

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

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° D'ORDRE : CMT-03



EFILIERE: ELECTROTECHNIQUE
OPTION: COMMANDE DES
MACHINES TOURNANTES

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Par : HOUD Seyf eddine

SAIDI Ahmed

THEME

Commande hybride vectorielle - floue de la
machine asynchrone

Soutenu devant le jury composé de:

ZEMMIT Abderrahim
HERIZI Abdelghafour
ROUABHI Riyadh
KHETTAB Khatir

MCA_ Université de M'sila	Président
MCA_ Université de M'sila	Encadreur
MCA_ Université de M'sila	Co-Encadreur
Pr_ Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2022/2023

Remerciements

*Mes remerciements vont premièrement à **Allah** le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il ma donné durant toutes ces années d'études.*

Et je remercie vivement mes chers parents pour leurs aides, leurs soutiens et leurs encouragements.

*Ainsi, Je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mes encadreurs
Dr. HERIZI Abdelghafour et Dr. ROUABHI Riyadh.*

Je remercie vivement tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail, Pour tous les personnes administratives du département génie électrique de l'université de M'sila.

Enfin, je remercie toute personne de près ou de loin qui a participé pour rendre ce travail réalisable et présentable.

Dédicaces

Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie, A ceux qui sont les plus chers du monde, ma mère et mon père, à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour ses amours ses soutiens tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que dieu les protège

Je dédie ce modeste travail A mon père et A ma mère

A ma famille et tous familles 'Saidi et Mellak'

A mon frère et ma sœur

A mon encadreur 'Herizi Abdelghafour' et 'ROUABHI Riyadh'

A mon cher binôme 'Houd Seyf eddine'

Ainsi que tous mes amis

Saidi Ahmed

Dédicaces

Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie, A ceux qui sont les plus chers du monde, ma mère et mon père, à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour ses amours ses soutiens tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que dieu les protège

Je dédie ce modeste travail A mes très chers parents

Je trouve ici l'occasion de leur exprimer ma gratitude la plus

sincère

A mes frères A mes sœurs

A mon encadreurs

A l'ensemble des enseignants, A tous mes collègues et amis, A tous ceux qui me sont chers

Houd Seyfeddine

SOMMAIRE

Notation et symboles	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction Générale	01

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction	04
I.2 Définition de la machine asynchrone	04
I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	05
I.4 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone	05
I.5 Constitution de la machine asynchrone.....	06
I.5.1 Le stator	07
I.5.2. Le Rotor	07
I.5.2.1 Le rotor à cage.....	07
I.5.2.2 Rotor bobiné.....	08
I.6 Hypothèses de travail	08
I.7 Modélisation d'une machine asynchrone	09
I.7.1 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (A, B, C).....	09
I.7.1.1 Equations électriques	09
I.7.1.2 Equations magnétiques	10
I.8 Transformation de PARK.....	11
I.8.1 Equations électriques	12
I.8.2 Equations magnétiques.....	12
I.8.3 Equation électromagnétique.....	12
I.8.4 Equation mécanique	13
I.9 Définition des différents référentiels.....	13
I.10 Mise en équations d'états.....	14
I.11 Simulation de la machine asynchrone.....	16
I.11.1 Résultats de simulation	16
I.12 Conclusion.....	18

Chapitre II

Commande vectoriel d'une machine asynchrone

II.1 Introduction.....	20
II.2 Principe de la commande vectorielle	20
II.3 Types de la commande vectorielle.....	21
II.3.1 Commande vectorielle directe	21
II.3.2 Commande vectorielle indirecte	22
II.4 Commande vectorielle directe de la MAS	22
II.4.1 Principe du découplage	22
II.4.2 Schéma bloc de la commande vectorielle directe.....	24
II.5 Dimensionnement des régulateurs	24

II.5.1 Régulateurs des courants statoriques i_{sd} et i_{sq}	24
II.5.2 Régulation du flux rotorique	25
II.5.3 Régulation de vitesse	26
II.5.4 Mode Défluxage	26
II.6 Résultats de simulation	27
II.6.1 Simulation avec variation de la charge	28
II.6.2 Simulation avec variation de la vitesse	28
II.7 Conclusion	29

Chapitre III

Commande vectorielle - floue de la MAS

III.1 Introduction	32
III.2 Historique et principe de la logique floue	32
III.3 Domaine d'application	33
III.4 Théorie de la logique floue	33
III.4.1 Les sous-ensembles flous	33
III.4.2 Les opérations de base sur les sous-ensembles flous	33
III.5 Les étapes de la logique floue	35
III.5.1 Fuzzification	35
III.5.2 Variable linguistique	36
III.5.3 Les règles floues	36
III.5.3.1 Inférence floue	36
III.5.3.2 Traitement numérique de l'inférence	36
III.5.3.3 Méthode d'inférence Max-Min	36
III.5.4 Défuzzification	37
III.6 Application de la logique floue à la commande du moteur asynchrone	38
III.6.1 Commande par logique Floue	38
III.6.2 Correcteurs flous à base de PI	38
III.6.3 Principe et structure de la commande	38
III.6.4 Les entrées floues	38
III.6.5 Les fonctions d'appartenances	39
III.6.6 Les règles d'inférence	39
III.7 Résultats de simulation	39
III.7.1 Etude comparative	43
III.7.2 Interprétations des résultats	44
III.8 Conclusion	44
Conclusion générale	45
Bibliographie	47

Notation et Symboles

$s, r :$	Indices respectifs du stator et du rotor.
$P :$	Nombre de paires de pôles.
$R_s, L_s :$	Résistance et inductance cyclique d'une phase statorique.
$R_r, L_r :$	Résistance et inductance cyclique d'une phase rotorique.
$L_m :$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et du rotor.
CV-OF:	Commande vectorielle par orientation du flux
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs} :$	Tensions d'alimentation respectivement des phases as, bs, cs.
$I_{as}, I_{bs}, I_{cs} :$	Courants statoriques respectivement des phases as, bs, cs.
$I_{ar}, I_{br}, I_{cr} :$	Courants rotoriques respectivement des phases ar, br, cr.
$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs} :$	Flux statoriques.
$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr} :$	Flux rotoriques.
$\Omega :$	Vitesse angulaire de rotation.
$\theta :$	Angle électrique entre as et ar.
$\sigma :$	Coefficient de dispersion.
$C_e :$	Couple électromagnétique.
$C_r :$	Couple résistant.
$K_f :$	Coefficient de frottement visqueux.
$J :$	Moment d'inertie des masses tournantes.
d-q :	axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
$\omega_s, \omega :$	Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.
$\omega_{gl} :$	Glissement de vitesse angulaire électrique.
$T_r, T_s :$	Constantes de temps statorique et rotorique.
RLF :	régulateur par logique flou

Liste des figures

Chapitre I

Figure (I.1) : Schéma équivalent de la machine asynchrone.....	04
Figure (I.2) : Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil.....	06
Figure (I.3) : Vue schématique en perspective du stator.....	07
Figure (I.4) : Vue schématique en perspective du rotor.....	08
Figure (I.5) : Rotor bobiné.....	08
Figure (I.6) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	09
Figure (I.7) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.....	11
Figure (I.8) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.....	13
Figure (I.9) : Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide.....	17
Figure (I.10) : Résultats de simulation de la machine asynchrone en charge.....	18

Chapitre II

Figure (II.1) : Schéma de principe de la commande vectorielle.....	21
Figure (II.2) : Reconstitution des tension V_{sd} et V_{sq}	23
Figure (II.3) : Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq}	23
Figure (II.4) : Schéma bloc de la commande vectorielle.....	24
Figure (II.5) : Régulation des courants en boucle fermée.....	24
Figure (II.6) : Régulation du Flux rotorique en boucle fermée.....	25
Figure (II.7) : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.....	26
Figure (II.8) : Opération en mode dé fluxé.....	27
Figure (II.9) : Schéma d'une commande vectorielle directe du flux d'une MAS.....	27
Figure (II.10) : Simulation avec variation de la charge.....	28
Figure (II.11) : Simulations avec variation de vitesse.....	29

Chapitre III

Figure (III.1) : Fonction d'appartenance caractérisant un ensemble classique (a) et d'un ensemble floue(b).....	33
Figure (III.2) : Fonction d'appartenances.....	34
Figure (III.3) : Intersection des fonctions d'appartenances.....	34
Figure (III.4) : Union des fonctions d'appartenances.....	34
Figure (III.5) : Différentes formes de la fonction d'appartenance.....	35
Figure (III.6) : Exemple d'inférence Max-Min.....	37
Figure (III.7) : La méthode du centre de gravité.....	37
Figure (III.8) : Schéma bloc d'un régulateur flou.....	38
Figure (III.9) : Création d'entrées et sortie.....	38
Figure (III.10) : Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties).....	39
Figure (III.11) : Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r = 5 N.m$ durant point 2s.....	40
Figure (III.12) : Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2s$	41

Figure (III.13): Test robustesse (changement paramétrique $C_r=5N.m$ et 100% de R_s).....	42
Figure (III.14): Test robustesse (changement paramétrique $C_r=5N.m$ et 100% de R_r).....	43
Figure (III.15) : Comparaison entre la command vectorielle et la command logique flou	44

Liste des Tableaux

Tableau(I.1): Les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone	06
Tableau (III.1) : Règles floues relative au contrôleur flou.....	39

Introduction Générale

L'histoire des moteurs électriques remonte jusqu'à **1820**, quand **Hans Christian Oersted** a découvert l'effet magnétique d'un courant électrique. **Michael Faraday** a découvert la rotation électromagnétique et a construit le premier moteur primitif à courant continu un an plus tard. Par la suite, **Faraday** a découvert les phénomènes électromagnétiques en **1831**.

Plus de **60%** de l'énergie électrique est transformée en énergie mécanique utilisant des moteurs électriques en grande majorité triphasés. Le principe consiste à développer, au niveau du rotor, un couple électrique adéquat pour atteindre la vitesse désirée.

Plus de **90%** des systèmes d'entraînement électrique utilisent des moteurs à induction. Récemment, une multitude d'applications de hautes précisions utilisent les machines à courant alternatif; la poursuite de trajectoire en vitesse doit être réalisée quelle que soit la perturbation ou la variation des paramètres du système. Les objectifs à atteindre dans ce type d'application sont: [1]

- Une réponse rapide du couple, de la vitesse et de la position.
- Un facteur élevé en conversion d'énergie.
- Une robustesse vis-à-vis la variation paramétrique et les applications de charges .
- Une haute fiabilité.
- Un volume réduit des composants.
- Un minimum de coût (fonction commerciale) .

Les trois machines " à courant continu, synchrone et asynchrone " ont de tout temps servi les besoins de l'industrie traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux.

Le développement des convertisseurs et l'avancée rapides des semi-conducteurs ont permis durant ces trois dernières décennies une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques [2].

Le moteur asynchrone présente beaucoup d'avantages tels que son coût réduit, sa fiabilité et la facilité de son entretien, (les enroulements du rotor sont court-circuités et par conséquent ne sont liés à aucune source d'alimentation), toutes ces qualités font de lui un candidat favori pour les entraînements à vitesse variable. Mais en contre partie, il présente un couplage entre l'inducteur et l'induit, ce qui lui donne un modèle dynamique non linéaire nécessitant une structure de commande complexe, ajouté à cela ses paramètres qui sont connus d'une manière approximative et sont variables avec le temps (température).

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une MAS associée à la logique floue.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande. en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés.

Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI.

Le troisième chapitre est nous allons commencer par une introduction à la logique floue. Les principes de base de la commande et le réglage par logique floue sont ensuite étudiés. La commande par logique floue est finalement appliquée pour concevoir un régulateur de vitesse.

On terminera par conclusion générale et des annexes ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

Chapitre I :
Modélisation de la machine asynchrone

Modélisation de la Machine Asynchrone

I.1 Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone triphasée vise à étudier le comportement général de la machine en régime dynamique et permanent, et peut être utilisée pour le diagnostic des défauts. Les machines asynchrones triphasées peuvent fonctionner dans les deux sens de rotation, et l'inversion de leur sens de marche s'effectue simplement en permutant deux des conducteurs d'alimentation. Pour les applications de puissance supérieures à quelques kilowatts, les machines asynchrones sont généralement alimentées par des systèmes de courants triphasés [3].

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

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

Le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée permet d'étudier et de commander la machine dans différents régimes de fonctionnement. La modélisation repose sur des hypothèses de symétrie et d'assimilation de la cage, et peut être utilisée pour le diagnostic des défauts. Les machines asynchrones sont largement utilisées pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique dans les entraînements électriques.

I.2 Définition de la machine asynchrone:

La machine asynchrone est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. La vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales, et le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. L'énergie transférée entre le stator et le rotor se fait par induction électromagnétique, d'où le nom de machine à induction, il existe deux types de machines asynchrones : les machines à rotor bobiné et les machines à cage (ou cage d'écureuil), Le moteur d'induction est le type de moteur asynchrone le plus couramment utilisé [4].

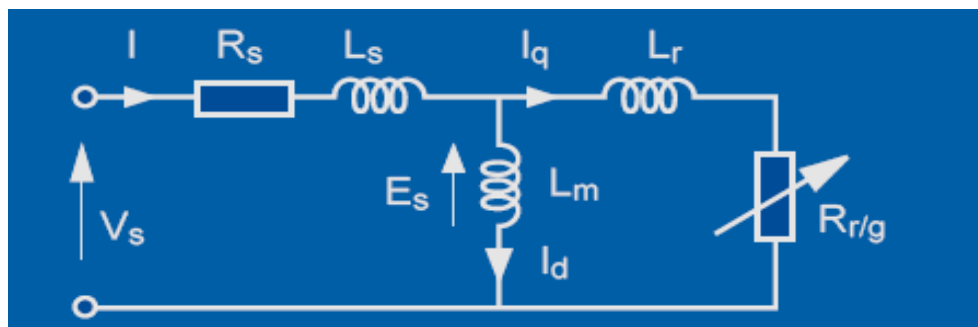


Figure (I.1) : Schéma équivalent de la machine asynchrone

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone repose sur les lois de l'induction. La machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant, avec le stator comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit.

Ce fonctionnement est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé 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. Lorsque le rotor tourne à une vitesse N_s différente du synchronisme, l'application de la loi de Faraday à un des roulements rotoriques montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice. Étant court-circuité sur les enroulements, cela va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor, dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine [3].

La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \frac{f_s}{P} (\text{tr/min}) \quad (\text{I.1})$$

Où : f est la fréquence d'alimentation et P représente le nombre de paires de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant (n_1) n_1 diffère de celle du rotor (n), c'est-à-dire lorsque $n \neq n_1$. Si $n = n_1$, le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport de glissement g est défini comme suit :

$$g = \frac{n_1 - n}{n} \quad (\text{I.2})$$

I.4 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie en raison de sa robustesse, fiabilité, économie et simplicité de construction. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif sans transformations préalables de l'énergie électrique, Ce moteur ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone.

Les courants qui circulent dans le stator constituent l'unique source externe de champ magnétique. La vitesse de rotation du rotor varie légèrement lorsqu'il est chargé, un phénomène appelé glissement, mais ce glissement est généralement négligeable. Le démarrage des moteurs asynchrones de petite puissance ne pose généralement pas de

problème. Cependant, pour les moteurs de forte puissance, il est nécessaire de démarrer sous tension réduite afin d'éviter un appel de courant trop élevé. Cette précaution permet de protéger le moteur, la machine entraînée et le réseau d'alimentation. Les moteurs asynchrones triphasés sont couramment utilisés dans diverses applications industrielles et domestiques en raison de leur facilité d'installation, de leur bon rendement et de leur excellente fiabilité.

Le choix d'un moteur asynchrone pour une application donnée dépend de plusieurs caractéristiques, telles que la puissance nominale, le service nominal, la tension d'alimentation, le mode de construction mécanique et le degré de protection des enveloppes [3].

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> -La robustesse. -La simplicité de construction. -Leurs bas coûts. -Un rendement excellent. 	<ul style="list-style-type: none"> -Non découplage naturel. -Non linéarités.

Tableau(I.1): Les avantages et les inconvénients de moteur asynchrone

I.5 Constitution de la machine asynchrone :

La machine asynchrone est composée d'un stator et d'un rotor, la figure (I.2), tous deux constitués de tôles d'acier au silicium avec des encoches pour les enroulements. Le stator est fixe et contient les enroulements reliés à la source d'alimentation. Le rotor monté sur un axe de rotation, peut-être de deux types : bobiné ou à cage d'écureuil. La structure du rotor est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit.

Les performances électromagnétiques et thermiques de ces machines peuvent être étudiées et modélisées à l'aide d'outils analytiques et numériques [3].

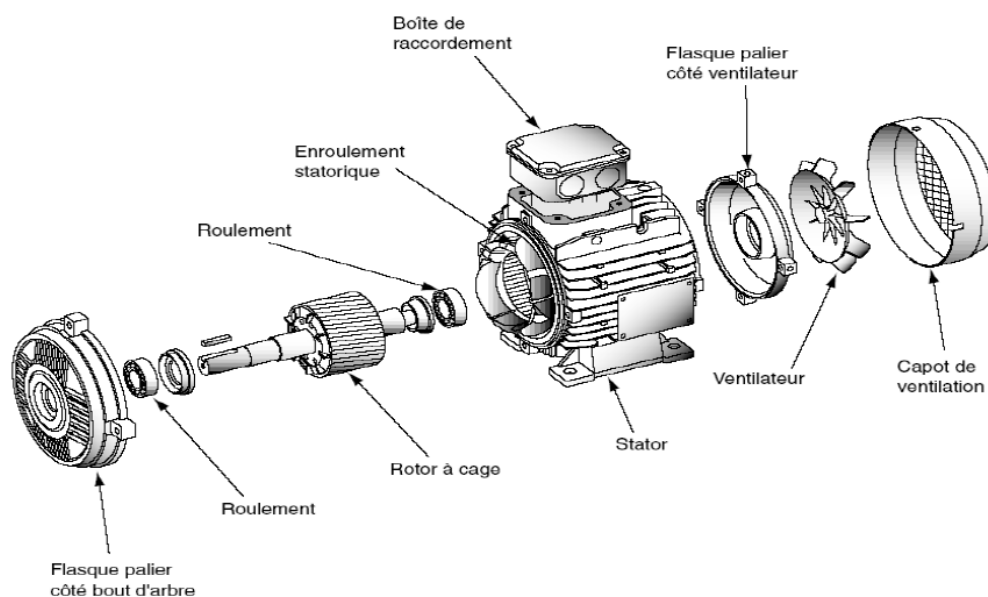


Figure (I.2) : Constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil

I.5.1 Le stator :

Le stator d'un moteur électrique est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est formé d'un empilement de tôles avec des encoches parallèles à l'axe de la machine. Le bobinage statorique se décompose en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.

Les conducteurs d'encoches créent le champ magnétique dans l'entrefer, responsable de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobine s'assurent la fermeture des courants en organisant la circulation des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir une distribution de courant la plus sinusoïdale possible à la surface de l'entrefer, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique.

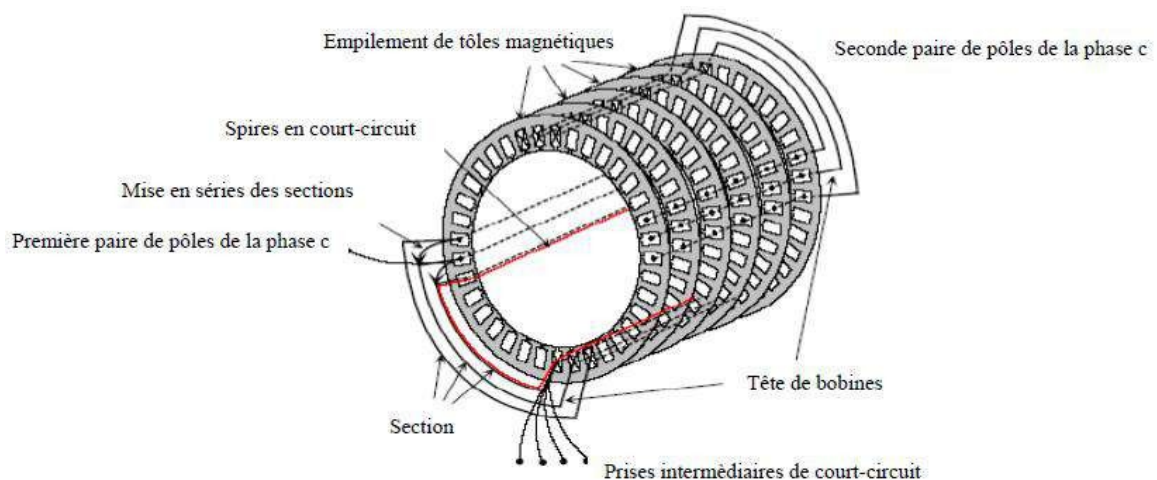


Figure (I.3) : Vue schématique en perspective du stator [5].

I.5.2. Le Rotor :

C'est la partie mobile de la machine, on distingue deux types de rotors :

- Rotor bobiné ou à bague .
- Rotor à cage d'écureuil.

I.5.2.1 Le rotor à cage :

Dans un rotor à cage d'écureuil, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Les barres conductrices sont régulièrement réparties et constituent le circuit du rotor. La cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. Les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor.

Généralement, il n'y a pas ou très peu d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf en cas de rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est un type de moteur asynchrone à courant alternatif, caractérisé par sa simplicité de construction,

sa robustesse et son coût inférieur par rapport au moteur à rotor bobiné. Il est largement utilisé dans l'industrie et représente la majorité des moteurs asynchrones en service

Cependant, il présente des performances médiocres au démarrage, avec un courant élevé et un faible couple, Pour pallier ce problème, deux autres types de cages ont été développés : le rotor à double cage et le rotor à encoches profondes.

Les progrès de l'électronique de puissance permettent également d'améliorer le démarrage et le fonctionnement des moteurs à cage d'écureuil grâce à l'utilisation d'onduleurs à fréquence variable [5].

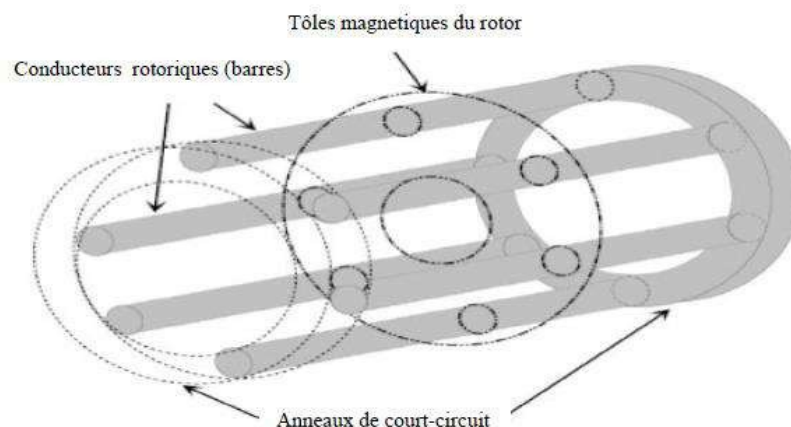


Figure (I.4) : Vue schématique en perspective du rotor.

I.5.2.2 Rotor bobiné:

Le moteur à rotor bobiné possède un bobinage triphasé relié en étoile et branché à trois résistances externes à l'aide des bagues collectrices. Ce type de moteur s'avère plus coûteux que le moteur à cage d'écureuil. Cependant, il présente les avantages suivants : - Le couple de démarrage est plus élevé, - Il est possible de régler la vitesse du moteur à l'aide de résistances extérieures (rhéostats), - Le courant de démarrage est plus faible lorsqu'on ajoute un rhéostat [6].



Figure (I.5) : Rotor bobiné.

I.6 Hypothèses de travail :

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone repose sur plusieurs hypothèses simplificatrices, notamment l'entrefer constant, l'effet des encoches négligé, l'influence de

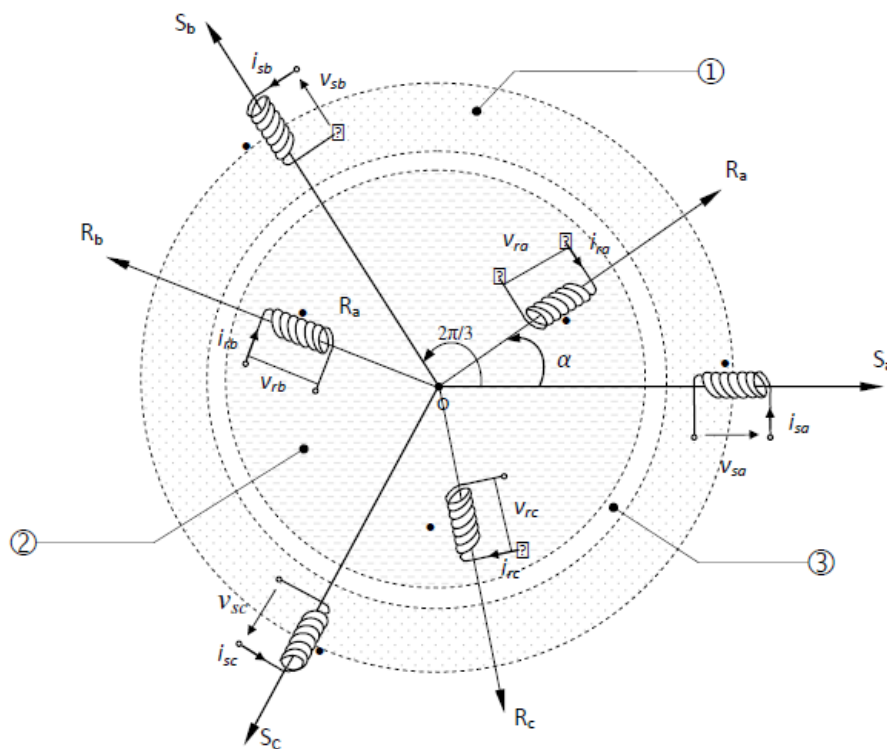
l'effet de peau et de l'échauffement non prise en compte, la distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer, les pertes ferromagnétiques négligeables, et le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

Ces hypothèses simplificatrices ont des conséquences importantes, telles que l'additivité des flux, la constance des inductances propres, et la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. La modélisation est une étape cruciale pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse [7].

I.7 Modélisation d'une machine asynchrone :

On a représenté au stator trois bobinages, dont les axes sont décalés de 120° , et trois autres au rotor, parcourus chaque fois par un système de courants triphasé. Par convention, les bobinages sont alimentés par un système de tensions triphasé sinusoïdal direct [8-10].

On peut considérer la machine asynchrone triphasée comme représentée par les bobinages de la figure (I.6).



Figure(I.6) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

1- Partie fixe : Stator. 2- Partie mobile : Rotor. 3- Entrefer constant.

I.7.1 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (A, B, C) :

I.7.1.1 Equations électriques :

De la figure (I.6), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit [3] :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ss} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ss} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rs} \\ \phi_{rs} \\ \phi_{rs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

V, i et ϕ sont respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s et R_r sont respectivement la résistance du stator et du rotor.

I.7.1.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présenté précédemment conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec :

l_s, l_r : inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : inductances mutuelles entre deux phases statoriques et celles rotoriques.

M_1, M_2, M_3 : inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (I.8)$$

$$[\phi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \quad (I.9)$$

Avec:

$$[L_2] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

I.8 Transformation de PARK :

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé en faisant correspondre aux variables réelles leur composante homopolaire, directe et en quadrature [11].

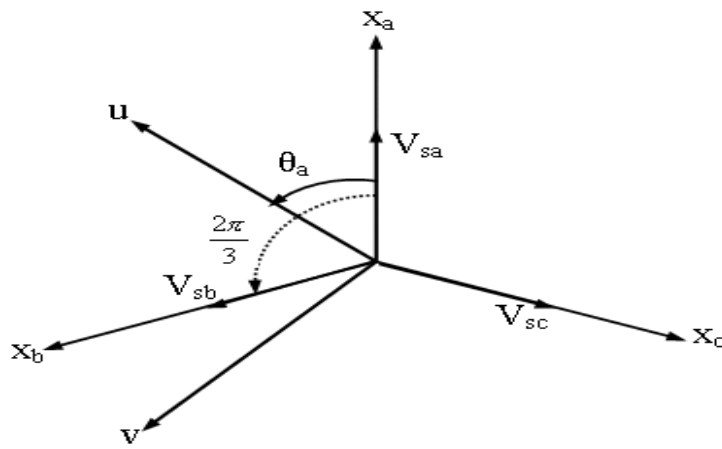


Figure (I.7) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u .

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

Selon la figure (I.7) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} \left(V_{sa} \cdot \cos(\theta_a) + V_{sb} \cdot \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \cdot \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ V_{sv} = \frac{2}{3} \left(V_{sa} \cdot \sin(\theta_a) + V_{sb} \cdot \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \cdot \sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{cases} \quad (I.10)$$

Le terme « $\frac{2}{3}$ » exprime le passage du système triphasé au système biphasé.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.10) pour équilibrer la transformation :

$$V_{so} = \frac{1}{3} \cdot (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.11)$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.10) et (I.11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $[P(\theta_a)]$.

$$[P(\theta_a)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Les composantes triphasées sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

La matrice inverse de la transformation de Park est donnée par :

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

I.8.1 Equations électriques :

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

Les équations (I.3) et (I.4) donnent alors lieu au système suivant après le développement du calcul :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

I.8.2 Equations magnétiques :

De même, les équations (I.5) et (I.6), et après le développement mathématique on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$L_s = l_s - M_s$: inductance propre cyclique du stator ;

$L_r = l_r - M_r$: Inductance propre cyclique du rotor ;

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

I.8.3 Equation électromagnétique :

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon le choix des variables d'états (flux statorique/rotorique et courant statorique/rotorique).

$$\begin{cases} C_e = p[\phi_{su}i_{sv} - \phi_{sv}i_{su}] \\ C_e = p[\phi_{rv}i_{ru} - \phi_{ru}i_{rv}] \\ C_e = \frac{pM}{L_s}[\phi_{su}i_{rv} - \phi_{sv}i_{ru}] \\ C_e = \frac{pM}{L_r}[\phi_{ru}i_{sv} - \phi_{rv}i_{su}] \end{cases} \quad (I.20)$$

I.8.4 Equation mécanique :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement définie comme suit :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_e - C_r \quad (I.21)$$

Avec :

J : moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_e : Couple électromagnétique.

Ω : Vitesse mécanique de rotation, Avec $\omega = p\Omega$

I.9 Définition des différents référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u, v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux figure (I.8).

- Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$)
- Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$)
- Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$)

L'angle θ_a est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différentes [9].

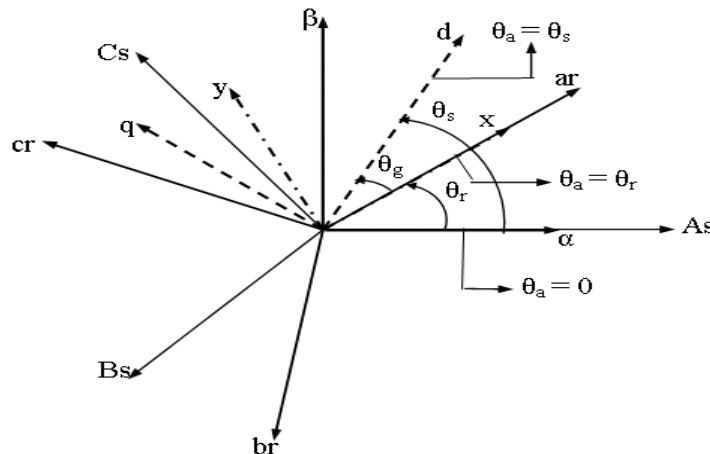


Figure (I.8) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

1. Référence (α, β) :

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

2. Référence (x, y) :

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

3. Référence (d, q) :

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée ou les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

I.10 Mise en équations d'états :

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ et comme perturbation le couple résistant C_r . Notre étude sera représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$) comme variables d'état. Après l'arrangement des équation (I.18), (I.19), (I.22) et (I.23) on obtient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = -\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} + \omega \phi_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = 0 \\ V_{r\beta} = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \omega \phi_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

Avec :

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

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

On peut écrire le système d'équations (I.28) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [D] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$$[C] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & \omega \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & -\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \text{ et } [D] = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Ce système peut se mettre sous la forme d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.30})$$

Avec:

$$[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état;}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta} \ 0 \ 0]^T : \text{Vecteur de commande}$$

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de système de commande.

En multipliant le système (I.29) par, $[D]^{-1}$ on trouve la matrice d'évolution $[A]$

$$[A] = -[D]^{-1}[C] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{MT\sigma} & \frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\omega\right) & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

Et la matrice de commande $[B]$:

$$[B] = [D]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} & 0 & \frac{-M}{L_s L_r \sigma} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

I.11 Simulation de la machine asynchrone :

L'objectif de l'étude que vous mentionnez est d'établir un schéma bloc pour simuler une machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50Hz]. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe [A].

Pour simuler une machine asynchrone, il est possible d'utiliser un programme de simulation qui teste différentes structures de commande et permet des choix modulaires des différentes fonctions utilisées.

Les simulations peuvent être effectuées en tenant compte des variations de paramètres et en comparant les résultats aux modèles de référence.

I.11.1 Résultats de simulation :

Dans une première simulation, la machine asynchrone fonctionne à vide (couple = 0 N.m). Les résultats de cette simulation montrent plusieurs caractéristiques intéressantes:

1. La caractéristique de vitesse présente un accroissement presque linéaire et atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s).
2. Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire, puis se stabilise à une valeur nulle.
3. Les flux rotoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitude presque constante (1 Weber).
4. Les courants présentent des oscillations excessives au démarrage, mais après le régime transitoire, ces oscillations diminuent.

Ces observations sont importantes pour comprendre le comportement de la machine asynchrone lorsqu'elle fonctionne à vide et pour développer des stratégies de commande adaptées

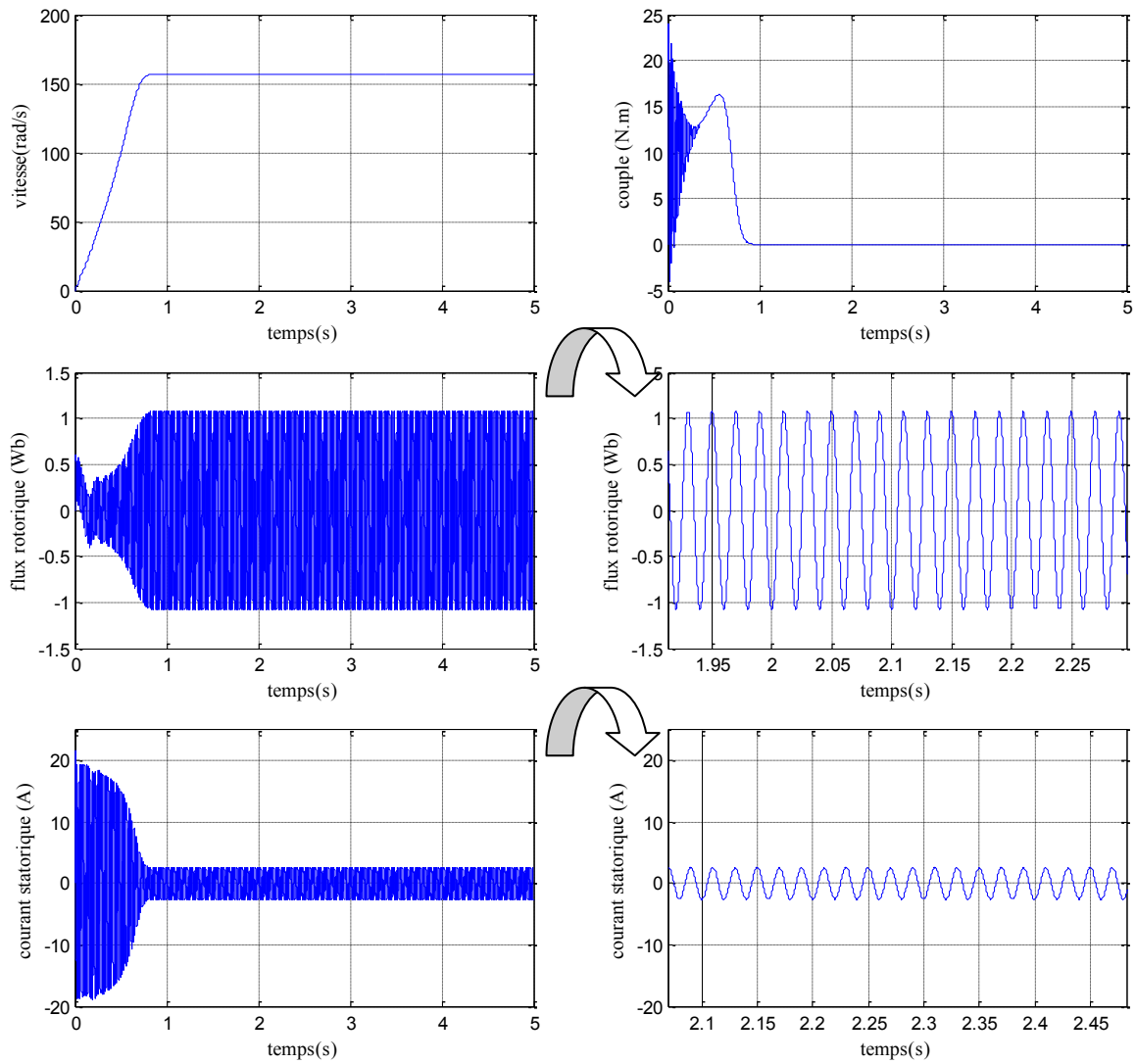


Figure (I.9) : Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide

Pour un deuxième essai, on réalise un démarrage à vide ($C_r=0$) et à l'instant ($t=2s$), on applique une charge ($C_r=5$ N.m), les résultats de simulation sont regroupés dans la figure(I.10).

Dans ce cas on remarque une décroissance de la vitesse qui se stabilise à la valeur 157(rad/s), le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant appliqué et présente ainsi une bonne poursuite à la valeur de référence.

Les flux rotoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules, les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

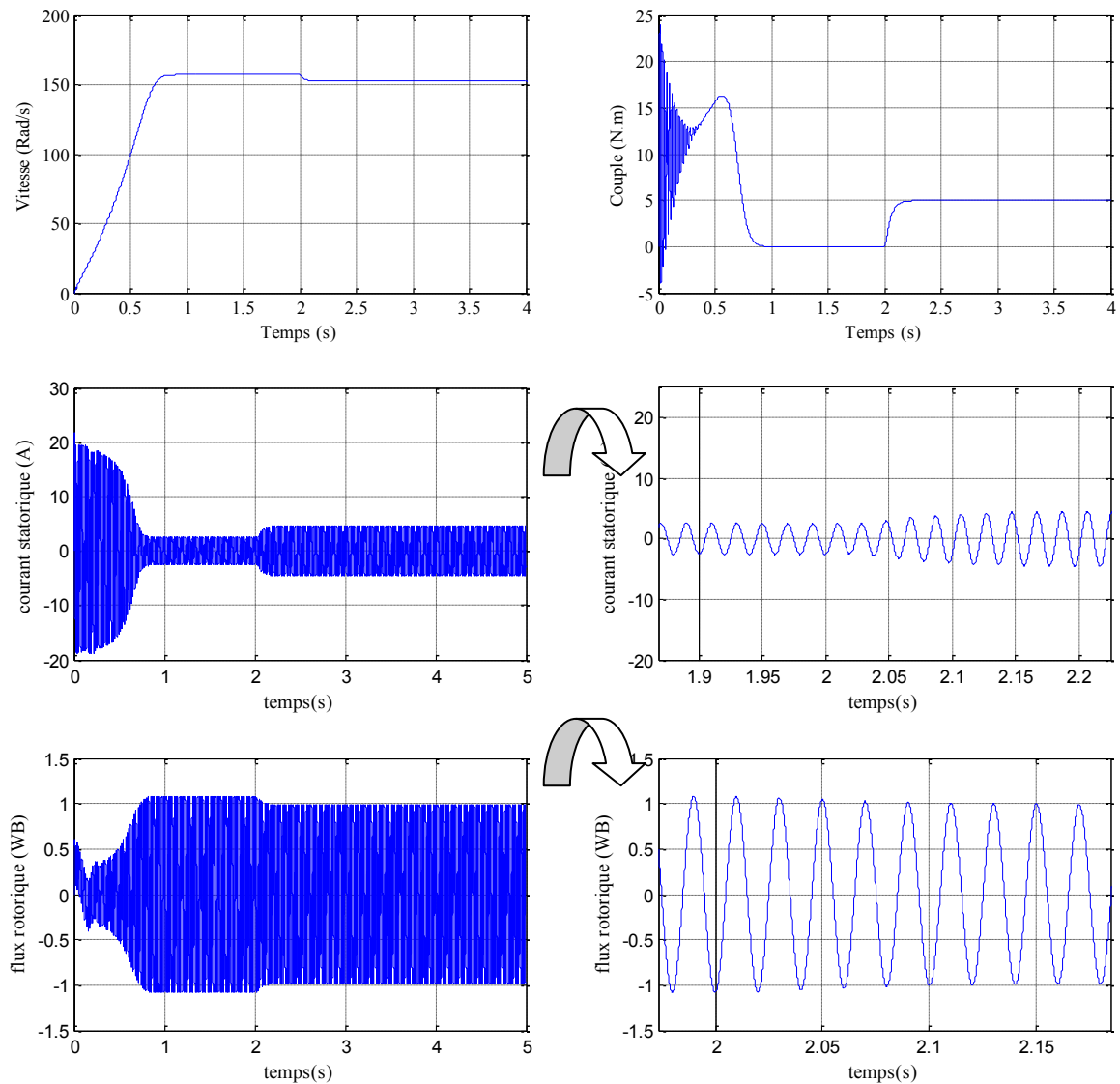


Figure (I.10) : Résultats de simulation de la machine asynchrone en charge

I.12 Conclusion :

Dans le premier chapitre, vous avez étudié le modèle de la machine asynchrone associée à une source d'alimentation sinusoïdale en utilisant les équations de la machine généralisée. Vous avez validé le modèle et vérifié la validité des simulations effectuées par MATLAB en passant du système réel triphasé au système biphasé linéaires de PARK.

Les résultats obtenus montrent la validité du modèle de PARK pour une machine asynchrone, qui est largement utilisé pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard. Cependant, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Pour atteindre de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduit dans le deuxième chapitre, appelée la commande vectorielle.

Chapitre II :
Commande vectorielle de la machine
asynchrone

Commande vectorielle de la machine asynchrone

II.1 Introduction :

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique. Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Le présent chapitre consiste à introduire le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puis son application au modèle de la machine asynchrone en faisant le réglage des grandeurs de la machine par des régulateurs de type PI. Finalement, on présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

II.2 Principe de la commande vectorielle :

Le principe de la commande vectorielle à flux orienté pour les machines électriques, telles que les machines asynchrones, consiste à décomposer les courants statoriques en deux composantes orthogonales, l'une contrôlant le flux (i_{sd}) et l'autre contrôlant le couple électromagnétique (i_{sq}). Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de manière à ce que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux et l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante donnant le couple électromagnétique [12].

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux : [7]

1. Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
2. Commande vectorielle à flux statorique orienté.
3. Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est la plus fréquemment utilisée, car elle permet d'obtenir des équations du rotor complètement découplées dans le cas d'une machine asynchrone non saturée. Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations d'état de la machine représentées dans le repère lié au champ tournant rotorique. La commande vectorielle permet d'améliorer les performances dynamiques et la robustesse des machines asynchrones en assurant un contrôle précis de la vitesse et du flux. Pour mettre en œuvre une commande vectorielle à flux orienté, il est nécessaire de disposer d'un modèle mathématique précis de la machine asynchrone. Les observateurs d'état étendus, tels que le filtre de Kalman étendu et le modèle de référence adaptatif, peuvent être utilisés pour estimer les grandeurs mécaniques et magnétiques à partir de la mesure des courants statoriques.

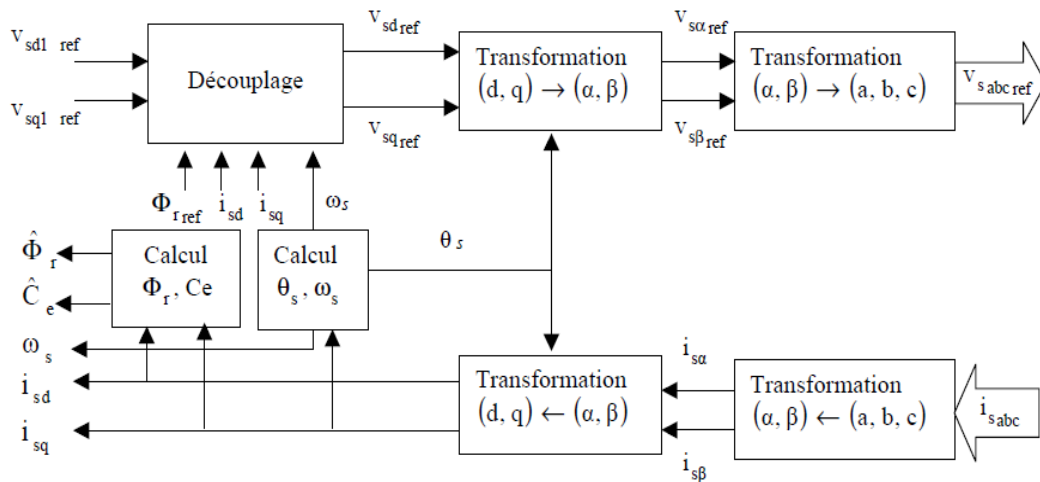


Figure (II.1) : Schéma de principe de la commande vectorielle.

II.3 Types de la commande vectorielle:

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, 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:

La commande vectorielle directe est une méthode de contrôle des moteurs asynchrones qui permet de contrôler indépendamment le couple et le flux magnétique dans la machine. Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôlé par contre-réaction), il est nécessaire d'utiliser des capteurs à effet Hall placés sur les dents du stator. Cependant, ces capteurs présentent plusieurs inconvénients, notamment leur fragilité mécanique, leur incapacité à fonctionner dans des conditions sévères (vibrations, échauffements excessifs) et leur fréquence variable avec la vitesse, nécessitant des filtres ajustables.

Les problèmes associés aux capteurs à effet Hall incluent la non-fiabilité de la mesure du flux, les problèmes de filtrage du signal mesuré, la précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température et de la saturation, et le coût de production élevé (capteurs + filtre) [13]. Pour utiliser une machine standard, les capteurs de flux doivent être remplacés par un estimateur de flux. La commande vectorielle directe est appliquée à la machine asynchrone alimentée en tension avec un convertisseur. Les capteurs à effet Hall ont été utilisés dans diverses applications, telles que la mesure des courants de Foucault pour le contrôle non destructif des matériaux magnétiques et la mesure de l'intensité du courant électrique et du facteur de puissance.

Cependant, leur utilisation dans les moteurs asynchrones présente des défis en raison des inconvénients mentionnés précédemment. Une alternative à l'utilisation des capteurs à effet Hall est l'estimation du flux rotorique, comme décrit dans. L'estimateur de flux rotorique

gène des vecteurs de flux rotorique à partir d'un vecteur de tension statorique, de la vitesse rotationnelle du rotor et d'un vecteur de courant statorique. Cette méthode peut offrir une meilleure fiabilité et précision de la mesure du flux par rapport aux capteurs à effet Hall.

II.3.2 Commande vectorielle indirecte :

La commande vectorielle indirecte est une méthode de contrôle des moteurs asynchrones qui ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique. Elle se base sur deux groupes principaux pour estimer le vecteur de flux rotorique :

1. Le premier groupe obtient le vecteur de flux rotorique indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
2. Le deuxième groupe estime le vecteur de flux rotorique à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone.

L'inconvénient majeur de cette méthode est sa sensibilité à la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r [14].

II.4 Commande vectorielle directe de la MAS :

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle ($\phi_{rq} = 0$ et ϕ_{rd} constante) dans les équations d'état de la machine représentées dans le repère lié au champ tournant :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + R_t i_{sq} - \frac{M}{L_r} \omega \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{sd} \\ \omega_s - \omega = \frac{M}{\Phi_r T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Ces expressions peuvent être exploitée telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient : V_{sd} influe à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple, il en est de même pour V_{sq} . On est alors amené à réaliser un découplage entre les grandeurs [15].

II.4.1 Principe du découplage :

L'objectif du découplage est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r$$

$$e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} i_{sq}$$

Tel que :

e_{sd} :f.e.m de rotation créée par i_{sd} .

e_{sq} :f.e.m de rotation créée par i_{sq} .

La Figure (II.2) présente la reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} à base des f.e.m e_{sd} et e_{sq} :

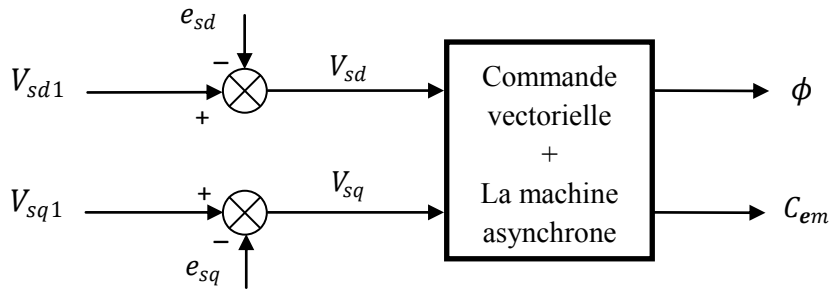


Figure (II.2) : Reconstitution des tension V_{sd} et V_{sq} [7].

Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires e_{sd} et e_{sq} . On peut utiliser une estimation du flux réel ϕ_r pour calculer e_{sd} et e_{sq} . La synthèse des régulateurs porte sur des systèmes linéaires, mais une erreur ou une dérive sur les paramètres de la machine provoquent une réapparition du couplage et de la non stationnarité du système et parfois même sa déstabilisation. Il faut donc utiliser des régulateurs robustes.

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \gamma i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \gamma i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$\gamma = \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right)$$

La Figure (II.3) présente le nouveau système dans le repère (d-q) qui sont découplées.

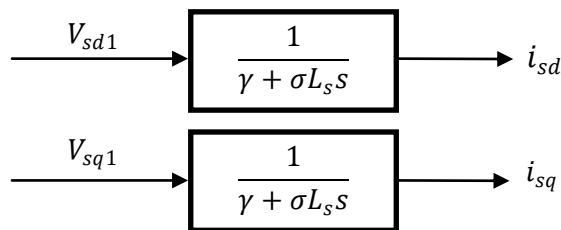


Figure (II.3) : Commande découplée - Expressions de i_{sd} et i_{sq} .

II.4.2 Schéma bloc de la commande vectorielle directe :

Ce schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique démontre la structure complexe et les différentes étapes nécessaires pour assurer un contrôle précis et dynamique de la machine asynchrone.

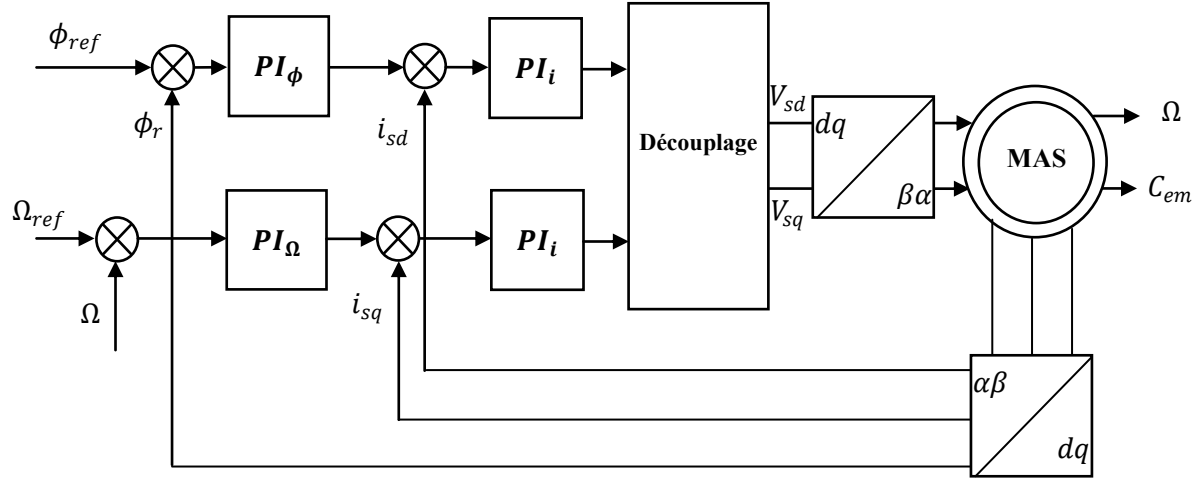


Figure (II.4) : Schéma bloc de la commande vectorielle.

II.5 Dimensionnement des régulateurs :

Dans le cas de notre étude, on se limite d'utiliser la technique du contrôle PI pour le réglage du courant, de la vitesse et de flux [2, 7, 16].

II.5.1 Régulateurs des courants statoriques i_{sd} et i_{sq} :

Le découplage proposé par l'équation (II.3) permet d'écrire :

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{\gamma + \sigma L_s s} \tag{II.4}$$

$$\frac{i_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{\gamma + \sigma L_s s} \tag{II.5}$$

Nous souhaitons d'obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1er ordre. Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{II.6}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.5).

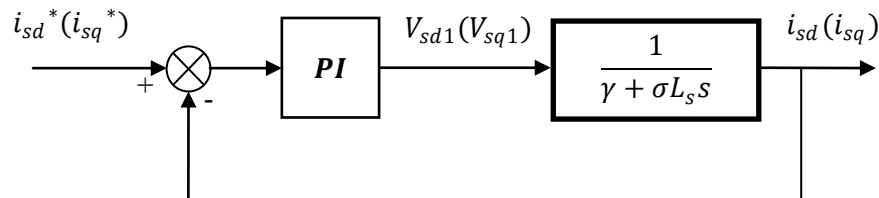


Figure (II.5) : Régulation des courants en boucle fermée.

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_c(s) = \frac{k_i}{\gamma s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{\gamma}{\gamma + \sigma L_s s} \right) \tag{II.7}$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{\sigma L_s}{\gamma} \quad (\text{II.8})$$

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

$$BF_c(s) = \frac{k_i}{\gamma s} \quad (\text{II.9})$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$BF_c(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$\tau_i = \frac{\gamma}{k_i}$$

En combinant les deux équations (II.8) et (II.10), Les coefficients des régulateurs des composantes du courant seront donnés par :

$$\begin{cases} k_i = \frac{\gamma}{\tau_i} \\ k_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II.5.2 Régulation du flux rotorique :

L'orientation du flux rotorique nous permet d'écrire à partir de les équations (II.1)

$$\frac{\phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r s + 1} \quad (\text{II.12})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1er ordre. Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.6).

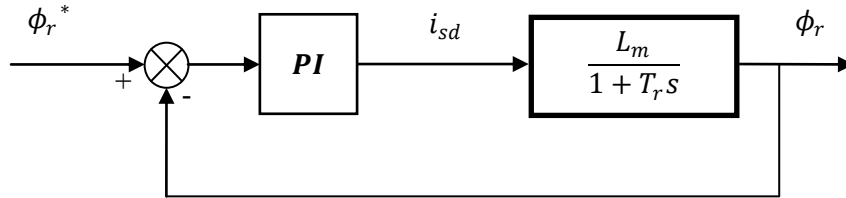


Figure (II.6) : Régulation du Flux rotorique en boucle fermée.

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_c(s) = \frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{M}{T_r s + 1} \right) \quad (\text{II.13})$$

La compensation de pôle nous permet d'avoir la condition suivante :

$$T_r = \frac{k_p \phi}{k_i \phi} \quad (\text{II.14})$$

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

$$BO_\phi(s) = \frac{M k_p \phi}{s} \quad (\text{II.15})$$

Donc, la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$BF_\phi(s) = \frac{1}{\tau_\phi s + 1} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$\tau_\phi = \frac{1}{Mk_{i\phi}}$$

A partir des conditions (II.14) et (II.16), les paramètres du régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} k_{i\phi} = \frac{1}{M\tau_\phi} \\ k_{p\phi} = \frac{T_r}{M\tau_\phi} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.5.3 Régulation de vitesse :

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur PI peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (II.7).

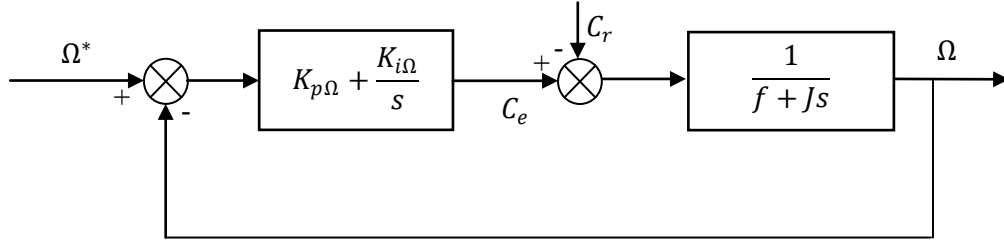


Figure (II.7) : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

Nous avons à partir du schéma fonctionnel:

$$\Omega = \frac{1}{Js+1} (c_e - c_r) \quad (\text{II.18})$$

Avec l'utilisation du régulateur PI classique, Ω s'écrit :

$$\frac{1}{Js+1} \frac{K_{p1}s + K_{i1}}{s} (\Omega_{ref} - \Omega) = \frac{1}{Js+f} c_r \quad (\text{II.19})$$

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\frac{K_{p1}}{K_{i1}}s + 1}{\frac{J}{K_{i1}}s^2 + \left(\frac{K_{p1}}{K_{i1}} + \frac{f}{K_{i1}}\right)s} \quad (\text{II.20})$$

L'identification du dénominateur à la forme canonique, donne :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{W_n^2} \\ \frac{K_{p1}}{K_{i1}} + \frac{f}{K_{i1}} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} = \frac{2\xi}{W_n} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II.5.4 Mode Défluxage :

Plusieurs applications, plus particulièrement la traction électrique, exigent un fonctionnement en survitesse à puissance constante. Or, pour assurer un tel fonctionnement, dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant un moteur asynchrone, une tension élevée à l'entrée est requise [17]. Pour contourner cette sur demande en tension, on réduit le flux de référence aux vitesses élevées. De plus, pour optimiser la demande du courant de magnétisation de la machine à induction, il est nécessaire de défluxer de manière à offrir à la machine le flux dont elle a besoin pour produire son couple maximal sans aucune violation

des contraintes thermique imposées sur la machine et sur les composants de puissances du convertisseur.

Le principe de dé fluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en le faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale pour $|\Omega|$.

$$\phi_{r_ref} = \phi_{r_nom} : \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{n_nom} \quad \Omega_{nom}$$

$$\phi_{r_ref} = \frac{\Omega_{nom} \phi_{r_nom}}{|\Omega|}$$

Avec :

ϕ_{r_ref} : Flux rotorique de référence.

ϕ_{r_nom} : flux rotorique de nominal.

ϕ_{ref} : vitesse de référencé .

ϕ_{nom} :: vitesse de rotation nominal

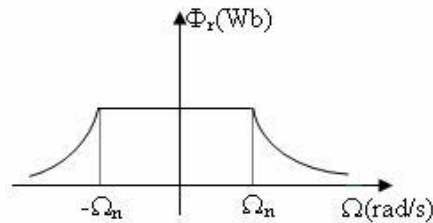


Figure (II.8) : Opération en mode dé fluxé.

II.6 Résultats de simulation :

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans d’différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse et la variation paramétrique en l’occurrence la résistance rotorique.

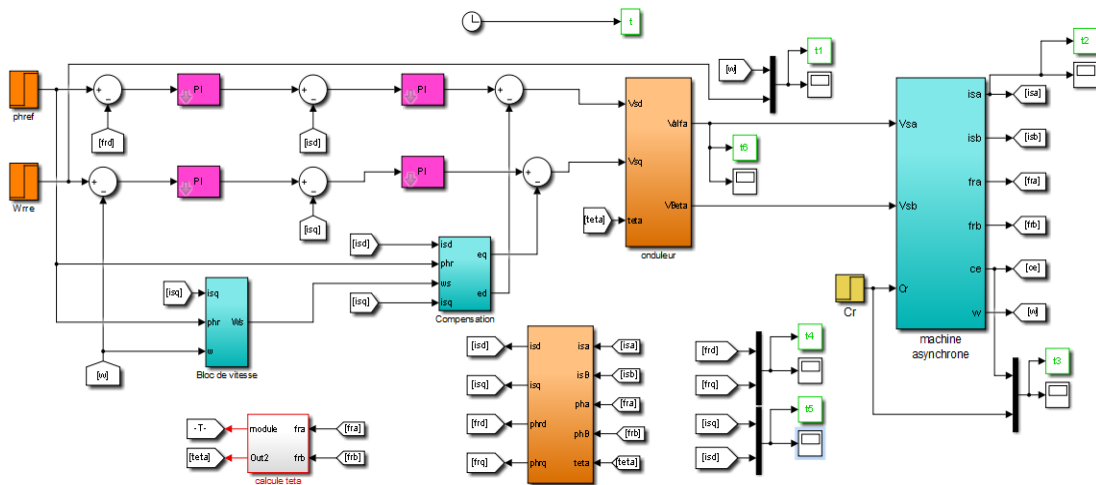


Figure (II.9) : Schéma d'une commande vectorielle directe du flux d'une MAS

II.6.1 Simulation avec variation de la charge :

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge Figure (II.10), 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.

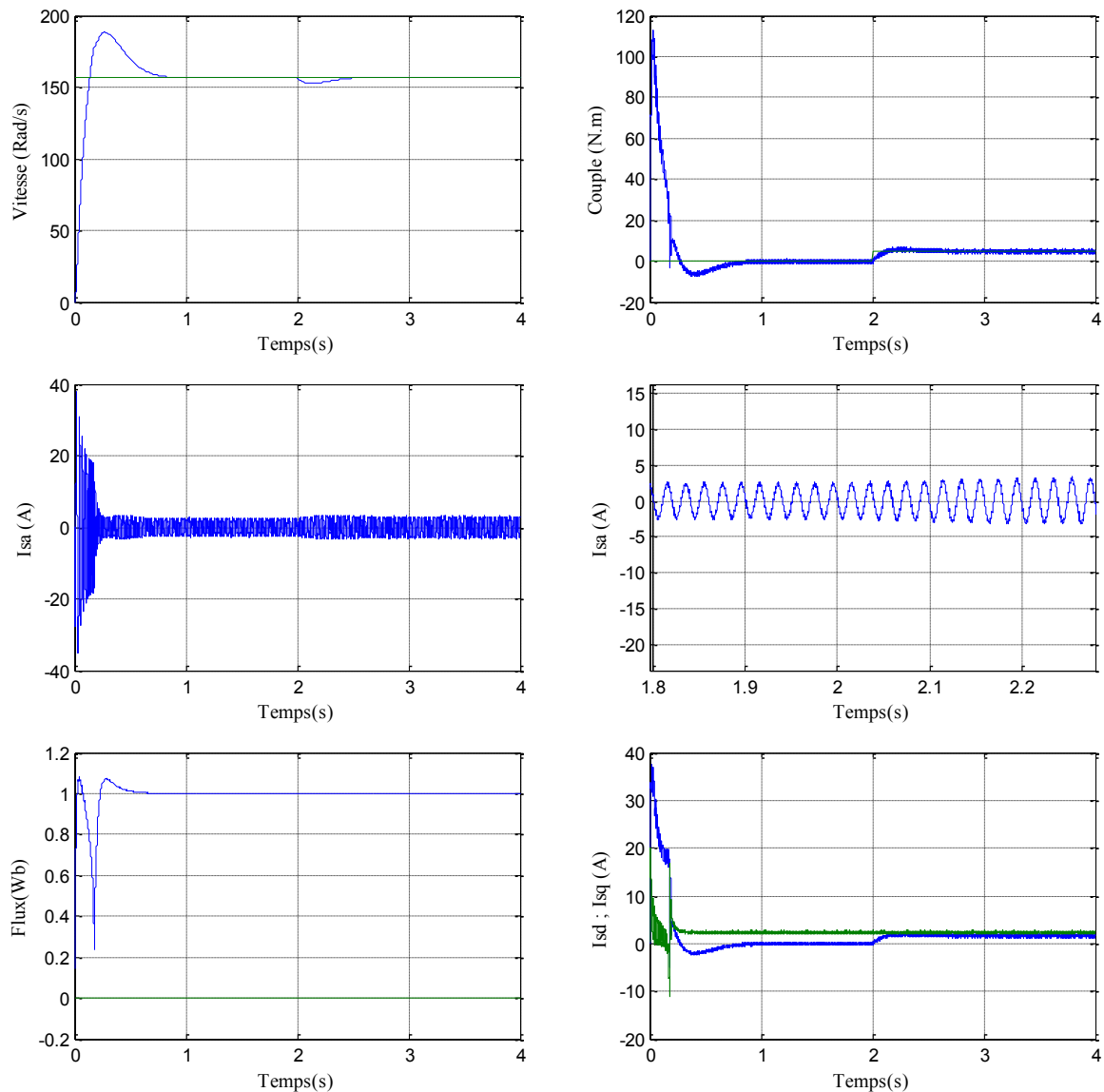


Figure (II.10) : Simulation avec variation de la charge.

II.6.2 Simulation avec variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref} = 157, -157, 50$ rad/s) de la Figure (II.11) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

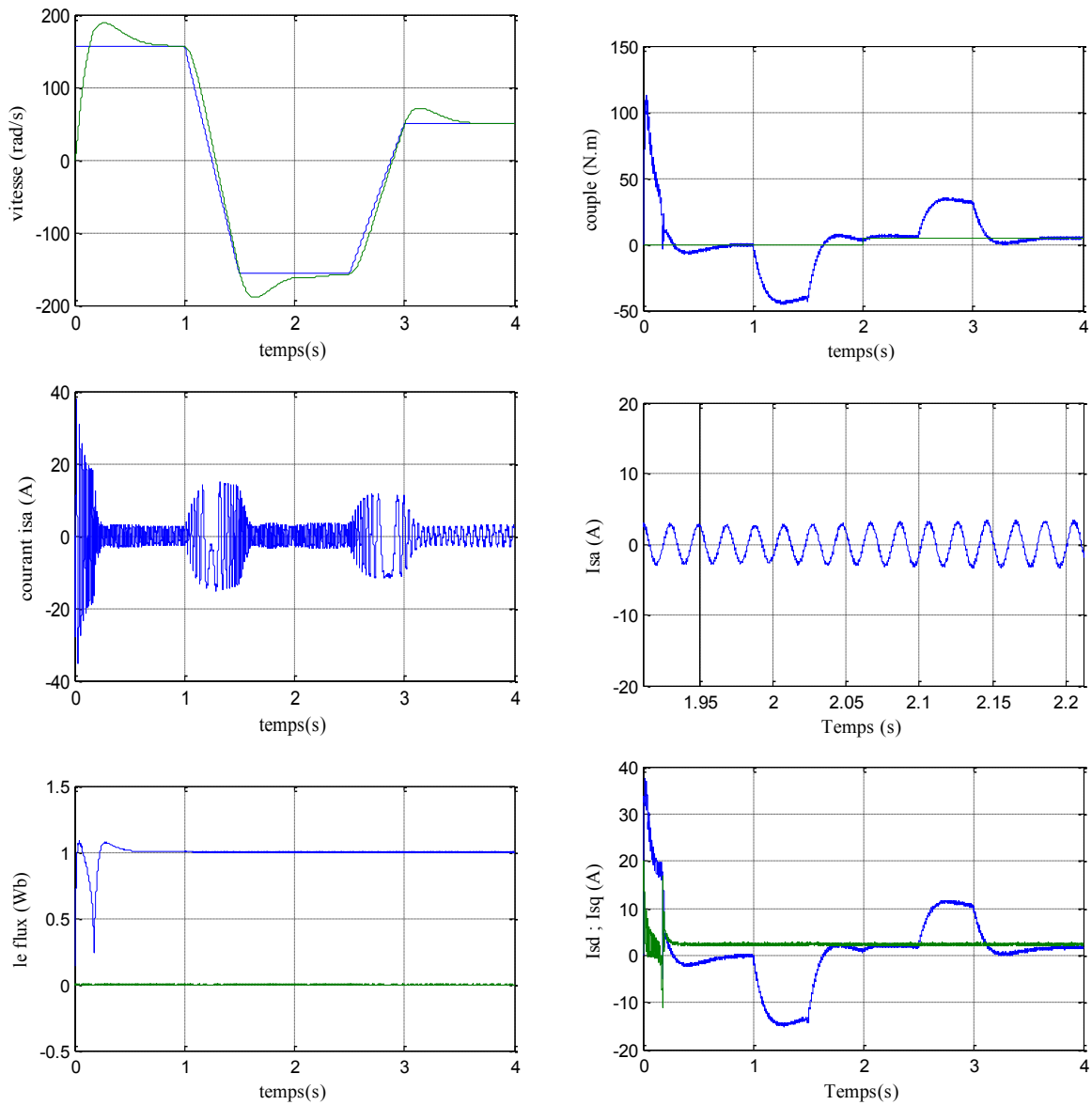


Figure (II.11) : Simulations avec variation de vitesse.

II.7 Conclusion :

La commande vectorielle est une technique de commande de machines électriques qui basée sur la décomposition du courant statorique en deux composantes : une composante magnétique (flux) et une composante de couple. La commande vectorielle peut être directe ou indirecte, selon la manière dont le flux de la machine est contrôlé.

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettent de séparer la commande du flux et celle du couple. On a commence par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectue le test de fonctionnement lors de la variation de vitesse, la charge et la variation de résistance rotorique et statorique.

Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique.

Chapitre III :
Commande vectorielle - floue de la
machine asynchrone

Commande vectorielle - floue de la MAS

III.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous aborderons le concept général et la théorie fondamentale de la logique floue. Cette approche englobe des éléments de la théorie des possibilités qui impliquent l'utilisation d'ensembles d'appartenance appelés ensembles flous pour caractériser les différentes grandeurs du système à contrôler, ainsi que le raisonnement flou qui repose sur un ensemble de règles floues établies grâce à l'expertise humaine. La manipulation de ces règles permet de générer une commande appropriée ou de prendre une décision [18]. Ensuite, nous décrirons les concepts généraux, ainsi que l'architecture algorithmique et structurelle d'un système de commande floue. Nous mettrons l'accent sur les travaux de référence [19], [20].

- La fuzzification
- Les inférences floues
- La défuzzification

III.2 Historique et principe de la logique floue :

L'imposition de contraintes strictes sur les performances des équipements industriels nécessite la recherche d'un fonctionnement optimal des systèmes. L'approche classique de l'automatique (approche algorithmique) consistait à construire un modèle mathématique du système à contrôler. À partir de ce modèle, une commande était déterminée (PID, commande par retour d'état, commande optimale, etc.) afin de conduire le système vers des états souhaités tout en respectant les critères de performance [21].

La logique floue (fuzzy logic) est d'une grande actualité aujourd'hui. En réalité, elle existe depuis longtemps et son développement peut être divisé en trois étapes. Les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg ont conduit, dans les années 1920 et 1930, au développement de la logique à valeurs multiples ou logique floue. En 1937, le philosophe M. Black a appliqué la logique continue, basée sur une échelle de valeurs variées (0, 1/2, 1), pour classer les éléments ou symboles [22].

À partir des années soixante, le célèbre automatisme Zadeh a considéré que cette approche pouvait être applicable aux systèmes complexes en raison de leur nature incertaine. En effet, obtenir un modèle mathématique précis et facilement exploitable s'avère parfois difficile. Cette constatation a été à l'origine du développement des commandes basées sur la logique floue. L'auteur s'est ainsi intéressé aux règles floues, etc. Il a introduit la notion de sous-ensembles flous et a jeté les bases d'une nouvelle théorie [23]. Cette approche repose sur la représentation des connaissances des experts pour décrire l'état du système, ainsi que sur

l'idée d'étendre la notion d'appartenance, habituellement traduite par "oui" ou "non", aux critères tels que "peut-être", "sans doute" ou "à peu près".

III.3 Domaine d'application :

Les systèmes flous ont trouvé une large gamme d'applications dans des domaines tels que l'industrie, la gestion et la médecine. Parmi ces applications, on peut citer [24], [25]:

- Systèmes audiovisuels (appareils photo autofocus, caméscopes à stabilisation d'image, photocopieurs, etc).
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, etc).
- Systèmes autonomes mobiles
- Systèmes de transport (trains, métros, ascenseurs, etc) .
- Systèmes de contrôle et de commande dans divers secteurs industriels tels que la production, la transformation, le traitement de produits et de déchets.
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et régulation de l'accélérateur pour les véhicules.
- Robotique : contrôle de la position et planification des trajectoires.

III.4 Théorie de la logique floue :

III.4.1 Les sous-ensembles flous :

La logique floue est basée sur la théorie des ensembles flous, qui diffère généralement de la théorie des ensembles classiques. Dans ce contexte, les termes "sous-ensembles flous" et "ensembles flous" sont utilisés de manière interchangeable. Les ensembles classiques sont également appelés ensembles nets, par opposition aux ensembles flous, tandis que la logique classique est également connue sous le nom de logique booléenne ou binaire [26].

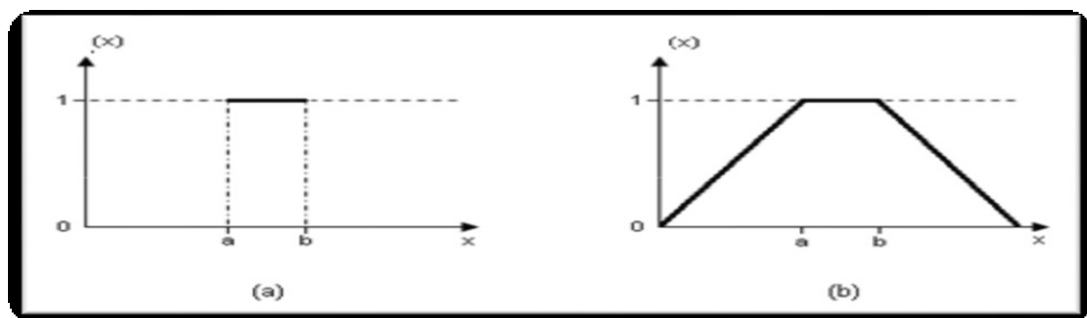


Figure (III.1) : Fonction d'appartenance caractérisant un ensemble classique (a) et d'un ensemble flou(b)

III.4.2 Les opérations de base sur les sous-ensembles flous :

La théorie mathématique sur les sous-ensembles flous définit de nombreuses opérations sur ces sous-ensembles et sur les fonctions d'appartenance qui rendent ces notions utilisables. Nous allons présenter ici les opérations de base de cette théorie [27].

Le complémentaire de A, par la fonction d'appartenance : $\mu(\bar{A})=1-\mu(A)$

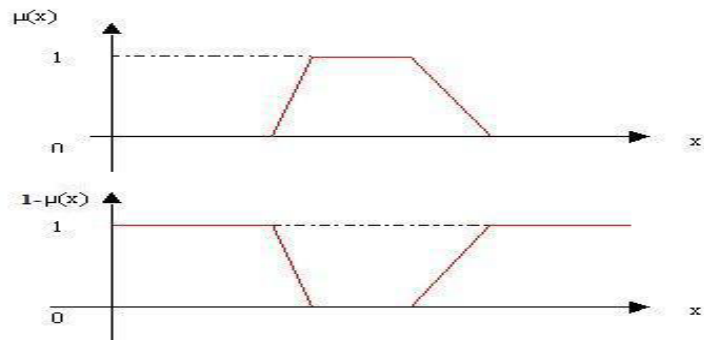


Figure (III.2) : Fonction d'appartenances.

Le sous-ensemble A et B, par la fonction d'appartenance : $(A \cap B) = \min(\mu(A), \mu(B))$

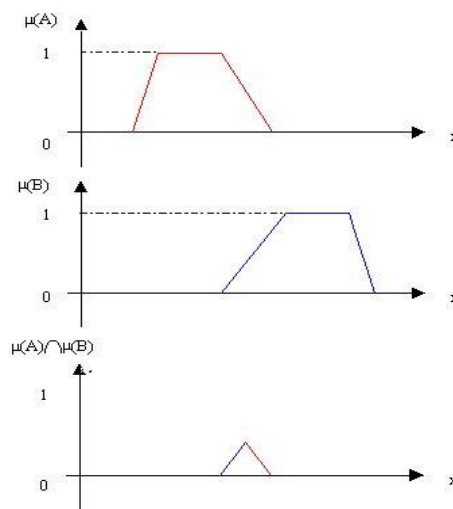


Figure (III.3) : Intersection des fonctions d'appartenances.

Le sous-ensemble A ou B, $A \cup B$, par la fonction d'appartenances : $(A \cup B) = \max(\mu(A), \mu(B))$

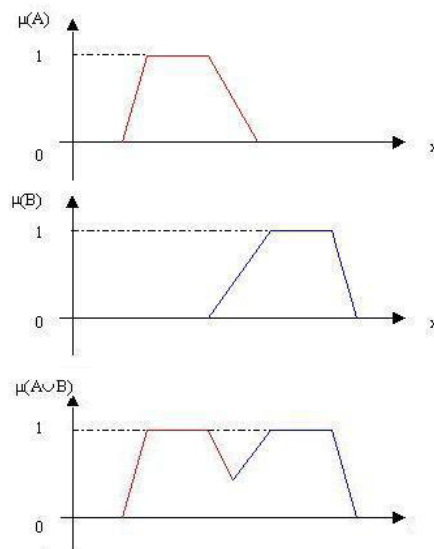


Figure (III.4) : Union des fonctions d'appartenances.

Ces définitions sont couramment utilisées, mais parfois, d'autres définitions peuvent être plus appropriées pour certains cas. Par exemple, l'intersection peut être définie comme le produit des fonctions d'appartenance, tandis que l'union peut être définie comme la moyenne arithmétique des fonctions d'appartenance. Ces différentes techniques de calcul permettent une grande capacité d'adaptation pour les raisonnements flous [26].

III.5 Les étapes de la logique floue :

III.5.1 Fuzzification :

Un ensemble flou est caractérisé par sa fonction d'appartenance, qui joue un rôle similaire à celui de la fonction caractéristique en logique classique. La fonction d'appartenance permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En général, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou est notée $\mu_A(x)$, où x est l'argument qui se rapporte à la variable caractérisée, et A est l'indice qui indique l'ensemble concerné [26].

Les fonctions d'appartenances peuvent avoir différentes formes :

- **Fonction d'appartenance triangulaire (figure III.6.a) :**

$$\begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{x-a}{b-a} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

- **Fonction d'appartenance trapézoïdale (Figure III.6.b) :**

$$\begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{x-a}{b-a} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

- **Fonction d'appartenance gaussienne (Figure III.6.c) :**

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[\left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \quad \text{avec} \quad -\infty < x \leq +\infty \quad (\text{III.3})$$

La figure (III.6) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance.

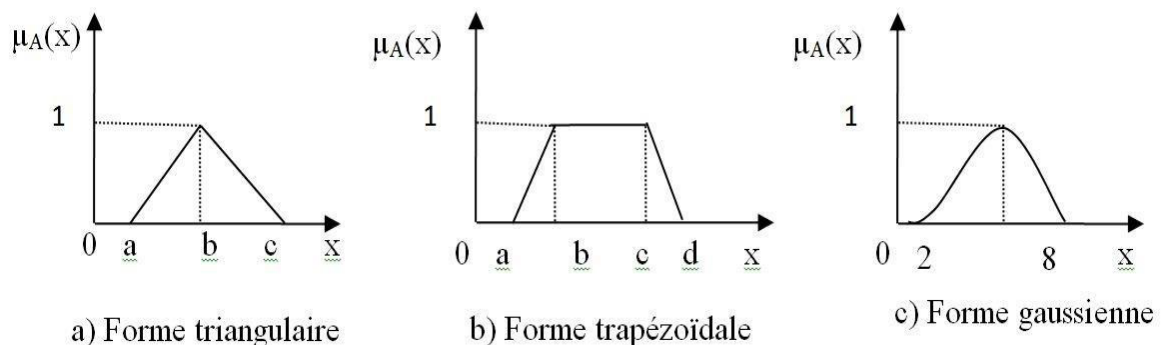


Figure (III.5) : Différentes formes de la fonction d'appartenance

III.5.2 Variable linguistique :

Effectivement, le concept de fonction d'appartenance permet de définir des systèmes flous en utilisant le langage naturel. La fonction d'appartenance joue le rôle de lien entre la logique floue et les variables linguistiques. Cette notion a été expliquée précédemment [26].

III.5.3 Les règles floues :

III.5.3.1 Inférence floue :

Les règles floues permettent de déduire des connaissances sur l'état du système en fonction des qualificatifs linguistiques fournis lors de l'étape de fuzzification. Ces connaissances sont également exprimées sous forme de qualificatifs linguistiques [28].

En général, les règles floues sont dérivées des expériences acquises par les opérateurs ou les experts. Ces connaissances sont ensuite traduites en règles simples pouvant être utilisées dans un processus d'inférence floue. Par exemple, si un expert énonce la règle "si la température de l'eau est chaude, alors ajouter de l'eau froide", le système utilisera une règle du type "si p alors q" [26].

III.5.3.2 Traitement numérique de l'inférence :

Lors du réglage par logique floue, une valeur de commande est fournie pour chaque ensemble de variables physiques d'entrée.

Par exemple, pour la règle :

Si $\mu_{A1}(x_1)$ est le degré d'appartenance de x_1 à A_1 et $\mu_{A2}(x_2)$ est le degré d'appartenance de x_2 à A_2 , en combinant ces deux valeurs, on obtient la valeur à assigner à l'ensemble flou de sortie A_3 [29].

Il existe plusieurs méthodes pour effectuer les opérations qui combinent les valeurs d'entrée et de sortie, appelées méthodes d'inférence. Les méthodes les plus couramment utilisées sont :

- Méthode d'inférence MAX-MIN
- Méthode d'inférence MAX-PROD
- Méthode d'inférence SOMME-PROD [27]

Dans notre cas, nous utiliserons la méthode d'inférence MAX-MIN.

III.5.3.3 Méthode d'inférence Max-Min :

Cette méthode réalise l'opérateur « ET » par la fonction « Min », la conclusion « ALORS » de chaque règle par fonction « Min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « OU ») par la fonction Max [30].

La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou « implication de Mamdani », est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence [30].

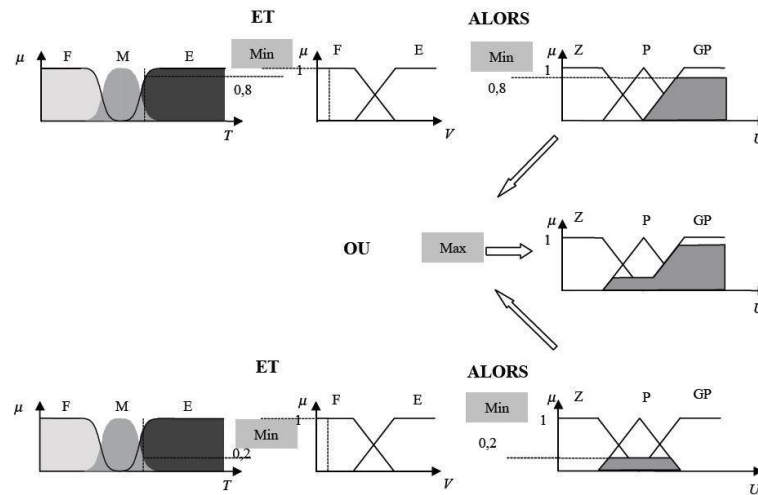


Figure (III.6) : Exemple d'inférence Max-Min

III.5.4 Défuzzification :

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique de la sortie à partir de la surface obtenue, plusieurs méthodes de défuzzification existent. Comme pour tous les opérateurs flous, le concepteur du système ou doit choisir parmi plusieurs définitions possibles de défuzzification [26].

Les plus utilisées sont :

- Méthode du maximum.
- Méthode de moyennes des maximums.
- Méthode du centre de gravité.

La méthode du centre de gravité plus utilisée. Cette méthode consiste à trouver le centre de gravité de la surface obtenue. L'abscisse du centre de gravité de la sortie peut se déterminer à l'aide de la relation générale [31], [29] :

$$X_G = \frac{\int ux \mu(x)dx}{\int u\mu(x)dx} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(x_i)} \tag{III.4}$$

Avec :

$\mu(x_i)$: Le degré d'activation et x_i La règle pour les données x_0

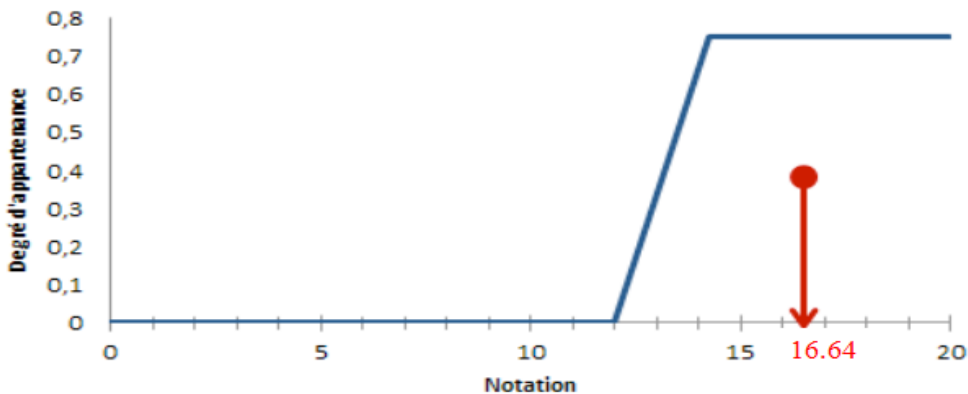


Figure (III.7) : La méthode du centre de gravité.

III.6 Application de la logique floue à la commande du moteur asynchrone :

III.6.1 Commande par logique Floue :

Contrairement aux techniques de réglage classiques, le réglage par logique floue ne repose pas sur des formules ou des relations mathématiques précises et déterminées. Au lieu de cela, il utilise des inférences basées sur plusieurs règles floues qui manipulent des opérateurs flous tels que ET, OU, ALORS, etc., appliqués à des variables linguistiques.

III.6.2 Correcteurs flous à base de PI :

La première étape consiste à définir la base du régulateur, c'est-à-dire le moteur flou. La sortie de ce moteur, notée SPD, peut être définie à partir des fonctions k_p et k_d , qui représentent respectivement les gains de l'action proportionnelle et dérivée du moteur [32].

$$S_{pd} = K(e.de)e + K_d(e.de)de \quad (III.5)$$

Cette équation peut être réécrite en définissant des fonctions k_1 et k_2 de l'erreur e et la variation de l'erreur de .

$$S_{pd} = G \left(\frac{1}{G} + e(t)k_1(e, de) + \frac{1}{G} \frac{de(t)}{dt} k_2(e, de) \right) \quad (III.6)$$

Pour mettre en place un régulateur de type PI, il suffit d'intégrer la sortie du moteur flou. En notant SPI la sortie du régulateur flou de type PI, on obtient :

$$S_{pi} = \int S_{pd} dt \quad (III.7)$$

III.6.3 Principe et structure de la commande :

Le contrôleur flou utilisé est de type Mamdani, qui prend en entrée l'erreur (e) et la variation de l'erreur (de). Le schéma bloc de la structure de commande est illustré par la figure suivante:

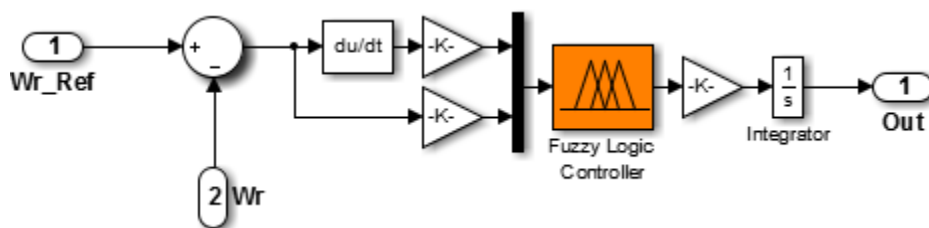


Figure (III.8) : Schéma bloc d'un régulateur flou

III.6.4 Les entrées floues :

Dans notre système on a deux entrées et une seule sortie (figure III.9) :

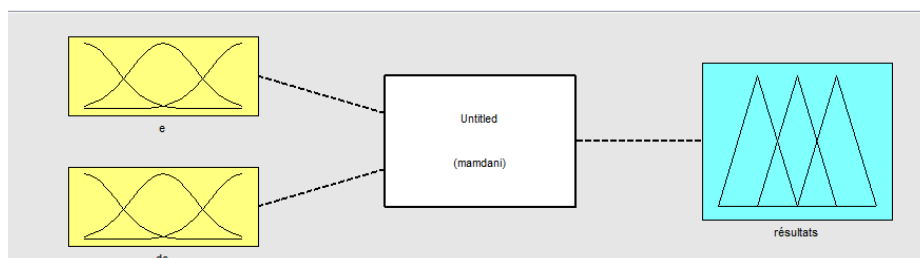


Figure (III.9) : Création d'entrées et sortie.

III.6.5 Les fonctions d'appartenances :

Les fonctions d'appartenance des entrées (e) et (Δe), ainsi que de la sortie (ΔC_{em}), sont choisies avec des formes triangulaires identiques, chacune avec sept classes, et elles sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$, comme illustré dans la figure (III.10).

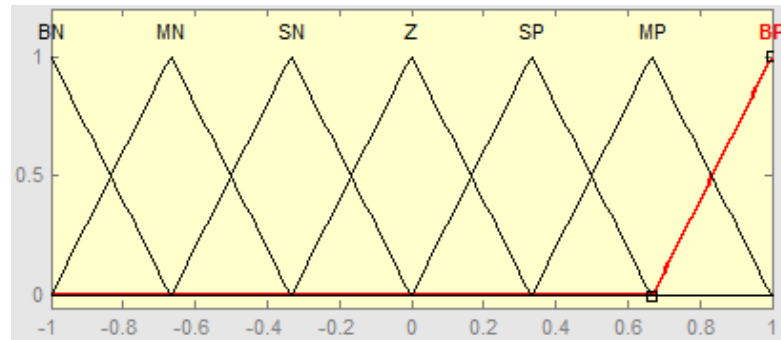


Figure (III.10) : Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties)

III.6.6 Les règles d'inférence :

Le tableau (III.1) représente la table des règles du contrôleur flou pour le système, où toutes les entrées de la matrice sont les ensembles flous de l'erreur (e) et de la dérivée de l'erreur (de). La sortie de cette table est appelée "résultats".[12]

Erreur(e)	La dérivé d'erreur (de)						
	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
BN	BN	BN	BN	BN	MN	SN	Z
MN	BN	BN	BN	MN	SN	Z	SP
SN	BN	BN	MN	SN	Z	SP	MP
Z	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
SP	MN	SN	Z	SP	MP	BP	BP
MP	SN	Z	SP	MP	BP	BP	BP
BP	Z	SP	MP	BP	BP	BP	BP

Tableau (III.1) : Règles floues relative au contrôleur flou.

Avec :

NB : négatif grand, **NM** : négatif moyen, **NS** : négatif petit, **Z** : zéro, **PS** : positif petit, **PM** : positif moyen et **PB** : positif grand.

III.7 Résultats de simulation :

Pour valider la commande floue appliquée à la machine asynchrone triphasée, nous avons effectué quatre tests.

Dans le premier test, la machine a été soumise à une perturbation de couple de 5N.m dans point 2secondes. Les résultats sont afficher sur la figure (III.11).

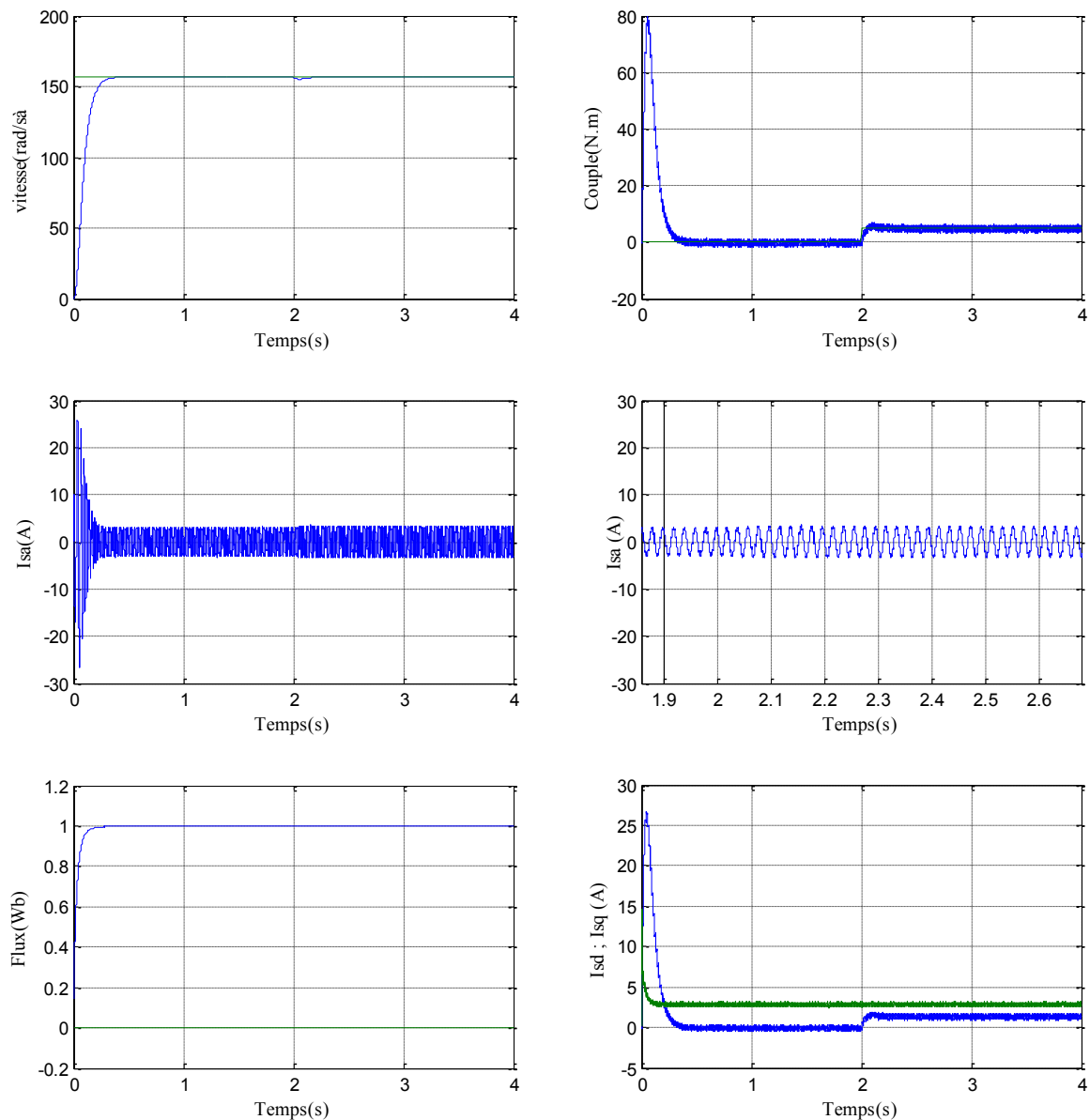


Figure (III.11) : Réglage floue de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r = 5 \text{ N.m}$ durant point 2s.

Dans le deuxième test, le sens de rotation a été inversé de -157 rad/s à 157 rad/s à $t=2\text{s}$. Les valeurs des gains du régulateur flou ont été choisies après plusieurs tests d'ajustement. La figure (III.11) illustre les courbes de vitesse, de couple et de flux rotoriques, ainsi que les courants statoriques i_{qs} et i_{as} , sur une durée de perturbation d'1 seconde.

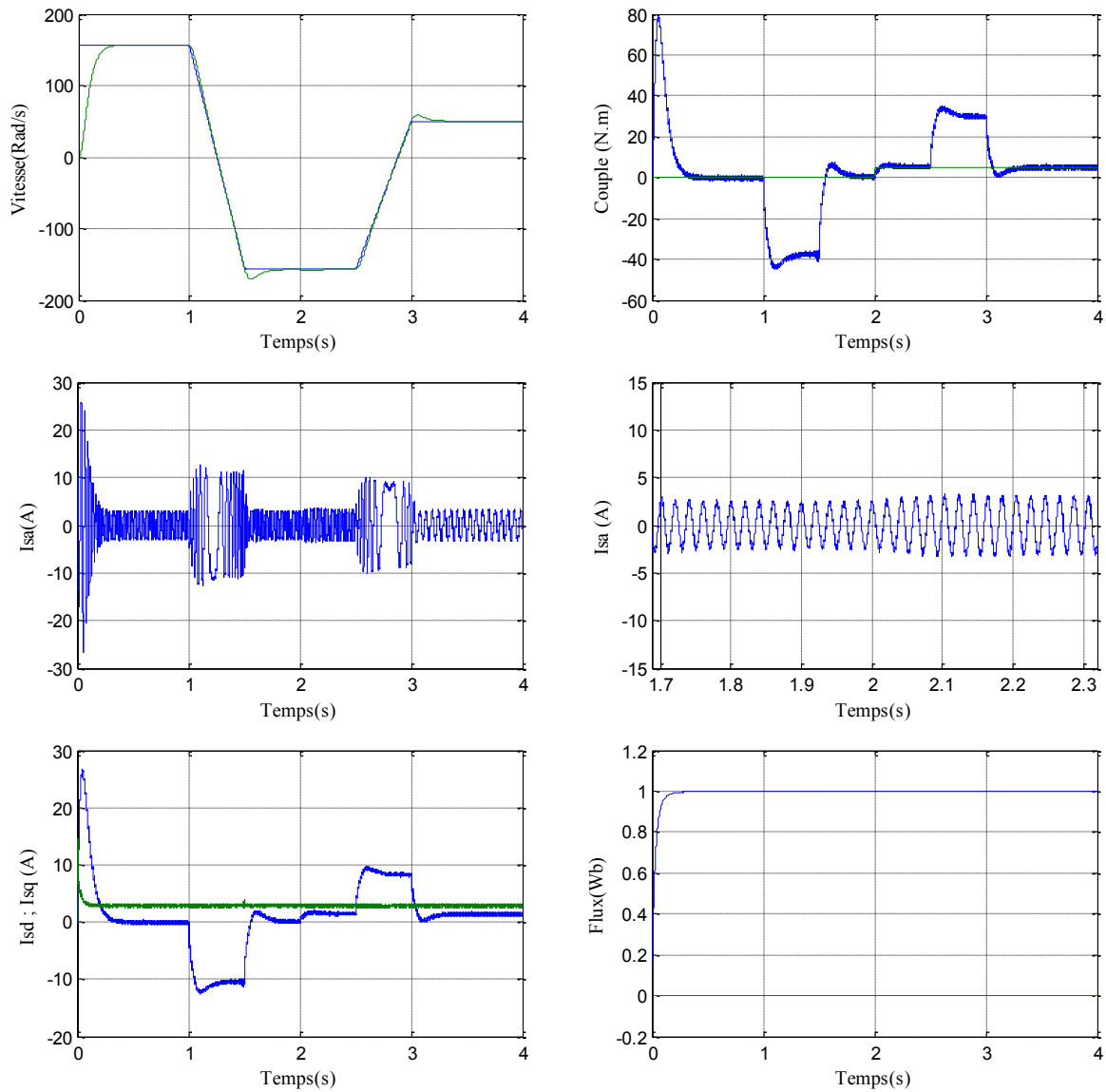


Figure (III.12) : Réglage flou de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation à l'instant $t=2s$

Dans le troisième test réglage de la résistance statorique :

Afin de tester sa robustesse (changer la valeur de R_s et C_r), la machine est simulée pour un mode fonctionnement en accélération $t=2s$ on applique un couple de charge égale à 5Nm et on augmente la valeur R_s jusqu'à 100% de la valeur initiale, Les résultats obtenus sont les suivants (figure (III.13)) :

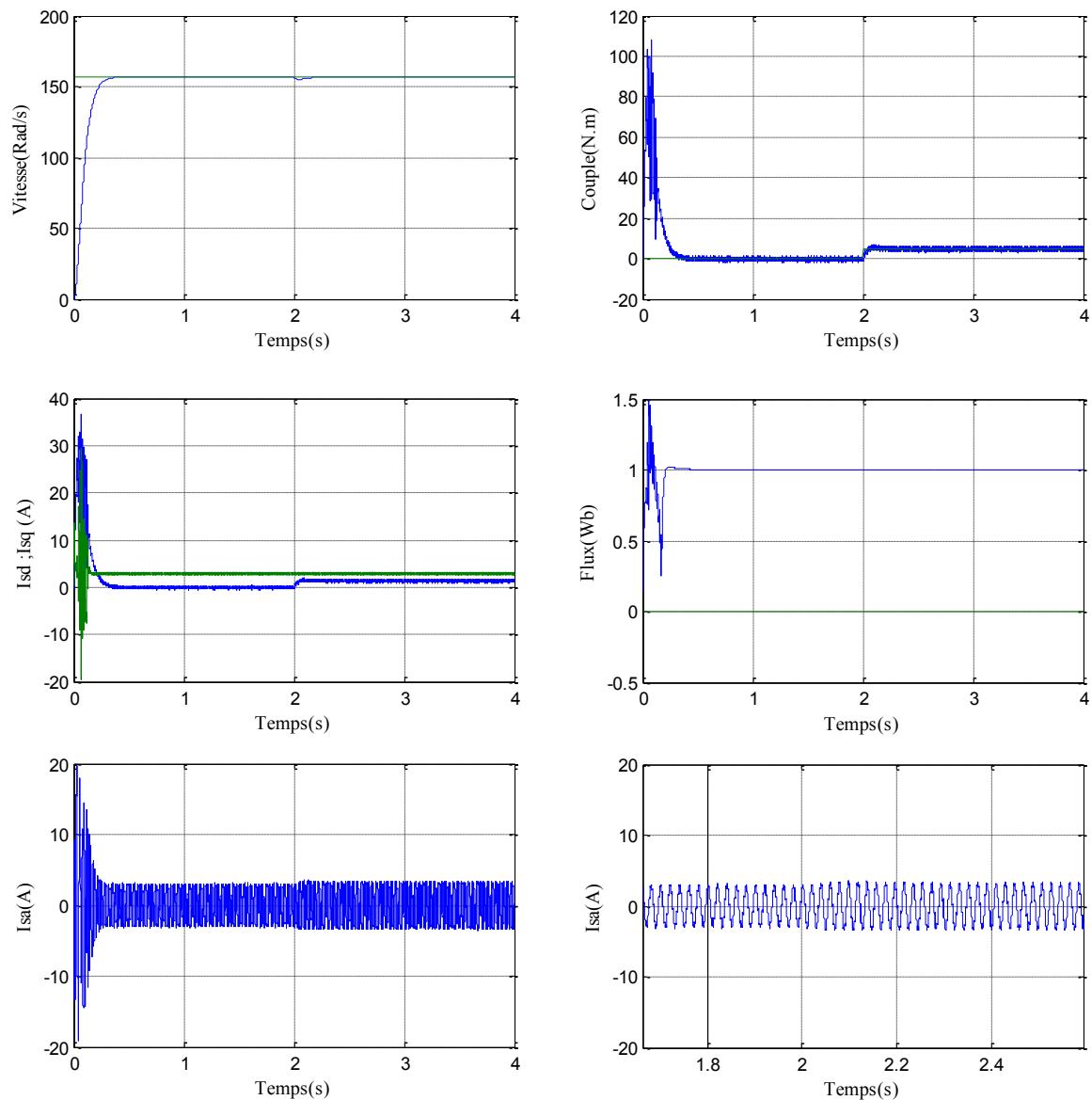


Figure (III.13): Test robustesse (changement paramétrique $C_r=5$ N.m et 100% de R_s)

Dans le quatrième test réglage de la résistance rotorique :

Afin de tester sa robustesse (changer la valeur de R_r et C_r), la machine est simulée pour un mode fonctionnement en accélération. A $t=2$ s on applique un couple de charge égale à 5Nm et on augmente la valeur R_r jusqu'à 100% de la valeur initiale, Les résultat obtenus sont les suivant (figure (III.14)) :

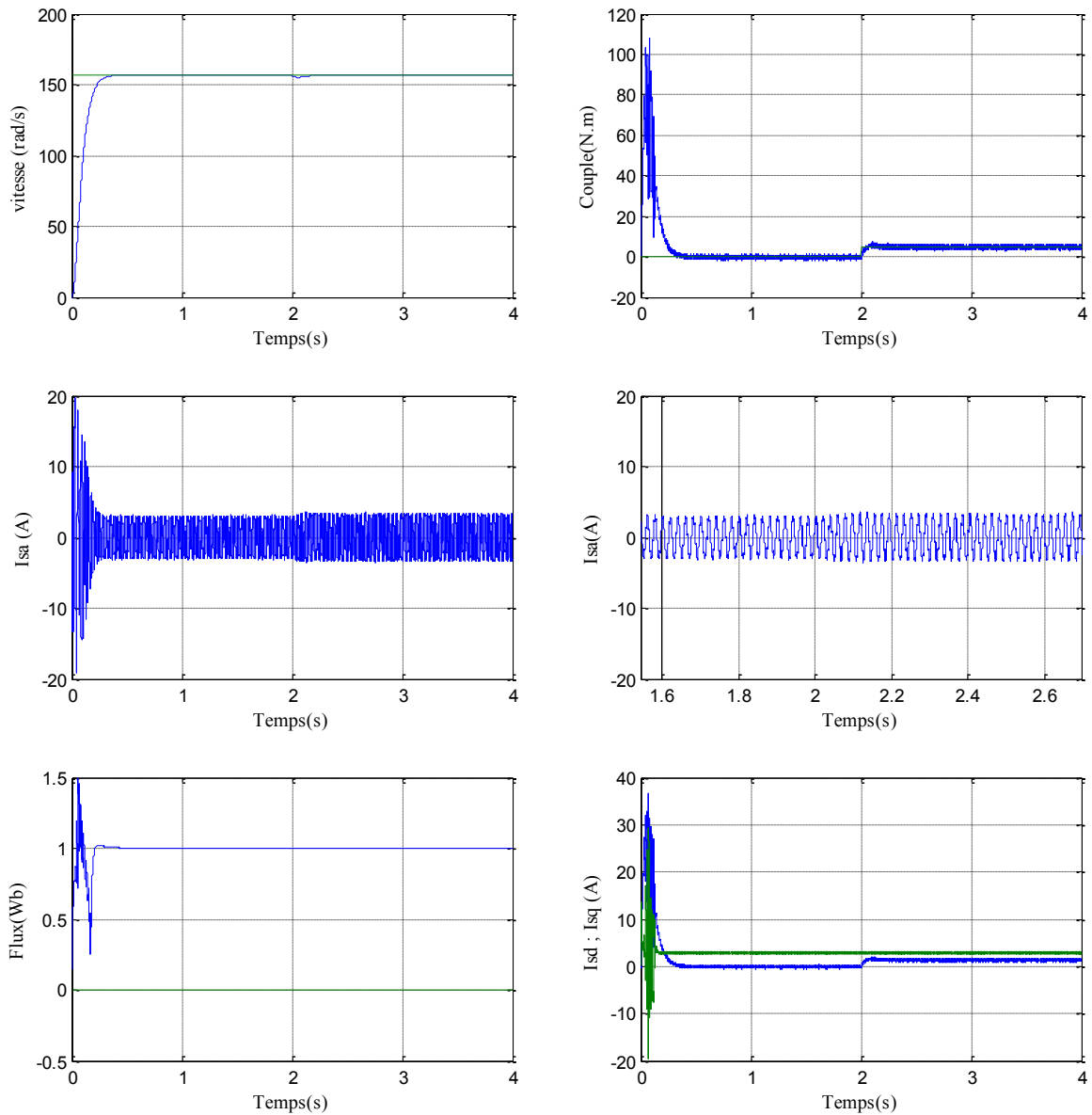
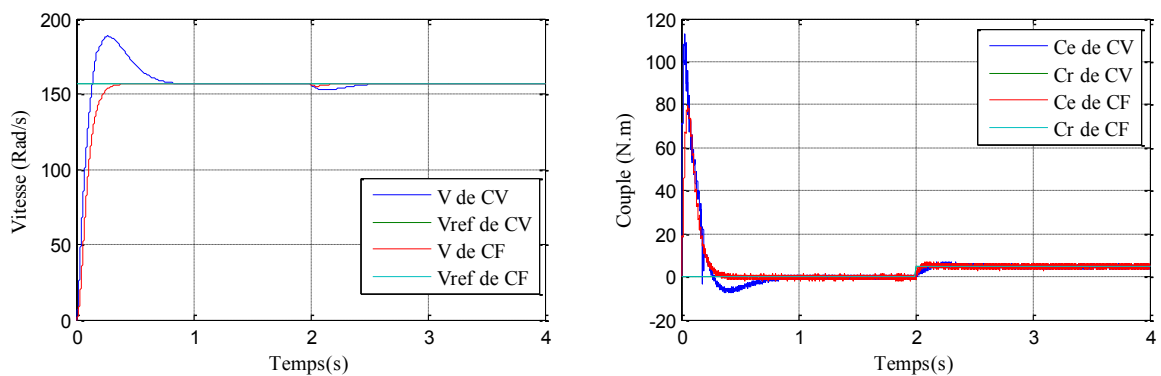


Figure (III.14): Test robustesse (changement paramétrique $C_r=5N.m$ et 100% de R_r) .

III.7.1 Etude comparative :

Dans cette section nous avons fait une etude comparative entre les deux commandes. La figure (III.15) représente la résultat du vitesse et couple et flux et courants (I_{sd} , I_{sq}) si en applique une variation de la C_r



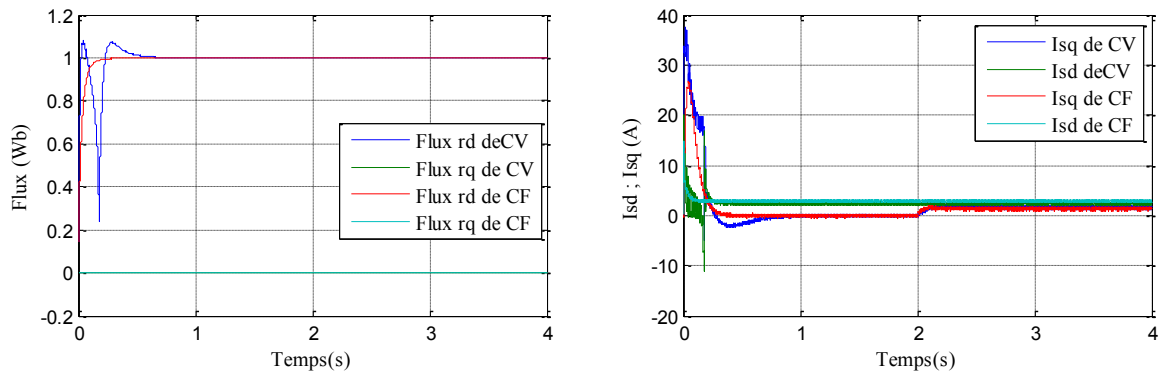


Figure (III.15) : Comparaison entre la command vectorielle et la commande logique floue .

III.7.2 Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation montrent que la vitesse de rotation de la machine suit sa valeur de référence sans dépasser cette dernière, et l'application d'un couple résistant n'affecte que très peu la vitesse souhaitée. De plus, le flux rotorique est correctement établi et suit sa valeur de référence le long de l'axe (d), sans présenter de composante en quadrature (q).

L'application du couple résistant entraîne une augmentation du couple électromagnétique développé, ce qui est conforme aux attentes. De même, le courant statorique présente un comportement sinusoïdal, en phase avec le flux rotorique. Ces résultats démontrent l'efficacité de la méthode de commande utilisant la logique floue dans le contrôle de la machine asynchrone triphasée. La vitesse est maintenue de manière précise, même en présence de perturbations telles qu'un couple résistant. De plus, le flux rotorique et le courant statorique se comportent de manière conforme, ce qui garantit un fonctionnement stable et optimal de la machine.

L'analyse des résultats montre que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes et le rejet de la perturbation est très rapide.

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons introduit les concepts de base de la logique floue et de la théorie des ensembles flous. À partir de ces concepts, nous avons développé un système flou pour réguler la vitesse d'un moteur asynchrone. Ce système flou est composé de quatre parties principales : la fuzzification, la base de règles, le moteur d'inférence et la défuzzification.

Dans cette approche de commande, nous avons remplacé le régulateur proportionnel-intégral (PI) traditionnel de la vitesse par un régulateur flou. Les autres régulateurs de courant et du flux sont restés de type classique (PI).

Les résultats de simulation ont démontré que le régulateur flou de la vitesse offre de très bonnes performances dynamiques, même en présence de perturbations paramétrique.

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle directe et le réglage par logique floue basé sur cette dernière.

La logique floue est pleine expansion se sont nettement imposés en raison de leurs propriétés, telle que : permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire de modélisation approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Ainsi, il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique.

Une étude générale de modélisation de la machine asynchrone a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Les résultats obtenus par la commande vectorielle directe montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle une alternative à cette dernière pour résoudre ce problème c'est le réglage par logique floue

Une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs classiques PI et le régulateur logique floue basé sur la commande vectorielle, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que le réglage par logique floue est plus robuste que les régulateurs PI.

Finalement, pour améliorer les performances de la commande nous recommandons la régulation par logique floue basée sur la commande vectorielle directe.

Bibliographie

- [1] M. Yousef, "Commande floue adaptative de la machine asynchrone", mémoire en vue de l'obtention du diplôme de docteur en science, université des sciences et de technologie d'oran Mohamed Boudiaf, 2012.
- [2] CH. Djamel, "Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue", Mémoire de Fin d'Etudes, Université d'EL-Oued, 2014.
- [3] H.Brahim & H.Al moataz bellah, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone a cage d'écureuil", Université d'EL-Oued, 2012.
- [4] B. Yousef & H. Rachid, "Modélisation et commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone ", mémoire fin d'étude, université mouloud mammeri de tizi ouzou, 2011.
- [5] B. Khaled & CH. Abdelmouiz, "Étude modélisation et simulation d'une machine asynchrone", université ,Kasdi Merbah, ouregla, 2020.
- [6] A. Nacerddine, " Étude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte", higher school in applied ,tlemcen, 2022.
- [7] O. Ahmed Mehdi,"Commande vectorielle d'une machine asynchrone associee a un observateur adaptatif", université badi mokhtar, annaba, 2019.
- [8] Z. Yamina," Commande par mode glissant des courants statoriques se la machine asynchrone", université ferhat abbas de setif, 2010.
- [9] A. Anis, "Commande vectorielle d'une machine asynchrone (MAS) ",université Mohamed Boudiaf m'sila, 2022.
- [10] B. Aalid & H Abdelkader, "Étude et simulation d'une machine asynchrone alimente par un onduleur de tention a commande MLI ",université badji mokhtar, annaba, 2017.
- [11] CH. Sara & H. Souad & L. Faiza, "commande backstepping d'un moteur asynchrone", université echahid hamma lakhdar, el-oued, 2019.
- [12] F. Amel, "Commande Hybride de la Machine Asynchrone", Mémoire de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2011.
- [13] Ch. Khoutir, "modélisation de la machine asynchrone", Mémoire d'ingénieur, universite de m'sila ,2006.
- [14] P. Krishnamurthy & F.Khorrami, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conférence, Denver, Colorado, 2003.
- [15] F. Mohamed Sadadik, "Commande optimale d'une moteur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel", Mémoire de master, université de Kasdi Merbah ,Ouargla, 2016.
- [16] G. Abdelhafid, G. Mourad & Dj. Mohamed, "Commande par logique floue appliquée à la machine asynchrone", Université Echahid Hamma Lakhrad El-Oued, 2019.
- [17] T. Mohamed, "Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone régime dé fluxé". Mémoire présentée pour l'obtention du grade de (P.H.D) à l'université de Laval, Québec,1997.
- [18] E. Mamdani, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller", International journal on man- machine studies, vol. 07, pp. 1-13, 1975.
- [19] A. H. H. Amin, H. W. Ping, H. Arol, H. A. F. Mohamed, "Fuzzy logic control of a three phase induction motor using field oriented control method", University of Malaya, Malaysia, 2002.
- [20] W. Pedrycz, "Fuzzy control and fuzzy system", Departement of electrical engineering University of Manitoba Winnipeg, Cannada, R.S.P, Taunton, sonerset, England, 1998.
- [21] C. H Chen, "Fuzzy logic and neural network handbook", IEEE Press, 1996.

- [22] D. Hissel, P. Maussion, G. Gateau, J. Faucher, "Fuzzy logic control optimization of electrical systems using experimental designs," In proc. EPE'97, Trondheim, Norway, 8-10 september 1997, vol. 1, pp. 1.090-1.095.
- [23] A. Zadeh, "Fuzzy set", *Information Control*, vol. 8, pp. 338-854, 1965
- [24] J.M. Ryan, "Identification dynamics in rotor systems using mu-synthesis approach", Master Science thesis, Cleveland State University, 2010.
- [25] Abbas, H. A., Belkheiri, M., and Zegnini, B., "feedback Linearization Control of An Induction Machine Augmented by Single Hidden Layer Neural Networks". *International Journal of Control*, vol, 89, no. 1, pp. 140-155, 2016.
- [26] Franck Dernoncourt, "introduction à la logique floue", fichier électronique, www.developpez.com, Paris, Avril 2011.
- [27] F.Z. Ouissi, " Classification des arythmies cardiaques par les arbres de décision flous ", Mémoire de master, Université Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2011.
- [28] H. Merabti, "Etude des systèmes flous à intervalle", thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [29] M. Kerouaz, "Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension " PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba, 2000.
- [30] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de doctorat, université de Henri Poincaré, Nancy 1, 1999.
- [31] S. Faid & S. Bourahli, "Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents", mémoire d'ingénieur, université de M'sila, 2005.
- [32] J. Faucher, "Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue", Thèse de doctorat, Institut national polytechnique de toulouse, 2006.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 8 \Omega$	Résistance du stator.
$R_r = 4 \Omega$	Résistance du rotor.
$l_s = 0.47 H$	Inductance du stator.
$l_r = 0.42 H$	Inductance du rotor.
$M = 0.42 H$	Inductance Mutuelle.
$\sigma = 0.11$	Coefficient de dispersion.

PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.06 Kg.m^2$	Moment d'inertie.
$f = 0.00 SI$	Coefficient de frottement.

PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_n = 5 N.m$	Couple nominal.
$P = 2$	Nombre de paire de pôle.
$P_n = 1.08kW$	Puissance nominale

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme Master en Génie électrique

Thème:

Commande hybride vectorielle - floue de la machine asynchrone

Par: HOUD Seyf eddine & SAIDI Ahmed

Résumé :

Notre projet consacré sur l'étude de la commande d'une machine asynchrone, qui est un défi complexe malgré la simplicité de sa structure. Nous avons tout d'abord réalisé une étude de modélisation de la machine asynchrone. Ensuite, nous avons constaté que la commande vectorielle de la machine asynchrone, basée sur des régulateurs PI classiques et alimentée par un onduleur de tension, présente certains inconvénients, tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations.

Dans le but d'améliorer les performances du système de commande, nous avons appliqué des techniques de réglage robustes, notamment la logique floue. La logique floue est une approche permet d'exploiter la robustesse du système. Elle prend en compte les incertitudes et les variations des paramètres de la machine asynchrone, ce qui a permis d'améliorer la performance globale du système de commande.

Mots clés: Machine asynchrone, Modélisation, Commande vectorielle, Logique floue

Abstract:

Our project devoted to the study of the control of an asynchronous machine, which is a complex challenge despite the simplicity of its structure. We first carried out a modeling study of the asynchronous machine. Then, we found that the vector control of the asynchronous machine, based on classical PI regulators and powered by a voltage inverter, has some drawbacks, such as the sensitivity to the parametric uncertainties of the machine and their variations.

In an effort to improve the performance of the control system, we applied robust tuning techniques, including fuzzy logic. Fuzzy logic is an approach to exploit the robustness of the system. It takes into account the uncertainties and variations of the parameters of the asynchronous machine, which has improved the overall performance of the control system.

Keywords: Asynchronous machine, Modeling, Vector control, Fuzzy logic

ملخص:

كرس مشروعنا لدراسة التحكم في آلة غير متزامنة ، وهو تحد معقد على الرغم من بساطة هيكلها. أجرينا أولاً دراسة نمذجة للآلة غير المتزامنة. بعد ذلك ، وجدنا أن التحكم في المتجهات للآلة غير المتزامنة ، استناداً إلى منظمات PI الكلاسيكية ويتم تشغيله بواسطة عاكس للجهد ، له بعض العيوب ، مثل الحساسية لأوجه عدم اليقين البارامترية للآلة وتنوعاتها.

في محاولة لتحسين أداء نظام التحكم ، طبقنا تقنيات ضبط قوية ، بما في ذلك المنطق الضبابي. المنطق الضبابي هو نهج لاستغلال متانة النظام. يأخذ في الاعتبار أوجه عدم اليقين والاختلافات في معلمات الجهاز غير المتزامن ، مما أدى إلى تحسين الأداء العام لنظام التحكم.

الكلمات المفتاحية:

الآلة غير المتزامنة ، النمذجة ، التحكم في القوة الموجهة ، المنطق الضبابي