



République Algérienne Démocratique
et Populaire Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté des Sciences et de la Technologie
Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et de la Technologie

Filière: Génie Électrique

Spécialité: Commande Électrique

Thème

**Commande vectorielle avec Observateur
interconnecté pour la machine asynchrone**

Encadré :

Dr.LAMMOUCHI Zakaria

Présenté par :

MANSOURI Mohammed Ikkal

CHENNOUF Rachid

SETTOU Mahmoud

Soutenu 16 Juin 2021



Dédicaces

*Nous dédions cet humble acte à nos chers pères et mères,
À nos frères et sœurs et à tous les membres de la famille.*

*À nos collègues et à tous nos proches et amis,
sans exception, À tous ceux qui nous ont
aidés à mettre en œuvre ce message
de près ou de loin...*



REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au département d'électrotechnique de l'université EL-CHAHDID HAMMA Lakhdar d'El-Oued.

Nos remerciements vont premièrement à DIEU tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, Qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Monsieur ZAKARIA LAMMOUCHI pour suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire.

Nos sincères remerciements à messieurs les membres du jury pour l'honneur de discussion

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour Les meilleures années que nous avons passées ensemble ...

Sommaire

<i>DEDICACES</i>	<i>I</i>
<i>REMERCIEMENTS</i>	<i>II</i>
<i>SOMMAIRE</i>	<i>III-IV-V</i>
<i>TABLE DES FIGURES</i>	<i>VI-VII</i>
<i>LISTE DES NOTATION ET SYMBOLES</i>	<i>VIII – IX</i>
<i>RESUME</i>	<i>X-XI</i>
<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	<i>XII –XIII</i>

CHAPITRE 1 : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1. Introduction :	1
1.2. Définition de la machine asynchrone :	1
1.3. Description Paramétrique De La machine Asynchrone Triphasée :	2
1.4. Constitution de la machine asynchrone :	2
1.4.1. Le stator :	2
1.4.2. Le rotor :	2
1.5. Principe de fonctionnement de la MAS :	3
1.6. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :	4
1.7. Modélisation de la machine asynchrone :	5
1.7.1. Hypotheses simplificatrices:	5
1.7.2. Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :	5
1.7.3. Équations générales de la machine asynchrone triphasée :	6
Equations électriques :	6
Equations Magnetiques:	7
Equations mécaniques:	9
1.8. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park :	9
1.8.1. La transformation de PARK :	9
1.8.2. Equations électriques :	11
1.8.3. Equations magnétiques :	12

1.8.4.	<i>Expression du couple électromagnétique :</i>	12
1.9.	<i>Choix du référentiel :</i>	12
1.10.	<i>Représentation d'état de la machine asynchrone :</i>	13
1.11.	<i>Simulation de la machine asynchrone :</i>	14
1.12.	<i>Interprétation des résultats de simulation :</i>	15
1.13.	<i>Modélisation de l'onduleur à MLI :</i>	17
1.14.1.	<i>Résultats de simulation :</i>	19
•	<i>Application de la vide :</i>	19
•	<i>Application de la charge :</i>	21
1.14.2.	<i>Interpretation des résultats :</i>	22
1.15.	<i>Conclusion :</i>	22

CHAPITRE 2 : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1.	Introduction :	23
2.2.	Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) :	23
2.2.1.	Choix d'orientation de flux :	24
2.3.	Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :	24
2.4.	Types de la commande vectorielle :	25
2.4.1.	Commande vectorielle directe :	25
2.4.2.	Commande vectorielle indirecte :	26
2.5.	Les équations de la machine dans CVOF :	26
2.6.	Machine asynchrone alimentée en tension :	27
2.6.1.	Commande indirecte :	27
2.7.	Bloc de dé fluxage :	28
2.8.	Découplage entré-sortie :	28
2.8.1.	Découplage par compensation :	28
2.9.	Schéma général de la commande :	29
2.10.	Régulation :	30
2.10.1.	Conception des régulateurs :	30
2.10.2.	Régulation de courant statorique isd :	31

2.10.3. Régulation de courant statorique isq :.....	32
2.10.4. Régulation de la vitesse :.....	32
2.11. Simulation de la commande vectorielle indirecte.....	33
2.12. Résultats de simulations et interprétations :.....	35
2.13. Conclusion :.....	38

CHAPITRE 3 : COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR MECANIQUE

3.1. Introduction :.....	39
3.2. Modèle d'état dans le repère tournant dq lié au flux rotorique :.....	39
3.3. Observabilité de la machine asynchrone :.....	39
3.3.1. Observabilité de la machine sans mesure de la vitesse :.....	40
3.4. Observateurs interconnectés:.....	42
3.5. Résultats des simulations de l'observateur interconnecté:.....	45
3.5.1. Essai avec les paramètres "nominiaux":.....	47
3.5.2. Essai avec commutation de l'observateur en mode estimateur :.....	49
3.6. Conclusion:.....	51
CONCLUSION GENERALE	52
ANEXXE A.....	53
ANEXXE B	54-61
BIBLIOGRAPHIE	62-63

TABLE DES FIGURES

Fig. N	Intitulés de la Fig.	PAGES
Fig.1-1	Représentation électrique de la machine asynchrone	3
Fig.1-2	Représentation des enroulements statorique	4
Fig.1-3	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	6
Fig.1-4	Principe de la transformation de Park	10
Fig.1-5	Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.	15
Fig.1-6	Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide et charge	17
Fig.1-8	Schéma de l'onduleur de tension	17
Fig.1-9	Schéma simplifié	17
Fig.1-10	Simulation de la machine asynchrone avec onduleur MLI	19
Fig.1-11	Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension avec Onduleur	20
Fig.1-12	Résultats de simulation du démarrage avec charge de la MAS alimentée en tension avec onduleur	21
Fig.2-1	découplage entre MCC et MAS	23
Fig.2-2	Orientation du flux rotorique sur l'axe d	24
Fig.2-3	Analogie entre la MCC à excitation séparée et la machine asynchrone	25
Fig.2-4	Commande vectorielle indirecte de la MAS	26
Fig.2-5	Bloc de défluxage	28
Fig.2-6	La reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	29
Fig.2-7	Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension	30
Fig.2-8	Représentation de la commande par PI	30

Fig.2-9	Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}	31
Fig.2-10	Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}	32
Fig.2-11	Boucle de régulation de vitesse structure IP	32
Fig.2-12	Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension	34
Fig.2-13	simulation de la machine avec la variation de la charge	35
Fig.2-14	simulation de la machine avec l'inversion de vitesse	36-37
Fig.2-15	simulation de la machine avec variation de la vitesse	37-38
Fig.3-1	Structure de l'observateur interconnecté	45
Fig.3-2	Le schéma Simulink utilisé pour expérimenter l'observateur interconnecté	46
Fig.3-3	Vitesse mesurée et Vitesse estimée en fonction du temps dans Commutation Observateur	47
Fig.3-4	Couple de charge mesuré et Couple de charge estimé (N.m) en fonction du temps dans Commutation Observateur	48
Fig.3-5	composante du flux rotorique dans Commutation Observateur	48
Fig.3-6	Déterminant D normalisé en fonction du temps dans Commutation Observateur	48
Fig.3-7	Vitesse mesurée et Vitesse estimée en fonction du temps dans Commutation Observateur/Estimateur	50
Fig.3-8	Couple de charge mesuré et Couple de charge estimé (N.m) en fonction du temps dans Commutation Observateur/Estimateur	50
Fig.3-9	composante du flux rotorique dans Commutation Observateur/Estimateur	51
Tab.1-1	les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone	5

NOTATIONS ET SYMBOLES

MAS	<i>Machine Asynchrone</i>
s, r	<i>Indices respectifs du stator et du rotor.</i>
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	<i>Tensions d'alimentation respectivement des phases as, bs, cs.</i>
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	<i>Courants statoriques respectivement des phases as, bs, cs.</i>
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	<i>Courants rotoriques respectivement des phases ar, br, cr.</i>
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs}$	<i>Flux statoriques.</i>
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr}$	<i>Flux rotoriques.</i>
C_r	<i>Couple résistant.</i>
f	<i>Coefficient de frottement visqueux.</i>
J	<i>Moment d'inertie des masses tournantes.</i>
ω_s, ω_r	<i>Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.</i>
$\omega_{sl} (wg)(w)$	<i>Glissement de vitesse angulaire électrique.</i>
f_s	<i>Fréquence statoriques.</i>
R_s	<i>Résistance statorique.</i>
R_r	<i>Résistance rotorique</i>
L_s	<i>Inductance propre d'une phase statorique.</i>
L_r	<i>Inductance propre d'une phase rotorique.</i>
L_m	<i>Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor.</i>
M_s	<i>Inductance mutuelle entre deux phase statorique.</i>
M_r	<i>Inductance mutuelle entre deux phase rotorique.</i>
M_{sr}	<i>Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe as coïncide avec l'axe ar.</i>
$[V_s]$	<i>Vecteur tension statorique.</i>
$[I_s]$	<i>Vecteur courant statorique.</i>
$[I_r]$	<i>Vecteur courant rotorique.</i>
$[\Phi_s]$	<i>Vecteur flux statorique.</i>
$[\Phi_r]$	<i>Vecteur flux rotorique.</i>
$[R_s]$	<i>Matrice résistance statorique.</i>
$[R_r]$	<i>Matrice résistance rotorique.</i>
$[L_{ss}]$	<i>Matrice inductance statorique.</i>
$[L_{rr}]$	<i>Matrice inductance rotorique.</i>
$[M_{sr}] :$	<i>Matrice inductance mutuelle stator-rotor.</i>
p	<i>Nombre de paires de pôles.</i>
ϑ_s	<i>L'angle électrique entre l'axe as et l'axe d.</i>
ϑ_r	<i>L'angle électrique entre l'axe ar et l'axe d.</i>
ϑ	<i>La position angulaire du rotor par rapport au stator.</i>
Ω	<i>Vitesse de rotation mécanique.</i>
C_{em}	<i>Couple électromagnétique.</i>
d	<i>Indice de l'axe direct.</i>
q	<i>Indice de l'axe en quadrature</i>
$MLI(pwm)$	<i>Modulation de largeur d'impulsion.</i>
T_r, T_s	<i>Constantes de temps statorique et rotorique.</i>

CV	Commande Vectorielle
Vdc	Tension continu.
f_p	Fréquence de la porteuse.
CV-OF	Commande vectorielle par orientation du flux
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée.
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte.
k_p	Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur.
k_i	Coefficient de l'action intégrale du régulateur.
τ_r	Constante de temps du régulateur.
FOC	Field-Oriented Control
DFOC	Direct FOC
IFOC (IRFOC)	Indirecte FOC
MCC	Machine à courant continu
PI	Proportionnel- Intégrateur
e	Erreur

ملخص

المحرك غير المتزامن هو الخيار لعدة تطبيقات صناعية، إذ أعطى لها ثقة ومثانة في بنيتها، كما أن هذا المحرك يتطلب صيانة أقل وتكلفته منخفضة. ومع ذلك، فإن المحرك غير المتزامن هو نظام معقد غير خطي وغير ثابت. وهذا يطرح العديد من المشاكل للتحكم والمراقبة. كما أن إستراتيجية التحكم الخطي غير كافية لحل هذه المشاكل. هذا هو السبب في أنه من الضروري استخدام تقنيات غير خطية لتحسين أداء أنظمة التحكم. من ناحية أخرى، فإن متغيرات المحرك غير المتزامن ليست كلها قابلة للقياس، فمن الضروري استعمال مراقب لحل هذه المشكلة، وبالتالي خفض التكلفة وإزاحة التركيب المعقد

الهدف الرئيسي من هذه الدراسة هو تجميع التحكم الشعاعي و المراقب غير الخطي لإكمال النظام دون استعمال المراقب الميكانيكي للمحرك غير المتزامن. من أجل ذلك، اقترحنا التحكم غير الخطي والمراقب غير الخطي مع أهداف محددة هي: تحسين مراقبة التتبع، ضمان الاستقرار.

. **الكلمات المفتاحية** : المحرك غير المتزامن, التحكم غير الخطي, المراقب غير الخطي

Résumé

Le moteur asynchrone est le choix par excellence pour plusieurs applications industrielles vu sa fiabilité, robustesse, entretien moins fréquent et faible coût. Cependant, la machine asynchrone est un système complexe non linéaire et non stationnaire. Ceci pose beaucoup de problèmes pour sa commande et sa surveillance. Les approches de commande linéaires restent insuffisantes pour résoudre ces problèmes. C'est pourquoi il est indispensable de recourir aux techniques non linéaires permettant d'améliorer les performances des systèmes de commande de la machine. D'autre part, les variables d'état de la machine asynchrone ne sont pas toutes mesurables, il est donc nécessaire de synthétiser un observateur d'état pour résoudre ce problème, ce qui permet de réduire le coût et la complexité de l'installation par diminution du nombre de capteurs nécessaires à la prise des mesures. L'objectif principal de cette mémoire consiste à synthétiser une loi de commande non linéaire associée à un observateur non linéaire pour réaliser la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone.

Pour la commande, nous avons proposé la commande vectorielle avec observateur interconnecté avec objectifs : améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité.

Mots-clés : Moteur asynchrone, Commande vectorielle (CV), Observateur interconnecté

Abstract

Asynchronous motor is the main choice for many industrial applications. This is due to its low cost, high reliability, robustness and less maintenance requirements. However, the asynchronous machine is a nonlinear and non-stationary system. This entails many problems for the system machine control, condition monitoring and fault diagnosis. Linear control approaches are still insufficient to solve these problems. To achieve the goal of control and fault diagnosis of asynchronous motor as a nonlinear system, nonlinear techniques are necessary to improve the performance of the machine. On the other hand, only a few state variables of the asynchronous machine are available for on-line measurements, so it is necessary to design a state observer to solve this problem, and therefore reduce the cost and complexity of the installation by using a minimum number of sensors.

The main objective of this thesis is to synthesize a non-linear control law associated with a nonlinear state observer to achieve sensor less control of the considered induction motor. We propose control based on Field oriented control with observer nonlinear with the following objectives: improving the trajectories tracking, stability.

Key-words: Induction motor, Field oriented control (FOC), vector control, observer nonlinear.

INTRODUCTION GENERALE

Depuis le début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position de précision. Par la suite, la machine asynchrone bénéficia d'une attention particulière dans les installations industrielles modernes, pour plusieurs raisons, notamment : son faible coût, sa masse réduite, sa robustesse et sa simplicité de fabrication et d'entretien.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation des courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée. Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en œuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

Depuis quelques années, grâce à la mise au point de calculateurs « temps réel » rapides, on exploite de plus en plus les machines asynchrones. Les machines à cage sont de fabrication simple et ne posent pas de problème de maintenance. Par contre, on ne savait pas réaliser le découplage courant-flux car on ne peut jouer que sur les caractéristiques de la tension du moteur, il n'y a pas d'excitation ! Mais plus maintenant C'est maintenant chose faite.

Mais non, les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande d'axe à vitesse variable. Conjointement à ces avancées technologiques, la communauté scientifique a développé diverses approches de commande vectorielle comme commande par flux rotorique orienté d'une machine asynchrones.

Le variateur de vitesse pour la machine asynchrone est un équipement électrique souvent mis en place dans un environnement déjà existant. La machine à contrôler n'est pas toujours accessible, ou la distance entre le variateur et la machine peut être grande. De plus, le capteur de vitesse est peu fiable car sensible aux perturbations extérieures. Sa présence engendre une augmentation du coût de la commande (coût de maintenance en cas de panne du capteur), la complexité de l'installation. Pour des raisons économiques, la commande sans capteur mécanique requiert l'attention de nombreux industriels. De ce point de vue, l'objectif principal de cette étude consiste à synthétiser des lois de commande sans capteur mécanique pour la machine asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous commencerons par la modélisation du système– machine asynchrone onduleur. Dans la première partie on donnera la représentation mathématique de la

machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur deux niveaux.

Dans la deuxième partie on exposera les principes de la commande vectorielle des machines asynchrones, en se limitant plus particulièrement à la commande indirecte à flux rotorique orienté appelée IFOC (Indirect Field Oriented Control).

Le chapitre trois est entièrement consacré aux techniques de synthèse d'observateurs non linéaires sans capteur mécanique pour la machine asynchrone. Dans la littérature, il existe plusieurs techniques pour synthétiser un observateur. Nous nous sommes intéressé particulièrement aux observateurs interconnectés à grand gain.

Objectif de travail:

Ce travail présente la commande par flux orienté d'une machine asynchrone (MAS) sans capteur mécanique (capteur de vitesse, capteur de couple de charge). La méthodologie peut être divisée en deux parties.

Dans un premier temps nous présentons l'observateur interconnecté à grand gain utilisé pour estimer les grandeurs mécaniques et magnétiques à partir de la mesure des courants statoriques. Ensuite nous utilisons la commande vectorielle (IRFOC) pour assurer le suivi de vitesse et de flux.

Pour tester notre loi de commande et l'observateur tout en considérant les problèmes de la commande sans capteur de la MAS à basse vitesse une trajectoire a été proposé.

Les trajectoires ont été construites pour tester la commande et l'observateur sous trois conditions :- basse vitesse avec couple de charge nominal, vitesse élevée avec couple de charge nominal et très basse vitesse avec couple de charge nominal (dans cette partie la MAS est inobservable).

CHAPITRE 1 :

MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1.Introduction :

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite élargir son étude et permet sa commande, mais les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes, on doit donc développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible de modèle réel .

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies [1] :

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

Dans Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone à cage dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de Park et modèle mathématique de l'onduleur .la deuxième partie sera consacrer sur la validation par simulation numérique du modèle de la machine sans onduleur et avec onduleur, les paramètres sont données en annexe (A).

1.2.Définition de la machine asynchrone :

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales .Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique .La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. [1].

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- Les machines induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s [2].

1.3. Description Paramétrique De La machine Asynchrone Triphasée :

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

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

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad \Omega_{gl} = \Omega_s - \Omega_r \quad (1-1)$$

Avec :

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

p : nombre de paire de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Ω_r : Pulsation rotorique, liée à la fréquence du rotor.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotorique sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note : [4]

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

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (1-2)$$

1.4. Constitution de la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone représenté ci-dessous (voir la **Fig-1-1**) est constituée par [5] :

1.4.1. Le stator :

Le stator d'un moteur asynchrone est identique à celle d'un moteur synchrone (MS), 3 enroulements couplés en étoile ou en triangle et décalés entre eux de $2\pi/3$ qui sont alimentés par un système de tensions équilibrées.

1.4.2. Le rotor :

Le rotor du moteur supporte un bobinage semblable à celle du stator du MS, bobinage triphasé décalés de $2\pi/3$ à même nombre de pôles que celle du stator du MS. Ces 3 bobinages sont couplés en

étoile et court-circuités sur eux-mêmes. Ce type de rotor est dit bobiné mais on peut envisager un rotor plus sommaire constitué de barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.

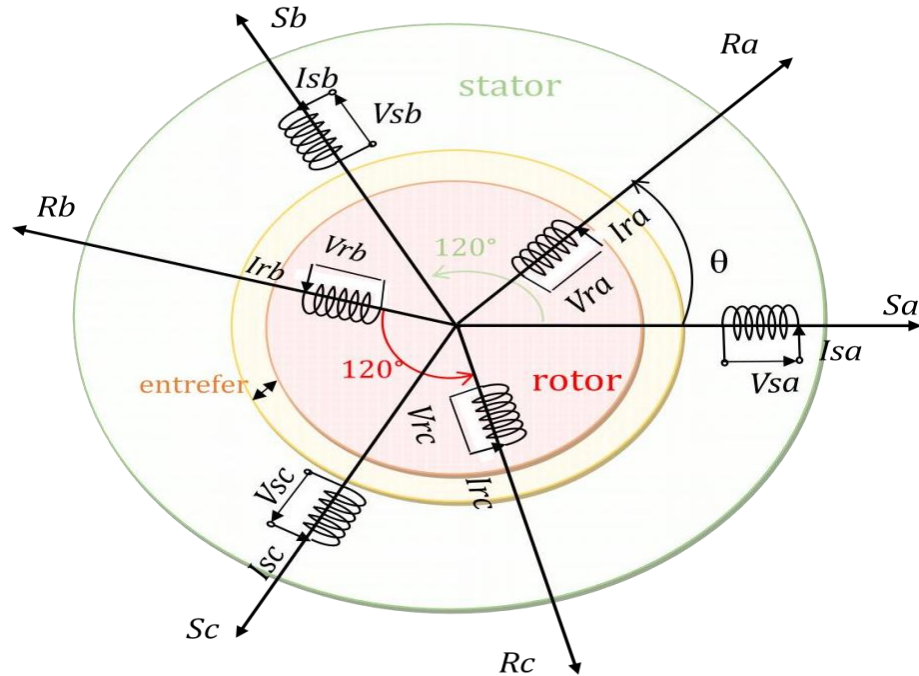


Fig. 1- 1 : Représentation électrique de la machine asynchrone

1.5.Principe de fonctionnement de la MAS :

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives. La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique. Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant.

Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant, Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres. Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés.

Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit $50\text{Tr/s} = 3000\text{ tr/mn}$.

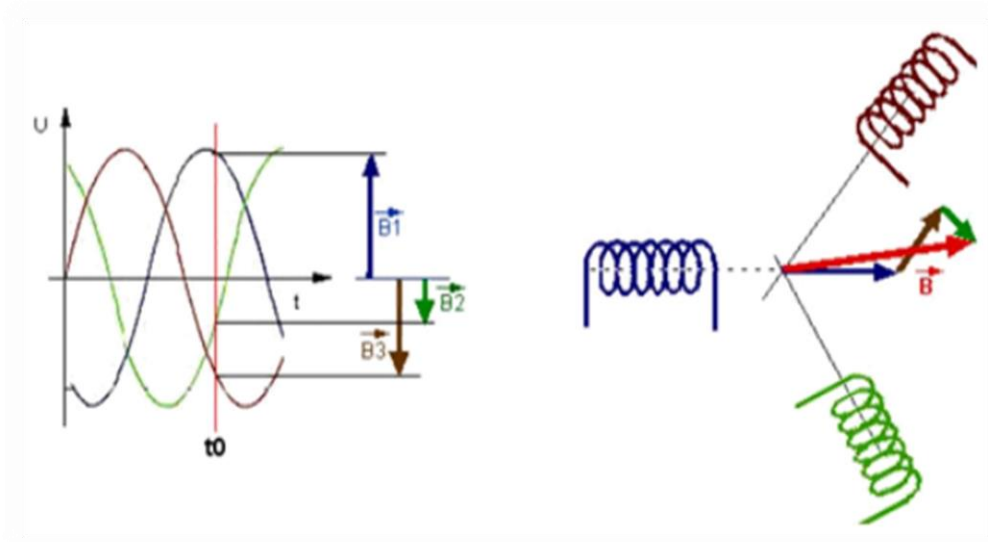


Fig. 1- 2 Représentation des enroulements statorique

Les 3 enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Le rotor est constitué d'une cage d'écureuil. Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance. Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.

Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone. [6]

1.6. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [5] :

Avantages	Inconvénient
<ul style="list-style-type: none"> ✓ Structure simple. ✓ robuste et facile à construire. ✓ Coût réduit. ✓ absence d'un système bagues balais 	<ul style="list-style-type: none"> ✓ Non-découplage naturel. ✓ Non-linéarités.

TAB. 1-1 : les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone.

1.7. Modélisation de la machine asynchrone :

1.7.1. Hypotheses simplificatrices:

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très complexes quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices, pour faire la modélisation de la machine asynchrone [7] :

- Une symétrie parfaite de la machine.
- Le bobinage statorique est reparti de manière à donner une *f.é.m.* sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court-circuit.
- Le niveau de la saturation est faible et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

Ces hypothèses impliquent que:

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

1.7.2. Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc :

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure 1.3 et dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. L'angle électrique θ

variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence [3].

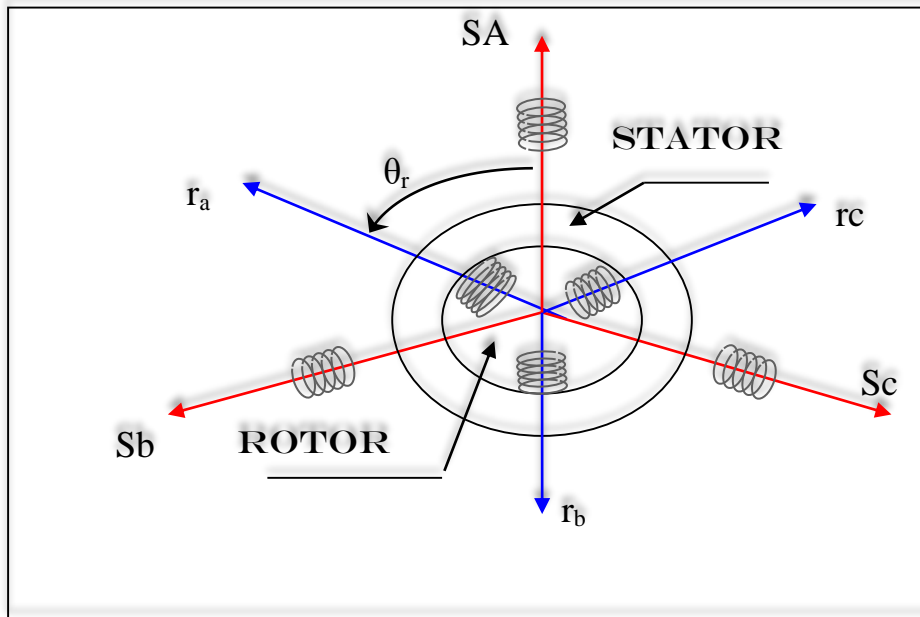


Fig.1-3 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

1.7.3. Équations générales de la machine asynchrone triphasée :

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [8] :

Equations électriques:

Es équations de tension des trois phases statiques et des trois phases rotoriques Sont :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (1-3)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (1-4)$$

En désignant par :

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

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

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux totaux à travers ces enroulements.

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions rotorique

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (1-2) et (1-3) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

Ou sous la forme condensée comme suit:

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s(abc)}] \quad (1-6)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r][i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r(abc)}] \quad (1-8)$$

Equations Magnetiques:

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit [9] :

Pour le stator et Pour le rotor :

$$\begin{cases} \Phi_s = |L_s| \mathbf{I}_s + |M_{sr}| \mathbf{I}_r \\ \Phi_r = |L_r| \mathbf{I}_r + |M_{rs}| \mathbf{I}_s \end{cases} \quad (1-9)$$

Pour le stator

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1-10)$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1-11)$$

On désigne par :

[L_s] : Matrice des inductances statoriques.

[L_r] : Matrice des inductances rotoriques.

[M_s] : Matrice des inductances mutuelles statoriques.

[M_r] : Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

$$|R_s| = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; |R_r| = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad |L_s| = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad |L_r| = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1-12)$$

Ainsi :

$$|M_{sr}|^T = |M_{rs}| = M' \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1-13)$$

Avec :

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

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

M : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase du rotor

Equations mécaniques:

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) [10] :

$$C_e = P [i_{s(abc)}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{r(abc)}] \quad (1-14)$$

Pour avoir un modèle complet de la machine il nécessite d'introduire l'équation du mouvement de la machine est exprimée comme suivant :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = (C_e - C_r - f_r \Omega_r) / J \quad (1-15)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

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

Ω_r : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Les équations (1-4) ainsi obtenus sont à coefficients variables entraînant la complexité de résolution du modèle défini par (1-3). Cela conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre constant ces paramètres.

1.8. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park :

La transformation de PARK est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent Maintenant de la réaliser en temps réel.

1.8.1. La transformation de PARK :

La transformation de Park a pour objectif de représenter une grandeur vectorielle à trois dimensions (triphase) par une grandeur équivalente, mais à deux dimensions (biphase) seulement. Donc le repère à trois dimensions, dans lequel est représentée cette grandeur, est remplacé par un repère à deux dimensions. De plus, les axes de ce dernier repère sont en quadrature ce qui réduit considérablement le modèle mathématique de la machine. La structure symétrique et équilibrée de la machine asynchrone permet de faciliter le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphase équivalente.

La Fig. 1.4 montre le principe de la transformation de Park. Dans cette figure les lettres A, B et C désignent respectivement les axes des trois phases du stator, les lettres a, b et c désignent respectivement les axes trois phases du rotor et les lettres d et q désignent respectivement les axes directe et en quadrature du repère de Park θ_s désigne l'angle entre l'axe direct du repère de Park et l'axe statorique de la phase A θ_r , θ_r désigne l'angle entre l'axe direct du repère de Park et l'axe rotorique de la phase a et θ désigne l'angle entre les axes de référence statorique et rotorique.

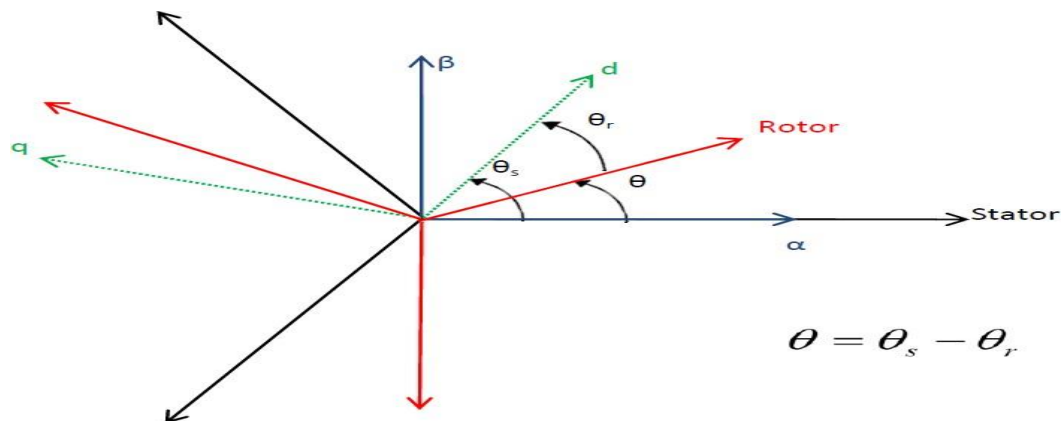


Fig.1-4 : Principe de la transformation de Park

La relation entre les pulsations caractéristiques de la machine asynchrone s'écrit alors :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta_{sl}}{dt} \quad (1-16)$$

On pose $\omega r = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$. Où Ω est la vitesse mécanique de rotation de la machine et p le nombre de paires de pôles de la machine. Le passage d'un système triphasé au système biphasé de Park est effectué à l'aide de la matrice de passage $P(\theta)$ suivante, appelée matrice de Park [11] :

$$\begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1-17)$$

La transformation inverse est également donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \theta & -\sin \theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1-18)$$

Un des avantages de la transformation de Park est de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de la vitesse de rotation. La transformation de Park (d, q) peut être également obtenue à partir des composantes de Concordia (α, β) en faisant une rotation d'un angle ϕ comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (1-19)$$

On définit également la transformation inverse par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & -\sin \phi \\ \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (1-20)$$

On appliquant la transformation de Park aux équations de la machine asynchrone on obtient de modèle dans le repère de Park

1.8.2. Equations électriques :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \\
 0 &= R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \\
 0 &= R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr}
 \end{aligned} \tag{1-21}$$

1.8.3. Equations magnétiques :

Les relations entre courants, flux statoriques et rotoriques, faisant intervenir les trois inductances cycliques de la machine L_s , L_r et L_m , deviennent alors :

$$\begin{aligned}
 \varphi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\
 \varphi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\
 \varphi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\
 \varphi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs}
 \end{aligned} \tag{1-22}$$

$$\text{Avec: } L_s = l_s - M_s, L_m = \frac{3}{2} M \text{ et } L_r = l_r - M_r.$$

Où L_s est l'inductance cyclique statorique, L_r l'inductance cyclique rotorique et L_m l'inductance mutuelle cyclique stator-rotor

1.8.4. Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être exprimé par l'équation suivante :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \tag{1-24}$$

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = (C_e - C_r - f_r \Omega_r) / J \tag{1-25}$$

1.9. Choix du référentiel :

Le choix de repère se fait selon l'objectif de l'application, on distingue trois choix plus importants :

- **Repère (d, q) lié au stator :** ce repère est fixe par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude de démarrage et de freinage de la machine. Il est caractérisé par

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \omega_{sl} = -\frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (1-26)$$

- **Repère (d, q) lié au rotor** : ce repère est fixe par rapport au rotor, il est utilisé pour la simulation des régimes transitoires des machines. Il est caractérisé par

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \text{ et } \omega_{sl} = \frac{d\theta}{dt} = 0 \quad (1-27)$$

- **Repère lié au synchronisme** : ce repère est fixe par rapport au champ tournant, il est utilisé pour la commande vectorielle de la machine, il est caractérisé par [7]

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \omega_{sl} = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad (1-28)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Ce choix permet de prendre en considération la pulsation de glissement entre le rotor et le stator et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. La régulation de vitesse de rotation du rotor est une application typique dans ce cas.

Le choix d'un type de positionnement du repère de Park dépend généralement des objectifs de l'application considérée [12]

1.10.Représentation d'état de la machine asynchrone :

Il existe plusieurs représentations d'état de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'état du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation a été faite. Pour notre part, le choix est basé sur les composantes du courant statoriques et du flux du rotor sur les axes (dq) . [12]

À partir des équations électriques et magnétiques on a :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-R_{sm}i_{sd} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \cdot \Phi_{dr} + \frac{M}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \Phi_{rq} + V_{sd} \right] \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s i_{sd} - R_{sm}i_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \Phi_{rd} + \frac{M}{L_r T_r} \cdot \Phi_{rq} + V_{sq} \right] \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rd} + \Phi_{rd} \cdot \omega_{sl} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{sq} - \Phi_{rd} \cdot \omega_{sl} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_{rq} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P}{J} \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot i_{sq} - \Phi_{rq} \cdot i_{sd}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (1-29)$$

La machine peut être représentée par la relation suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \tag{1-30}$$

Avec :

$[X]$: Le vecteur d'états.

$[U]$: Le vecteur de commande.

$[A]$: La matrice dynamique du système.

$[B]$: La matrice d'application de commande.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma \cdot L_s} R_{sm} & \omega_s & \frac{M}{bT_r} & \frac{M \cdot \omega_r}{b} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \cdot R_{sm} & -\frac{M \cdot \omega_r}{b} & \frac{M}{bT_r} & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ -\frac{P \cdot M}{j \cdot L_r} \phi_{rq} & -\frac{P \cdot M}{j \cdot L_r} \phi_{rd} & 0 & 0 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ C_r \end{bmatrix} \tag{1-31}$$

Avec :

$$R_{sm} = r_s + \frac{M^2}{T_r L_r}; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; b = \sigma \cdot L_s \cdot L_r$$

1.11. Simulation de la machine asynchrone :

La simulation a été effectuée par le logiciel «Simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera la simulation numérique d'une machine asynchrone triphasé alimentée directement par un réseau standard, on alimente la machine par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. La **figure (1-5)** représente le schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone, ce schéma élaborer à partir des équations suivantes :

- L'équation d'état.
- L'équation du couple électromagnétique.
- L'équation du mouvement.

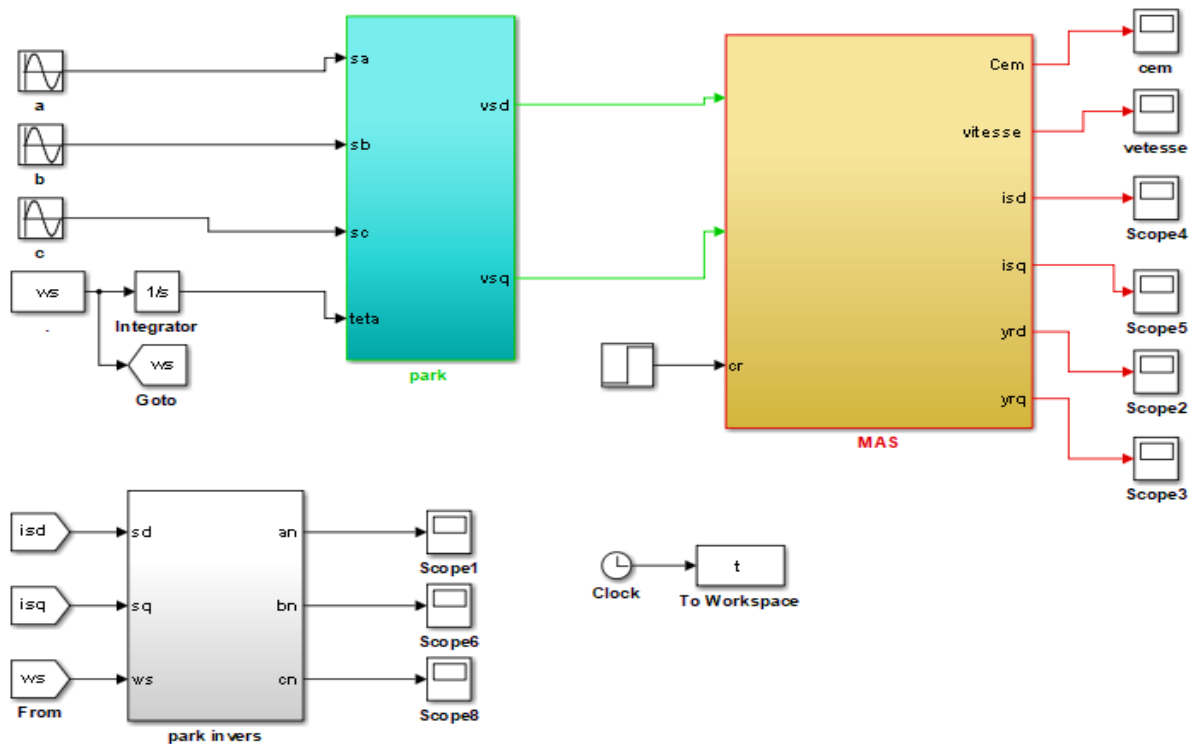


Fig.1-5 : Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension.

1.12. Interprétation des résultats de simulation :

En première étape on va simuler sans applique une perturbation ($C_r = 0$).

L'examen des courbes dans démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir (**fig.1-6**) :

Aux premiers instants, les courants statoriques présentes des oscillations successives autour de zéro, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances, le régime permanent est atteint, ces oscillations peut être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétitions excéccives.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présentes aux premier instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

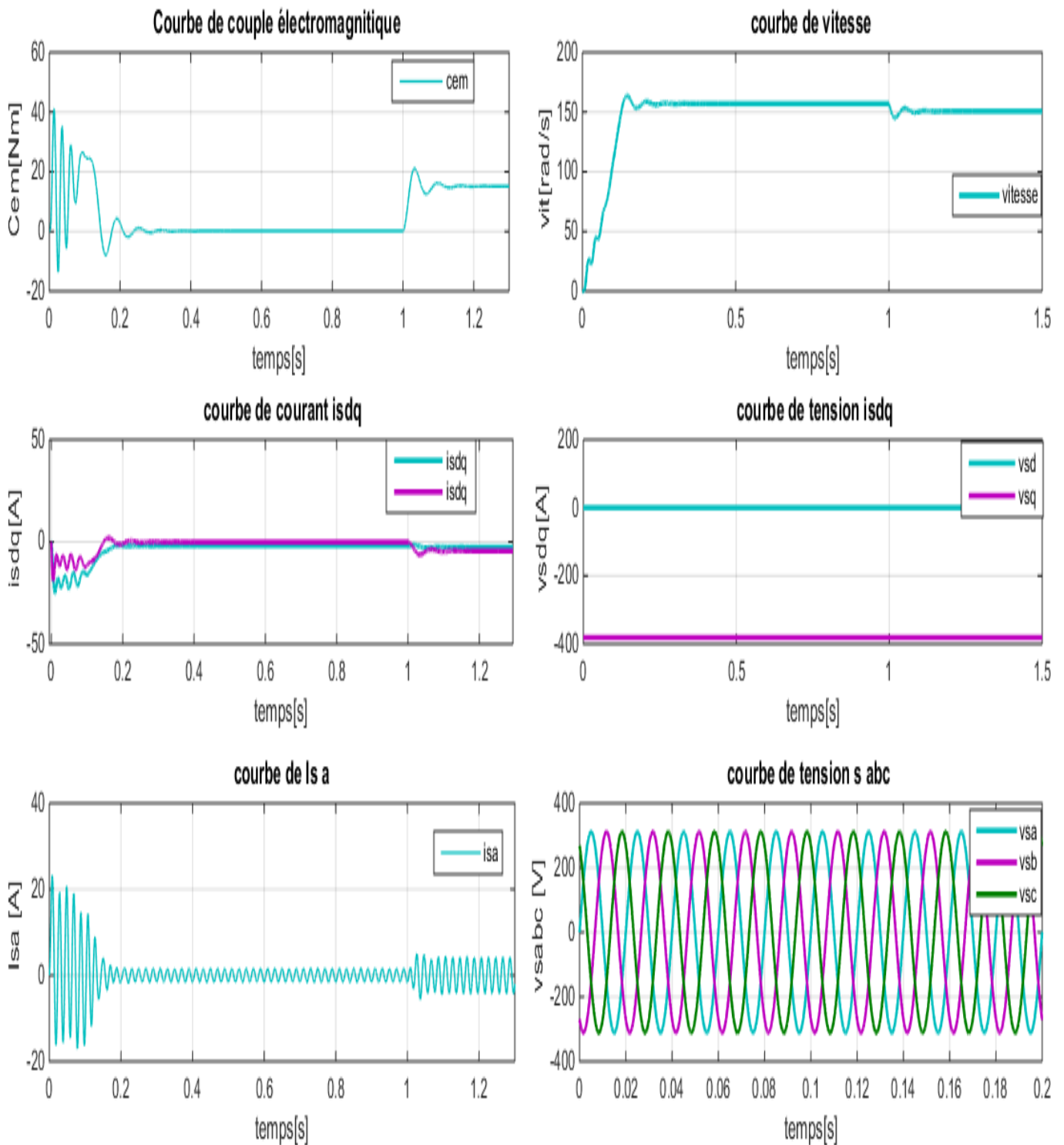
En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r = 15 \text{ N.m}$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t = 1 \text{ s}$) et les résultats de simulation sont regroupés dans la (**fig.1-6**) :

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse instantanée.

Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement. Les courants statoriques évoluant selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

On remarque également que les flux rotorique subissent une chute causée par le glissement.

Démarrage à vide et en charge $t=1$ ($C_r=15$ N.m)



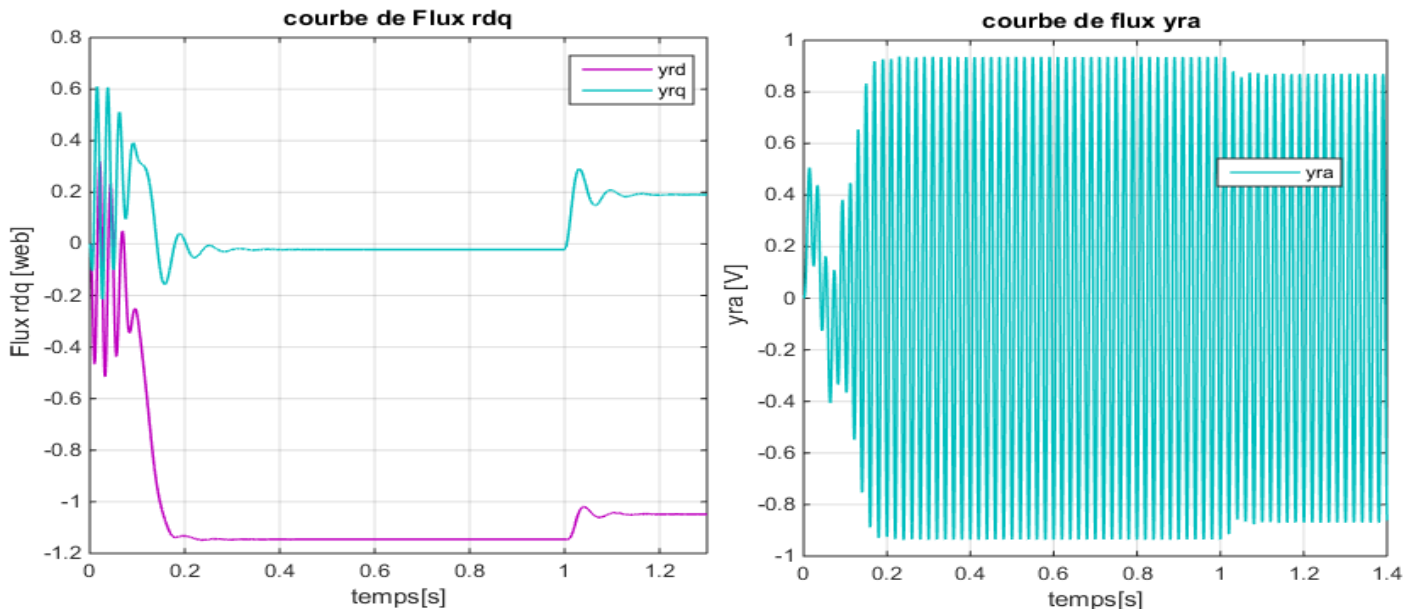


Fig.1-6 : Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS lors de démarrage à vide / charge

1.13. Modélisation de l'onduleur à MLI :

L'onduleur de tension triphasé (**Fig.1-8**) permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage, Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS, des IGBT ou des GTO associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [12].

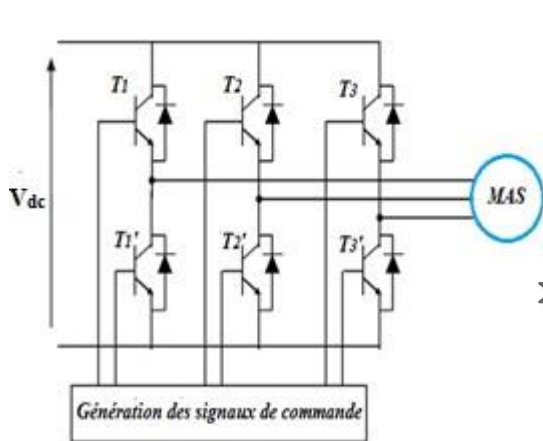


Fig. 1-8 : Schéma de l'onduleur de tension

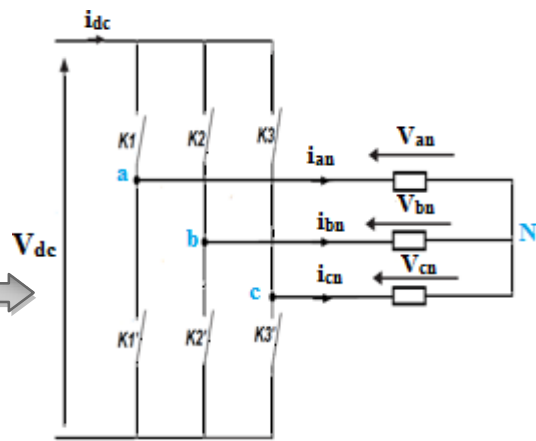


Fig. 1-9 : Schéma simplifié

Le schéma simplifié de l'onduleur de tension associé à la machine est représenté sur la (fig1-9). Afin l'élaborer un modèle de fonctionnement de l'onduleur, on considère que chaque bras de celui-ci est constitué de deux interrupteurs K1 et K2 supposés parfaits, c'est-à-dire les phénomènes dus à la commutation sont négligés

Lorsque le neutre de la charge isolé :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{1-32}$$

$$i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \tag{1-33}$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{Si } K_1 \text{ fermé et } k_{1^*} \text{ ouvert} \\ 0 & \text{Si } k_{1^*} \text{ fermé et } K_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{Si } K_2 \text{ fermé et } k_{2^*} \text{ ouvert} \\ 0 & \text{Si } k_{2^*} \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{Si } K_3 \text{ fermé et } k_{3^*} \text{ ouvert} \\ 0 & \text{Si } k_{3^*} \text{ fermé et } K_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur par rapport au point N sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = F_1 \cdot V_{dc} \\ V_{bn} = F_2 \cdot V_{dc} \\ V_{cn} = F_3 \cdot V_{dc} \end{cases} \tag{1-34}$$

Les tensions composées de l'onduleur se déduisent en utilisant les fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (F_1 - F_2) \cdot V_{dc} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_2 - F_3) \cdot V_{dc} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (F_3 - F_1) \cdot V_{dc} \end{cases} \tag{1-35}$$

Nous pouvons exprimer également les tensions simples à partir des tensions composées comme :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{cases} \tag{1-36}$$

L'expression des tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexion est obtenue à partir des équations (1-35) et (1-36) :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \tag{1-37}$$

1.14.Simulation de la machine asynchrone avec onduleur MLI :

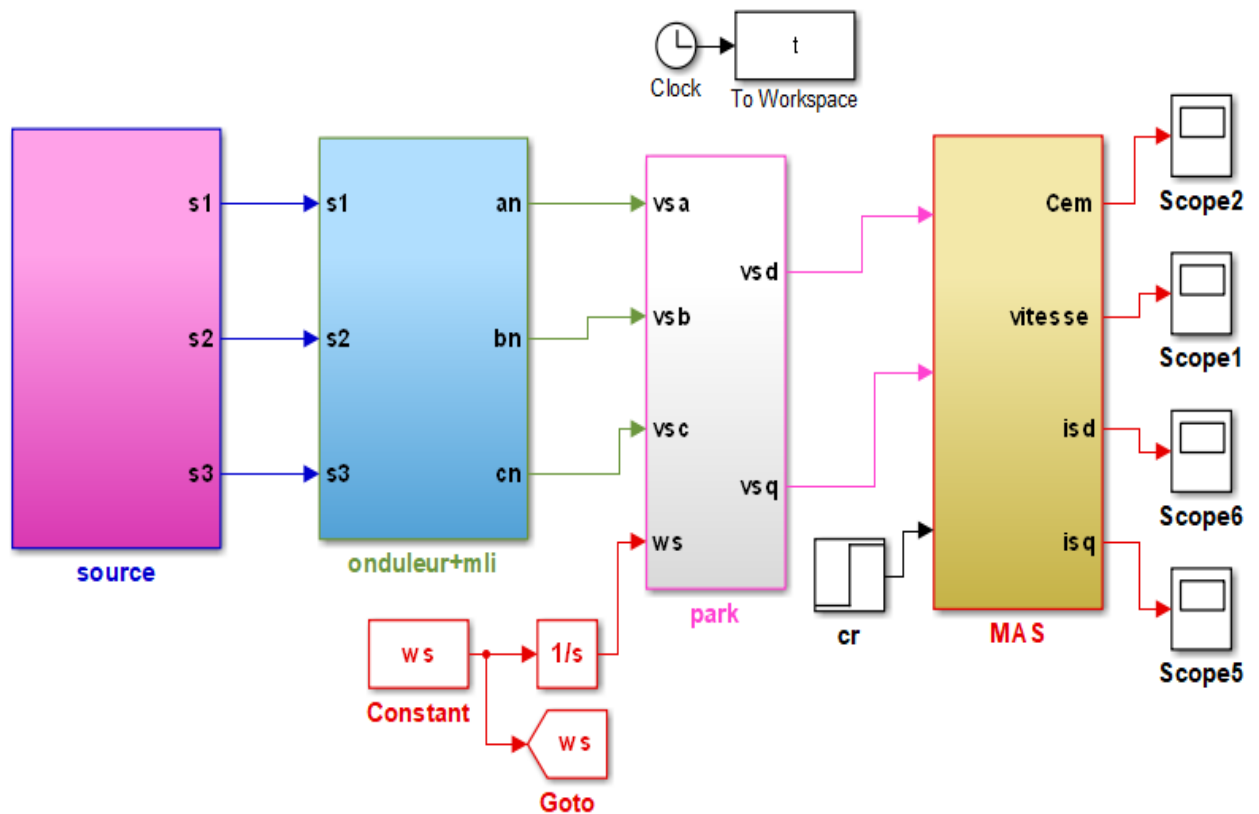


Fig.1-10 : Simulation de la machine asynchrone avec onduleur MLI

1.14.1. Résultats de simulation :

Pour la commande de la vitesse de la machine asynchrone on utilise comme stratégie, la MLI avec une porteuse et une modulante (MLI Trianguler- sinusoidale). On choisit une fréquence d'échantillonnage $f_p=2 \text{ kHz}$

• **Application de la vide :**

En première étape : on va simuler sans appliquer une perturbation ($C_r = 0$).

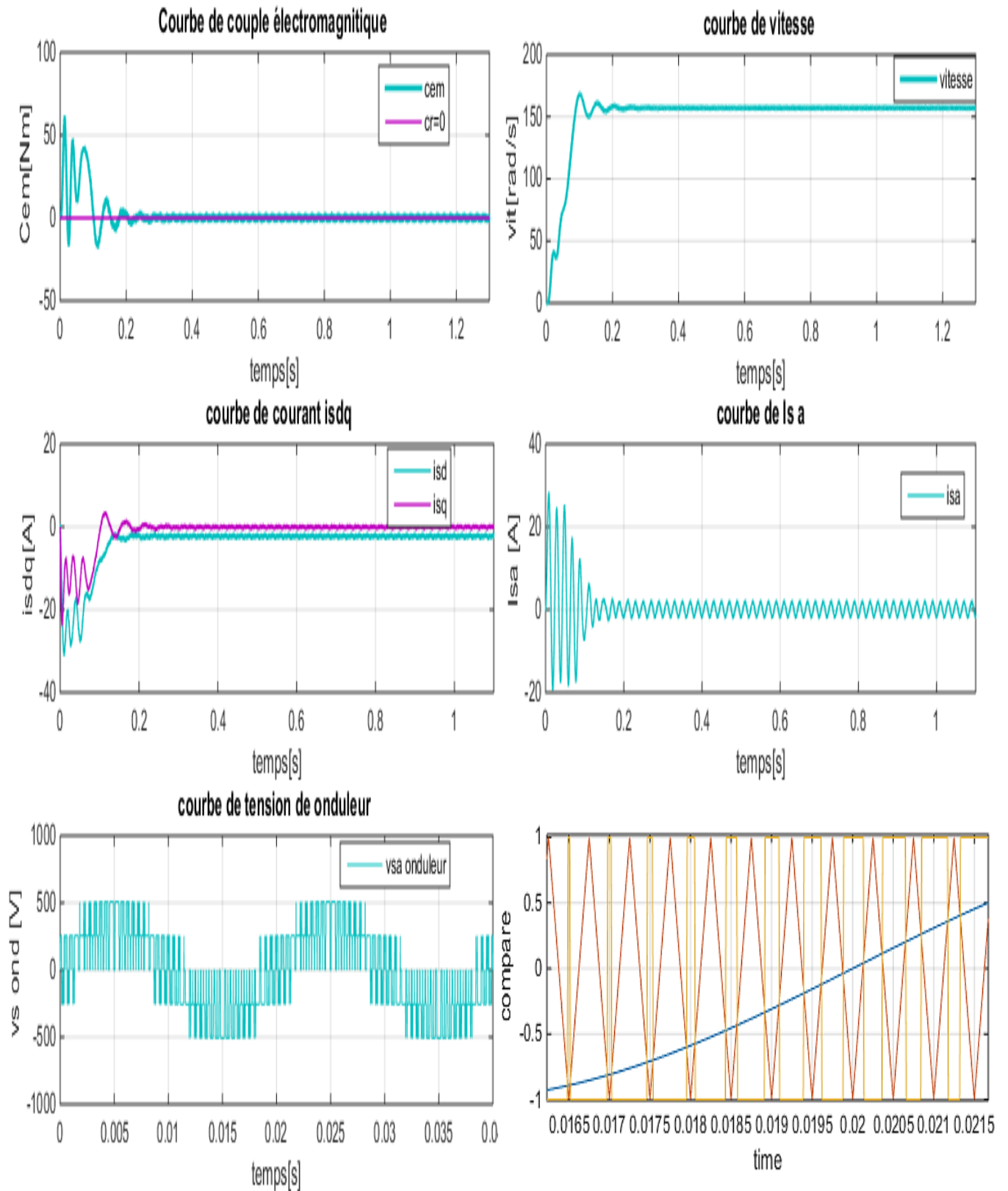


Fig. 1-11 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension avec Onduleur

• **Application de la charge :**

On a appliqué une charge dans $t=1$ s de 20 Nm, cette dernière provoque une diminution de vitesse et en flux et une augmentation dans le courant statorique et le couple garde sa valeur permanente avec des ondulations à cause de pollution harmonique

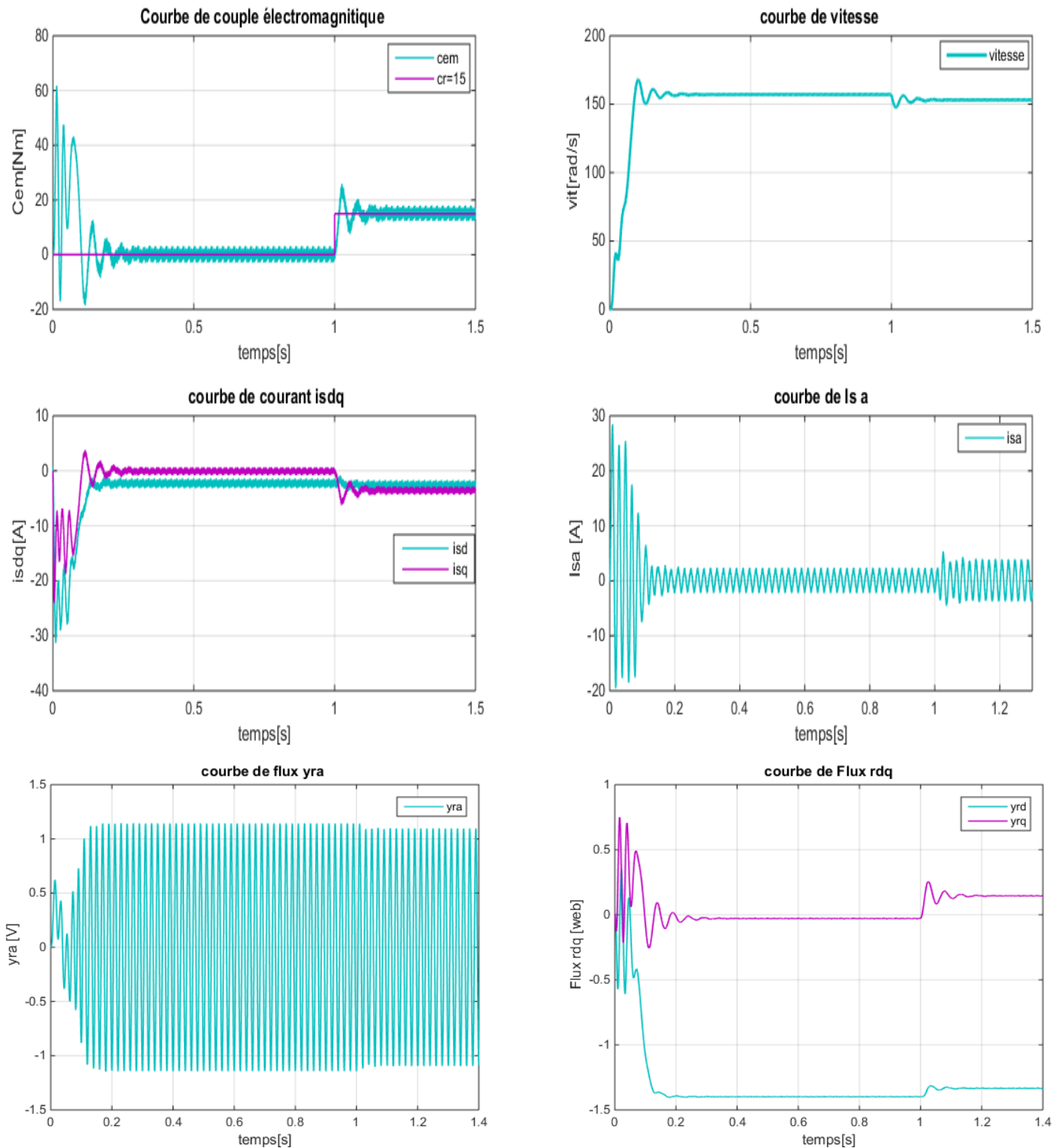


Fig. 1-12 : Résultats de simulation du démarrage avec charge de la MAS alimentée en tension avec onduleur

1.14.2. Interpretation des résultats :

L'analyse des courbes pour les deux cas sans et avec onduleur montre clairement que la vitesse atteint sans régime permanent au bout de certain temps dit temps de réponse puis elle se stabilise. Une fois la charge est appliquée, la vitesse diminue car aucune commande n'est introduite.

Pour le couple, un pic est remarqué en régime transitoire pour ramener la machine à son régime puis s'annule jusqu'à l'application d'un couple résistant. Ensuite il augmente pour compenser la charge.

De la figure de courant, on note le classique appel du courant lors de la mise sous tension de la machine asynchrone. Le courant atteint une valeur maximale d'environ 6-7 fois le courant nominal de la machine puis se stabilise à la valeur du courant à vide. Une fois la charge est appliquée, une augmentation est notée du à l'augmentation du couple électromagnétique.

Notons que la courbe de la vitesse obtenue dans le cas d'un démarrage de la machine asynchrone avec onduleur présente, par rapport au cas sans onduleur, un retard au niveau de l'établissement du régime permanent car l'onduleur est considéré comme un filtre du premier ordre caractérisé par une constante de temps. Des ondulations au niveau du couple sont remarquables sont dues à la technique de commutation.

1.15. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait la modélisation de la machine asynchrone cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine asynchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Afin. Nous exposé la théorie de méthode commande vectorielle sera l'objet du deuxième chapitre.

CHAPITRE 2 :

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1. Introduction :

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse).

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone. [1]

Mais La commande de la machine asynchrone est devenue un domaine de recherche très actif durant ces dernières décennies. Cet intérêt est motivé par le besoin de prendre sa structure d'état non-linéaire.

Différentes stratégies de commande seront présentées à savoir : le contrôle scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple (DTC), la commande par platitude, et enfin une commande de linéarisation entrée- Sortie.

Proposées dans la littérature. La commande par orientation de flux, qui assure un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée, vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications. [12]

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (FOC) Qui a besoin la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). La méthodologie consiste, en premier lieu, à présenter les équations du modèle de la machine, représentés sous forme de schémas bloc, puis à adjoindre la commande sur cette dernière formulation.

2.2. Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) :

l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine[2].

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 et de la grandeur courant I, Qui existent naturellement découplés dans une machine à courant continu. (Courant d'excitation producteur de flux -, et courant d'induit - producteur de couple.) [13]. et Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux (I_{sd}) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{sq}) [6].

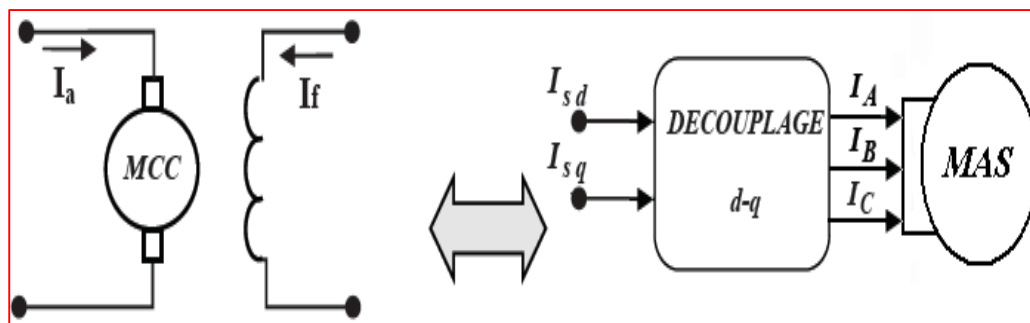


Fig.2-1 : découplage entre MCC et MAS

2.2.1. Choix d'orientation de flux :

Il existe dans la littérature trois méthodes :

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes (q, d), à repère tournant biphasé orienté sur ϕ_r (flux rotorique), ϕ_s (flux statorique) ou d'entrefer. [14]

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 : $\phi_{de} = \phi_e$, $\phi_{qe} = 0$

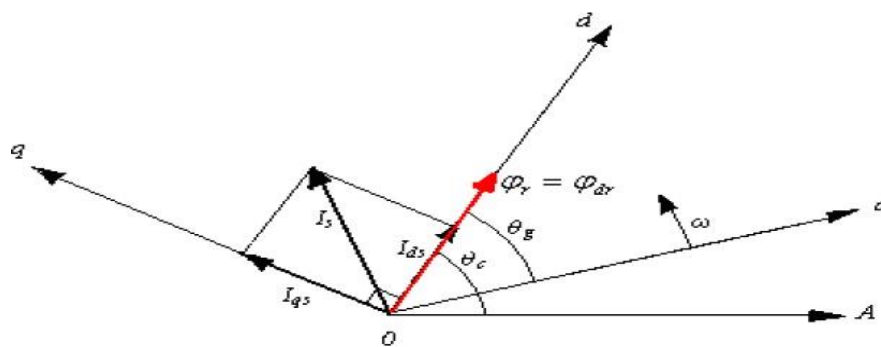


Fig.2-2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe *d*

2.3.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique :

Dans notre travail, nous limitons à l'orientation du flux rotorique, car, elle est la plus utilisée, elle élimine l'influence de réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats [1].

D'après ces propriétés on peut écrire

$$\begin{aligned} \Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r = cst \end{aligned} \tag{2-1}$$

On remplace ce système dans le système (1-29) on obtient :

$$\begin{aligned} \Phi_r &= M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \end{aligned} \tag{2-2}$$

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

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq} \tag{2-3}$$

On remplace le système (2-1) dans l'équation (1-28) on aura

$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \tag{2-4}$$

Ou encore, le couple devient :

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \quad \text{Avec :} \quad k_2 = \frac{pM^2}{l_r} \tag{2-5}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. **La figure (2-3)** illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone. [1]

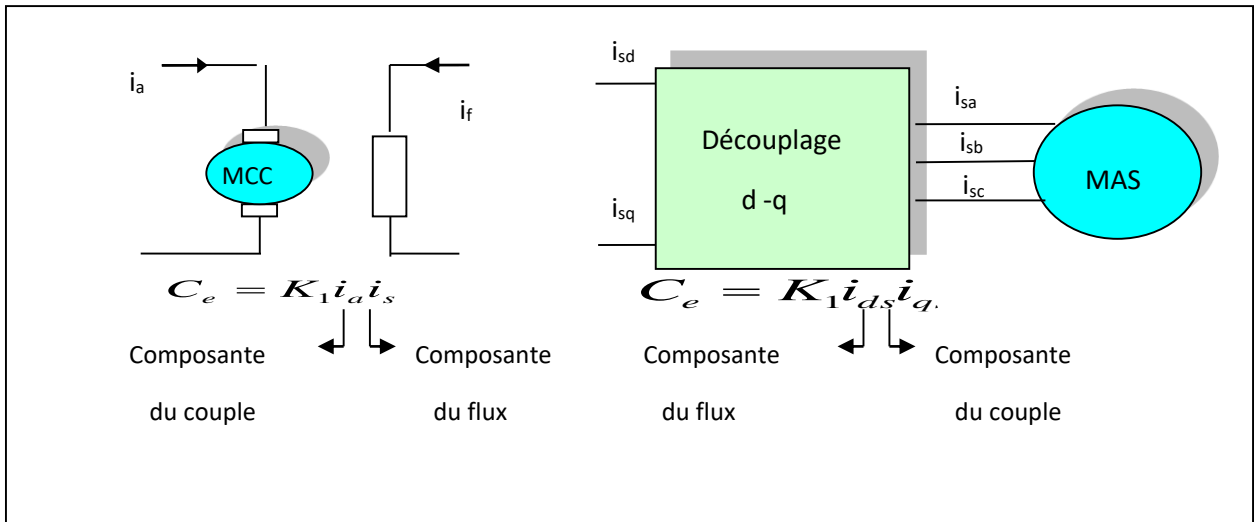


Fig.2-3 : Analogie entre la MCC à excitation séparée et la machine asynchrone

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

2.4.Types de la commande vectorielle :

Il existe deux modelés les plus utilisés dans les travaux de recherche.

2.4.1. Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux. Et pour déterminer sa position du flux il faut utiliser le capteur à effet HALL placés sur les dents de stator [6].

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

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

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-R_{sm} i_{sd} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \cdot \Phi_r + V_{sd} \right] \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[-\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s i_{sd} - R_{sm} i_{sq} - \frac{M}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \Phi_r + V_{sq} \right] \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_r \\ \mathbf{0} = \frac{M}{T_r} \cdot i_{sq} - \Phi_{rd} \cdot \omega_{sl} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p}{J} \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_r \cdot i_{sq}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (2-6)$$

L'expression du couple se transforme :

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \quad (2-7)$$

2.6. Machine asynchrone alimentée en tension :

2.6.1. Commande indirecte :

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commande par orientation du flux rotorique est déjà découplée, ce qui n'est pas le cas pour une alimentation en tension de la machine. Dans un repère lié au champ tournant on obtient [12] :

$$i_{sd} = \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r \right) \quad (2-8)$$

Et le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot (\Phi_r \cdot i_{sq}) \quad (2-9)$$

On peut donc évaluer le courant i_{sq} pour produire le couple à partir de l'équation suivante :

$$i_{sq} = \frac{L_r}{p \cdot M} \cdot \left(\frac{C_{em}}{\Phi_r} \right) \quad (2-10)$$

La pulsation de glissement est obtenue à partir de l'équation (2-9) par :

$$\omega_{sl} = \frac{M}{\Phi_r \cdot T_r} \cdot i_{sq} \quad (2-11)$$

En le couple complétant avec la loi d'autopilotage :

$$\omega_s = \omega_{sl} + p \cdot \Omega_r \quad (2-12)$$

2.7. Bloc de dé fluxage :

Le bloc de dé fluxage permet l’exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d’une part ce bloc permet, en outre d’affaiblir le flux inversement proportionnel à La vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [15] :

$$\begin{aligned} \Phi_r &= \Phi_{rnom} && \text{Pour} && |\Omega_r| \leq \Omega_{nom} \\ \Phi_r &= \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{rnom} && \text{Pour} && |\Omega_r| \geq \Omega_{nom} \end{aligned}$$

Avec : Φ_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

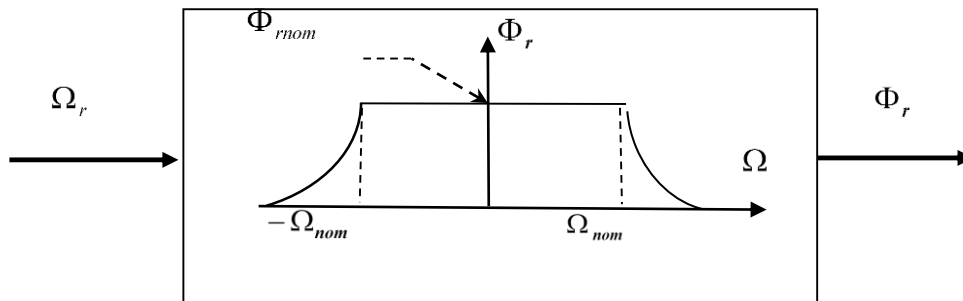


Fig. 2-5 : Bloc de défluxage

2.8. Découplage entré-sortie :

Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [5].

2.8.1. Découplage par compensation :

Ce découplage permet surtout d’écrire les équations de la machine et de la partie régulation d’une manière simple et facile, de définir ainsi deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} . [6]

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \tag{2-13}$$

$$\text{Avec } \begin{cases} e_{sd} = -W_s \sigma L_s I_{sq} - R_r \frac{M}{Lr^2} \phi_r \\ e_{sq} = W_s \sigma L_s + R_r \frac{M}{Lr} \phi_r W_r \end{cases} \quad (2-14)$$

Les tensions V_{sd1} et V_{sq1} vont reconstruire les tensions V_{sd} et V_{sq}

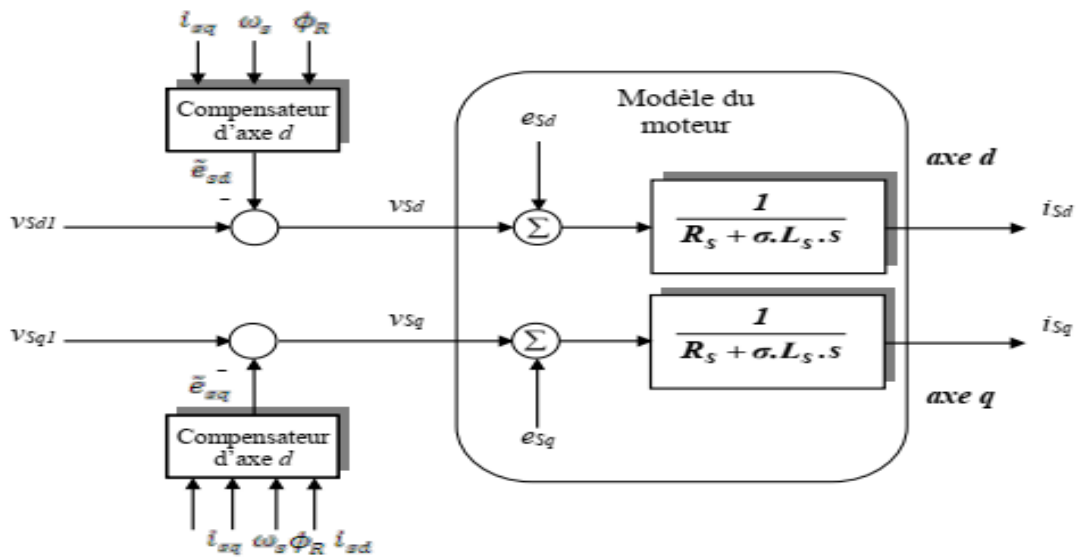


Fig.2.6 : La reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{Lm^2}{Lr^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{Lm^2}{Lr^2} \right) I_{sq} \end{cases} \quad (2-15)$$

2.9.Schéma général de la commande :

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

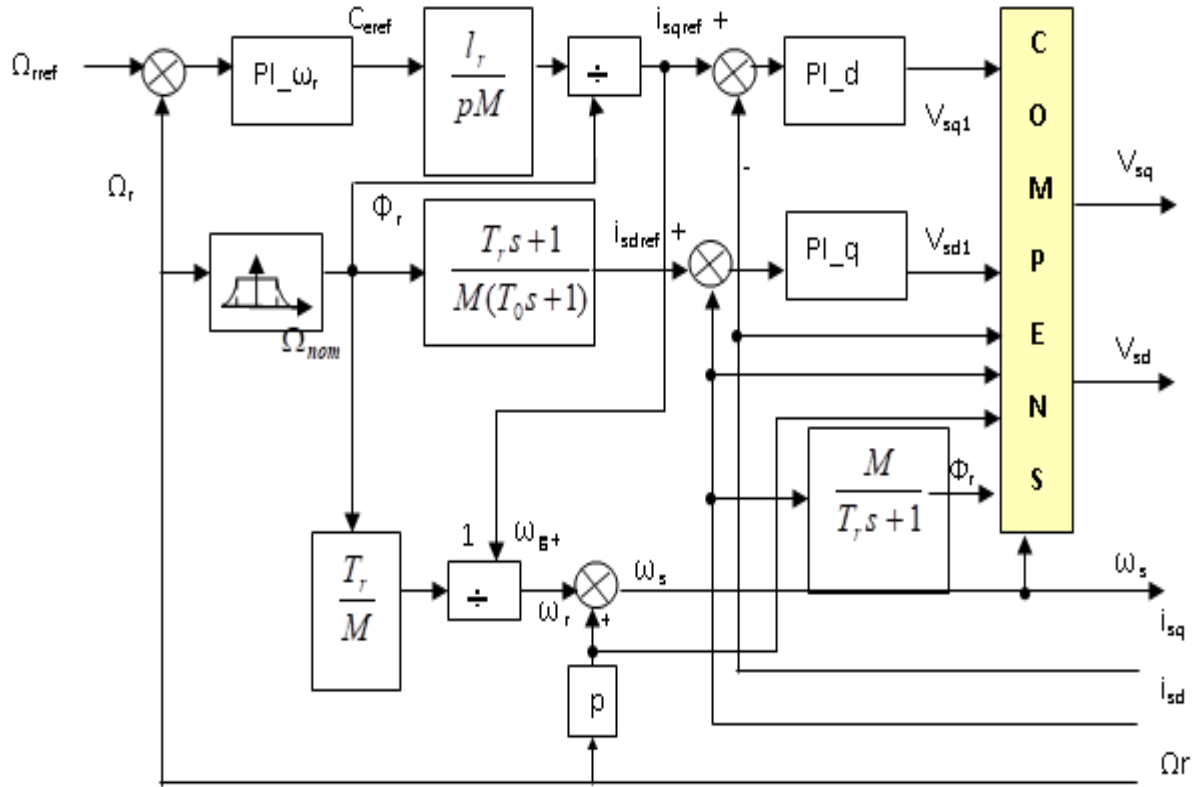


Fig.2-7 : Shéma-bloc de la structure de la CV-OFR de la MAS alimenté en tension

2.10. Régulation

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

2.10.1. Conception des régulateurs :

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

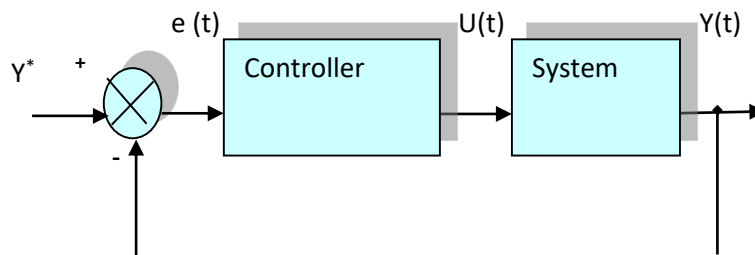


Fig. 2-8 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (2-16)$$

2.10.2. Régulation de courant statorique i_{sd} :

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la (Fig.2-9).

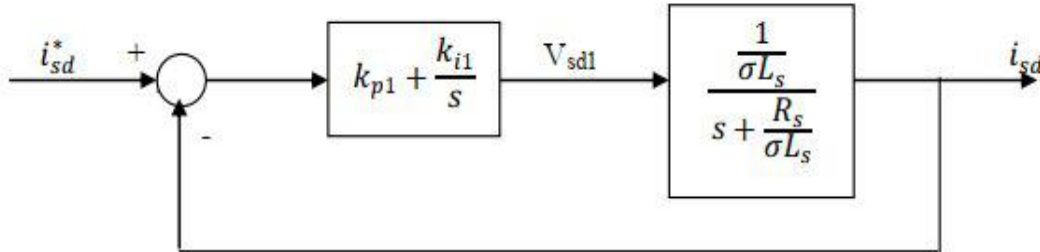


Fig. 2-9 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_i}{k_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \tag{2-17}$$

Compensons le pôle $(s + \frac{k_{i1}}{k_{p1}})$ par $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \tag{2-18}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{i_{sd}} = \frac{k_{p1}}{\sigma L_s} \tag{2-19}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{i_{sd}} = \frac{F_{i_{sd}}}{1 + F_{i_{sd}}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{k_{p1}} + 1} \quad \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}}$$

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

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

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

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

Donc:

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

Et, d'après l'équation (2-17) :

$$k_{i1} = \frac{3Rs}{t_{rep1(5\%)}}$$

$$R_s = r_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \quad \text{rs: résistance statorique}$$

2.10.3. Régulation de courant statorique i_{sq} :

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure (2-10).

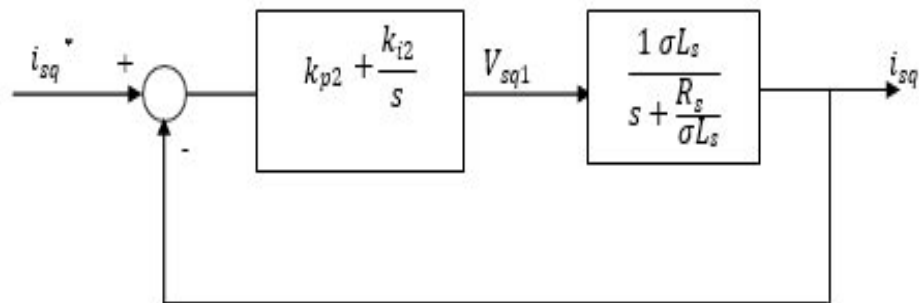


Fig.2-10 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

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

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

$$k_{i2} = \frac{3Rs}{t_{rep2(5\%)}}$$

2.10.4. Régulation de la vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (2-11).

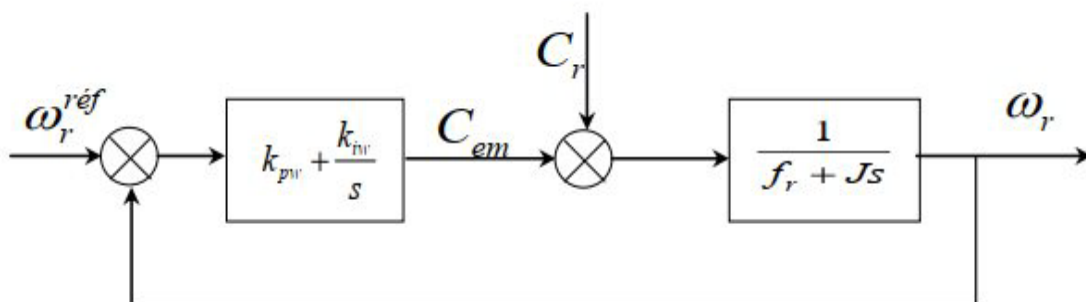


Fig.2-11 : Boucle de régulation de vitesse structure IP

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

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \quad (2-20)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (2-21)$$

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

$$\frac{\mathbf{1}}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \mathbf{1}} \quad (2-22)$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (2-23)$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (2-24)$$

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

$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (2-25)$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (2-26)$$

2.11. Simulation de la commande vectorielle indirecte :

Le schéma bloc global de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion est représenté sur la (Fig.2-12) :

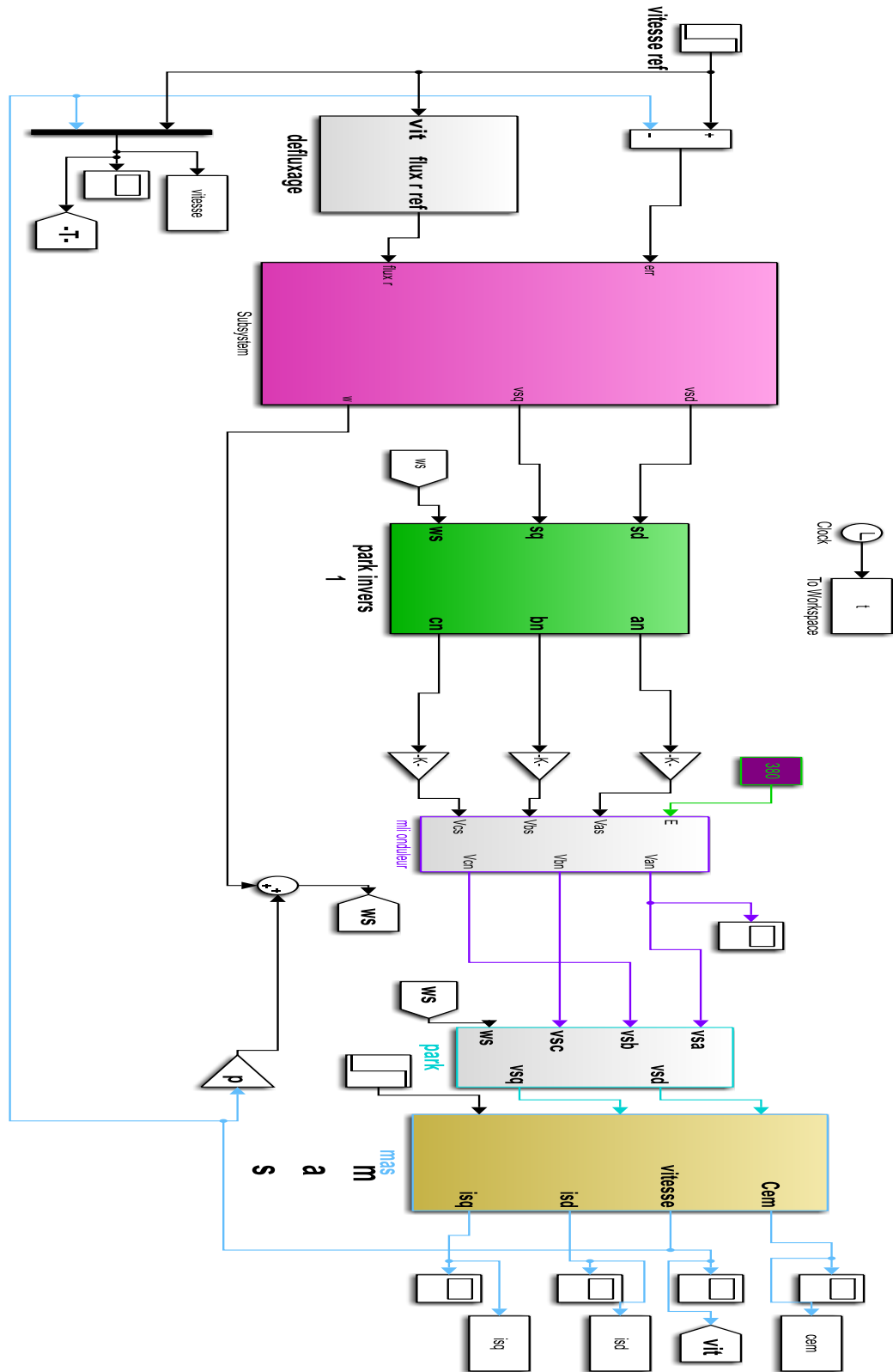


Fig.2-12 : Schéma d'une commande vectorielle indirecte du flux d'une MAS alimentée en tension

2.12. Résultats de simulations et interprétations :

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle indirecte en tension. Nous avons simulé le système dans d' différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de vitesse et la variation de sens.

Dans le premier essai : nous avons simulé le comportement de la machine pendant un démarrage à vide, puis en introduisant un couple de charge de valeur de **15 N.m** à l'instant **t= 1sec**. Les résultats de cet essai sont présentés par **Fig.2-13**

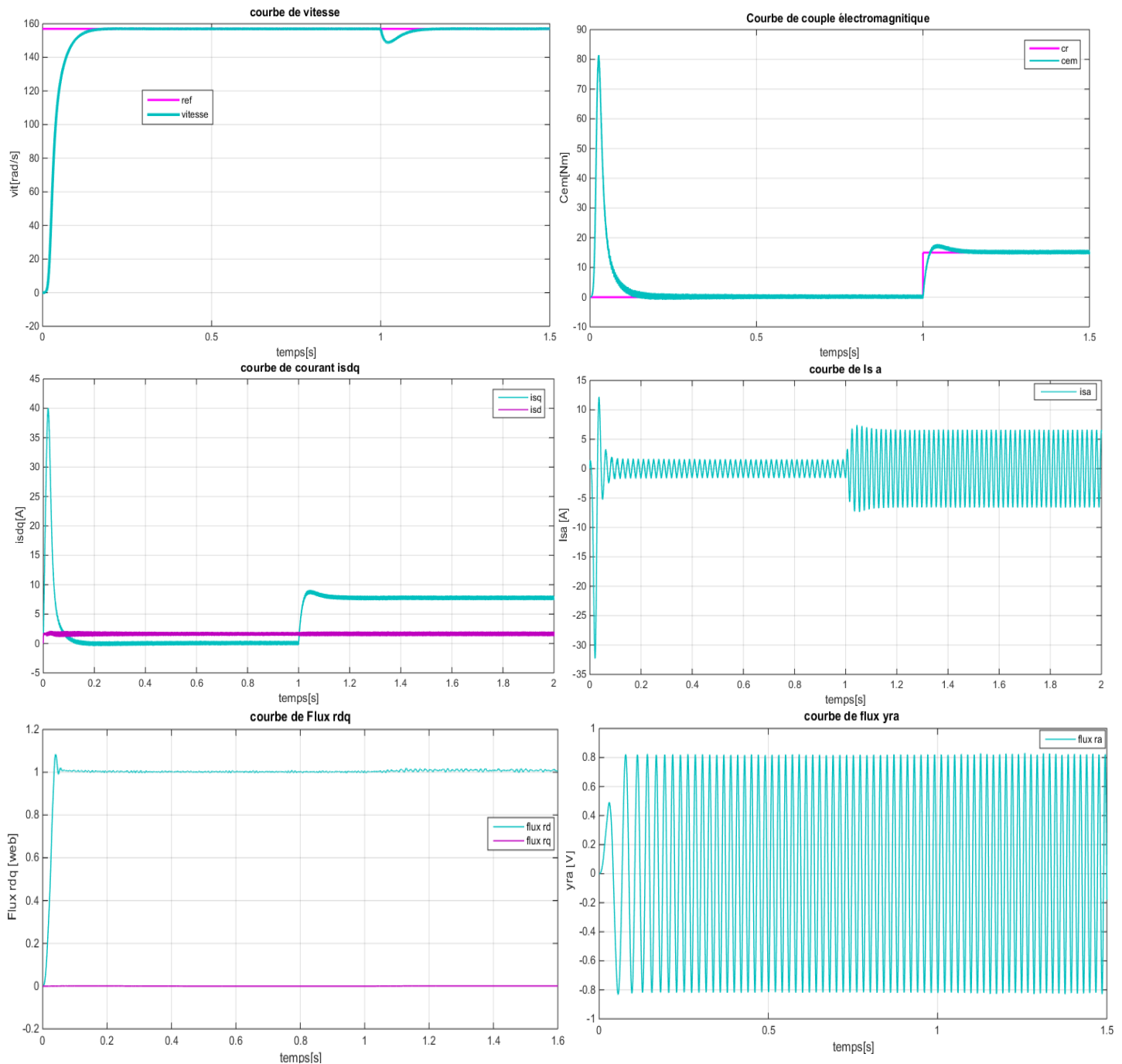


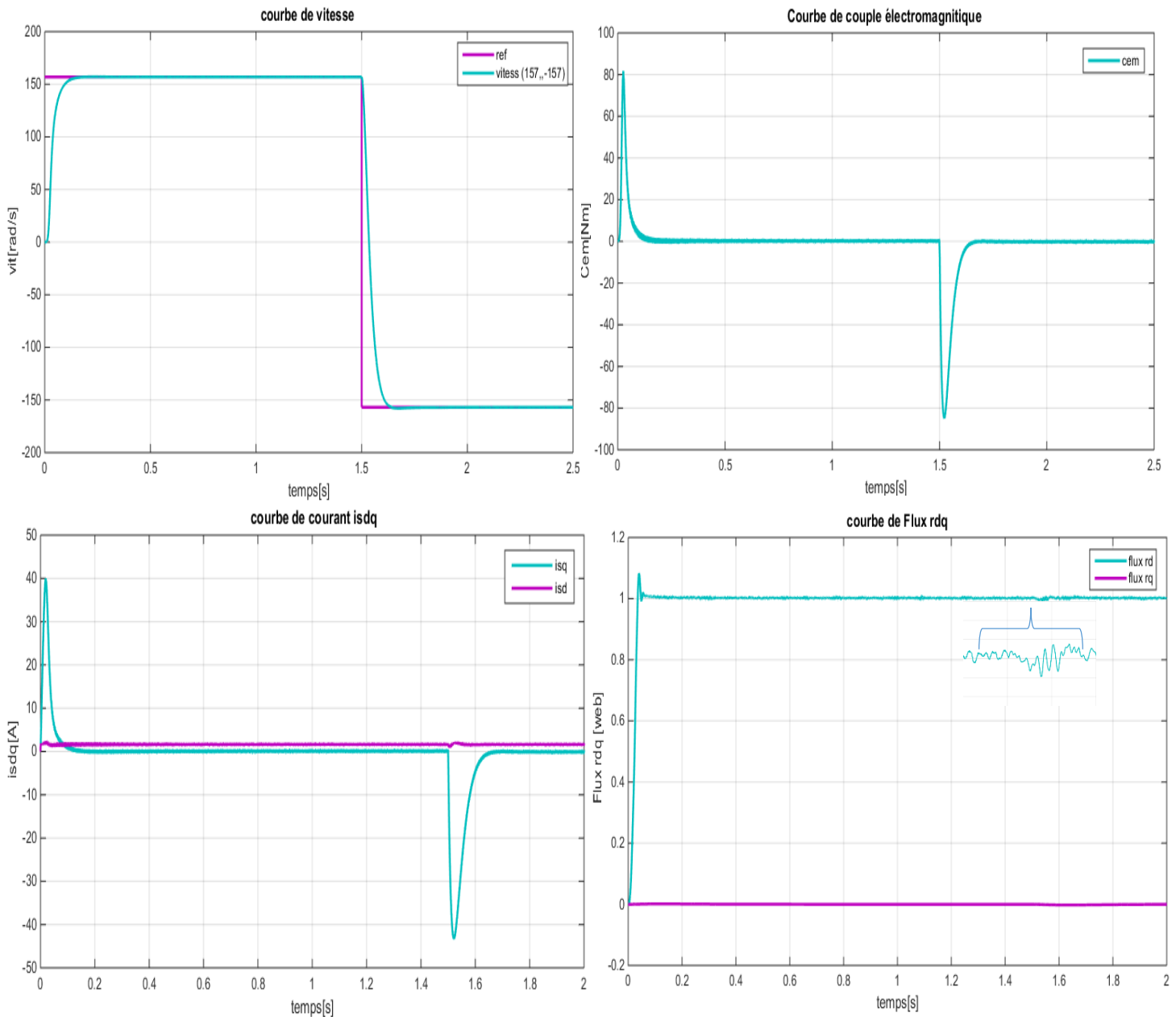
Fig. 2-13 : simulation de la machine avec la variation de la charge

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge (**Fig.2-13**), les grandeurs telles que la vitesse, le couple et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

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

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

Le deuxième essai : a été consacré au comportement de la machine lors d'un changement du sens de rotation à l'instant $t = 1.5$ sec entre $[157 \text{ à } -157]$ rad/sec. Les résultats de cet essai sont présentés dans **Fig. 2-14**



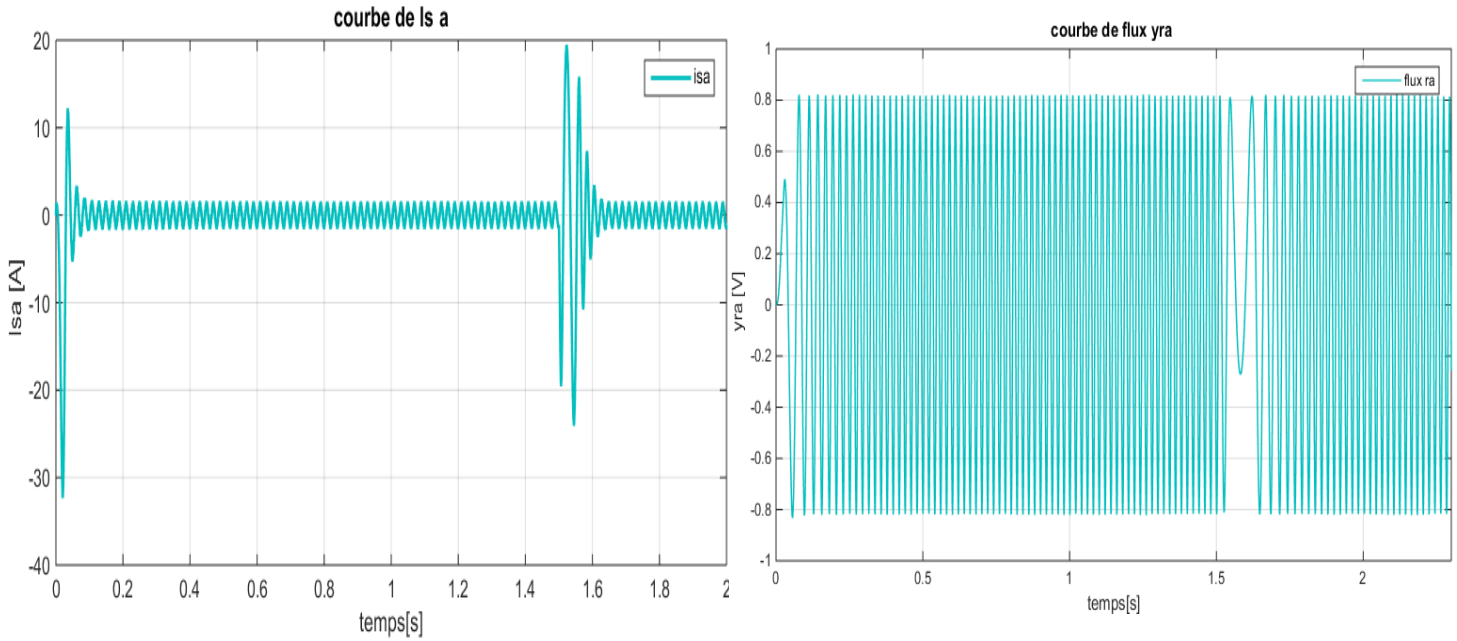


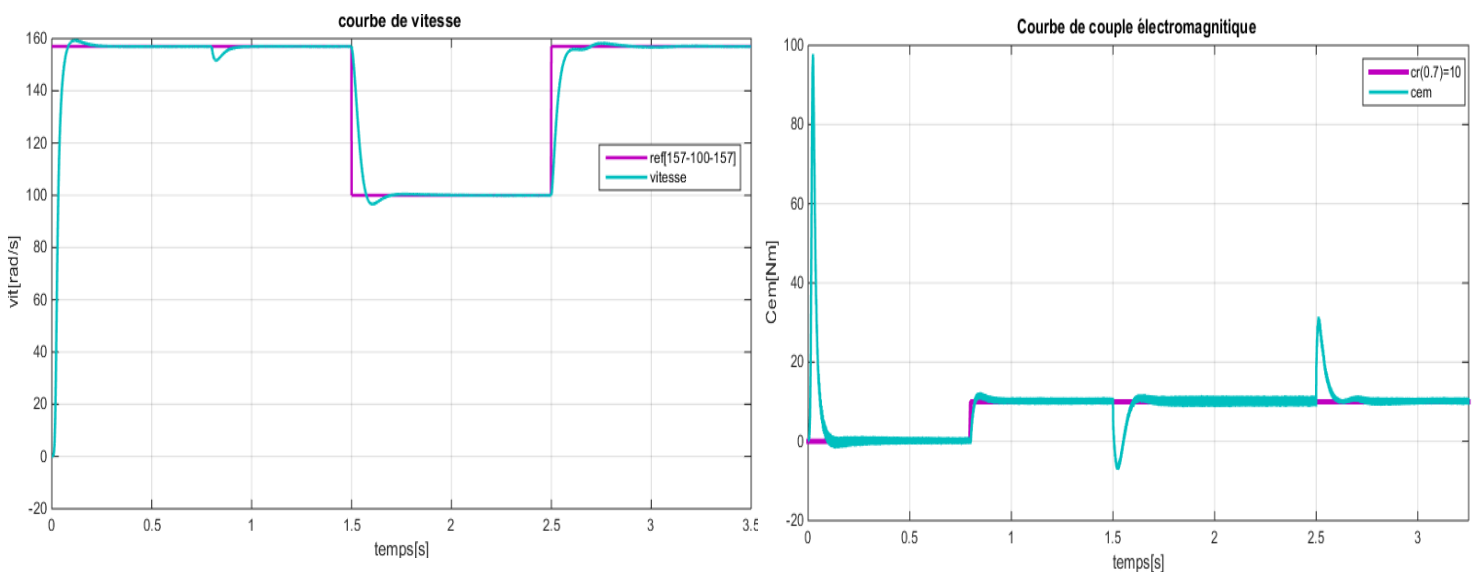
Fig. 2-14 : simulation de la machine avec l'inversion de vitesse

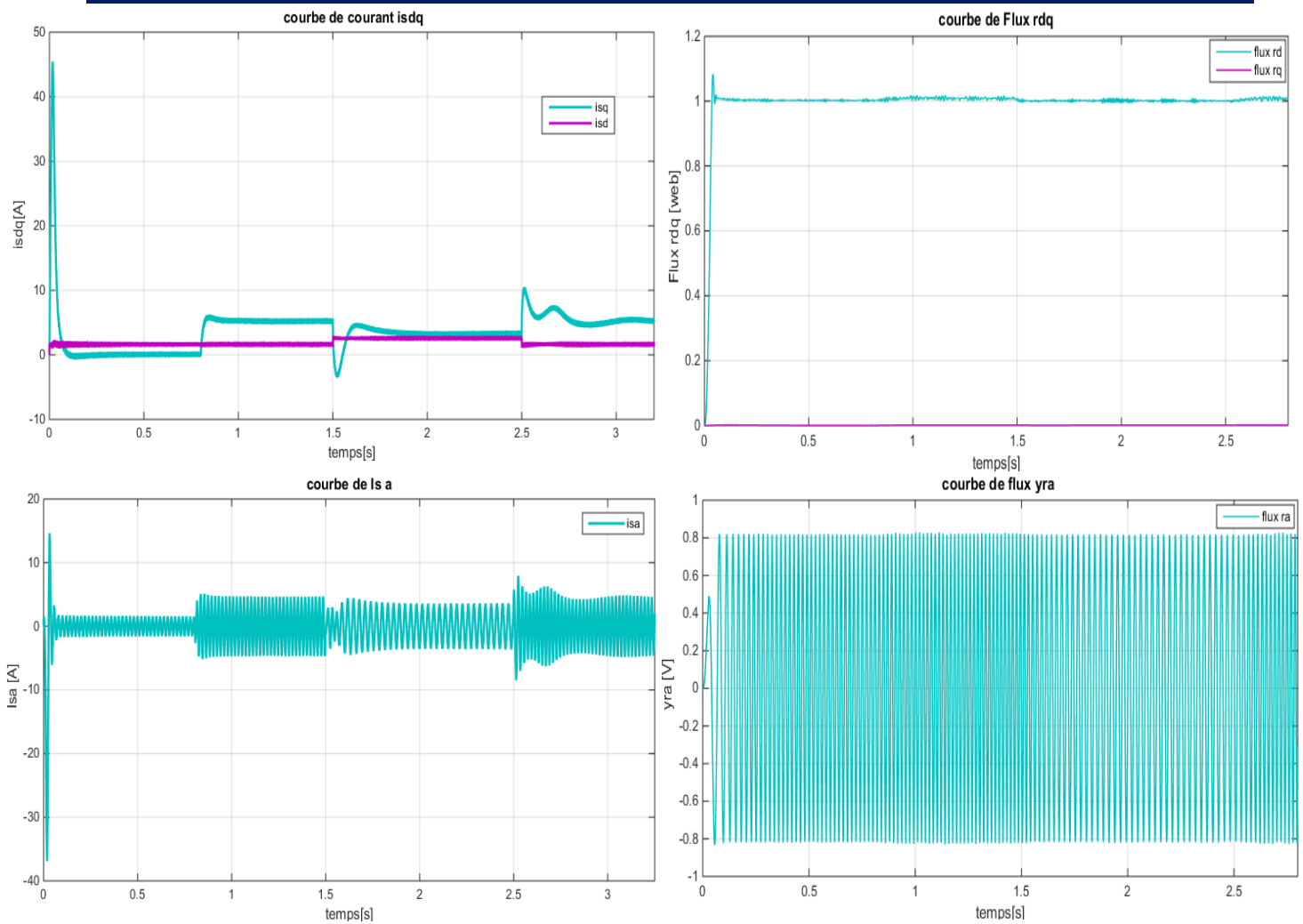
Les résultats montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec un même temps de réponse et une erreur nulle.

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

Le troisième essai : a été consacré au comportement de la machine lors d'un à variation de la vitesse l'instant $t = [1.5, 2.5]$ sec entre $[157; 100 ; 157]$ rad/sec avec couple résistance ($C_r = 10$) l'instant $t = 0.8$. Les résultats de cet essai sont présentés dans **Fig.2-15**.

Fig.2-15 : simulation de la machine avec variation de la vitesse





Les résultats de simulation obtenus de la (Fig.2-15) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influx sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste.

Aussi on remarque une légère transition en module des composantes directes des flux rotoriques yrd, avec le maintien de yrq pratiquement nul

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

2.13. Conclusion :

Nous avons présenté dans ce deuxième chapitre l'approche indirecte de la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique.

Cette technique permet à la machine asynchrone de se comporter comme une machine à courant continu à excitation séparée.

Les résultats de simulation, nous conduit à dire que la machine asynchrone commandé par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

Cependant, le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques.

Ensuit le modèle a été amélioré par l'introduction d'un observateur grand gain interconnectée pour observer la vitesse, Les performances de cette association seront testées dans le chapitre trois.

CHAPITRE 3 :

COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR MECANIQUE

3.1.Introduction :

La commande indirect du flux orienté est plus facile à implanter et présente de biens meilleurs performances à faible vitesse que le contrôle direct qui ne permet pas une estimation correcte du flux dans ces gammes de fonctionnement. Nous remarquerons que ces deux structures de commande vectorielle à flux rotorique orienté nécessitent un capteur mécanique pour l'information de vitesse.

La machine à contrôler n'est pas toujours accessible, ou la distance entre le variateur et la machine peut être grande. Dans Ce CAS, il semble peu pratique de câbler une ligne de faible ampérage pour le capteur de vitesse dans un environnement d'électronique de puissance. Aussi, le plus souvent il n'y a matériellement pas de place pour ajouter un capteur de vitesse sur l'axe du rotor du moteur déjà installé dans son environnement d'utilisation. De plus, le capteur de vitesse est peu fiable car sensible aux perturbations extérieures. [20] Sa présence engendre une augmentation du coût de la commande, la commande sans capteur mécanique requiert l'attention de nombreux industriels. De ce point de vue, l'objectif principal de cette étude consiste à synthétiser des lois de commande sans capteur mécanique pour la machine asynchrone.

Il existe actuellement dans la littérature plusieurs techniques de synthèse d'un observateur non linéaire pour la machine asynchrone. Nous nous intéressons ici un observateur interconnecté à grand gain est proposé pour reconstruire les grandeurs mécaniques (vitesse et couple de charge) à partir de l'unique mesure des courants statoriques. La méthode ci auparavant est testée généralement en haute et basse vitesse [18]

3.2.Modèle d'état dans le repère tournant dq lié au flux rotorique :

Le modèle non linéaire de la machine asynchrone dans le repère tournant lié au champ rotorique découle directement du modèle généralisé du mas, en remplaçant la pulsation statorique ω_s et l'équation différentielle de ϕ_{rq} par celle de l'angle du champ ρ [19]

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\rho} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + ab\phi_{rd} + p\Omega i_{sq} + a \frac{M_{sr}}{\delta_{rd}} i_{sq}^2 \\ -\gamma i_{sq} - bp\Omega\phi_{rd} - p\Omega i_{sd} - a \frac{M_{sr}}{\phi_{rd}} i_{sd} i_{sq} \\ -a\phi_{rd} + aM_{sr}i_{sd} \\ p\Omega + a \frac{M_{sr}}{\phi_{rd}} i_{sq} \\ m\phi_{rd}i_{sq} - c\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{j} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ T_l \end{bmatrix} \quad (3-1)$$

Remarque :

Où les paramètres $a, b, c, \gamma, \sigma, m, m_1$ sont définis par :

$$a = \frac{R_r}{L_r}, b = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}, c = \frac{f}{J}, \quad \gamma = \frac{L_r^2 R_s + M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \sigma = 1 - \left(\frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right) m = \frac{p M_{sr}}{J L_r}, m_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$$

3.3.Observabilité de la machine asynchrone :

L'objectif principal de ces travaux est la commande sans capteur mécanique c'est-à-dire sans capteur de vitesse et sans capteur de couple. Dans la suite, l'étude de l'observabilité sera faite en considérant la vitesse non mesurable. [16]

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{3-2}$$

Définition : Espace d'observabilité générique:

Soit le système (3-2) L'espace d'observabilité générique est défini par $\mathcal{O} = \mathcal{X} \cap (\mathcal{Y} + \mathcal{U})$

Avec:

$$\begin{aligned}\mathcal{X} &= \text{Span}_K dx \\ \mathcal{U} &= \text{Span}_K du^{(v)}, v \geq 0 \\ \mathcal{Y} &= \text{Span}_K dy^{(w)}, w \geq 0\end{aligned}\tag{3-3}$$

où K est l'ensemble des fonctions mésomorphes.

Le système (3-2) est génériquement observable si et seulement si:

$$\text{Dim}\mathcal{O}=n\tag{3-4}$$

Supposons que la condition de rang d'observabilité générique (3-4) soit satisfaite.

On peut alors vérifier :

$$\text{rang}_{\mathcal{K}} \begin{pmatrix} dy \\ d\dot{y} \\ \vdots \\ dy^{(n-1)} \end{pmatrix} = n.\tag{3-5}$$

Un critère seulement suffisant est :

$$\text{le jacobien de } \frac{\partial(y, \dots, y^{(n-1)})}{\partial(x_1, \dots, x_n)} \text{ est de rang plein}\tag{3-6}$$

Nous verrons pour la machine asynchrone que lorsque la mesure de vitesse est effectuée, le système est localement observable. Par contre, lorsque la mesure de vitesse n'est pas autorisée, l'observation de la vitesse mécanique se heurte à des problèmes d'observabilité à basse vitesse. Nous donnons ici quelques éléments sur ce sujet et nous montrons dans le cas où la vitesse est non mesurée, la possibilité ou pas de retrouver l'observabilité du système [18].

3.3.1. Observabilité de la machine sans mesure de la vitesse :

Le thème de la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone (sans mesure de vitesse et de charge) est devenu un sujet important et un attrayant champ de la perspective industrielle car les capteurs de vitesse réduisent la robustesse et la capacité dans le pilotage de la machine asynchrone et augmentent son coût ainsi que la complexité des montages. Il est difficile à résoudre car alors l'observabilité de la machine asynchrone pose problème dans certains domaines de fonctionnement [16].

Considérons le modèle de la machine asynchrone (3-1) où la vitesse n'est pas mesurée et de plus le couple de charge est supposé constant alors :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}$$

Où Tl est supposé constant

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \Omega \\ T_l \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad f(x) = \begin{bmatrix} b(ax_3 + px_5x_4) - \gamma x_1 \\ b(ax_4 - px_5x_3) - \gamma x_2 \\ -ax_3 - px_5x_4 + aM_{sr}x_1 \\ -ax_4 + px_5x_3 + aM_{sr}x_2 \\ m(x_3x_2 - x_4x_1) - cx_5 - \frac{x_6}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

Soit l'ensemble des fonctions $C^\infty P_2(x)$ obtenu de la manière suivante :

$$P_2(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ h_1^{(2)} \\ h_2^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ x_1^{(2)} \\ x_2^{(2)} \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

Le jacobien de $P_2(x)$ par rapport à l'état x permet de caractériser l'observabilité au sens du rang :

$$J_2(x) = \frac{\partial(P_2(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & ba & bpx_5 & bpx_4 & 0 \\ 0 & -\gamma & -bpx_5 & ba & -bpx_3 & 0 \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 \\ b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

Où

$$\begin{aligned}a_1 &= ba^2M_{sr} - bpx_4^2m + \gamma^2 \\ a_2 &= bpx_4mx_3 + bpx_5aM_{sr} \\ a_3 &= -ba^2 + bpx_4mx_2 + bp^2x_5^2 - \gamma ba \\ a_4 &= -2bapx_5 + bp(mx_3x_2 - mx_4x_1 - cx_5 - x_6/J) - bpx_4mx_1 - \gamma bpx_5 \\ a_5 &= -bapx_4 - bpx_4c + bp(-ax_4 + px_5x_3 + aM_{sr}x_2) + bp^2x_5x_3 - \gamma bpx_4 \\ a_6 &= -bpx_4/J\end{aligned}$$

Et

$$\begin{aligned}
b_1 &= bpx_4mx_3 - bpx_5aM_{sr} \\
b_2 &= ba^2M_{sr} - bpx_3^2m + \gamma^2 \\
b_3 &= 2bapx_5 - bp(mx_3x_2 - mx_4x_1 - cx_5 - x_6/J) - bpx_3mx_2 + \gamma bpx_5 \\
b_4 &= -ba^2 + bpx_3mx_1 + bp^2x_5^2 - \gamma ba \\
b_5 &= bapx_3 + bpx_3c - bp(-ax_3 - px_5x_4 + aM_{sr}x_1) + bp^2x_5x_4 + \gamma bpx_3 \\
b_6 &= bpx_3/J
\end{aligned}$$

Le déterminant de cette matrice est :

$$\begin{aligned}
D_2 &= \det(J_2(x)) \\
&= -b^4p^2(-px_4^2a^2Jx_5 - p^3x_4^2Jx_5^3 - px_3^3amx_2J \\
&\quad + px_3^2ax_6 + px_3^2ax_4mx_1J + px_3^2acx_5J + p^2x_5^2x_4aJM_{sr}x_1 \\
&\quad - a^3x_3JM_{sr}x_2 - a^2px_3^2Jx_5 - apx_3x_4^2Jmx_2 + a^3x_4JM_{sr}x_1 \\
&\quad + apx_4^2cx_5J + apx_4^2x_6 + apx_4^3mx_1J - p^2x_5^2x_3aJM_{sr}x_2 - p^3x_5^3x_3^2J)/J^2
\end{aligned}$$

L'expression littérale du déterminant D_2 de la matrice J_2 est très difficile à évaluer. An de rendre l'expression du déterminant exploitable, nous allons étudier l'observabilité de la machine asynchrone dans les deux cas particuliers $\Omega = 0$ et $\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0$ (Annexe B.1).

Cela se traduit par le fait que l'observabilité du système ne peut être établie dans le cas particulier de fonctionnement de la machine où la vitesse est constante et la pulsation statorique est nulle ($\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0$). C'est une condition suffisante et nécessaire de perte d'observabilité

3.4. Observateurs interconnectés:

Le modèle de la machine asynchrone (3-1) peut être réécrit sous la forme de deux sous Systèmes interconnectés : [17]

$$\begin{pmatrix} i_{sa} \\ \dot{\Omega} \\ \dot{T}_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & bp\phi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ \Omega \\ T_l \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\gamma i_{sa} + ab\phi_{r\alpha} + m_1 u_{sa} \\ m(\phi_{ra}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{sa}) - c\Omega \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3-10)$$

$$\begin{pmatrix} i_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{ra} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma & -bp\Omega & ab \\ 0 & -a & -p\Omega \\ 0 & p\Omega & -a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\beta} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} m_1 u_{s\beta} \\ aM_{sr}i_{sa} \\ aM_{sr}i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (3-11)$$

Où T_l est supposé constant.

Les deux sous-systèmes interconnectés (3-10) et (3-11) peuvent être représentés sous une forme interconnectée plus compacte comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_1(u, y, X_2)X_1 + g_1(u, y, X_2, X_1) \\ y_1 = C_1X_1 \end{cases} \quad (3-12)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_2 = A_2(u, y, X_1)X_2 + \varphi(u, y) \\ y_2 = C_2X_2 \end{cases} \quad (3-13)$$

Ou:

$$A_1(u, y, X_2) = \begin{pmatrix} 0 & bp\phi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2(u, y, X_1) = \begin{pmatrix} -\gamma & -bp\Omega & ab \\ 0 & -a & -p\Omega \\ 0 & p\Omega & -a \end{pmatrix} \quad \text{ET}$$

$$g_1(u, y, X_2, X_1) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + ab\phi_{r\alpha} + m_1 u_{s\alpha} \\ m(\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - c\Omega \\ 0 \end{pmatrix}, \varphi(u, y) = \begin{pmatrix} m_1 u_{s\beta} \\ aM_{sr} i_{s\alpha} \\ aM_{sr} i_{s\beta} \end{pmatrix}$$

$$X_1 = \text{col}(x_{11}, x_{12}, x_{13}) \text{ avec } x_{11} = i_{s\alpha}, x_{12} = \Omega, x_{13} = T_l, C_1 = C_2 = (1 \ 0 \ 0)$$

$$X_2 = \text{col}(x_{21}, x_{22}, x_{23}) \text{ avec } x_{21} = i_{s\beta}, x_{22} = \phi_{r\alpha}, x_{23} = \phi_{r\beta}, u = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T, y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T.$$

Le but est de concevoir deux observateurs interconnectés pour les sous-systèmes (3-12) et (3-13) pour reconstruire les variables mécaniques (vitesse et couple de charge),

Les sous-systèmes (3-14) et (3-15) respectivement peuvent être écrits sous la forme interconnectée suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_1(v_1)X_1 + g_1(v_1, X_1) \\ y_1 = C_1X_1 \end{cases} \quad (3-14)$$

$$\begin{cases} \dot{X}_2 = A_2(v_2)X_2 + \varphi(u, y) \\ y_2 = C_2X_2 \end{cases} \quad (3-15)$$

Les observateurs pour la forme de sous-systèmes interconnectés (3-16) et (3-17) sont donnés par :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = A_1(u, y, Z_2)Z_1 + g_1(u, y, Z_2, Z_1) + S_1^{-1}C_1^T(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{S}_1 = -\theta_1 S_1 - A_1^T(u, y, Z_2)S_1 - S_1 A_1(u, y, Z_2) + C_1^T C_1 \\ \hat{y}_1 = C_1 Z_1 \end{cases} \quad (3-16)$$

$$\begin{cases} \dot{Z}_2 = A_2(u, y, Z_1)Z_2 + \varphi(u, y) + S_2^{-1}C_2^T(y_2 - \hat{y}_2) \\ \dot{S}_2 = -\theta_2 S_2 - A_2^T(u, y, Z_1)S_2 - S_2 A_2(u, y, Z_1) + C_2^T C_2 \\ \hat{y}_2 = C_2 Z_2 \end{cases} \quad (3-17)$$

$$\text{su } Z_1 = \text{col}(z_{11}, z_{12}, z_{13}) \text{ avec } z_{11} = i_{s\alpha}, z_{12} = \Omega, z_{13} = T_l, Z_2 = \text{col}(z_{21}, z_{22}, z_{23}) \text{ avec } z_{21} = i_{s\beta}, z_{22} = \hat{\phi}_{r\alpha}, z_{23} = \hat{\phi}_{r\beta}$$

Notant que $S_1^{-1}C_1^T$ et $S_2^{-1}C_2^T$ sont les gains des deux observateurs (3-16) et (3-17) respectivement.

Les matrices $A_1(u, y, Z_2)$ et $A_2(u, y, Z_1)$ ainsi que le champ de vecteur $g_1(u, y, Z_2, Z_1)$ sont donnés par:

$$A_1(u, y, Z_2) = \begin{pmatrix} 0 & b p \hat{\phi}_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2(u, y, Z_1) = \begin{pmatrix} -\gamma & -b p \hat{\Omega} & ab \\ 0 & -a & -p \hat{\Omega} \\ 0 & p \hat{\Omega} & -a \end{pmatrix}$$

$$g_1(u, y, Z_2, Z_1) = \begin{pmatrix} -\gamma \hat{i}_{s\alpha} + ab \hat{\phi}_{r\alpha} + m_1 u_{s\alpha} \\ m(\hat{\phi}_{r\alpha} \hat{i}_{s\beta} - \hat{\phi}_{r\beta} \hat{i}_{s\alpha}) - c \hat{\Omega} \\ 0 \end{pmatrix}$$

S_1 et S_2 sont des matrices positives. En développant les équations de Lyapunov on obtient les éléments des matrices S_1 et S_2 respectivement en les équations (3-18) et (3-19) :

L'équation **s1** et **s2** peut-être réécrite de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}_{11} = -\theta_1 S_{11} + 1 \\ \dot{S}_{12} = -\theta_1 S_{12} - b p \hat{\phi}_{r\beta} S_{11} \\ \dot{S}_{13} = -\theta_1 S_{13} + \frac{1}{J} S_{12} \\ \dot{S}_{22} = -\theta_1 S_{22} - 2 b p \hat{\phi}_{r\beta} S_{12} \\ \dot{S}_{23} = -\theta_1 S_{23} - b p \hat{\phi}_{r\beta} S_{13} + \frac{1}{J} S_{22} \\ \dot{S}_{33} = -\theta_1 S_{33} + \frac{2}{J} S_{23} \end{cases} \quad (3-18)$$

$$\begin{cases} \dot{S}_{11} = (2\gamma - \theta_2) S_{11} + 1 \\ \dot{S}_{12} = (\gamma + a - \theta_2) S_{12} - b p \hat{\Omega} S_{11} - p \hat{\Omega} S_{13} \\ \dot{S}_{13} = (\gamma + a - \theta_2) S_{13} + ab S_{11} + p \hat{\Omega} S_{12} \\ \dot{S}_{22} = (2a - \theta_2) S_{22} + 2 b p \hat{\Omega} S_{12} - 2 p \hat{\Omega} S_{23} \\ \dot{S}_{23} = (2a - \theta_2) S_{23} + b p \hat{\Omega} S_{13} - p \hat{\Omega} S_{33} + p \hat{\Omega} S_{22} - ab S_{12} \\ \dot{S}_{33} = (2a - \theta_2) S_{33} - 2 ab S_{13} + 2 p \hat{\Omega} S_{23} \end{cases} \quad (3-19)$$

Le schéma de simplification l'observateur interconnecté à partir les sous-systèmes interconnectés (3-16) et (3-17) est donné par la figure 3-1.

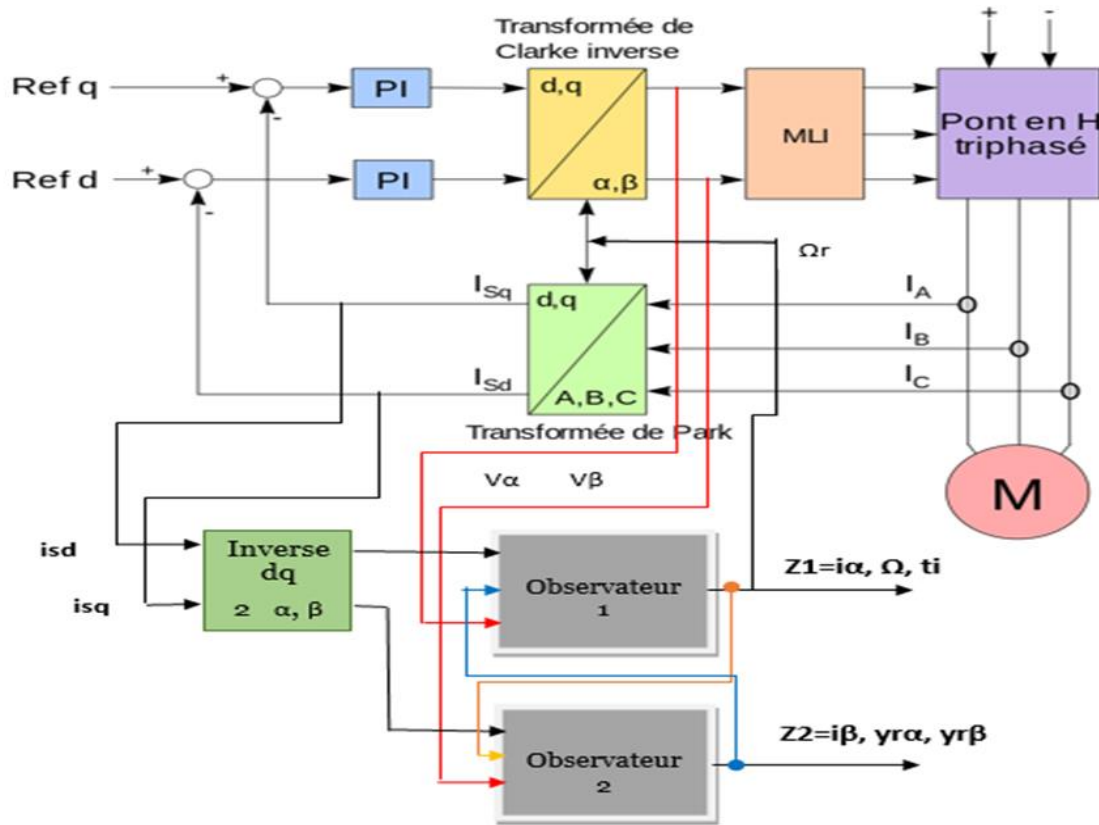


Fig. 3-1: Structure de l'observateur interconnecté

Remarque Pour l'implémentation des deux observateurs, il est clair que la totalité des vecteurs X_1 et X_2 considérés comme des signaux connus. Les deux observateurs utilisent uniquement $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ comme signaux mesurés qui sont les deux composantes du courant statorique dans le repère fixe $(\alpha - \beta)$

Afin de prouver la convergence de l'erreur d'estimation des deux observateurs, nous présentons dans ce qui suit l'analyse de stabilité des deux observateurs basée sur la théorie de Lyapunov (Annexe B.2).

3.5. Résultats des simulations de l'observateur interconnecté:

Dans la section suivante, nous allons présenter les résultats des simulations observateur interconnecté est donné par la figure 3-2.

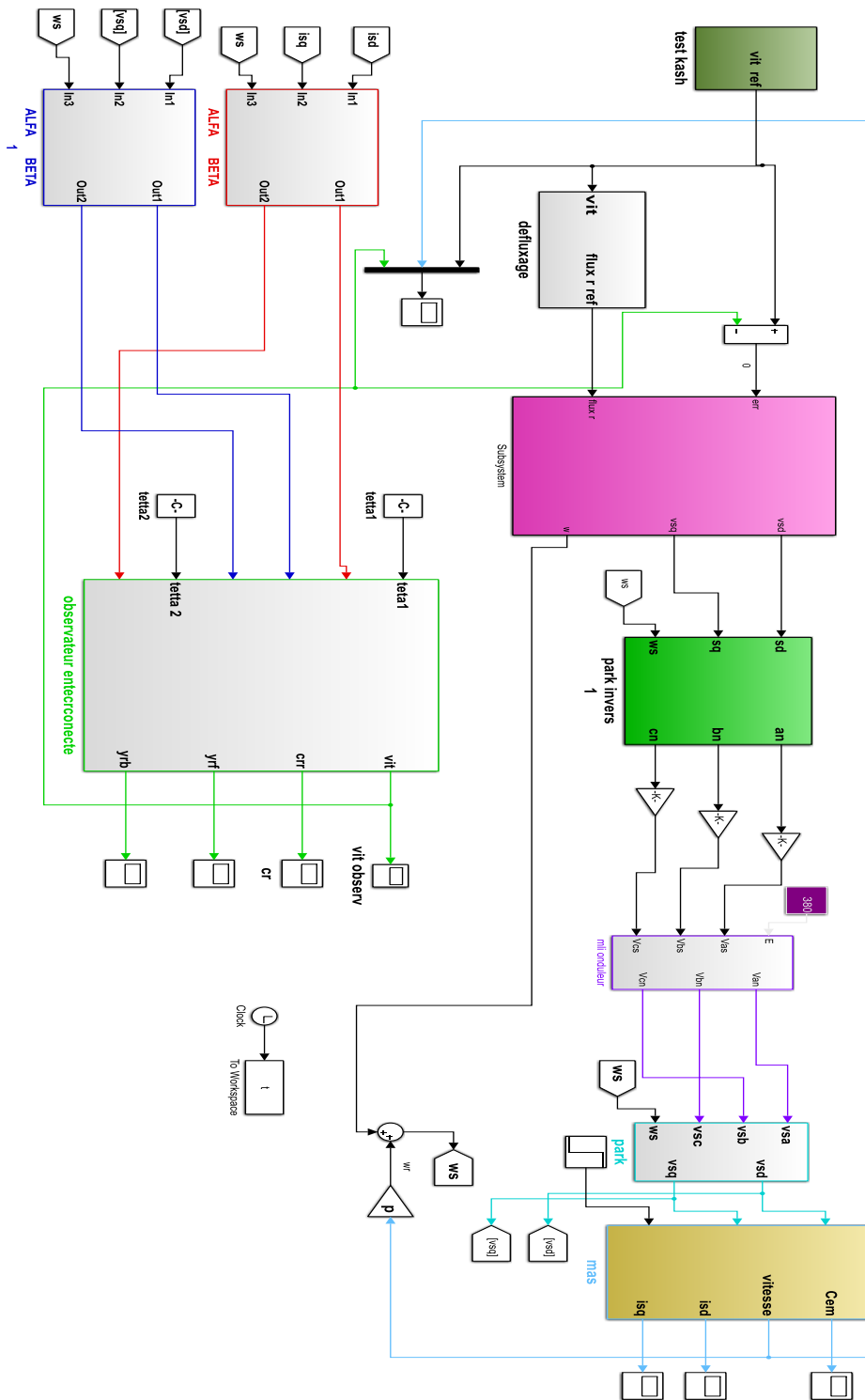


Fig. 3-2: Le schéma Simulink associé de commande vectoriel avec l'observateur interconnecté

Le bloc (2 obs Interconnectés) est le bloc qui utilise uniquement les mesures de courants et de tensions dans le repère alfa beta diphasé pour observer et estime les variables mécaniques (vitesse et couple de charge).

3.5.1. Essai avec les paramètres "nominaux":

Les résultats expérimentaux de l'observateur interconnecté sur le "Benchmark Observateur Sans Capteur Mécanique" sont donnés dans cette section.

La vitesse estimée (**Figure3-3**) est globalement bien reconstruite dans des conditions d'observabilité. Par contre lorsque la machine est dans des conditions d'inobservabilité, la vitesse estimée devient instable (**Figure3-3**). Ce comportement est du aux gains de l'observateur qui deviennent grands (équations **3.18** et **3.19**) et par conséquent la partie "correction de l'erreur de mesure" qui est fonction des gains de l'observateur devient importante et insignifiante lorsque la machine est dans des conditions d'inobservabilité. La conclusion est la même pour le couple de charge estimé (**Figure3-4**).

Les solutions de déterminant S1 tendent vers zéro quand la machine est dans les conditions d'inobservabilité (**Figure3-6**) car la composante du flux rotorique suivant l'axe β est très proche de zéro (**Figure 3-5**)

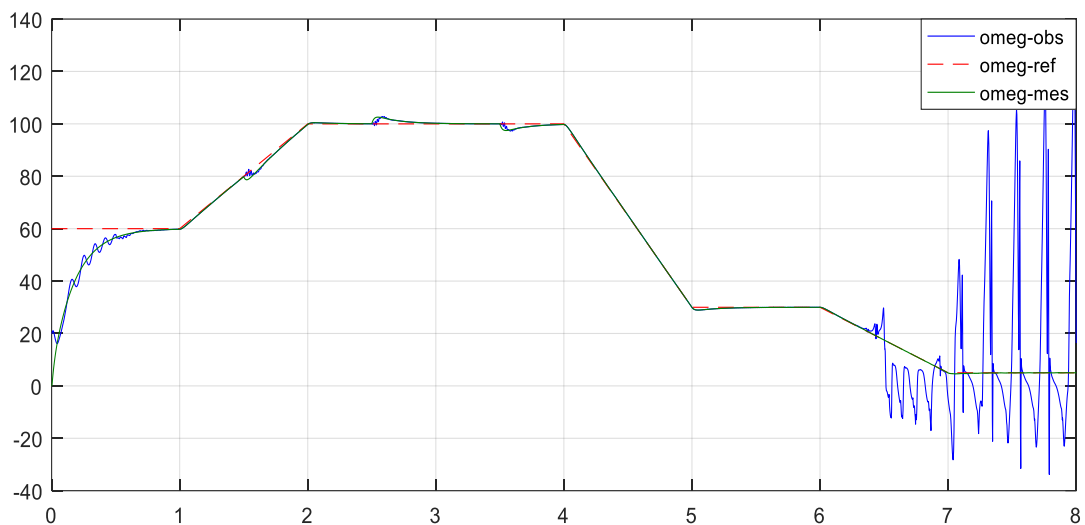


Fig. 3-3: Vitesse mesurée et Vitesse estimée en fonction du temps dans commande avec Observateur

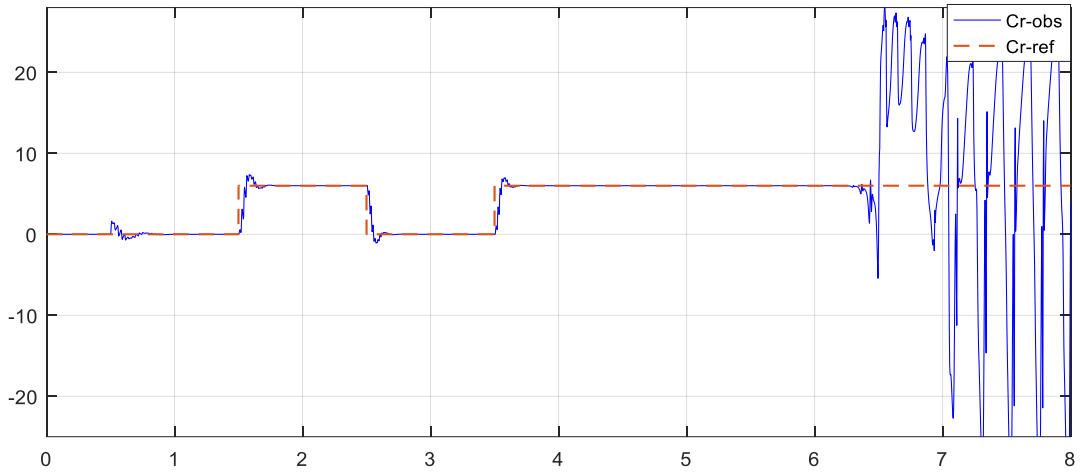


Fig. 3-4: Couple de charge référence et Couple de charge estimé (N.m) en fonction du temps dans commande avec Observateur

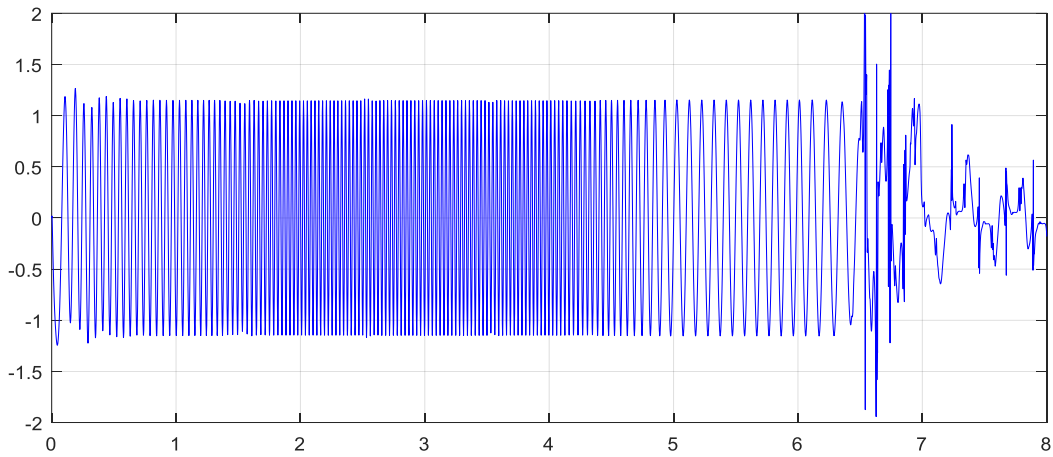


Fig. 3-5 : composante du flux rotorique dans commande avec Observateur

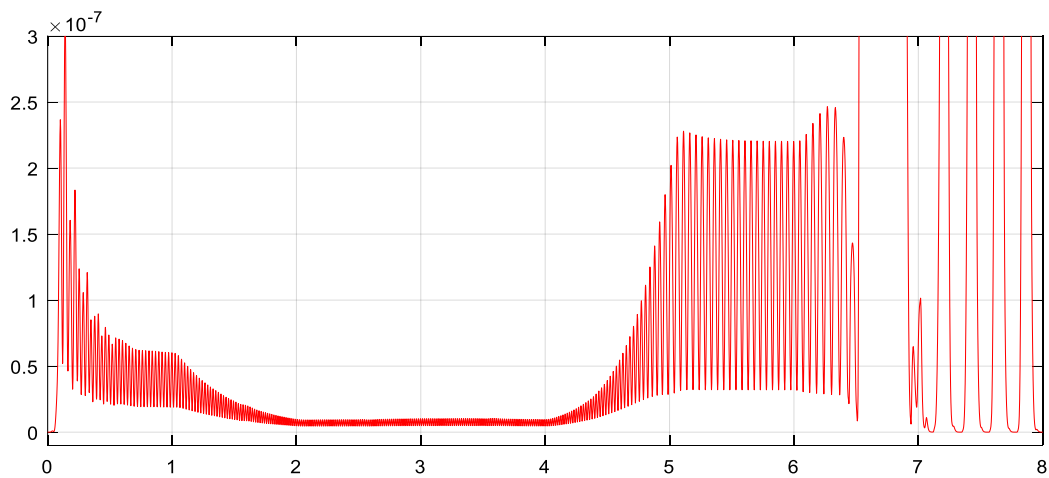


Fig. 3-6 : Déterminant D normalisé en fonction du temps dans commande avec Observateur

Pour éviter ce comportement, la solution que l'on propose est d'adapter les gains de l'observateur à la propriété de l'observabilité de la machine, ce qui nous donne l'essai suivant où l'observateur fonctionne en mode estimateur.

3.5.2. Essai avec commutation de l'observateur en mode estimateur :

Lorsque le moteur est proche des conditions inobservables, on commute l'observateur en mode estimateur

- **Méthode de commutation de l'observateur en mode estimateur**

Considérant le Jacobien d'observabilité de la machine qui est donnée par :

$$O_J = \frac{\partial}{\partial X} (O)$$

Où O est l'ensemble de fonctions C^∞ défini par:

$$O = \left(i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{s\alpha}^{(2)} \quad i_{s\beta}^{(2)} \right)^T$$

Et:

$$X = \left(i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \Omega \quad C_{res} \right)^T$$

On peut remarquer que ce déterminant tend vers zéro lorsque la machine est au voisinage des conditions d'inobservabilité. Par conséquent, on multiplie les gains de l'observateur par la fonction suivante :

$L = f(D, D_{\min})$ définie comme suit :

- Si $D > D_{\min}$ alors $L = 1$,
- Si $D < D_{\min}$ alors $L = \frac{D}{D_{\min}}$,
- Si $D = 0$ alors $L = 0$,

D_{\min} est la plus petite valeur (critique) de D choisie comme point de commutation de l'observateur au mode estimateur et tel que la machine soit dans des conditions d'observabilité.

Quand $D > D_{\min}$ ($L = 1$) la machine est dans des conditions d'observabilité et l'observateur fonctionne en mode observateur.

Quand $D < D_{\min}$ ($L = D/D_{\min}$) la machine est proche des conditions d'inobservabilité et les gains de l'observateur diminuent doucement pour éviter les phénomènes de transition de la commutation (Les gains de l'observateur sont multipliés par $L = D/D_{\min}$).

Quand $D = 0$ ($L = 0$) la machine est dans des conditions d'inobservabilité et l'observateur fonctionne en mode estimateur.

- **Les résultats de commutation de l'observateur en mode estimateur**

Les résultats ainsi obtenus sont montrés dans les **Figures 3-7** et **3-8**. Nous pouvons remarquer que lorsque la machine est au voisinage des conditions d'inobservabilité, la vitesse estimée (**Figure 3-7**) est stable, il apparaît uniquement un petit écart statique. La même conclusion est donnée pour le couple de charge estimé (**Figure 3-8**). Notons que le comportement de la vitesse et du couple de charge estimés est le même en mode observateur (dans des conditions d'observabilité) par rapport à l'essai précédent (voir **Figures 3.3** et **3.4**).

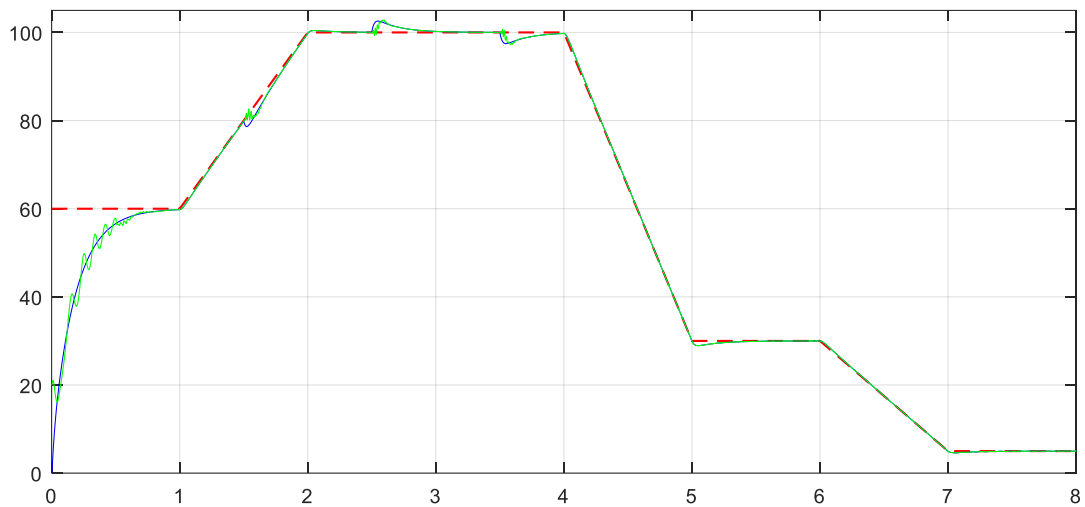


Fig. 3-7: Vitesse mesurée et Vitesse estimée en fonction du temps dans Commande avec Observateur/Estimateur.

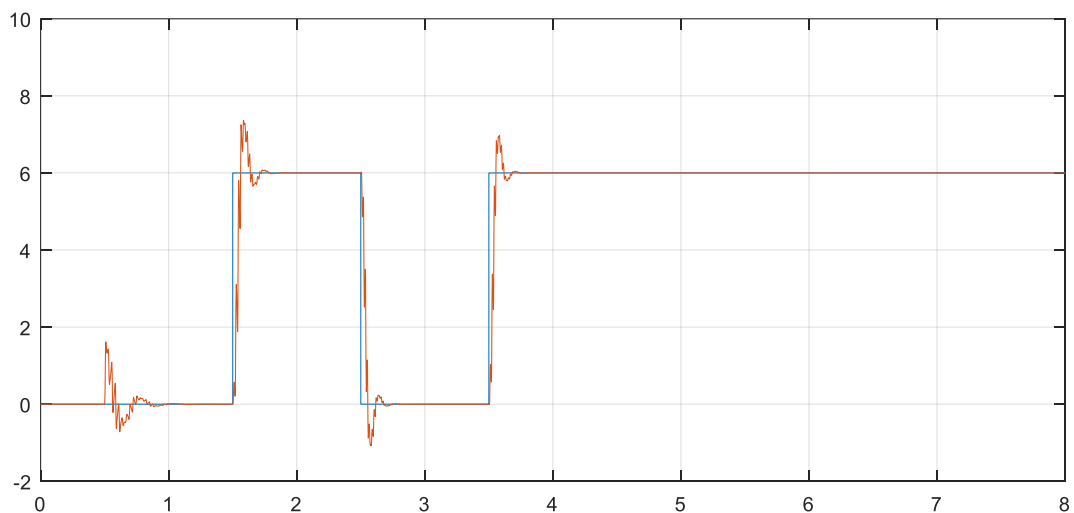


Fig. 3-8: Couple de charge référence et Couple de charge estimé (N.m) en fonction du temps dans commande avec Observateur/Estimateur

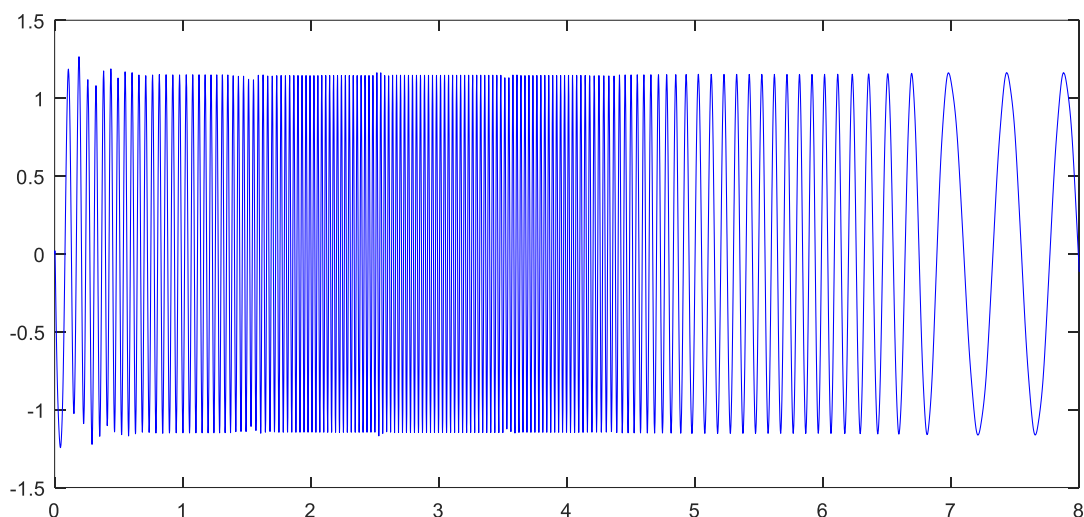


Fig. 3-9: composante du flux rotorique dans Commande avec Observateur/Estimateur

3.6.Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons d'abord synthétisé un observateur interconnecté pour estimer les variables mécaniques (vitesse et couple de charge), les variables magnétiques (flux) de la machine asynchrone. Cet observateur a été testé Sans Capteur Mécanique. Les résultats obtenus ont montré que l'observateur est stable dans les zones observable et inobservable. De plus, l'observateur converge asymptotiquement dans la zone inobservable.

CONCLUSION GENERALE

La machine asynchrone s'est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction. Son contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Dans ce mémoire, nous avons présenté cette loi de commande vectorielle associée à un observateur de vitesse qui est constitué de deux observateurs interconnectés. Nous avons mené à bien une étude sur les conditions d'observabilité de la machine asynchrone à partir d'un modèle. Cette étude nous a permis de conclure que si la vitesse est considérée comme une sortie mesurée alors la machine asynchrone est observable. Dans le cas où la mesure de la vitesse n'est pas disponible l'étude de l'observabilité a montré que la machine asynchrone est inobservable à très basse vitesse en particulier lorsque la pulsation statorique est nulle et la vitesse est constante. Les résultats que nous avons obtenus ont montré que l'observateur interconnectés est un comporte- oscillatoire lorsque la machine est proche et dans les conditions inobservables.

Pour éviter ce comportement, nous avons proposé une solution qui consiste à commuter les observateurs en mode estimateur en adaptant les gains de ces observateurs à la propriété d'observabilité de la machine lorsque celle-ci est proche et dans des conditions inobservables. Les résultats obtenus ont montrés de bonnes performances de la commande associée à l'observateur dans trois conditions de fonctionnement à basse vitesse avec charge, haute vitesse avec charge et aussi le Cas où la machine est inobservable.

ANNEXE A**A.1.Paramètres de la machine asynchrone**

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

$$V_N = 220/380 \text{ V}$$

$$N_r = 1500 \text{ tr/min} = 157 \text{ rad/s}$$

$$R_s = 4.29 \ \Omega$$

$$R_r = 2.87 \ \Omega$$

$$L_s = 0.646 \text{ H}$$

$$L_r = 0.626 \text{ H}$$

$$M = 0.611 \text{ H}$$

$$T = 0.02 \text{ s}$$

$$j = 0.0150$$

$$f = 0.001 \text{ N.m.s}^{-1}/\text{rad}$$

$$p = 2$$

A2.Paramètres des régulateurs

Pour la simulation régulateur de vitesse on choisit $\xi = 1$ et $\omega_n = 45 \text{ rad/s}$ donc les gains du régulateur

$$K_{p3} = 1.349 \quad K_{i3} = 30.375$$

Pour la simulation régulateur de courant (d-q) on choisit $\tau = 0.0002 \text{ s}$ donc les gains du régulateur

$$K_{p2} = 248.2029$$

$$K_{p1} = 248.2029$$

$$K_{i2} = 35121$$

$$K_{i1} = 35121$$

ANNEXE B

B1. Analyse de Observabilité de la machine sans mesure de la vitesse

Cas 1 : $\Omega' = 0$:

Dans le cas où la vitesse de la machine asynchrone est constante, le modèle de la machine asynchrone (eq3-1) est donné par les équations suivantes [16] :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}$$

Avec

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad f(x) = \begin{bmatrix} b(ax_3 + px_5x_4) - \gamma x_1 \\ b(ax_4 - px_5x_3) - \gamma x_2 \\ -ax_3 - px_5x_4 + aM_{sr}x_1 \\ -ax_4 + px_5x_3 + aM_{sr}x_2 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

On peut associer à l'espace d'observabilité du système le jacobien par rapport à l'état x . La vérification de l'observabilité du système (3-2) est alors obtenue à partir du calcul du déterminant de la matrice d'observabilité (le jacobien) associée (critère du rang).

Soit les deux ensembles de fonctions C^∞ $P_3(x)$ et $P_4(x)$ générés à partir des mesures et de leurs dérivées respectives de la façon suivante :

$$P_3(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ \dot{h}_1 \\ h_1^{(2)} \\ h_2 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_1^{(2)} \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix}, P_4(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ \dot{h}_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_2 \\ h_2^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \dot{x}_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_2 \\ x_2^{(2)} \end{bmatrix} \quad (\text{eq1})$$

Les jacobiens J_3 et J_4 respectivement de $P_3(x)$ et de $P_4(x)$ par rapport à l'état x permettent de caractériser l'observabilité du système (3-2) au sens du rang :

$$\begin{aligned}
 J_3(x) &= \frac{\partial(P_3(x))}{\partial(x)} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & ba & bpx_5 & bpx_4 \\ ba^2M_{sr} + \gamma^2 & bpx_5aM_{sr} & b_7 & b_5 & b_9 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & -bpx_5 & ba & -bpx_3 \end{bmatrix} \quad (\text{eq2})
 \end{aligned}$$

Et

$$\begin{aligned}
 J_4(x) &= \frac{\partial(P_4(x))}{\partial(x)} \\
 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & ba & bpx_5 & bpx_4 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\gamma & -bpx_5 & ba & -bpx_3 \\ -bpx_5aM_{sr} & ba^2M_{sr} + \gamma^2 & b_{10} & b_{11} & b_{12} \end{bmatrix} \quad (\text{eq3})
 \end{aligned}$$

Où

$$\begin{aligned}
 b_7 &= -ba^2 + bp^2x_5^2 - \gamma ba \\
 b_8 &= -2bapx_5 - \gamma bpx_5 \\
 b_9 &= -bapx_4 + bp(-ax_4 + px_5x_3 + aM_{sr}x_2) + bp^2x_5x_3 - \gamma bpx_4 \\
 b_{10} &= 2bapx_5 + \gamma bpx_5 \\
 b_{11} &= -ba^2 + bp^2x_5^2 - \gamma ba \\
 b_{12} &= bapx_3 - bp(-ax_3 - px_5x_4 + aM_{sr}x_1) + bp^2x_5x_4 + \gamma bpx_3
 \end{aligned}$$

Les déterminants respectifs sont alors :

$$D_3 = b^3a^3px_4 - b^3a^3pM_{sr}x_2 - b^3a^2p^2x_5x_3 - b^3p^4x_5^3x_3 + b^3p^3x_5^2x_4a - b^3p^3x_5^2aM_{sr}x_2$$

Et:

$$D_4 = -b^3a^3px_3 - b^3a^2p^2x_5x_4 + b^3a^3pM_{sr}x_1 - b^3ap^3x_5^2x_3 - b^3p^4x_5^3x_4 + b^3p^3x_5^2aM_{sr}x_1$$

Ou bien

$$\begin{aligned}
 D_3 &= -b^3p^3 \underbrace{[-ax_3 - px_5x_4 + aM_{sr}x_1]}_{\dot{x}_3} \left(\frac{a^2}{p^2} + x_5^2 \right) \\
 D_4 &= -b^3p^3 \underbrace{[-ax_4 + px_5x_3 + aM_{sr}x_2]}_{\dot{x}_4} \left(\frac{a^2}{p^2} + x_5^2 \right)
 \end{aligned}$$

L'expression des deux déterminants D_3 et D_4 montre que le point $\dot{x}_3 = \dot{x}_4 = 0$ ($\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0$) apparait clairement comme une singularité d'observabilité (physique) du système. La condition suffisante d'observabilité n'est pas satisfaite.

On remarque en outre que le rang de D_3 et D_4 est indépendant de l'entrée, ce qui se traduit par le fait que toute entrée rend le système localement observable sur un ensemble $E = \{x: \dot{x}_3 = \dot{x}_4 \neq 0, \dot{x}_5 = 0\}$. Dans le cas stationnaire (vitesse constante et pulsations des signaux constants), il est possible de proposer une interprétation physique de la condition énoncée ci-dessus.

$$\omega_s = p\Omega + \frac{aM_{sr}i_{sq}}{p\phi_{rd}} \quad (\text{eq4})$$

Le couple électromagnétique pouvant également s'exprimer sous la forme :

$$C_{em} = \frac{pM_{sr}}{L_r} p\phi_{rd}i_{sq} \quad (\text{eq5})$$

On obtient:

$$\omega_s = p\Omega + \frac{R_r C_{em}}{p\phi_{rd}^2} \quad (\text{eq6})$$

Dans le cas présent, les relations $\dot{x}_3 = \dot{x}_4 = \omega_s = 0$; $(\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0)$ se traduisent par $\omega_s = 0$.

De plus la pulsation statorique $\omega_s = 0$ est la dérivée de l'angle du repère tournant $(d - q)$ apparaît comme une singularité d'observabilité (physique) du système. La condition suffisante de l'observabilité n'est pas satisfaite.

Cas 2: $\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0$:

Le modèle utilisé est celui donné par (3-1) dans lequel on considère les composantes des flux rotoriques suivant l'axe α, β constantes et qui est donné par les équations suivantes [16]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned}$$

Où T_l est considéré constant, avec :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \Omega \\ T_l \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad f(x) = \begin{bmatrix} b(ax_3 + px_5x_4) - \gamma x_1 \\ b(ax_4 - px_5x_3) - \gamma x_2 \\ 0 \\ 0 \\ m(x_3x_2 - x_4x_1) - cx_5 - \frac{x_6}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} g(x) &= \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ h(x) &= \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Soit l'ensemble de fonctions $C^\infty P_5(x)$ généré à partir des mesures et de leurs dérivées respectives de la façon suivante:

$$P_5(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ h_1^{(2)} \\ h_2^{(2)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ x_1^{(2)} \\ x_2^{(2)} \end{bmatrix}$$

Soit le jacobien de $P_5(x)$ par rapport à l'état x permettant de caractériser l'observabilité au sens du rang

$$J_5(x) = \frac{\partial(P_5(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & ba & bpx_5 & bpx_4 & 0 \\ 0 & -\gamma & -bpx_5 & ba & -bpx_3 & 0 \\ a_7 & bpx_4mx_3 & a_8 & a_9 & a_{10} & -bpx_4/J \\ bpx_4mx_3 & a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & bpx_3/J \end{bmatrix} \quad (\text{eq7})$$

Où:

$$\begin{aligned} a_7 &= -bpx_4^2m + \gamma^2 \\ a_8 &= bpx_4mx_2 - \gamma ab \\ a_9 &= bp(mx_3x_2 - mx_4x_1 - cx_5 - x_6/J) - bpx_4mx_1 - \gamma bpx_5 \\ a_{10} &= -bpx_4c - \gamma bpx_4 \\ a_{11} &= -bpx_3^2m + \gamma^2 \\ a_{12} &= -bp(mx_3x_2 - mx_4x_1 - cx_5 - x_6/J) - bpx_3mx_2 + \gamma bpx_5 \\ a_{13} &= bpx_3mx_1 - \gamma ba \\ a_{14} &= bpx_3c + \gamma bpx_3 \end{aligned}$$

Le déterminant de cette matrice est donné par :

$$\begin{aligned} D_5 &= \det(J_5(x)) \\ &= -b^4p^3a(-x_3^3mx_2J + x_3^2x_6 + x_3^2x_4mx_1J + x_3^2cx_5J \\ &\quad - x_3x_4^2Jmx_2 + x_4^2cx_5J + x_4^2x_6 + x_4^2mx_1J)/J^2 \end{aligned}$$

ou bien:

$$D_5 = \frac{2b^4p^3a}{J} \underbrace{(x_3^2 + x_4^2)}_{\phi_{rd}^2} \underbrace{[mx_3x_2 - mx_4x_1 - cx_5 - x_6/J]}_{\dot{x}_3}$$

On remarque que cette expression s'annule pour $\phi_{rd} = 0$ ou pour $\dot{x}_5 = 0$. Le cas où $\phi_{rd} = 0$ présente peu d'intérêt du fait que cela reviendrait à avoir un ux nul dans le rotor. Par contre, le cas où $\dot{x}_5 = 0$ signifie que si la vitesse est constante, le déterminant s'annule. Cela se traduit par le fait que l'observabilité du système (3-2) ne peut être établie en toute circonstance, en particulier les régimes permanents à vitesse constante et pulsationstatorique nulle restent singuliers.

Cas3 : $\varphi \cdot r\alpha = \varphi \cdot r\beta = 0$ et $\Omega \cdot = 0$:

Dans ce cas, nous utilisons le modèle de la machine asynchrone suivant [16] :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x)\end{aligned}$$

avec:

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{aligned} f(x) &= \begin{bmatrix} b(ax_3 + px_5x_4) - \gamma x_1 \\ b(ax_2 - px_5x_3) - \gamma x_2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, & h(x) &= \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \\ g(x) &= \begin{bmatrix} m_1 & 0 \\ 0 & m_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Considérons l'ensemble de fonctions $C^\infty P_6(x)$ généré à partir des mesures et de leurs dérivées supérieures jusqu'à l'ordre 4 de la façon suivante :

$$P_6(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \\ h_1^{(2)} \\ h_2^{(2)} \\ h_1^{(3)} \\ h_2^{(3)} \\ h_1^{(4)} \\ h_2^{(4)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ x_1^{(2)} \\ x_2^{(2)} \\ x_1^{(3)} \\ x_2^{(3)} \\ x_1^{(4)} \\ x_2^{(4)} \end{bmatrix} \quad (\text{eq8})$$

A l'espace d'observabilité du système on peut associer le jacobien de $P_6(x)$ par rapport à l'état x .

Question : Est-il possible d'extraire cinq vecteurs de cet espace qui soient linéairement indépendants en exploitant les dérivées supérieures jusqu'à l'ordre 4 de la machine?

Pour répondre à cette question, considérons alors le jacobien de $P_6(x)$ par rapport à l'état x permettant de caractériser l'observabilité au sens du rang:

$$J_6(x) = \frac{\partial(P_6(x))}{\partial(x)}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & ba & bpx_5 & bpx_4 & 0 \\ 0 & -\gamma & -bpx_5 & ba & -bpx_3 & 0 \\ \gamma^2 & 0 & -\gamma ba & -\gamma bpx_5 & -\gamma bpx_4 & 0 \\ 0 & \gamma^2 & \gamma bpx_5 & -\gamma ba & \gamma bpx_3 & 0 \\ -\gamma^3 & 0 & \gamma^2 ba & \gamma^2 bpx_5 & \gamma^2 bpx_4 & 0 \\ 0 & -\gamma^3 & -\gamma^2 bpx_5 & \gamma^2 ba & -\gamma^2 bpx_3 & 0 \\ \gamma^4 & 0 & -\gamma^3 ba & -\gamma^3 bpx_5 & -\gamma^3 bpx_4 & 0 \\ 0 & \gamma^4 & \gamma^3 bpx_5 & -\gamma^3 ba & \gamma^3 bpx_3 & 0 \end{bmatrix}$$

Cela se traduit par le fait que l'observabilité du système (3-2) ne peut être établie dans le cas particulier de fonctionnement de la machine où la vitesse est constante et la pulsation statorique est nulle ($\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0$) même si l'on utilise les dérivées d'ordres supérieurs des mesures de la machine. C'est une condition suffisante et nécessaire de perte d'observabilité pour le cas 3.

B2. Analyse de la stabilité des deux observateurs avec incertitudes paramétriques:

Dans cette section, nous présentons l'analyse de la stabilité des deux observateurs. De plus, cette analyse est faite en prenant en compte les incertitudes paramétriques de la machine asynchrone. Cette méthode d'analyse de stabilité avec incertitudes paramétriques peut aussi s'appliquer pour les deux observateurs définis précédemment. Pour cela, nous définissons les erreurs d'estimations comme suit [18]:

$$e_1 = X_1 - Z_1; e_2 = X_2 - Z_2$$

Leur dynamiques sont données par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= A_1(u, y, X_2)X_1 + g_1(u, y, X_2, X_1) - S_1^{-1}C_1^T C_1 e_1 \\ &\quad - A_1(u, y, Z_2)Z_1 - g_1(u, y, Z_2, Z_1) \\ \dot{e}_2 &= A_2(u, y, X_1)X_2 - A_2(u, y, Z_1)Z_2 - S_2^{-1}C_2^T C_2 e_2 \end{aligned}$$

ou de manière équivalente :

$$\dot{e}_1 = [A_1(u, y, Z_2) - S_1^{-1}C_1^T C_1]e_1 + g_1(u, y, X_2, X_1) - g_1(u, y, Z_2, Z_1) + [A_1(u, y, X_2) - A_1(u, y, Z_2)]X_1 \quad (\text{eq9})$$

$$\dot{e}_2 = [A_2(u, y, Z_1) - S_2^{-1}C_2^T C_2]e_2 + [A_2(u, y, X_1) - A_2(u, y, Z_1)]X_2 \quad (\text{eq10})$$

Maintenant, considérons les équations (3-28) et (3-29) avec des incertitudes sur les paramètres de la machine :

$$\begin{aligned}
\dot{e}_1 &= [A_1(u, y, Z_2) - S_1^{-1}C_1^T C_1]e_1 \\
&\quad + g_1(u, y, X_2, X_1) + \Delta g_1(u, y, X_2, X_1) - g_1(u, y, Z_2, Z_1) \\
&\quad + [A_1(u, y, X_2) + \Delta A_1(u, y, X_2) - A_1(u, y, Z_2)]X_1 \\
\epsilon_2 &= [A_2(u, y, Z_1) - S_2^{-1}C_2^T C_2]e_2 \\
&\quad + [A_2(u, y, X_1) + \Delta A_2(u, y, X_2) - A_2(u, y, Z_1)]X_2 + \Delta\varphi(u, y)
\end{aligned}$$

où $\Delta A_1(u, y, X_2)$, $\Delta A_2(u, y, X_2)$, $\Delta g_1(u, y, X_2, X_1)$ et $\Delta\varphi(u, y)$ sont respectivement les termes incertains de $A_1(u, y, X_2)$, $A_2(u, y, X_2)$, $g_1(u, y, X_2, X_1)$ et $\varphi(u, y)$.

Hypothèse 10: On suppose que :

$$\begin{aligned}
\|\Delta A_1(u, y, X_2)\| &\leq \rho_1 \\
\|\Delta A_2(u, y, X_1)\| &\leq \rho_2 \\
\|\Delta g_1(u, y, X_2, X_1)\| &\leq \rho_3 \\
\|\Delta\varphi(u, y)\| &\leq \rho_4
\end{aligned} \tag{eq11}$$

pour $\rho_i > 0, i = 1, \dots, 4$.

Cette hypothèse est justifiée par le fait que les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision et sont bornés et aussi par le fait que les états de la machine sont bornés.

Pour établir la convergence des deux observateurs, nous donnons des conditions su-santes qui sont énoncées dans le résultat suivant :

Pour établir la convergence des deux observateurs, nous donnons des conditions su-santes qui sont énoncées dans le résultat suivant :

Les valeurs de θ_1 et θ_2 sont choisies de manière à ce que les inégalités (3-30) et (3-31) soient vérifiées.

$$\delta_1 = (\theta_1 - (\tilde{\mu}_1 + \tilde{\mu}_2 + \tilde{\mu}_3)\epsilon) > 0, \tag{eq12}$$

$$\delta_2 = \left(\theta_2 - \frac{(\tilde{\mu}_1 + \tilde{\mu}_2 + \tilde{\mu}_3)}{\epsilon} \right) > 0$$

$$\text{où } \tilde{\mu}_1 = \frac{\mu_1}{\sqrt{l_1}\sqrt{l_2}}, \tilde{\mu}_2 = \frac{\mu_2}{\sqrt{l_1}\sqrt{l_2}}, \tilde{\mu}_3 = \frac{\mu_3}{\sqrt{l_1}\sqrt{l_2}}, \text{ avec } \mu_1 = k_1 k_2 k_3, \mu_2 = k_1 k_4, \mu_3 = k_5 k_6 k_7,$$

$$\mu_4 = 2(k_1 k_3 \rho_1 + k_1 \rho_3), \mu_5 = 2(k_5 k_7 \rho_2 + k_5 \rho_4). \epsilon \in]0, 1[.$$

Les paramètres k_1 ; k_2 ; k_3 et l_1 ; l_2 sont des constantes positives.

Théorème 1: Si les hypothèses 8, 9 et 10 sont satisfaites, alors le système (3-26) et (3-27) est un observateur exponentiel du système (3-24) et (3-25) pour θ_1 et θ_2 satisfaisant les inégalités

(3-30) et (3-31) respectivement.

- [1] Achour Abdelmalak et Aichouche Azedine, Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone, Thèse de master, Université Mohamed Boudiaf-M'sila, 2004-2005
- [2] Alia Salim et Guedda Smail, Commande Vectorielle d'une Machine à Induction, Mémoire de Fin D'étude Master Academique, Soutenu en Mai 2018
- [3] Tamrabet Hanene " Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [4] Guy Strutzer, Eddie Samigil, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés. Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs"
- [5] CHEKIMA Djamel " Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue , ", Mémoire de MASTER ACADEMIQUE, Université d'EL-Oued, 23-24 Juin 2014
- [6] Othmani Ahmed Mehdi "Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone Associée A Un Observateur Adaptatif", Mémoire De Master, Université Badji Mokhtar- Annaba, Année 2019
- [7] M. HAMMOUCHE Abdelaziz " Commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique, Mémoire De Master, Université De M'silla, 2011-2012
- [8] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004
- [9] Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister ,Université de Batna 2001.
- [10] R.Mohamed, "Simulation et réalisation d'un onduleur de tension monophasé à trois niveau". Mémoire de fin d'étude, institut d'électrotechnique, université de Batna 2002
- [11] Berrezzek Farid, Modélisation Non Linéaire Des Machines Electriques Pour La Commande Et Le Diagnostic, Diplôme De Doctorat, Université Badji Mokhtar-Annaba- 2016
- [12]Hamza ADDAD, "Commande Vectorielle sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone" Pour l'obtention du diplôme de Master LMD, Université LARBI BEN M'HIDI Oum El-Bouaghi, 2014/2015
- [13] K. Hadjij et A. Selmoune, "commande vectorielle de la machine asynchrone", Mémoire d'ingénieur, Electromécanique, Université de M'sila, 2004.

- [14] L.Houssam et B.Seif-elislam, commande vectorielle d'un machine asynchrone par un onduleur SVM, Mémoire d'ingénieur. D'électrotechnique, Université d'EL-Oued, 2014
- [15] M. Hamata Omar Et M. Louchen Noureddine. « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].
- [16] Malek Ghanes. Observation Et Commande De La Machine Asynchrone Sans Capteur Mécanique, Thèse de Doctorat, École Centrale De Nantes, 03 Novembre 2005
- [17] M. Ghanes, J. De Leon and A. Glumineau. Observability Study and Observer-Based Interconnected From for sensor less Induction Motor, CDC, San Diego, pp.1240-1244, December 13-15, 2006
- [18] Dramane Traore. Commande Non Linéaire Sans Capteur De La Machine Asynchrone, Thèse de Doctorat, École Centrale De Nantes, 19 Novembre 2008
- [19] Dramane TRAORE¹, Alain Glumineau¹, Luc LORON², Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone Sans Capteur Mécanique : Test Expérimental A Basse Vitesse, Article Scientifique
- [20] Monsieur Toufouti, Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone, Thèse de Doctorat Université Mentouri Constantine Faculté Des Sciences De L'ingénieur Département D'électrotechnique Soutenue 2008