



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Lakhder d'El-Oued Hamma Université Echahid
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de
MASTER ACADEMIQUE

Domaine: Sciences et Technologie

Filière: Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Thème

**Commande vectorielle du moteur
asynchrone sans capteur mécanique**

Réalisé par:

❖ Bellabaci Nouredine.

❖ Ben Salem Ibrahim

Encadré par:

❖ Lammouchi Zakaria

Année Universitaire: 2020/2021

DEDICACE

Nos dédie ce modeste travail :

❖ **Nos chers parents**

❖ **Nos familles**

❖ **Nos chers amis**

❖ **Sans oublier ceux qui ont nous aide à faire ce
modeste travail par leurs conseils et leurs
encouragements**

❖ **A tous nos collègues enseignants à la faculté des
sciences et technologie.**

REMERCIEMENTS

- ❖ Les travaux présentés dans ce projet de fin d'études ont été effectués au sein du département de génie électrique de l'université de El-oued, sous la direction de M. Lammouchi zakaria, que nous remercions à la confiance qu'ils nous ont accordés, leur encadrement, leur aide et leurs conseils.
- ❖ Nous tenons à exprimer nos gratitudeux aux membres du jury, qui ont accepté d'examiner notre travail.
- ❖ Nous remercions aussi tous les enseignants du département génie électrique et le chef de département.
- ❖ Nous tenons également à remercier tous les enseignants qui nous ont enseigné depuis le primaire.
- ❖ Nous remercions tous les personnes ayant aidé de loin ou de près à l'élaboration de notre travail.

Résumé

De jour en jour la machine asynchrone continue de substituer la machine à courant continu dans divers applications industrielles, et ce grâce au développement de la commande des MAS. Ce projet de fin d'études concerne l'élaboration d'une commande performante de la machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle sans capteur de vitesse ce dernier sera remplacé par un observateur pour observer la vitesse de rotation et un deuxième observateur pour le flux rotorique. Après la modélisation de la machine asynchrone dans le repère (d,q) , nous avons utilisé la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, l'alimentation est assurée par une cascade onduleur. La même structure de commande est utilisée en troisième partie, mais en introduisant les observateurs et estimateur.

Mots clés :

Machine asynchrone, modèle de park, commande vectorielle ,observateurs et estimateur

يَوْمًا بعد يوم ، تستمر الآلة غير المتزامنة في استبدال آلة التيار المستمر في مختلف التطبيقات الصناعية ، وذلك بفضل تطوير التحكم في MAS. يتعلق مشروع نهاية الدراسة هذا بتطوير تحكم عالي الأداء للآلة غير المتزامنة باستخدام التحكم في ناقل الحركة بدون مستشعر سرعة ، وسيتم استبدال الأخير بمراقب لمراقبة سرعة الدوران ومراقب ثاني لتدفق الدوار . . بعد نمذجة الآلة غير المتزامنة في الإطار (د ، ف) ، استخدمنا التحكم المتجه غير المباشر مع تدفق دوار موجه ، يتم توفير مصدر الطاقة من خلال سلسلة من العاكسات. يتم استخدام نفس بنية القيادة في الجزء الثالث ، ولكن يتم تقديم المراقبين والمقدر.

الكلمات الدالة :

آلة غير متزامنة ، نموذج المنتزه ، التحكم في القوة الموجهة ، المراقب والمقدر

,

SOMMAIRE

Dedicace.....	I
Remerciements.....	II
Résumé.....	III
Notation et symboles.....	V
Liste de figure.....	VI
Introduction générale	VII

Chapitre I: Modelisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction	4
I.2. Constitution de la machine asynchrone.....	4
I.2.1. Le stator:.....	5
I.2.2. le rotor:.....	6
I.3. Principe de fonctionnement.....	6
I.4.1.Vitesse des moteurs asynchrones:.....	7
I.4.2.Cas de moteurs à cage :.....	7
I.4.3.Cas de moteur à couplage de pôles :.....	8
I.4.4.Cas de moteurs à enroulements statoriques séparés:.....	8
I.4.5.Cas de moteurs à bagues (Réglage de vitesse par glissement).....	8
I.5.Autres systemes de variation de vitesse	9
I.5.1. Système statique électronique	9
I.5.2. Système électromécanique:.....	9
I.6.Avantages et inconvenients la machine asynchron.....	10
I.7. Modele mathematique de la MAS.....	11
I.7.1. Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	11
I.7.2. Mise en équations de la machine asynchrone:.....	11
I.8. Modelisation diphasée de la machine asynchrone	13
I.8.1. Transformation de park	13
I.8.2 Modèle de Park de la machine asynchrone	15

I.9. Choix du referentiel	17
I.9.1. Référentiel lié au stator :.....	17
I.9.2. Référentiel lié au rotor :.....	17
I.9.3. Dans un référentiel lié au champ tournant	18
I.10. Representation d'état de la MAS	18
I.11. Principe de fonctionnement d'un onduleur	19
I.12. Modélisation de l'onduleur à MLI.....	20
I.12.1. Onduleur de tension:.....	20
I.12.2. Stratégie de commande de l'onduleur.....	21
I.12. Conclusion.....	22
Chapitre II: Commande Vectorielle de la machine asynchrone	
II.1. Introduction	24
II.2. Principe de la commande vectorielle a flux rotorique oriente	24
II.3.Types de la commande vectorielle.....	25
II.3.1.Commande vectorielle directe:.....	25
II.3.2.Commande vectorielle indirecte.....	26
II.4.Expression generale de la commande vectorielle indirecte:	27
II.4.1 Modèle de Machine asynchrone	27
II.4.2. Estimation de ω_s et de θ	28
II.4.3.Expression du couple électromagnétique.....	29
II.5. Simplification des equations avec la commande indirecte:	30
II.5.1 Bloc de défluxage.....	30
II.5.2.Calculs des regulateurs.....	31
a) Calcul du régulateur des courants.....	32
1. Comportement en premier order:.....	33
2. Comportement en second ordre:.....	33
b) Calcul du régulateur de la vitesse.....	34

II.6.Simulation de la commande vectorielle indirecte.....	36
II.7.Conclusion :	38
Chapitre III :Commande vectorielle sans capteur mecanique de la MAS	
III.1. Introduction:	40
III.2.Observabilite de la machine asynchrone:	40
III.3. Observabilite de la machine sans mesure de la vitesse:	40
III.4. Observateur a grand gain interconnecte a un estimateur:.....	43
III.4. 1 Conception l' observateur à grand.....	43
III.4.2. Conception L'estimateur.....	45
III.4.3. Analyse de la stabilité de l'observateur et de l'estimateur.....	45
III.5 Schema observateur a grand gain interconnecte a un estimateur:	46
III.6. Conclusion:.....	50
Conclusion generale.....	53
ANNEXES A.....	54
Parametres de la machine asynchrone utilisee	54
ANNEXES B.....	55
A. 1. Etude de l'observateur 1 (O1).....	55

LISTE DE FIGURE

Figure 1.1. Les Organes d'un moteur asynchrone à cage.....	4
Figure 1.2. Le stator.....	5
Figure 1.3. Influence du nombre de paires de pôles.....	5
Figure 1.4 . Vue d'un rotor.....	6
Figure.1.5.modèle dynamique de la machine asynchrone.....	11
Figure .1.6. Repérage angulaire du système d'axes (d, q) associé au stator de la MAS	14
Figure (1.7) : Association de modules de puissance pour le convertisseur de tension triphasé-MAS.....	19
Figure1.8.schéma de l' onduleur de tension.....	20
Figure1.9. Le schéma simplifié de l'onduleur de tension associé à la machin est représenté	20
Figure.1.10 Principe de la commande sinus-triangle	22
Figure.2.1. Orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	25
Figure.2.2. Commande vectorielle directe de la MAS	26
Figure.2.3. Commande vectorielle indirecte de la MAS	27
Figure.2.4 bloc de dé fluxage	31
Figure.2.5.Commande d'un premier ordre par un PI	32
Figure.2.6.Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse W_r	35
figure2.7Schéma de simulation de CV indirecte	36
Figure 2.8.Simulation avec variation de vitesse	37
Figure.3.1.Schéma Observateur à grand gain interconnecté à un estimateur.....	46
Figure.3.2 Simulation de observateur a grand gain interconnecte a un estimateur	47
Figure3.3.la vitesse lors de la variation	47
Figure. 3.5. Composantes du flux rotorique: a) ϕ_{rx} . b) $\phi_{r\beta}$ (Wb)	48
Figure3.6. des courants statoriques i_{sa} i_{sb}	49

NOTATION ET SYMBOLES

Paramètres de modélisation de la machine :

R_s [Ω]	Résistance Statorique par phase.
R_r [Ω]	Résistance Rotorique par phase.
L_s [H]	Inductance propre statorique par phase.
L_r [H]	Inductance propre rotorique par phase.
T_r [H/ Ω]	Constante De Temps Rotorique $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ [H/ Ω].
T_s (H/ Ω)	Constante De Temps Statorique $T_s = \frac{L_s}{R_s}$.
σ	Coefficient De Dispersion Magnétique $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$.
M_s [H]	l'inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r [H]	l'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_{sr} et M [H]	La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques.
P	Nombre De Paire De Pôles.
G	Glissement.
Repères :	
A, b, c	Axes Correspondant Au Référentiel Lie Au Stator.
d, q	Axes de référentiel de Park.
θ_r [rad]	Angle Entre Le Stator Et Le Rotor.
θ_s [rad]	Angle Entre Le Stator et l'axe d.

Grandeurs électriques au stator :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} [V] Tensions Statoriques Triphasées.

$V_{sa}, V_{s\beta}$ [V] Tensions Statorique Biphassées Dans Le Repère (α, β).

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} [A] Courants Statoriques Triphasées.

V_{sd}, V_{sq} [V] Tensions Statorique Biphassées Dans Le Repère (d, q).

$I_{sa}, I_{s\beta}$ [A] Courants Statorique Biphassées Dans Le Repère (α, β).

I_{sd}, I_{sq} [A] Courants Statorique Biphassées Dans Le Repère (d, q).

Grandeurs magnétiques au stator :

Φ_s [Wb] Flux Magnétique Au Stator.

Φ_{sd} [Wb] Flux Statorique sur l'axe d.

Φ_{sq} [Wb] Flux Rotorique sur l'axe q.

Grandeurs magnétiques au rotor :

Φ_{rabc} [Wb] Flux Rotorique phase a, b ou c.

Φ_{rd} [Wb] Flux Rotorique sur l'axe d.

Φ_{rq} [Wb] Flux Rotorique sur l'axe q.

Grandeurs mécaniques :

C_{em} [N.m] Couple Electromagnétique.

C_r [N.M] Couple Résistant.

J [kg. M²] Moment d'inertie.

F [N.m/rad] Coefficient De Frottement Visqueux.

Ω [Rad/S] La Vitesse Mécanique Du Rotor.

$\dot{\Omega}$ [Rad/S] Référence de La Vitesse Mécanique Du Rotor.

ω_s [Rad/S] Pulsation Statorique.

ω_r [Rad/S] Vitesse De Rotation Electrique Du Rotor $\omega_r = p.\Omega$.

ω_g [rad/s] Pulsation De Glissement.

f [Hz] Fréquence électrique statorique.

Sigles utilisés :

MAS Machine Asynchrone.

FCM Force Contre Electromotrice.

MLI Modulation De Largeur Impulsion.

PI Régulateur Proportionnel Intégral.

K_p K_i Gains Du Régulateurs PI Du Courant Statorique.

$K_{p\phi}$ $K_{i\phi}$ Gains Du Régulateur PI Du Flux Rotorique.

$K_{p\Omega}$ $k_{i\Omega}$ Gains Du Régulateurs PI Du Vitesse.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du siècle dernier, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

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 de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux blocages était constitué par l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée [1]

La commande vectorielle a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator.[2]

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux, souvent très onéreux. son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. Afin d'éliminer cet handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux. ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur.[2]

La commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration des approches de mesure de vitesse sans capteur de mettre l'accent sur les précisions statique et dynamique de celui-ci en fonction du point de fonctionnement de la machine

Structure du mémoire:

Notre projet concerne une application de contrôle vectoriel de MAS sans capteur mécanique. Le mémoire est organisé en trois chapitres comme suit.

Dans le chapitre 1, nous rappelons d'abord la modélisation de la machine asynchrone à cage qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine étudiée, en utilisant le formalisme d'état, puis on procédera à l'étude de l'onduleur de tension piloté par la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans le chapitre 2, nous nous intéresserons plus spécifiquement aux principes de la commande vectorielle indirecte des machines asynchrones (IFOC) avec capteur mécanique. Enfin, des résultats seront présentés pour prouver l'efficacité de cette commande.

L'objectif de chapitre troisième est de proposer une loi de commande non linéaire sans capteur mécanique. En plus de cela le capteur de vitesse participe à l'augmentation du coût de l'installation et du degré de redondance des pannes. Par conséquent, sa suppression et l'utilisation des observateurs ou des estimateurs de vitesse peut améliorer nettement la robustesse du système et fait diminuer son coût. Dans ce cas, nous avons caractérisé des conditions d'observabilité pour la machine asynchrone. Nous avons vu que pour les conditions de fonctionnement les plus usuelles de la machine, le cas le plus dur de fonctionnement correspondant à la perte d'observabilité de la machine est : la pulsation statorique est nulle et la vitesse de la machine est constante.

De ce point de vue, nous utilisons une technique de synthèse d'observateur non linéaire pour la machine asynchrone que nous avons développée dans ce chapitre, l'observateur à grand gain interconnecté à un estimateur. Cette technique d'observation a pour objectifs la reconstruction de la vitesse et du couple de charge de la machine asynchrone sans capteur mécanique en utilisant comme seule information les courants et les tensions statoriques.

Nous rappelons ensuite l'observateur de vitesse associé à la commande vectorielle pour réaliser une commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone.

CHAPITRE I :
MODELISATION
DE
LA
MACHINE
ASYNCHRONE

I.1. Introduction :

L'entraînement des machines est assuré en très grande majorité par des moteurs asynchrones, alimentés en courant alternatif triphasé et quelquefois en monophasé. Ce type de moteur s'impose en effet dans la plupart des applications et ce par son prix de revient avantageux, ces qualités de robustesse et sa simplicité d'entretien.

Dans ce chapitre, nous présenterons la constitution et le principe de fonctionnement du moteur asynchrone aussi son modèle mathématique triphasé, sa transformation dans le système diphasé et la modélisation de son alimentation

I.2. Constitution de la machine asynchrone:

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants [03]:

- * **Stator (partie fixe):** constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- * **Rotor (partie tournante):** constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.
- * **Organes mécaniques:** permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous ensembles.

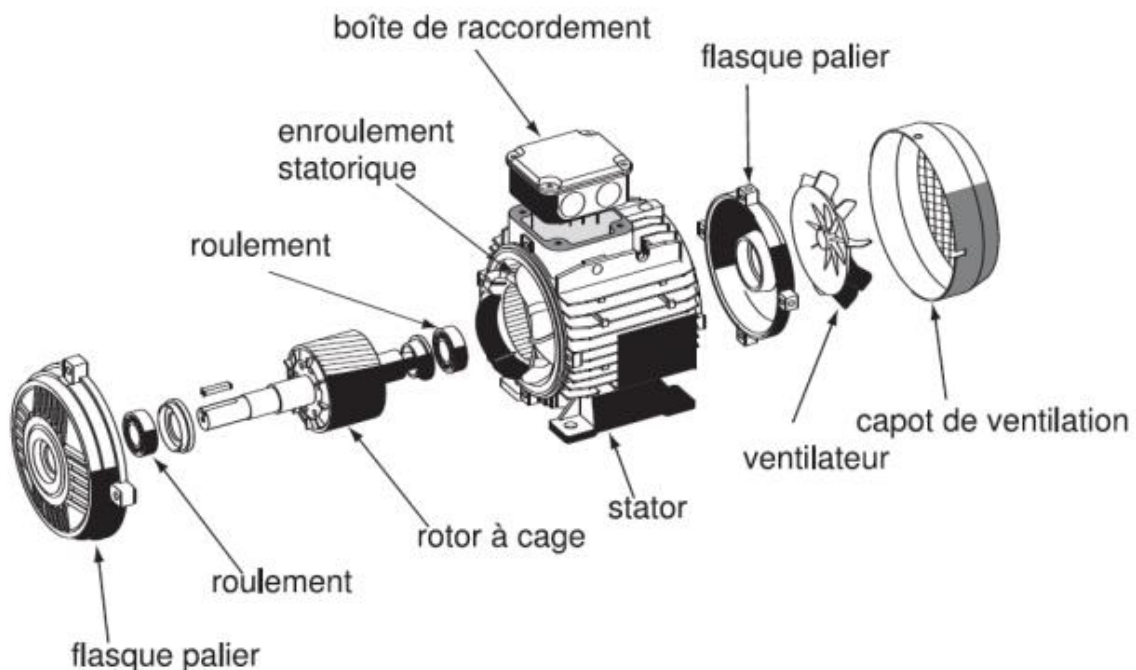


Figure 1.1. Les Organes d'un moteur asynchrone à cage.

I.2.1. Le stator:

Le stator de la Machine Asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placés les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.



Figure 1.2. Le stator.

Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de 120° comme le montre le schéma ci-dessous.

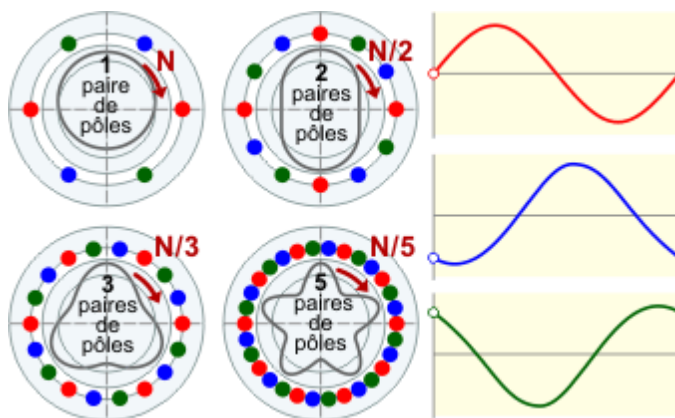


Figure 1.3. Influence du nombre de paires de pôles

La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz) et du nombre de paires de pôles. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse de rotation du champ tournant du moteur ne peut varier qu'en fonction du nombre de paires de pôles.

Paires de pôles	1	2	3	4	6
Nombre de pôles	2	4	6	8	12
N [tr/min]	3000	1500	1000	750	500

I.2.2. le rotor:

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits.

Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".



Figure 1.4 . Vue d'un rotor.

I.3. Principe de fonctionnement:

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant [03].

De cette façon le fonctionnement d'une machine asynchrone est analogue à celui d'un transformateur : le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire qui, dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant:

$$N_s = \frac{f}{p} \quad (I.1)$$

L'interaction électromagnétique des deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire, lorsque $n \neq n_1$, car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque $n = n_1$,

le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport g est appelé glissement d'une machine asynchrone :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (I.2)$$

I.4.Reglage de vitesse par methodes classiques des moteurs asynchrones triphases:

I.4.1.Vitesse des moteurs asynchrones:

La vitesse a vide des moteur asynchrones n'est pas influencée par les variations de tension mais elle est proportionnelle a la fréquence du courant d'alimentation et inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles constituant le stator [04].

$$N = \frac{60f}{p} \quad (I.3)$$

I.4.2.Cas de moteurs à cage :

Comme nous l'avons vu précédemment, la vitesse d'un moteur à cage est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation et de nombre de paires de pôles. Il donc possible d'obtenir un moteur à deux ou plusieurs vitesse en créant dans le stator des combinaisons de bobinages qui correspondent à des moteur des pôles différents.

I.4.3.Cas de moteur à couplage de pôles :

Ce genre de moteur ne permet que des rapports de vitesses de 1 à 2 (4 et 8 pôles, 6 et 12,.... etc.) ; il comporte six bornes. En fonction de leurs caractéristiques, les moteurs peuvent être à puissance variables.

Pour l'une des vitesses, le réseau est connecté sur les trois bornes correspondantes; pour la seconde, celles-ci sont reliées entre elles ; le réseau étant branché sur les trois autres bornes.

Le plus souvent le démarrage s'effectue directement aussi bien en grande qu'en petite vitesse. Dans certains cas, si les conditions d'exploitation l'exigent et si le moteur le permet, le dispositif de démarrage réalise automatiquement le passage temporaire en petite vitesse avant d'enclencher la grande vitesse ou avant de revenir à la vitesse nulle.

I.4.4.Cas de moteurs à enroulements statoriques séparés:

Ce type de moteur ; comportant deux enroulements statoriques électriquement indépendants permet d'obtenir deux vitesses dans un rapport quelconque. Les enroulements « petite vitesse » devant supporter les contraintes mécaniques et électriques résultant du fonctionnement du moteur en « grande vitesse » leurs caractéristiques électriques en sont souvent affectées. Parfois, un tel moteur fonctionnant en « petite vitesse » absorbe un courant plus important qu'en « grande vitesse ».

Il est également possible de réaliser des moteurs à trois ou quatre vitesses, en procédant au couplage des pôles sur l'un des enroulements statoriques ou sur les deux. Cette solution exige des prises supplémentaires sur les bobinages.

I.4.5.Cas de moteurs à bagues (Réglage de vitesse par glissement):

Le raccordement d'une résistance permanente aux bornes du rotor d'un moteur à bagues abaisse sa vitesse, et cela d'autant plus que la résistance est de valeur élevée. C'est une solution simple pour faire varier la vitesse. Ces résistances « de glissement » peuvent être court-circuitées en plusieurs crans pour obtenir soit un réglage discontinu de la vitesse, soit l'accélération progressive et le démarrage complet du moteur. Elles doivent être prévues pour supporter la durée de fonctionnement en réglage de vitesse, de ce fait, leur volume est parfois important et leur coût élevé.

Ce procédé extrême simple et fréquemment employé. Il présente cependant deux inconvénients importants :

- ✓ pendent la marche à vitesse réduite, une grande partie de l'énergie prise au réseau et dissipée en pure perte dans les résistances.
- ✓ la vitesse obtenue n'est pas indépendante de la charge, c'est-à-dire la chute de vitesse par rapport à la vitesse de synchronisme (à vide) est proportionnel au couple.

Pour des machines à variation particulière du couple résistant en fonction de la vitesse, le réglage peut s'avérer également impossible.

I.5. Autres systèmes de variation de vitesse:

I.5.1. Système statique électronique :

Ces systèmes s'adressent seulement aux moteurs asynchrone déjà décrits, mais également à des moteurs à courant continu. Ils offrent des performances variées et permettent de réaliser si nécessaire des régulations à hautes caractéristiques dynamiques[04].

Ils occupent actuellement la première place parmi les dispositifs de variation de vitesse. Citons entre autres :

- ***Le variateur de fréquence « ALTIVAR »*** : La variation de vitesse est obtenue par modification de la tension et de la fréquence. Pour conserver un couple moteur constant, le flux dans la machine ne doit pas varier et la tension doit être sensiblement proportionnelle à la fréquence.

Le glissement reste constant en valeur absolue et devient donc plus important aux valeurs relatives pour les faibles vitesses. Cependant, ce procédé permet d'obtenir des basses vitesses à caractéristique très stables.

- ***Le variateur « STATOVAR »*** : Pour moteur asynchrone. Il fait varier la tension d'alimentation de stator.
- ***Le variateur « ROTOVAR »*** : Pour moteur asynchrone à bagues. Il agit sur le courant débité par le rotor.

I.5.2. Système électromécanique:

Les systèmes électromécaniques de réglage de vitesse, sont d'un emploi moins fréquent depuis la généralisation de variateurs de vitesse électroniques.

- **Moteurs alternatifs à collecteur (Scharge) :** Il s'agit de moteurs spéciaux. La variation de vitesse est obtenue en faisant varier, par rapport à la ligne neutre, la position des balais sur le collecteur.
- **Moteurs couplés en cascade :** Deux moteurs sont montés sur le même arbre ; le second est alimenté par le rotor du premier. Le nombre de pôles de « moteur équivalent » est égal à la somme des pôles des deux moteurs couplés.
- **Groupe Ward Léonard :** Constitué d'un moteur d'entraînement et d'une génératrice à courant continu à excitation variable, il alimente des moteurs à collecteur ou à courant continu. L'excitation est réglée par un dispositif électromécanique.

I.6. Avantages et inconvénients la machine asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent. Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier) [05].

I.7. Modele mathématique de la MAS:

I.7.1. Modèle dynamique de la machine asynchrone:

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la Figure (I.1) Elle est munie de six enroulements [06].

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

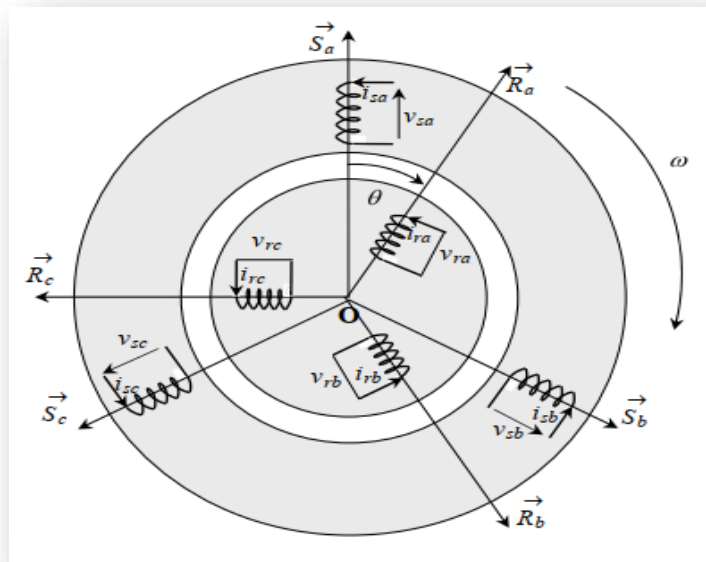


Figure.1.5.modèle dynamique de la machine asynchrone

I .7.2. Mise en équations de la machine asynchrone:

A. Equations électriques :

La loi de faraday permet d'écrire :

$$V = RI + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.4)$$

Pour les trois phases on peut écrire sous forme matricielle condensée :

- Pour le stator :

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

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (I.7)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (I.8)$$

B. Equations magnétiques :

Les hypothèses citées précédemment conduisent à une matrice des inductances, qui établit les relations entre le flux et les courants :

$$\begin{cases} [\Phi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \\ [\Phi_{rabc}] = [M_{sr}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \end{cases} \quad (I.9)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

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

Avec :

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

La mutuelle entre les phases du stator et les phases du rotor dépend de θ selon la relation suivante :

$$M_{sr} = M \cdot \cos(\theta - (k-1)\frac{2\pi}{3}) \quad (I.12)$$

Avec $k=1, 2, 3$ nombres des enroulements

$$\begin{cases} M_1 = M. \cos(\theta) \\ M_2 = M. \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_3 = M. \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.13)$$

Alors le system (I.8) peut s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & L_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & L_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & L_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & L_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [I_{sabc}] \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{rabc}] \} \quad (I.15)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] \cdot [I_{rabc}] \frac{d}{dt} \{ [L_r][I_{rabc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{sabc}] \} \quad (I.16)$$

C. Equations mécaniques :

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.17)$$

Avec

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.18)$$

I.8. Modelisation diphasée de la machine asynchrone :

I .8.1. Transformation de Park :

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park (1929) [07].

Les deux figures (I.3) et (I.4) montrent le principe de la transformation de Park appliquée à la machine asynchrone.

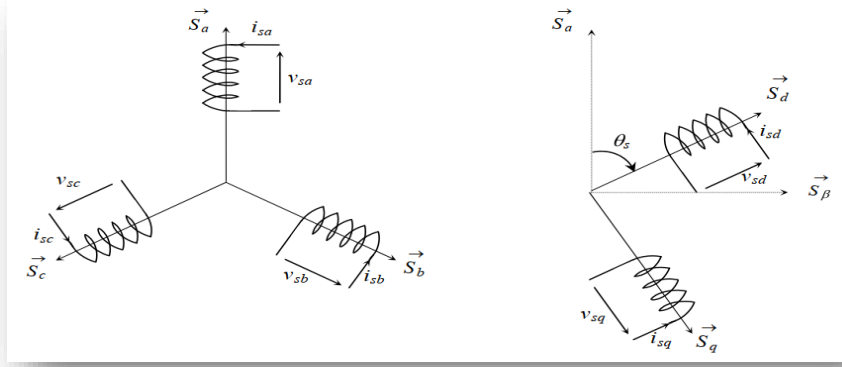


Figure .1.6. Repérage angulaire du système d'axes (d, q) associé au stator de la MAS

Pour simplifier les équations, les repères de Park des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \sin(\rho) \\ -\sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Comme on définit également la transformation **inverse** ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) \\ \sin(\rho) & \cos(\rho) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

L'angle ρ correspond à la position du repère choisi pour la transformation, $\rho = \theta_s$ pour le stator et, pour le rotor. La transformation de Park (**d, q**) peut être également obtenue à partir des grandeurs triphasées (**abc**), et en faisant une rotation de l'angle ρ , le passage se fait ainsi :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer la transformation (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

On définit donc la matrice de transformation de Park par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\rho) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Et la matrice de transformation inverse par :

$$[P(\rho)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\rho) & -\sin(\rho) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\rho - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\rho + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\rho + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

I.8.2 Modèle de Park de la machine asynchrone :

A. Equations électriques :

• Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

• Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

B. Equations magnétiques :

Nous appliquons la transformation de Park pour les flux, nous obtenons :

• Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{os} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{so} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

• Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{or} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Pour la simplification nous avons écrit les matrices sous la forme suivant

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{s0} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{os} & 0 \\ 0 & L_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s0} \\ I_{r0} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre de stator.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre de rotor.

$L_{os} = l_s - 2M_s$: l'inductance homopolaire statorique.

$L_{or} = l_r - 2M_r$: l'inductance homopolaire rotorique.

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

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivant ;

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{rd} \end{cases} \quad (I.32)$$

Avec les équations aux flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (I.33)$$

Où :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (I.34)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Leftrightarrow \omega_s = \omega + \omega_r \quad (I.35)$$

$$[V] = [I][R] + [L][\dot{I}] + \omega_s[A1][I] + (\omega_s - \omega)[A2][I] \quad (I.36)$$

avec

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sd} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

$$[A1] = \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, [A2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & -L_r & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \end{bmatrix} \quad (I.38)$$

$$[i] = [L]^{-1}([V] - [I][R] - \omega_s[A1][I] - (\omega_s - \omega)[A2][I]) \quad (I.39)$$

C. Equations mécaniques :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \\ C_{em} = \frac{3PM}{2L_r}(\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3MP}{2L_r}(\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}) - C_r - f\Omega \\ \omega = P\Omega \end{cases} \quad (I.40)$$

Pour la machine triphasée ramenée à la machine biphasée, il faut multiplier toute l'expression électromagnétique par le coefficient $K=3/2$.

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_r}(\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}) \quad (I.41)$$

I.9. Choix du référentiel :

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (**systèmes biphasés**) orthogonaux : [08]

I.9.1. Référentiel lié au stator :

Ce référentiel est noté $(\alpha, \beta) \rightarrow w_{obs}=0$.

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

I.9.2. Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est noté $(X, Y) \rightarrow w_{obs}=w_R$.

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

I.9.3. Dans un référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est noté $(X, Y) \rightarrow \omega_{obs} = \omega_s$.

Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en réalité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, quant à lui, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui "glisse" par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent les deux flux statorique et rotorique tournent à la même vitesse, au synchronisme. Donc on fixe le repère (d, q) au champ tournant.

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I.10. Representation d'état de la MAS :

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

Pour cette étude, on utilisera les deux repères d'axes (d, q) lié au champ tournant et (α, β) lié au stator et on choisira les courants statoriques et le flux rotorique comme variables d'états puisque les courants statoriques sont des grandeurs mesurables permettant l'observation du flux rotorique.[09]

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

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \quad (I.42)$$

$$[X] = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T \quad (I.43)$$

$$[V] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}] \quad (I.44)$$

D'une manière compacte, la machine peut être représentée par la relation suivante :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & K_s \omega_r & 0 \\ 0 & -\lambda & -K_s \omega_r & \frac{K_s}{T_r} & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ -\frac{P.M}{j.L_r} \psi_{rq} & -\frac{P.M}{j.L_r} \psi_{rd} & 0 & 0 & -\frac{f}{j} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{f}{j} \end{bmatrix} \quad (I.45)$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; T_s = \frac{L_s}{R_s}; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}; K_s = \frac{M}{\sigma L_s L_r}; \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

Avec :

[A] : Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : Matrice d'entrée.

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux rotorique comme suit :

$$\begin{cases} C_e = \frac{PM}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \\ C_e = \frac{PM}{L_r} (\phi_{\alpha r} I_{\beta s} - \phi_{\beta r} I_{\alpha s}) \end{cases} \quad (I.46)$$

I.11. Principe de fonctionnement d'un onduleur :

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre la figure (I.7) .[10]

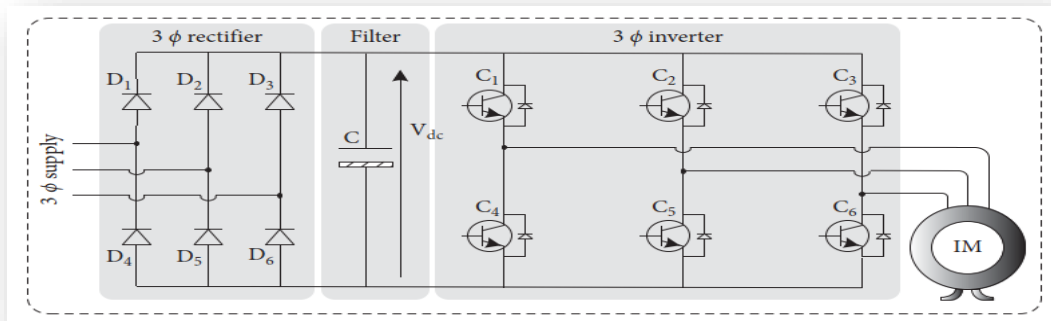


Figure (1.7) : Association de modules de puissance pour le convertisseur de tension triphasé-MAS.

I.12. Modélisation de l'onduleur à MLI:

I.12.1. Onduleur de tension:

L'onduleur de tension triphasé (figure (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 [11].

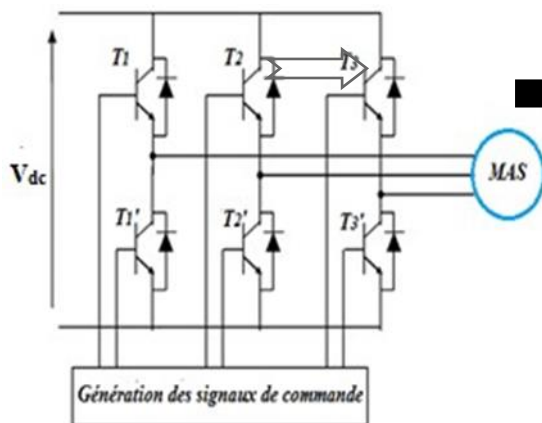


Figure1.8.schéma de l' onduleur de tension

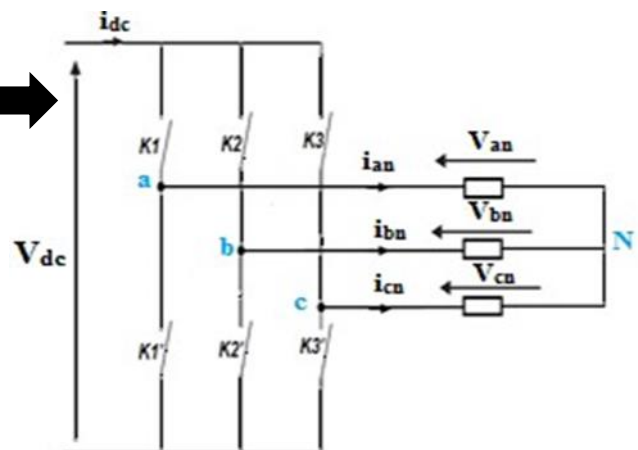


Figure1.9. Le schéma simplifié de l'onduleur de tension associé à la machine est représenté

Sur la figure(1.9) 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 :

$$\begin{aligned} V_{an} + V_{bn} + V_{cn} &= 0 \\ i_{an} + i_{bn} + i_{cn} &= 0 \end{aligned} \quad (I.47)$$

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 :

$$\begin{cases} V_{an} = F_1 \cdot V_{dc} \\ V_{bn} = F_2 \cdot V_{dc} \\ V_{cn} = F_3 \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (I.48)$$

Les tension composées de l'onduleur se déduisent en utilisant les fonctions de conexions comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (F_1 - F_2) \cdot V_{dc} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_2 - F_3) \cdot V_{dc} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (F_3 - F_1) \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (I.49)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{cases} \quad (I.50)$$

L'expression des tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexion est obtenue à partir des équations et :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.51)$$

I.12.2. Stratégie de commande de l'onduleur

Contrôle des tensions par MLI

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques.

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle est réalisé par comparaison d'une bande modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la fig.(1.10)

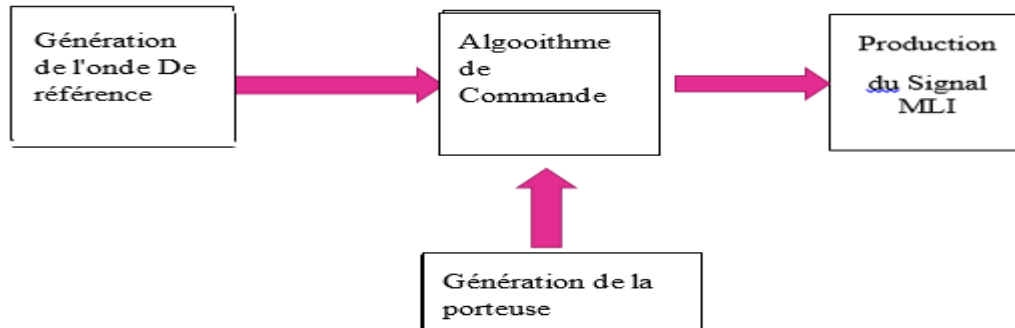


Figure.1.10 Principe de la commande sinus-triangle

Le principe peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$U_r \geq U_p \Rightarrow S(t) = 1$$

$$\text{Sinon : } S(t) = 0$$

Avec :

U_r : Tension référence.

U_p : Tension porteuse.

$S(t)$: le signal MLI résultant.

I.12. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous décrivons en premier lieu, une brève introduction des machines asynchrones, leur structure et le principe fonctionnements.

Ensuite nous présentons le modèle de la MAS avec les hypothèses simplificatrices, nous avons aussi vu les transformations d'un système triphasé vers un système diphasé équivalent

CHAPITRE II :
COMMANDE
VECTORIELLE
D'UNE
MACHINE
ASYNCHRONE

II.1. Introduction :

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande vectorielle avec ses performances modeste ne peut satisfaire.

La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de traitement du signal, car elle nécessite des calculs de la transformée de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante.

II.2. Principe de la commande vectorielle a flux rotorique oriente :

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur flux Φ et de la grandeur courant i générateur de couple. Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre Φ et i , naturellement découplés pour une machine à courant continu à excitation séparée (courant d'excitation, producteur de flux, courant d'induit et producteur de couple) [12]

La commande par orientation de flux est basée sur le choix d'une référence liée au flux qu'on désire orienter

. Il existe trois d'orientation du flux sont possibles :

- Orientation du flux rotorique : $\varphi_{rd} = \varphi_r$ et $\varphi_{rq} = 0$
- Orientation du flux statorique : $\varphi_{sd} = \varphi_s$ et $\varphi_{sq} = 0$
- Orientation du flux d'entrefer : $\varphi_{md} = \varphi_m$ et $\varphi_{mq} = 0$.

On se place dans la référence dq liée au champ tournant avec orientation du flux rotorique sur l'axe (d) comme est illustré sur la fig.II.1 alors on aboutit :

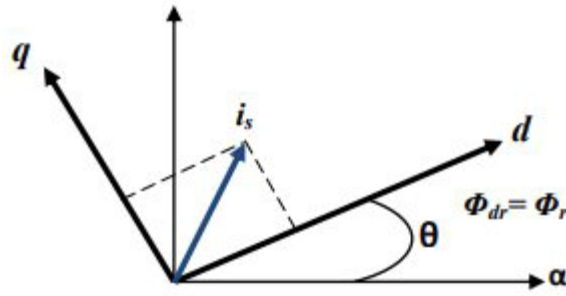


Figure.2.1. Orientation du flux rotorique sur l'axe d

II.3.Types de la commande vectorielle:

Il existe deux modèles les plus utilisés dans les travaux de recherche, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse .

II.3.1.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.

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

- La non fiabilité de la mesure du flux
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre). [13]

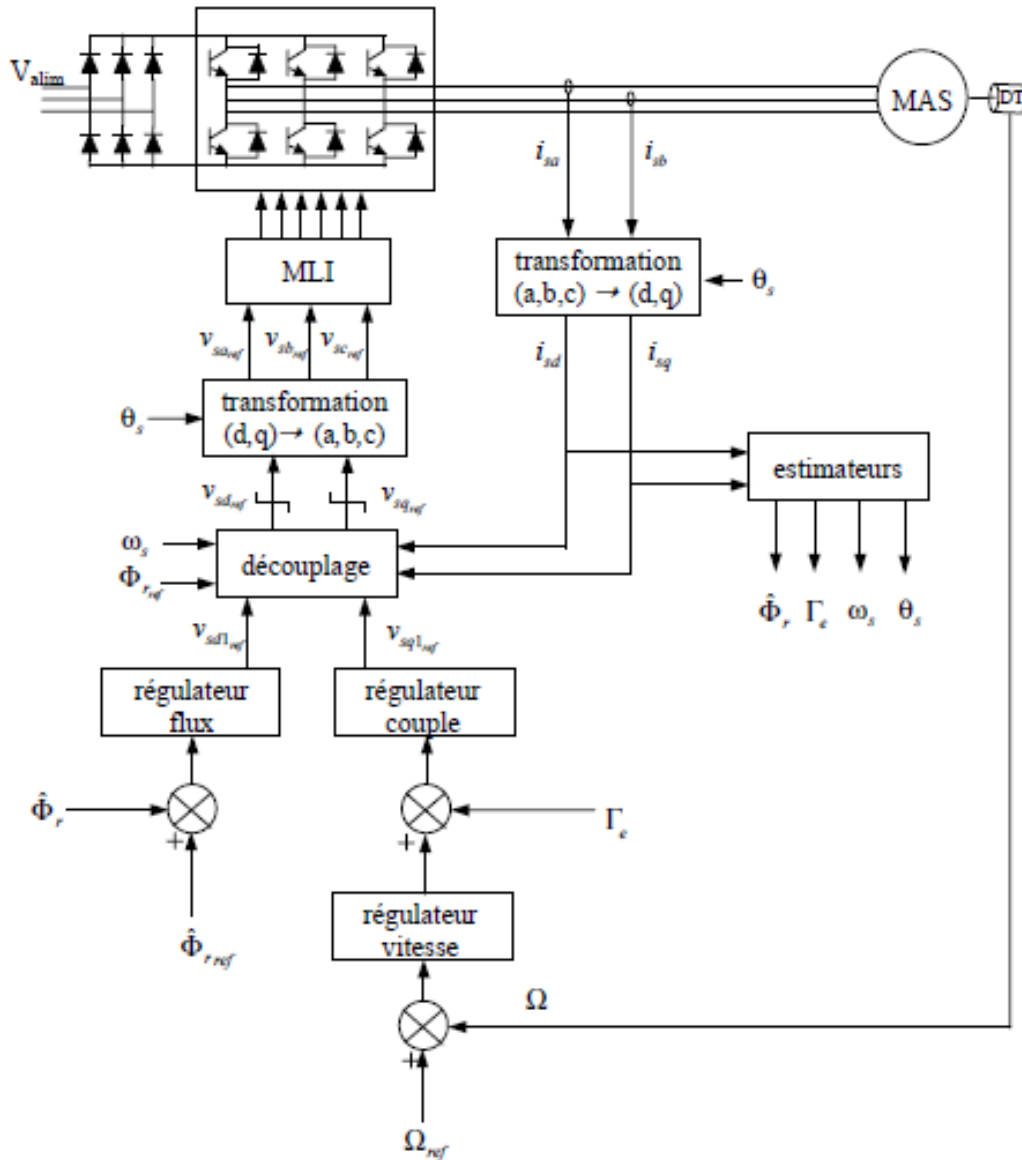


Figure.2.2. Commande vectorielle directe de la MAS

II.3.2. Commande vectorielle indirecte:

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. [14]

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

orientation du flux rotorique. Les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS sont les suivantes :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (II.1)$$

Celles des flux :

Pour le rotor:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ \varphi_{sq} = \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (II.2)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (II.3)$$

Après l'orientation du flux magnétique selon l'axe direct on à :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + \omega_{sl} \varphi_r \end{cases} \quad (II.4)$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (II.5)$$

Le contrôle des grandeurs électriques de la machine asynchrone passe par l'asservissement de la dynamique des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} à l'aide des tensions de commandes V_{sd} et V_{sq} . Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont liées aux courant i_{sd} et i_{sq} ainsi qu'à la pulsation ω_s .

II.4.2. Estimation de ω_s et de θ :

Nous pouvons constater d'après les deux équations différentielles de système(II.5) que l'évolution du courant i_{sd} dépend de i_{sq} , φ_r et le courant i_{sq} est lié aux grandeurs i_{sd} , ω_s , φ_r

La vitesse relative ω_{sl} du repère, estimée dans les conditions d'orientation du flux et calculée à partir du système d'équation $\omega_{sl} = -\frac{R_r \cdot i_{rq}}{\varphi_r}$ et l'équation $i_{rq} = \frac{-M \cdot i_{sq}}{L_r}$ Soit :

$$\omega_{sl} = \frac{M}{T_r \varphi_r} i_{sq} \quad (II.6)$$

$$\text{Avec } \omega_s = \omega_{sl} + \omega_r \therefore \omega_r = P \cdot \Omega_r \quad (II.7)$$

$$\text{Alors : } \omega_s = \omega_r + \frac{M}{T_r \varphi_r} i_{sq} \quad (II.8)$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influant sur les performances de cette commande. Pour que la vitesse du référentiel d'axe dq soit effectivement celle du champ tournant, il est nécessaire d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage rappelée ci-dessous [15] :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (II.9)$$

II.4.3.Expression du couple électromagnétique

Il découle de l'expression du couple électromagnétique (I-21) la nouvelle relation suivante:

$$T_e = K i \psi_{rd} i_{rq} \quad (II.10)$$

Notons que la vitesse donnée par l'expression dans (I-22) reste inchangée. Il devient tout à fait claire qu'en fixant la valeur de ψ_{rd} à une valeur de référence ψ_{rd}^* , le couple ne dépendra que du courant statorique i_{sq} (comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle. Les équations de la machine sont résumées dans (II-20)

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sq} - \frac{M \cdot R_r}{L_r} \varphi_r \\ V_{sq} = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r \right) \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_s \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{sd} - \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M \cdot i_{sd} \\ C_{em} = K \cdot \varphi_r \cdot i_{sq} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - c_r - f \cdot \Omega_r \\ \omega_s = p \cdot \Omega_r + \frac{M_{sr}}{T_r \varphi_r} i_{sq} \end{array} \right. \quad (II.11)$$

Finalement l'écriture en équation d'état déduite de (I-25), (en reconnaissant($\psi_{rq} = 0$), conduit au système suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -w_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) w \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \end{cases} \quad (II.12)$$

On remarque dans ces équations, que v_{sd} et v_{sq} dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états i_{sd} et i_{sq} donc ils influent sur le flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés [16] [17].

II.5. Simplification des equations avec la 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 [18] :

$$i_{sd} = \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r \right) \quad (II.13)$$

et le couple électromagnétique et donné par :

$$C_{em} = \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot (\Phi_r \cdot i_{sq}) \quad (II.14)$$

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

$$i_{sq} = \frac{L_r}{p \cdot M} \cdot \left(\frac{C_{em}}{\Phi_r} \right) \quad (II.15)$$

La pulsation de glissement est obtenue à partir de l'équation (II.14) par :

$$\omega_{sl} = \frac{M}{\Phi_r \cdot L_r} \cdot i_{sq} \quad (II.16)$$

En le couple complétant avec la loi d'autopilotage

$$\omega_s = \omega_{sl} + p \cdot \Omega_r \quad (II.17)$$

La composante directe du flux rotorique est déterminée à partir de la vitesse de rotation du moteur.

II.5.1 Bloc de défluxage

Les opérations à toutes vitesses caractérisant le fonctionnement optimal de la machine à induction sont réalisées pratiquement par un bloc de défluxage, voir figure (III.11). Ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante :

$$\begin{cases} \lambda_r^* = \lambda_{rnom} & \text{pour: } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \lambda_r^* = \frac{\lambda_{rnom} \Omega_{nom}}{\Omega} & \text{pour: } |\Omega| > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (II.18)$$

Avec :

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominal.

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

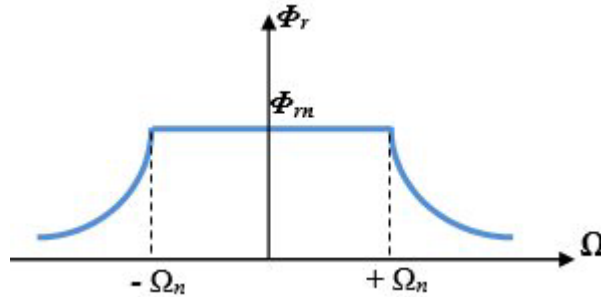


Figure.2.4 bloc de dé fluxage

II.5.2.Calculs des regulateurs:

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

Nous avons vu précédemment qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système multi variable en deux systèmes mono variables. Ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple [19].

Un régulateur Proportionnel Intégral génère la commande $u(t)$ à partir du signal d'écart consigne mesure $\varepsilon(t)$ conformément à l'équation suivante:

$$u(t) = Kp(\varepsilon(t) + \frac{1}{Ti} \int_0^t \varepsilon(t) dt) \quad (II.19)$$

Sa transmittance de Laplace vaut

$$\frac{U(p)}{\varepsilon(p)} = \left(1 + \frac{1}{Ti p}\right) = Kp \left(\frac{1 + Ti p}{Ti p}\right) \quad (II.20)$$

Ce régulateur possède un zéro dépendant de Ti et un pôle fixe nul, il ne pourra compenser qu'un pôle du processus, nous l'utiliserons donc pour des systèmes modélisés par un premier ordre.

a) Calcul du régulateur des courants:

Soit un processus modélisé par la transmittance suivante :

$$\frac{1}{R_s + \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right)P} = \frac{K_o}{1 + \tau_i P} \quad (\text{II.21})$$

d'où,

$$K_o = \frac{1}{R_s} \text{ et } \tau_i = \frac{L_s - \frac{L_m^2}{L_r}}{R_s} \quad (\text{II.22})$$

K_o représente le gain statique et τ_i la constante de temps du système et commandé par un régulateur PI conformément au schéma ci après :

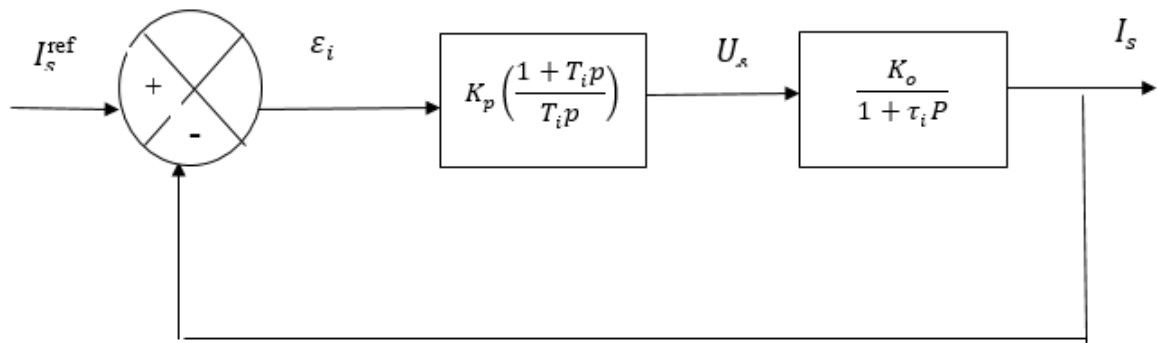


Figure.2.5. Commande d'un premier ordre par un PI

Représentons la fonction de transfert en boucle ouverte de cette commande:

$$\text{FTBO} = K_p \left(\frac{1 + T_i p}{T_i p} \right) \frac{K_o}{1 + \tau_i p} \quad (\text{II.23})$$

Celle ci est du second ordre et donnera dans le cas général un comportement en boucle fermée possédant deux pôles et un zéro. Nous avons ici à notre disposition deux coefficients de réglage qui nous permettent, soit de fixer les pôles sans maîtriser le zéro, soit de fixer un pôle et un zéro. Pour cette dernière approche il est intéressant de prendre comme zéro du correcteur le pôle du processus, ce qui revient ici à simplifier le dénominateur du système par le numérateur du correcteur.

Nous allons maintenant appliquer ces deux démarches pour calculer les actions proportionnelles et intégrales.

1. Comportement en premier ordre:

Nous allons ici simplifier le dénominateur du processus par le numérateur du correcteur
l'expression du transfert en boucle ouverte vaut:

$$FTBO = K_p \left(\frac{1+T_i p}{T_i p} \right) \frac{K_o}{1+\tau_i p} \quad (II.24)$$

soit en posant

$$(1 + T_i p) = (1 + \tau_i p) \quad (II.25)$$

$$FTBO = \left(\frac{K_p K_o}{T_i p} \right) \quad (II.26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est un premier ordre de la forme suivante :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \left(\frac{T_i}{K_p K_o} \right) p} = \frac{1}{1 + T_o p} \quad (II.27)$$

avec T_o constante de temps fixant le comportement en boucle fermée soit

$$T_o = \frac{T_i}{K_p K_o} \quad (II.28)$$

En résolvant les équations (II.25) et (II.28) les actions du régulateur PI sont données par les relations suivantes:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{\tau_i}{T_o K_o} \\ T_i &= \tau_i \end{aligned} \quad (II.29)$$

Nous constatons que les réglages sont très simples, l'action intégrale T_i est égale à la constante de temps du processus et le gain K_p sera d'autant plus important que la constante de temps en boucle fermée sera faible. Le choix de T_o est dépendant de la constante de temps τ_i du processus, dans la pratique elle est du même ordre de grandeur, on a intérêt à la prendre plus faible, si la robustesse est assurée et que la commande ne sature pas.

2. Comportement en second ordre:

Le régulateur PI dispose de deux paramètres de réglage, il est donc possible de fixer 2 pôles en boucle fermée. Avec un régulateur PI de la forme, le transfert en boucle ouverte vaut:

$$FTBO = K_p \left(\frac{1+T_i p}{T_i p} \right) \frac{K_o}{1+\tau_i p} \quad (II.30)$$

ce qui donne en boucle fermée :

$$FTBF = \left(\frac{(1+T_i p)}{1+pT_i \left(1+\frac{1}{K_p K_o}\right) + p^2 \left(\frac{\tau_i T_i}{K_p K_o}\right)} \right) \quad (II.31)$$

La fonction de transfert FTBF a un zéro et deux pôles. Le régulateur PI ne possédant que deux paramètres de réglages, il ne sera possible que de maîtriser le dénominateur de FTBF. Nous allons donc fixer les pôles sans s'occuper du zéro de FTBF. En mettant ce transfert sous la forme d'un second ordre exprimé par sa pulsation propre ω_0 et son coefficient d'amortissement ξ_0 on a:

$$FTBF = \left(\frac{(1+T_i p)}{1+p \left(\frac{2\xi_0}{\omega_0}\right) + p^2 \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right)} \right) \quad (II.32)$$

L'identification des dénominateurs des relations (III.52) et (III.53) donne: 1

$$\frac{1}{\omega_0^2} = \frac{\tau_i T_i}{K_p K_o} \quad (II.33)$$

$$\frac{2\xi_0}{\omega_0} = T_i \left(1 + \frac{1}{K_p K_o} \right) \quad (II.34)$$

La pulsation propre ω_0 va permettre de régler le temps de réponse et le coefficient d'amortissement ξ_0 le dépassement.

En résolvant ces deux équations, les coefficients de réglage s'expriment en fonction des paramètres k_o , τ_i du modèle du processus et des exigences de l'asservissement, exprimés par la pulsation propre ω_0 et le coefficient d'amortissement ξ_0 .

$$K_p = \frac{\tau_i \omega_0^2 T_i}{K_o} \quad (II.35)$$

$$T_i = \frac{2\xi_0 \omega_0 \tau_i - 1}{\tau_i \omega_0^2} \quad (II.36)$$

b) Calcul du régulateur de la vitesse:

L'équation mécanique de la machine asynchrone est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \Rightarrow \Omega = \frac{C_e - C_r}{f_r + J_P} \quad (II.37)$$

Le contrôle de la vitesse est réalisé par un contrôleur PI, ce régulateur est donné par la fonction de transfert suivante

$$G_c = k_{pv} + \frac{k_{iw}}{p} \quad (II.38)$$

A partir de l'équation mécanique et la fonction de transfert du régulateur, on établit la fonction de transfert suivante qui lie la vitesse au couple .En considérant le couple de charge comme perturbation

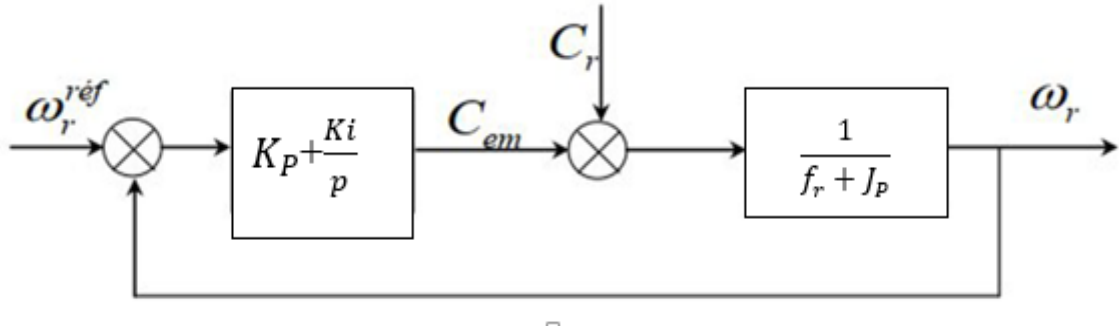


Figure.2.6.Schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse ω_r

La fonction de transfert en boucle fermée avec un couple résistant nul est donnée comme suit :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_p + K_i}{s(J_p + f)} \quad (\text{II.39})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{K_p s + K_i}{Jp^2 + (K_p + f)p + K_i} \quad (\text{II.40})$$

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

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II.41})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II.42})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f}{K_i} \quad (\text{II.43})$$

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

$$K_i = J\omega_n^2 \quad (\text{II.44})$$

$$K_p = 2J\omega_n - f \quad (\text{II.45})$$

II.6.Simulation de la commande vectorielle indirecte:

Après avoir donné le détail de calcul des paramètres des quatre régulateurs, nous présentons les blocs de simulation dans la figure ci-dessous. Les paramètres des machines illustrés dans l'annex (A)

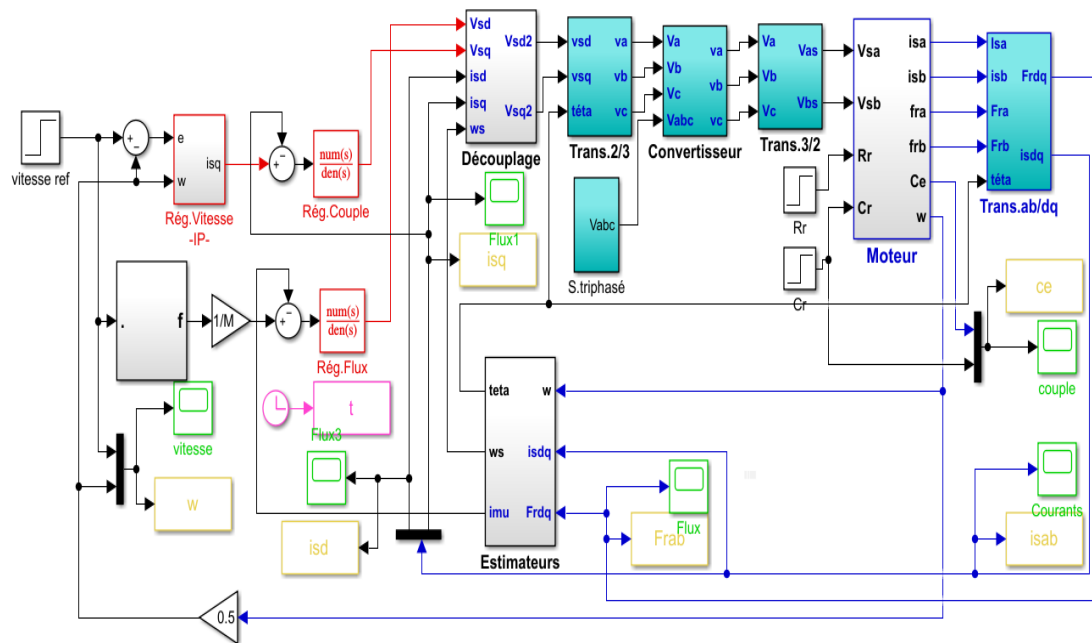


figure2.7Schéma de simulation de CV indirecte

On présente dans les figures qui suivent les résultats de simulation des différentes grandeurs finalement obtenues.

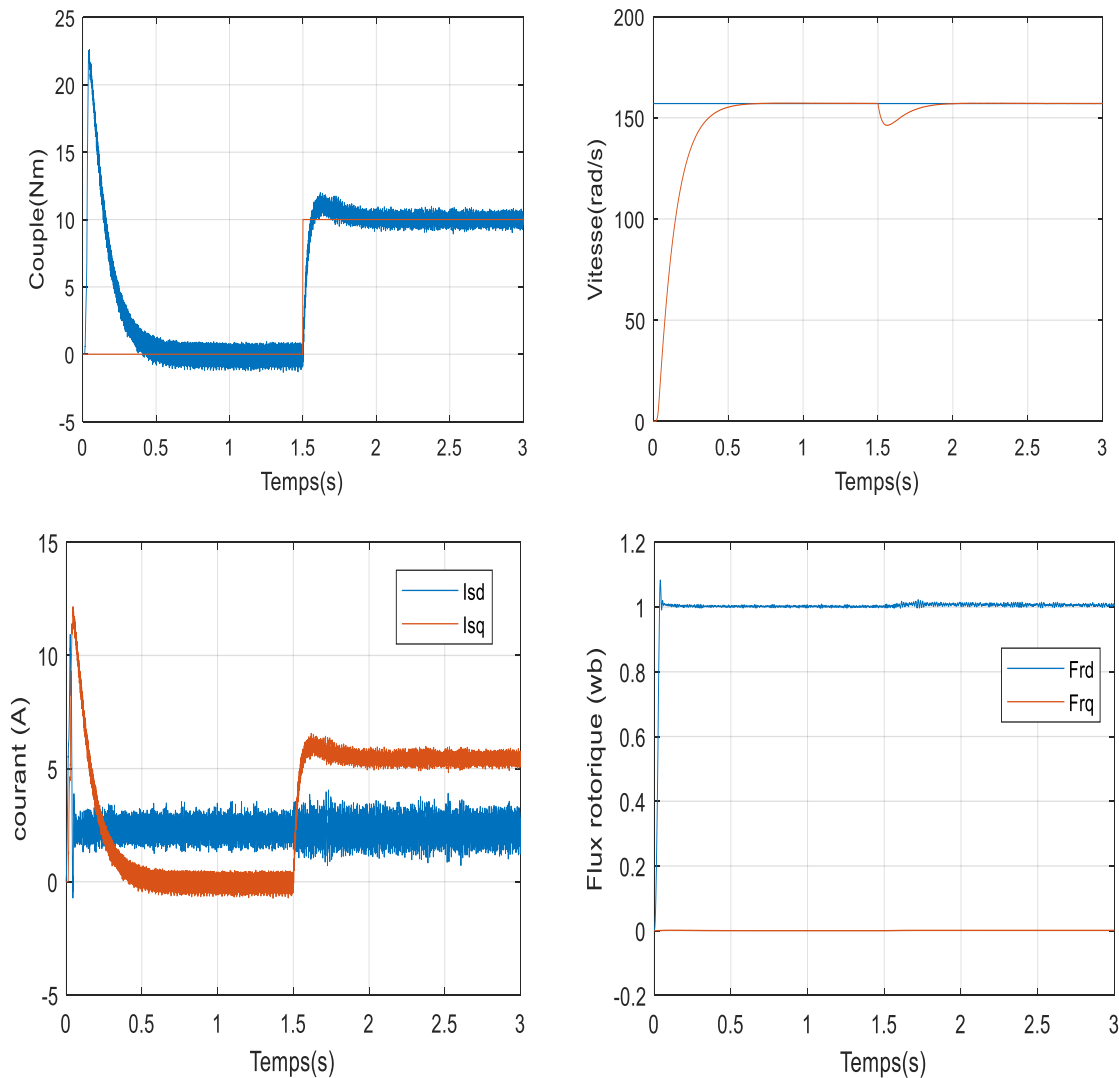


Figure 2.8. Simulation avec variation de vitesse

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge figure (2. 8), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant à un I_{sq} ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé (à partir de l'équation (II.15)) .

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

II.7.Conclusion :

Dans ce travail, une étude numérique de la commande par la stratégie d'orientation de flux rotorique d'un moteur asynchrone alimenté en courant est présentée. Cette technique de commande est devenue faisable sur ce type de machines grâce à la possibilité de découplage de flux du couple, de façon, Presque analogue, à celle appliquée sur la machine à courant continu.

Dans ce type de commande la qualité, des performances, en régime statique ou dynamique est assurée. Les résultats de l'étude obtenus montrent que le régime transitoire est moins oscillant

et qu'avec un simple régulateur classique, du type PI, les variations brusques de la charge sont amorties, les pics sur les valeurs du couple sont évités et aussi le régime transitoire concernant les composantes du flux est nettement amélioré.

CHAPITRE III :
COMMANDE
VECTORIELLE
SANS
CAPTEUR
MECANIQUE
DE
LA MAS

III.1. Introduction:

Pour assurer l'autopilotage des machines asynchrones, la mesure de la position électrique du rotor s'impose. Elle est obtenue grâce à un capteur mécanique placé sur l'arbre de la machine, qui peut être soit un capteur à effet hall, un résolveur ou un codeur optique [20].

D'où l'exigence d'un montage et d'un espace additionnel sur l'arbre de la machine, ce qui réduit la fiabilité de l'actionneur et augmente le coût global du système d'une manière très sensible. En plus, pour les machines de petite taille, il est très difficile d'implanter un capteur (position ou vitesse) sur son arbre [21]. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs [22].

III.2. Observabilité de la machine asynchrone:

La notion d'observabilité des systèmes non linéaires est complexe. Les critères généraux permettant d'affirmer qu'un système est ou n'est pas observable sont délicats à mettre en oeuvre.[23]

définition 12 espace d'observabilité générique :

Le système est génériquement observable si et seulement si :

$$\dim O = n. \quad (\text{III.1})$$

Supposons que la condition de rang d'observabilité générique (III.1) soit satisfaite. On peut alors vérifier :

$$\text{rang} \begin{pmatrix} dy \\ d\dot{y} \\ \vdots \\ dy^{(n-1)} \end{pmatrix} = n \quad (\text{III.2})$$

Un critère seulement suffisant est :

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

III.3. 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 fiabilité 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. Nous allons ici montrer ces difficultés et que le problème admet des solutions. Considérons le modèle de la machine asynchrone (I.45) où la vitesse n'est pas mesurée et de plus le couple de charge est supposé constant alors :

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

avec :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{3\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \\ \Omega \\ T_l \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} b(ax_3 + px_5x_4) - \gamma x_1 \\ b(ax_4 - px_5x_3) - \gamma x_2 \\ -ax_3 - px_5x_4 + aM_{ar}x_1 \\ -ax_4 + px_5x_3 + aM_{ar}x_2 \\ m(x_3x_2 - x_4x_1) - cx_5 - \frac{T_l}{J} \\ 0 \end{bmatrix}$$

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

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

Soit l'ensemble des fonctions $C1 P2(x)$ obtenu de la manière suivante :

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

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

$$J_2(x) = \frac{\partial(P_2(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\gamma & 0 & ba & bpx_5 & bpx_4 & 0 \\ 0 & -\gamma & -bpx_5 & ba & -bpx_3 & 0 \\ a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 \\ b_1 & b_2 & b_3 & b_4 & b_5 & b_6 \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Où

$$\begin{aligned} a_1 &= ba^2 M_{sr} - bpx_4^2 m + \gamma^2 \\ a_2 &= bpx_4 mx_3 + bpx_5 a M_{sr} \\ a_3 &= -ba^2 + bpx_4 mx_2 + bp^2 x_5^2 - \gamma ba \\ a_4 &= -2bapx_5 + bp(mx_3 x_2 - mx_4 x_1 - cx_5 - x_6/J) - bpx_4 mx_1 - \gamma bpx_5 \\ a_5 &= -bapx_4 - bpx_4 c + bp(-ax_4 + px_5 x_3 + a M_{sr} x_2) + bp^2 x_5 x_3 - \gamma bpx_4 \\ a_6 &= -bpx_4/J \end{aligned}$$

et

$$\begin{aligned} b_1 &= bpx_4 mx_3 - bpx_5 a M_{sr} \\ b_2 &= ba^2 M_{ar} - bpx_3^2 m + \gamma^2 \\ b_3 &= 2bapx_5 - bp(mx_3 x_2 - mx_4 x_1 - cx_5 - x_6/J) - bpx_3 mx_2 + \gamma bpx_5 \\ b_4 &= -ba^2 + bpx_3 mx_1 + bp^2 x_5^2 - \gamma ba \\ b_5 &= bapx_3 + bpx_3 c - bp(-ax_3 - px_6 x_4 + a M_{sr} x_1) + bp^2 x_5 x_4 + \gamma bpx_3 \\ b_6 &= bpx_3/J \end{aligned}$$

Le déterminant de cette matrice est :

$$\begin{aligned} D_2 &= \det(J_2(x)) \\ &= -b^4 p^2 (-px_4^2 a^2 J x_5 - p^3 x_4^2 J x_5^3 - px_3^3 a m x_2 J \\ &\quad + px_3^2 a x_6 + px_3^2 a x_4 m x_1 J + px_3^2 a c x_5 J + p^2 x_k^2 x_4 a J M_{sr} x_1 \\ &\quad - a^3 x_3 J M_{sr} x_2 - a^2 p x_3^2 J x_5 - apx_3 x_4^2 J m x_2 + a^3 x_4 J M_{sr} x_1 \\ &\quad + apx_4^2 c x_5 J + apx_4^2 x_6 + apx_4^3 m x_1 J - p^2 x_5^2 x_3 a J M_{sr} x_2 - p^3 x_5^3 x_3^2 J) / J^2 \end{aligned}$$

L'expression littérale du déterminant D2 de la matrice J2 est très diycile à évaluer. Afin de rendre l'expression du déterminant exploitable, nous allons étudier l'observabilité de la machine asynchrone dans les deux cas particuliers suivants $\dot{\Omega} = 0$ et $(\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0)$ dans l'annex A. 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** ($\dot{\phi}_{r\alpha} = \dot{\phi}_{r\beta} = 0$).

III.4. Observateur a grand gain interconnecte a un estimateur:

Dans cette section, nous présentons la synthèse d'un observateur à grand gain interconnecté à un estimateur . Le modèle de la machine (I.45) peut être réécrit sous la forme ce-dessous avec un couple de charge supposé constant [24].[25]:

$$\begin{pmatrix} i'_{s\alpha} \\ \dot{\Omega} \\ \dot{T}_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & bp\phi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ \Omega \\ T_l \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + ab\phi_{r\alpha} + m_1 u_{s\alpha} \\ m(\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - c\Omega \\ 0 \end{pmatrix} \quad (III.5)$$

$$\begin{pmatrix} i_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & ab \\ 0 & -a & 0 \\ -ab & 0 & -a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -bp\Omega\phi_{r\alpha} + m_1 u_{s\beta} \\ -p\Omega\phi_{r\beta} + aM_{sr}i_{s\alpha} \\ p\Omega \\ \phi_{r\alpha} + a(M_{sr} + b)i_{s\beta} \end{pmatrix} \quad (III.6)$$

.

L'objectif est la conception d'un observateur à grand gain pour le sous-système (III.5) pour reconstruire les variables mécaniques de la machine (vitesse et couple de charge, et un estimateur pour le sous-système (III.6) en considérant comme seules variables mesurées les deux composantes du courant statorique $i_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$

III.4. 1 Conception l' observateur à grand

Pour construire un observateur à grand gain pour le sous-système (III.5), posons l'hypothèse suivante :

Hypothèse 1 Les variables $u_{s\alpha}$, $\phi_{r\alpha}$ and $\phi_{r\beta}$ sont considérées comme des entrées connues du sous système (III.5).

En supposant que l'hypothèse 1 soit satisfaite, alors le sous-système (III.5) peut être écrit sous la forme afin en l'état avec un terme non linéaire comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{X}_1 &= A_1(v, X_2)X_1 + g_1(v, X_2, X_1) \\ y_1 &= C_1 X_1\end{aligned}\tag{III.7}$$

et le sous-système (III.6) peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}\dot{X}_2 &= A_2 X_2 + g_2(v, X_1, X_2) \\ y_2 &= C_2 X_2\end{aligned}\tag{III.8}$$

Où

$$A_1(v, X_2) = \begin{pmatrix} 0 & bp\phi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2 = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & ab \\ 0 & -a & 0 \\ -ab & 0 & -a \end{pmatrix}$$

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

$$g_2(v, X_1, X_2) = \begin{pmatrix} -bp\Omega\phi_{r\alpha} + m_1 u_{s\beta} \\ -p\Omega\phi_{r\beta} + aM_{sr}i_{s\alpha} \\ p\Omega\phi_{r\alpha} + a(M_{sr} + b)i_{s\beta} \end{pmatrix}$$

et $X_1 = \text{col}(x_{11}, x_{12}, x_{13})$ avec $x_{11} = i_{s\alpha}, x_{12} = \Omega, x_{13} = T_l, X_2 = \text{col}(x_{21}, x_{22}, x_{23})$ avec $x_{21} = i_{s\beta}, x_{22} = \phi_{r\alpha}, v = x_{23} = \phi_{r\beta} \cdot C_1 = C_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$

Considérons maintenant que l'hypothèse 1 suivante soit vérifiée :

Alors l'observateur pour le sous-système (III.7) est donné par :

$$\begin{aligned}\dot{Z}_1 &= A_1(v, Z_2)Z_1 + g_1(v, Z_2, Z_1) - S^{-1}C^T(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{S} &= -\theta S - A_1^T(v, Z_2)S - SA_1(v, Z_2) + C^T C\end{aligned}\tag{III.9}$$

où $\|S\|$ et les valeurs propres de $\|S\|$ sont supposées bornées pour θ assez large,

et $Z_1 = \text{col}(z_{11}, z_{12}, z_{13})$ où $z_{11} = \hat{i}_{s\alpha}, z_{12} = \hat{\Omega}, z_{13} = \hat{T}_l, Z_2 = \text{col}(z_{21}, z_{22}, z_{23})$ et

$z_{21} = \hat{i}_{s\beta}, z_{22} = \hat{\phi}_{r\alpha}, v = z_{23} = \hat{\phi}_{r\beta}, C = C_1$ et $S^{-1}C^T$ est le gain de l'observateur

Notons que l'observateur (III.9) est composé d'un terme qui est la copie de la dynamique du sous-système (III.7) et d'un autre terme qui représente la partie de correction. Cette correction

est fonction de l'erreur d'estimation entre les courants mesurés et leurs estimés multipliée par les gains de l'observateur.

III.4.2. Conception L'estimateur:

L'estimateur du système (III.8) est donné par les équations suivantes :

$$\dot{Z}_2 = A_2 Z_2 + g_2(v, Z_1, Z_2) \quad (\text{III.10})$$

Les expressions de $A_1(v, Z_2)$, A_2 , $g_1(v, Z_2, Z_1)$ et $g_2(v, Z_1, Z_2)$ sont données par :

$$A_1(v, Z_2) = \begin{pmatrix} 0 & bp\hat{\phi}_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, A_2 = \begin{pmatrix} -\gamma & 0 & ab \\ 0 & -a & 0 \\ -ab & 0 & -a \end{pmatrix}$$

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

$$g_2(v, Z_1, Z_2) = \begin{pmatrix} -bp\hat{\Omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + m_1 u_{s\beta} \\ -p\hat{\Omega}\hat{\phi}_{r\beta} + aM_{sr}\hat{i}_{s\alpha} \\ p\hat{\Omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + a(M_{sr} + b)\hat{i}_{s\beta} \end{pmatrix}$$

Quand à l'estimateur (III.10), Il représente uniquement la copie de la dynamique du sous-système (III.8). Maintenant nous présentons l'analyse de stabilité globale de l'observateur à grand gain interconnecté à l'estimateur. Cette analyse de stabilité est faite par la théorie de Lyapunov. Nous verrons que la dynamique de convergence de l'observateur est fixée par celle de l'estimateur et donc ne peut être choisie arbitrairement.

III.4.3. Analyse de la stabilité de l'observateur et de l'estimateur:

Pour étudier la stabilité de l'observateur, on définit les équations des erreurs d'estimations comme suit :

$$e_1 = X_1 - Z_1, \quad e_2 = X_2 - Z_2 \quad (\text{III. 11})$$

Les dynamiques de ces erreurs sont données par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= A_1(v, X_2)X_1 + g_1(v, X_2, X_1) - A_1(v, Z_2)Z_1 - g_1(v, Z_2, Z_1) - S^{-1}C^T(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{e}_2 &= A_2 e_2 + g_2(v, X_1, X_2) - g_2(v, Z_1, Z_2) \end{aligned}$$

Ces équations peuvent être réécrites de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= \{A_1(v, Z_2) - S^{-1}C^T C\}e_1 + \{A_1(v, X_2) - A_1(v, Z_2)\}X_1 \\ &\quad + \{g_1(v, X_2, X_1) - g_1(v, Z_2, Z_1)\} \\ \dot{e}_2 &= A_2 e_2 + \{g_2(v, X_1, X_2) - g_2(v, Z_1, Z_2)\}\end{aligned}$$

Pour prouver la convergence de l'observateur, on considère l'équation de Lyapunov candidate:

$$V = V_1 + V_2$$

Où $V_1 = e_1^T S e_1$ et $V_2 = e_2^T e_2$

En calculant la dérivée de V au long des trajectoires de e_1 et e_2 (Annex A):

Après les calculs , la vitesse de convergence de l'erreur d'estimation est fixée par la dynamique de l'estimateur (III.10) du sous-système (III.8).

III.5 Schema et Simulation de observateur a grand gain interconnecte a un estimateur:

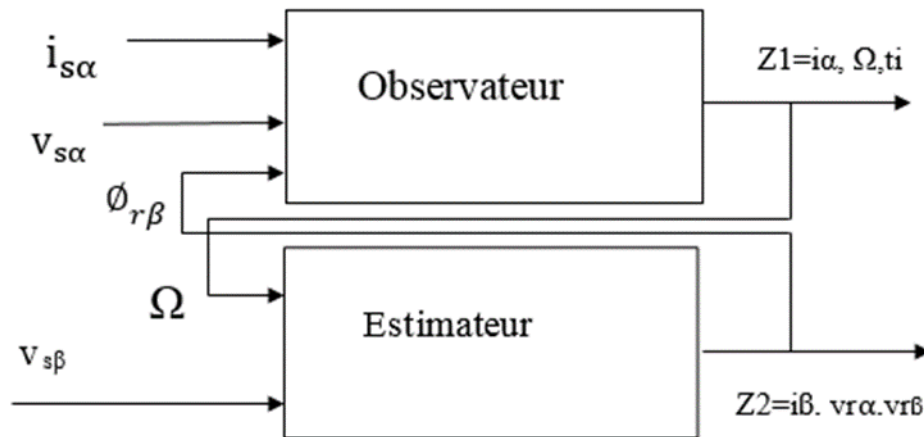


Figure.3.1.Schéma Observateur à grand gain interconnecté à un estimateur

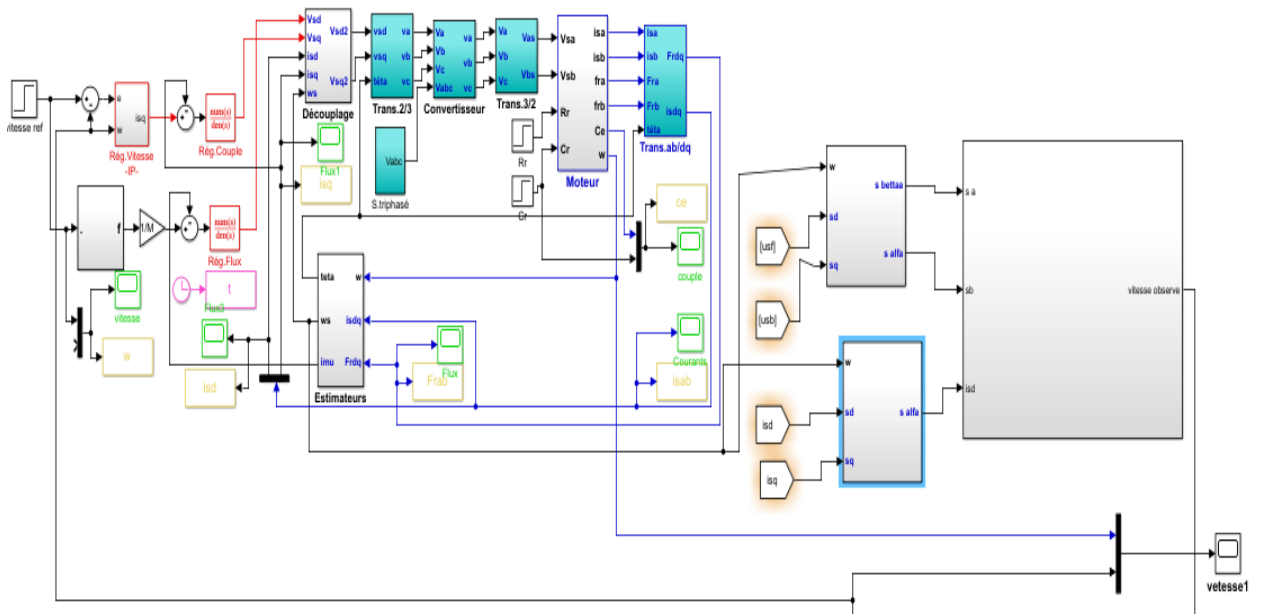


Figure.3.2 Simulation de observateur a grand gain interconnecte a un estimateur

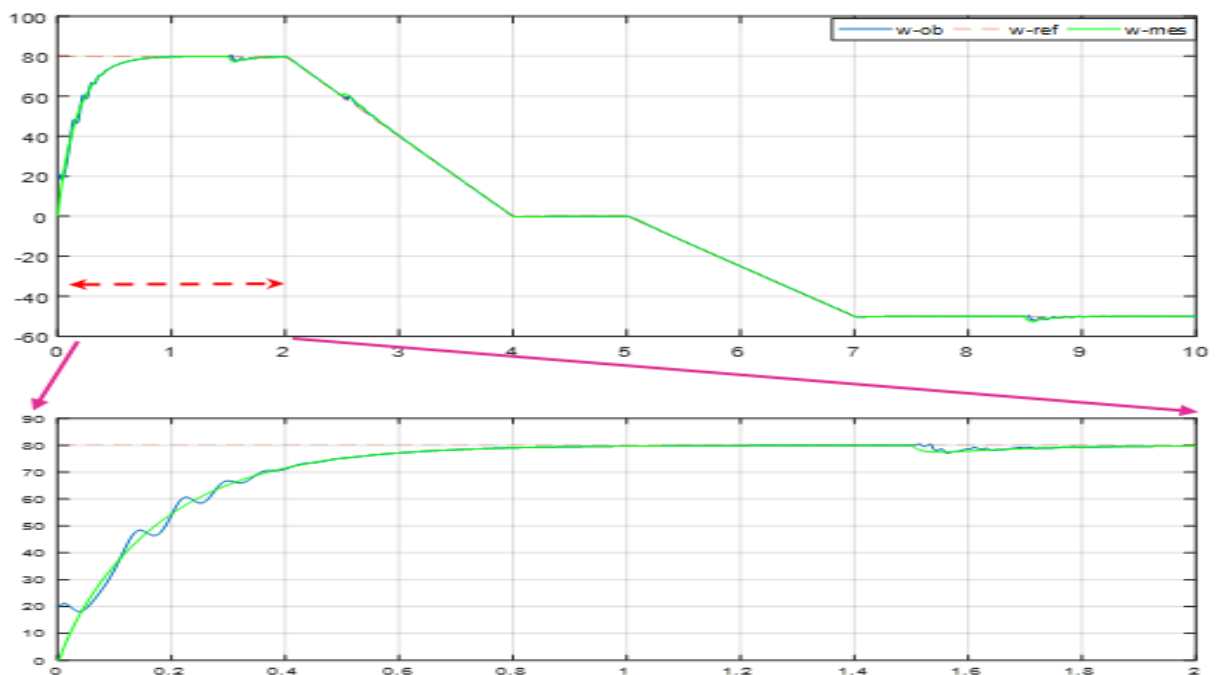


Figure3.3.la vitesse lors de la variation

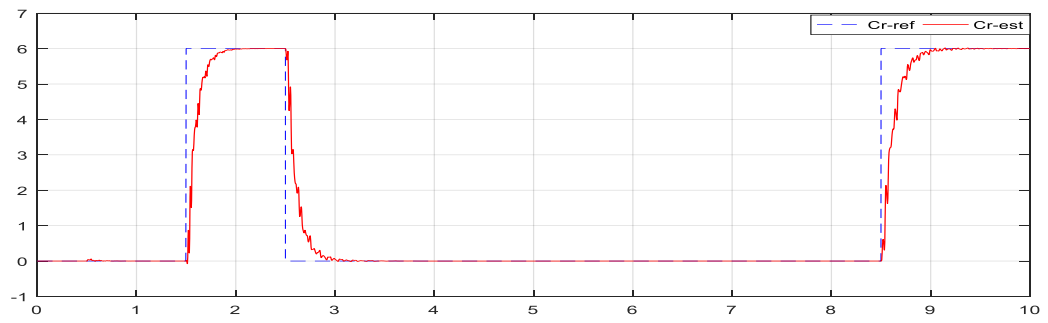
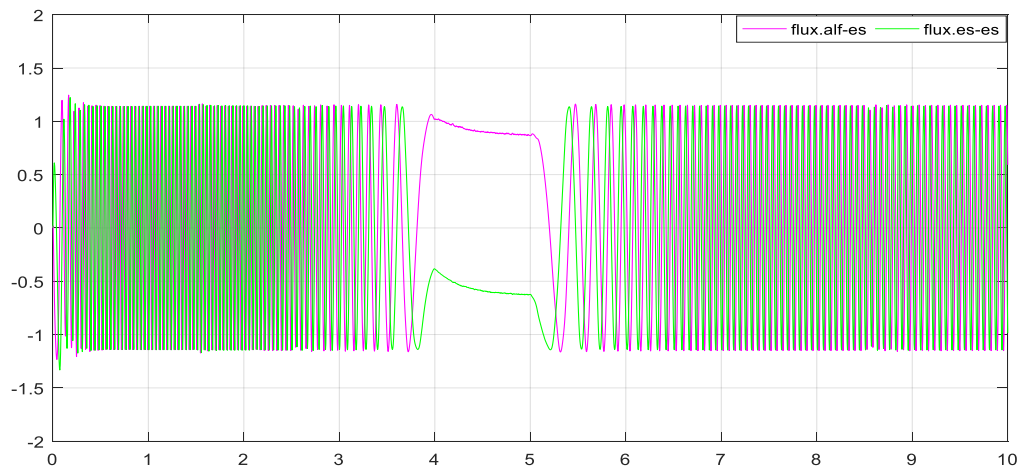


Figure3.4. Couple de charge

Figure. 3.5. Composantes du flux rotorique: a) ϕ_{rx} . b) $\phi_{r\beta}$ (Wb)

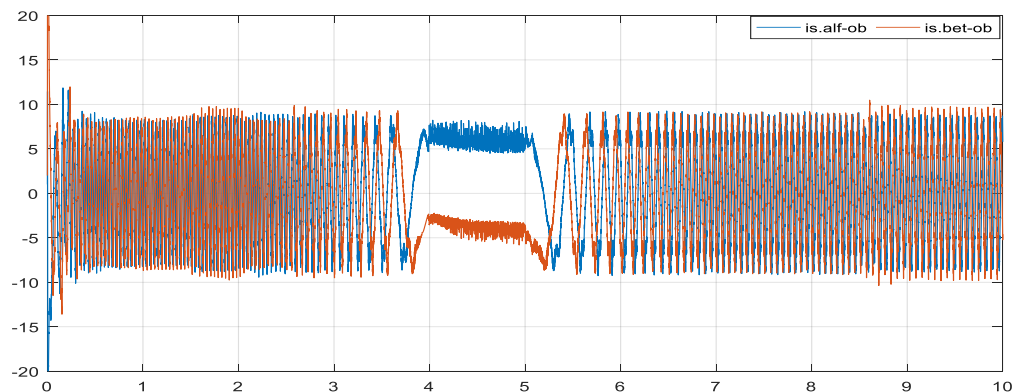


Figure3.6. des courants statoriques isa isb

Montre les résultats expérimentaux dans les cas dit "nominal" c'est à dire en utilisant les parameters identifiés (tableau). Nous pouvons remarquer les bonnes performances de l'ensemble "Commande+Observateur" en boucle fermée en suivi de trajectoire et rejet de perturbation. En terme de suivi de trajectoire, la vitesse estimée (**Figure.3.6**) converge correctement vers la vitesse mesurée ((**Figure.3.5**) même dans les conditions où la machine est inobservable (entre 3.5 et 5.5 sec). Même conclusion pour les flux et les courants estimés (**Figure.3.3 et Figure.3.4**). Nous remarquons aussi que le couple de charge estimé (**Figure.3.5**) converge vers le couple de charge mesuré (**Figure.3.5**) en basse vitesse comme en haute vitesse. Néanmoins il existe un petit écart aux instants d'application du couple (voir (**Figure.3.5**) à 1.5s et 8.5s) et aux instants d'annulation (Voir (**Figure 3.5.**) à 2.5s).

III.6. Conclusion:

À travers ce chapitre, nous avons pu introduire notre commande sans capteur MRAS. L'avantage de cette commande est qu'elle a une solution potentielle pour mettre en application des systèmes de contrôle de haute performance, particulièrement quand des caractéristiques dynamiques d'une usine sont mal connues.

Dans le dernier chapitre, nous avons testé les simulateurs à travers le logiciel MATLAB/SIMULINK qui montre comment utiliser la vitesse mécanique sans capteurs, ce qui le rend plus fiable avec moins d'encombrement et de coût.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion Générale :

Le travail réalisé dans ce mémoire présente une étude sur l'approche de la commande vectorielle indirect des machines électriques avec et sans capteur mécanique. Le but de commander la machine asynchrone avec le maximum de dynamique selon un modèle bien spécifique, au régime transitoire, avec un découplage entre le flux et le couple qui est basé sur des termes de compensations.

La synthèse d'observateurs non linéaires pour la machine asynchrone sans capteur mécanique a été une des contributions principale de nos travaux. Un observateur interconnecté à grand gain à un estimateur a été conçu pour reconstruire les variables mécaniques (vitesse, couple de charge) et un estimateur pour reconstruire les variables magnétiques (flux) de la machine asynchrone en ayant comme entrées disponibles les courants et tensions statoriques.

Les résultats des simulations obtenues ont montré que l'observateur est stable dans la zone observable et inobservable.

ANNEXE

ANNEXES A

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE :

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écureuil standard.

- **Caractéristiques principales :**

Puissance nominal	4KW
Tension nominal	220/380 V
Courant nominal	15A
Nombre des pôles	2
Cos φ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

- **Paramètres électriques :**

Résistance statorique	1.2 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique du stator	0.1554 H
Inductance cyclique du rotor	0.1568 H
Inductance mutuel	0.15 H

Paramètres mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor	0.07 Kg.m ²
Coefficient de frottement physique	0.0 SI

ANNEXES B

B. 1. Etude de l'observateur 1 (O1):

Rappelons les équations de cet observateur

$$O_1: \begin{cases} \dot{Z}_1 = A_1(Z_2)Z_1 + g_1(u, y, Z_2, Z_1) + (\Gamma S_1^{-1} C_1^T + B_2(Z_2))(y_1 - \hat{y}_1) \\ \quad + (B_1(Z_2) + K C_2^T)(y_2 - \hat{y}_2) \\ \dot{S}_1 = -\theta_1 S_1 - A_1^T(Z_2)S_1 - S_1 A_1(Z_2) + C_1^T C_1 \\ \hat{y}_1 = C_1 Z_1 \end{cases} \quad (B.1)$$

avec

$$A_1(Z_2) = \begin{pmatrix} 0 & bp\hat{\phi}_{rq} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (B.2)$$

$$g_1(u, y, Z_2, Z_1) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{sd} + ab\phi_{rd} + m_1 u_{sd} + \hat{\omega}_s i_{sq} \\ m(\hat{\phi}_{rd} i_{sq} - \hat{\phi}_{rq} i_{sd}) - c\hat{\Omega} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (B.3)$$

L'erreur d'estimation de cet observateur est donnée par

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = [A_1(Z_2) - S_1^{-1} \Gamma C_1^T C_1 - B_2(Z_2) C_1] e_1 + g_1(u, y, X_2, X_1) - g_1(u, y, Z_2, Z_1) \\ \quad + [A_1(X_2) - A_1(Z_2)] X_1 - (B_1(Z_2) C_2 + K C_2^T C_2) e_2 \end{cases} \quad (B.4)$$

BIBLIOGRAPHIES

- [1] **G.BUCHE** "commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel matlab/Simulink" mémoire d'ingénieur. Conservatoire national des arts et métiers centre régional associé de grenoble (c.u.e.f.a.),2001.
- [2] **Chekima Djamel**," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [03] **R.achouri m,hidouche**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone » mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique 2007.
- [04] **Idition telemecanique** « schématique électrotechnique »,chapitre 3,page 78.
- [05] **Abed Khoudir**, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010. DSP''.
Ellipses, Mars 2000
- [06] **Tamrab et Hanene** « Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone » Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [07] **MESSAOUDI Boufateh**, « Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filter de KALMAN en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone », Mémoire de Magister -Université de Biskra-.
- [08] **Alia Salim et Guedda Smail** « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction », Mémoire de Master Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued Mai 2018.
- [09] **BENGUESMIA Toufik et GUERAR Khalil** « Implémentation de la commande scalaire pour une machine asynchrone triphasé », Mémoire de Master UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA 2017 /2018

- [10] **Mme A. Merhoum, Mr Allali. A**, « Optimisation des techniques de MLI pour les équipements FACTS à base d'onduleur », Diplôme magister, université d'Oran, 2013
- [11] **DIAF Youssouf Djamel**, « modélisation et commande d'un onduleur triphasé pilote par MLI a structure multi niveaux », Mémoire de Master -Université de Ouargla-.
- [12] **Buche Gabriel**, «commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK », Diplôme d'ingénieur C.N.A.M -Université de Grenoble-.
- [13] **Diedhioe Tidjini**, << Estimation de la Vitesse et des Résistances statorique et rotorique pour la Commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone >>, MEMOIRE FIN D'ETUDE, Electromécanique, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [14] **Memoire Online**, << modélisation et commande vectorielle d'un système multi moteurs >>, https://www.memoireonline.com/07/08/1370/m_modelisation-commande-vectorielle-systeme-multi-moteurs4.html.
- [15] **Beddiaf Yassine**, « Etude et Simulation d'estimateurs et observateurs robustes de flux et de vitesse pour la machine asynchrone », Mémoire de Magister -Université de Batna-
- [16] **G. Grellet, G. Clerc** “Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande”, Edit. Eyrolles 97. ISBN 2-212-09352-7
- [17] **S. Khojet El Khil** “Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ”, Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [18] **Belkacem Sebti**, « Etude Comparative des Performances Statique et Dynamiques d'un contrôle de Découplage et d'un DTC d'un Moteur à induction Alimenté par un convertisseur Statique », Mémoire de Magister -Université de Batna-
- [19] **Pr. Zoheir TIR**, Cours de Techniques de la commande électrique, p49

- [20] **S. Chekroun**, «Commande NEURO-FLOUE Sans Capteur de Vitesse D'une Machine Asynchrone Triphasée», Mémoire de Magister, ENSET d'Oran. 2009.
- [21] **M. Abderhamane et B.Bachir** «Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction», Mémoire d'ingénieur, Université de m'sila, 2007.
- [22] **S. Chaouch** ,« Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De vitesse», thèse de doctorat en science en électrotechnique université de Batna 2005.
- [23]**Conte, 99. G. Conte**, C.H. Moog and A.M. Perdon, "Nonlinear Control Systems – An Algebraic Setting" Springer-Verlag, London, 1999.
- [24]**Ghanes, 05-3 M. Ghanes**, J. DeLeon and A. Glumineau "Validation of an Interconnected High Gain Observer for Sensorless Induction Motor On Low Frequencies Benchmark : Application to an Experimental Set-up", IEE Proc. Control Theory and Applications. Vol. 152, No. 4, pp. 371-378, July 2005.
- [25]**Besançon, 98. G. Besançon and H. Hammouri**, "On Observer Design for Interconnected Systems", Journal of Mathematical Systems, Estimation and Control, vol.8, No.4,1998.