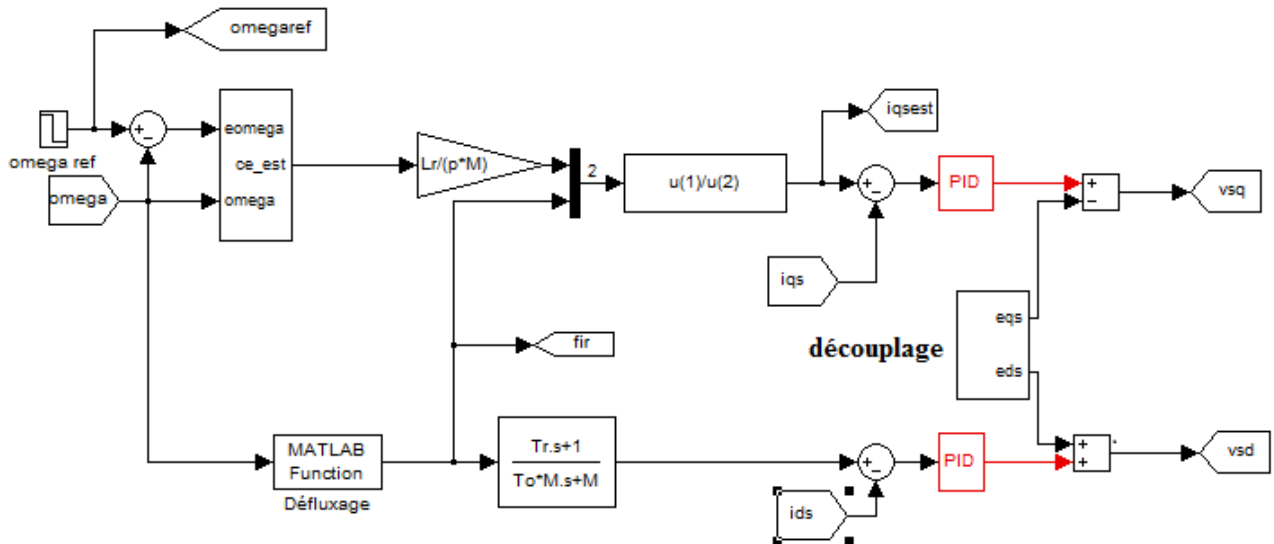


Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte

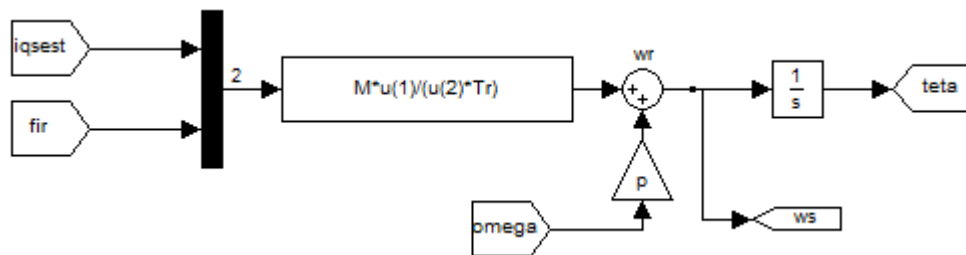


Schéma de simulation utilisé pour le calcul de l'angle θ

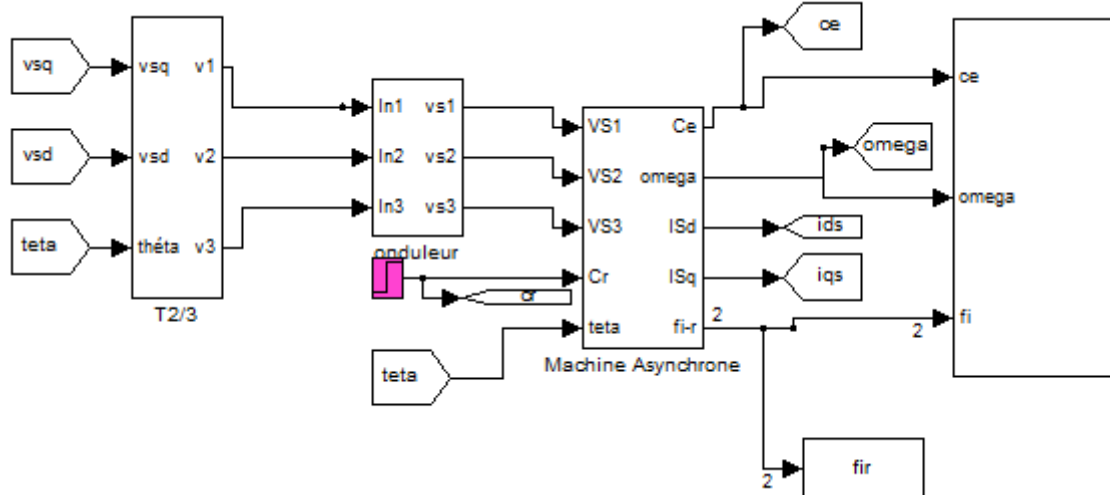


Schéma de simulation de l'association convertisseur machine

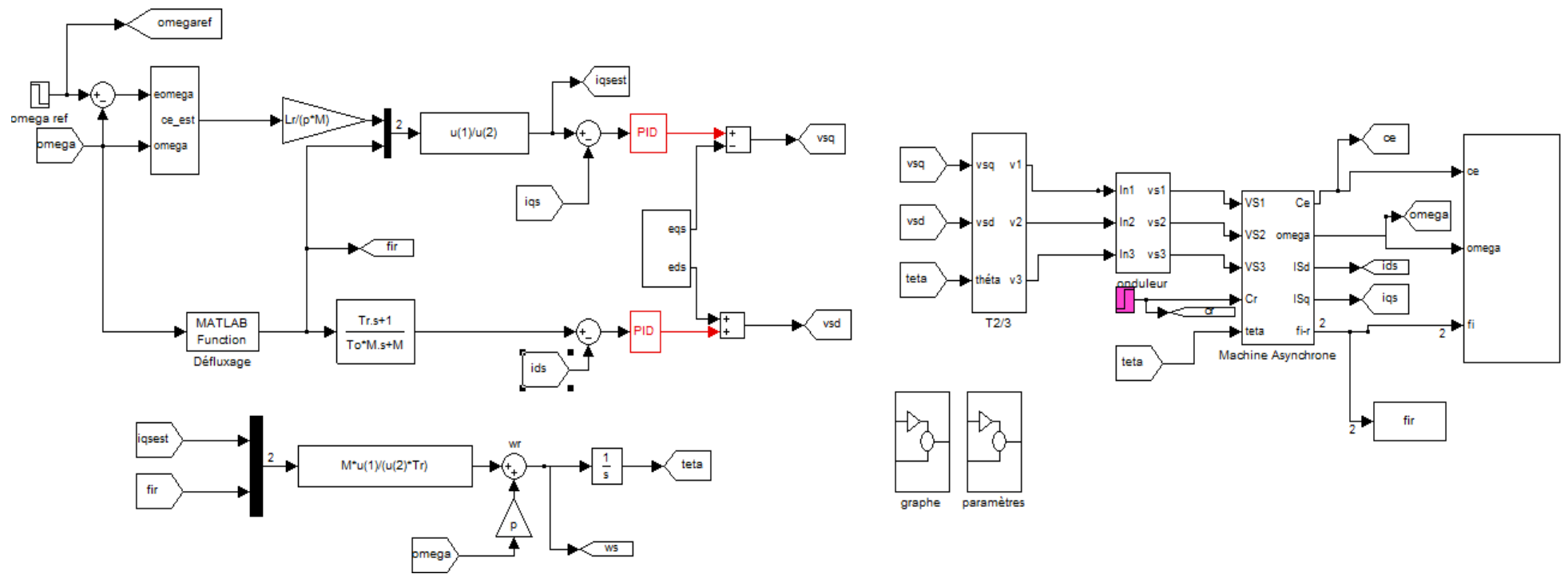


Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone alimentée en tension

ANNEXE C

Etude de stabilité de la méthode proposée

- Dans la première étape on va définir le modèle équivalent:

Pour le modèle de référence:

$$\varphi_{ref} = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (C-1)$$

Pour le modèle adaptatif:

$$\varphi_{ref} = \sigma L_s w_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} w_s i_{sd}^2 \quad (C-2)$$

La différence entre (C-1) et (C-2) donne:

$$Q_{ref} - Q_{est} = (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) - \hat{w}_s (\sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^2) \quad (C-3)$$

Ou :

$$\varepsilon = \rho_1 - \hat{w}_s \rho_2$$

Avec :

$$\rho_1 = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (C-4)$$

Et

$$\rho_2 = \sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} w_s i_{sd}^2$$

En rapportant ces équations dans le modèle équivalent on aura la figure (C.1).

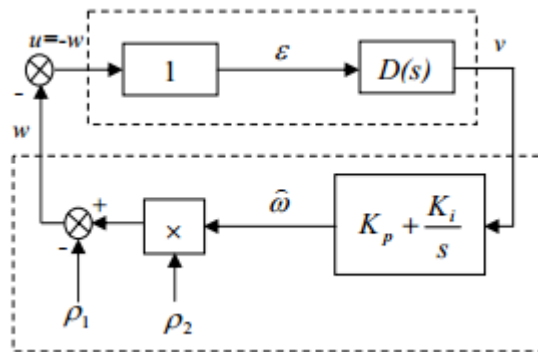


Figure : (C.1). Système à rétroaction équivalent de la MRAS

Selon la figure (C.1) on a :

$$\varepsilon = u \quad \text{Et} \quad w = -u = -\rho_1 + \hat{w}_s \rho_2 \quad (C-5)$$

$$\hat{w}_s = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) v \quad (C-6)$$

$$\text{Où : } v \text{ est la sortie du bloc } D(s), \text{ qui va gouverner l'erreur. } \varepsilon = D(s) v \quad (C-7)$$

La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réel positive, Pour cela un bloc $D(s)$, de manipulation d'erreurs est incorporé comme montré dans la figure (C.1), qui va gouverner l'erreur de la puissance réactive et l'erreur de la vitesse, de tel sorte que leurs produit soit toujours positif.

- La deuxième étape est la vérification de l'inégalité de Popov.

Reprenant l'intégrale de l'inégalité de Popov:

$$\int_0^{t_1} V^T W dt \geq -\gamma^2 \quad \text{Pour tout } t > 0 \quad (\text{C-8})$$

En substituant les équations (C-5) de (C-7) dans (C-8) l'inégalité de Popov s'écrit :

$$\int_0^{t_1} \left(-v\rho_1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) v^2 \rho_2 \right) dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{C-9})$$

En utilisant l'inégalité connue suivante [18]:

$$\int_0^{t_1} \frac{df(t)}{dt} k_1 f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k_1 f(0) \quad \forall k_1 > 0 \quad (\text{C-10})$$

Alors l'inégalité (C-9) est donc satisfaite. Donc un régulateur PI est suffisant à satisfaire l'inégalité de Popov.

Résumé :

L'objectif principal de cette étude réside sur l'application de la commande vectorielle indirect (CVI) pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone .Il s'agit en premier lieu d'établir le modèle mathématique de la machine asynchrone pour faciliter l'application de la commande par la (MRAS). Ensuite on étudie la commande vectorielle, à la fin on propose un model de la (MRAS) pour améliorer la machine asynchrone. Ce travail présente une étude par simulation des techniques de commande (MRAS) appliquées à une machine asynchrone. Les résultats de simulation ont montrés l'efficacité de l'approche proposée surtout en présence des perturbations ainsi que lors d'une inversion de sens de marche.

Mots clés: Machine asynchrone, commande vectorielle, simulation, MRAS.

Abstract :

The main objective of this study resides on the application of the indirect vector control (CVI) for the the speed of rotation of the asynchronous machine. In the first instance at establishing a mathematical model of the asynchronous machine to facilitate the application control by (MRAS). And than we study vector control, in the end was proposed that model (MRAS) for improve the asynchronous machine. this work presents the study using simulation of techniques the control (MRAS) for the asynchronous machine. The simulation results indicated the effectiveness of the approach proposed especially in the presence of the perturbations and when the reverse direction.

Key words: Asynchronous machine, vector control, simulation, MRAS.

ملخص :

يكمّن الهدف الرئيسي من هذه الدراسة في تطبيق التحكم في النواقل غير المباشر (CVI) في سرعة دوران الآلة اللامتزامنة. في المقام الأول عند إنشاء نموذج رياضي للآلة غير المتزامنة لتسهيل التحكم في التطبيق بواسطة (MRAS). ثم أن درسنا التحكم في النواقل، في النهاية تم اقتراح هذا النموذج (MRAS) لتحسين الآلة اللامتزامنة. يقدم هذا العمل دراسة باستخدام محاكاة تقنيات التحكم (MRAS) للآلة غير المتزامنة. أشارت نتائج المحاكاة إلى فاعلية النهج المقترح خاصة في وجود الاضطرابات وعند الاتجاه العكسي.

الكلمات المفتاحية: الآلة اللامتزامنة، التحكم في النواقل، المحاكاة، MRAS