

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université BADJI Mokhtar - Annaba

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Electrotechnique

N°:

DOMAINE : Sciences et de la Technologie

FILIERE : electrotechnique

OPTION : electrotechnique industrielle



Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par : HERROUS SILIA

ZENATI MOSTEFA LAMINE

Intitulé

COMMANDE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE
AVEC UN MECANISME INDUSTRIEL

Soutenu devant le jury composé de :

Dr. LAKHDARA Amira

Dr. ZERZOURI Nora

Dr. BAHY Taher

Université BADJI Mokhtar - Annaba

Université BADJI Mokhtar - Annaba

Université BADJI Mokhtar - Annaba

Président

Encadreur

Examineur

Année

universitaire :

2023/2024

DEDICACE

REMERCIEMENTS

Sommaire

Résumé	i
Liste des abréviations	ii
Liste des figures	iii
Listes des tableaux	v
Introduction	1
Chapitre I. Présentation de l'entreprise.....	3
I.1. Historique de l'entreprise Sonatrach	3
I.2. Présentation de l'activité de Transport par canalisation.....	4
I.3. Ouvrages de transport.....	4
I.4. Constitution de la région de transport Est	8
I.5. Fonctions principales	8
I.6. Le processus de transport des hydrocarbures au niveau de la RTE.....	8
I.6.1. Le transport des hydrocarbures gazeux :	8
I.6.2. Le transport des hydrocarbures liquides (pétrole brut / condensât) :	9
I.7. Post électrique.....	10
I.7.1. Equipement primaire (une partie de SONALGAZ-GTRE).....	10
I.7.2. Equipements secondaires (une partie de SONATRACH-TERMINALE)	11
I.8. La Station De Pompage	12
I.8.1. Les pompes de chargement.....	12
I.8.2. Les pompes booster	14
I.9. Conclusion.....	15
Chapitre II. Modélisation de la machine asynchrone.....	17
II.1. Introduction	17
II.2. Construction de la machine	17
II.2.1. Le stator	18
II.2.2. Le rotor	18
II.3. Principe de fonctionnement	20
II.4. Hypothèses simplificatrices	20
II.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone	20
II.6. Schéma d'une machine asynchrone.....	21
II.7. Les équations de la machine asynchrone :.....	21
II.7.1. Les équations liées au stator	21
II.7.2. Les équations liées au rotor	22
II.7.3. Equation magnétiques:	22

II.7.4.	Equations mécaniques:	24
II.8.	Transformation Triphasé-Biphasé :	24
II.8.1.	Transformation de Concordia	24
II.8.2.	Transformation de Clarke	25
II.8.3.	Transformation de Park	26
II.9.	Modèle mathématique sur d,q	29
II.10.	Résultant de la machine alimentation en tension	30
II.11.	Modélisation et commande de l'onduleur.....	33
II.11.1.	Description de l'onduleur.....	33
II.11.2.	Modèle de l'onduleur de tension.....	33
II.11.3.	Principe de fonctionnement de la commande de l'onduleur	35
II.12.	Conclusion	41
Chapitre III.	Commande vectorielle par orientation du flux	42
III.1.	Introduction.....	42
III.2.	La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)	42
III.3.	Choix d'orientation de flux	43
III.4.	Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	43
III.5.	Type de la commande vectorielle	44
III.5.1.	Commande vectorielle directe	44
III.6.	Commande vectorielle indirecte	44
III.7.	Découplage entré-sortie	45
III.7.1.	Nécessité du découplage.....	45
III.7.2.	Découplage par compensation.....	45
III.7.3.	Problèmes posées par le découplage	46
III.8.	Schéma de principe de la commande vectorielle à flux orienté.....	46
III.9.	La régulation	47
III.9.1.	Les caractéristiques des régulateurs	47
III.9.2.	Rapidité.....	47
III.9.3.	Calcul des régulateurs [18]	48
III.9.4.	Régulation de courant statorique <i>ids</i>	48
III.9.5.	Régulation de courant statorique <i>iqs</i>	49
III.9.6.	Régulation de la vitesse	51
III.10.	Command vectorielle indirect d'une MAS	52
III.10.1.	Simulation numérique.....	52
III.11.	Conclusion	56
Chapitre IV.	La commande par logique floue.....	57

IV.1.	Introduction.....	57
IV.2.	Principe et Historique de la Logique Floue	57
IV.3.	Avantages et inconvénients de la commande par logique floue	58
IV.4.	Opérateur de la logique flous.....	58
IV.5.	Le contrôleur floue.....	60
IV.6.	Structure d'un contrôle logique flou :.....	61
IV.7.	Les étapes de la logique floue	61
IV.7.1.	Fuzzification	61
IV.7.2.	Les règles floues	62
IV.7.3.	Défuzzification	63
IV.8.	Application de la logique floue à la commande du moteur asynchrone	64
IV.8.1.	Commande par logique Floue.....	64
IV.8.2.	Correcteurs flous à base de PI	64
IV.9.	Simulation et les résultats numérique	67
	Conclusion.....	71
	Références bibliographiques	72

ملخص

تقدم هذه الأطروحة دراسة للنمذجة والتحكم في سرعة المحرك غير المتزامن (MAS) المدعوم بمحولات جهد PWM. استخدمنا منظم السرعة الكلاسيكي من نوع PI أولاً؛ ثم منظم PI غامض لمحرك السرعة المتغير لآلة غير متزامنة. يتم أخذ نوعين من التكيف بعين الاعتبار: أحدهما للتغير في ظروف التشغيل، مثل تغير الحمل، والآخر للتغير في معلمات الماكينة. تمت محاكاة النظام في MATLAB/SIMULINK وتمت دراسة ومقارنة النتائج التي تم الحصول عليها باستخدام وحدة تحكم PI التقليدية ووحدة التحكم المنطقية الضبابية المصممة. أظهرت اختبارات المحاكاة التي تم تنفيذها أداء المنظمات المصممة وكانت النتائج مرضية للغاية.

Abstract

This dissertation presents a study of the modeling and speed control of the asynchronous motor (MAS) powered by PWM voltage inverters.

We used a classic PI type speed regulator first; then a fuzzy PI regulator for the variable speed drive of an asynchronous machine. Two types of adaptation are considered: one to variation in operating conditions, such as load variation, and the other to variation in machine parameters.

The system was simulated in MATLAB/SIMULINK and the results obtained using a conventional PI controller and the designed fuzzy logic controller were studied and compared.

The simulation tests that were carried out showed the performance of the designed regulators, the results were very satisfactory

Résumé

Ce mémoire présente une étude de la modélisation et la commande en vitesse du moteur asynchrone (MAS) alimentée par onduleurs de tension MLI.

On a utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique en premier lieu ; puis un régulateur PI flou pour l'entraînement à vitesse variable d'une machine asynchrone. Deux types d'adaptation sont envisagés : l'une à la variation des conditions d'opération, telles que la variation de charge et l'autre à la variation des paramètres de la machine.

Le système a été simulé dans MATLAB/SIMULINK et les résultats obtenus en utilisant un contrôleur PI conventionnel et le contrôleur à logique floue conçu ont été étudiés et comparés.

Les tests de simulation qui ont été effectués, ont montré les performances des régulateurs conçus, les résultats ont été très satisfaisants.

Liste des abréviations

Rs: Résistance statorique par phase
Rr: Résistance rotorique par phase
P : Nombre de paires de pôles
J : Moment d'inertie des parties tournantes
f : Coefficient de frottements visqueux
Cem : Couple électromagnétique
Cr : Couple résistant
fs : fréquence synchronisée
[Ls] : Matrice d'inductances statoriques
[Lr] : Matrice d'inductances rotoriques
[Msr] : Matrice des inductances mutuelles stator-rotor
as, bs, cs : trois phases du stator
ar, br, cr : trois phases du rotor
d, q : Les axes du référentiel de park
 θ_r : L'angle du rotor entre ar et d
 θ_s : L'angle du stator entre as et d
 θ : L'angle entre les axes as et ar
Vs as bs cs : Tension statorique des phases as, bs et cs
Vsd : Tension statorique sur l'axe d
Vs_q : Tension statorique sur l'axe q
i_s as bs cs : Courant statorique des phase a, b, c
i_{sd} : Courant statorique sur l'axe d
i_{sq} : Courant statorique sur l'axe q
 Φ_r ar br cr : Flux rotorique des phase ar, br, cr
 Φ_{rd} : Flux rotorique sur l'axe d
 Φ_{rq} : Flux rotorique sur l'axe q
 Ω : Pulsation mécanique
 Ω_s : Pulsation électrique statorique
 Ω_r : Pulsation électrique rotorique
MOSFET : Metal Oxide Semi conductor Field Effect Transistor
IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
RLF : Régulateur Logique Floue
MAS : Machine Asynchrone

Liste des figures

Figure I-1 : Les différents branches de la Sonatrach.....	3
Figure I-2 : Cartographie actuelle du Réseau de Transport	6
Figure I-3: Organigramme de la direction régionale EST	7
Figure I-4: Equipement de post électrique.....	10
Figure I-5 : Sous station électrique	11
Figure I-6 : Cellules et l'armoire de protection	11
Figure I-7 : Motopompe de condensat	12
Figure I-8 : La plaque signalétique de moteur ABB.....	13
Figure I-9 : Motopompe de brut.....	13
Figure I-10 : La plaque signalétique de moteur WEG	13
Figure I-11: pompe booster.....	15
Figure I-12: Schéma unifilaire 01	14
Figure I-13: Schéma unifilaire 02	15
Figure II-1 : construction de la machine	17
Figure II-2 : rotor bobiné	19
Figure II-3: rotor a cage	19
Figure II-4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	21
Figure II-5: Représentation des axes de la machine	26
Figure II-6: schéma global de la simulation	31
Figure II-7 : le courant d'axe d, q statorique	31
Figure II-8: le courant d'axe d, q rotorique	31
Figure II-9: le flux d'axe d, q statorique	32
Figure II-10: le flux d'axe d, q rotorique.....	32
Figure II-11: le couple du moteur	32
Figure II-12: La vitesse angulaire de moteur	32
Figure II-13: Schéma d'un onduleur de tension triphasé	33
Figure II-14 : Détermination des instants de commutation	36
Figure II-15 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale	36
Figure II-16: Block de simulation ONDULEUR.....	37
Figure II-17: Tension à la sortie de l'onduleur de la phase A	37
Figure II-18: Signaux de commande du demi-bas du haut de l'interrupteur de la phase A	38
Figure II-19: Block de simulation pour MAS+OND.....	38
Figure II-20: les courants Ia, Ib, Ic	39
Figure II-21: Vitesse de rotation du moteur	39

Figure II-22: le courant d'axe d, q rotorique	39
Figure II-23: le courant d'axe d, q statorique	39
Figure II-24: le flux d'axe d, q rotorique.....	39
Figure II-25: le flux d'axe d, q statorique	39
Figure II-26: Le Couple électromagnétique pour (a) m=36 et (b) m=99	40
Figure II-27 : courant de la phase A statorique pour : (a) m=27, (b) m=75, (c) m=99	41
Figure II-28 : Spectre d'harmonique pour : (a) m=27, (b) m=75, (c) m=99	41
Figure III-1 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	43
Figure III-2: Schéma de principe du découplage de la MAS montrant l'analogie	43
Figure III-3: La reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	46
Figure III-4: Schéma de principe d'une commande vectorielle.	47
Figure III-5: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{ds}	48
Figure III-6: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{qs}	50
Figure III-7: Schéma d'une commande vectorielle indirecte d'une MAS sans onduleur	52
Figure III-8 : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une charge fixe et vitesse variable. (a)vitesse, (b) couple, (c) courant statorique d'axe, (d) flux rotorique d'axe, (e) courant d'une phase statorique, (f) tension d'une phase statorique	54
Figure III-9 : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une vitesse fixe et couple variable. (a)vitesse, (b) couple, (c) courant statorique d'axe, (d) flux rotorique d'axe, (e) courant d'une phase statorique, (f) tension d'une phase statorique	54
Figure III-10: Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation de la résistance rotorique.	56
Figure IV-1: Intersection des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne ».....	59
Figure IV-2 : Union des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne ».....	60
Figure IV-3: Complémentation du sous-ensemble flou «petite».....	60
Figure IV-4 : Structure de base d'une commande de logique floue	61
Figure IV-5. Différentes formes de la fonction d'appartenance	62
Figure IV-6. La méthode du centre de gravité.	64
Figure IV-7 : Schéma bloc d'un régulateur flou.....	65
Figure IV-8: Schéma bloc d'un control PI	65
Figure IV-9: Création d'entrées et sortie.	65
Figure IV-10: Fonctions d'appartenances pour les entrées de régulateur (e) et (de)	66
Figure IV-11: Fonctions d'appartenances pour la sortie de régulateur	66
Figure IV-12: Schéma bloc de la simulation.....	67
Figure IV-13: résultats de simulation pour deux tests	69
Figure IV-14 : vitesse de rotation pour les deux types de régulateur avec des résistances rotorique variables.....	70

Listes des tableaux

Table 1 : Gazoduc Hassi R'Mel-Skikda (GK1) Perform.....	4
Table 2 : Gasozoduc Hassi R'mel Skikda(GK2)	5
Table 3 : Oléoduc Haoud. EL. Hamra-Skikda(OK1).....	5
Table 4 : Terminal arrivée de Skikda	5
Table 5 : Les règles d'inférence	66

Introduction

Introduction

Le transport des hydrocarbures est un élément crucial de l'économie mondiale, et l'Algérie, avec ses vastes réserves de pétrole et de gaz, joue un rôle majeur dans ce domaine. Sonatrach, la compagnie nationale algérienne d'hydrocarbures, gère un réseau complexe de pipelines et d'installations de transport et de stockage, dont la région de transport Est à Skikda. Cette région, cœur du transport des hydrocarbures vers les centres de consommation et les ports pétroliers, s'appuie sur une infrastructure complexe qui inclut des stations de pompage alimentées par des moteurs asynchrones.

L'utilisation des moteurs asynchrone a considérablement augmenté depuis le jour de leur invention. Ils sont utilisés comme actionneurs dans divers processus industriels, robotiques, appareils électroménagers (généralement monophasés) et autres applications similaires. La raison de sa popularité croissante de jour en jour peut être principalement attribuée à sa construction robuste, à sa simplicité de conception et à sa rentabilité. Ceux-ci se sont également révélés plus fiables que les moteurs à courant continu. Outre ces avantages, ils présentent des caractéristiques défavorables telles que leur dynamique variable dans le temps et non linéaire.

Le contrôle de vitesse est l'une des différentes contraintes applicatives imposées pour le choix d'un moteur. C'est pourquoi, au cours des dernières années, de nombreuses études ont été menées sur ce sujet et diverses méthodes ont été développées.

Le domaine de l'électronique de puissance a énormément contribué sous la forme de convertisseurs tension-fréquence qui ont permis de faire varier la vitesse sur une large plage. Cependant, la nature hautement non linéaire du moteur asynchrone nécessite des algorithmes de contrôle performants. Les types de contrôleurs qui sont régulièrement utilisés sont : Proportionnelle Intégrale (PI), Proportionnelle Dérivée (PD), Proportionnelle Intégrale Dérivée (PID), Contrôleur à Logique Fuzzy (FLC) ou un mélange entre eux.

Ce projet consiste à étudier et appliquer des techniques modernes dans la commande de machines asynchrones afin d'implanter un système de réglage de haute performance. Dans ce travail, nous essayons de résoudre le problème de robustesse: robustesse à la variation des conditions de travail : changement de charge et robustesse à la variation des paramètres de machines : résistance rotorique. La logique floue est utilisée pour effectuer deux sortes d'adaptation majeures: adaptation aux conditions d'opération et adaptation à la variation des paramètres pour évaluer des performances et les comparer avec celles du système de commande conventionnel.

Le cœur de ce mémoire est l'étude approfondie des machines asynchrones et de leurs systèmes de contrôle, dans le contexte spécifique du transport d'hydrocarbures par la région de transport Est de Sonatrach à Skikda. Nous commencerons par une description détaillée de l'entreprise Sonatrach et des infrastructures de la région de transport Est, en mettant l'accent sur les moteurs électriques utilisés.

Ensuite, nous nous plongerons dans la modélisation des machines asynchrones, en développant un modèle mathématique précis et en utilisant des méthodes de simulation numérique pour analyser leur comportement. Nous étudierons ensuite différentes stratégies de contrôle, notamment la commande vectorielle à flux rotorique orienté avec régulateur de vitesse PI et la commande par contrôleur à logique floue. Ces méthodes de commande permettent de garantir un fonctionnement optimal des moteurs asynchrones, en termes de précision, de rapidité et de robustesse, tout en minimisant les pertes d'énergie et les perturbations du système.

Ce mémoire vise ainsi à fournir une compréhension complète des machines asynchrones et de leurs systèmes de contrôle, ainsi que de leur importance dans le contexte du transport d'hydrocarbures par la région de transport Est de Sonatrach à Skikda. Les résultats de nos recherches permettront d'améliorer l'efficacité et la fiabilité des systèmes de pompage, contribuant ainsi au bon fonctionnement du secteur pétrolier algérien.

PARTIE PRATIQUE

Chapitre I : Description de la région de transport EST Sonatrach Skikda

Chapitre I. Présentation de l'entreprise

I.1. Historique de l'entreprise Sonatrach

Sonatrach est une abréviation de « Société Nationale de Transport et Commercialisation des hydrocarbures » c'est une compagnie algérienne d'envergure internationale, c'est la clé de voûte de l'économie algérienne. Elle a été créée en 31/12/1963.

Ses activités principales étaient le transport et la commercialisation des hydrocarbures, et à partir de 1996, son champ d'action s'élargit et englobe la recherche et la transformation des hydrocarbures.

Sonatrach est aujourd'hui la première compagnie d'hydrocarbure en Afrique et en méditerranée. En 2013, elle est classée 12ème parmi les compagnies pétrolières mondiales, 4ème exportateur mondial de GNL, 3ème exportateur mondial de GPL et 5ème exportateur de Gaz Naturel. Elle emploie 120 000 personnes dans l'ensemble du groupe.

Pour atteindre ses objectifs et optimiser son fonctionnement, la Sonatrach a dégagé dès 1992, cinq secteurs d'activité de base résumés dans l'organigramme de la Figure 1.1

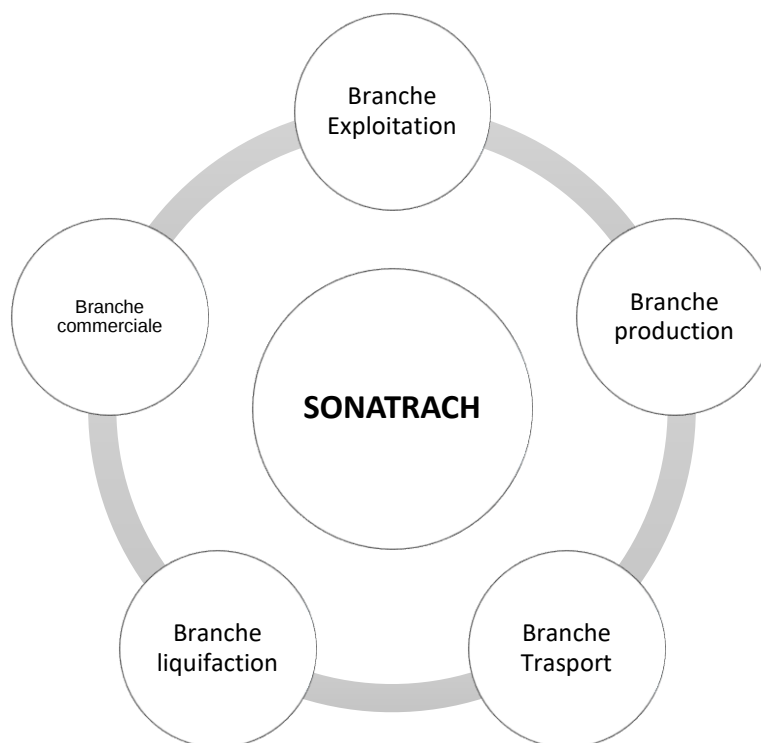


Figure I-1 : Les différents branches de la Sonatrach

I.2. Présentation de l'activité de Transport par canalisation

Pour assurer le transport du pétrole produit par les sociétés françaises (de l'époque), un premier oléoduc reliant les gisements du sud algérien (principalement les champs de Hassi Messaoud) au port de Bejaia a vu le jour en 1959 dont la gestion était confiée à une société pétrolière de gérance (SOPEG).

Après la nationalisation du secteur des hydrocarbures en 1971, d'autres pipe-lines ont été réalisés par Sonatrach à travers le territoire national d'où la naissance des directions régionales dédiées au transport des hydrocarbures [1].

Ainsi sept régions de l'activité transport par canalisation ont été créées à savoir 1.2 :

- Région transport Centre - Bejaia (RTC).
- Région transport de Haoud el- Hamra(RTH).
- Région transport d'In aminas (RTI).
- Région transport Est -Skikda (RTE).
- Région transport Ouest Arzew (RTO).
- Gazoduc Espagne/Maroc (GEM).
- Gazoduc Tunisie/Italie (GPDF).

La direction Régionale de SKIKDA EST mise en exploitation en 1971 par le décret exécutif 98-339 implanté dans la zone industrielle des hydrocarbures de SKIKDA situé à l'est de la ville sur superficie de 110 Ha.

La Région de transport EST Skikda a pour objectif le transport des hydrocarbures liquides et gazeux par canalisation à partir des centres de dispatching haoud.EL.Hamra CDHL et hassi R'mel CNDG vers les centres des consommations ou de transformation et les ports pétroliers de Skikda

I.3. Ouvrages de transport

Table 1 : Gazoduc Hassi R'Mel-Skikda (GK1) Perform

Diamètre :	40" (1016mm).
Longueur:	573km.
Capacité design:	13.5Miliards M3/an.
Nombres de stations:	05.
Puissance installée :	292 000 CV.
Mise en service:	Année 1972.

Table 2 : Gasozoduc Hassi R'mel Skikda(GK2)

Diamètre:	42"(1067mm).
Longueur:	574 km.
Nombre postes de coupeurs	05.
Nombre postes sectionnement:	20
Mise en service en :	2002.

Table 3 : Oléoduc Haoud. EL. Hamra-Skikda(OK1)

Diamètre:	34 "(864 mm).
Longueur:	645 km.
Capacité Désigne :	30 Milliards de TM/ an.
Nombres de stations:	04.
Puissance installée:	130 000 CV.
Mise en service:	Année 1972.

Table 4 : Terminal arrivée de Skikda

Capacité de stockage	568 000 m³
Nombre de réservoirs:	18.
Nombre de pompes boostér	18
Nombre de pompes de chargement	15



Figure I-2 : Cartographie actuelle du Réseau de Transport

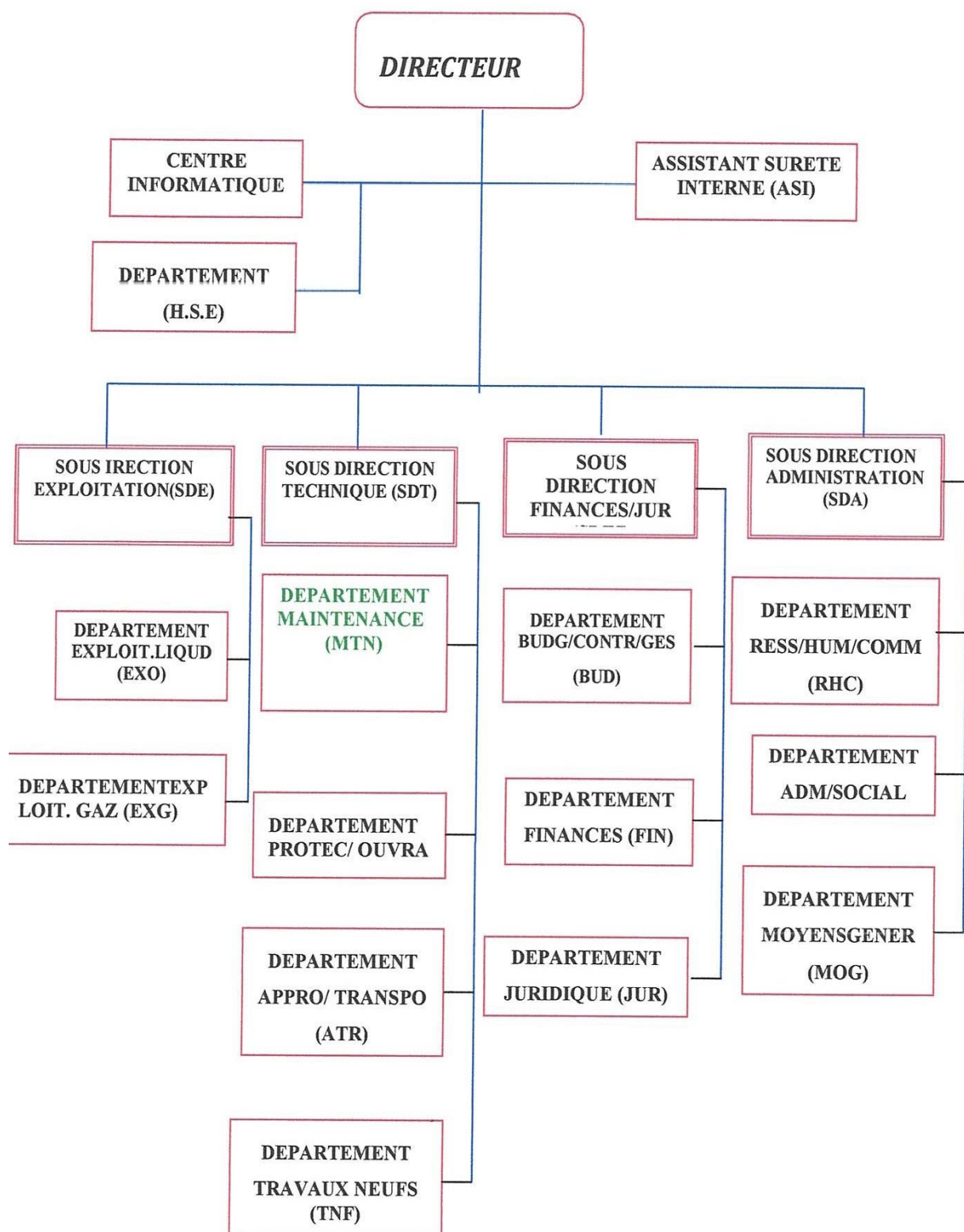


Figure I-3: Organigramme de la direction régionale EST

I.4. Constitution de la région de transport Est

- 5 Stations de pompages (turbopompes).
- 5 Stations de compression (chacune : 04 turbocompresseurs).
- Terminal arrivée oléoduc 34" (OK 34) pétrole brut.
- Terminal arrivée oléoduc 30" (NK1) condensât
- 03 Terminaux arrivées gaz naturel (GK 1 40", GK 2 42"et GK 3 48").
- Parc de stockage contenant 18 bac dont 14 bacs pour le pétrole brut et 04 bacs de condensât 3 d'une capacité de 51200 m chacun et une pompe booster pour chaque bac.
- Les pompes de chargement au nombre de 10.
- Installation d'expédition du brut vers les bouées de chargement en mer du sea-line contenant des filtres, motopompes et la robinetterie associées

La RTE dispose d'installations annexes telles que divers bâtiments administratifs, un magasin central. Une sous-station électrique, deux laboratoires pour les analyses chimiques, une infirmerie, une salle de conférences équipée pouvant contenir 260 personnes avec des salles attenantes. Tout comme elle dispose de deux parcs de stockage de matériel. Une station de carburant et d'un terrain de sport

I.5. Fonctions principales

La Région transport a pour mission :

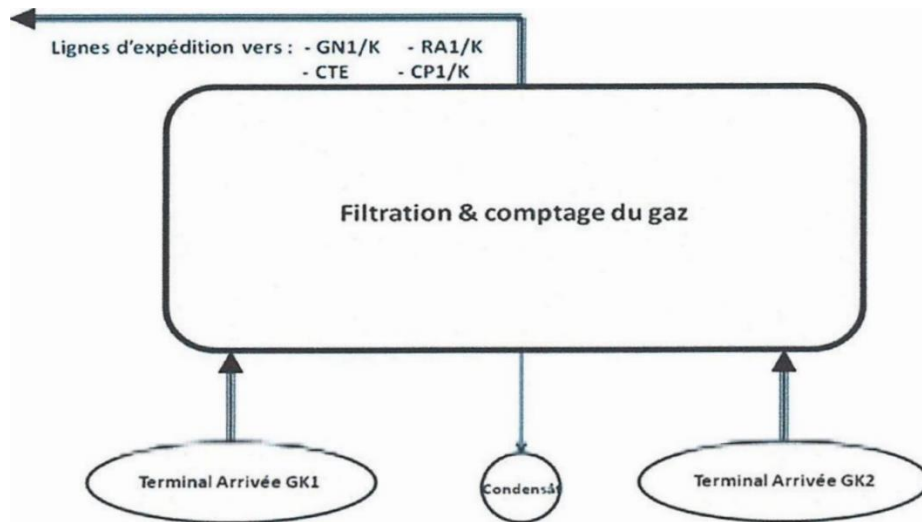
- Le Transport des hydrocarbures liquides et gazeux.
- Stockage des Hydrocarbures Liquides.
- Livraison du pétrole brut vers la Raffinerie RA1K.
- Livraison du condensât vers la Raffinerie RA2K.
- Livraison du gaz naturel vers la GL1K.
- Alimentation des distributions publiques et des unités industrielles usines de l'Est algérien en gaz naturel.
- Livraison du pétrole brut et du condensât vers les ports pétroliers de Skikda et les postes de chargement en mer. [1]

I.6. Le processus de transport des hydrocarbures au niveau de la RTE

I.6.1. Le transport des hydrocarbures gazeux :

Il est composé de :

- 03 pipelines de 40, 42 et 48 pouces (GK1, GK2 et GK3) avec des longueurs respectives de 574.87 Km, 575.545 Km et 784 km
- 05 stations de compression (SCA, SCB, SCC, SCD et SCE) réparties sur le réseau. Le gaz est transporté à une pression comprise entre 50 et 70 bars.



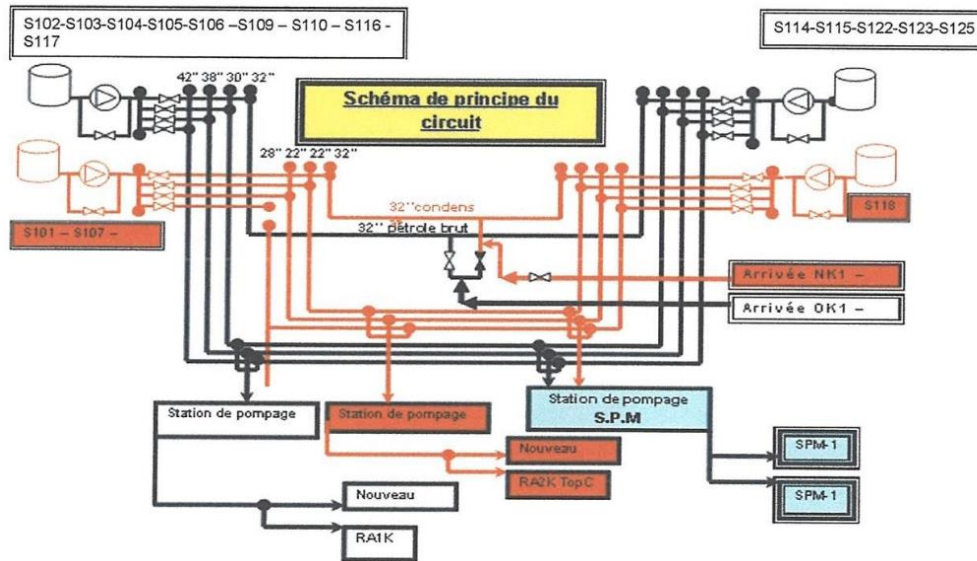
I.6.2. Le transport des hydrocarbures liquides (pétrole brut / condensât) :

Il est composé de :

- 1 pipeline de 34 pouces (R0K1), d'une longueur de 645 km.
- 1 pipeline de transport de condensât de 30 pouces (NK1) d'une longueur de 645 km.
- 5 stations de pompage (SP1, SP2, SP3/3bis et SP4) pour le OK1 et SP3 NK1, réparties sur les réseaux.

Le pétrole brut est transporté à une pression comprise entre 45 et 80 bars.

Les stations de compression ou de pompage permettent de maintenir la pression et d'assurer le débit de transport des hydrocarbures en fonction de la demande en aval.



I.7. Post électrique

Partie d'un réseau électrique, située en un même lieu, comprenant principalement les extrémités des lignes de transport ou de distribution, de l'appareillage électrique, des bâtiments, et, éventuellement, des transformateurs.



Figure I-4: Equipement de post électrique

I.7.1. Equipement primaire (une partie de SONALGAZ-GTRE)

- Parafoudres
- Transformateur de tension
- Transformateur de courant
- Jeux de barres
- Disjoncteurs
- Transformation de puissance : transformateurs abaisseur 60kv/5.5kv.



Figure I-5 : Sous station électrique

I.7.2. Equipements secondaires (une partie de SONATRACH-TERMINALE)

- Transformateurs auxiliaires 5.5kV / 380 V
- Cellules des disjoncteurs pour l'alimentation des moteurs
- Onduleur (UPS)
- Armoire de compensation
- Armoire de protection



Figure I-6 : Cellules et l'armoire de protection

I.8. La Station De Pompage

I.8.1. Les pompes de chargement

Les pompes de pétrole brut MP51, MP52, MP53 (types Guignard); et MP54, MP55, MP56 (type Bayron-Jackson) sont de type à volute double, horizontal, étage unique, entraîné par un moteur électrique de 2540 CV. La capacité maximale des pompes est de 5000 m³/h à 13,7 bars. Les pompes de condensat MP57, MP58, MP59 (type Guignard), MP60 (type Bayron-Jackson) sont des pompes plus petites du même type entraîné par un moteur électrique de 1775 CV, ces avec une capacité maximale de 3000 m³/h à 14,3 bars.

Pour les pompes de chargement on a:

Chaque Motopompe est équipée par

- Une vanne motorisée sur le collecteur d'aspiration.
- Une vanne motorisée sur le collecteur de refoulement.
- Une vanne motorisée de régulation (régulante) sur le collecteur de refoulement.
- Les collecteurs de refoulement transitent par la chambre à vanne.
- Un système de vidange à partir des collecteurs de drainage relie avec la cuve 120 et le séparateur API (écoulement assuré par gravité).
- Une alimentation électrique de 5,5 KV.

Lorsqu'une pompe de chargement ne fonctionne pas, la vanne d'évent est ouverte, les vannes de refoulement et de recyclage sont fermées et ses pompes de lubrification ne sont pas en service.

Après que la pompe fonctionne de manière satisfaisante et que le système se soit stabilisé, les vannes d'aspiration et de refoulement sont ouvertes et les vannes d'évent et de recyclage sont fermées. [4]



Figure I-7 : Motopompe de condensat



Figure I-8 : La plaque signalétique de moteur ABB



Figure I-9 : Motopompe de brut

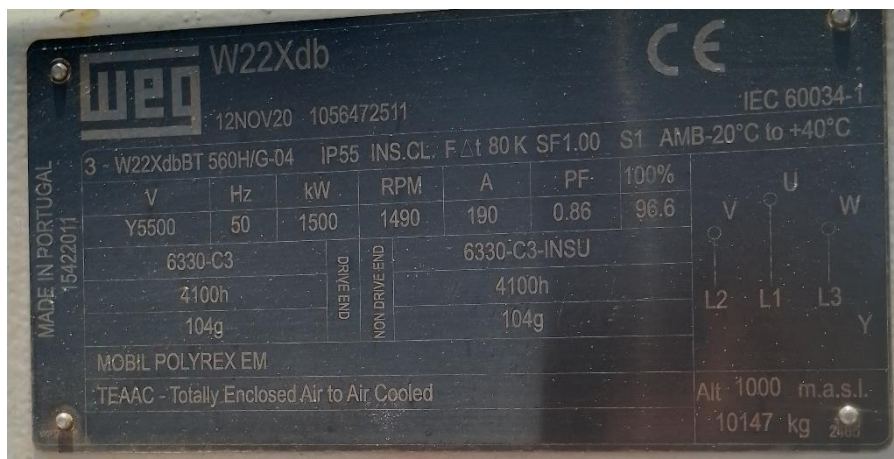


Figure I-10 : La plaque signalétique de moteur WEG

I.8.2. Les pompes booster

Les pompes booster ont le rôle d'alimenter les pompes d'expéditions.

Elles aspirent le brut du réservoir (pression initiale faible) et l'envoyer aux pompes d'expéditions avec une pression suffisante pour éviter le phénomène de cavitation.

Les pompes booster ont un autre rôle qui est aussi très important, c'est le recyclage ou l'agitation du brut dans les réservoirs c.-à-d., faire homogénéiser (pour avoir la même densité pour chaque niveau du bac) le brut par aspiration et refoulement dans le même réservoir, on fait cette action pour ne pas permettre aux éléments lourds de stabiliser au fond du réservoir et donc assurer la capacité de stockage maximale du réservoir.

Quinze (15) pompes booster brut:

Les pompes booster sont des pompes de type Byron-Jackson (le nom du constructeur) à turbine à étage unique verticale chacune entraînée par un moteur électrique de 1015 CV avec une capacité maximale de 5000 m³/h à 5,03 bars (P102, P103, P104, P105, P106, P114, P115, P116, P117, P122, P125, P123)

Cinq (5) pompes booster condensat:

Elles sont plus petites du même type que les pompes du brut entraînées par un moteur électrique de 510 CV et ont une capacité maximale de 3000 m³/h à 4,54 bars (P101, P107, P108, P118)



Figure I-11: pompe booster

I.9. Conclusion

Le complexe de transport et stockage des hydrocarbures RTE-Skikda joue un rôle économique important car elle est reliée entre les champs de production des hydrocarbures au sud et la zone industrielles de Skikda et donc un des grands ports pétrolières en Algérie.

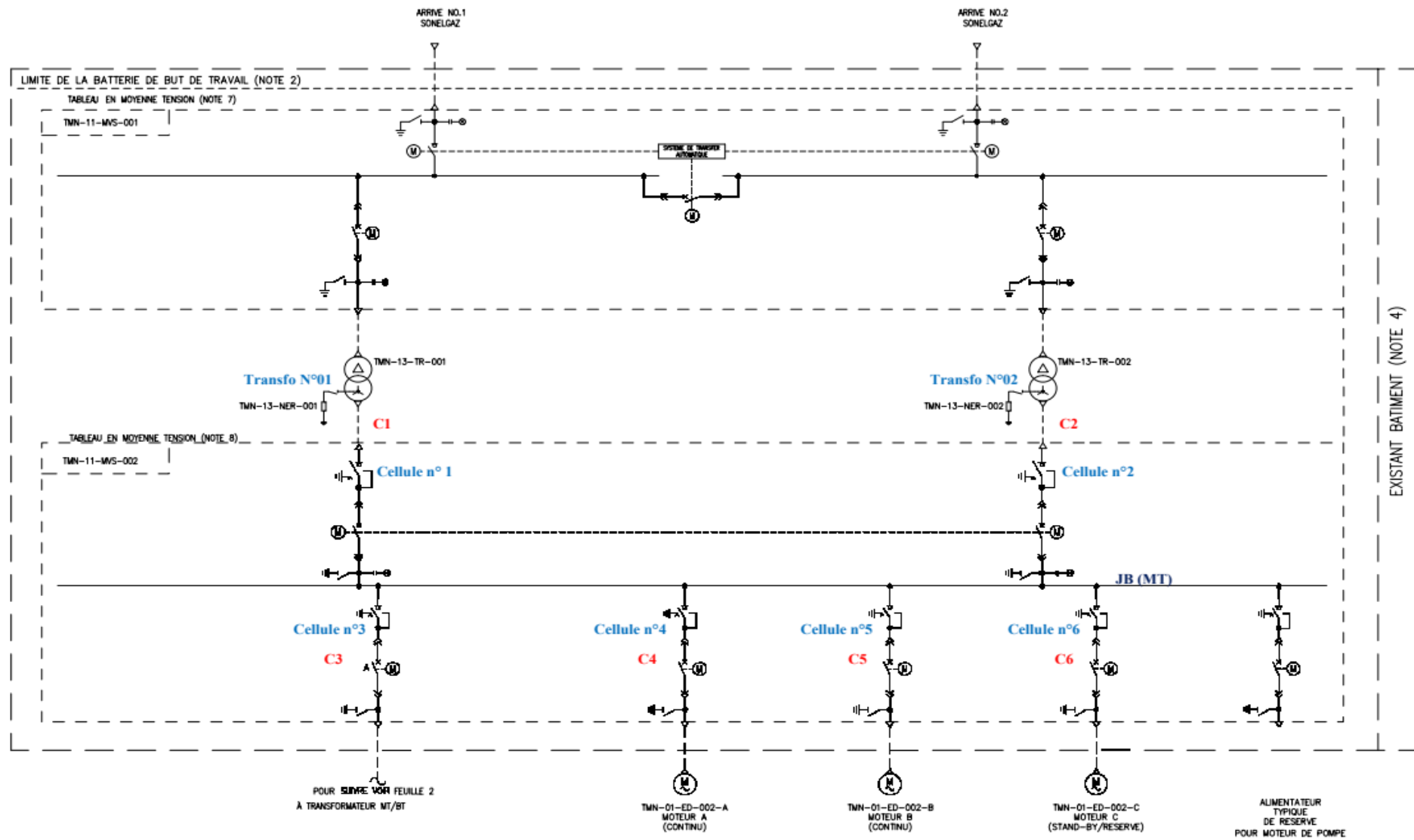


Figure I-12: Schéma unifilaire 01

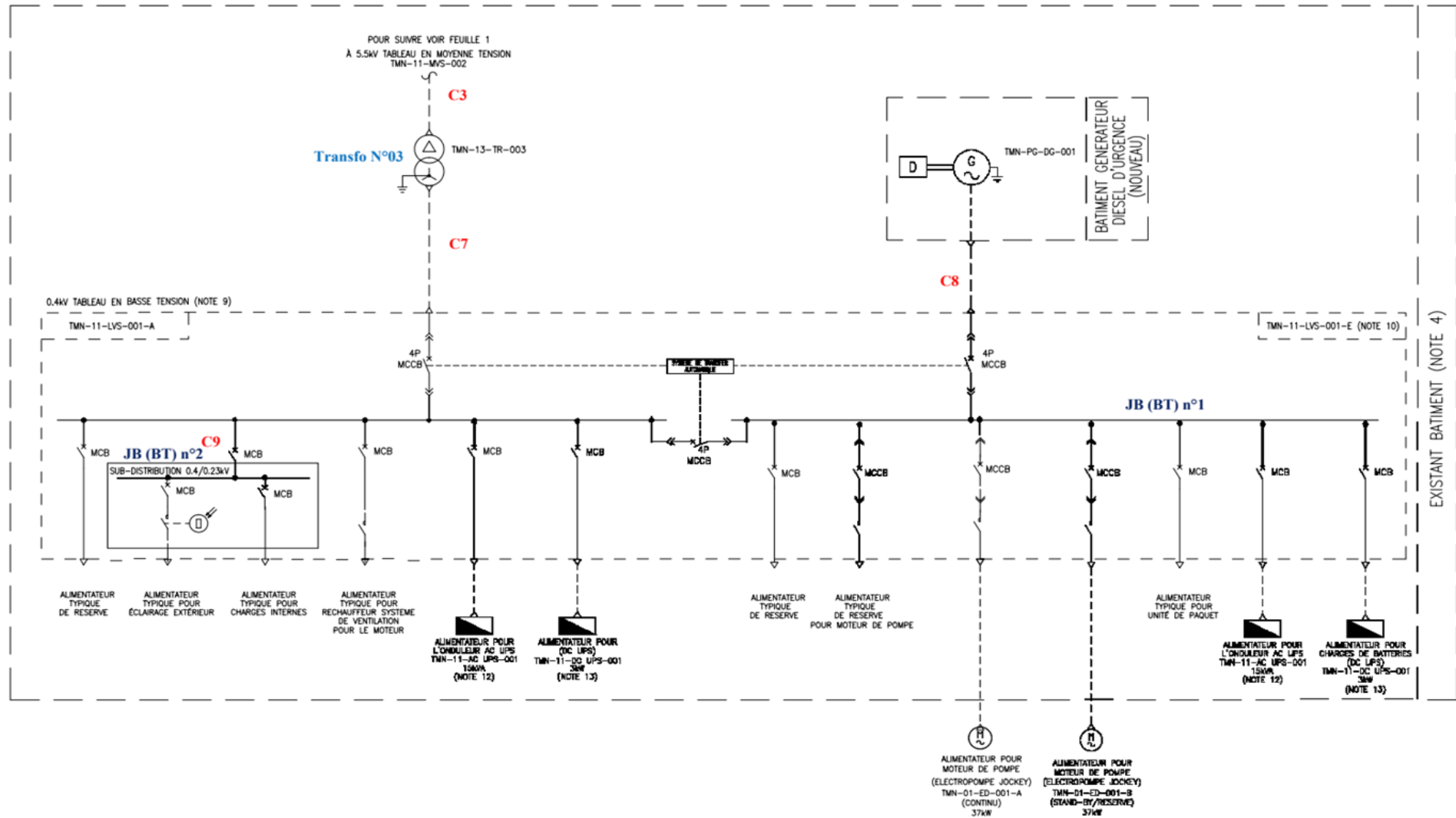


Figure I-13: Schéma unifilaire 02

PARTIE THEORIQUE

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone

Chapitre II. Modélisation de la machine asynchrone

II.1. Introduction

La modélisation consiste à décrire de manière mathématique la procédure technique d'un système.

C'est une étape cruciale lors de l'étude initiale. Les problèmes électromagnétiques liés à la machine asynchrone sont habituellement très fréquents. Les structures complexes et leurs formulations mathématiques sont difficiles. Le calcul de la machine asynchrone repose sur des méthodes mathématiques simples telles que les transformations de Park, Clark et Concordia.

Le concept consiste à faire tourner le repère à la vitesse du rotor de la machine en mouvement. Le repère de Clarke est attaché au stator, tandis que celui de Park est attaché au rotor. Cela facilite la résolution de certaines équations électromagnétiques. Ce chapitre présente la conception de la machine asynchrone à cage d'écureuil, qui est simple, solide, abordable à l'achat et ne nécessite pas d'entretien régulier. De plus, elle est capable de supporter des charges supérieures à 5 fois plus que son couple nominal. Son modèle dynamique est exposé en utilisant certaines hypothèses simplificatrices. Il est donc nécessaire de définir les équations générales de la machine asynchrone pour y parvenir.

II.2. Construction de la machine

Ces moteurs sont robustes, leur facilité de construction et leur prix abordable. Ils sont captivants lorsque la vitesse du dispositif à entraîner ne doit pas être constamment constante. [3]

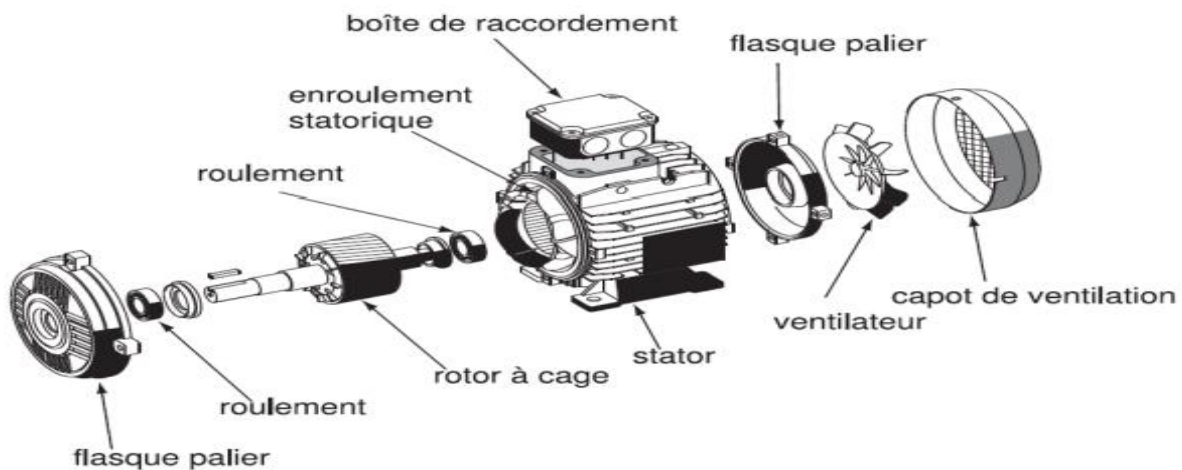


Figure II-1 : construction de la machine

II.2.1. Le stator

Les moteurs asynchrones ne se différencient que par le rotor ; dans tous les cas, le stator demeure identique. Il est composé d'une bobine enroulée dans les encoches du circuit magnétique. Ce dispositif magnétique est composé d'un assemblage de tôles. Des encoches parallèles à l'axe de la machine sont découpées dans ces zones. Le champ magnétique tournant est généré par ce stator, qui est alimenté par des courants triphasés.

II.2.2. Le rotor

En fait, le rotor est composé de tôles empilées de manière à créer un cylindre avec des encoches où sont installés des conducteurs en aluminium coulé ou en cuivre, dont les extrémités sont court-circuitées par des couronnes de même nature, créant ainsi une "cage d'écureuil". Il est possible que le rotor soit équipé de trois enroulements identiques composés de conducteurs en cuivre reliés à des bagues pour les court-circuiter. Dans cette situation, nous avons utilisé un "rotor bobiné".

- **Rotor bobiné**

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités.

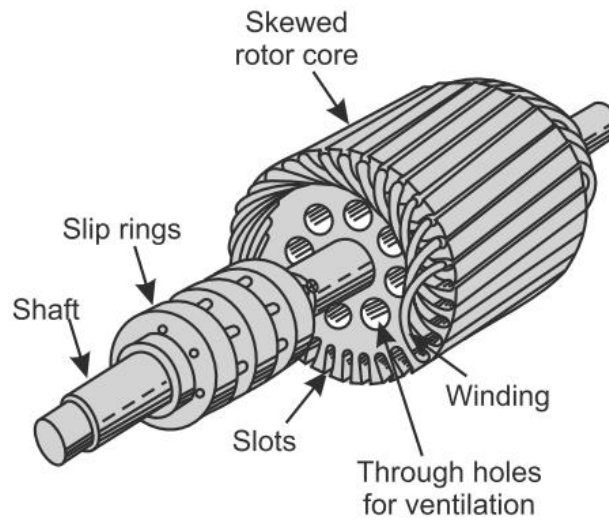


Figure II-2 : rotor bobiné

- **Rotor à cage d'écureuil**

Concernant les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les moteurs de grande puissance ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux de court-circuit, fabriqués en cuivre ou en aluminium. Dans le cas des rotors à cage d'écureuil, 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 d'isolation entre les barres rotoriques et le circuit magnétique. Mais la résistivité de l'alliage utilisé pour la construction de cette cage est suffisamment faible pour que les courants ne circulent pas à travers les tôles magnétiques, sauf lorsque la cage rotorique présente une rupture de barre.

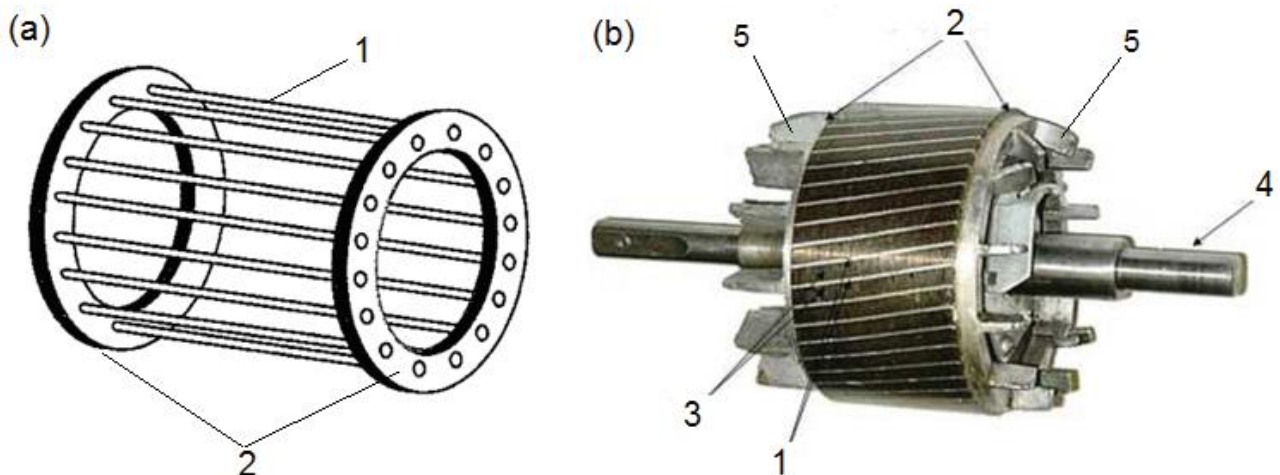


Figure II-3: rotor a cage

II.3. Principe de fonctionnement

Le champ magnétique tournant dans le stator est généré par les courants statorique. Les courants statorique sont responsables de la fréquence de rotation de ce champ, ce qui signifie que sa vitesse de rotation est inversement proportionnelle à la fréquence de la vitesse de ce champ tournant est connu sous le nom de vitesse de synchronisme dans l'alimentation électrique. Ainsi, le flux de l'enroulement au rotor est influencé par des fluctuations du champ magnétique. La présence d'une force électromotrice induite entraîne la formation de courants rotoriques. Les courants provoquent l'émergence d'un couple qui a tendance à faire bouger le rotor pour s'opposer à la variation du flux loi de Lenz. Ainsi, le rotor commence à tourner afin de chercher à suivre le champ statorique. [4]

II.4. Hypothèses simplificatrices

L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrice tel que :

- L'entrefer constant ;
- L'effet des encoches négligé ;
La disposition spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité constante ;
- On ne prend pas en considération l'impact de la peau et de l'échauffement sur les caractéristiques.
- La stabilité des inductances propres ;
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

II.5. Avantages et inconvénients de la machine asynchrone

➤ Les avantages

Le moteur asynchrone présente plusieurs bénéfices :

- Une structure simple.
- Durable et simple à réaliser.
- Employé à des niveaux de puissance moyenne et élevés.
- Directement connecté aux réseaux industriels en termes de tension et de fréquence.
- Il se déplace à une vitesse variable qui diffère de la vitesse synchrone.

- Il est employé pour effectuer la majorité de l'entraînement à vitesse.

➤ Les inconvénients

Parmi les désavantages de la machine asynchrone :

- La vitesse varie en fonction de la charge.
- Changement de vitesse (il est nécessaire d'avoir un variateur de vitesse).
- La structure dynamique présente une grande non-linéarité et un fort couplage.

II.6. Schéma d'une machine asynchrone

Nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les trois enroulements de phase du stator A, B, C, ainsi que les trois enroulements du rotor a, b, c figure (2.1).

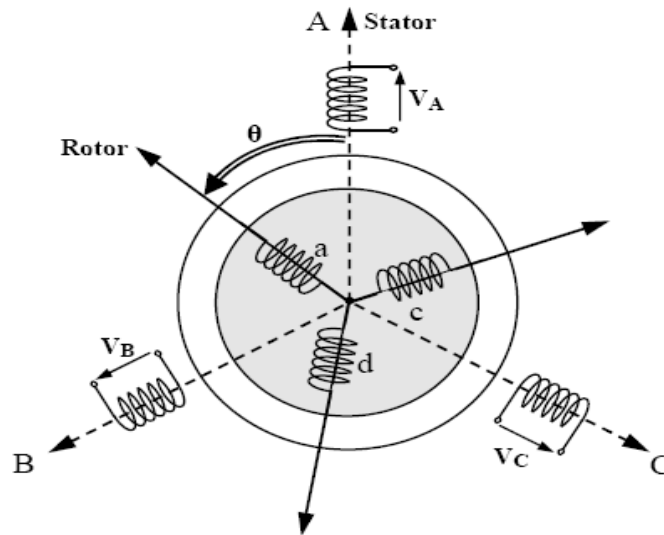


Figure II-4 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.7. Les équations de la machine asynchrone :

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. [5]

II.7.1. Les équations liées au stator

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\phi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d\phi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d\phi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

Pour l'ensemble des enroulements statorique, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{V} \cos(\omega t) \\ \hat{V} \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ \hat{V} \cos(\omega t + 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Ou :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (2.3)$$

Soient (V_{sabc}) , (i_{sabc}) et (ϕ_{sabc}) , respectivement, le vecteur tensions, courant et flux des trois phases statorique de la machine.

R_s : résistance de la phase du stator

II.7.2. Les équations liées au rotor

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} = 0 \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} = 0 \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Ou :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] = [0] \quad (2.6)$$

Soient (V_{rabc}) , (i_{rabc}) et (ϕ_{rabc}) , respectivement, le vecteur tensions, courant et flux des trois phases rotorique de la machine.

R_r : résistance de la phase du rotor

II.7.3. Equation magnétiques:

Les hypothèses simplificatrices mentionnées précédemment aboutissent à des liens linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces liens sont matrices et se présentent de la manière suivante :

Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t \quad (2.9)$$

Et :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Avec :

L_{as} : inductance propre d'une phase statorique

L_{ar} : inductance propre d'une phase rotorique

M_s : inductance mutuelle entre 2 phases statorique.

M_r : inductance mutuelle entre 2 phases rotorique.

M_{sr} : le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

En introduisant les équations (1.5) et (1.6) dans (1.1) et (1.2), nous obtenons le système d'équation :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \quad (2.13)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \quad (2.14)$$

II.7.4. Equations mécaniques:

L'équation mécanique régissant la vitesse de rotation ω de la machine et donne par :

$$J \frac{d}{dt} \omega_m = C_m - C_r - F \omega_m \quad (2.15)$$

Avec :

J : moment d'inertie ramené sur l'arbre de la machine.

C_m : couple électromagnétique développé par la machine.

C_r : couple résistant de la charge.

f : coefficient de frottement visqueux.

Le couple électromagnétique est la dérivée partielle de la coénergie magnétique par rapport à la position. Sachant que les inductances propres sont de dérivées nulles, il ne reste que le terme relatif aux dérivées des inductances mutuelles. Son expression est donnée par:

$$C_{em} = P(I_s) \frac{d}{d\theta} (M_{sr})(I_r) \quad (2.16)$$

La résolution des systèmes d'équations (2.13) ; (2.14) et (2.15) du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique. Pour faciliter le processus de résolution l'utilisation de la transformation de Park s'impose.

II.8. Transformation Triphasé-Biphasé :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé (α, β) [6]

II.8.1. Transformation de Concordia

Il est plus judicieux d'utiliser un repère diphasé (α, β) lié au stator afin de développer des lois de commande basées sur le contrôle et le réglage des grandeurs statorique de la machine. Les tensions statorique sont les variables de commande, tandis que les courants et les flux statorique sont les variables d'état. [7]

Elle conserve la puissance mais elle ne conserve pas les amplitudes

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [c_{32}] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[c_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

De même la transformation inverse est obtenue par la matrice inverse $[c_{23}]$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [c_{23}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$[c_{23}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Notons que la relation entre ces 2 matrices est :

$$[c_{32}] = [c_{23}]^t \quad (2.21)$$

II.8.2. Transformation de Clarke

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE $\alpha\beta$ s'écrit : [8]

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$[T_{23}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Le passage inverse s'écrit :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$[T_{23}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

II.8.3. Transformation de Park

La transformation de Park permet le passage d'un système triphasé équilibré vers un système biphasé. Il s'agit de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantané [6,7,8,9]. La figure (I.3) montre le passage du système triphasé au système biphasé. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation (2.26) :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (2.26)$$

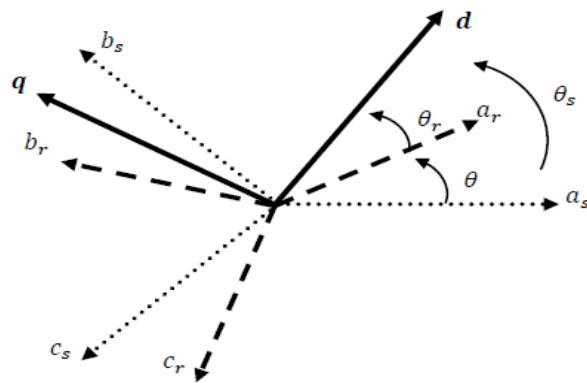


Figure II-5: Représentation des axes de la machine

La transformation de PARK correspond tout simplement au changement de base (triphasée-d-q)

La matrice de changement de base est $[P(\theta)]$ définie par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

La matrice d changement de base $[P(\theta)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est très simple :

$$[P(\theta)]^{-1} = \text{transposée } [P(\theta)] = [P(\theta)]^t \quad (2.27)$$

Donc :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants

- équivalent de tension : $[V_{dqo}] = [(\theta o)] [V_{abc}]$
- équivalent de courant : $[i_{dqo}] = [(\theta o)] [i_{abc}]$
- équivalent de flux : $[\phi_{dqo}] = [(\theta o)] [\phi_{abc}]$

Ou le cas d'un passage inverse, on a :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [V_{da0}] \\ [i_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [i_{da0}] \\ [\phi_{abc}] = [P(\theta_{obs})]^{-1} [\phi_{da0}] \end{cases} \quad (2.29)$$

• Application de transformation de PARK à la machine asynchrone :

II.8.3.1. Equations des tensions :

Les équations dans le repère de Park (d, q) qui tourne à la vitesse angulaire $w_p = \frac{d\theta_p}{dt}$ sont écrites comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - w_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + w_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (w_s - w_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (w_s - w_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.30)$$

Avec :

$$W_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad \text{et} \quad W = \frac{d\theta}{dt}$$

II.8.3.2. Equations du flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (2.31)$$

II.8.3.3. Equations mécanique :

Les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse doivent être ajoutées au modèle électrique afin de décrire le mode mécanique. Le couple électromagnétique peut se mettre sous plusieurs formes :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds}) \\ C_e = \frac{3}{2} P (\phi_{qr} I_{dr} - \phi_{dr} I_{qr}) \\ C_e = \frac{3}{2} P M (I_{qs} I_{dr} - I_{dr} I_{qr}) \end{cases} \quad (2.32)$$

$$C_e = \frac{3}{2} K_t (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds})$$

Où :

P : le nombre de pair de pole

$$K_t = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r}$$

II.8.3.4. Choix du référentiel :

- Référentiel lié au stator : Le mieux utilisé pour travailler avec les grandeurs instantanées est le suivant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \qquad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

- Référentiel lié au rotor : dans ce repère $\theta_p = \theta$, donc :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \qquad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega$$

- Référentiel lié au champ tournant, représenté par le vecteur flux statorique, correspond au champ généré par le bobinage statorique et qui tourne en continu à la vitesse de synchronisme. Si l'on opte pour la fixation du repère d-q lié au champ tournant, on obtient :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow w_r = w_s + w = w_s + p\Omega$$

Où : ω_s : est la pulsation statorique

ω : est la pulsation rotorique

ω_r : est la pulsation du glissement

Ω : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : $\Omega = p \omega$

II.9. Modèle mathématique sur d,q

Maintenant, nous allons réécrire les équations de la machine en tant que modèle d'état pour sa commande. Nous utiliserons les courants statorique i_{sd} , i_{sq} et les flux rotoriques ϕ_{rq} , ϕ_{rd} comme variables d'état. Tout d'abord, substituons les courants rotoriques et les flux statorique en utilisant les équations du flux statorique et rotorique respectivement : [9]

Pour les courants rotoriques, nous avons :

$$i_{rd} = \frac{1}{L_r} \phi_{rd} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \quad (2.33)$$

$$i_{rq} = \frac{1}{L_r} \phi_{rq} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (2.34)$$

Pour les flux statorique :

$$\phi_{sd} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_{rd} \quad (2.35)$$

$$\phi_{sq} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} + \frac{M}{L_r} \phi_{rq} \quad (2.36)$$

On aboutira aux systèmes d'équations d'états suivants :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + w_s i_{sq} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r} w_r \phi_{rq} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rd} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \quad (2.37)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - w_s i_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} w_r \phi_{rd} + \frac{M R_r}{\sigma L_s L_r^2} \phi_{rq} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \quad (2.38)$$

$$\frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{M R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rd} + w_r \phi_{rq} \quad (2.37)$$

$$\frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{rq} - w_r \phi_{rd} \quad (2.38)$$

Avec :

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$ et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constant de temps statorique et rotorique

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

En identifiant le système à la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (2.39)$$

X : le vecteur d'états

A : la matrice dynamique du système

U : le vecteur de commande

B : la matrice d'application d la commande

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{ds} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{1}{T_r} \frac{M^2}{L_r}) & w_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right) w_r \\ -w_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{1}{T_r} \frac{M^2}{L_r}) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right) w_r & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{M}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & w_s - w_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(w_s - w_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

II.10. Résultant de la machine alimentation en tension

Pour illustrer le fonctionnement de la machine asynchrone, on a effectué la simulation dans l'environnement MATLAB SIMULINK

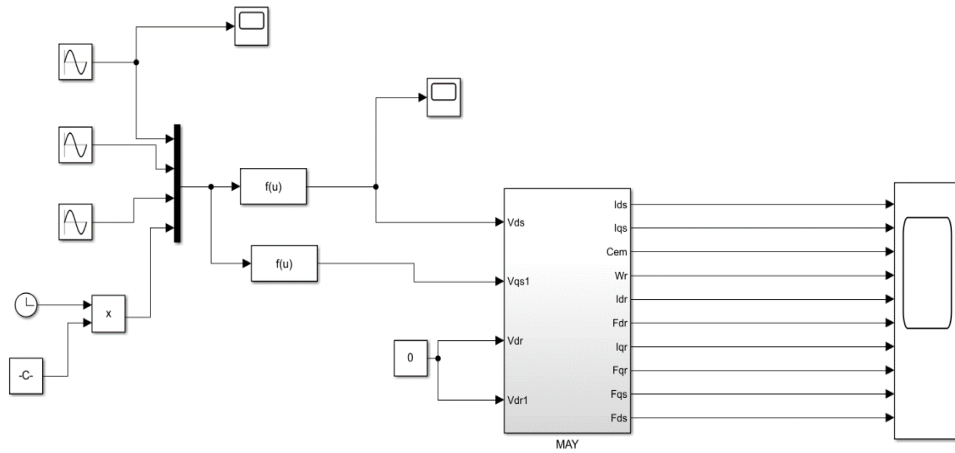


Figure II-6: schéma global de la simulation

Afin de faire une première validation du modèle de la MAS, nous allons faire quelques simulations du modèle et voir la cohérence de ses réponses. Pour ce test, nous alimentons directement la MAS à vide par le réseau triphasé 220/380 V. A l'instant $t = 2.5$ seconde on introduit un couple résistant nominal $C_{rn} = 15$. Les grandeurs observées sont la vitesse mécanique, le couple électromagnétique ainsi que les courants statorique, flux rotorique et statorique.

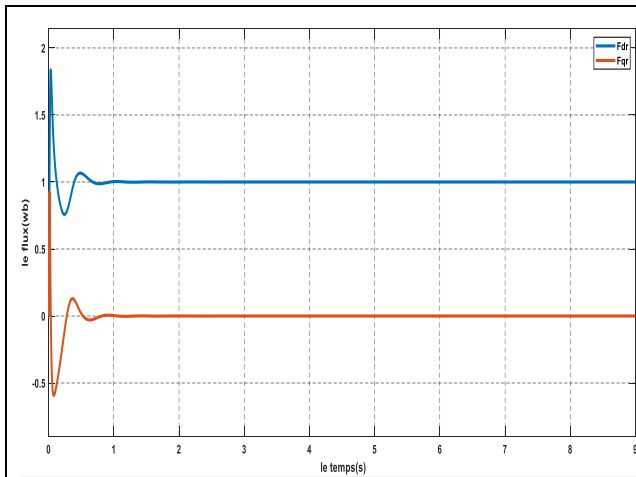


Figure II-7 : le courant d'axe d, q statorique

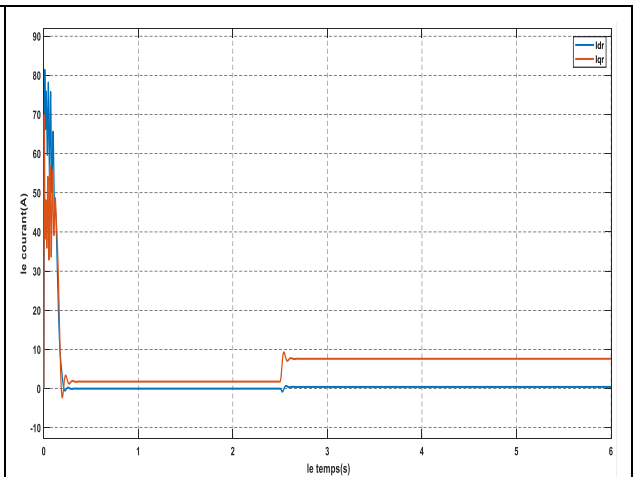


Figure II-8: le courant d'axe d, q rotorique

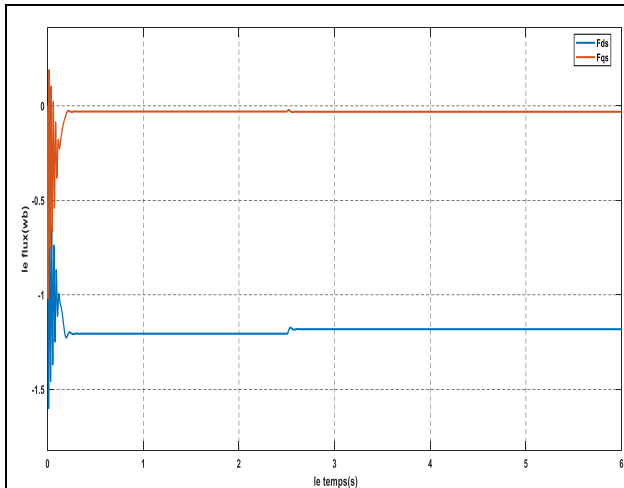


Figure II-9: le flux d'axe d, q statorique

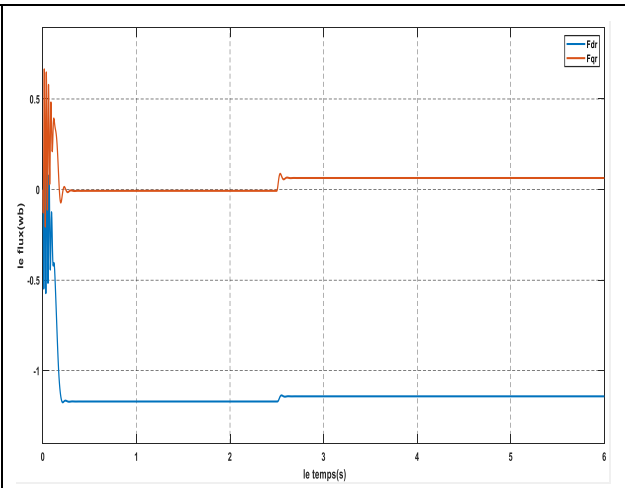


Figure II-10: le flux d'axe d, q rotorique

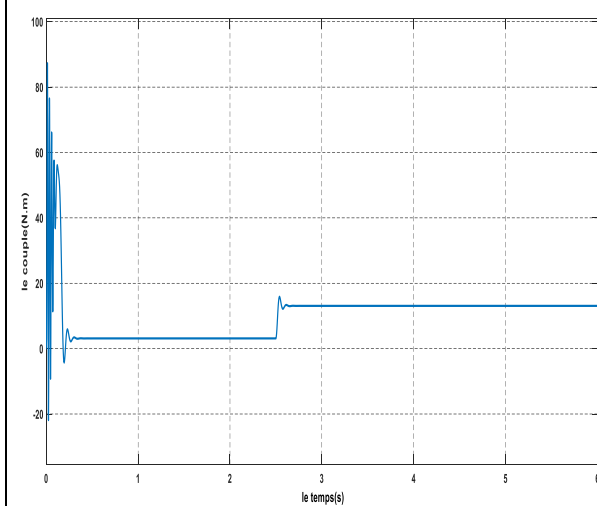


Figure II-11: le couple du moteur

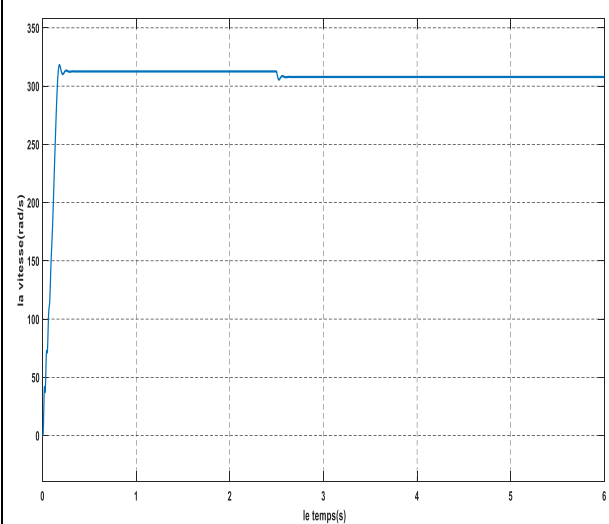


Figure II-12: La vitesse angulaire de moteur

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0.362s le couple tend vers 0, à $t = 2.5$ s le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($C_r = 15 \text{ N.m}$) appliqué.

La courbe de la vitesse présente dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.296s la vitesse rotorique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme. Suite à l'application d'un couple résistant on constate la diminution de la vitesse, chute qui revient au glissement supplémentaire apporté par le C_r .

II.11. Modélisation et commande de l'onduleur

II.11.1. Description de l'onduleur

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînements industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants [10].

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables et des transistors ou des thyristors GTO, possède six cellules de commutation et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutations constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras. Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_{11} et K_{12} , K_{21} et K_{22} , K_{31} et K_{32} doivent être contrôlés de manière complémentaire (10), (13), (14), (15).

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSA est illustré par la figure (II.13) :

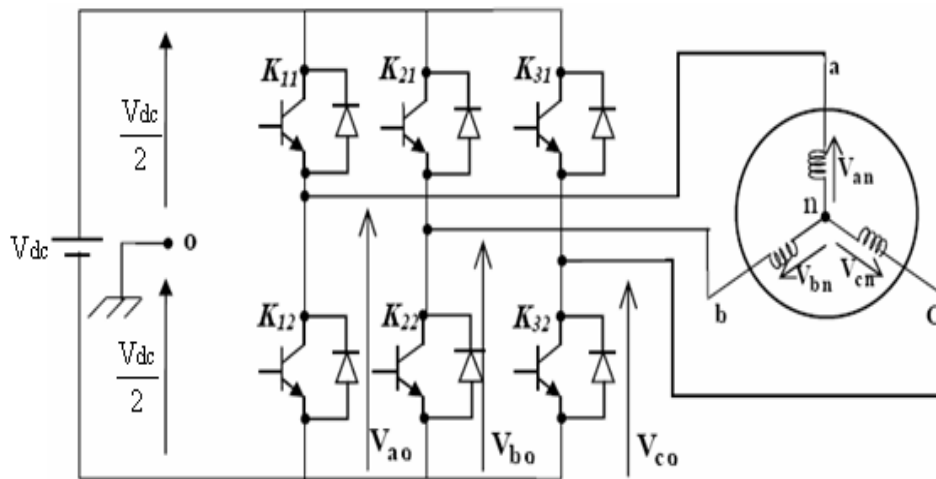


Figure II-13: Schéma d'un onduleur de tension triphasé

II.11.2. Modèle de l'onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- Interrupteurs parfaits : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.

- Sources parfaites : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables. Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande S_1, S_2, S_3 . la convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante:

Si $S_i = 1$: l'interrupteur du haut K_i est fermé et l'interrupteur de bas K_i' est ouvert.

Si $S_i = 0$: l'interrupteur du haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K_i' est fermé.

Les tensions composées ont une somme nulle pour les tensions simples des phases de la charge. Le système d'équations suivant peut être utilisé pour écrire les tensions phase point neutre fictives de la charge en triphasé :

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases $U_{i\ n,a,b,c}$ fonction des signaux de commande S_i :

$$U_{i\ n,a,b,c} = S_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (2.40)$$

Les trois tensions composées V_{ab}, V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.41)$$

Soit $<< n >>$ le point neutre de côté alternatif (MAS), alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (2.42)$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.43)$$

La substitution de (3) dans (4) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.43)$$

En remplaçant (5) dans (2) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.44)$$

L'utilisation de l'expression (1) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

II.11.3. Principe de fonctionnement de la commande de l'onduleur

Le choix d'une technique de commande dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI. L'utilisation de techniques de commande à fréquences de découpage supérieures permet de repousser les harmoniques de tension à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité et faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie [14], [16]. Dans notre étude, on va envisager la technique de MLI sinus-triangulaire.

- **Principe de MLI**

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux d'amplitude variable et de fréquence f appelée référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs comme montre la figure (II.7), [14], [17], [18], [19].

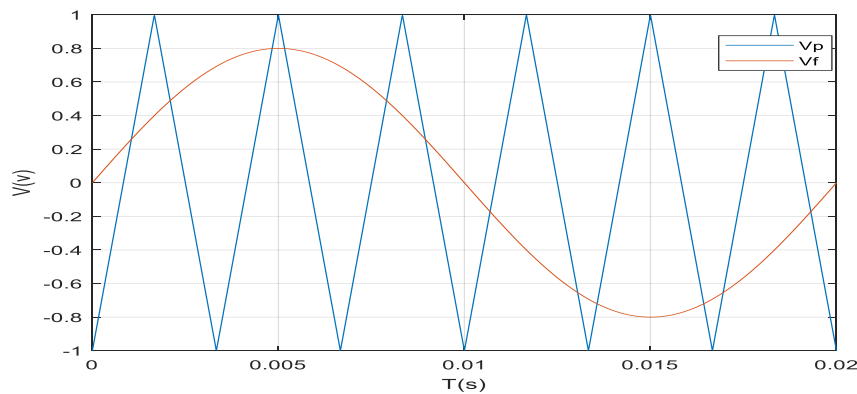


Figure II-14 : Détermination des instants de commutation

- **Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion :**

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

❖ L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la

Fréquence f_r de la référence : $m = \frac{f_p}{f_r}$

❖ Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude A_r de la

Référence à tension crête V_p de la porteuse : $r = \frac{A_r}{A_p}$.

La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.

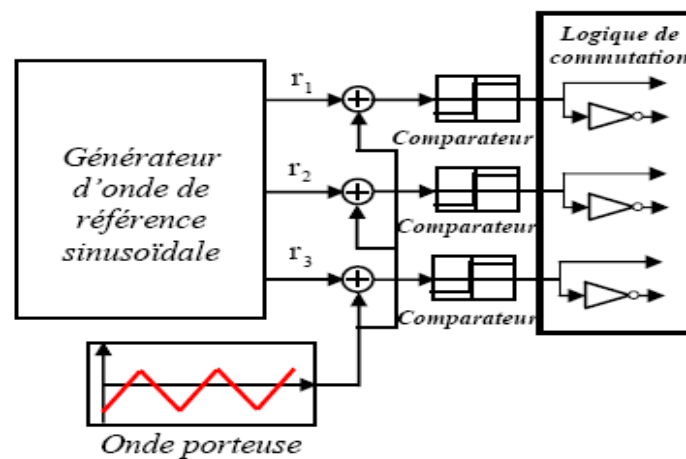


Figure II-15 : Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

- La modulation montre que plus « m » est grand, plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible.
- La modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier. Cela conduit à une tension de sortie « U » qui se reproduit identiquement à elle-même toute les $T_r = \frac{1}{f_r}$
- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.

Block de simulation pour onduleur :

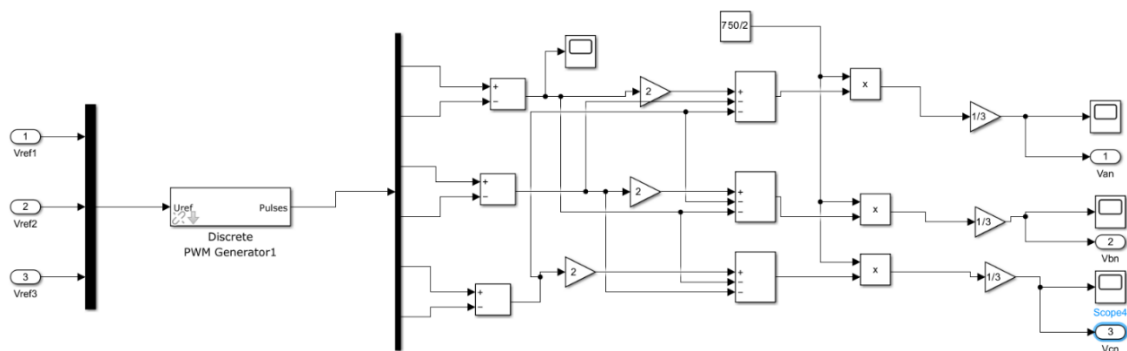


Figure II-16: Block de simulation ONDULEUR

D'après le modèle de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux avec une commande MLI sinus-triangle, établi à partir des équations précédentes et intégré dans l'environnement MATLAB-SIMULINK.

Les résultats sont les suivants :

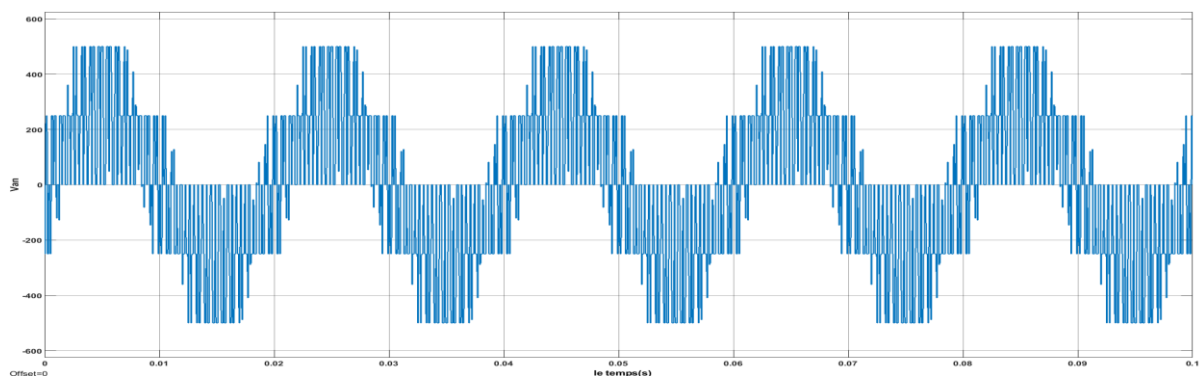


Figure II-17: Tension à la sortie de l'onduleur de la phase A

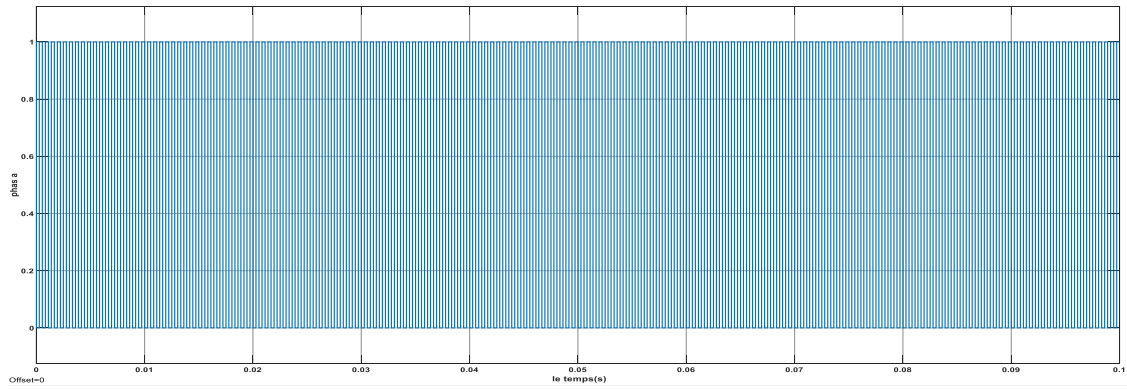


Figure II-18: Signaux de commande du demi-bas du haut de l'interrupteur de la phase A

Block de simulation [Machine asynchrone + onduleur] :

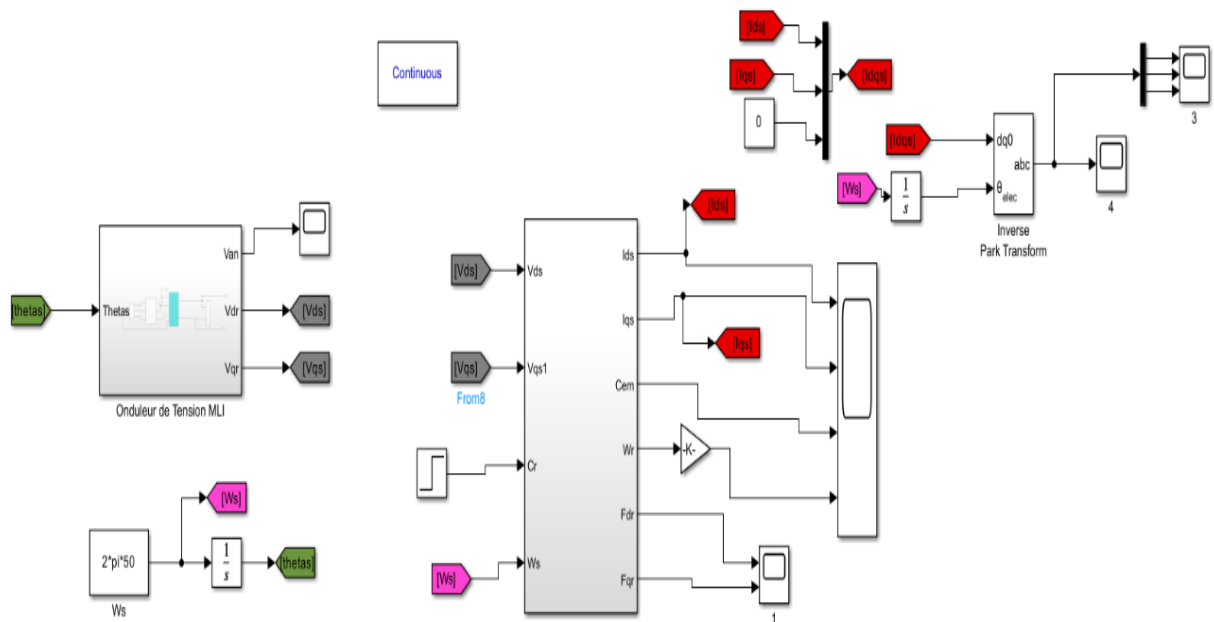


Figure II-19: Block de simulation pour MAS+OND

Résultat de simulation : [MAS+OND]

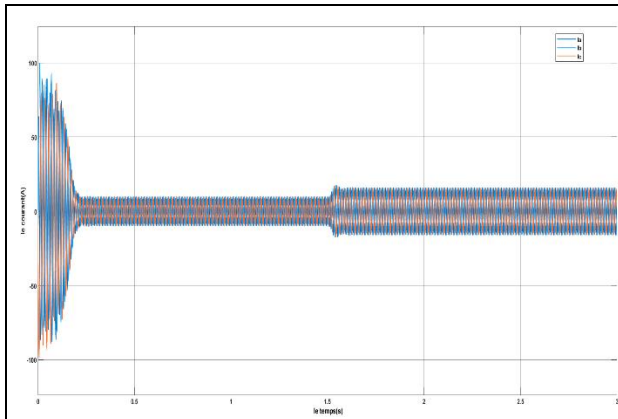


Figure II-20: les courants Ia, Ib, Ic

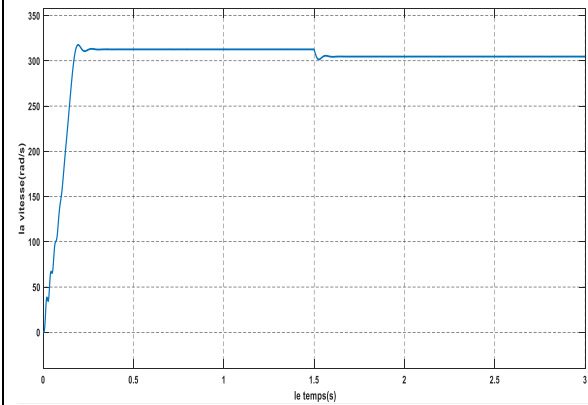


Figure II-21: Vitesse de rotation du moteur

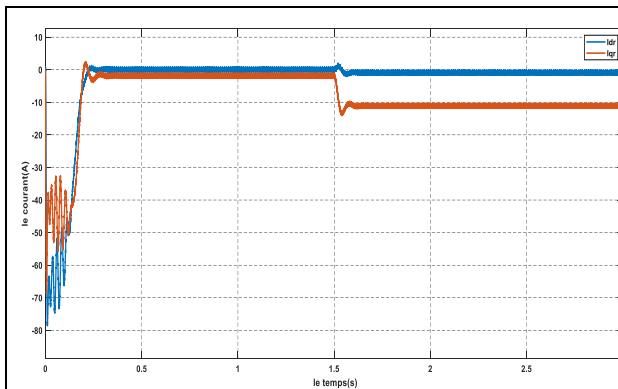


Figure II-22: le courant d'axe d, q rotorique

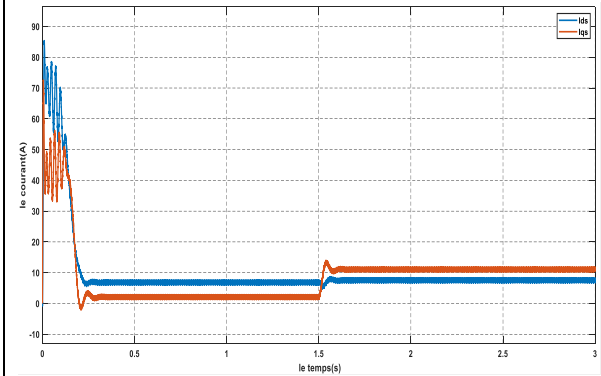


Figure II-23: le courant d'axe d, q statorique

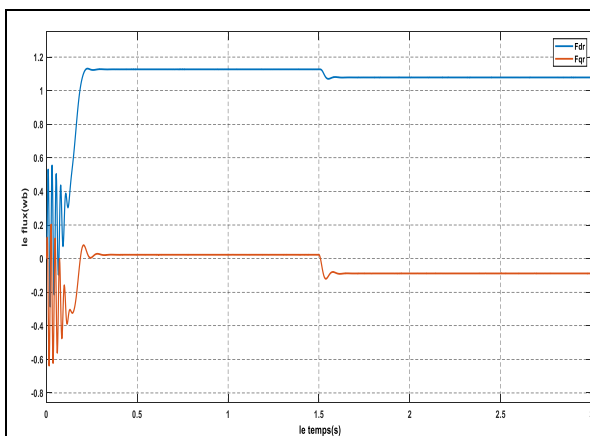


Figure II-24: le flux d'axe d, q rotorique

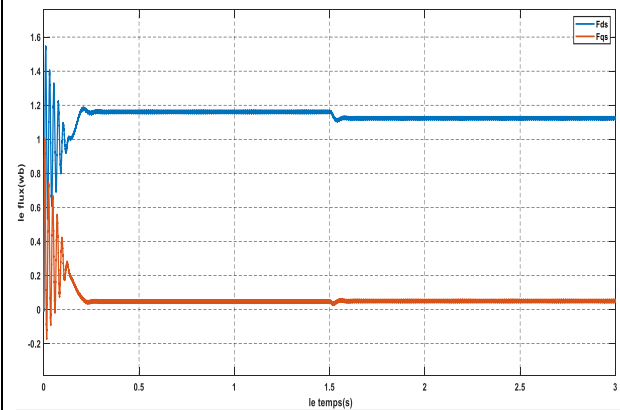


Figure II-25: le flux d'axe d, q statorique

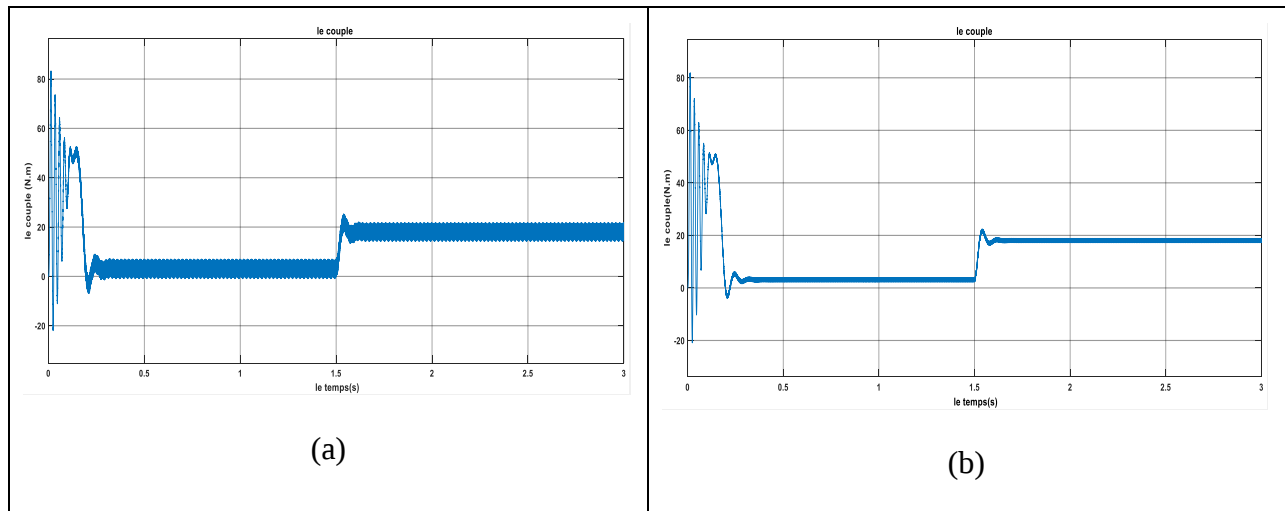
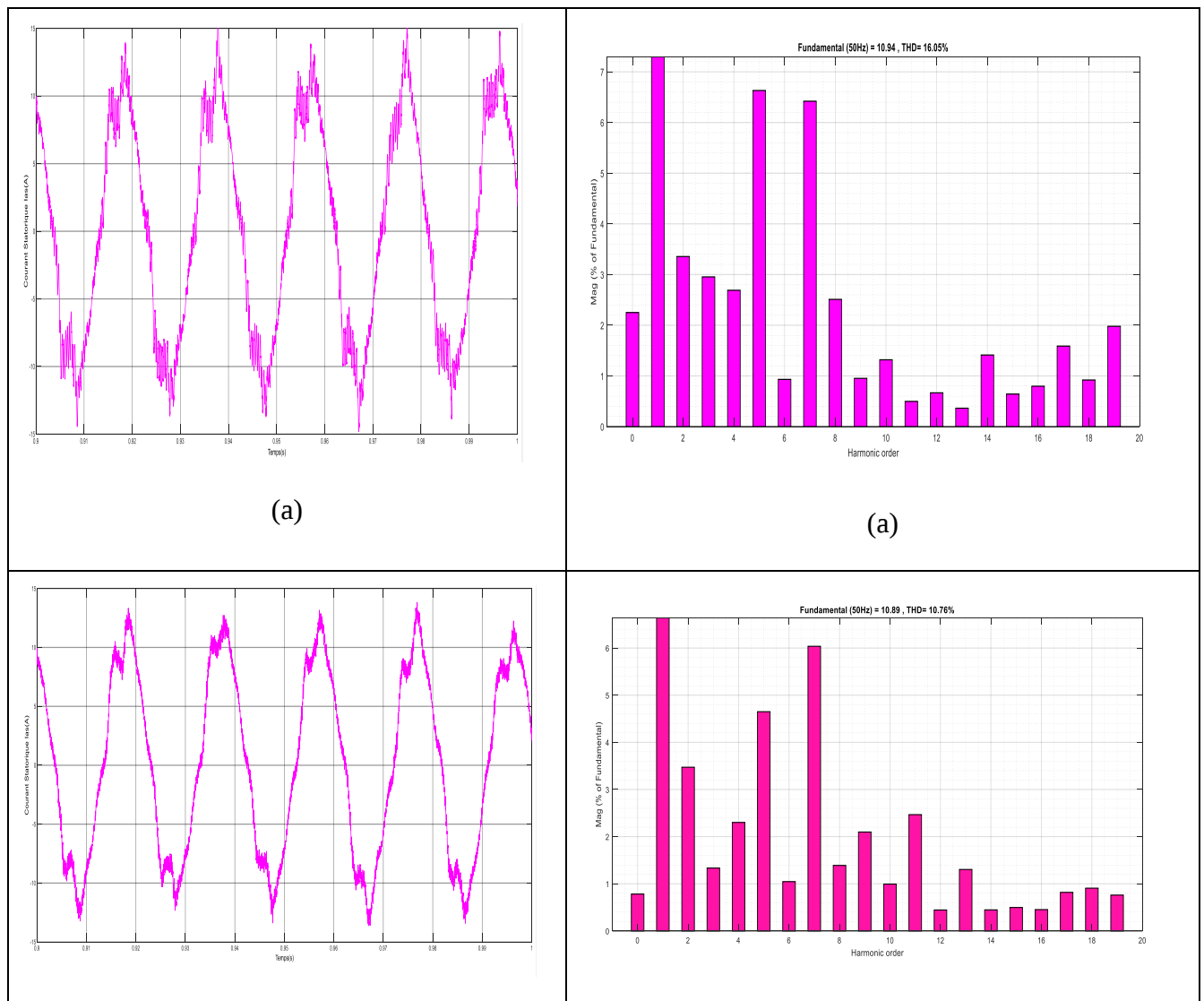
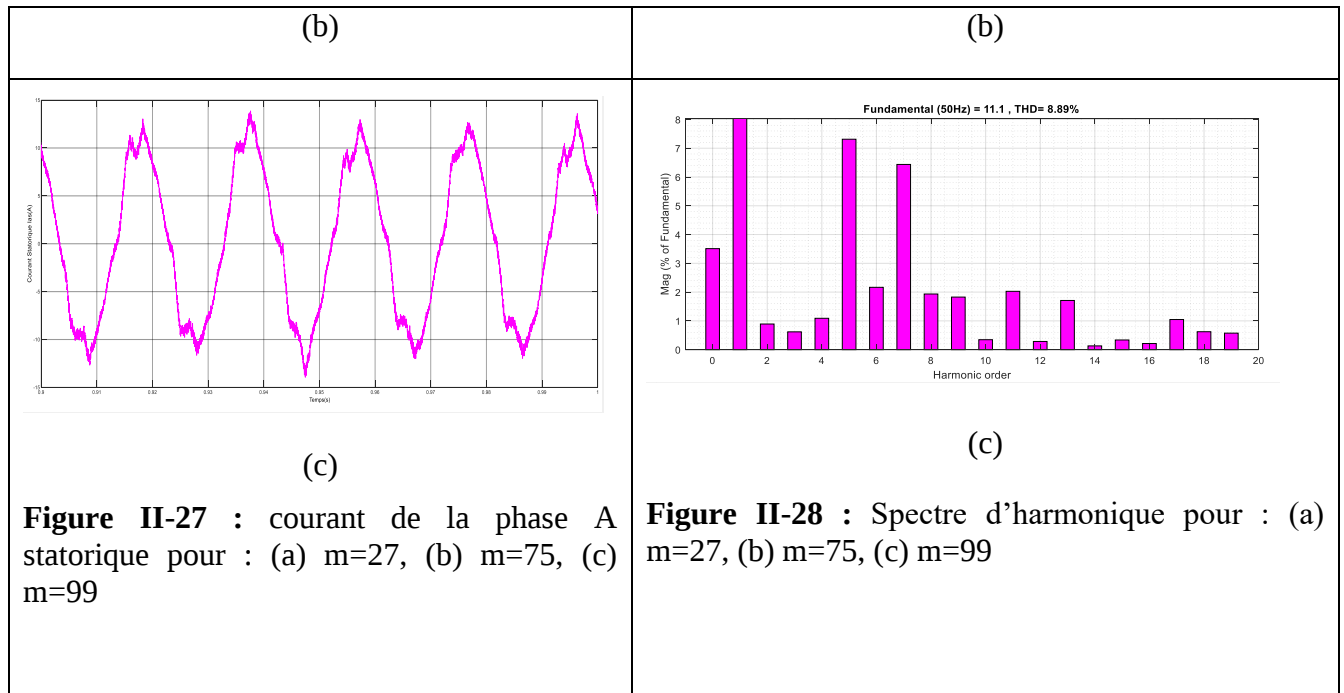


Figure II-26: Le Couple électromagnétique pour (a) $m=36$ et (b) $m=99$





Interprétation :

Le comportement dynamique et statique du moteur asynchrone est identique à celui des résultats précédents, avec la seule distinction que la tension n'est plus sinusoïdale en raison des harmoniques générées par l'onduleur. Par conséquent, le courant et le couple sont également affectés par ces harmoniques. Il est évident que les harmoniques diminuent à mesure qu'on augmente la fréquence de commutation des interrupteurs.

II.12. Conclusion

Le contenu de ce chapitre traite de la représentation graphique de la machine et de son système d'alimentation. La structure de la chaîne de puissance a été exposée, comprenant une alimentation à deux niveaux reposant sur un onduleur de tension triphasé et un moteur asynchrone. Nous avons employé la méthode de transformation de Park pour simplifier les équations différentielles, ce qui permet de transformer le système triphasé réel en un système biphasé linéaire équivalent pour cette machine. Cela rend la résolution et la simulation plus aisées.

L'onduleur de tension et sa technique de commande ont été modélisés en utilisant la modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinus-triangle. Par la suite, nous avons effectué une simulation des performances du système MAS-Onduleur.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone a été validé par les résultats de la simulation. Nous avons constaté l'importance des courants statorique lors du démarrage à vide, qui peuvent provoquer une surchauffe de la machine en cas de répétition excessive. Au cours du régime transitoire, les variations du couple sont significatives, ce qui explique le bruit produit par la partie mécanique.

Le prochain chapitre examinera la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique, qui est actuellement la méthode la plus répandue dans les applications qui exigent des performances élevées en matière de variation de vitesse.

Chapitre III

Commande vectorielle par orientation du flux

Chapitre III. Commande vectorielle par orientation du flux

III.1. Introduction

Le contrôle du couple et du flux est nécessaire pour la commande de machines asynchrones. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe et ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où la commande est facile grâce au découplage naturel entre le réglage du flux et du couple. C'est pourquoi la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et du traitement du signal, car elle nécessite une technologie assez puissante pour effectuer les calculs de la transformée de Park, l'évaluation de la fonction trigonométrique, les intégrations et les régulations.

En premier lieu, nous aborderons l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orientée dans le but de la mettre en œuvre.

III.2. La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF)

L'expression du couple de la machine asynchrone est démontrée par l'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone, qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine en raison de la différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques.

Le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production de couple est l'objectif de la commande par orientation du flux. Pour passer d'un système avec une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création de flux et la production de couple, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée, la loi de commande consiste mathématiquement à établir l'ensemble des transformations.

Le réglage du flux par une partie du courant et du couple par l'autre partie du courant est connu sous le nom de commande par orientation du flux. Pour ce faire, un système d'axe "d, q" doit être choisi. L'alignement de l'axe « d » sur la résultante du flux résulte d'un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère « d, q », ce qui permet l'annulation de la composante transversale du flux, comme l'indique la figure III-1 [11]

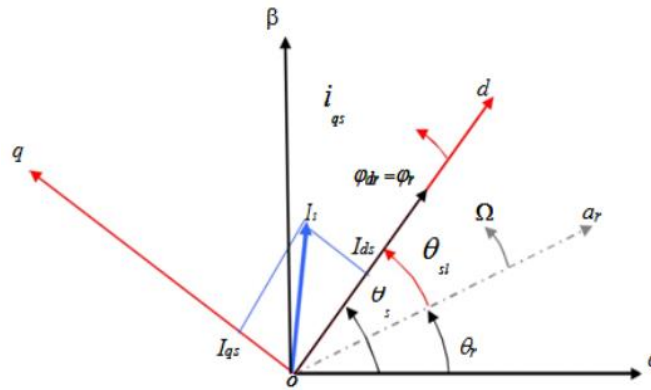


Figure III-1 : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

III.3. Choix d'orientation de flux

Les axes d'orientation peuvent être choisis en fonction de la direction du flux de la machine, qu'il s'agisse d'un flux rotorique, statorique ou entrefer.

- $\phi_{ds} = 0$ et $\phi_s = \phi_{qs}$: c'est le flux statorique qui orienté.
- $\phi_{qr} = 0$ et $\phi_r = \phi_{dr}$: c'est le flux rotorique qui orienté.
- $\phi_{Mq} = 0$ et $\phi_M = \phi_{Md}$: c'est le flux d'entrefer qui orienté.

Le couple dans chacune des trois situations est proportionnel au produit du flux par la partie du courant statorique et est également quadrature du flux.

III.4. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Cette commande consiste à diminuer l'équation de couple électromagnétique de la machine pour qu'elle soit équivalente à celle d'une machine à courant continu.

Le choix du référentiel (d, q) associé au champ tournant est fait de manière à ce que l'axe (d) soit en accord avec la direction du flux (i_{ds}) et que l'axe (q) soit en accord avec la direction de la composante (i_{qs}) qui donne le couple électromagnétique. [12]

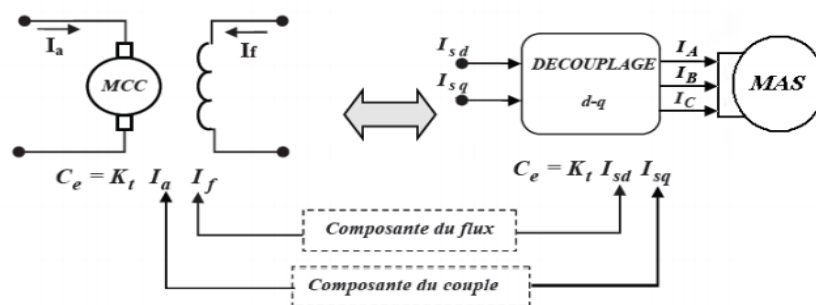


Figure III-2: Schéma de principe du découplage de la MAS montrant l'analogie

III.5. Type de la commande vectorielle

Dans tous les travaux de recherche sur ce sujet, deux méthodes principales sont utilisées. La première est la méthode directe développée par F. Blaschke, tandis que la seconde est la méthode indirecte découverte par K. Hasse. [13]

III.5.1. Commande vectorielle directe

Il est nécessaire d'utiliser des capteurs à effet HALL installés sur les dents du stator pour déterminer la position et la norme du flux (contrôler par contre réaction). Ces capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions difficiles telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie en fonction de la vitesse, ce qui nécessite des filtres ajustables. L'utilisation de cette méthode comporte divers désavantages de diverses natures : [14]

- La mesure du flux n'est pas fiable.
- Le filtrage du signal mesuré pose problème.
- La mesure présente une précision médiocre qui fluctue en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le prix élevé de fabrication (capteurs + filtre)

III.6. Commande vectorielle indirecte

Il n'est pas nécessaire d'utiliser un capteur de flux rotorique pour cette méthode, mais il est nécessaire d'utiliser un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Deux groupes principaux peuvent développer cette dernière :

- On obtient le vecteur du flux rotorique de manière indirecte en mesurant les courants et les tensions statoriques.
- Le deuxième groupe utilise la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor pour estimer le vecteur de flux rotorique, en utilisant les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence qui tourne en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

Le principal désavantage de cette méthode réside dans la sensibilité de l'estimation à la variation des paramètres de la machine en raison de la saturation magnétique et de la variation de température, en particulier la constante de temps rotorique T_r , et dans le fait qu'elle utilise un circuit de commande très complexe. [15]

III.7. Découplage entré-sortie

Il s'agit, dans la mesure du possible, de restreindre l'effet d'une entrée à une seule sortie, ce qui permet de considérer le processus comme un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle, les commandes étant alors non interactives. [16]

Il existe plusieurs méthodes de découplage qui utilisent un régulateur, dont le découplage par compensation.

III.7.1. Nécessité du découplage

En reprenant les formules du modèle dynamique du moteur établi auparavant

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{ds} + R_s I_{ds} - w_s \sigma L_s I_{qs} + \frac{M}{L_s} \frac{d}{dt} \phi_r \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{d}{dt} I_{qs} + R_s I_{qs} + w_s \sigma L_s I_{ds} + w_s \frac{M}{L_r} \phi_r \\ \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{M}{T_r} I_{ds} \\ w_r = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\phi_r} \\ C_e = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs}) \\ j \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - F \Omega_r \end{array} \right. \quad (3.1)$$

III.7.2. Découplage par compensation

Deux variables de commande nouvelles sont définies, à savoir v_s , v_d et telles que :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs1} - e_{qs} \end{cases} \quad (3.2)$$

$$\begin{cases} e_{ds} = -w_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_s} \frac{d\phi_r}{dt} \\ e_{qs} = w_s \sigma L_s i_{ds} + w_s \frac{M}{L_r} \phi_r \end{cases} \quad (3.3)$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstitué à partir des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

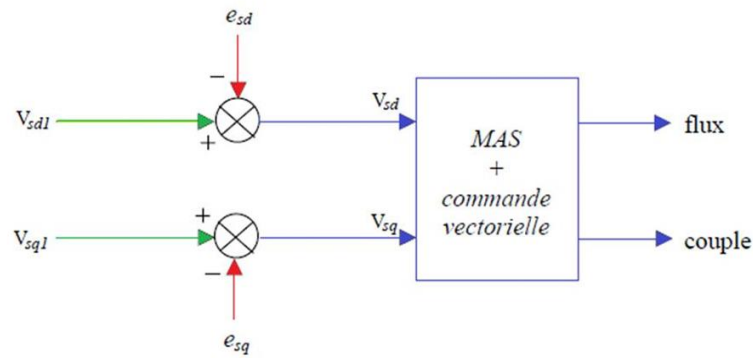


Figure III-3: La reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

III.7.3. Problèmes posés par le découplage

On peut montrer que dans le type de configuration proposée, un risque d'instabilité émerge lorsque les paramètres du modèle varient, ce qui pose un défi en termes de robustesse de la commande.

La variation de l'autre sortie n'est pas affectée par toute modification sur l'une des entrées si le découplage par compensation est correct. Toutefois, une compensation inappropriée pourrait conduire à une évolution de cette dernière.

Une option pourrait être de prévoir un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices, par exemple. Dans la réalité, les paramètres R_s et R_r changent en fonction de la température.

III.8. Schéma de principe de la commande vectorielle à flux orienté

L'idée derrière cette commande est de ne pas prendre en compte l'amplitude du flux rotorique, mais plutôt sa position calculée en fonction des grandeurs de référence.

Il est possible d'utiliser un contrôle des courants dans le repère de Park avec découplage par compensation pour mieux découpler les deux axes de commande 'd' et 'q'. Figure III-4. [17]

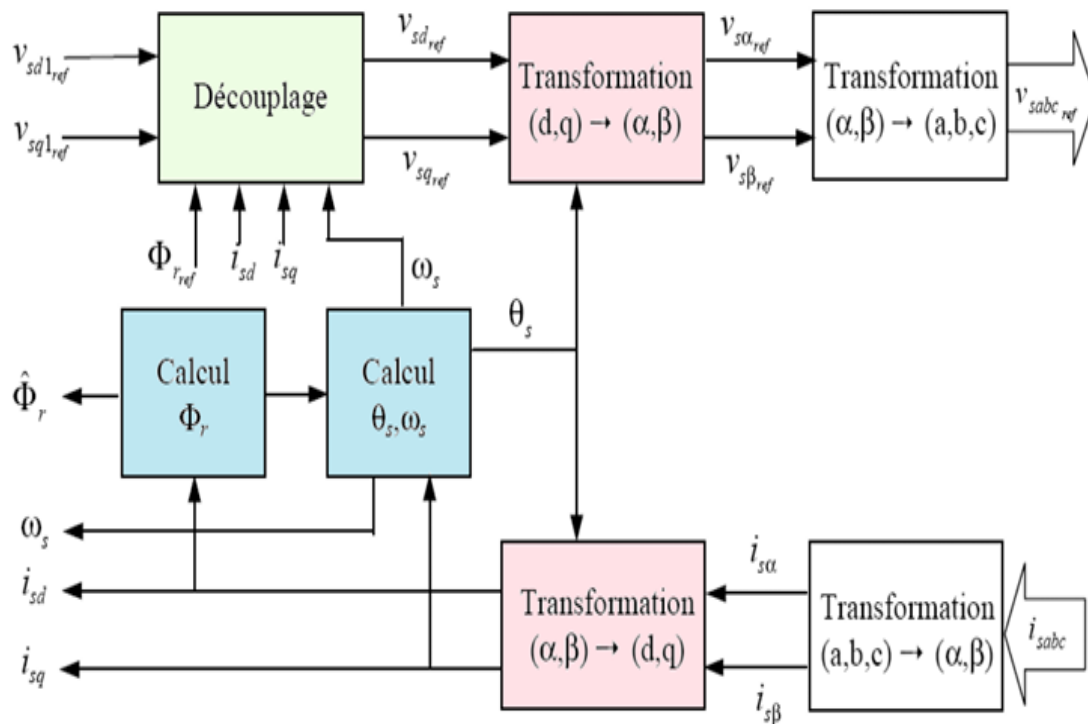


Figure III-4: Schéma de principe d'une commande vectorielle.

III.9. La régulation

III.9.1. Les caractéristiques des régulateurs

III.9.1.1. Stabilité

Un système en boucle doit être fiable. Si les réactions du système de régulation sont énergétiques et ne sont pas disproportionnées avec l'erreur à rectifier.

Il est possible qu'une correction excessive ou tardive entraîne une instabilité du système.

III.9.1.2. Précision

En régulation, la précision obtenue grâce à l'intégration dans la boucle est obtenue.

III.9.2. Rapidité

Dans la plupart des cas, un système bouclé doit être capable de répondre rapidement aux fluctuations de sa consigne (poursuite) et de réguler rapidement les perturbations. Bien sûr, le temps de réaction est étroitement lié à l'inertie propre du processus.

III.9.3. Calcul des régulateurs [18]

III.9.4. Régulation de courant statorique i_{ds}

La figure présente le schéma de régulation de la composante directe du courant statorique i_{ds} .

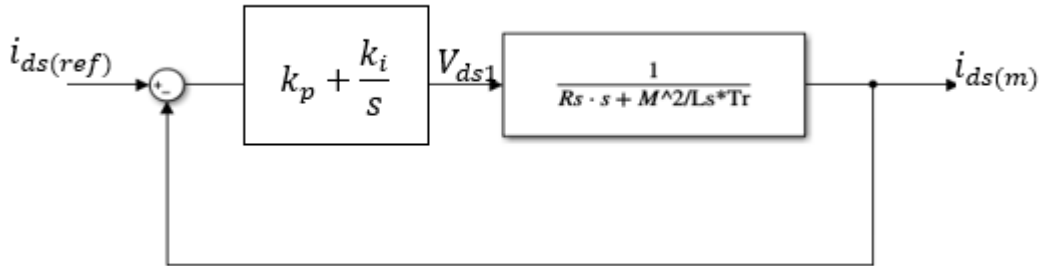


Figure III-5: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{ds}

Toutes les boucles de courant sont équipées d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, composé d'une action proportionnelle qui ajuste la vitesse de régulation et d'une action intégrale qui élimine l'erreur statique entre la valeur régulée et sa consigne correspondante.

La fonction du régulateur PI en continue est :

$$C(t) = k_p \left[\varepsilon(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau \right] \quad (3.4)$$

La fonction de transfert en S est :

$$C(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.5)$$

Avec :

k_p : Constante de proportionnalité

k_i : Constante d'intégration

T_i : Constante de temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité

On calcule la fonction de transfert en boucle ouverte

$$w_0(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + \frac{M^2}{L_s T_r} s} \right) \quad (3.6)$$

$$w_0(S) = k_i \left(\frac{S^{kp+1}}{S} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{M^2}{L_s T_r R_s} S} \right) \quad (3.7)$$

Par la méthode de placement de pôle :

$$\frac{kp}{k_i} = \frac{M^2}{L_s T_r R_s} \quad (3.8)$$

$$w_0(S) = \left(\frac{S^{kp+k_i}}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + \frac{M^2}{L_s T_r} S} \right) \quad (3.9)$$

$$w_0(S) = k_i \left(\frac{S^{kp+1}}{S} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{M^2}{L_s T_r R_s} S} \right) \quad (3.10)$$

$$w_0(S) = \frac{kp}{R_s S} \quad (3.11)$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$w_f(s) = \frac{w_0(s)}{1 + w_0(s)} \quad (3.12)$$

$$w_f(s) = \frac{\frac{k_i}{R_s S}}{1 + \frac{k_i}{R_s S}} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3.13)$$

Avec

$\tau = \frac{k_i}{R_s}$: Constante de temps

Par identification avec l'équation caractéristique:

$$\begin{cases} k_p = \tau \frac{M^2}{L_s T_r} \\ k_i = \tau R_s \end{cases} \quad (3.14)$$

III.9.5. Régulation de courant statorique i_{qs}

La figure présente le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique i_{qs}

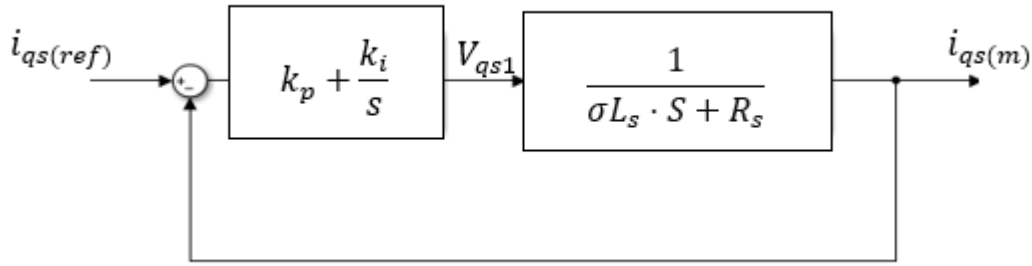


Figure III-6: Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{qs}

On calcule la fonction de transfert en boucle ouverte

$$w_0(S) = \left(k_p + \frac{k_i}{S}\right) \cdot \left(\frac{1}{\sigma L_s \cdot S + R_s}\right) \quad (3.15)$$

$$w_0(S) = k_i \left(\frac{S^{kp} + 1}{S}\right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{\sigma L_s}{R_s} S}\right) \quad (3.16)$$

Par la méthode de placement de pôle :

$$\frac{kp}{k_i} = \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad (3.17)$$

$$w_0(S) = \left(k_p + \frac{k_i}{S}\right) \cdot \left(\frac{1}{\sigma L_s \cdot S + R_s}\right) \quad (3.18)$$

$$w_0(S) = k_i \left(\frac{S^{kp} + 1}{S}\right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{\sigma L_s}{R_s} S}\right) \quad (3.19)$$

$$\left(S \frac{kp}{k_i} + 1\right) = \left(1 + \frac{\sigma L_s}{R_s} S\right) \quad (3.20)$$

$$w_0(S) = \frac{kp}{R_s S} \quad (3.21)$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$w_f(s) = \frac{w_0(s)}{1+w_0(s)} \quad (3.22)$$

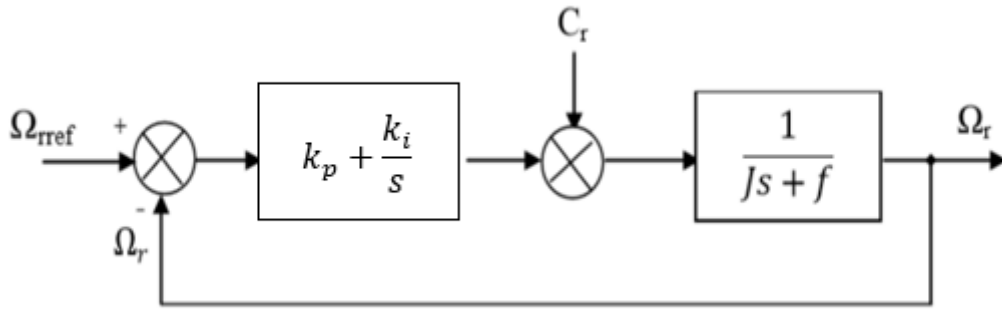
$$w_f(s) = \frac{\frac{k_i}{R_s s}}{1 + \frac{k_i}{R_s s}} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3.23)$$

Par identification avec l'équation caractéristique :

$$\begin{cases} k_p = \tau \sigma L_s \\ k_i = \tau R_s \end{cases} \quad (3.24)$$

III.9.6. Régulation de la vitesse

La figure illustre le schéma bloc de la régulation de la vitesse.



On peut calculer la fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul :

$$F \Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_p s + k_i}{s(Js + F)} \quad (3.25)$$

$$\frac{\Omega_r(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{k_p s + k_i}{k_i + s(k_p + F) + Js^2} \quad (3.26)$$

La méthode de transfert en boucle fermée est définie comme suit :

$$W_f = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{w_n} s + \frac{1}{w_n^2} s^2} \quad (3.27)$$

Par rapprochement de l'équation caractéristique du second ordre fondamental (II.1) et de l'équation (II.2), on obtient :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2J\xi}{w_n} - F \\ k_i = \frac{1}{w_n^2} \end{cases} \quad (3.28)$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi=1$ et $W_n=125$

III.10. Command vectorielle indirect d'une MAS

III.10.1. Simulation numérique

En se basant sur l'analyse théorique de la structure de la commande vectorielle à flux orienté, nous pouvons développer les divers blocs requis pour simuler le procédé dans ce chapitre. Le schéma global est illustré par la figure (5).

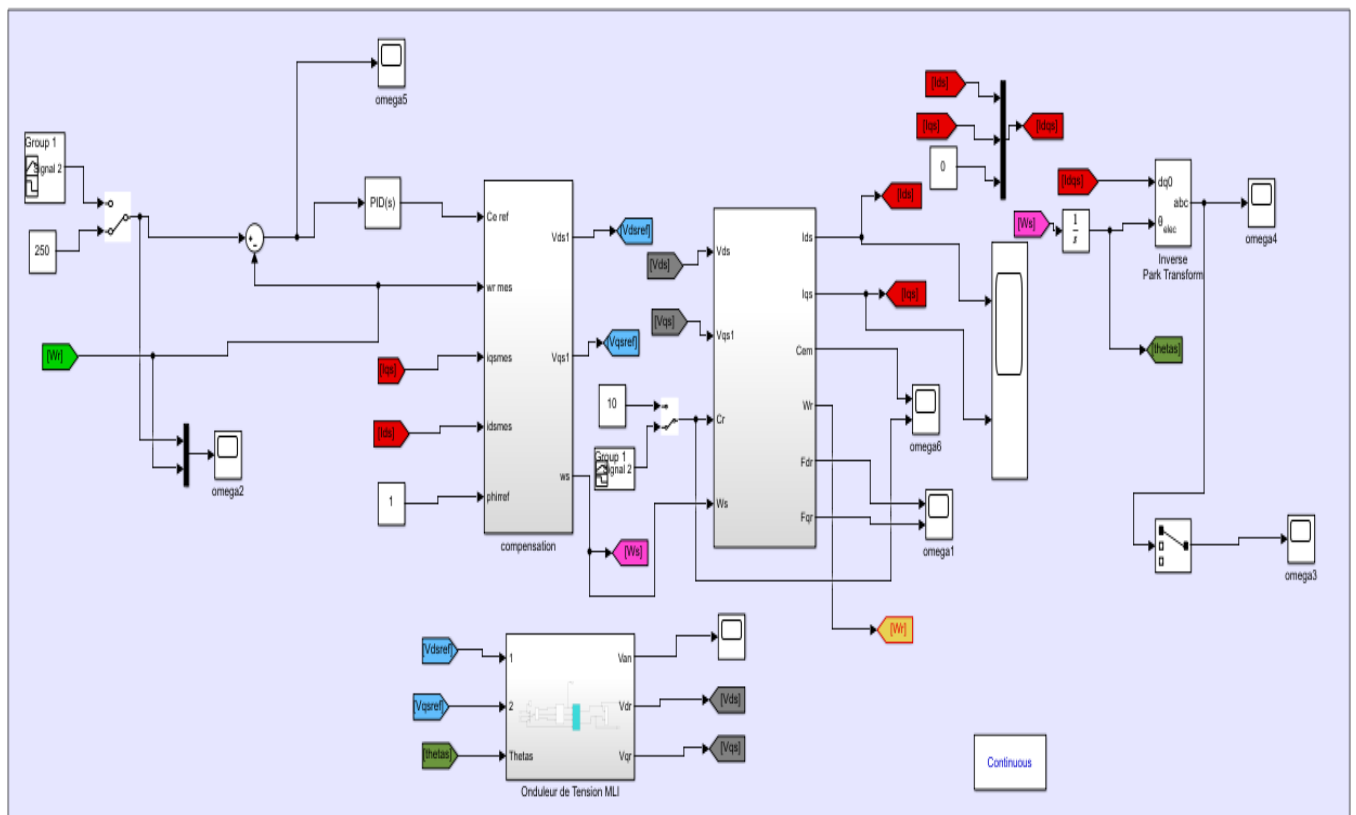


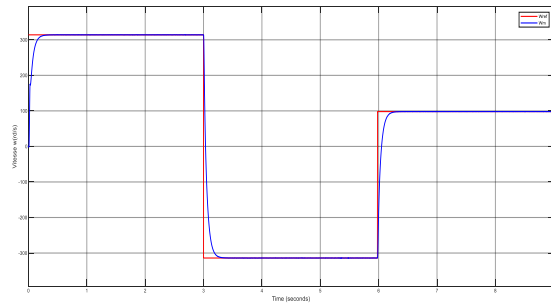
Figure III-7: Schéma d'une commande vectorielle indirecte d'une MAS sans onduleur

Résultats de simulation:

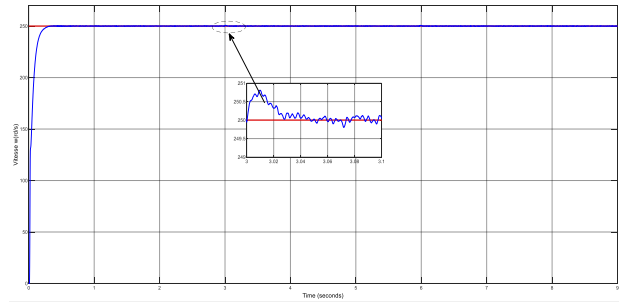
Dans cette partie on va fait la simulation de la commande vectorielle d'une MAS avec onduleur de tension MLI, nous signalons que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- Le flux de référence 1Wb , la vitesse de référence variable qui passe de 314 rd/s régime moteur à une inversion du sens de rotation pour le régime générateur puis elle revient en régime moteur avec 100d/s et un couple de charge de 10N.m .

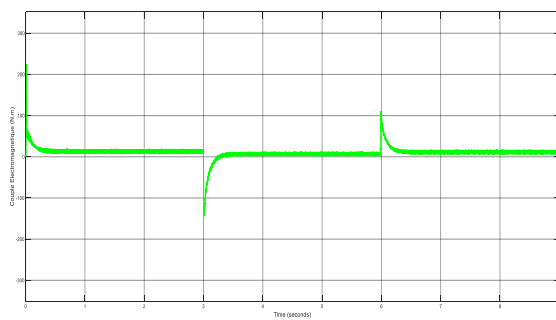
- Le flux de référence 1Wb , la vitesse de référence fixe à 250rd/s et un couple de charge variable qui démarre de 20N.m puis à $t=3\text{s}$ se réduit à 15N.m et enfin à $t=6\text{s}$ on applique à l'arbre du moteur 10N.m .



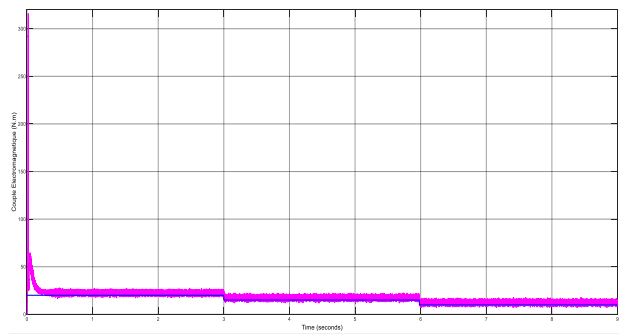
(a)



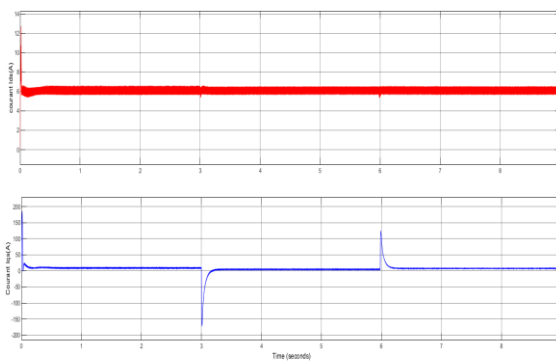
(a)



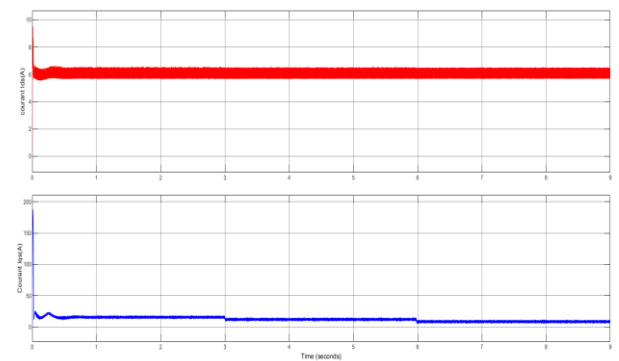
(b)



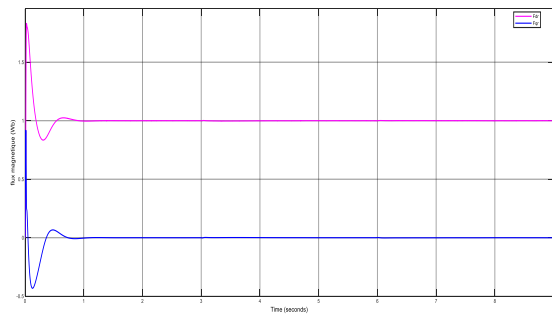
(b)



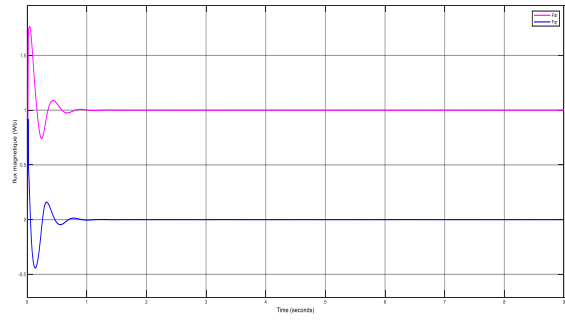
(c)



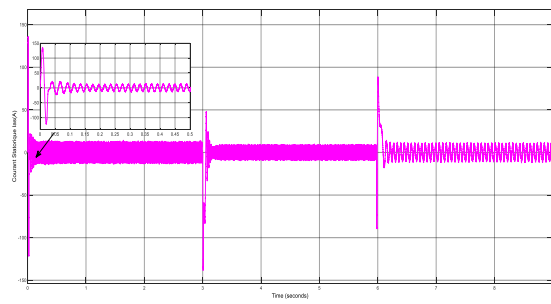
(c)



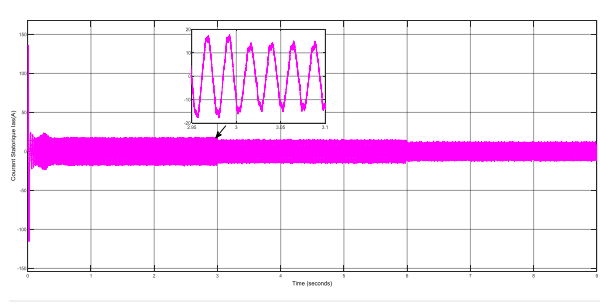
(d)



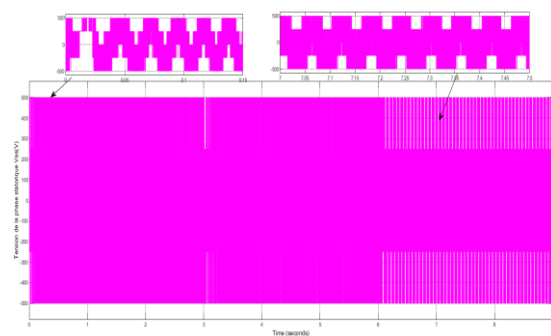
(d)



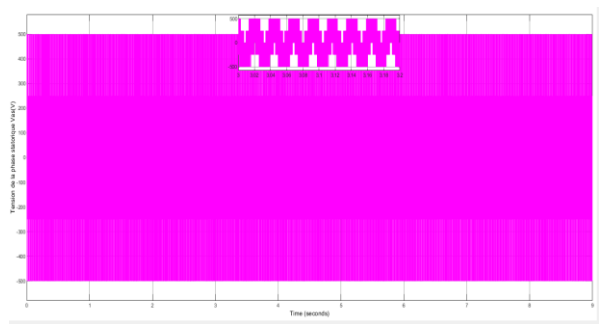
(e)



(e)



(f)



(f)

Figure III-8 : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une vitesse fixe et vitesse variable. (a)vitesse, (b) couple, (c) courant statorique d'axe, (d) flux rotorique d'axe, (e) courant d'une phase statorique, (f) tension d'une phase statorique

Figure III-9 : Résultats de simulation de MAS pour un fonctionnement à une vitesse fixe et couple variable. (a)vitesse, (b) couple, (c) courant statorique d'axe, (d) flux rotorique d'axe, (e) courant d'une phase statorique, (f) tension d'une phase statorique

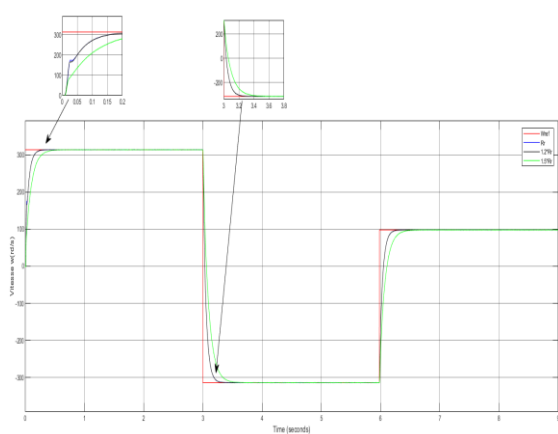
Les résultats de la figure (III.8) ont été obtenus suite à un démarrage à charge constante suivi par une variation de la consigne de vitesse, nous remarquons que la réponse en vitesse est très

satisfaisante dans les deux zones de fonctionnement rapide et précise. Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

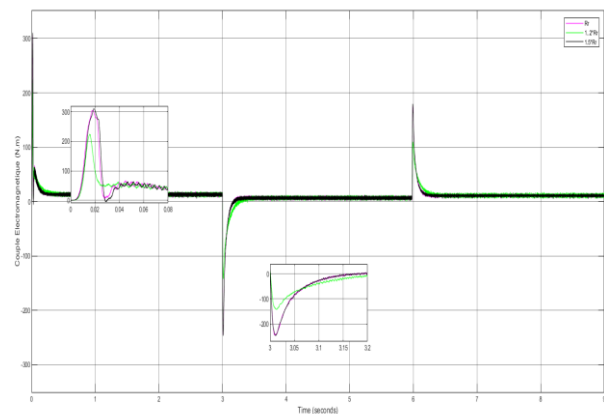
Les résultats de la figure (III.9) ont été obtenus suite à une variation de la charge avec une consigne de vitesse constante, nous remarquons que la réponse en vitesse est très satisfaisante rapide et précise lors du changement de la charge. Les résultats de montrent aussi que le découplage entre le flux et le couple est maintenu, donc la régulation est robuste vis-à-vis la variation de la charge.

Test de robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique

Nous avons étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique R_r sur le découplage entre le flux et le couple, entre le flux et la variation de la vitesse et la régulation de la vitesse par un régulateur flou. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de R_r illustré par la figure (III.xx). Les résultats de simulation montrent que le découplage entre le flux et le couple et entre le flux et la variation de la vitesse est persistant. La régulation est robuste vis-à-vis la variation de la résistance statorique et rotorique.



Vitesse de rotation



Couple Electromagnétique

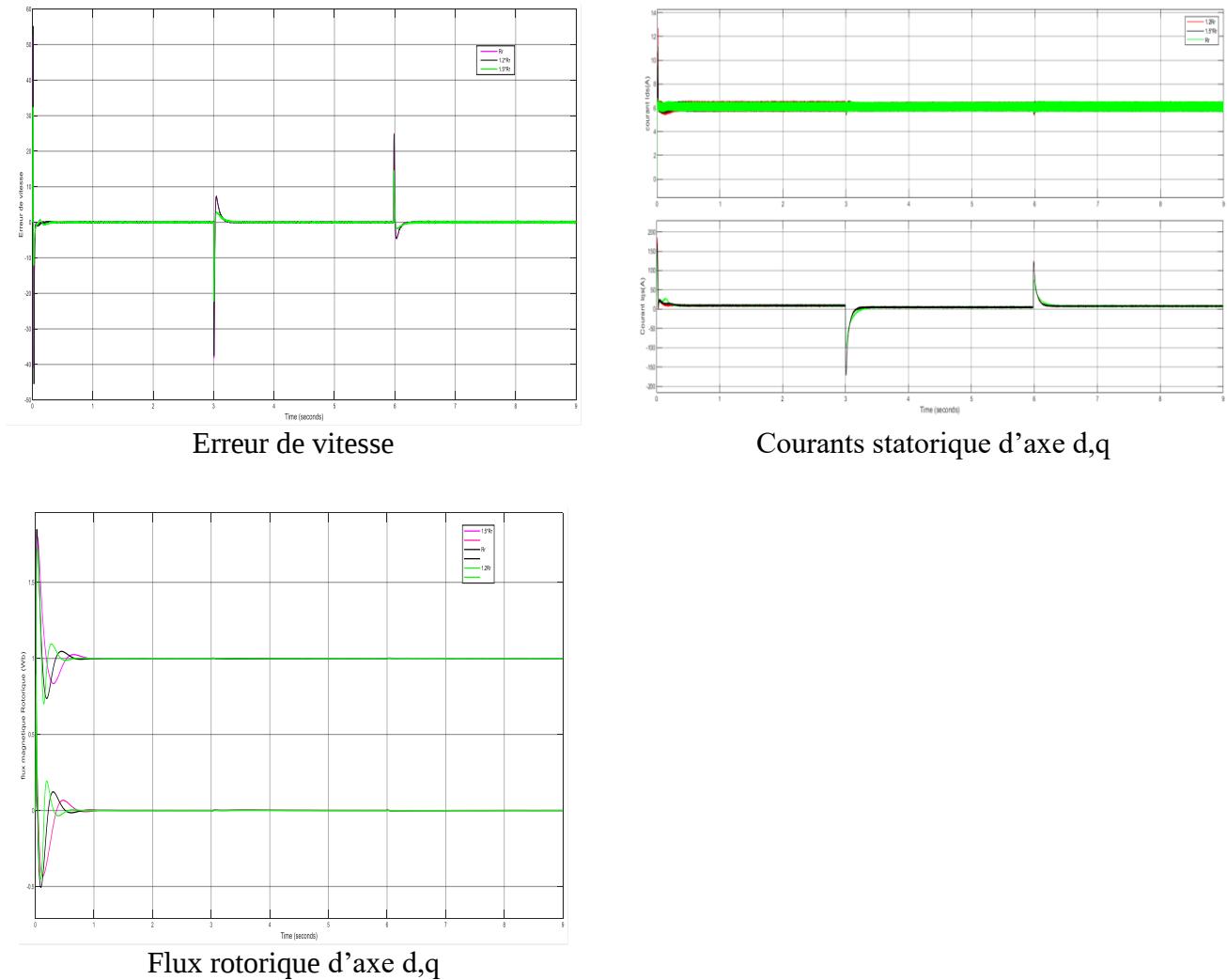


Figure III-10: Comportement dynamique de la MAS lors d'une variation de la résistance rotorique.

Pour les figures III-10 : La variation de la résistance rotorique a une influence sur l'orientation du flux qui est altérée pendant les phases transitoires, lors des perturbations et aussi lors d'inversion du sens de rotation, la réponse en vitesse est influencée elle aussi par les variations de la résistance R_r , et on note une détérioration du découplage lors des régimes transitoires et en présence de perturbation de la charge, ce qui diminue la robustesse du contrôle vectoriel.

III.11. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons exposé les principes fondamentaux de la commande vectorielle, en mettant l'accent sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Cette commande permet de réaliser le découplage requis, permettant ainsi de séparer la commande du flux et celle du couple.

Dans un premier temps, nous avons présenté la méthode de calcul des différents régulateurs, puis nous avons réalisé le test de robustesse pour la variation de vitesse, de charge et de résistance rotorique.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la Commande par logique floue de la MAS

Chapitre IV

La commande par logique floue

Chapitre IV. La commande par logique floue

IV.1. Introduction

La théorie des ensembles flous est une description mathématique d'un processus qui repose sur la logique floue. Les ordinateurs, grâce à leur mécanisme tout-ou-rien (1 ou 0), ont commencé à se diffuser de manière massive. D'un autre côté, la logique floue a donné la possibilité de gérer des variables incorrectes dont les valeurs peuvent fluctuer entre 1 et 0. Dans un premier temps, son but est de résoudre les problèmes de contrôle de processus, c'est-à-dire de gérer un processus selon certaines instructions en travaillant sur les variables qui décrivent le processus. Cependant, son approche diffère de la méthode traditionnelle de contrôle automatique. Souvent, elle fait appel aux compétences d'experts ou d'opérateurs qualifiés qui œuvrent sur le processus [23]. Le but de ce chapitre consiste à donner un exemple d'utilisation de la logique floue pour régler la vitesse d'une machine asynchrone triphasée en utilisant le régulateur de vitesse traditionnel.

IV.2. Principe et Historique de la Logique Floue

L'apparition de la logique floue est due aux premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30. Cependant, ce n'est qu'en 1965 que le professeur Lotfi Zadeh propose les fondements théoriques de cette logique dans un article intitulé "Ensembles flous". Ce spécialiste de l'automatisation, connu à l'échelle mondiale, a accompli de nombreuses avancées théoriques qui ont permis de modéliser des phénomènes sous forme floue, afin de surmonter les limites liées aux incertitudes des modèles classiques par équation différentielle.

Voici l'essentiel de la logique confuse et hystérique [24] :

- En 1973, Lotfi Zadeh suggère l'utilisation de la logique floue afin de résoudre les problèmes de régulation.
- En 1975, le professeur Mamdani présente à Londres une première application très prometteuse du réglage par la logique floue et élabore une stratégie pour superviser une chaudière à vapeur.
- En 1978, c'est F.L. Smidth-Fuller, une société danoise, qui assure le contrôle d'un four à ciment : c'est la première application industrielle concrète de la logique floue. [25]
- En 1983, il y a la mise au point d'un épurateur d'eau à commande par la logique imprécise.
- Dès 1985, le chercheur M. Suegno introduit la logique floue au Japon.

Les premières réalisations remarquables de ce genre de commande ont été développées à la fin des années 80 et au début des années 90, comme le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990).

Depuis lors, la logique floue connaît un véritable développement au Japon en raison de la rapidité avec laquelle les entreprises japonaises ont compris ses bénéfices, tant techniques que commerciaux [26] :

- La facilité d'installation.
- Solutions de problèmes complexes à plusieurs variables.
- Une grande résistance face aux incertitudes.
- Il est possible d'incorporer les compétences de l'expert.

IV.3. Avantages et inconvénients de la commande par logique floue

La méthode de commande par logique floue présente plusieurs bénéfices et inconvénients [27]

Les avantages essentiels sont :

- Il n'y a pas besoin de modéliser (mais il peut être bénéfique d'avoir un modèle adéquat).
- Il est possible de mettre en place des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus.
- La connaissance du processus avec un comportement complexe (très non-linéaire et difficile à représenter).
- L'obtention régulière de performances dynamiques améliorées (régulateur non linéaire).
- Il existe deux options : la solution logicielle (microprocesseur, DSP et PC) ou la solution matérielle (processeurs flous).

Les inconvénients de la commande par logique floue sont:

- La non-existence de consignes précises pour la création d'un réglage (sélection des mesures à effectuer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- Le mode de travail artisanal et non systématique (l'intégration des connaissances des opérateurs est souvent complexe).
- Il est impossible de montrer la stabilité du circuit de réglage de manière générale (sans un modèle valide).
- Il est possible que des cycles limites se manifestent en raison d'un fonctionnement non linéaire.
- La cohérence des inférences n'est pas assurée à l'avance (il est possible que des règles d'inférence contradictoires apparaissent).

IV.4. Opérateur de la logique flous

Les relations intersection, union et complémentation sont définies dans la théorie des ensembles classiques, avec les opérateurs ET, OU et NON. On retrouve également ces opérateurs en logique floue, mais ils sont adaptés aux particularités de cette logique afin de traiter les ensembles flous. Il est donc possible de créer des opérateurs similaires à ceux de la logique booléenne en cherchant à respecter plusieurs propriétés et en retrouvant les opérations de base existantes en logique classique.

Puissent E et F être considérés comme deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique, définis dans l'univers du discours UD en fonction de leurs fonctions d'appartenance respectives μ_F et μ_E .

➤ Opérateur ET (Intersection floue) :

Les éléments x de l'univers de discours UD appartenant à E et F constituent le sous-ensemble flou, qui correspond à l'intersection des sous-ensembles E et F.

Dans un raisonnement ambigu, l'opérateur ET peut être représenté par :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \min\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD$$

Ou bien :

$$\mu_{E \cap F}(x) = \mu_E(x) \cdot \mu_F(x) \quad \forall x \in UD$$

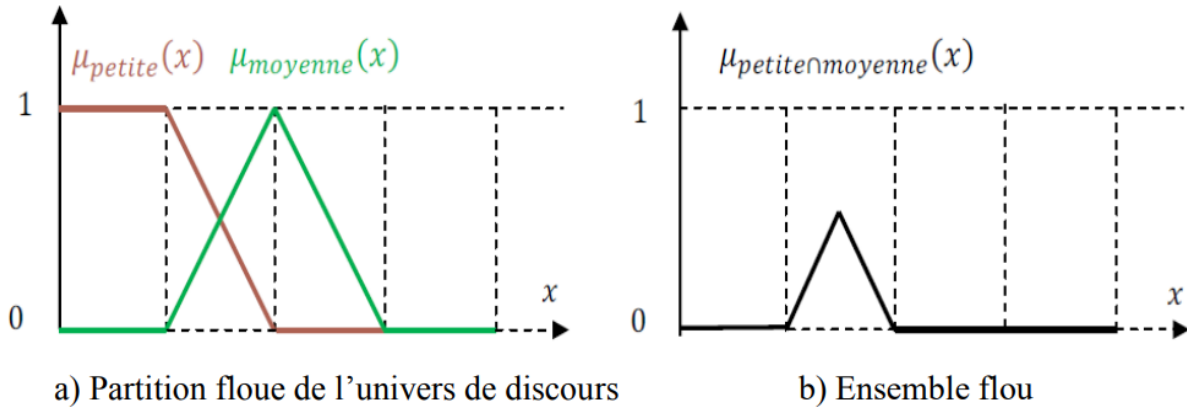


Figure IV-1: Intersection des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne ».

➤ Opérateur OU (Union floue):

Selon la définition suivante, la fonction d'appartenance $\mu_{E \cup F}$ pour l'ensemble flou $E \cup F$ est :

$$\mu_{E \cup F}(x) = \max\{\mu_E(x), \mu_F(x)\} \quad \forall x \in UD$$

$$\mu_{E \cup F}(x) = \mu_E(x) + \mu_F(x) \quad \forall x \in UD$$

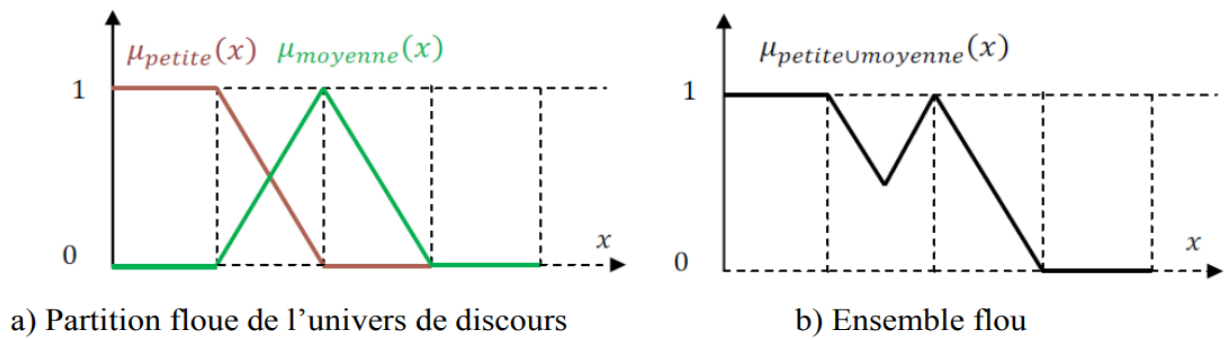


Figure IV-2 : Union des sous-ensembles flous « petite » et « moyenne ».

➤ Opérateur NON (négation floue)

Comme le montre la (figure 3), le sous-ensemble flou complémentaire du sous-ensemble E est un sous-ensemble de l'univers de discours UD qui est défini par les éléments x de l'UD qui ne font pas partie du sous-ensemble flou E. Il est possible de le dire ainsi :

$$\mu_{\bar{E}}(x) = 1 - \mu_E(x) \quad \forall x \in UD$$

Le complément flou est la représentation floue de l'opération NON de la logique classique.

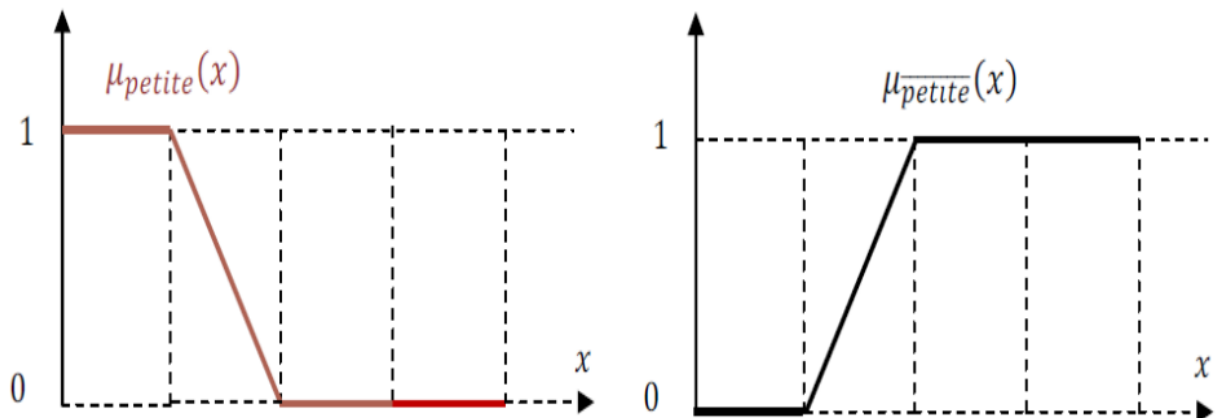


Figure IV-3: Complémentation du sous-ensemble flou «petite».

IV.5. Le contrôleur floue

L'objectif du contrôle logique est d'obtenir une loi de contrôle efficace sans avoir un modèle précis du processus à ordonner, mais basé sur une description linguistique qualitative du comportement du système. Son approche du contrôle d'un processus ne traite pas de relations mathématiques bien définies, mais exploite les connaissances et l'expérience (expertise) acquises par l'opérateur (expert). Ceux-ci sont formulés à l'aide de règles de conduite utilisant un

vocabulaire symbolique. Le réglage de la logique floue manipule les inférences avec plusieurs règles floues appliquées aux variables linguistiques.

La spécificité de la commande floue réside dans le fait qu'il est possible de modéliser le raisonnement humain. Quant à son intérêt, il apparaît clair pour les systèmes mal connus ou difficiles à décrire. Ce type de commande simple est facilement adaptable aux conditions de fonctionnement, avec généralement un nombre faible de règles floues pour décrire le système ; la coordination de plusieurs objectifs de commande est également possible (systèmes multivariés). Une propriété très intéressante caractérise également le contrôle par logique floue, en effet elle est réputée robuste dans le cas de systèmes variant dans le temps.

IV.6. Structure d'un contrôle logique flou :

La structure d'une commande basée sur la logique floue est illustrée à la Figure (IV-4)

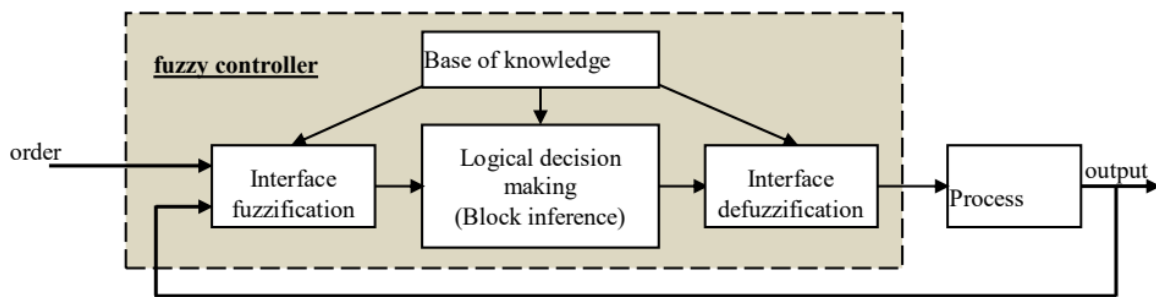


Figure IV-4 : Structure de base d'une commande de logique floue

Il se compose de quatre blocs [IV-4] :

- Une interface de fuzzification à l'entrée,
- Une base de connaissances,
- Logique décisionnelle (ou bloc inférence),
- Une interface de de fuzzification de sortie,

IV.7. Les étapes de la logique floue

IV.7.1. Fuzzification

Définition des fonctions d'appartenances

Le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance, qui est similaire à la fonction caractéristique en logique classique. En général, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est connue sous le nom de $\mu_A(x)$. La variable caractérisée est l'argument x , tandis que l'indice A indique l'ensemble concerné [28]

Les types de fonctions d'appartenance peuvent prendre diverses formes :

a) Fonction d'appartenance triangulaire Figure (IV.a)

$$\mu(x) \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.1)$$

b) Fonction d'appartenance trapézoïdale Figure (IV.b)

$$\mu(x) \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{c-x}{c-b} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (4.2)$$

c) Fonction d'appartenance gaussienne Figure (IV.c)

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[-\left(\frac{x-m}{\delta} \right)^2 \right] \text{ Avec } -\infty < x \leq +\infty \quad (4.3)$$

La figure (4) représente les formes de ces trois types de fonction d'appartenance

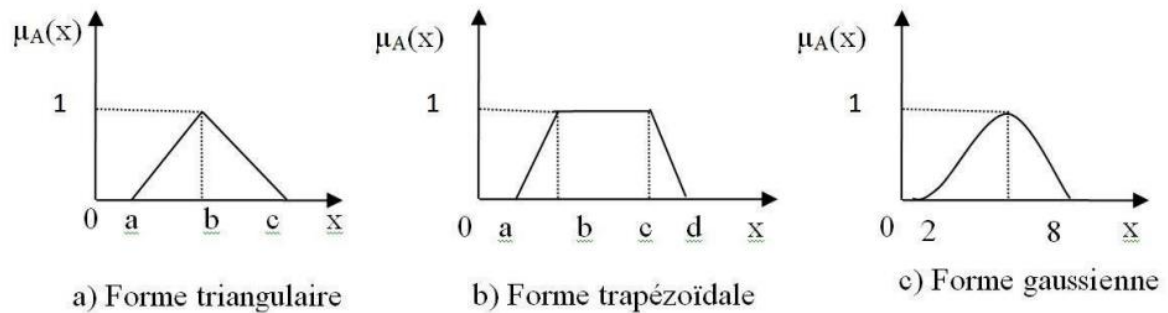


Figure IV-5. Différentes formes de la fonction d'appartenance

IV.7.2. Les règles floues

A. Inférence floue

En se basant sur les qualifications linguistiques fournies par l'étape de fuzzification, les règles floues permettent de déduire des informations sur l'état du système. Ces compétences sont également des compétences en langue.

En général, les règles floues sont tirées des expériences des opérateurs ou des spécialistes. On traduit ces connaissances en règles simples qui peuvent être employées dans un processus d'inférence floue. Par exemple, lorsque l'expert affirme que si la température de l'eau est élevée,

il est nécessaire d'ajouter de l'eau froide, le système utilisera une règle similaire à « si p alors q » [28]

B. Traitement numérique de l'inférence

En utilisant la logique floue pour régler, une valeur de commande a été donnée pour un ensemble de variables physiques d'entrée. À titre d'exemple, la règle :

En prenant $\mu_{A_1}(x_1)$ comme degré d'appartenance de x_1 à A_1 et $\mu_{A_2}(x_2)$ comme celui de x_2 à A_2 , on obtient la valeur à attribuer à l'ensemble flou de sortie A_3

La méthode d'inférence permet de réaliser les opérations qui combinent les valeurs d'entrées et les valeurs de sorties au moyen de différentes méthodes. Ces méthodes sont les plus couramment employées :

- Méthode d'inférence MAX-MIN.
- Méthode d'inférence MAX-PROD.
- Méthode d'inférence SOMME-PROD .[29]

IV.7.3. Défuzzification

L'objectif de cette étape est de procéder à l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire d'obtenir une valeur physique de la sortie à partir de la surface obtenue. Il existe différentes techniques de défuzzification. Comme pour tous les opérateurs incertains, le créateur du système doit sélectionner parmi différentes définitions de définition [28]

Les plus utilisées sont :

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

L'approche du centre de gravité la plus répandue. L'objectif de cette méthode est de déterminer le point de gravité de la surface obtenue. On peut calculer l'abscisse du centre de gravité de la sortie en utilisant la relation générale:

$$x_G = \frac{\int u_{\mu}(x) dx}{\int \mu(x) dx} = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \mu(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_i(x_i)} \quad (4.03)$$

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

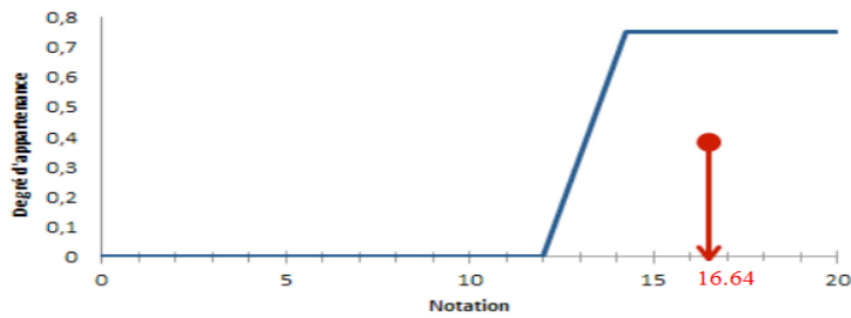


Figure IV-6. La méthode du centre de gravité.

IV.8. Application de la logique floue à la commande du moteur asynchrone

IV.8.1. Commande par logique Floue

Le réglage par la logique floue, à la différence des méthodes de réglage traditionnelles, ne se base pas sur des formules ou des relations mathématiques bien définies ou précises. Cependant, il utilise différentes règles floues basées sur des opérateurs flous tels que ET, OU, ALORS, etc., pour manipuler des inférences avec des variables linguistiques.

IV.8.2. Correcteurs flous à base de PI

Pour commencer, il est nécessaire de déterminer la base du correcteur, c'est-à-dire le moteur flou. On peut déterminer la sortie de celui-ci, appelée SPD, en utilisant les fonctions k_p et k_d , qui représentent respectivement les bénéfices de l'action proportionnelle et dérivée du moteur.

$$S_{pd} = G \left(\frac{1}{G} + e(t)k_1(e, de) + \frac{1}{G_2} \frac{de(t)}{dt} k_2(e, de) \right) \quad (4.04)$$

Il est simplement nécessaire d'intégrer la sortie du moteur flou pour fabriquer un correcteur de type PI. Lorsqu'on enregistre SPI la sortie du contrôleur flou de type PI, on obtient :

$$S_{pi} = \int S_{pd} dt$$

a) Principe et structure de la commande

L'entrée du contrôleur flou est l'erreur (e) et la variation de l'erreur (de), le schéma bloc de la structure de commande est présenté dans la figure ci-dessous :

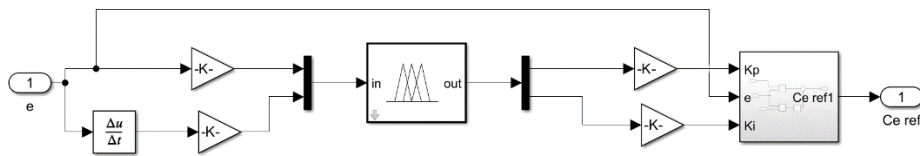


Figure IV-7 : Schéma bloc d'un régulateur flou

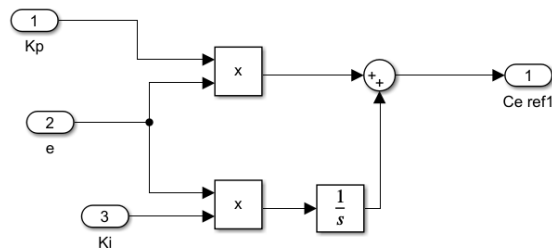


Figure IV-8: Schéma bloc d'un control PI

b) Les entrées floues

Le système présente deux entrées et deux sorties Figure (IV.9) :

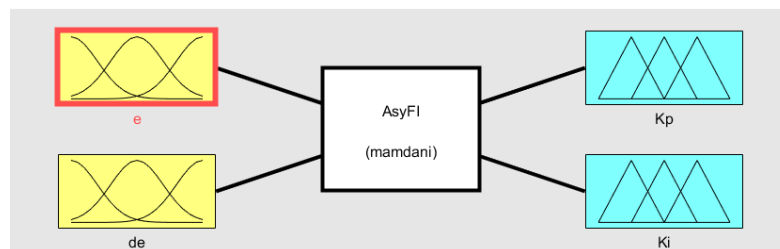


Figure IV-9: Création d'entrées et sortie.

c) Les fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenance des entrées $((e), (\Delta e))$ sont choisies identiques de formes triangulaires avec sept classe et sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$

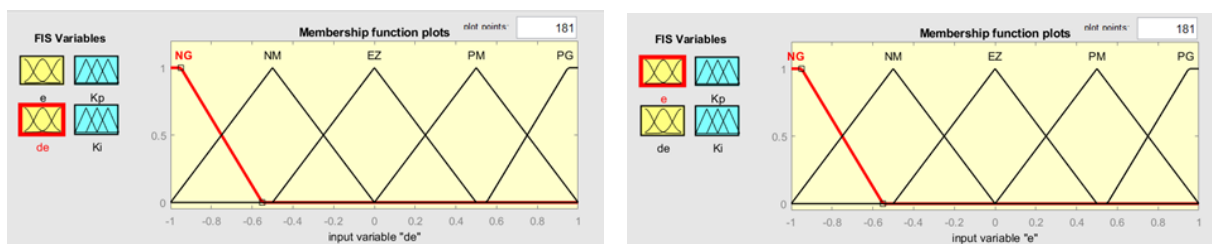


Figure IV-10: Fonctions d'appartenances pour les entrées de régulateur (e) et (de)

Les fonctions de sortie (Kp), (Ki) sont sélectionnées de formes triangulaires avec sept catégories et sont définies dans l'intervalle [0, 1].

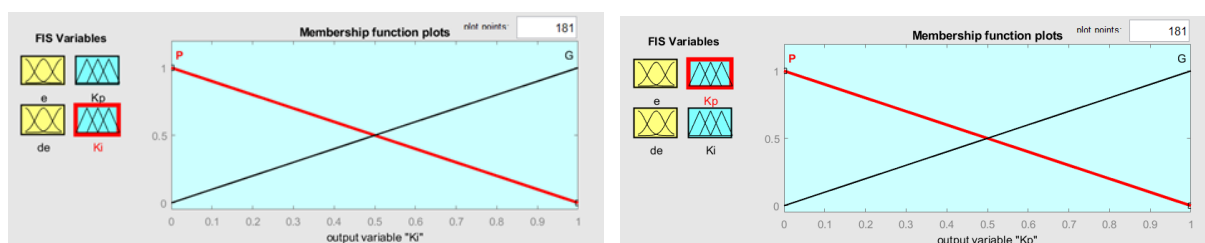


Figure IV-11: Fonctions d'appartenances pour la sortie de régulateur

d) Les règles d'inférence.

Les ensembles flous de l'erreur (e) et le dérivé de l'erreur (de). Les résultats sont indiqués dans ces tableaux :

Table 5 : Les règles d'inférence

kp	e de	NG	NM	EZ	PM	PG
	NG	N	N	N	N	N
	NM	P	N	N	N	P
	EZ	N	N	N	N	N
	PM	P	N	N	N	P
	PG	N	N	N	N	N

Ki	e de	NG	NM	EZ	PM	PG
	NG	N	N	N	N	N
	NM	P	N	N	N	P
	EZ	N	N	N	N	N
	PM	P	N	N	N	P
	PG	N	N	N	N	N

	NG	N	P	P	P	N
	NM	N	N	P	N	N
	EZ	N	N	N	N	N
	PM	N	N	P	N	N
	PG	N	P	P	P	N

IV.9. Simulation et les résultats numérique

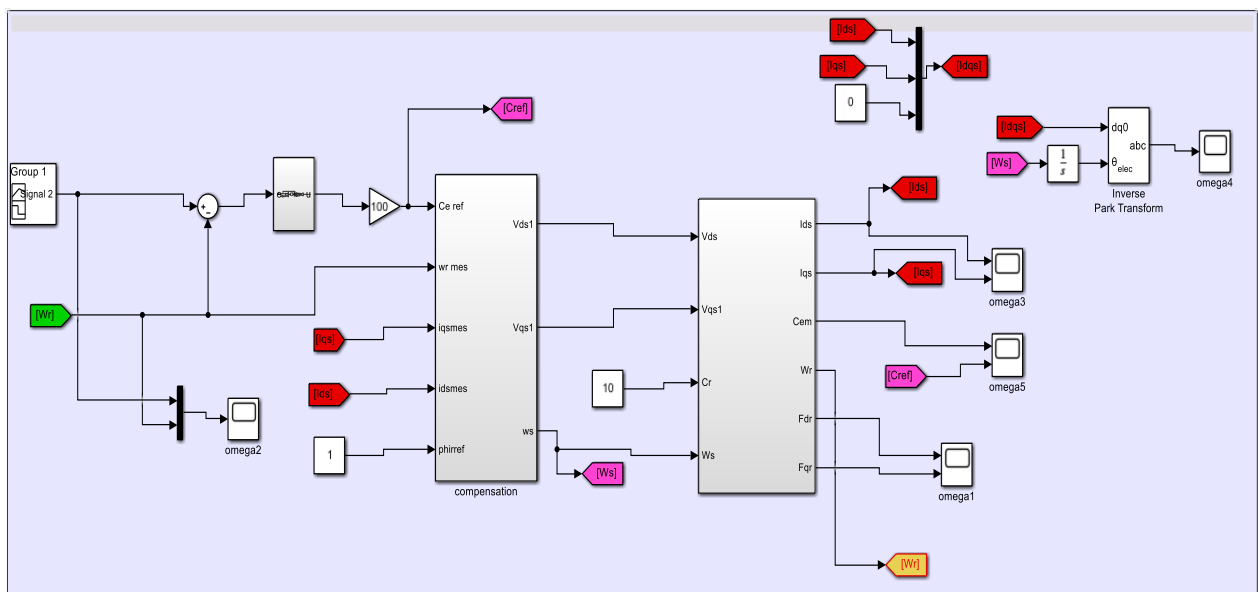


Figure IV-12:Schéma bloc de la simulation

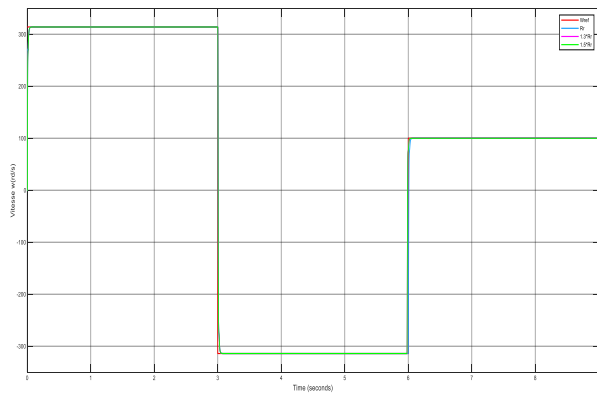
Après plusieurs essais en simulation, nous avons choisi les gains du RLF, Nous allons étudier le comportement du système avec le régulateur PI par logique floue (RLF) de la même façon que pour le régulateur PI décrit au chapitre 3. Les mêmes conditions des tests ont été établies:

La consigne de vitesse variable;

Perturbation de la charge

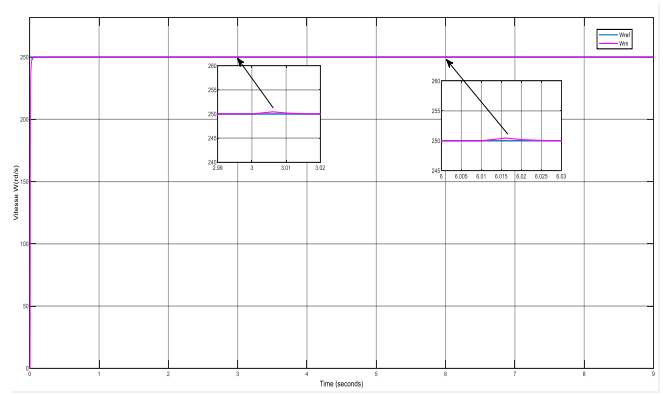
La résistance rotorique: $R_r=1.2 \cdot R_r$ ou $R_r= 1.5 \cdot R_r$.

Resistance rotorique variable

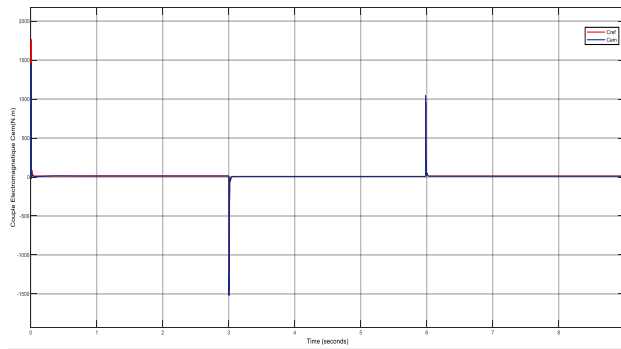


(a)

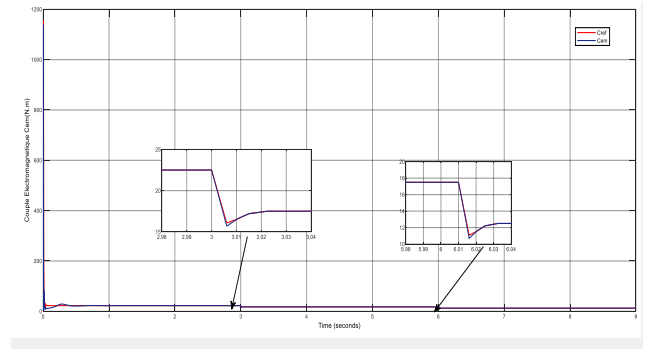
Perturbation de la charge



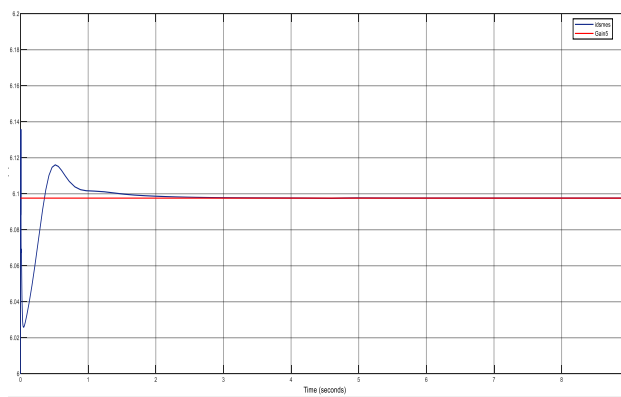
(a)



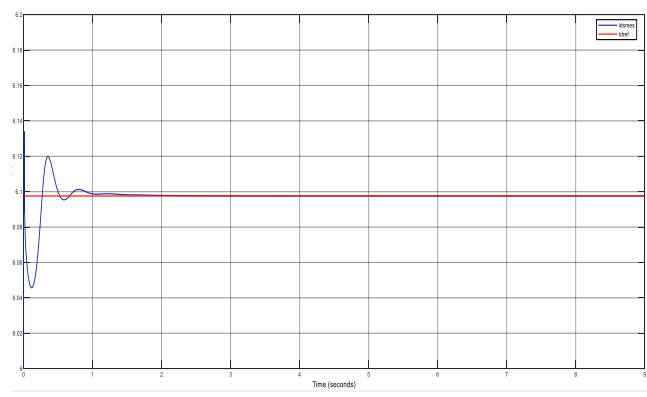
(b)



(b)



(c)



(c)

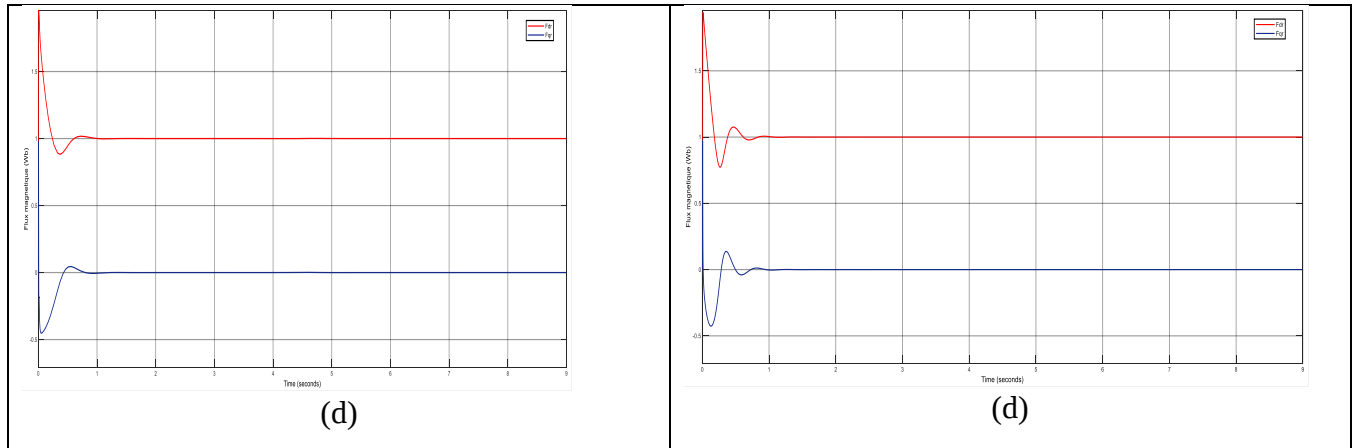


Figure IV-13: résultats de simulation pour deux tests

(a) vitesse de rotation, (b) Couple électromagnétique, (c) Courant statorique d'axe d, (d) flux rotorique

Il ressort des figures ci-dessus que lors de l'utilisation du contrôleur à logique floue, Le temps de montée est inférieur dans le cas du contrôleur PI. Le contrôleur à logique floue, cependant, offre une meilleure réponse lorsque la vitesse de référence est modifiée (soit diminuée, soit augmentée par rapport à la vitesse de base). Il a tendance à s'approcher plus rapidement de la nouvelle vitesse de référence. Les tracés de couple montrent que lors de l'utilisation du contrôleur à logique floue, des dépassements élevés se produisent lors de la variation de la vitesse de rotation, le contrôleur PI présente des pics de couple moins élevés. En effet, le contrôleur à logique floue est basé sur une connaissance aléatoire des données.

Les réponses du système avec le RLF pour la variation de la résistance rotorique R_r et avec perturbation de charge sont également données dans cette figure. Nous pouvons remarquer que malgré les variations au niveau de la résistance rotorique ou de la charge, la réponse de vitesse suit très bien la trajectoire qui lui est imposée. En fait, comme illustré à la Figure (xxxx), la vitesse de référence et la vitesse à la sortie du modèle du MAS sont pratiquement confondues.

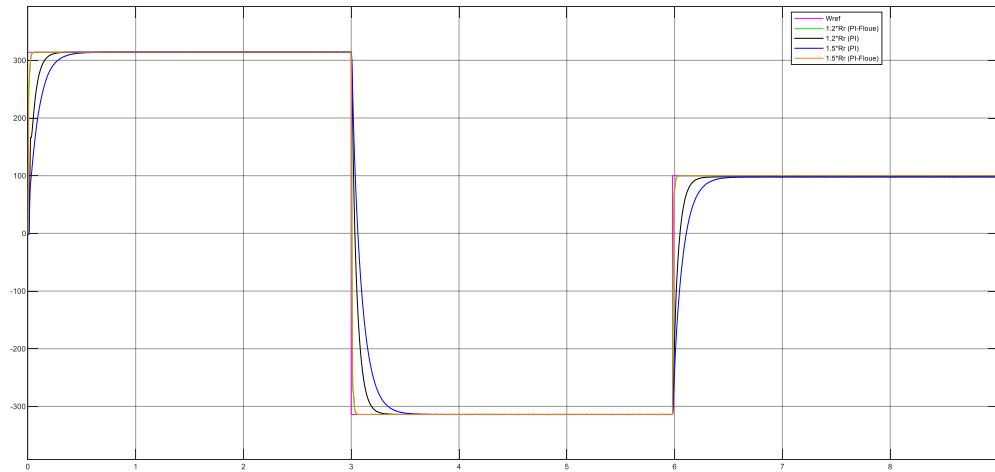


Figure IV-14 : vitesse de rotation pour les deux types de régulateur avec des résistances rotorique variables

Les essais en simulation pour le RLF et le régulateur PI ont été effectués sous les mêmes conditions. Les résultats montrent que le RLF est plus robuste que le régulateur PI face aux variations des conditions de fonctionnement

Conclusion

Le contrôleur de logique floue s'est avérée offrir des performances convenables. L'erreur en régime permanent s'est avérée nulle. Chaque fois que la machine à induction était chargée, la vitesse de la machine diminuait, mais seulement dans une très faible mesure. Le temps de montée et le temps de stabilisation du système s'est amélioré par rapport au contrôleur PI.

Nous avons porté notre attention sur l'influence de la résistance rotorique parce qu'elle varie le plus en fonction de la température parmi les paramètres de la MAS. Les études ont été faites en boucle ouverte et aussi en boucle fermée de vitesse. Nous avons testé la robustesse du RFL vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique. Les essais extensifs avec les valeurs de résistance rotorique de 20% et 50% de la valeur nominale montrent que le RLF est plus robuste que le régulateur PI. C'est donc qu'avec la commande RLF, nous avons achevé une robustesse partielle vis-à-vis la variation de la résistance rotorique.

CONCLUSION

Conclusion

Ce mémoire permet d'explorer les aspects techniques liés à la commande des machines asynchrone dans le contexte spécifique du transport des hydrocarbures au début de la région de transport à la Sonatrach vers Skikda.

Le modèle des machines asynchrones, effectué au chapitre II, permet un fonctionnement complexe des machines et le développement d'un nouveau modèle mathématique. L'analyse des performances de la machine asynchrone alimentée par un onduleur a également été approximée, permettant l'évolution de l'impact des harmoniques générées par l'onduleur sur le fonctionnement du moteur.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone a été présentée dans le troisième chapitre. Nous avons utilisé des techniques simples de réglage des courants et de la vitesse mécanique, en utilisant des régulateurs PI. La mise en œuvre numérique de la commande vectorielle a été effectuée entièrement dans l'environnement Simulink. Les simulations ont permis de constater de très bonnes performances dynamiques mais cette commande est affectée par la variation de la charge et de la résistance rotorique.

Le chapitre quatre présente les résultats de simulation obtenues avec le régulateur à logique floue qui sont plus rapides et plus robuste lors des variations de la charge, mais le problème réside dans le couple électromagnétique qui affiche des pics lors de la variation de la vitesse.

Les résultats de nos recherches fournissent des informations sur l'importance d'une commande optimale des machines asynchrones pour assurer un fonctionnement fiable et efficace. Les méthodes de commande vectorielle et la logique de floue, malgré leur complexité, offrent des pistes possibles pour améliorer les performances du système, en termes de précision, de rapidité et de flexibilité.

Ces conclusions reposent sur la base d'une amélioration future des systèmes de contrôle des machines asynchrones dans le secteur pétrolier algérien, contribuant à l'optimisation des opérations de transport et à la réduction de la consommation d'énergie.

Il est important de mener des recherches dans ce domaine afin d'explorer des stratégies permettant de maîtriser des technologies plus avancées et de nouvelles technologies visant à améliorer l'efficacité et la fiabilité des systèmes de pompage. Intégration des énergies renouvelables et optimisation des processus de transport pour remplacer les axes de recherche prometteurs d'avenir.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

Références bibliographiques

- [1] : Description Du Reseau De Transport Par Canalisation Des Hydrocarbures >> doucement sonatrach
- [2] : H.Bourebaia, Document RTE "Installation Pétrolières et Operations Exploitation", TA Oléoduc Skikda.
- [3] : Boudjtat Walid << étude et simulation d'une machine asynchrone alimente par un onduleur de tension a commande MLI>> Université de badji mokhtar-Annaba – 2017
- [4] K. Brahmi, K. Gherbi, « Contrôle vectoriel d'une machine asynchrone alimentée en tension », PFE, USTHB, Dépt. d'Electrotechnique, 199η.
- [5] Hanane Haddad <> Master Professionnel en Electrotechnique, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013
- [6] G. Brahim," Commande non linéaire de la machine à induction", Mémoire de master, Université de Batna,2012.
- [7] Benyahia. M, "Commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " Mémoire de magister, Université de Batna 2001.
- [8] T.Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [9] Akkouchi Kamel. Commande direct du couple d'une machine asynchrone. Thèse de magister en électrotechnique de l'université Badji Mokhtar-Annaba 2007.
- [10] Soufien Gdaim. Commande direct du couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligente. Thèse de doctorat en Electronique et Informatique temps réel de l'école nationale d'ingénieurs de Monastir-Tunis 2013.
- [11] <http://madiana.solutec.pagesperso-orange.fr/autopilot/Introduction.html>.
- [12] A Miloud et Mahi Ibrahim. Commande floue direct du couple d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique en utilisant la technique MRAS. Thèse de master en électrotechnique de l'université Dr Tahar Moulay de Saida 2017.
- [13] Y. D. LANDAU, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., NewYorck, 1979.

- [14] Chekima Djamel," Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [15] Y. D. LANDAU, "Adaptive Control ". The Modèle Référence Approche. Inc., NewYorck, 1979.
- [16] H.CHIKHI, « CONTREBUTIONS AU DEVELOPPEMENT ET A L'IMPLANTATION DES STRATEGES DE COMMANDES EVOLUEES DES MACHINES ASYNCHRONE », Thèse de Doctorat, 2013
- [17] DIEDHIOE Tidjini, << Estimation de la Vitesse et des Résistances statorique et rotorique pour la Commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone >>, MEMOIRE FIN D'ETUDE, Electromécanique, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [18] BECHOUCHE Ali, << Implémentation de la Commande Vectorielle à Flux Orienté de la Machine Asynchrone avec Observation du Flux >>, MEMOIRE DE MAGISTER En Electrotechnique, Université Tizi-Ouzou, décembre 2009.
- [19]Choubar Khoutir modélisation de la machine asynchrone Mémoire d'ingénieur l'universite de m'sila 2000.
- [21]P.Krishnamurthy, F.Khorrami, "Adaptative Partial-State Feedback Control for Induction Motors, American control conference, Denver, Colorado, June 4-6, 2003
- [22] : Sorin Gusia," Modélisation des systèmes électroniques puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques", Université catholique de Louvain , Thèse de doctorat 2005
- [23] B. Kosko, Neural Network and Fwzy Systems: A Dynamical System Approach tc Machine Intelligence, Prentice-Haü, Englewood Cliffs, N J., 1991.
- [24] Zadeh, L. A, "Fuzzy Sets", Information and Control, 8, 338, 1965.
- [25] Zadeh, L. A, "A ationale for Fuzzy Control", J. Dynamic Syst., Meas and Control, Vol. 94, Series G, 3, 1972.
- [26] Zadeh, L. A, "Making the Computers Think Like People", IEEE Spectrum, 1994.
- [27] Taieb BESSAAD, « Commande par logique floue d'un système multi-machines connectées en série », Thèse de Doctorat unv medboudhiaforan 2018.
- [28] Franck Dernoncourt, « introduction à la logique floue », fichier électronique, www.developpez.com, Paris, Avril 2011.

- [29] Mme OUISSI Fatima Zohra, « Classification des arythmies cardiaques par les arbres de décision flous », thèse de master, Université Abou Bakr Belkaid, Tlemcen, 2011.

ANNEXES

Annexes

Les parametres de réglage de notre moteur sont donnés ci-dessous :

Puissance nominale $P_m=5.5\text{kW}$;

Tension nominale $V=220*\sqrt{2}$;

Vitesse nominale $\Omega_n=$

Couple nominale $C_n=18\text{ N.m}$;

Résistance statorique $R_s=1.32\Omega$;

Résistance rotorique $R_r=0.922\Omega$;

Inductance cyclique propre au stator $L_s=0.169\text{H}$;

Inductance cyclique propre au rotor $L_r=0.1715\text{H}$;

Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor $M=0.164\text{H}$;

Le moment d'inertie $J=0.0206\text{ Kg.m}^2$;

Le coefficient de frottement visqueux : $F=0.01\text{ Kg.m}^2/\text{s}$;

Le nombre de pair de pole $P=1$;

Fréquence : $f=50\text{Hz}$;