

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Djilali Bounaama - Khemis Miliana



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de la Technologie

Mémoire du Projet de Fin d'Etudes
Pour l'obtention de diplôme

Master

En

« Génie Electrique »

Option :

« Automatique des systèmes de production »

Titre :

**Commande vectorielle à flux orienté d'une
machine asynchrone sans capteur mécanique**

Réalisé par :

- ✓ NEDJMAOUI Ahmed
- ✓ TETBIRT Samia

Encadré par :

Dr. CHOUYA Ahmed

Année Universitaire 2015/2016

ملخص

أخذت الآلات الكهربائية اهتماما بالغا من قبل الباحثين وهذا بسبب الإيجابيات التي تمتلكها. نظرا لبساطتها و الكلفة المنخفضة وسهولة صيانتها، فإن الآلة اللاتزامنية هي الأكثر تداولاً واستعمالاً صناعياً. ولكن المشكل الكبير الذي تعاني منه مثل هذه الآلات هو وجود رابط قوي بين المد الشعاعي وعزم الدوران ولكن بحلول التقدم التكنولوجي فُتِح المجال للباحثين بتطوير أنظمة وأساليب تحكم ناجعة تستجيب للمتطلبات الصناعية، من بين هذه الأساليب نجد نظام التحكم الشعاعي.

التطبيق المحكم أو الجيد لهذه الأساليب يتطلب منا معرفة تامة لبعض مقادير هذه الآلة الشيء الذي يحثنا على إتباع أو استخدام ملتقطات باهضة الثمن وهشة. لتفادي كل هذا، نستخدم أسلوب آخر يتمثل في أسلوب التحكم من دون ملتقطات من أجل استخلاص السرعة و المد الشعاعي وهذا باستخدام المقادير التي بإمكاننا قياسها (التيار، التوتر) . إذن في هذه المذكرة استعملنا التحكم الشعاعي المباشر بحقل موجه من أجل التحكم في الآلة اللاتزامنية أما بخصوص نظام التحكم من دون ملتقطات فقد استعملنا مراقب Luenberger.

كلمات مفتاحية: الآلة اللاتزامنية، التحكم الشعاعي، التحكم من دون استشعار ميكانيكي، مراقب Luenberger .

Résumé

Les machines électriques ont acquis un énorme intérêt de la part des chercheurs, et celèrent grâce aux avantages qu'elles apportent. Vu, la simplicité, le faible coût et la facilité d'entretien, la MAS est la plus utilisée, mais son problème major réside dans l'absence naturelle du découplage entre le flux et le couple. Or les avancées technologiques ont permis aux chercheurs de développer des commandes performantes qui répondent aux exigences industrielles telles que la commande vectorielle.

Une bonne application de ces commandes nécessite une excellente information des grandeurs provenant de la machine à commander, ceci nous mène à utiliser des capteurs coûteux et fragiles et pour éviter l'implantation de ces capteurs, on procède à une structure de commande sans capteur afin d'extraire la vitesse et le flux en exploitant des grandeurs mesurables à partir des termes électriques du stator (courant, tension). Donc, dans ce mémoire on a utilisé une commande vectorielle à flux orienté, pour la commande de la MAS et pour la structure de commande sans capteur mécanique Nous avons utilisé observateur de Luenberger.

Mots clés : MAS, commande vectorielle, commande sans capteur mécanique, observateur de Luenberger.

Abstract

Electric machines have gained a huge interest from researchers and celèrent through the benefits they bring. Given the simplicity, low cost and ease of maintenance, the MAS is the most used, but the major problem is the lack of natural decoupling between flux and torque. But technological advances have allowed researchers to develop powerful controls that meet industrial requirements such as vector control.

Proper application of these commands requires excellent information of grandeur from the machine control, this leads us to use expensive and fragile sensors and to prevent the implementation of these sensors, one proceeds to a sensorless control structure to extracting the speed and flow by exploiting measurable quantities from power under the stator (current, voltage). So in this paper we used a vector control oriented flow for control of MAS and the command structure without mechanical sensor We used Luenberger observer.

Keywords: MAS, vector control, control without mechanical sensor, observer Luenberger.



Dédicace



A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de patience.

A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage, à qui je dois de l'amour et la reconnaissance.

- 🌀 A ma très chère **Mère** et à mon cher **Père**;*
- 🌀 A mon frère et mes sœurs ;*
- 🌀 A tous mes amis : surtout: Ahmed et Rabah, Belkacem et Amira;*
- 🌀 A mes collègues de la classe spécialement mon binôme*
- 🌀 A tous les proches que j'ai mentionnés et les autres que j'ai oubliés
veuillez m'excuser.*

Ahmed



Dédicace



A ceux qui m'ont donné la vie, symbole de beauté, de fierté, de sagesse et de patience.

A ceux qui sont la source de mon inspiration et de mon courage, à qui je dois de l'amour et la reconnaissance.

- 🌀 A ma très chère **Mère** et à mon cher **Père**;*
- 🌀 A mon frère et mes sœurs*
- 🌀 A mes collègues de la classe spécialement mon binôme*
- 🌀 A tous les proches que j'ai mentionnés et les autres que j'ai oubliés veuillez m'excuser.*

Samia

Remerciements

Nous tenons avant tout de remercier le bon DIEU qui nous a donnés la volonté et le courage pour la réalisation de ce travail.

Nous remercions vivement Dr chouya Ahmed notre promoteur pour la précieuse assistance, sa disponibilité et son soutien qu'il nous accordé tout au long de ce projet.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi à messieurs le président des jury et les membres des jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous les enseignants de la faculté de technologie.

Sans omettre bien sûr de remercier profondément tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation du présent travail.

Notation et Symboles

C_{em}	Couple électromagnétique.
σ	Coefficient de dispersion.
T_r	Constantes de temps rotorique.
T_s	Constantes de temps statorique
C_r	Couple résistant.
θ	Angle électrique
f_r	Coefficient de frottement.
ξ	Coefficient d'amortissement.
S	Opérateur dérivée de la place $\frac{d}{dt}$
p	Nombre de paires de pôles.
J	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine. Ω
d	Axe direct du repère tournant (d, q).
q	Axe quadrature du repère tournant (d, q).
V_{ds}	Tension statorique instantanée dans l'axe d.
V_{qs}	Tension statorique instantanée dans l'axe q.
ϕ_{qs}	Flux rotorique instantanée dans l'axe q.
ϕ_{ds}	Flux rotorique instantanée dans l'axe d.
I_{ds}	Courant statorique instantané dans l'axe d.
I_{qs}	Courant statorique instantané dans l'axe q.
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
ϕ_{ref}	Flux de référence.
Ω_{ref}	Vitesse de référence.
ω_s	Pulsation statorique.

ω_r	Pulsation rotorique.
ω	Pulsation mécanique du rotor.
L_s	Inductance cyclique statorique.
L_r	Inductance cyclique rotorique.
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator
R_s, I_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, I_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	Courants statoriques.
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	Courants rotoriques.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
R_r	Résistance rotorique.
R_s	Résistance statorique.
M_{sr}	Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor
$[l_s]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[l_r]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.
$[P]$	Matrice de Park.
$[P]^{-1}$	Matrice inverse de Park.
K_i, K_p	Gains du régulateur PI du courant statorique.
CVD	Commande Vectorielle Directe.
MAS	Machine Asynchrone.
MCC	Machine a Courant Continu.
PI	Correcteur proportionnel intégral.

Table des figures

Fig.I.1 : Représentation de la machine asynchrone	3
Fig.I.2 : Le champ magnétique à des instants différents sur un période	7
Fig.I.3 : -a- Circuit magnétique et enroulements du stator -b- Circuit magnétique, enroulements et bagues du rotor.....	8
Fig.I.4 : Schéma équivalent du régime permanent de la MAS ramené au stator.....	9
Fig.I.5 : Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone.....	12
Fig.I.6 : Systèmes des axes de la machine	12
Fig.II.1: Orientation du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer.....)	22
Fig.II.2: Equivalence entre la commande d'une MCC et CVMAS.....	23
Fig.II.3: Commande découplée - Expressions de I_{ds} et I_{qs}	27
Fig.II.4: Fonctionnement à toutes vitesses	28
Fig.II.5: Boucle de régulation du courant I_{ds}	29
Fig.II.6: Boucle de régulation du courant I_{qs}	31
Fig.II.7: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	31
Fig.II.8: Schéma bloc du régulateur de vitesse.....	31
Fig.II.9: Schéma bloc du régulateur de flux.....	33
Fig.III.1: Principe d'un observateur en boucle fermée.....	36
Fig.IV.1 : Modèle simulink de simulation de la MAS.....	42
Fig.IV.2 : Modèle Simulink de la MAS.....	43
Fig.IV.3 : Schéma alimentation triphasée équilibrée.....	44
Fig.IV.4 : Courant $I_{\alpha s}$ (A).....	44
Fig.IV.5 : Courant $I_{\beta s}$ (A).....	44
Fig.IV.6 : Module de courant (A).....	44
Fig.IV.7 : Flux $\phi_{\alpha s}$ (Wb).....	45
Fig.IV.8 : Flux $\phi_{\beta s}$ (Wb).....	45
Fig.IV.9 : Module de flux (Wb).....	45
Fig.IV.10 : Couple (N.m).....	46
Fig.IV.11: Vitesse rotorique (rad/s).....	46

Fig.IV.12 : Courant $I_{\alpha s}$ (A)	47
Fig.IV.13 : Courant $I_{\beta s}$ (A).....	47
Fig.IV.14 : Module de courant (A)	47
Fig.IV.15 : Flux $\phi_{\alpha s}$ (Wb).....	48
Fig.IV.16: Flux $\phi_{\beta s}$ (Wb).....	48
Fig.IV.17 :Module de flux(Wb).....	48
Fig.IV.18 : Couple (N.m).....	49
Fig.IV.19 :Vitesse rotorique (rad/s).....	49
Fig.IV.20 : Modèle simulink de la commande vectorielle d'un MAS avec capteur mécanique	50
Fig.IV.21:Régulation (flux, vitesse et courant)	51
Fig.IV.22: Compensation E_d et E_q	51
Fig.IV.23: Flux de référence (Wb).....	52
Fig.IV.24: Vitesse de référence (rad/s).....	52
Fig.IV.25: Flux simulée et flux de référence (Wb).....	53
Fig.IV.26: Vitesse simulée et la vitesse de référence (rad/s).....	53
Fig.IV.27 : Modèle simulink de la commande d'un MAS avec observateur....	54
Fig.IV.28: Schéma bloc de l'observateur Lunberger	55
Fig.IV.29: Flux simulée et le flux de référence (Wb).....	55
Fig.IV.30: Erreur de flux (Wb)	56

Table des Matières

Résumé	i
Dédicace	
Remerciement	
Notations et symboles	iii
Table des figures	v
Table des matières	vii
Introduction générale	1
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Concept du champ tournant	3
I.2.1. Théorème de Ferraris	4
I.2.2. Champ tournant statorique	5
I.2.3. Champ tournant rotorique	6
I.2.4. Démonstration graphique.....	7
I.3. Conception de la machine asynchrone	7
I.3.1. Le stator.....	7
I.3.2. Le rotor.....	8
I.4. Modèle mathématique de la machine asynchrone	9
I.4.1. Hypothèses simplificatrices	9
I.4.2. Equations des grandeurs de la machine asynchrone	10
I.4.3. Transformation de Park.....	11
I.4.3.1. Application aux équations des tensions.....	13
I.4.3.2. Application aux équations des flux	14
I.4.3.3. Equation Mécanique	16
I.5. Choix du référentiel	16
I.5.1. Référentiel lié au stator.....	17
I.5.2. Référentiel lié au rotor.....	17

I.5.3.	Référentiel lie au champ tournant	18
I.6.	Modèle d'état de la MAS dans repère tournant (d,q)	18
I.7.	Modèle d'état de la MAS dans repère tournant (α, β)	19
I.8.	Conclusion	20

Chapitre II : Commande vectorielle à flux orienté d'une MAS

II.1.	Introduction.....	21
II.2.	Principe de la commande vectorielle à flux orienté	21
II.3.	Stratégie de commande.....	24
II.3.1.	Commande vectorielle indirecte	24
II.3.2.	Commande vectorielle directe	24
II.4.	Système des equations a orientation du flux rotorique	25
II.5.	Structure du commande vectorielle direct de la MAS	26
II.6.	Bloc de défluxage.....	27
II.7.	Calcul de ω_s et θ_s	28
II.7.1.	La method directe	28
II.7.2.	La method indirecte.....	29
II.8.	Calculs des régulateurs.....	29
II.8.1.	Régulateurs de courants	29
a)	Régulateur du courant I_{ds}	29
b)	Régulateur du courant I_{qs}	31
II.8.2.	Régulateurs de vitesse.....	31
II.8.3.	Régulateurs de flux	33
II.9.	Conclusion	34

Chapitre III : Commande de la MAS avec observateur

III.1.	Introduction.....	35
III.2.	L'observateur d'état.....	35
III.2.1.	Observateur en boucle ouverte	35
III.2.2.	Observateur en boucle fermée	36
III.2.3.	Types d'observateurs	37

III.2.4. Observateur pour les systèmes linéaires.....	37
III.3. Observateur de Luenberger	38
III.3.1. Modèle de la MAS dans le repère (α, β)	38
III.3.2. Détermination de la matrice de Gain K	39
III.4. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger.....	39
III.5. Conclusion.....	41

Chapitre IV : Résultats et simulations

IV.1. Introduction.....	42
IV.2. Simulation de la machine asynchrone	42
IV.2.1. Modèle Simulink de simulation de la MAS	42
IV.3. Résultats de simulation.....	43
IV.3.1. Schéma alimentation triphasée équilibrée.....	43
IV.3.2. Cas ou la MAS est fonctionné à vide ($C_r = 0\text{Nm}$)	43
IV.3.3. Cas ou la MAS est fonctionné en charge ($C_r = 25\text{Nm}$).....	46
IV.4. Modèle simulink de la commande vectorielle d'un MAS.....	49
IV.4.1. Schéma bloc de régulation et découplage par compensation	51
IV.5. Résultats de simulation de commande Vectorielle d'un MAS.....	51
IV.5.1. Fonctionnement lors de flux référence	53
IV.5.2. Fonctionnement lors de la vitesse de référence	54
IV.6. Modèle simulink de la commande d'un MAS sans capteur mécanique	55
IV.6.1. Schéma de principe de l'observateur Luenberger.....	56
IV.6.2. Fonctionnement lors de flux référence et erreur de flux	56
IV.7. Conclusion.....	57
Conclusion générale	58
Références bibliographiques	x
Annexe	xii

Introduction générale

Dans l'industrie, particulièrement dans les pays développés, plus de la moitié de l'énergie électrique totale produite est convertie en énergie mécanique dans les moteurs électriques. Parmi plusieurs types de moteurs électriques, les machines asynchrones triphasées occupent une place prépondérante. En effet, Au moins 90% des systèmes de commande industriels utilisent des moteurs asynchrones, qui ont, petit à petit, pris la place des machines à courant continu en raison de leurs bonnes performances : fiabilité, robustesse, faible coût et maintenance simple.

En revanche, la commande des machines asynchrones peut devenir très complexe selon les performances souhaitées. Cette complexité est due principalement aux raisons suivantes:

- Modèle mathématique de la machine asynchrone est multi-variable et fortement couplé.
- Présence d'incertitudes paramétriques et nécessité de prendre en compte leur variation dans le temps.

Les premières architectures de commande des machines asynchrones étaient basées sur la traditionnelle commande scalaire qui ne peut garantir que de modestes performances.

L'objectif principal de notre travail est d'exploiter et d'appliquer la commande vectorielle à flux orienté d'une machine asynchrone ce qui est destiné à la traction électrique, pour cela, nous avons organisé ce travail en quatre chapitres comme il est indiqué ci-après :

En premier lieu, on a fait un défilement à la modélisation de la MAS orienté du flux, en traitant la transformation de système d'axe (α, β) au système d'axes ainsi que la transformation « triphasé – biphasé » de PARK, arrivant à la fin au mise en équations d'états du modèle de la MAS en préparation à l'application de la commande vectorielle à flux orienté d'une machine asynchrone.

Ensuite et en deuxième lieu, après que la mise en équations d'états de la MAS était accomplie, il est donc le tour de l'application de loi de la commande vectorielle à flux orienté d'une machine asynchrone au modèle dynamique obtenu de la MAS au sein du repère (d,q) pour l'obtention des lois de commande convenables à notre MAS.

Troisièmement, habituellement la mesure des grandeurs électriques magnétiques et mécaniques de la machine asynchrone est obtenue à partir de capteurs physiques. La connaissance de ces grandeurs est indispensable à la conception d'une commande performante.

A cet effet, les observateurs non linéaires, constituent un capteur indirect capable de remplacer les capteurs physiques du flux. Ce chapitre est organisé comme suit, au début on a

introduit l'observateur linéaire de Luenberger, Ensuite, on a introduit les observateurs non linéaires appelés observateurs à grand gain. Vue la complexité du modèle de la machine asynchrone et la non linéarité de ses équations, ces deux types d'observateurs deviennent compliqués et nécessitent plus de calculs et de développements mathématiques.

Enfinement et juste au cours du dernier chapitre, on a fait une simulation des résultats obtenus au préalable en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink, parallèlement aux représentations graphiques des résultats obtenus d'après la simulation ainsi que des commentaires illustratifs.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que cette étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performant et adaptés aux variateurs de vitesse.

Cette modélisation nous permet de simuler la machine ainsi que déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse etc... [1].

Pour obtenir le modèle d'un système trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Et enfin vérifier sa validité. [1].

Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement pour trouver le modèle dynamique de la MAS en arrivant à la fin à la représentation d'état de ce modèle. Afin de permettre la simulation de la MAS.

I.2. Concept du champ tournant

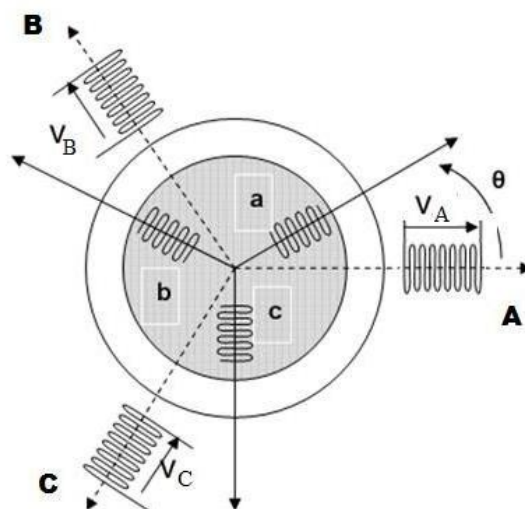


Fig.I.1 : Représentation de la machine asynchrone

Le concept du champ tournant est découvert par le Savant Yougoslavia NIKOLA TESLA et avec ce concept a inventé le moteur asynchrone en 1883.

Considérons un stator qui comporte trois enroulements identiques Aa, Bb, et Cc qui sont décalés de 120° l'un de l'autre dans l'espace. A cause de la symétrie, les impédances des enroulements connectés au stator sont identiques. Donc ils constituent une charge triphasée équilibrée.

Par conséquent si on applique une source de tension triphasée aux bornes des enroulements du stator, des courants statoriques i_A , i_B et i_C décalés de 120° traversant ces enroulements alors ces courants produisent des forces magnétomotrices qui engendrent des flux par chaque phase du stator [2].

I.2.1. Théorème de Ferraris

Avec ce qu'on a parlé avant, les courants sont donnés par (système triphasé équilibré):

$$\begin{cases} i_A(t) = \sqrt{2} \cdot I \cos(\omega t) \\ i_B(t) = \sqrt{2} \cdot I \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_C(t) = \sqrt{2} \cdot I \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

On a représenté trois bobines placées à 120° parcourus par un système de courant triphasé [3]. Les bobinages sont alimentés par un système triphasé de tensions à succession directe, et admet que l'effet magnétique de chaque enroulement selon la position angulaire θ est en première approximation, à répartition sinusoïdale, la force magnétomotrice $\varepsilon(\theta)$ créée par l'enroulement parcouru par les courants $i_A(t)$, $i_B(t)$ et $i_C(t)$ au point $M(\theta)$ est alors donnée par :

$$\begin{cases} \varepsilon_A(\theta) = k \cdot i_A(i) \cos(\theta) \\ \varepsilon_B(\theta) = k \cdot i_B(i) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varepsilon_C(\theta) = k \cdot i_C(i) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Où :

k : est un coefficient qui dépend de la structure du bobinage de la machine.

La force magnétomotrice totale $\varepsilon(\theta, t)$ obtenue au point $M(\theta)$. En remplaçant les courants, elle devienne :

$$\begin{aligned}\varepsilon &= \varepsilon_A + \varepsilon_B + \varepsilon_C = k[i_A(i) \cos(\theta) + i_B(i) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C(i) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)] \\ &= \sqrt{2} \cdot I \cdot k [\cos(\omega t) \cos(\theta) + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)]\end{aligned}$$

En utilisant les formules trigonométriques la formule devient :

$$\varepsilon(\theta, t) = \frac{3}{2} k \cdot \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega t - \theta) \quad (\text{I.3})$$

Cette expression correspond à une onde progressive en rotation au champ tournant à la vitesse angulaire.

Dans le cas général d'une machine à p « paires de pôles » et d'angle mécanique $\theta_m = \frac{\theta}{p}$ la formule de l'équation (I.3) devient :

$$\varepsilon(\theta, t) = \frac{3}{2} k \sqrt{2} \cdot I \cos(\omega t - p\theta_m) \quad (\text{I.4})$$

La vitesse angulaire du champ tournant est : $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$

I.2.2. Champ tournant statorique

Les enroulements statorique qui sont décalés dans l'espace par 120° et qui sont parcourus par un système de courants triphasés équilibrés de pulsation ω engendrent d'après le théorème de **Ferraris** une force magnétomotrice $\varepsilon_s(\theta, t)$, telle que :

$$\varepsilon_s(\theta, t) = \frac{3}{2} k_s \cdot \sqrt{2} \cdot I_s \cdot \cos(\omega_s t - p\theta_s) \quad (\text{I.5})$$

Cette expression correspond à une onde progressive en rotation au champ tournant à la vitesse angulaire $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$, où p est le nombre de paires de pôles de la machine et k_s est un coefficient qui dépend de la structure du bobinage du stator.

I.2.3. Champ tournant rotorique

La particularité de la machine asynchrone est que le champ tournant statorique induit un système de force électromotrice triphasé dans les enroulements du rotor si la vitesse angulaire Ω de rotation est différente de celle du champ tournant, c'est la raison qu'on appelle le moteur asynchrone par « moteur à induction ». [3]

Soit le glissement $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega}$ et la pulsation des forces électromotrice du rotor est donnée par $\omega_r = g \cdot \omega_s$, où ω_s est la pulsation des courants du stator.

D'après le théorème de *Ferraris*, l'action des courants au rotor a pour effet de provoquer une force magnétomotrice $\varepsilon_r(\theta, t)$, telle que :

$$\varepsilon_r(\theta, t) = \frac{3}{2} k_r \cdot \sqrt{2} \cdot I_r \cdot \cos(\omega_r t - p\theta_r) \quad (\text{I.6})$$

Cette expression correspond à une onde progressive en rotation au champ tournant à la vitesse angulaire $\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$ où p est le nombre de paires de pôles de la machine, et k_r est un coefficient qui dépend de la structure du bobinage du rotor.

C'est à dire que dans le référentiel du stator les vitesses s'expriment par :

$$\Omega_r + \Omega = \Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.7})$$

En charge et avec un couple de charge qui existe entre les courants statoriques et rotoriques ce qui donne :

$$\varepsilon_r(\theta, t) = \frac{3}{2} k_s \cdot \sqrt{2} \cdot I_s \cos(\omega_s t - p\theta_s) - \frac{3}{2} k_r \cdot \sqrt{2} \cdot I_r \cdot \cos(\omega_r t - p\theta_r) \quad (\text{I.8})$$

Et en notation complexe :

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon}_s - m\bar{\varepsilon}_r \tag{I.9}$$

Où $m = \frac{k_r}{k_s}$ est l'équivalent du rapport de transformation entre le stator et le rotor.

I.2.4. Démonstration graphique

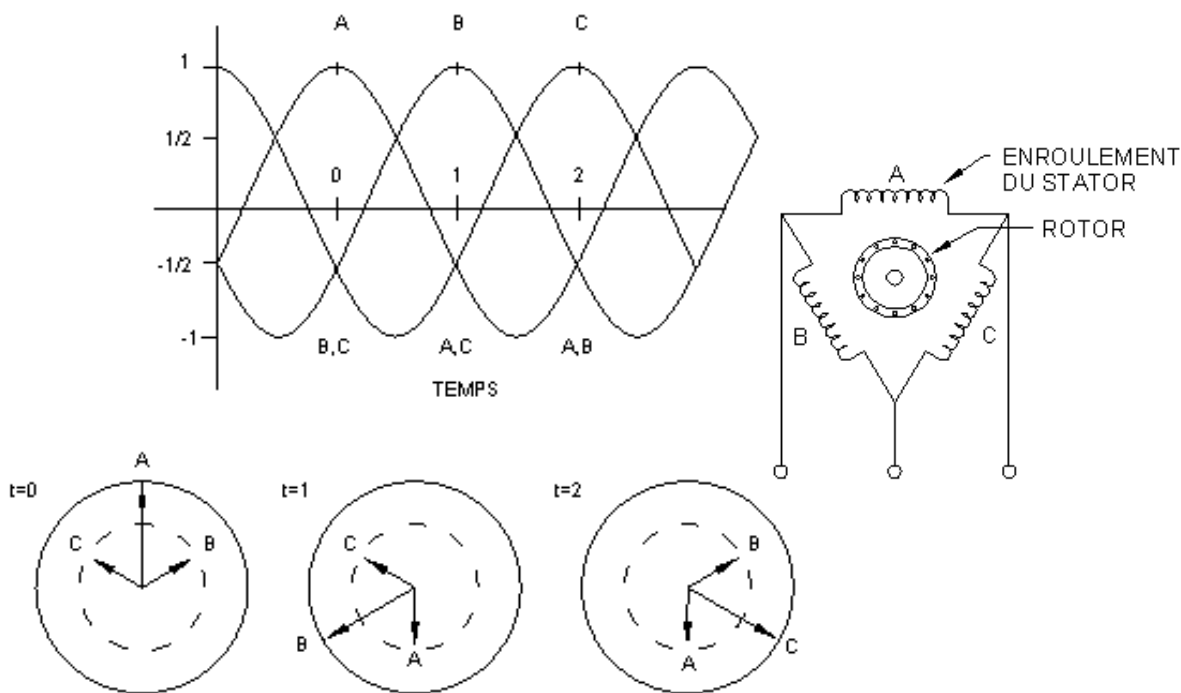


Fig.I.2 : Le champ magnétique à des instants différents sur un période

Remarque :

L'inversion du sens de rotation du champ tournant peut être obtenue en changeant l'alimentation de deux phases et l'onde au lieu d'être progressive (sens direct) elle devient régressive (sens inverse).

I.3. Conception de la machine asynchrone

I.3.1. Le stator

Le stator comporte une carcasse d'acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées des trous de leur périphérie intérieure. Ces tôles sont recouvertes par un vernis pour limiter l'effet de courant de Foucault.

L'alignement de ces trous forme les encoches dans lesquelles on loge les bobinages

statoriques triphasés. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentrés.

L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide des matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

I.3.2. Le rotor

Le rotor se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0.4 à 2mm seulement, il existe deux types de rotor, à cage d'écureuil et à rotor bobiné. [2]

Le rotor bobiné est constitué par des enroulements insérés à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court circuités à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

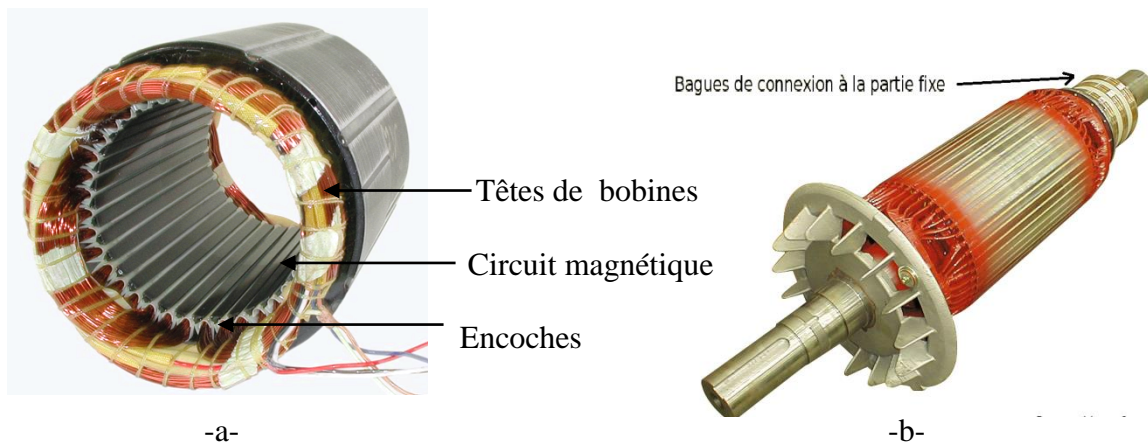


Fig.I.3 : -a- Circuit magnétique et enroulements du stator

-b- Circuit magnétique, enroulements et bagues du rotor

I.4. Modèle mathématique de la machine asynchrone

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

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

I.4.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses Simplificatrices suivantes [3] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- On suppose qu'on travaille en régime non saturé.
- On néglige le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Le bobinage est réparti de manière à donner une force magnétomotrice sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

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

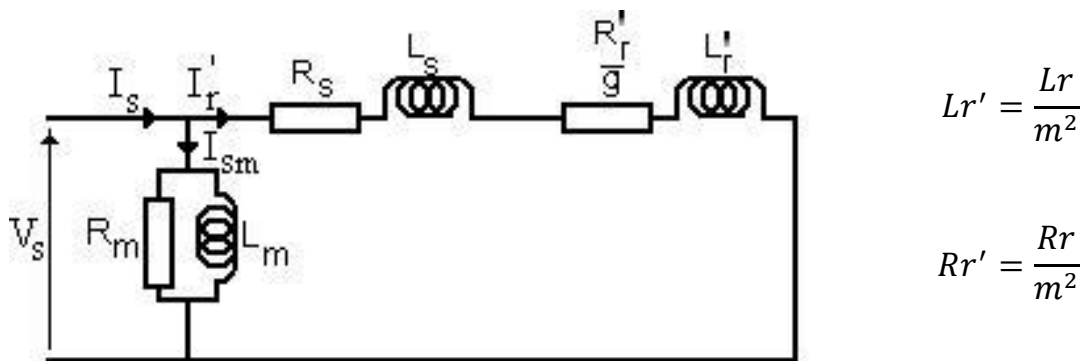


Fig.I.4 : Schéma équivalent du régime permanent de la MAS ramené au stator

I.4.2. Equations des grandeurs de la machine asynchrone [4]

Les équations des tensions statoriques écrites dans un référentiel stationnaire lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{I.10})$$

Les équations des tensions rotoriques écrites dans un référentiel tournant lié au rotor, peuvent être exprimées par :

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{I.11})$$

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} ; [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} ; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \text{ et } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les flux statoriques et rotoriques instantanés par phase, sont donnés par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{I.12})$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}] [I_s] \quad (\text{I.13})$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

En mettant (I.3) et (I.4) dans, respectivement, (I.10) et (I.11), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [I_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (I.14)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [I_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_s]) \quad (I.15)$$

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

I.4.3. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer le système d'axe des enroulements statorique et rotorique (système triphasé équilibré), à un système d'axe des enroulements orthogonaux équivalents.

Ce passage est rendu possible par la matrice de Park $P(\theta_s)$ pour la transformation des grandeurs physiques. Cette transformation nous donne un système d'équations différentielles à coefficients non variables.

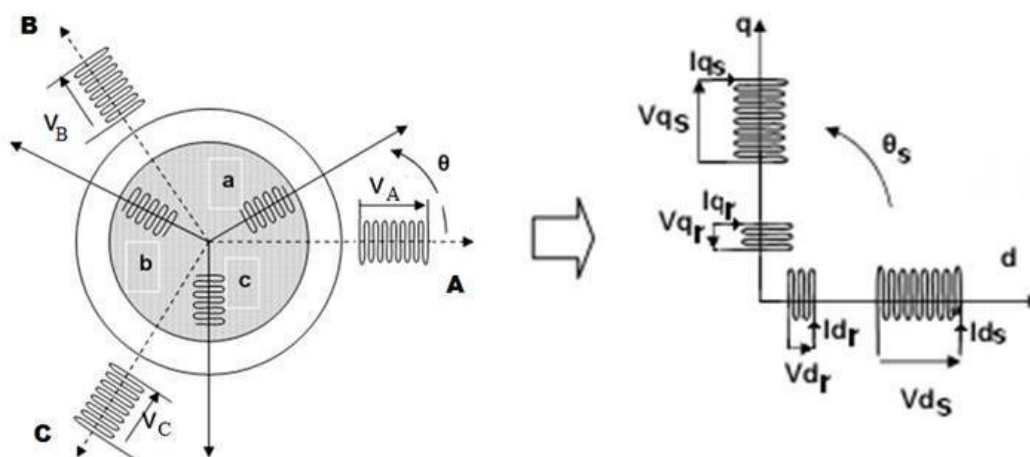


Fig.I.5 : Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone

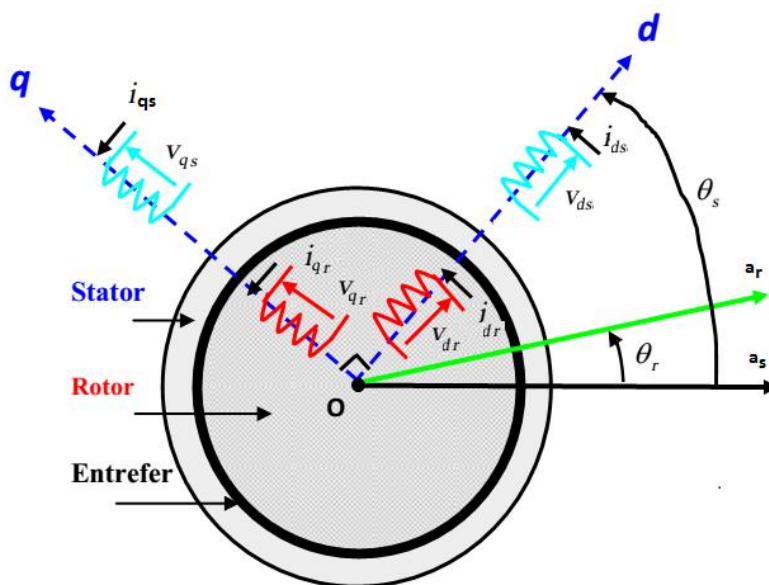


Fig.I.6 : Systèmes des axes de la machine

Donc:

Les grandeurs V_s , I_s , et ϕ_s sont définies dans un repère immobile lié au stator de système d'axes (A, B, C) situés dans un même plan et décalés deux à deux d'un angle de $2\pi/3$.

Les grandeurs V_r , I_r , et ϕ_r sont définies dans un repère attaché à la partie tournante de système d'axes (A, B, C) situés dans un même plan et décalés deux à deux d'un angle de $2\pi/3$. Ainsi, le rotor tourne à la vitesse $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$, par rapport au stator immobile.

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

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

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

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

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

$$\begin{cases} V_{dqs} = [P(\theta_s)]V_s \\ V_{dqr} = [P(\theta_r)]V_r \end{cases} ; \quad \begin{cases} I_{dqs} = [P(\theta_s)]I_s \\ I_{dqr} = [P(\theta_r)]I_r \end{cases} ; \quad \begin{cases} \phi_{dqs} = [P(\theta_s)]V_s \\ \phi_{dqr} = [P(\theta_r)]V_r \end{cases}$$

I.4.3.1. Application aux équations des tensions

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{dqs}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1}[I_{dqs}] + \frac{d}{dt} \left\{ [P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{dqs}] \right\} \quad (I.18)$$

$$[V_{dqs}] = [R_s][I_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqs}] + \frac{d}{dt} \left\{ [P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{dqs}] \right\} \quad (I.19)$$

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{dqr}] = [R_r][P(\theta_s)]^{-1}[I_{dqr}] + \frac{d}{dt} \left\{ [P(\theta_s)]^{-1}[\phi_{dqr}] \right\} \quad (I.20)$$

$$\frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_s) & -\cos(\theta_s) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Après un calcul direct:

$$[P(\theta_s)] \frac{d[P(\theta_s)]^{-1}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Alors on abouti le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

D'une manière similaire on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

I.4.3.2. Application aux équations des flux

$$[P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} \phi_{dqs} \end{bmatrix} = [L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{dqs} \end{bmatrix} + [M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{dqs} \end{bmatrix} + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} I_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Après un calcul :

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} I_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & I_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & I_s + 2M_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Et

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

D'après l'égalité: $\theta = \theta_s - \theta_r$

$$[P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

On introduit les inductances cycliques :

$$\begin{cases} L_s = I_s - M_s \\ L_r = I_r - M_r \\ L_m = \frac{3}{2} M_{sr} \end{cases}$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = I_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = I_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator

L'expression (I.17) devient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (I.30)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique: $L_r = I_r - M_r$

a- Equations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.31)$$

b- Equations des flux

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

I.4.3.3. Equation Mécanique

L'expression du couple électromagnétique C_{em} est définie à l'aide de la formule suivante :

$$P_m = C_{em} \Omega \quad (\text{I.33})$$

Où

P_m : est la puissance mécanique calculée à partir de l'expression de la puissance électrique instantanée :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I.34})$$

La partie mécanique est modélisée à partir de l'équation fondamentale de la dynamique appliquée aux solides en rotation :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{I.35})$$

$$\frac{d}{dt} \Omega = \left[p \frac{L_m}{L_r \cdot J} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \right] - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega \quad (\text{I.36})$$

I.5. Choix du référentiel

La position du système d'axes (u, v) peut être fixée suivant les objectifs de l'application :

- Référentiel immobile par rapport au stator $\omega_a = 0$: étude des grandeurs statoriques (système d'axes (α, β)).
- Référentiel immobile par rapport au rotor $\omega_a = \omega_r$: étude des grandeurs rotoriques

(système d'axes (y,x))

- Référentiel lié aux champs tournant $\omega_a = \omega_s$: étude de la commande (système d'axes (d,q)).

I.5.1. Référentiel lié au stator

Ce référentiel est immobile par rapport au stator et adopté pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances il est caractérisé par $\omega_s = 0$, donnant les équations électrique suivantes :

Au stator

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (I.37)$$

Au rotor

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.38)$$

$$\text{Où } \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Ce référentiel est également très intéressant dans le cas où l'on veut étudier la variation de la vitesse de rotation avec une fréquence d'alimentation fixe.

I.5.2. Référentiel lie au rotor

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor. Il est caractérisé par, $\omega_r = 0$ donnant les équations électrique suivantes :

Pour le stator

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds} \end{cases} \quad (I.39)$$

Pour le rotor

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

Ce référentiel est choisi en vue de l'étude des problèmes qui apparaissent durant les régimes transitoires ou l'entraînement est à vitesse constante alors que la fréquence d'alimentation varie.

I.5.3. Référentiel lie au champ tournant :

C'est un référentiel immobile par rapport au champ tournant avec, $\omega_r + \omega = \omega_s$ les équations électriques s'écrivent comme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Où

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

I.6. Modèle d'état de la MAS dans repère tournant (d,q)

Mise en équation d'état: On substitué les équations (I.31) et (I.32) on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{ds} = -\gamma \cdot I_{ds} + \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{k_s}{T_r} \phi_{dr} + k_s \omega \cdot \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \gamma \cdot I_{qs} - \omega_s \cdot I_{ds} - \omega k_s \phi_{dr} + \frac{k_s}{T_r} \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Omega = \left[p \frac{L_m}{L_r \cdot J} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \right] - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega \end{cases}$$

Où :

$$\gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad ; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad ; \quad k_s = \frac{L_m^2}{\sigma L_s L_r} \quad ; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad ; \quad \omega = p\Omega$$

I.7. Modèle d'état de la MAS dans repère tournant (α, β)

On choisit les systèmes (II.37) et (II.38) comme le modèle de la machine asynchrone dans le système d'axe (α, β) et qui inclut les dynamiques électrique et mécanique de la machine :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{\alpha s} = -\gamma \cdot I_{\alpha s} + \frac{k_s}{T_r} \phi_{\alpha r} + k_s \omega \phi_{\beta r} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{\alpha s} \\ \frac{d}{dt} I_{\beta s} = -\gamma \cdot I_{\beta s} - \omega k_s \phi_{\alpha r} + \frac{k_s}{T_r} \phi_{\beta r} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{\beta s} \\ \frac{d}{dt} \phi_{\alpha r} = \frac{L_m}{T_r} I_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \phi_{\alpha r} - \omega \phi_{\beta r} \\ \frac{d}{dt} \phi_{\beta r} = \frac{L_m}{T_r} I_{\beta s} + \omega \phi_{\alpha r} - \frac{1}{T_r} \phi_{\beta r} \\ \frac{d}{dt} \Omega = \left[p \frac{L_m}{L_r \cdot J} (\phi_{\alpha r} I_{\beta s} - \phi_{\beta r} I_{\alpha s}) \right] - \frac{C_r}{J} - \frac{f_r}{J} \Omega \end{array} \right.$$

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité la modélisation de la machine asynchrone (MAS), passant par les différentes procédures nécessaires pour la modélisation en construisant la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle du MAS au sein de repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude pour réduire la représentation de la MAS dans un référentiel biphasés (α, β).

Afin d'avoir des hauts performances dans le régime dynamique, on applique la technique de commande vectorielle à flux rotorique orienté qui fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II

Commande vectorielle à flux orienté de la MAS

II.1. Introduction

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie et du transport [5]. La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises [6].

On se tourne alors vers le moteur asynchrone à cage qui ne cesse d'attirer les recherches par ces qualités incontestables. Cependant, il est à signaler que l'application en positionnement ou en régulation de vitesse du moteur asynchrone à été tardive malgré ces atouts indiscutables. C'est sans doute, la conséquence d'une difficulté de contrôle due à son fonctionnement non linéaire du part, à l'inaccessibilité des grandeurs électriques du rotor d'autre part.

Un progrès remarquable a été accompli, dans le domaine de vitesse variable, lorsque Blachke (1972) a proposé la méthode de contrôle vectorielle de la machine asynchrone dite (principe du champ orienté). Offrant désormais un outil puissant de contrôle pour la machine à induction en plus de qualités incontestables qu'elle présente [5].

Cette technique reposée sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage de couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparé. Ainsi le dispositif balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine à induction, par le système d'auto pilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor [5].

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant. Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

II.2. Principe de la commande vectorielle à flux orienté

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rende compte de la commande séparée de la grandeur Flux ϕ et de la grandeur courant I, générateur de couple. Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre I et

ϕ , naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation - producteur de flux -et courant d'induit - producteur de couple).[7]

La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux, fortement couplés.

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (d,q), à repère tournant biphasé orienté sur ϕ_r (flux rotorique), ϕ_s (flux statorique) ou d'entrefer.

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

- Flux rotorique : $\phi_{dr} = \phi_r$, $\phi_{qr} = 0$
- Flux statorique : $\phi_{ds} = \phi_s$, $\phi_{qs} = 0$
- Flux d'entrefer : $\phi_{de} = \phi_e$, $\phi_{qe} = 0$

La figure (Fig.II.1) représente le flux rotorique ϕ_r , le flux statorique ϕ_s , le flux d'entrefer ϕ_e :

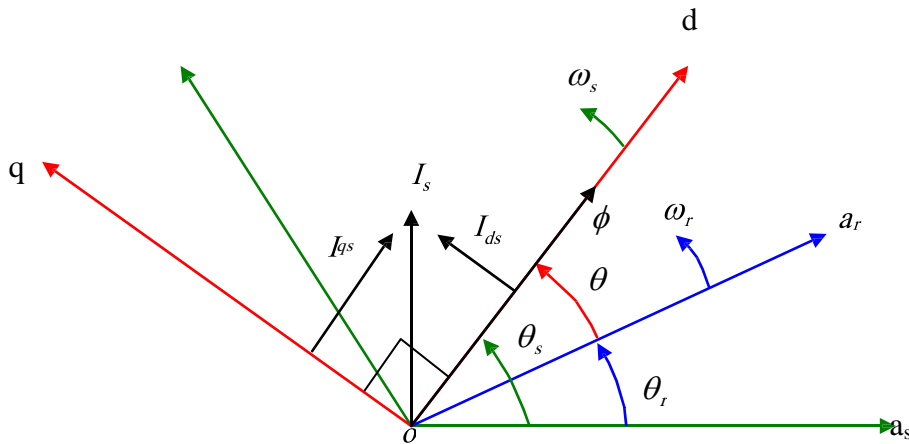


Fig.II.1: Orientation du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer)

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

$$\phi_{dr} = \phi_r \text{ , } \phi_{qr} = 0$$

Donc:

$$\begin{cases} \phi_r = L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{rq} + L_m I_{qs} = 0 \end{cases} \quad (II.1)$$

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

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \tag{II.2}$$

En substituant (II.1) et (II.2) dans l'expression du flux:

$$\phi_{qs} = L_r I_{qs} + L_m I_{qr} = 0 \tag{II.3}$$

Il vient:

$$\phi_{qs} = \sigma L_s \cdot I_{qs} \tag{II.4}$$

Ce qui conduit à l'expression du couple:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs}) \tag{II.5}$$

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

$$C_{em} = K (\phi_{dr} I_{qs}) \tag{II.6}$$

Avec:

$$K = p \frac{L_m}{L_r} \tag{II.7}$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu. La figure (Fig.II.2) montre en générale le but recherché par cette commande

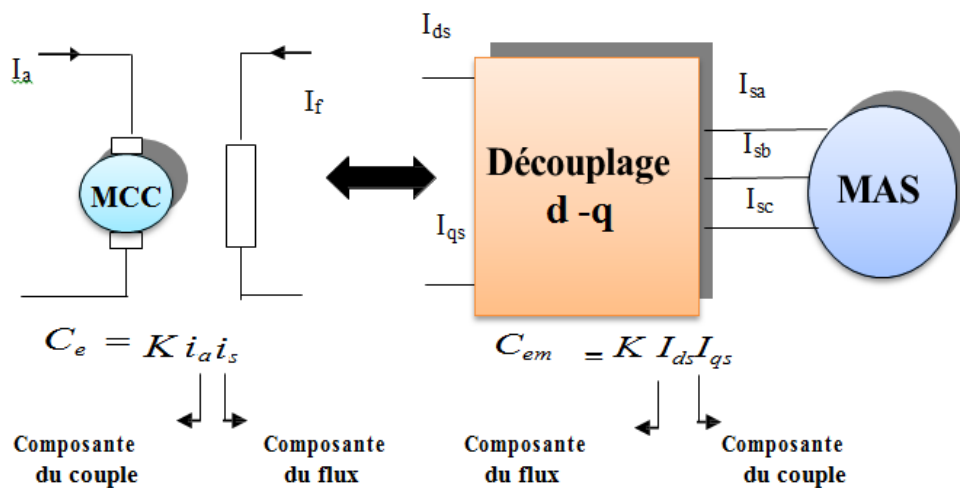


Fig.II.2: Equivalence entre la commande d'une MCC et CVMAS

Dans ce qui suit, on s'intéresse à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique.

II.3. Stratégie de commande

La principale difficulté de la commande vectorielle du moteur asynchrone réside dans le contrôle du flux. Différentes approches de la commande ont été envisagées, elles diffèrent principalement par la méthode du contrôle du flux. En générale, deux sortes de commande sont utilisées. Celle dite indirecte et celle dite directe. La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

II.3.1. Commande vectorielle indirecte

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.

II.3.2. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque 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, quelque 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 [3]:

- Le non fiabilité de la mesure du flux :

- Le coût de production élevé (capteurs + filtre).

II.4. Système des équations à orientation du flux rotorique

Munies de la contrainte $\phi_{qr} = 0$ se simplifient:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ 0 &= \frac{1}{T_r} \phi_{dr} - \frac{L_m}{T_r} I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} \\ 0 &= -\frac{L_m}{T_r} I_{qs} + \omega_r \phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Ce modèle est ensuite complété par l'expression du couple électromagnétique (II.5) et par l'équation décrivant le mode mécanique

$$C_{em} - C_r = (J S + f_r) \Omega \quad (\text{II.9})$$

Les expressions données en (II.8) sont non linéaires puisqu'elles dépendent de la vitesse du repère et de la vitesse électrique et elles sont aussi couplées, car elles comportent des termes croisés. Les termes qui ne dépendent pas du courant I_{ds} dans la première équation et du courant I_{qs} dans la deuxième expression sont appelés les "termes de couplage".

Afin d'éviter ce problème on utilise une loi de commande de découplage par termes decompensation.

En utilisant la notation de Laplace ($S = \frac{d}{dt}$). Le système d'équations (II.8) peut être réécrit de la façon suivante:

$$V_{ds} = (R_s + \sigma L_s S) I_{ds} + \left(\frac{L_m}{L_r} \phi_r S - \omega_s \sigma L_s I_{qs} \right) \quad (\text{II.10})$$

$$V_{qs} = (R_s + \sigma L_s S) I_{qs} + \left(\frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \right) \quad (\text{II.11})$$

$$L_m I_{ds} = (1 + T_r S) \phi_{dr} \quad (\text{II.12})$$

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (\text{II.13})$$

Et pulsation statorique est calculé à partir de l'expression suivant :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\phi_{dr}} \quad (\text{II.14})$$

II.5. Structure du commande vectorielle direct de la MAS

Pour une MAS alimentée en tension, les équations dynamiques du stator ne peuvent plus être négligées dans la représentation d'état.

Le problème de la commande est donc devenu plus compliqué, car on ne doit pas seulement considérer les dynamiques du rotor mais aussi celles du stator.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) I_{ds} + \omega_s \cdot I_{qs} + \frac{k_s}{T_r} \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = -\omega_s \cdot I_{ds} - \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r} \right) I_{qs} - \omega_r k_s \phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f_r \Omega \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs}) \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

En substituant la condition dans le système d'équations présidant (II.15) et on tenant compte de l'équation de couple (II.5), on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{ds} + R_s I_{ds} = V_{ds} + \omega_s \sigma L_s I_{qs} - \frac{k_s}{T_r} \phi_r \\ \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{qs} + R_s I_{qs} = V_{qs} - \omega_s (\sigma L_s I_{qs} + \omega_r k_s \phi_r) \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

En introduisons de nouvelles variables de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* Avec E_d et E_q pour définir les termes de couplage qui sont considérés comme des perturbations.

$$\begin{cases} V_{ds}^* = (R_s + \sigma L_s S) I_{ds} \\ V_{qs}^* = (R_s + \sigma L_s S) I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Et

$$\begin{cases} E_d = \omega_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{k_s}{T_r} \phi_r \\ E_q = \omega_s \sigma L_s I_{ds} - \omega_r k_s \sigma L_s \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Dans la mesure du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de système mono-variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent, telles que le découplage par recteur d'état ou le découplage par compensation, nous utilisons donc une loi de découplage par compensation (figure (Fig.II.3)), en introduisons de nouvelles variables de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* , le système deviant:

$$\begin{cases} V_{ds}^* = V_{ds} - E_d \\ V_{qs}^* = V_{qs} - E_q \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les actions sur les axes d et q sont découplées:

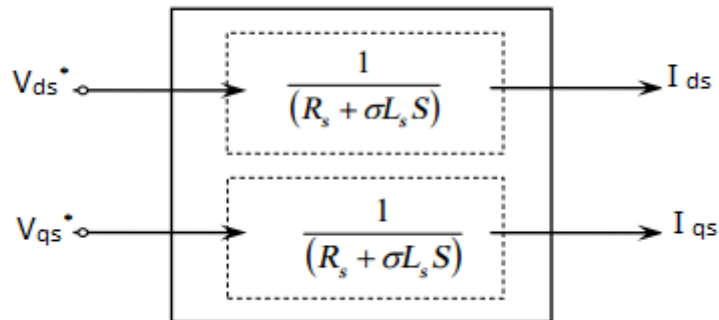


Fig.II.3: Commande découplée - Expressions de I_{ds} et I_{qs}

II.6. Bloc de défluxage

Le régime de défluxage permet de dépasser la vitesse nominale de la machine. On appelle aussi régime de sur vitesse. [10]

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage, permettant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part ce bloc permette en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour des fonctionnements à puissances constantes lorsque la vitesse excède de la vitesse nominale, c'est le cas des fonctionnements hyper-synchrones. [11]

Il est défini par la fonction non linéaire suivante:

- sous vitesse :

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

- sur vitesse :

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

Avec:

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

$\phi_{r\ nom}$: Flux rotorique nominale.

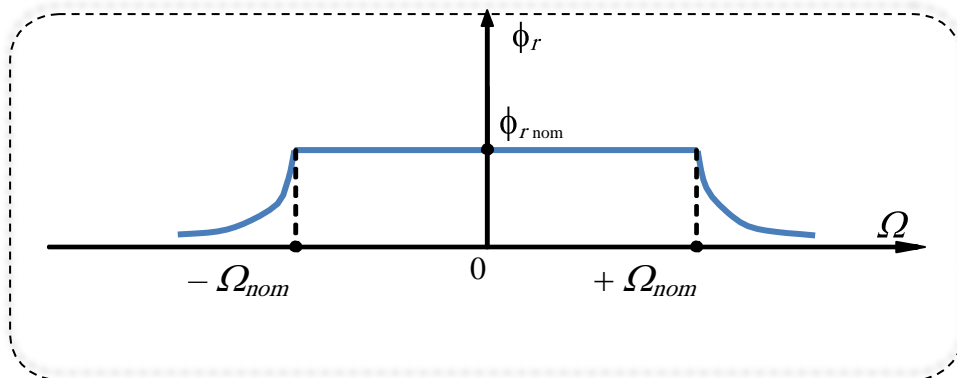


Fig.II.4: Fonctionnement à toutes vitesses

II.7. Calcul de ω_s et θ_s

Notons que le problème essentiel de la commande est de déterminer la position et la norme du flux rotorique. Il existe deux variantes de commande vectorielle (Directe et Indirecte).

II.7.1. La méthode directe

Dans le cas de d'une commande directe, l'angle θ_s est mesuré, observé ou estimé.

Par fonction suivante:

$$\text{Arctang}\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) = \theta_s \quad (\text{II.20})$$

II.7.2. La méthode indirect

Dans le cas d'une commande indirecte, l'angle θ_s est calculé à partir de l'expression de la vitesse de glissement.

Où

$$\dot{\theta}_s = \omega_s = \omega_r + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \phi_r} \quad (\text{II.21})$$

II.8. Calculs des régulateurs

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale *PI* sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle *P* assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. [12]

La fonction de transfert du régulateur *PI* est donnée par:

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.22})$$

II.8.1. Régulateurs de courants

a) Régulateur du courant I_{ds}

La sortie du régulateur du courant I_{ds} nous donne la tension de référence V_{ds}^* .

D'après les équations issues de découplage, on peut tirer la boucle de régulation du courant comme indiqué sur la figure suivante:

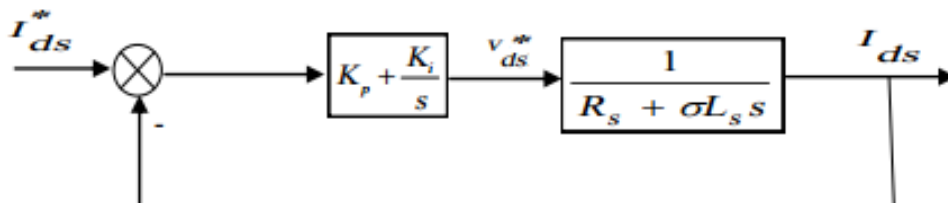


Fig.II.5: Boucle de régulation du courant I_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc:

$$G_o(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{II.23})$$

$$= K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p}\right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (\text{II.24})$$

Pour la synthèse du régulateur on procède par la méthode de compensation de pôle,

D'où:

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.25})$$

Alors:

$$G_o(s) = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{K_p}{s} \quad (\text{II.26})$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre

$$G_c(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.27})$$

De constant de temps: $\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p}$

Pour un temps de réponse imposé, $t_{rep}(5\%)$, nous pouvons calculer les paramètres du régulateur sous la condition suivante :

$$t_{rep}(5\%) = 3\tau = 3 \frac{\sigma L_s}{t_{rep}(5\%) K_p} \Rightarrow K_p = 3 \frac{\sigma L_s}{t_{rep}(5\%)} \quad (\text{II.28})$$

D'où:

$$K_i = K_p \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.29})$$

b) Régulateur du courant I_{qs}

En procédant de la même manière que pour le régulateur de I_{ds} on déterminera les coefficients du régulateur de courant I_{qs} qui fournit la tension de référence V_{qs}^* . Le schéma de régulation du courant I_{qs} est représenté sur la figure (Fig.II.6), on remarque bien que c'est la même que pour le courant I_{ds} .

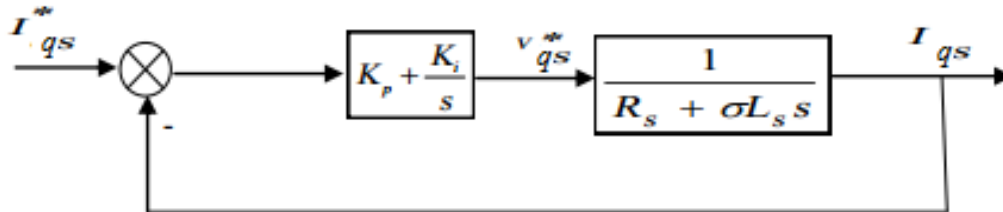


Fig.II.6: Boucle de régulation du courant I_{qs}

II.8.2. Régulateurs de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant:

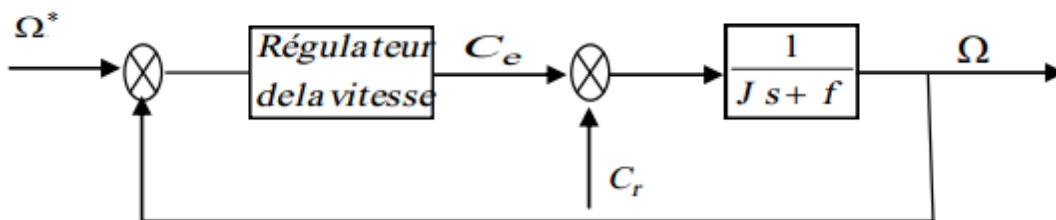


Fig.II.7: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Le schéma bloc du régulateur de vitesse est représenté sur la figure suivante:

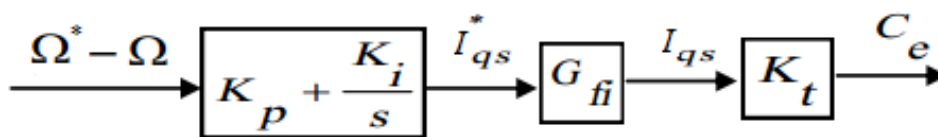


Fig.II.8: Schéma bloc du régulateur de vitesse

Avec:

G_{fi} : Fonction de transfert de la boucle de courant.

K_t : Constante du couple électromagnétique.

Où: $K_t = p \frac{L_m}{L_r} \phi_r^*$

A partir de la figure (Fig.II.7), nous avons:

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} (C_e - C_r) \quad (\text{II.30})$$

Afin de rendre le calcul des coefficients de ce type de régulateur plus facile, nous avons considéré que tout le schéma bloc de la figure (Fig.II.8) peut être réduit à un correcteur PI classique. Pour cela, nous avons négligé la dynamique de la boucle de courant par rapport à celle de la vitesse. Nous obtenons alors:

L'utilisation d'un régulateur PI et en négligeant la dynamique de la boucle de courant par rapport à celle de la vitesse permet d'écrire:

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left(\frac{K_p s + K_i}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f} C_r \quad (\text{II.31})$$

Soit:

$$\Omega = \frac{K_p s + K_i}{K_i + (f + K_p)s + Js^2} \Omega^* - \frac{s}{K_i + (f + K_p)s + Js^2} C_r \quad (\text{II.32})$$

La fonction de transfert (II.30) peut être identifiée à un système de second ordre sous la forme:

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{II.33})$$

Avec:

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation propre.

Ce qui implique les identités:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Ayant déjà choisi convenablement l'amortissement et le temps de réponse et par la suite ω_n on peut calculer les coefficients du régulateur d'après l'équation (II.34), par simple identification. [13]

II.8.3. Régulateurs de flux

La chaîne de régulation du flux peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant:

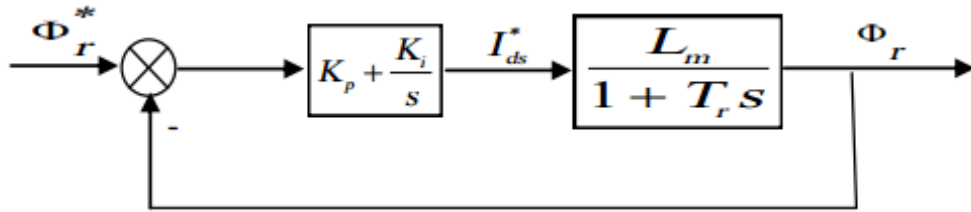


Fig.II.9: Schéma bloc du régulateur de flux

On procède de la même manière pour l'identification des paramètres du régulateur des courants

$$G_o(s) = \frac{(K_p s + K_i)L_m}{s(1 + T_r s)} \quad (\text{II.35})$$

En compensant le pôle on trouve:

$$\frac{K_p}{K_i} = T_r \quad (\text{II.36})$$

Alors:

$$G_o(s) = \frac{K_p L_m}{s} \quad (\text{II.37})$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps :

$$\tau = \frac{1}{K_i L_m}$$

Pour un temps de réponse impose $t_{rep}(5\%)$, nous pouvons calculer les paramètres du régulateur.

Nous avons la condition suivante:

$$t_{rep}(5\%) = 3\tau = 3 \frac{1}{K_i L_m} \Rightarrow K_i = 3 \frac{1}{L_m t_{rep}(5\%)} \quad (\text{II.38})$$

D'où:

$$K_p = K_i T_r \quad (\text{II.39})$$

II.9. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre une commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone par des régulateurs PI classique par la méthode de l'optimum symétrique.

Cette technique a rendu la commande de la machine asynchrone semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette technique de commande est parfaite pour la machine avec des paramètres nominaux, invariables, mais elle n'est pas robuste face aux variations paramétriques.

Pour maintenir les performances dynamiques ciblées on doit utiliser d'autres techniques de commande.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la Commande vectorielle de la MAS sans capteur mécanique.

Chapitre III

Commande de la MAS avec observateur

III.1. Introduction

La commande et la supervision d'un système dynamique requièrent souvent la connaissance des grandeurs physiques. En pratique, la connaissance de ces grandeurs appelées variables d'état du système se fait grâce à des capteurs. Généralement, certaines variables sont inaccessibles par mesure directe ; certaines d'autres sont accessibles mais l'installation d'un capteur est coûteuse et nécessite un soin particulier à cause de sa fragilité [14]. D'où la nécessité d'introduire un système dynamique capable de déterminer les variables d'état non mesurables à partir des mesures effectuées.

Pour mesurer la vitesse dans la commande vectorielle de la machine asynchrone on a supposé prévoir un codeur incrémental ou une génératrice tachymétrique qui ont un coût important en plus de l'espace supplémentaire qu'ils occupent, [15]. La connaissance exacte du flux rotorique à chaque instant surtout sa position est importante pour pouvoir l'orienter; or, l'estimation du flux qu'on a utilisé est sensible aux variations des paramètres du système et aux perturbations. Afin de surmonter la sensibilité de la commande aux problèmes posés par les capteurs, des techniques modernes de commande sans capteur mécanique qui permettant des meilleures performances à faible coût ont commencé.

Dans le présent chapitre, nous allons entamer la commande sans capteur de la machine asynchrone en introduisant un observateur de vitesse en plus d'un observateur du flux rotorique. Ces observateurs sont des observateur de Luenberger qui détermine la variable d'état du système à partir des entrées et sorties. La validation des résultats se fait par des simulations sur MATLAB/Simulink.

III.2. L'observateur d'état

L'objectif d'un observateur consiste à estimer les variables d'état non accessibles ou à défaut l'utilisation d'un capteur n'est pas souhaitable. Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément la variable d'état estimée, notée : \hat{X} , et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, le vecteur d'entrée U et le vecteur de sortie Y . [16]

III.2.1 Observateur en boucle ouverte

Il s'agit d'un observateur basé sur le modèle de la machine, la construction de ce type d'observateur est réalisée à l'aide des équations d'état du système à commander.

On suppose que l'observateur doit représenter le modèle du système à commander et que les valeurs initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur sont identiques, [14]. Cette approche de construction de l'observateur présente des inconvénients de précision à cause des contraintes suivantes :

- o Difficulté de garantir les mêmes conditions initiales du vecteur d'état du système et de l'observateur.

- o Imprécision du modèle vu la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement.

- o Les actions de perturbation sur le système ne sont pas prises en compte sur le modèle, donc, on ne considère que le cas idéal.

III.2.2. Observateur en boucle fermée

Un observateur en boucle fermée consiste à reconstruire les grandeurs non mesurables du système à partir des entrées et des sorties mesurables. Ce type d'observateurs est constitué d'un estimateur en boucle ouverte qui porte également le nom de prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système [16]. La sortie de l'estimateur est comparée à celle du modèle réel, ensuite, l'erreur résultante est traitée par un comparateur, qui force cette erreur à converger vers zéro. Le schéma de principe d'un observateur est donné par la figure suivante (Fig.III.1):

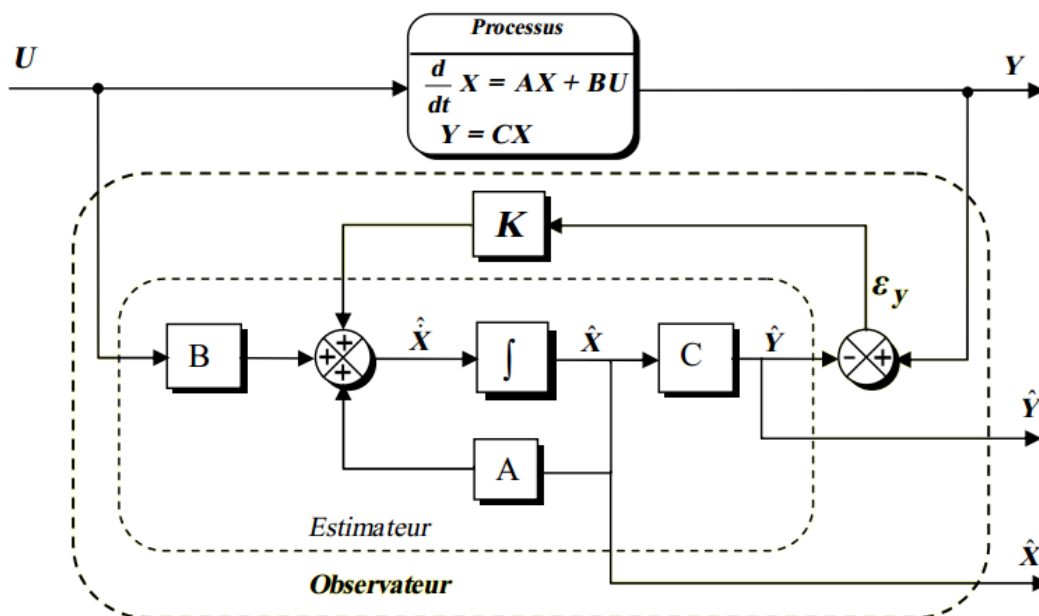


Fig.III.1: Principe d'un observateur en boucle fermée

La matrice K est appelée : matrice du gain de l'observateur. Par un choix judicieux de cette matrice, on peut imposer la dynamique de l'observateur et par conséquent obliger la vitesse de l'erreur à converger vers zéro [15]. C'est-à-dire que la matrice K , qu'on peut choisir nous-même, doit annuler l'erreur dans la plus courte durée que possible.

III.2.3. Types d'observateurs

Les techniques d'observation sont classées en fonction de trois critères différents [15]:

- La nature du système considéré: Selon ce critère on distingue deux types d'observateur, observateur pour des systèmes linéaires et observateurs pour des systèmes non linéaires.
- Le deuxième critère est en fonction de l'environnement, pour cela, on distingue les observateurs déterministes et les observateurs stochastiques.
- Le troisième critère est basé sur la dimension du vecteur d'état ; pour ce dernier on distingue des observateurs d'ordre complet et des observateurs d'ordre réduit.

III.2.4. Observateur pour les systèmes linéaires

Un système linéaire est caractérisé par son modèle d'état (III.1). Pour ce type de systèmes, l'observabilité ne dépend pas de l'entrée appliquée U , elle dépend des matrices A et C . Ainsi, un système est observable pour n'importe quelle entrée s'il est seulement observable pour une entrée nulle.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les matrices A , B , C sont à coefficients constants.

Le critère de Kalman permet d'étudier l'observabilité de ce type de systèmes. Selon ce critère, un système est dit observable si le rang de la matrice d'observabilité, notée Q_0 , est égale à la dimension du vecteur d'état X . La matrice Q_0 se formule de la manière suivante:

$$Q_0 = \begin{pmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.2})$$

III.3. Observateur de Luenberger

Cet observateur permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système [18]. L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par :

$$\begin{cases} \hat{X} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon_y \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Tel que :

$$\varepsilon_y = Y - \hat{Y} \quad (\text{III.4})$$

III.3.1. Modèle de la MAS dans le repère (α, β)

A présent, nous allons procéder à la mise en équation d'états du modèle de la machine qui nous servira à concevoir notre observateur [19], [20]. Pour établir un bon compromis entre la stabilité et la simplicité de l'observateur, il convient de prendre un repère d'axes lié au stator [21]. Donc, le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état (III.1):

Tel que

$$X = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T, \quad Y = I_s = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta}]^T, \quad U = V_s = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$$

Avec:

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3\omega \\ 0 & a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En plus:

$$a_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right), \quad a_2 = \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma}, \quad a_3 = \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma}, \quad a_4 = \frac{L_m}{T_r}, \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}, \quad \omega = p\Omega$$

III.3.2. Détermination de la matrice de Gain K

L'équation (III.4) intervient dans (III.3), on a alors :

$$\begin{cases} \hat{X} = A_0 \hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C \hat{X} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$A_0 = A - KC \quad (\text{III.6})$$

Dans la mesure où les variables de sortie ($I\alpha_s$, $I\beta_s$) sont en même temps les variables d'état, la matrice de sortie est simple et aux éléments constants.

La matrice A ne dépend que de la vitesse et elle est constituée de quatre sous matrices dont chacune est antisymétrique. Cette caractéristique sera retenue pour la matrice A_0 qui détermine la dynamique de l'observateur, ce qui impose une certaine structure à la matrice gain K . Elle peut s'écrire [22, 23, 24] :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 & K_4 \\ -K_2 & K_1 & -K_4 & K_3 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.7})$$

K_1, K_2, K_3 et K_4 sont données par:

$$\begin{cases} K_1 = (1 - k) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1 - \sigma)}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_2 = (k - 1) \hat{\Omega} \\ K_3 = \frac{(1 - k^2)}{a_3} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1 - \sigma)}{\sigma T_r} + \frac{a_3}{T_r} \right) + \frac{(k - 1)}{a_3} \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1 - \sigma)}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) \\ K_4 = \frac{(k - 1)}{a_3} \hat{\Omega} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

A partir d'un choix judicieux des valeurs (k) il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du système.

III.4. Représentation d'état de l'observateur de Luenberger

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons \hat{X} [25].

Tel que:

$$\hat{X} = [\hat{I}_{s\alpha} \quad \hat{I}_{s\beta} \quad \hat{\phi}_{r\alpha} \quad \hat{\phi}_{r\beta}]^T \quad (\text{III.9})$$

D'après l'équation (III.3), on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \hat{I}_{s\alpha} = a_1 \hat{I}_{s\alpha} + a_2 \hat{\phi}_{r\alpha} + a_3 p \Omega \hat{\phi}_{r\beta} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) V_{s\alpha} + K_1 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - K_2 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \hat{I}_{s\beta} = a_1 \hat{I}_{s\beta} + a_2 \hat{\phi}_{r\beta} - a_3 p \Omega \hat{\phi}_{r\alpha} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) V_{s\beta} + K_2 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) + K_1 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \hat{\phi}_{r\alpha} = a_4 \hat{I}_{s\alpha} + a_5 \hat{\phi}_{r\alpha} - p \Omega \hat{\phi}_{r\beta} + K_3 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) - K_4 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \\ \hat{\phi}_{r\beta} = a_4 \hat{I}_{s\beta} + a_5 \hat{\phi}_{r\beta} + p \Omega \hat{\phi}_{r\alpha} + K_4 (I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}) + K_3 (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Donc, la représentation d'état de l'observateur devient comme suit:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 \omega \\ 0 & a_1 & -a_3 \omega & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -\omega \\ 0 & a_4 & \omega & a_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{I}_{s\beta} \\ \hat{\phi}_{r\alpha} \\ \hat{\phi}_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} K_1 & -K_2 \\ K_2 & K_1 \\ K_3 & -K_4 \\ K_4 & K_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

Cette représentation peut prendre la forme suivante:

$$\hat{X} = A(\Omega)\hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{III.12})$$

Avec:

$$(I_s - \hat{I}_s) = [I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \quad I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}]^T \quad (\text{III.13})$$

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine asynchrone. L'utilisation des capteurs n'est pas souhaitable à cause des problèmes qu'ils posent, leur remplacement par des observateurs est indispensable. L'observateur qu'on a introduit au système est un observateur linéaire de Luenberger d'ordre complet servant à observer le flux rotorique.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter des résultats simulations d'une MAS.

Chapitre IV

Résultats et simulations

IV.1. Introduction

Durant ce dernier chapitre on a fait deux parties de simulation, la première partie c'est la simulation de la MAS alimenter avec le réseau de tension triphasé en fonctionnement de charge à vide puis en charge, pour la seconde partie c'est la simulations de la commande vectorielle à flux oriente rotorique avec capteur mécanique, pour la troisième partie c'est la simulations de la commande vectorielle à flux oriente rotorique sur la MAS sans capteur mécanique, afin de visualiser les résultats pour les deux partie, tout à l'aide du logiciel (MATLAB/Simulink).

IV.2. Simulation de la machine asynchrone

IV.2.1. Modèle Simulink de simulation de la MAS

La figure ci-dessous représente le modèle Simulink de la MAS dont la structure globale, dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. [9] Ces figures présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement à vide, puis en charge.

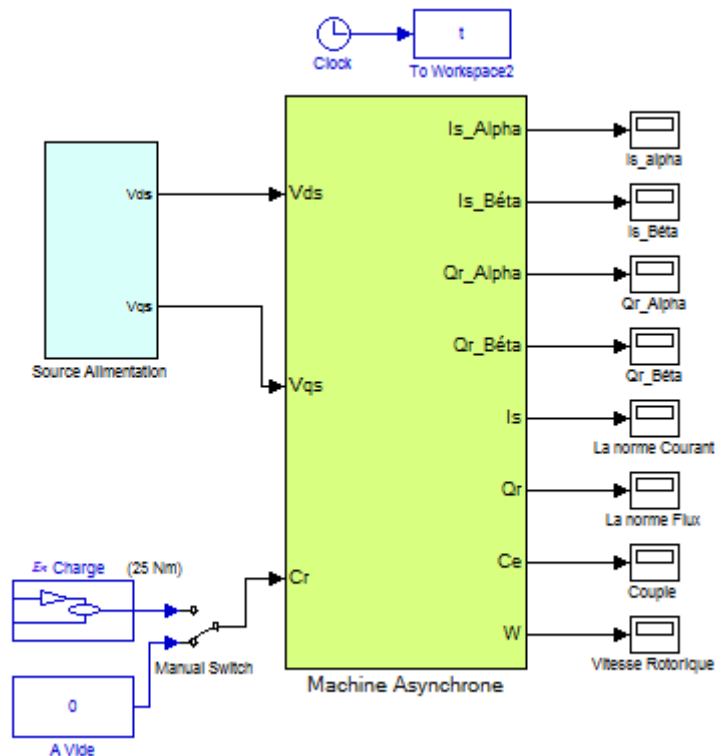


Fig.IV.1 : Modèle simulink de simulation de la MAS

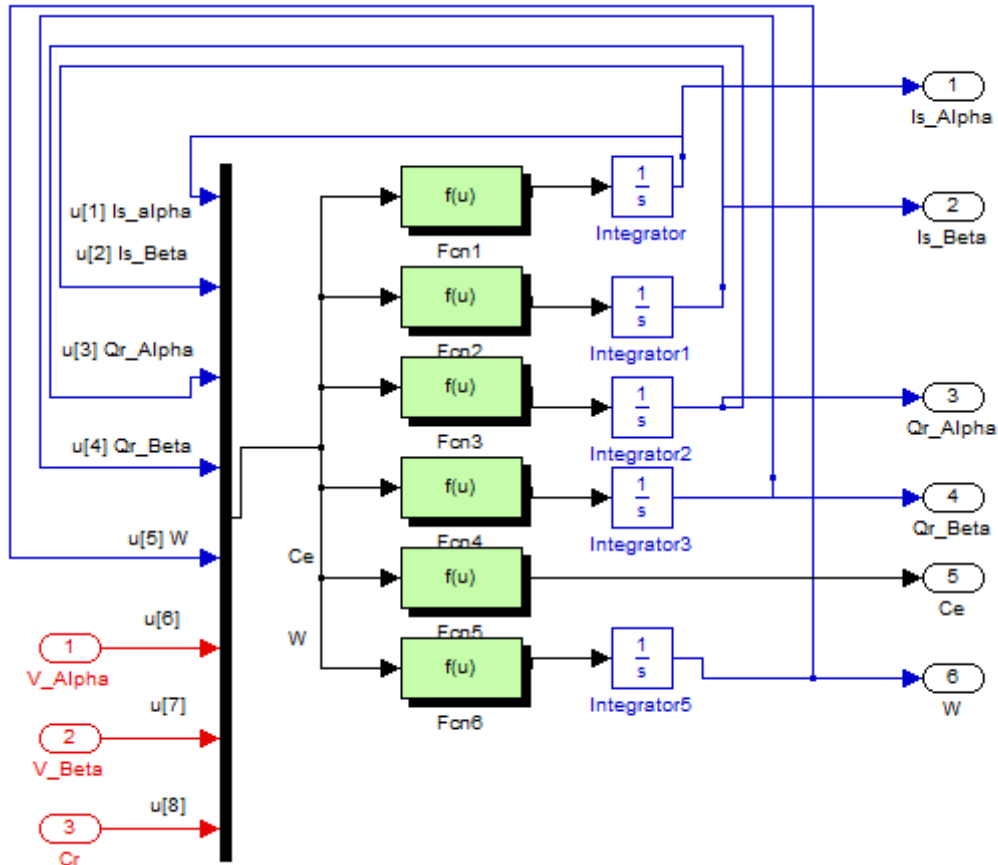


Fig.IV.2 : Modèle Simulink de la MAS

IV.3. Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard « 220/380V ,50HZ », simulation sont obtenus pour un fonctionnement à vide ($C_r=0\text{Nm}$) à l’instant $t=1.5\text{s}$ jusque à l’instant $t=2.5\text{s}$ nous appliquons une charge ($C_r=25\text{Nm}$).

IV.3.1 Résultats de l’alimentation triphasée

Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension

$$\begin{cases} V_a = 220 \cos(\omega t) \\ V_b = 220 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = 220 \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Après on aboutit exécution de la simulation aux résultats :

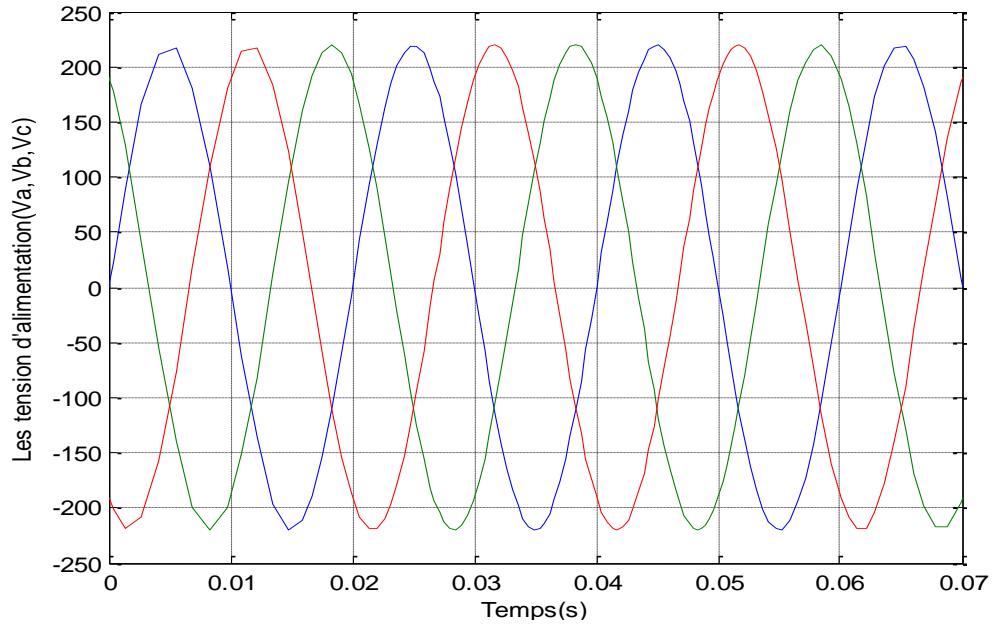


Fig.IV.3 : Schéma alimentation triphasée équilibrée

IV.3.2. Cas ou la MAS est fonctionné à vide ($C_r = 0\text{Nm}$)

L'examen des courbes permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale nous donne :

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environ 0.67s la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, présent au premier instant de démarrage, des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

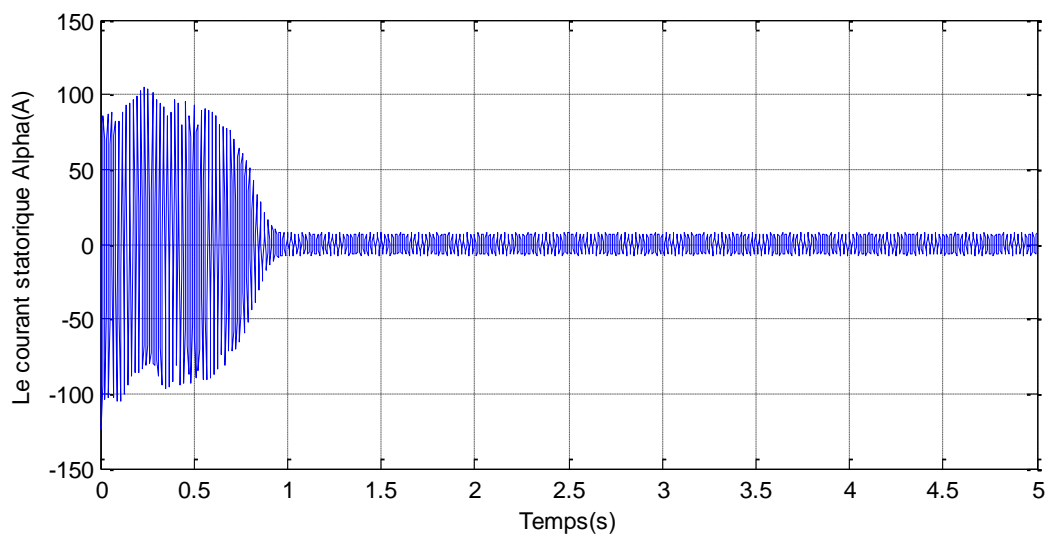


Fig.IV.4 : Courant $I_{\alpha s}$ (A)

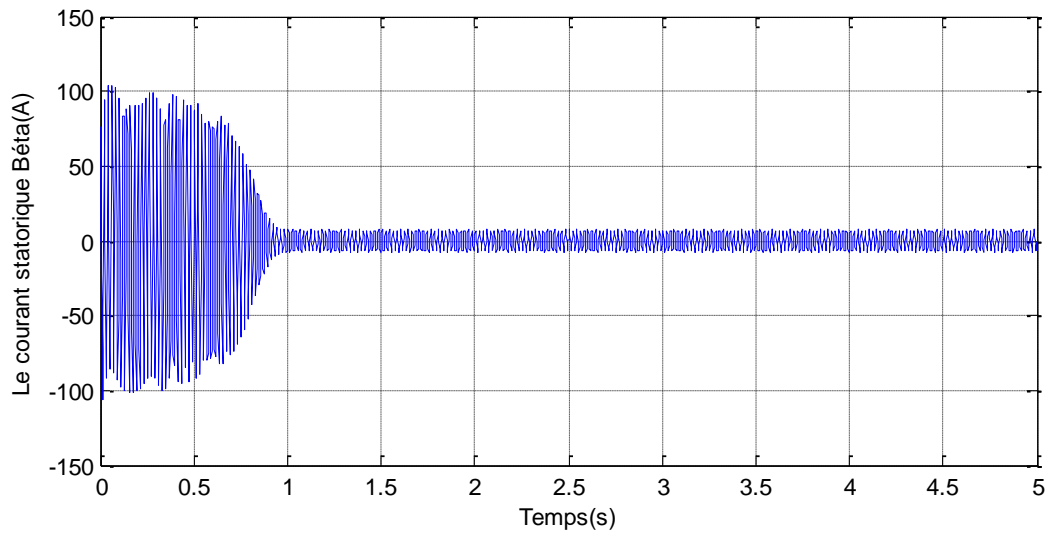


Fig.IV.5 : Courant I_{β_s} (A)

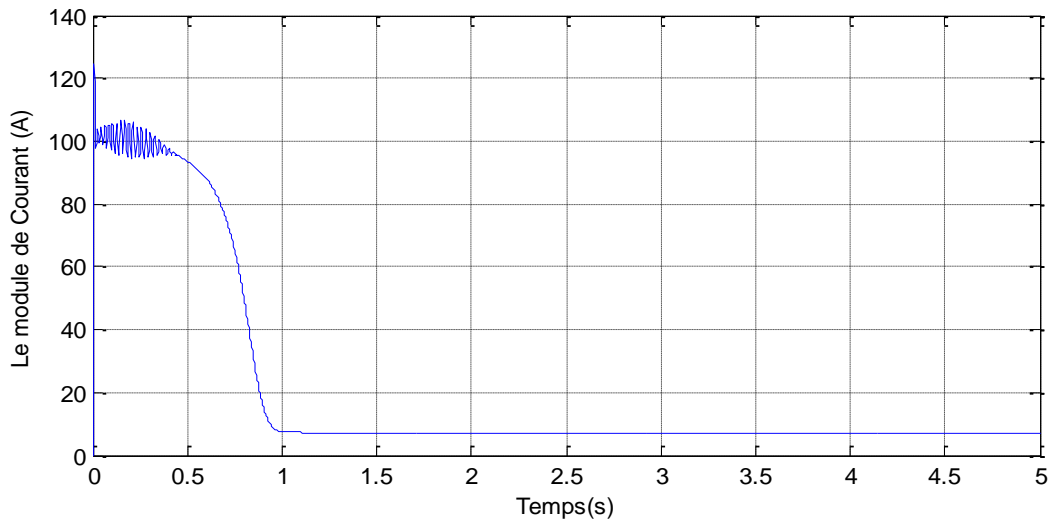


Fig.IV.6 : Module de courant (A)

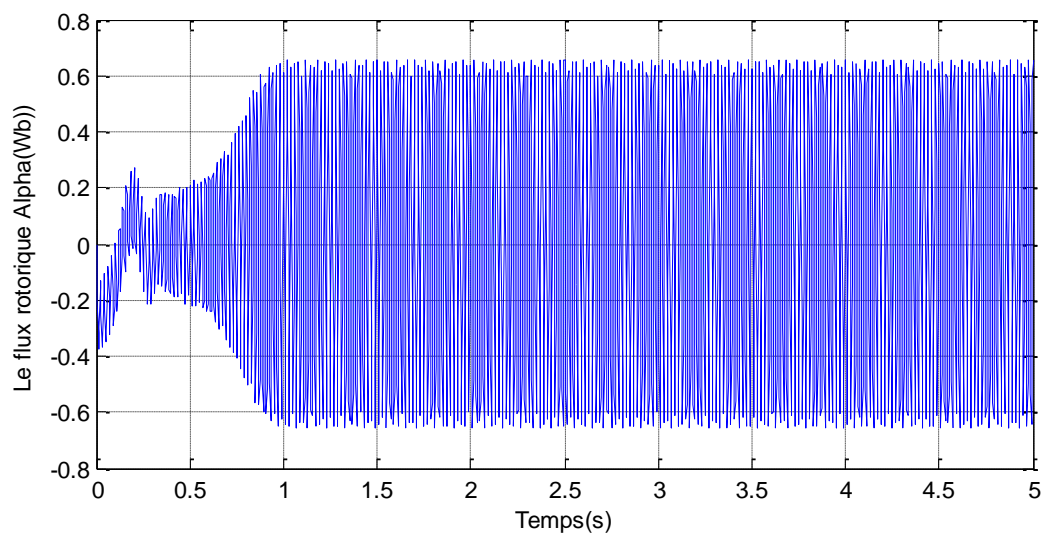


Fig.IV.7 : Flux ϕ_{α_s} (Wb)

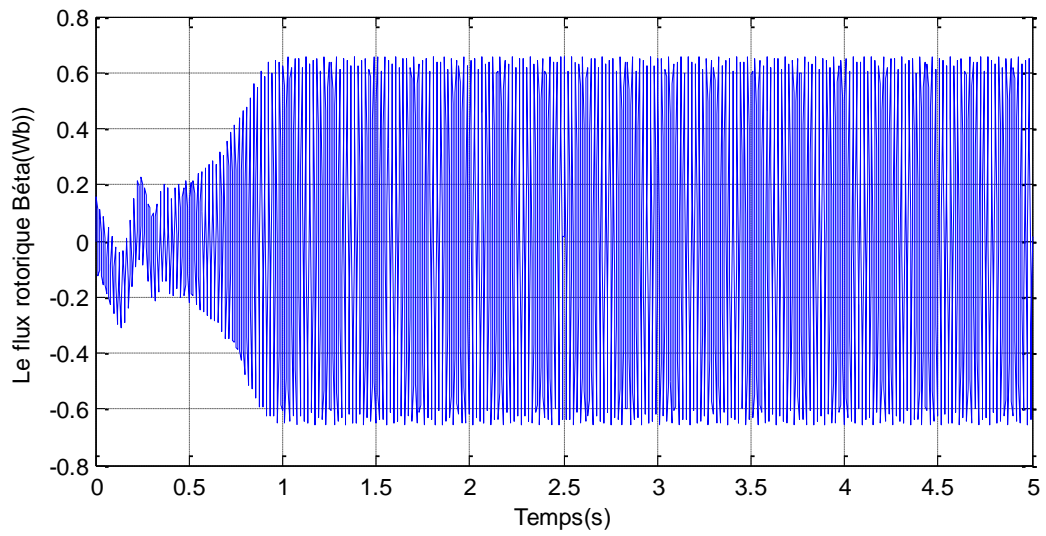


Fig.IV.8 : Flux ϕ_{β_s} (Wb)

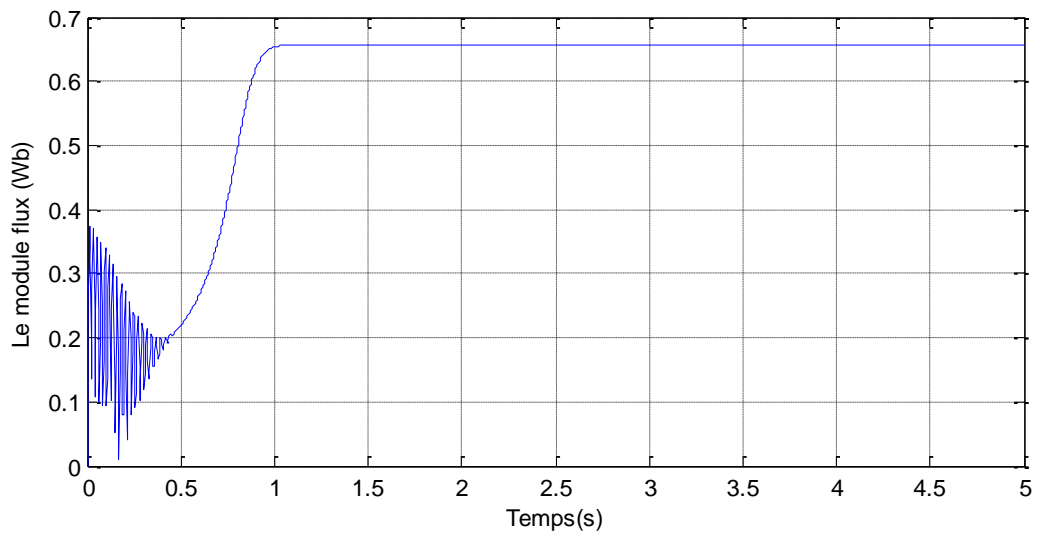


Fig.IV.9 : Module de flux (Wb)

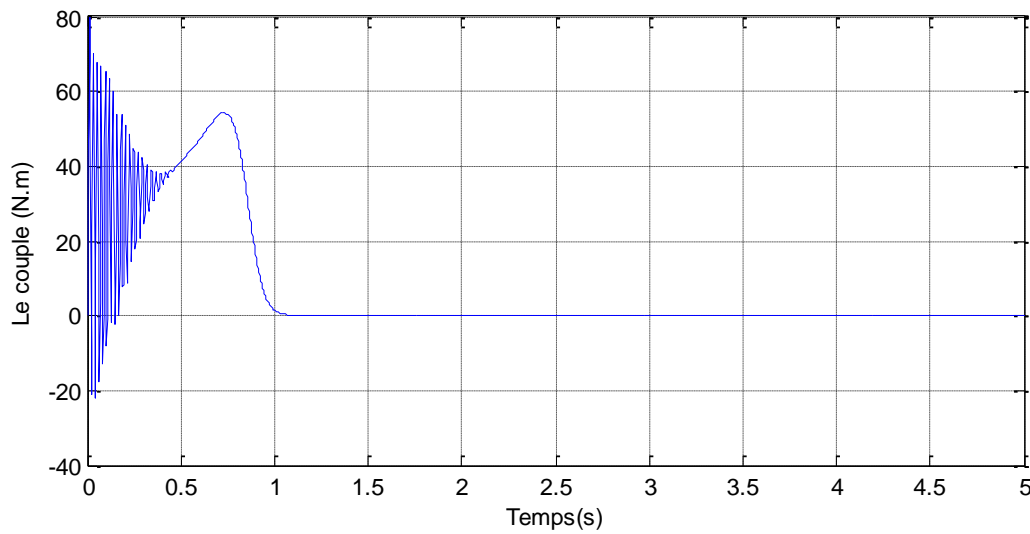


Fig.IV.10 : Couple (N.m)

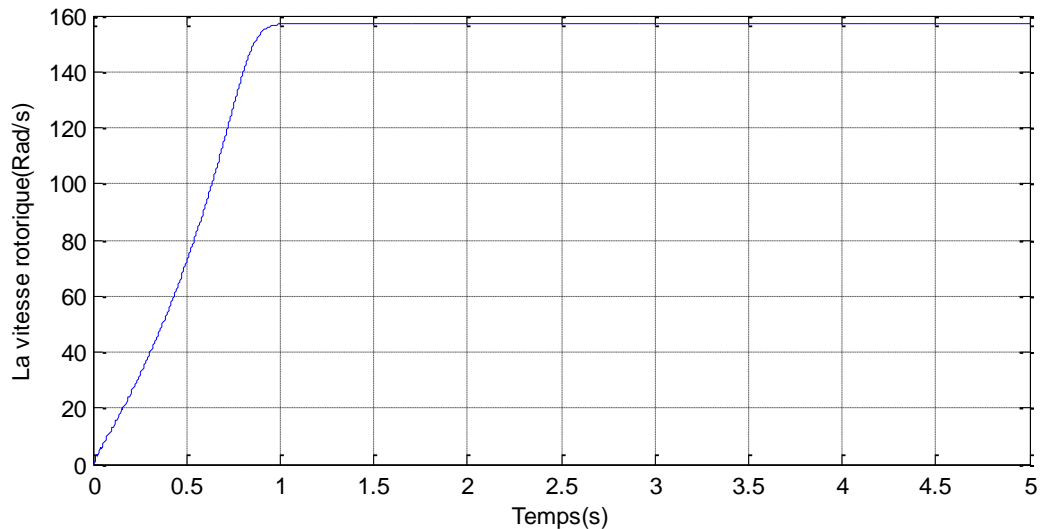


Fig.IV.11 : Vitesse rotorique (rad/s)

IV.3.3. Cas ou la MAS est fonctionné en charge ($C_r = 25\text{Nm}$)

Pour, une perturbation de couple ($C_r=25\text{Nm}$), en appliquée à l'arbre du moteur, les résultats de simulation correspondants sont regroupées également dans la même de la Figure à (IV.12) à la Figure (IV.19).

Lors de l'application de charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal.

On constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement. Ce qu'est un résultat évident (la vitesse augmente pour les sous charge et diminue pour les sur charge en fonctionnement en BO)..

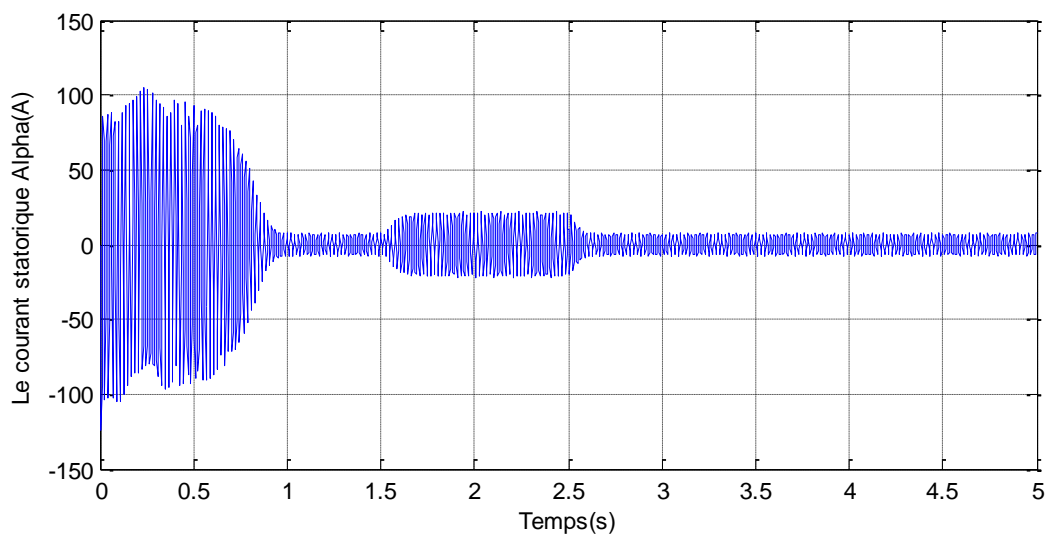


Fig.IV.12 : Courant $I_{\alpha s}$ (A)

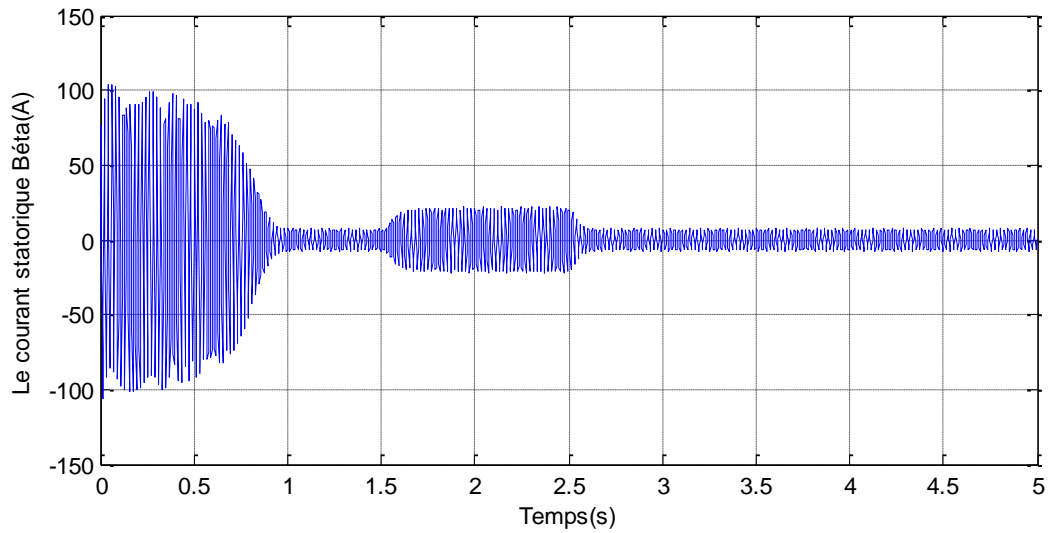


Fig.IV.13 : Courant I_{β_s} (A)

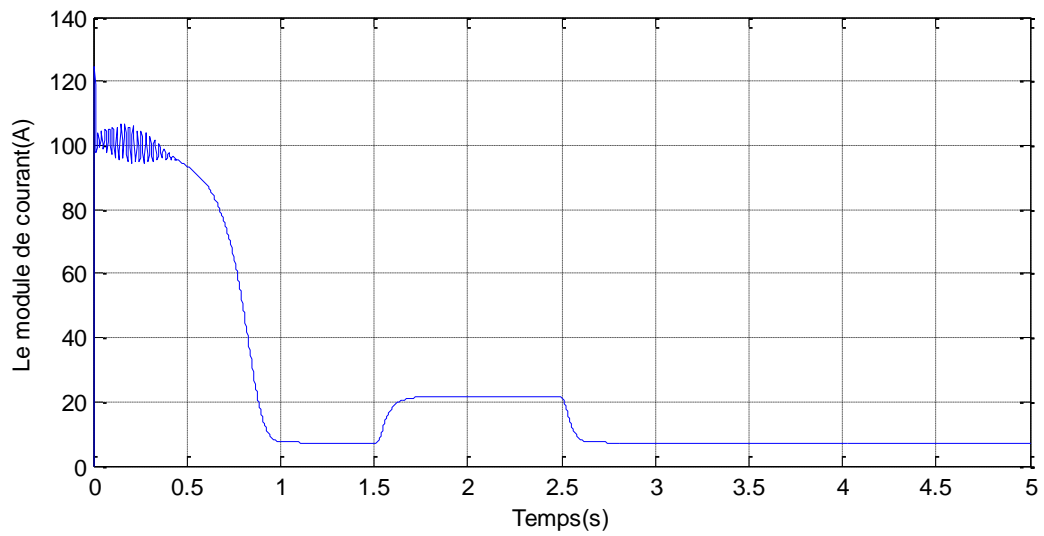


Fig.IV.14 : Module de courant (A)

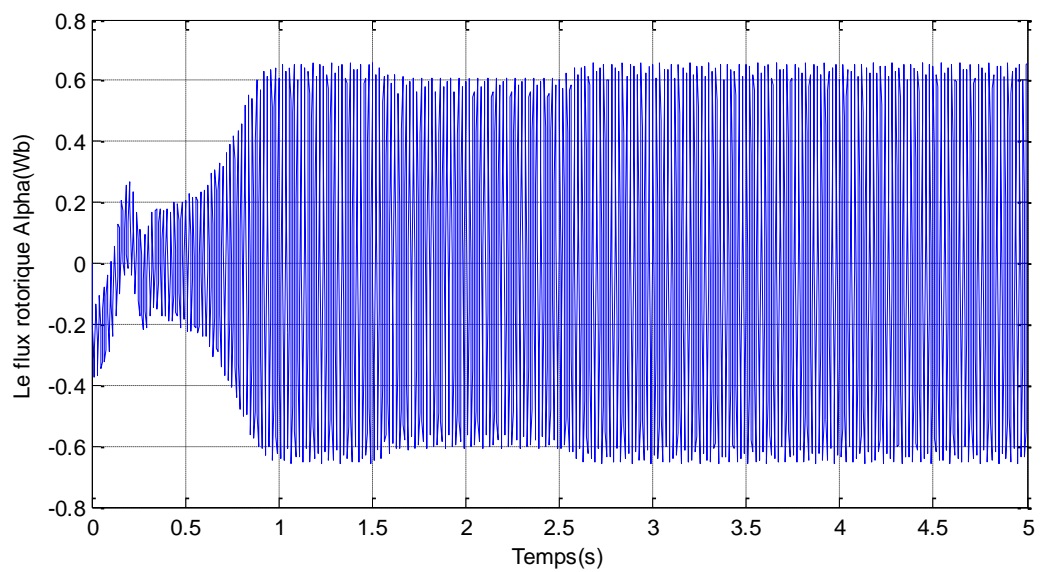


Fig.IV.15 : Flux ϕ_{α_s} (Wb)

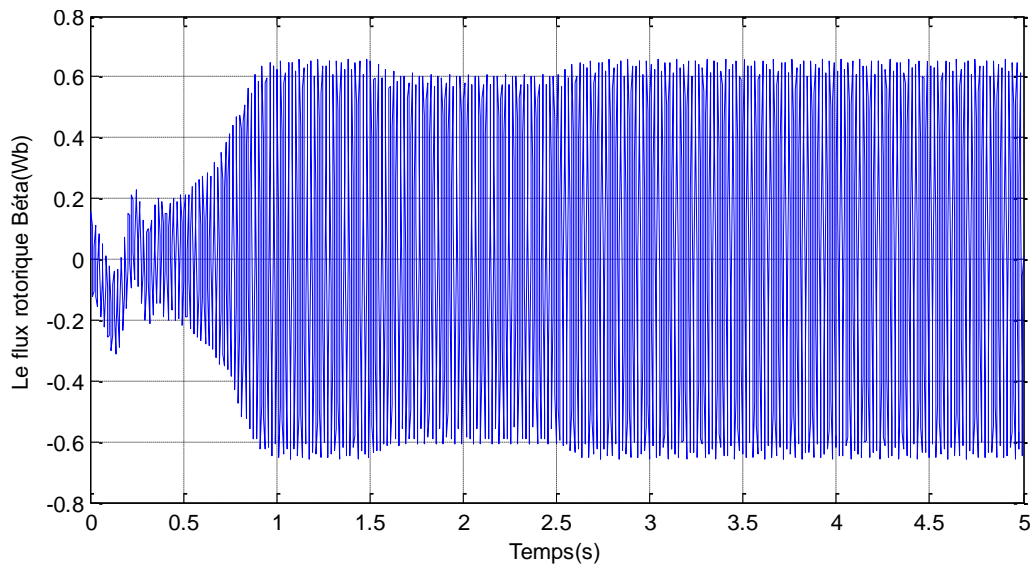


Fig.IV.16: Flux $\phi_{\beta s}$ (Wb)

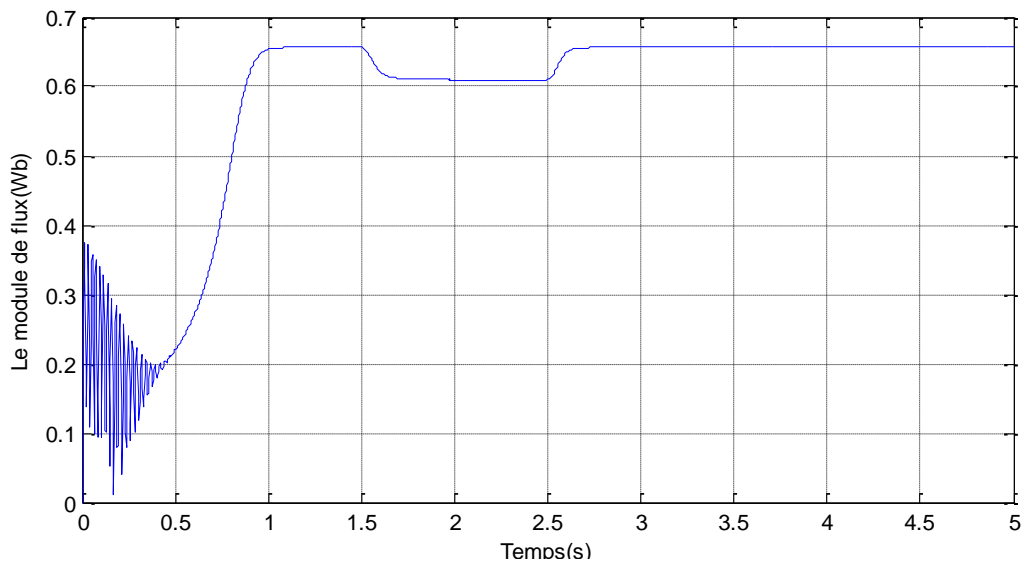


Fig.IV.17 : Module de flux (Wb)

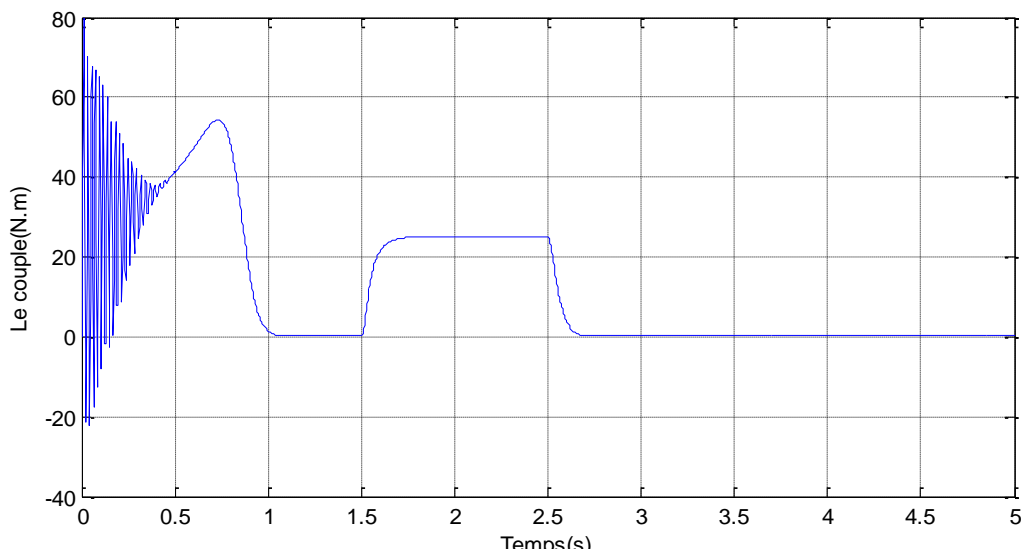


Fig.IV.18 : Couple (N.m)

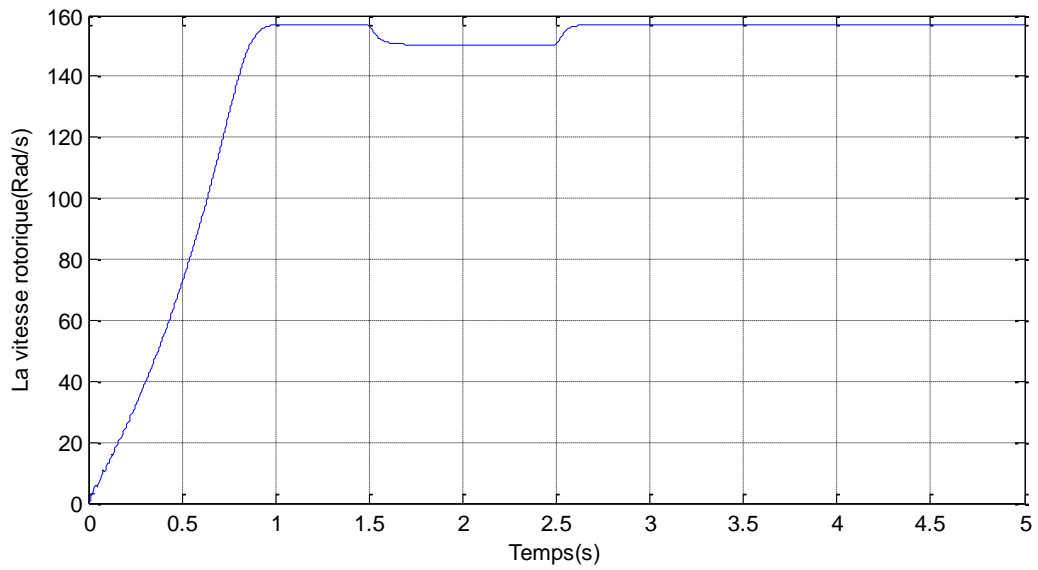


Fig.IV.19 : Vitesse rotorique (rad/s)

IV.4. Modèle simulink de la commande vectorielle d'un MAS avec capteur mécanique

Le schéma ci-après représente la structure Simulink de la commande vectorielle avec capteur mécanique.

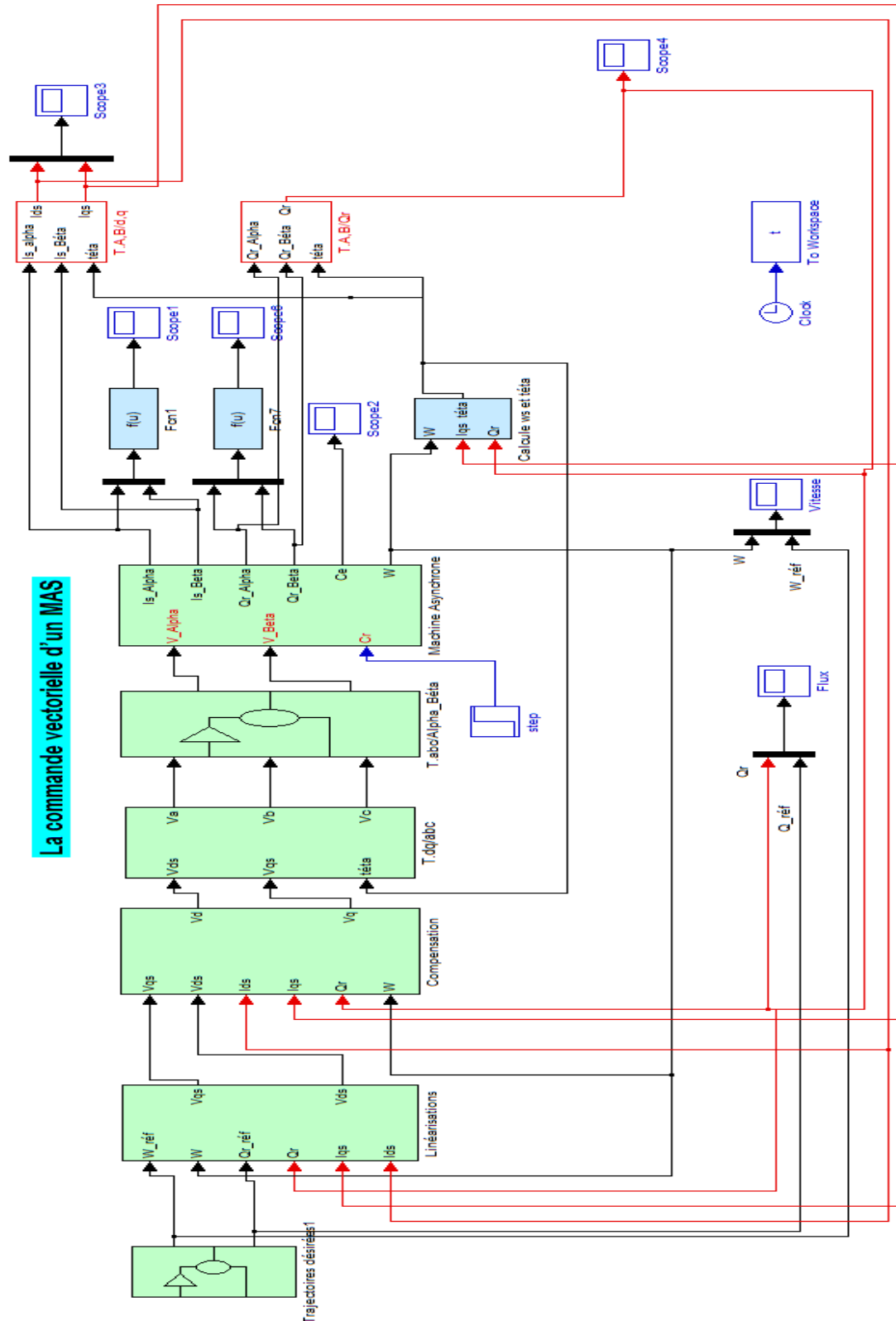


Fig.IV.20 : Modèle simulink de la commande vectorielle d'un MAS avec capteur mécanique

IV.4.1. Schéma bloc de régulation et découplage par compensation

- Le schéma bloc de la régulation (flux, vitesse et courants) est représenté par la figure (Fig.IV.21)

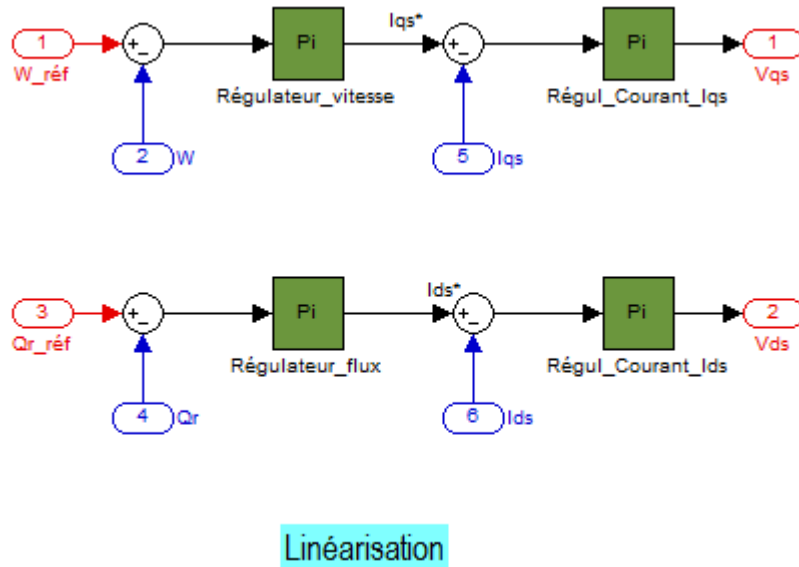


Fig.IV.21 : Régulation (flux, vitesse et courant)

- Le découplage est représenté par la figure (Fig.IV.22)

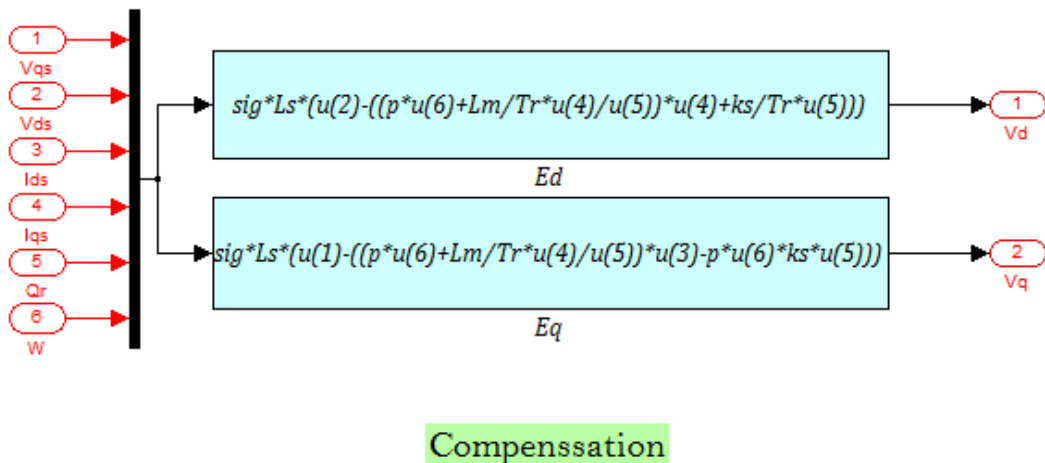


Fig.IV.22 : Compensation E_d et E_q

IV.5. Résultats de simulation de commande Vectorielle d'un MAS

Pour montrer les performances de la commande vectorielle d'un MAS est soumise à

des tests de robustesse pour variation de la vitesse de référence et le flux référence, qui a été choisie dans les figures suivantes :

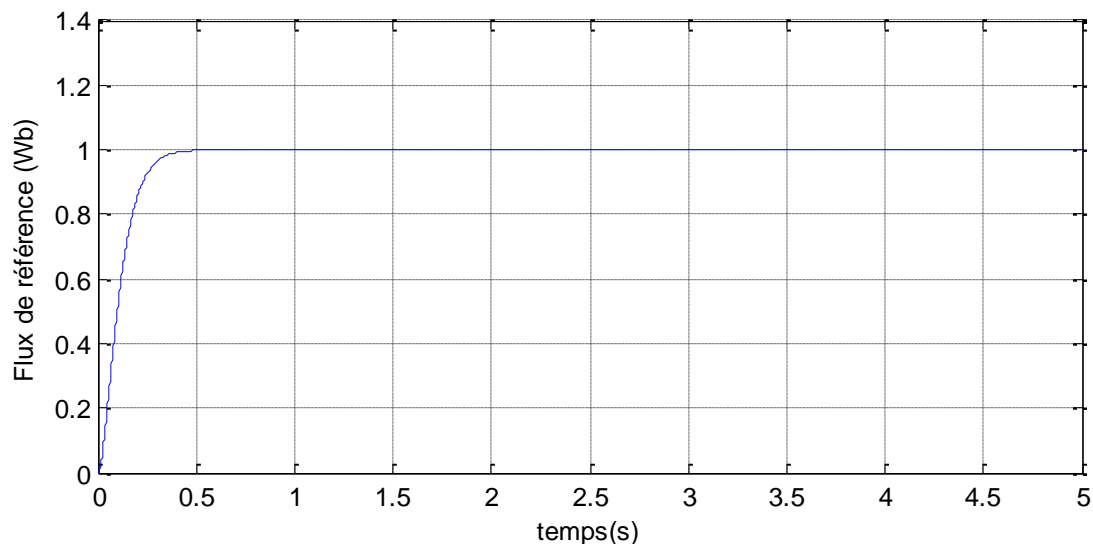


Fig.IV.23: Flux de référence (Wb)

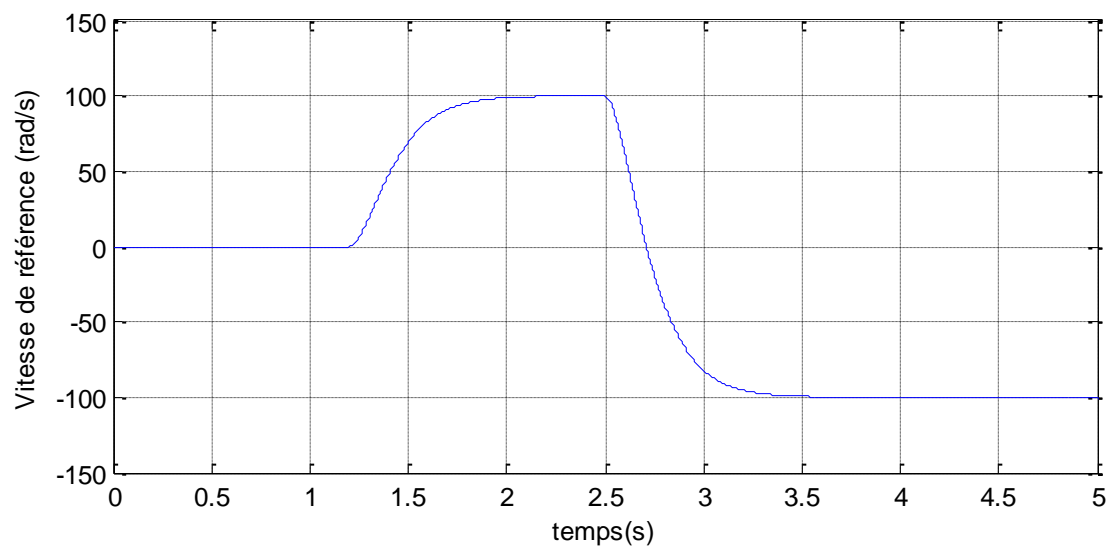


Fig.IV.24: Vitesse de référence (rad/s)

IV.5.1. Fonctionnement lors de flux référence

Dans la figure (IV.23), on choisit le flux référence constant égale à 1wb, pour le flux rotorique on remarque une poursuite du flux vers sa référence.

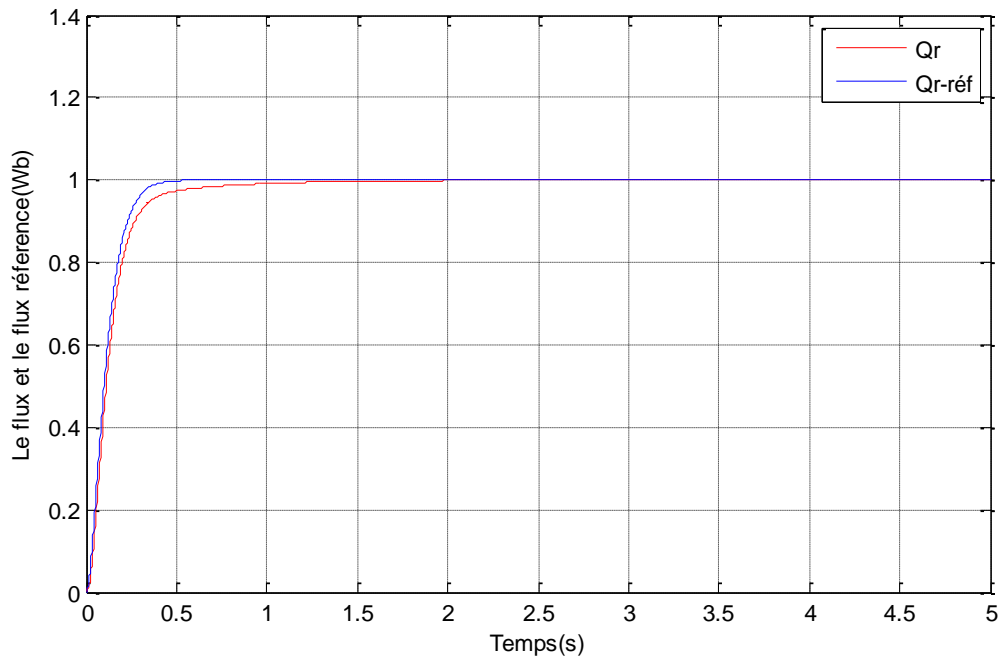


Fig.IV.25: Flux simulée et flux de référence (Wb)

IV.5.2. Fonctionnement lors de la vitesse de référence

Dans la figure (IV.24), la MAS est initialement est accélérée pour atteindre sa vitesse (100rad/s), on note une bonne poursuite de la vitesse vers sa référence.

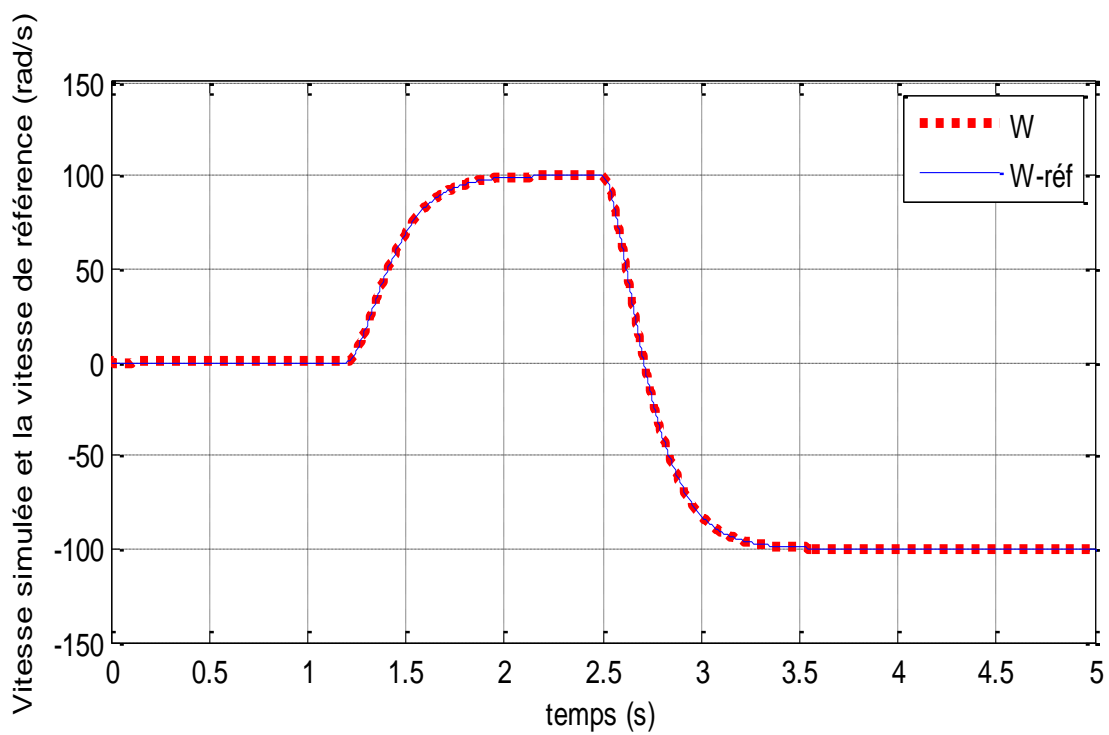


Fig.IV.26: Vitesse simulée et la vitesse de référence (rad/s)

IV.6. Modèle simulink de la commande d'un MAS avec observateur

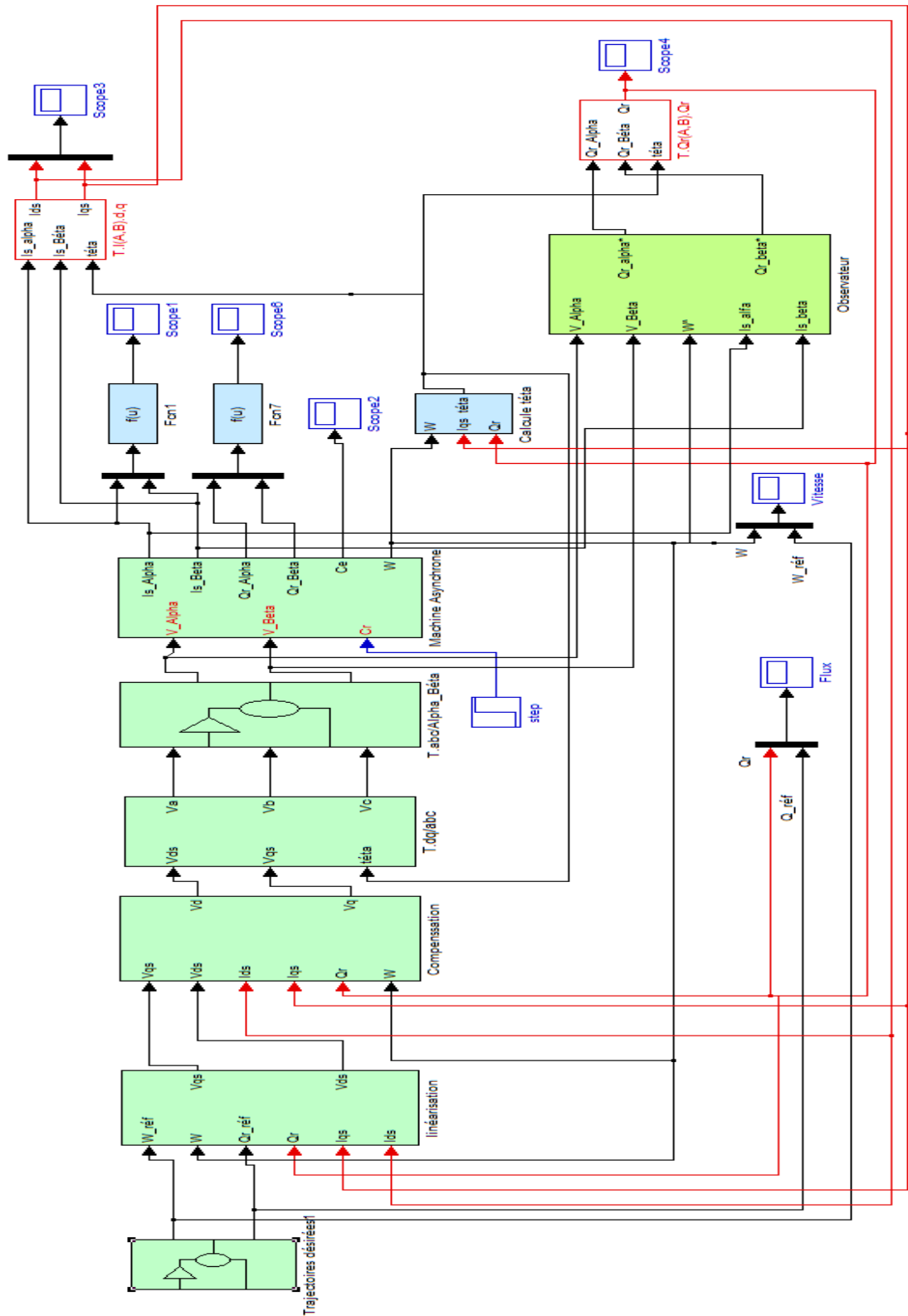


Fig.IV.27 : Modèle simulink de la commande d'un MAS avec observateur

IV.6.1. Schéma de principe de l'observateur Luenberger

Schéma de principe de l'observateur Luenberger représenté par la figure (Fig.IV.28)

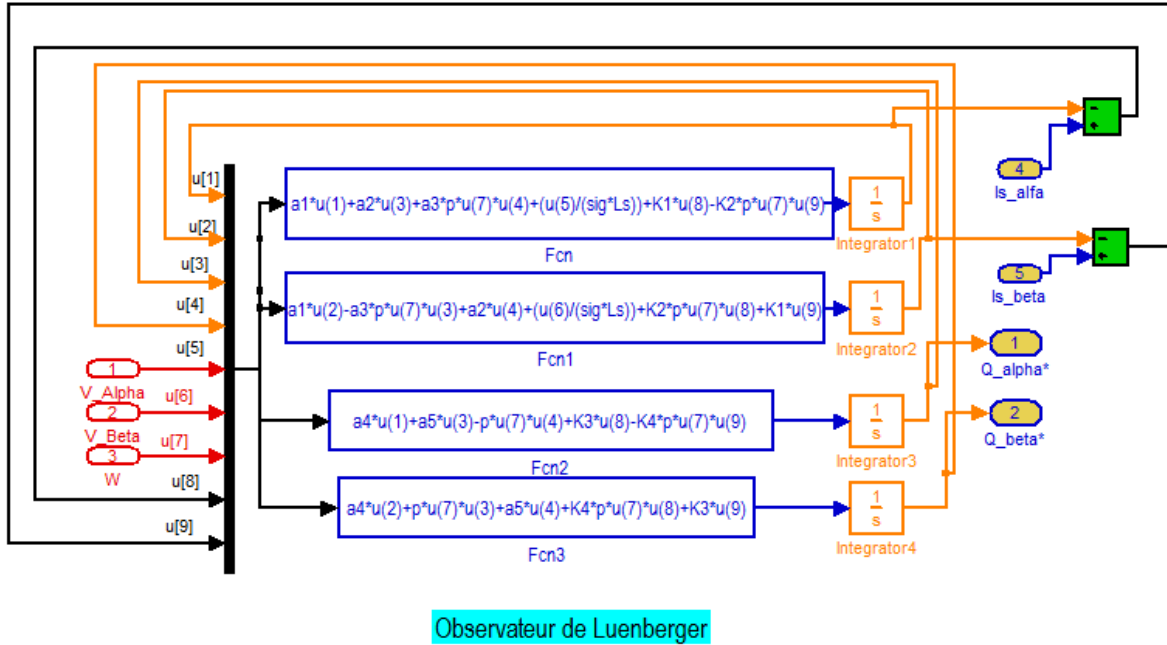


Fig.IV.28 : Schéma bloc de l'observateur Luenberger

IV.6.2. Fonctionnement lors de flux référence et erreur de flux

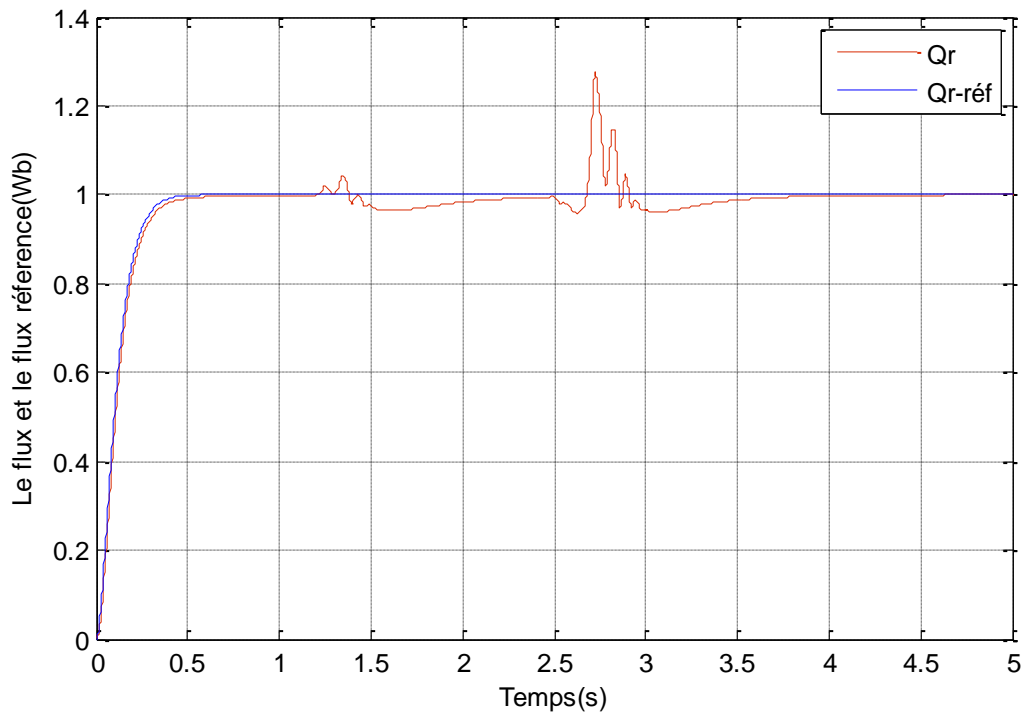


Fig.IV.29: Flux simulée et le flux de référence (Wb)

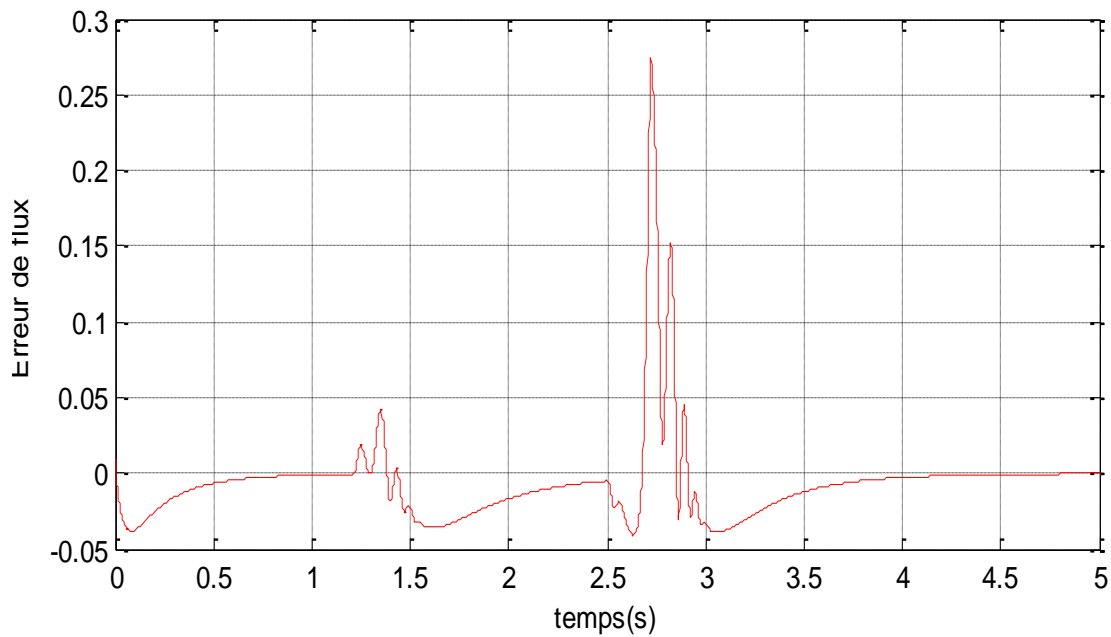


Fig.IV.30: Erreur de flux (Wb)

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons introduit la simulation de la MAS alimentée par le réseau triphasé en appliquant la commande vectorielle sans capteur mécanique ce que nous a permis d'obtenir et de visualiser les différents résultats de simulation (courant statorique, flux rotoriques et la vitesse).

On effet, Les résultats de simulation montrent que cette commande est sensible aux variations paramétriques. La variation de la résistance rotorique engendre la perte du découplage, ainsi que la présence des oscillations au niveau de la vitesse et du flux ce qui nécessite des boucles de régulations robustes pour le flux rotorique, et la vitesse.

En effet, les résultats obtenus au cours de ce chapitre étaient satisfaisantes ce que signifie, d'une part, que la commande vectorielle à flux orienté d'une MAS toujours garantir les buts souhaitables, et à d'autre part, garantir aussi ces buts pour d'autres systèmes industriels quelconques en générale.

Conclusion générale

La machine à induction ou asynchrone est communément utilisée, en industrie, en agriculture, dans le transport et dans les applications domestiques. Ses qualités de robustesse, de faible coût d'achat et de facilité d'entretien lui confèrent une place de choix parmi les autres machines électriques.

Dans le premier chapitre de ce travail, on a présenté la modélisation de la MAS à l'aide de la transformation de Park pour transformer les équations électriques triphasé au biphasé. Les simulations effectuées montrent que le modèle de la machine est valable et que l'alimentation donne des bonnes performances.

Le deuxième chapitre, exposer les étapes de la commande vectorielle par orientation du flux est un outil de contrôle fort intéressant permettant de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle à courant continu. Nous avons fait la commande de la machine asynchrone en utilisant un régulateur de vitesse et un régulateur de flux rotorique. Nous montrons en simulations les performances de la commande. le découplage entre le flux et le couple est complètement réalisé, le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable.

Le troisième chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine asynchrone. L'utilisation des capteurs n'est pas souhaitable à cause des problèmes qu'ils posent, leur remplacement par des observateurs est indispensable. Les observateurs qu'on a introduits au système sont d'observateur linéaire de Luenberger à observer le flux rotorique.

Les simulations que nous avons effectuées sur la commande, montrent la validité d'observateur de Luenberger. Ils sont robustes et forcent l'erreur à converger vers des valeurs statiques négligeables. La poursuite de la référence est bonne malgré les erreurs sur l'observation.

Références bibliographiques

- [1] **L.FADILA et G. HAKIM** « Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'une machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila [2004].
- [2] **Théodore WILDI** « Electrotechnique » Edition DEBOECK Université, année 2009
- [3] **B. Walid** « Commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone à base des logiciels SIMPLORER et MATLAB » Mémoire magister, université de Sétif [2013].
- [4] **Michel Pinard** « La commande électronique des machines » 'En 65 fiches-outils' Edition DUNOD, année 2013.
- [5] **K. Chaïche et M. Ben Halis**, « Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur d'électronique, Option Contrôle, Université de M'sila, 2003.
- [6] **A. Dechoucha et T. Djeddi**, « Commande par mode de glissement par imposition des pôles d'une machine à induction linéarisée par orientation du flux » », Mémoire d'ingénieur, Option : Electromécanique, Université de M'sila, 2005.
- [7] **K. Hadjij et A. Selmoune**, « commande vectorielle de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, Option : Electromécanique, Université de M'sila, 2004.
- [8] **J. P. Caron, J. P. Hautier**, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technique, Paris. 1995.
- [9] **K. Jelassi**, « Positionnement d'une Machine Asynchrone par la Méthode du flux Orienté » .Thèse de Doctorat, INPT, Toulouse, 1991.
- [10] **L. Baghli**, « contribution a la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN, AG », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. 1999.
- [11] **Laieb Fadila. Gerrouche Hakima**, « Etude comparative de la commande vectorielle d'une machine asynchrone », Univ. M'Sila 2004.
- [12] **I. Al rouh**, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, NANCY-1. 1999.
- [13] **G. BUCHE**, « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel: Matlab/Simulink », Mémoire de fin d'étude, C.U.E.F.A de Grenoble, France, 2001.

- [14] **I.AL-ROUH**, « Contribution à la Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone. »Thèse de doctorat, université Henry Poincaré, Nancy, 12 juillet 2004.
- [15] **H.TAMRABET**, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [16] **C. CANADUS DE WIT** « Commande des Moteurs Asynchrones, V2 Optimisation Discrétisation et Observateurs. » HERMES Science Publications, 2000, Paris.
- [17] **X.Aiping** « Observateurs Adaptatifs Non-Linéaires et Diagnostic des Pannes. » Thèse de doctorat, université de Renne 1, 26 septembre 2002.
- [18] **G.Grellet, G.Clerc**, «Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande.» Collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.
- [19] **F.Morand**, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones. » Thèse de doctorat École doctorale de Lyon, 07 janvier 2005.
- [20] **F.Khoucha, K.Marouani, K.Aliouane, A.Kheloui**,«Experimental Performance Analysis of Adaptive Flux and Speed Observers for Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives. » IEEE Power Electronics Specialists Conference Germany, 2004.
- [21] **R.Pena Eguiluz**, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [22] **M.Jeh and Jan, A.Melkebeek**,« Speed -sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. »IEEE transactions of industry appl, Vol.
- [23] **A.BenchaiB**, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone. » Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14 Décembre 1998.
- [24] **Kyo.Beum, F.Blaadjerg**, «Performance improvement of sensorless vector control for induction motor drives fed by matrix converter using nonlinear model and disturbance observer. » 35th Annual IEEE power Electronics ,1341-1347 Aachen, Germany ,2004.
- [25] **XU .Aiping**, « Observateurs adaptatifs non -linéaires et diagnostic de pannes. » école Doctorale, Matisse, Septembre 2002.
- [26] **S.Belkacem, L.Laggoune, H.Tamrabet, S .zaidi, B.Kiyyour**. « Performance analysis of a speed sensorless induction motor drive based on DTC scheme. »First international conf on electrical systems PCSE, 2005.

Annexe A

7.5KW	Puissance nominale.
220/380V	Tension statorique nominale.
$R_s = 1.2 \Omega$	Résistance du stator.
$R_r = 1.8 \Omega$	Résistance du rotor.
$L_s = 0.1554 H$	Inductance du stator.
$L_r = 0.1568 H$	Inductance du rotor.
$L_m = 0.15 H$	Inductance Mutuelle.
$J = 0.07 \text{ kg/m}^2$	Moment d'inertie.
$f_r = 0.0001 \text{ N.m.} \frac{\text{Sec}}{\text{rad}}$	Coefficient de frottement.
$p=2$	Nombre de pair de pôle