

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER**

En : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Par : OUAHRANI Houcine

BENMEHDI Mohammed Walid

Sujet

**Identification et validation expérimentales de la commande
vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé à base de la carte
dSPACE DS1104**

Soutenu publiquement, le 22 / 06 / 2025 , devant le jury composé de :

Mr DRIS Younes	MCB	Université de Tlemcen	Président
Mr LAZREG Mohamed Haithem	MCA	Université de Tlemcen	Examineur
Mr LOUCIF Mourad	MCA	Université de Tlemcen	Encadreur
Mr MECHERNENE Abdelkader	MCA	Université de Tlemcen	Co-Encadreur

Année universitaire : 2024 / 2025

Dedicaces 1

J'ai l'honneur de dédier ce travail à :

- à mes très chers parents, pour leur amour inestimable, leur soutien constant, leurs sacrifices et leurs prières silencieuses, sans lesquels je n'aurais jamais pu arriver jusqu'ici. ;
- à mon frère Yasser et mes chères sœurs Ines et Asma ;
- à mon binôme Houcine pour tout le soutien qu'elle m'a apporté ;
- à tous les enseignants et les éducateurs qui ont contribué à ma formation durant tout le parcours de mes études jusqu'à ce jour ;
- à ma famille et mes amis Baghdad, Abdelghani, Akram, Zakaria, Imad Bouchenak et Mekkalache et mon coach de Gym Hichem Allo et tout personne qui ma connait et m'aimé ;

Mohammed Walid BENMEHDI
Tlemcen, le 29 Juin 2025

Dedicaces 2

JE dédie ce travail à toutes les personnes qui ont cru en moi et m'ont soutenue tout au long de ce parcours :

- à mes chers parents, pour leur patience, leur amour et leurs encouragements constants ;
- à mes frères, pour leur soutien et leur présence ;
- à ma chère grand-mère et à mes tantes, pour leurs prières et leur tendresse ;
- à mes amis les plus proches : Bagdad, Imad, Abdlghani, Akram, Zaki, Abderahmen pour leur amitié sincère, leur aide et leurs mots de motivation ;
- à mon binôme de mémoire walid, pour la collaboration, l'entraide et les efforts partagés tout au long de ce travail. Ton engagement a été essentiel dans la réussite de ce projet commun ;

Houcine OUAHRANI
Tlemcen, le 29 juin 2025

Remerciements

Nous remercions Dieu avant tous, pour nous avoir donné la force, la patience et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail. Sans Sa guidance et Son soutien, rien n'aurait été possible.

Nous tenons à remercier notre encadreur, Dr Mourad LOUCIF, Maître de conférences classe A à l'Université Aboubakr Belkaïd de Tlemcen, pour son aide et tous ses conseils, son écoute, sa patience et sa disponibilité. Nous lui exprimons notre profonde gratitude pour nous avoir fait profiter de ses connaissances, mais aussi de ses méthodes de travail et surtout de sa rigueur scientifique.

Nos infinis remerciements à notre co-encadreur, Dr Abdelkader MECHERNENE, Maître de conférences à l'Université Aboubakr Belkaïd de Tlemcen, pour ses aides, ses conseils avisés et ses remarques qui nous ont permis de réaliser notre travail et de le présenter dans sa meilleure forme.

Nous sommes particulièrement sensibles à l'honneur que nous a fait Monsieur Dris YOUNES, Maître de conférence à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaïd de Tlemcen, pour avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire.

Nous tenons également à adresser nos remerciements à Monsieur LAZREG Mohamed Haïthèm, Maître de conférences à l'Université Aboubakr Belkaïd de Tlemcen, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ce mémoire au titre de membre du jury.

Nos remerciements aussi à tous ceux qui m'ont aidé, aussi bien comme Doctorante Made-moiselle Ikhlef Ferdous dans mes recherches et documentations que dans mon encadrement et suivi.

Nous souhaitons également exprimer notre reconnaissance à l'ensemble des enseignants du département de génie électrique et électronique de l'université de Tlemcen et toute la promotion de commande électrique 2024-2025.

houcine OUAHRANI walid BENMEHDI
Tlemcen, le 16 juin 2025

TABLE DES MATIÈRES

DEDICACES 1	i
DEDICACES 2	ii
REMERCIEMENTS	iii
NOMENCLATURE	ix
GLOSSAIRE	x
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
I GÉNÉRALITÉS ET IDENTIFICATION SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE	2
I.1 INTRODUCTION	2
I.2 HISTORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	2
I.3 DÉFINITION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	2
I.4 CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	2
I.5 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE	4
I.6 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA MAS	5
I.6.1 Bilan de puissance	5
I.6.2 Rendement du moteur	6
I.7 IDENTIFICATION DES PARAMÈTRES DE LA MAS	7
I.7.1 Introduction	7
I.7.2 Identification par la méthode de la plaque signalétique	7
I.7.3 Identification par la méthode classique	9
I.7.3-a Identification des paramètres électriques	9
I.7.3-b Essai à vide	10
I.7.3-c Essai en court-circuit à rotor bloqué	12
I.7.4 Identification des paramètres mécaniques	13
I.7.4-a Essai de lâcher avec utilisation du Control Desk	14
I.7.4-b Calcul des paramètres mécaniques	15
I.8 VALIDATION DES RÉSULTATS OBTENUS	16
I.9 CONCLUSION	16
II MODÉLISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE À CAGE D'ÉCUREUIL ET L'ASSOCIATION MOTEUR ASYNCHRONE - ONDULEUR PILOTÉ PAR UNE MLI-ST	17
II.1 INTRODUCTION	17
II.1.1 Hypothèses simplificatrices	17
II.1.2 Modèle dynamique dans le référentiel triphasé ABC	17
II.2 COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE	19

II.3	TRANSFORMATION DE PARK	20
II.4	MODÈLE DYNAMIQUE DANS LE RÉFÉRENTIEL TOURNANT dq	21
II.4.1	Équations électriques	21
II.4.2	Équations magnétiques	21
II.4.3	Expression du couple électromagnétique	22
II.4.4	Représentation d'état dans le référentiel dq	22
II.5	MODÉLISATION DE L'ONDULEUR ET DE SA COMMANDE MLI	23
II.5.1	Modélisation de l'onduleur triphasé de tension	23
II.6	COMMANDE D'ONDULEUR PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION	25
II.6.1	Caractéristiques de la MLI sinus-triangle	26
II.6.2	Description de la commande MLI sinus-triangle	27
II.7	SIMULATION D'ONDULEUR AVEC SA COMMANDE MLI	27
II.7.1	Association moteur asynchrone - convertisseur	28
II.8	RÉSULTATS DE SIMULATIONS	29
II.8.1	Démarrage direct à vide	29
II.8.1-a	Interprétation des résultats	30
II.8.1-b	Résultats de simulation en charge	31
II.8.2	Conclusion	33
III	APPLICATIONS DES COMMANDES AU MOTEUR ASYNCHRONE	34
III.1	INTRODUCTION	34
III.2	COMMANDE SCALAIRE	34
III.2.1	Équations en régime permanent complexe et expression du couple électromagnétique	36
III.2.2	Contrôle de tension V/f de la machine asynchrone	37
III.2.3	Résultats de simulation d'un lon de vitesse	37
III.2.4	Interprétations des résultats	38
III.2.5	Résultats de simulation une marche en escalier	38
III.3	COMMANDE VECTORIELLE	39
III.3.1	Différents modèles mathématiques d'orientation de flux :	39
III.3.2	Mise en équation de la commande vectorielle	39
III.3.3	Découplage par compensation	40
III.3.4	Dimensionnement des régulateurs PI	41
III.3.4-a	Régulation des courants statoriques	41
III.3.4-b	Régulation de vitesse	42
III.3.5	Essai en réponse step	44
III.3.6	Résultats de la commande vectorielle (vitesse de référence en benchmark).	45
III.3.7	Conclusion	45
IV	IMPLÉMENTATION DES COMMANDES EN TEMPS RÉEL DU MAS	46
IV.1	INTRODUCTION	46
IV.2	CARTE DSPACE 1104	46
IV.2.1	Présentation de la carte	46
IV.2.2	Panneau de connexion	47
IV.3	DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL (BANC D'ESSAI COMPLET DU MAS)	48
IV.4	CONTROL DESK	52
IV.4.1	Créer un nouveau projet dans l'interface de ControlDesk	53
IV.5	IMPLÉMENTATION DE LA COMMANDE SCALAIRE SUR DSPACE 1104	58

IV.5.1	Profils de poursuite et de régulation	58
IV.5.2	Résultats expérimentale de la commande scalaire	59
IV.5.3	Interprétation	59
IV.6	IMPLÉMENTATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE	60
IV.6.1	Analyse des problèmes techniques observés	60
IV.7	CONCLUSION	61
	CONCLUSION GÉNÉRALE	62
	BIBLIOGRAPHIE	64
	ANNEXE A	65
	ANNEXE B	66

TABLE DES FIGURES

I.1	Stator d'un moteur asynchrone à cage	3
I.2	Rotor à cage d'écureuil	3
I.3	Bilan de puissance pour la machine asynchrone	6
I.4	Plaque signalétique de moteur asynchrone ge	7
I.5	Schéma équivalent du moteur asynchrone	8
I.6	Mesure de la résistance apparente par la méthode des deux wattmètres	9
I.7	Schéma de montage expérimental pour l'essai à vide	10
I.8	Schéma de montage pour l'essai à vide	10
I.9	Schéma équivalent essai à vide	11
I.10	Courbe de séparation des pertes	12
I.11	Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué	13
I.12	Capteur de vitesse dans MATLAB	14
I.13	mesures dans Control Desk	14
I.14	Évolution de la tension, de la vitesse et du courant en fonction du temps	14
I.15	Courbe de la vitesse angulaire en fonction du temps	15
I.16	Comparaison entre la vitesse simulée et la vitesse réelle du moteur	16
II.1	Représentation de la machine asynchrone dans le repère (a, b, c)	18
II.2	Position spatiale pour des différents repères	20
II.3	Structure d'un onduleur de tension triphasé	23
II.4	Exemple de chronogramme d'une commande sinus-triangle monophasée	25
II.5	Exemple de chronogramme d'une commande sinus-triangle triphasée	26
II.6	Modélisation de la MLI-ST sur Simulink	27
II.7	Modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux	28
II.8	Association moteur asynchrone - onduleur piloté par une MLI-ST	28
II.9	Flux rotorique Φ_{rd} et Φ_{rq} en fonction du temps	29
II.10	Courant statorique d et q en fonction du temps	29
II.11	Couple électromagnétique en fonction du temps	29
II.12	Courant de phase a en fonction du temps	30
II.13	Vitesse en fonction du temps	30
II.14	Flux rotoriques d et q en fonction du temps	31
II.15	Courants statoriques d et q en fonction du temps	31
II.16	Courant de phase a en fonction du temps	31
II.17	Couple électromagnétique en fonction du temps	32
II.18	Vitesse de rotation en fonction du temps	32
III.1	Caractéristique du couple électromagnétique.	36
III.2	Schéma de principe de contrôle de la MAS.	37
III.3	Résultats de la commande scalaire pour un échelon de vitesse.	37

III.4 Résultats de la commande scalaire pour une vitesse de référence escalier.	38
III.5 Estimation du couple électromagnétique et de position.	40
III.6 Découplage par compensation.	40
III.7 Boucle de régulation de courant.	41
III.8 Schéma du régulateur de vitesse	42
III.9 Boucle de régulateur de vitesse.	42
III.10 Schéma fonctionnel de régulateur de vitesse.	42
III.11 Schéma de principe de la commande vectorielle.	43
III.12 Résultats de la commande vectorielle (vitesse de référence en Step).	44
III.13 Résultats de la commande vectorielle (vitesse de référence en benchmark).	45
IV.1 Carte DSPACE 1104	46
IV.2 Carte DSPACE 1104	47
IV.3 Alimentation variable	48
IV.4 Auto-transformateur	48
IV.5 Moteur asynchrone triphasé	49
IV.6 Onduleur de tension SEMIKRON	50
IV.7 Capteur de courant	51
IV.8 Capteur de tension	51
IV.9 Schéma du banc d'essai utilisé	52
IV.10 Interface de control desk	52
IV.11 Définition de projet	53
IV.12 Définition de nom d'expérience	53
IV.13 Vérification du contrôleur R&D DS1104	54
IV.14 Méthode d'importation de fichier (.sdf)	54
IV.15 Adaptation des variables à mesurer	55
IV.16 Configuration du recorder après son lancement	56
IV.17 Lancement et arrêt de l'enregistrement	56
IV.18 Récupération de fichier.mat	57
IV.19 Exemple de récupération et affichage des données MATLAB $u = u(t)$	57
IV.20 Schéma d'implémentation et de validation de la commande scalaire en boucle fermée	58
IV.21 Schéma du bloc de mesure des capteurs	58
IV.22 Test de poursuite en escalier	59
IV.23 Simulation pratique de la commande vectorielle via la carte DSpace	60
IV.24 Illustration des problèmes techniques rencontrés lors de l'expérimentation	60
25 Capteur de vitesse (encodeur)	66
26 Ampèremètre analogique	67
27 Voltmètre analogique	67

Nomenclature

Nom	Symbole	Unité
Flux magnétique statorique axe d	φ_{ds}	Wb
Flux magnétique statorique axe q	φ_{qs}	Wb
Flux magnétique rotorique axe d	φ_{dr}	Wb
Flux magnétique rotorique axe q	φ_{qr}	Wb
Courant statorique axe d	I_{ds}	A
Courant statorique axe q	I_{qs}	A
Courant rotorique axe d	I_{dr}	A
Courant rotorique axe q	I_{qr}	A
Inductance propre statorique	L_s	H
Inductance propre rotorique	L_r	H
Inductance mutuelle stator-rotor	L_m	H
Résistance statorique	R_s	Ω
Résistance rotorique	R_r	Ω
Couple électromagnétique	C_e	Nm
Couple mécanique	C_m	Nm
Couple résistant	C_r	Nm
Inertie mécanique	J	kg·m ²
Coefficient de frottement visqueux	f_v	N·s/rad
Constante de temps rotorique	τ_r	s
Fréquence électrique	f	Hz
Tension statorique axe d	V_{ds}	V
Tension statorique axe q	V_{qs}	V
Tension rotorique axe d	V_{dr}	V
Tension rotorique axe q	V_{qr}	V
Tension simple statorique	V_s	V
Tension simple rotorique	V_r	V
Nombre de paires de poles	p	-
Vitesse électrique	w	rad/s
Vitesse mécanique	Ω	rad/s
Pulsation statorique	ω_s	rad/s
Pulsation rotorique	ω_r	rad/s
Pulsation de glissement	ω	rad/s

Acronyme	Signification
MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
CCM	Convertisseur Côté Machine
FOC	Field Oriented Control
dSPACE	Plateforme pour le prototypage rapide de commandes en temps réel
DS1104	Carte dSPACE DS1104, outil de commande temps réel pour les systèmes de contrôle
RTI	Real Time Interface, interface entre Simulink et la carte DS1104
ADC	Analog to Digital Converter, convertisseur analogique-numérique
DAC	Digital to Analog Converter, convertisseur numérique-analogique
UI	Unité d'Interface entre la carte et le système

Introduction générale

L'évolution rapide des systèmes d'entraînement électrique a accentué l'intérêt pour des machines robustes, économiques et performantes. Parmi elles, la machine asynchrone triphasée occupe une place centrale, grâce à sa simplicité de construction, sa fiabilité et sa large utilisation dans l'industrie.

Toutefois, malgré ces avantages, la commande des machines asynchrones demeure complexe en raison de leur nature non linéaire et couplée. Pour répondre aux exigences croissantes en matière de performances dynamiques et de précision de contrôle, des techniques avancées ont été développées, parmi lesquelles la commande vectorielle s'est imposée comme une solution performante et efficace.

La commande vectorielle permet de contrôler indépendamment le flux et le couple électromagnétique de la machine, à l'image de la machine à courant continu, offrant ainsi une dynamique rapide et une meilleure régulation. Elle repose sur la transformation des grandeurs triphasées dans un référentiel tournant, permettant une décomposition claire des composantes de flux et de couple. Afin de mieux cerner le comportement de la machine asynchrone et d'implémenter ces techniques de commande, il est indispensable de disposer d'un modèle précis et de connaître les paramètres caractéristiques de la machine.

Notre étude se déploie en quatre chapitres :

1. Le premier chapitre est consacré à la présentation de la machine asynchrone triphasée, incluant son principe de fonctionnement, ses caractéristiques et son identification expérimentale par la méthode classique.
2. Le deuxième chapitre traite de la modélisation mathématique de la machine asynchrone dans le but d'établir les équations dynamiques nécessaires à la mise en œuvre des stratégies de commande.
3. Le troisième chapitre présente la simulation de deux types de commande : la commande scalaire (V/f constant) et la commande vectorielle. Cette étude comparative met en évidence les performances respectives des deux approches.
4. Enfin, le quatrième chapitre est dédié à la validation expérimentale des résultats obtenus en simulation, à travers une implantation pratique sur un banc d'essai, afin de vérifier l'efficacité de la commande scalaire et vectorielle dans des conditions réelles de fonctionnement.

Cette étude est clôturée par une conclusion générale qui récapitule les principaux résultats, les observations issues de l'expérience et les perspectives envisagées pour de futurs développements.

Chapitre I

Généralités et identification sur le moteur asynchrone

I.1 Introduction

Les machines asynchrones couvrent actuellement l'essentiel des besoins de la transformation d'énergie électrique en énergie mécanique. À titre d'exemple, elles sont utilisées pour la quasi-totalité des fonctions auxiliaires d'une centrale de production électrique ; elles sont généralement aussi utilisées dans les procédés industriels. L'étude de ces machines acquiert donc une grande importance.

La majorité des machines sont entraînées par des moteurs asynchrones, principalement alimentés en courant alternatif triphasé, et parfois en monophasé. Ce type de moteur s'impose largement dans de nombreuses applications grâce à son coût compétitif, sa robustesse, et sa simplicité d'entretien.

I.2 Historique de la machine asynchrone

Historiquement, le dix-neuvième siècle fut l'époque des grandes découvertes en électrotechnique, dont les bases fondamentales ont été établies entre 1820–1830 par des hommes de science parmi lesquels on peut citer : OERSTED, AMPÈRE, BIOT, SAVART, LAPLACE, OHM, FARADAY.

Ploussarde (1873), MAXWELL formalisa les lois de l'électromagnétisme moderne dans son fameux ouvrage : 'Treatise on Electricity and Magnetism'.

Mais ce n'est qu'à partir de 1870 que l'électrotechnique industrielle s'affirma, notamment grâce à la production d'énergie électrique par les génératrices à courant continu (dynamos) de Gramme et de Siemens. Ensuite, dans les années 1880, furent conçus les alternateurs et les transformateurs polyphasés. Les premiers devaient concurrencer et d'étrôner les dynamos pour la production de l'électricité. Enfin, les travaux de N. TESLA et de l'italien FERRARIS complétèrent les systèmes à courants alternatifs polyphasés par la conception et la construction des machines d'induction ou asynchrones en 1888.

I.3 Définition de la machine asynchrone

Une machine asynchrone est un dispositif fonctionnant en courant alternatif, caractérisé par une différence entre la vitesse de rotation du rotor et celle du champ magnétique tournant. Le rotor est toujours légèrement en retard par rapport à la vitesse du champ statorique.

I.4 Constitution de la machine asynchrone

Le stator : C'est la partie magnétique fixe du moteur asynchrone. Elle comporte des enroulements qui, alimentés en énergie électrique, vont produire un champ magnétique tournant. Le stator est fixé sur la carcasse [8].

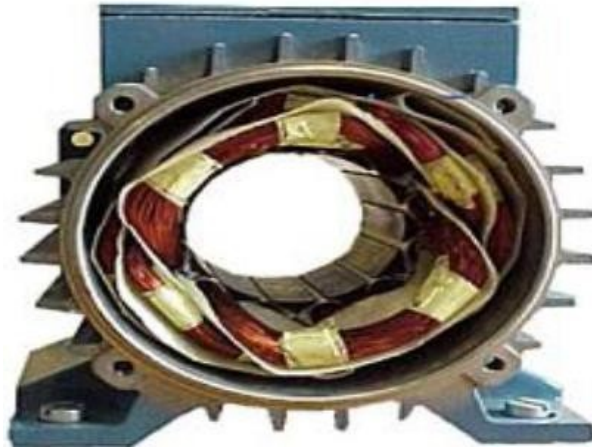


FIGURE I.1 – Stator d'un moteur asynchrone à cage

Le rotor :Partie libre en rotation comportant des conducteurs qui seront soumis au champ tournant. Ces conducteurs peuvent être soit des bobines (technologie en voie de disparition) soit des barres de cuivre ; on parle alors de rotor en court-circuit [12] ou à cage à d'écureuil qui est représenté dans la Figure I.2 . La rotation possible grâce aux paliers supportés par la carcasse.



FIGURE I.2 – Rotor à cage d'écureuil

Les flasques : ils ferment le carter moteur aux deux extrémités et sont réalisés en fonte grise ou en aluminium injecté. Les flasques sont centrés sur le carter et réunis entre eux par des tirants ou tiges d'assemblage [20] .

La plaque à bornes : fixée sur la carcasse, elle comporte un ensemble de 6 bornes permettant de connecter les bobines statoriques à l'alimentation électrique en effectuant le couplage [1] .

L'arbre du rotor : le rotor est monté sur un arbre en acier. à l'une de ses extrémités est monté le ventilateur et éventuellement le frein ; à l'autre on trouve l'arbre de sortie avec une rainure de clavetage pour le montage du pignon d'entraînement [20].

I.5 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer d'où à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits. Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [4]. En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω , exprimée en radians par seconde, tandis que la force magnéto-motrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s , également exprimée en radians par seconde. En général, la vitesse mécanique Ω est inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_s , où :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (\text{I.1})$$

avec :

- ω_s : pulsation statorique (en rad/s), liée à la fréquence du réseau d'alimentation.
- P : nombre de paires de pôles de la machine.
- Ω_s : vitesse de synchronisme (en rad/s).

I.5.1. Glissement

Il existe toujours une différence de vitesse de rotation entre le champ statorique (vitesse Ω_s) et le rotor (vitesse mécanique Ω).

Cette différence est appelée **glissement**, et elle dépend de la charge mécanique appliquée au moteur [10]. Le glissement est défini par le rapport suivant, sans unité :

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

C'est à cause de cette différence (glissement) que le moteur est appelé **asynchrone**. n_s :

vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr/min).

n : vitesse de rotation du rotor (tr/min).

Ω_s : vitesse de rotation mécanique du champ tournant (rad/s).

Ω : vitesse de rotation mécanique du rotor (rad/s).

Relation Fréquence-Vitesse

Fréquence - vitesse de synchronisme - fréquence du champ tournant

$$n_s = \frac{f_s}{p} \quad (\text{I.3})$$

avec :

- n_s : vitesse de synchronisme (tr/min)
- f_s : fréquence du courant d'alimentation (Hz)
- p : nombre de paires de pôles

Fréquence - vitesse de rotation du moteur - fréquence de rotation du rotor

$$n = n_s(1 - g) \quad (\text{I.4})$$

avec :

- n_s : vitesse de synchronisme (tr/min)
- n : vitesse de rotation du rotor (tr/min)
- g : glissement (sans unité)

Le couple du moteur asynchrone

Le couple développé par le moteur est donné par :

$$T = \frac{P_{\text{moteur}}}{\Omega_s} \quad (\text{I.5})$$

I.6 Avantages et inconvénients de la MAS

La machine asynchrone présente les avantages suivants :

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisée dans les puissances moyennes à élevées.
- Reliée directement aux réseaux industriels à tension et fréquence fixes.
- Fonctionne à une vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- La vitesse de rotation peut être variée.
- Utilisée pour la quasi-totalité des entraînements à vitesse variable.

Après avoir présenté les avantages de la MAS, il est nécessaire de prendre en considération ses inconvénients, dont :

- Le couple de démarrage est très faible comparé au couple nominal.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse nécessitant un variateur de vitesse.

La structure dynamique est fortement non linéaire avec un fort couplage entre les grandeurs.

I.6.1 Bilan de puissance

la figure I.3 reprnte bilan de puissance d'une machine asynchrone.

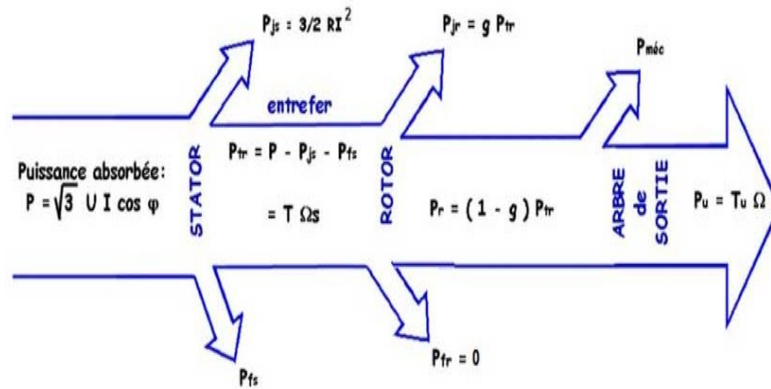


FIGURE I.3 – Bilan de puissance pour la machine asynchrone

Le moteur absorbe au réseau la puissance :

$$P_a = 3VI \cos(\varphi) = \sqrt{3}UI \cos(\varphi) \quad (\text{I.6})$$

avec :

- V : Tension simple
- U : Tension composée
- I : Courant
- φ : Déphasage

Une partie de cette puissance (1 à 2 %) est perdue dans le stator sous forme de pertes dans le fer (P_{f_s}) et de pertes dans le cuivre dues à l'effet Joule (P_{j_s}).

La puissance restante est alors transmise au rotor par le champ tournant sous la forme de puissance électromagnétique :

$$P_{tr} = P_a - (P_{j_s} + P_{f_s}) \quad (\text{I.7})$$

Le rotor utilise cette puissance à deux fins : une partie est dissipée par effet Joule dans les enroulements du rotor (résistance propre ou rhéostat extérieur si celui-ci n'est pas en court-circuit), l'autre partie se trouve en puissance mécanique P_m disponible sur l'arbre moteur.

I.6.2 Rendement du moteur

Le rendement est le rapport entre la puissance mécanique utile et la puissance électrique absorbée, d'où [15] :

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} \quad (\text{I.8})$$

avec :

- η : rendement du moteur [sans unité]
- P_u : puissance utile en watts [W]
- P_a : puissance absorbée en watts [W]

I.7 Identification des paramètres de la MAS

I.7.1 Introduction

Tout phénomène physique s'exprime par une équation mathématique qui fait apparaître des constantes ou des paramètres. Dans un moteur asynchrone, certains paramètres le définissent. Pour les obtenir, il faut utiliser les méthodes suivantes :

1. La méthode de la plaque signalétique
2. La méthode classique

I.7.2 Identification par la méthode de la plaque signalétique

C'est l'une des méthodes les plus simples car elle ne nécessite aucune expérimentation, mais elle n'est pas très précise. Elle utilise les valeurs nominales inscrites sur la plaque signalétique [7].

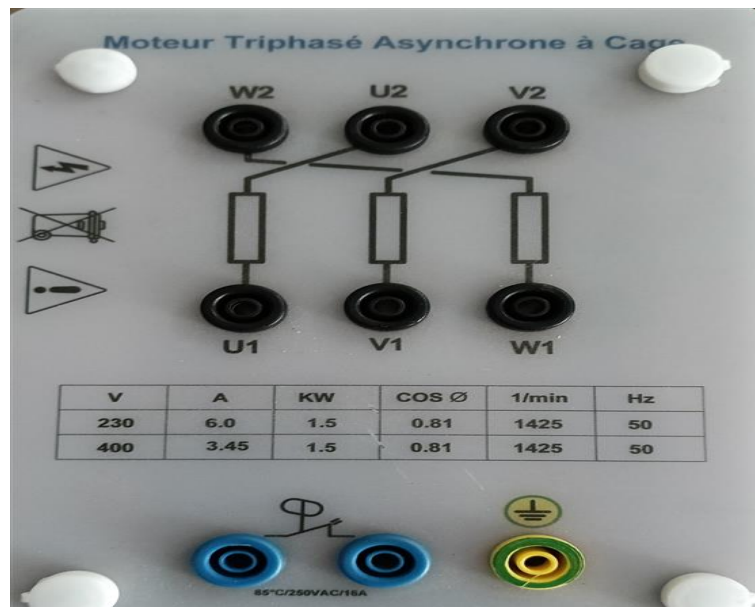


FIGURE I.4 – Plaque signalétique de moteur asynchrone ge

Les valeurs nominales indiquées sur la plaque signalétique du moteur asynchrone triphasé utilisé sont les suivantes [7] :

1. Couplage : Étoile
2. Puissance utile nominale : 1.5 kW
3. Fréquence nominale : 50 Hz
4. Tension stator nominale : 230/400 V
5. Courant stator nominal en étoile : 3.45 A
6. Vitesse nominale : 1425 tr/min
7. Facteur de puissance nominal : 0.81

Pour appliquer les formules, on utilise le courant nominal I_s , la tension nominale V_s , la fréquence nominale F_s et le facteur de puissance nominal $\cos \varphi$. En supposant que les pertes sont négligeables [7], on définit :

$$\sigma = \frac{1 - \cos \varphi}{1 + \cos \varphi} \quad (\text{I.9})$$

$$T_r = \frac{1}{\omega_r} \sqrt{\frac{1}{\sqrt{\sigma}}} \quad (\text{I.10})$$

$$l_s = \frac{V_s \sqrt{\sigma}}{I_s \omega_s} \quad (\text{I.11})$$

$$M = l_s \frac{1 - \sigma}{\sigma} \quad (\text{I.12})$$

$$L_s = M + l_s \quad (\text{I.13})$$

$$R_r = \frac{L_r}{T_r} \quad (\text{I.14})$$

Ces paramètres correspondent au schéma équivalent présenté dans la figure suivante :

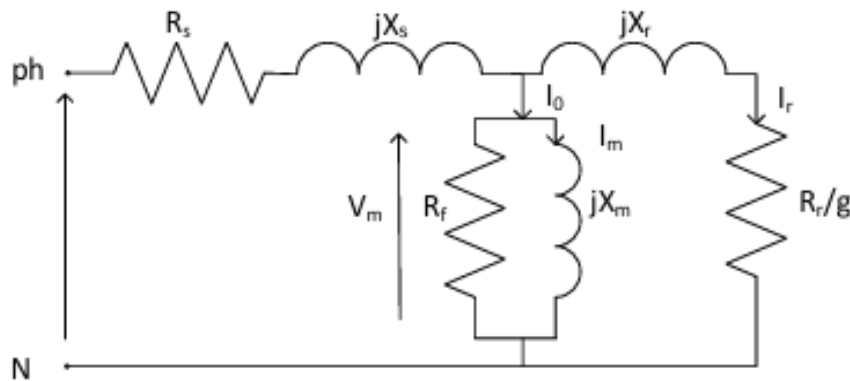


FIGURE I.5 – Schéma équivalent du moteur asynchrone

Les calculs s'effectuent comme suit :

$$\omega_s = n_s \times \frac{\pi}{30} = 1500 \times \frac{\pi}{30} = 157.08 \text{ rad/s}$$

$$\omega_r = (n_s - n) \times \frac{\pi}{30} = (1500 - 1425) \times \frac{\pi}{30} = 7.85 \text{ rad/s}$$

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{1500 - 1425}{1500} = 0.05$$

$$\sigma = \frac{1 - \cos \varphi}{1 + \cos \varphi} = \frac{1 - 0.81}{1 + 0.81} = 0.105$$

$$T_r = \frac{1}{\omega_r} \times \sqrt{\frac{1}{\sqrt{\sigma}}} = \frac{1}{7.85} \times \sqrt{\frac{1}{\sqrt{0.105}}} = 0.224 \text{ s}$$

$$l_s = \frac{V \sqrt{\sigma}}{I \omega_s} = \frac{400 \times \sqrt{0.105}}{3.45 \times 157.08} = 0.239 \text{ H}$$

$$M = l_s \times \frac{1 - \sigma}{\sigma} = 0.239 \times \frac{1 - 0.105}{0.105} = 2.039 \text{ H}$$

$$L_s = M + l_s = 2.039 + 0.239 = 2.278 \text{ H}$$

$$R_r = \frac{L_r}{T_r} = \frac{2.039}{0.224} = 9.115 \text{ } \Omega$$

Avec :

- ω_s : pulsation synchrone
- ω_r : pulsation rotorique
- g : glissement
- σ : coefficient de dispersion
- T_r : constante de temps du rotor
- l_s : inductance de fuite statorique
- M : inductance de magnétisation
- L_s : inductance totale statorique
- R_r : résistance rotorique équivalente

I.7.3 Identification par la méthode classique

I.7.3-a Identification des paramètres électriques

Mesure de la résistance statorique Cette méthode permet de calculer la résistance du stator en appliquant une tension continue. On mesure la tension et le courant entre les différentes paires de pôles du moteur : (U_1-V_1) , (U_1-W_1) , (V_1-W_1) , comme illustré dans la figure suivante. :

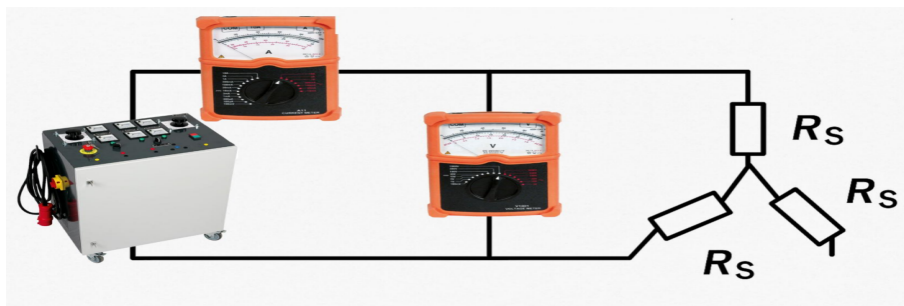


FIGURE I.6 – Mesure de la résistance apparente par la méthode des deux wattmètres

Plusieurs mesures sont effectuées pour calculer une valeur moyenne, afin de minimiser les erreurs de mesure.

TABLE I.1 – Mesure de résistance apparente

V (volt)	I (ampère)	$R_a = \frac{V}{I}$ (Ω)
20.5	2.0	10.25
26.2	2.5	10.48
32.0	3.0	10.60

Pour le calcul de R_s , on divise par deux :

$$R_s = \frac{10.44}{2} = 5.22 \Omega$$

I.7.3-b Essai à vide

Pour ce test, nous avons réalisé le montage suivant, utilisant un ampèremètre, un wattmètre, et un voltmètre, comme montré sur l'image ci-dessous.



FIGURE I.7 – Schéma de montage expérimental pour l'essai à vide

L'image suivante est l'équivalent du montage ci-dessus :

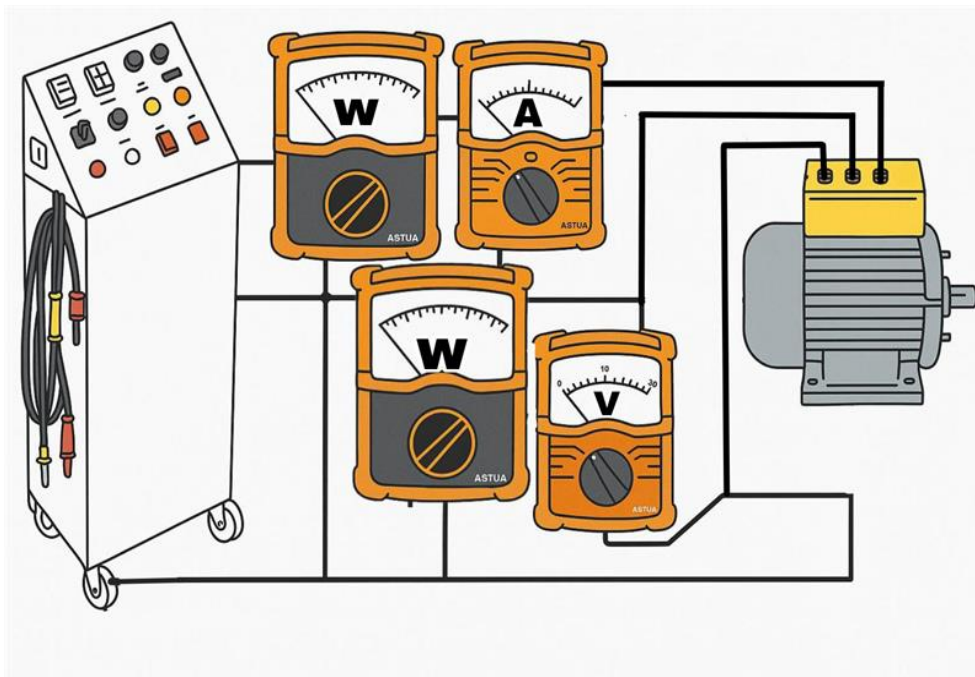


FIGURE I.8 – Schéma de montage pour l'essai à vide

Les relations utilisées pour le calcul sont [14] :

$$V_v = \frac{U_v}{\sqrt{3}} \quad (\text{I.15})$$

$$P_{js} = 3R_s I_v^2 \quad (\text{I.16})$$

$$P_v = P_a + P_b \quad (\text{I.17})$$

$$Q_v = \sqrt{3}(P_a - P_b) \quad (\text{I.18})$$

$$P_c = P_v - P_{js} \quad (\text{I.19})$$

Nous avons obtenu le tableau suivant :

TABLE I.2 – Mesures obtenues lors de l'essai à vide

U (V)	100	150	200	250	300	350	400
I (A)	0.7	0.75	0.89	1.1	1.39	1.8	2.5
P (W)	109.1	116.3	129.3	147.8	176.5	215.5	283.6
Q (var)	78.5	164.0	303.3	469.4	717.2	1048.8	1628.8
P_c (W)	99.8508	107.5250	116.9432	128.9240	146.3592	164.9560	186.1000
V^2	3333	750.0	1333.3	2083.3	3000.0	4083.3	5333.3

Ce test est effectué parce que la vitesse d'un moteur est égale à la vitesse du champ magnétique [14], ce qui conduit à un glissement nul, comme le montre la figure suivante :

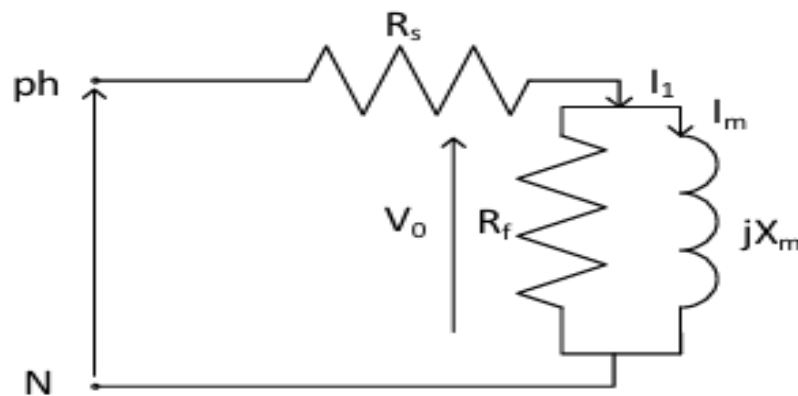


FIGURE I.9 – Schéma équivalent essai à vide

On a alors :

$$g = 0 \implies \frac{R_r}{g} \rightarrow \infty \implies I_1 = I_m$$

$$R_f = \frac{3 \cdot V_v^2}{P_f}$$

Sachant que $X_s \ll X_m$, on déduit la réactance magnétisante [14] :

$$X_m = \frac{3V_0^2}{Q_0}$$

À partir de ces valeurs, on calcule :

$$R_f = \frac{3 \cdot V_v^2}{P_f} = \frac{3 \times 230^2}{91.4431} = 1749 \Omega \quad (\text{I.20})$$

$$X_m = \frac{3V_0^2}{Q_0} = \frac{3 \times 230^2}{1628.8} = 98.231 \Omega \quad (\text{I.21})$$

$$L_m = \frac{X_m}{\omega_s} = \frac{98.231}{2\pi \times 50} = 0.321 \text{ H}$$

Nous utilisons la courbe ci-dessous $P_c = f(V_v^2)$ pour séparer les pertes (pertes mécaniques et pertes fer) :

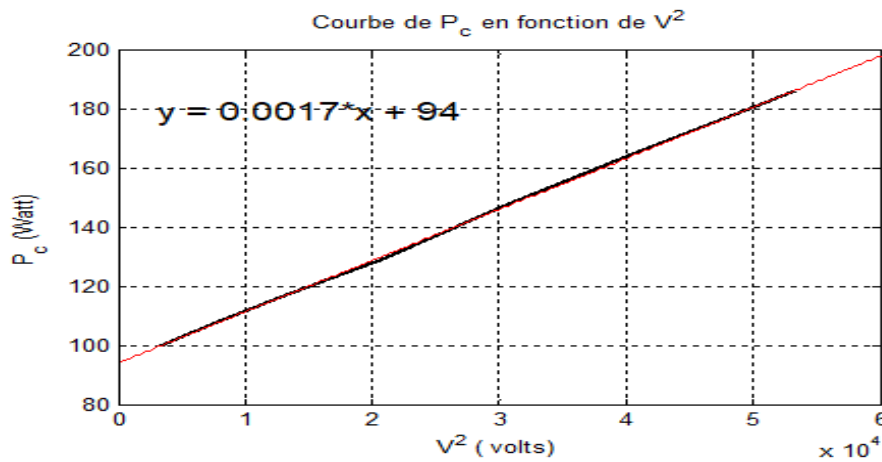


FIGURE I.10 – Courbe de séparation des pertes

À partir de cette courbe, on obtient les valeurs suivantes :

$$P_f = 91.4431 \text{ W}$$

$$P_m = 94.0338 \text{ W}$$

I.7.3-c Essai en court-circuit à rotor bloqué

En court-circuit, on pose $\Omega = 0$ et $g = 1$, donc la deuxième branche du modèle monophasé de la machine asynchrone est annulée, la valeur de R_f est négligée [14]. Le montage devient celui montré ci-dessous :

À partir de l'essai de court-circuit, on a mesuré les valeurs dans le tableau suivant :

En déduisant les réactances de fuite statorique et rotorique [14], sachant que selon la classification NEMA (coef. = 0,5), on a :

$$Q_{cc} = 3(X_s + X_r)I^2 \implies X_s = X_r = \frac{Q_{cc}}{6I_{cc}^2}$$

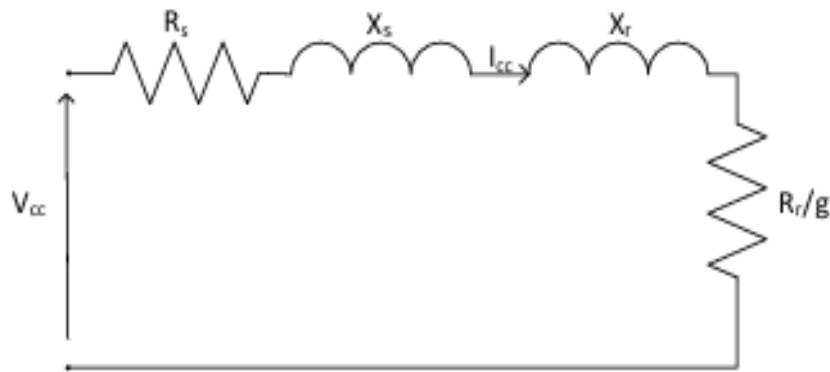


FIGURE I.11 – Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone à rotor bloqué

TABLE I.3 – Mesures obtenues lors de l'essai à rotor bloqué

U_{cc} (V)	55	66	74
I_{cc} (A)	2.5	3.0	3.4
P_{cc} (W)	109.1	116.3	129.3
Q_{cc} (var)	78.5	164.0	303.3

Les calculs suivants ont été effectués :

$$P_{cc} = P_{acc} + P_{bcc} \quad (I.22)$$

$$Q_{cc} = \sqrt{3}(P_{acc} - P_{bcc}) \quad (I.23)$$

$$R_r = \frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} - R_s \quad (I.24)$$

$$l_s = l_r = \frac{Q_{cc}}{6I_{cc}^2\omega_s} \quad (I.25)$$

$$L_s = l_s + m \quad (I.26)$$

$$k = \frac{L_m}{L_s} \quad (I.27)$$

$$L_r = L_s \quad (I.28)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (I.29)$$

On retient la valeur la plus proche de la moyenne :

$$R_r = 3.7677 \Omega$$

$$L_r = 0.3263 H$$

$$L_s = 0.3263 H$$

I.7.4 Identification des paramètres mécaniques

I.7.4-a Essai de lâcher avec utilisation du Control Desk

Pour la réalisation de cet essai, il faut se débarrasser de la partie électrique afin de n'avoir qu'une réponse purement mécanique. On coupe donc la tension à vide pendant un certain moment et on enregistre l'évolution de la vitesse en utilisant la carte dSPACE1104.

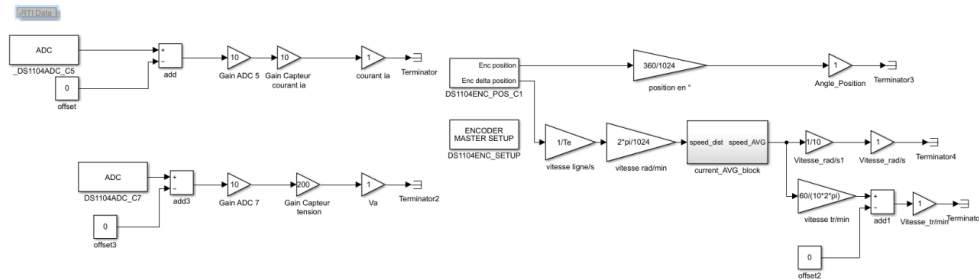


FIGURE I.12 – Capteur de vitesse dans MATLAB

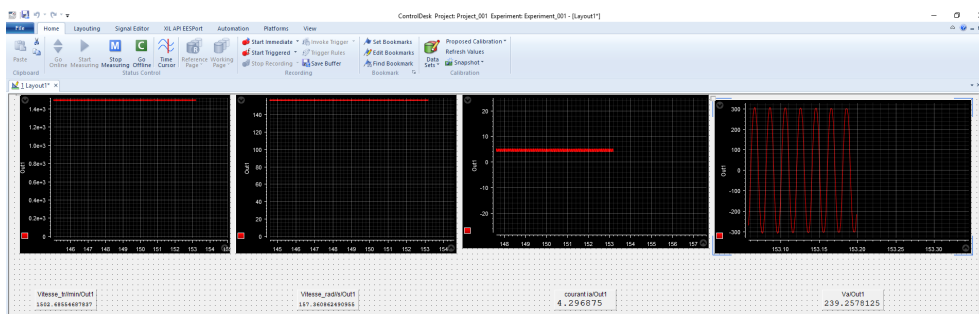


FIGURE I.13 – mesures dans Control Desk

On extrait les données des variables (w , isa , vs_a , n) dans MATLAB et on trace les courbes suivantes :

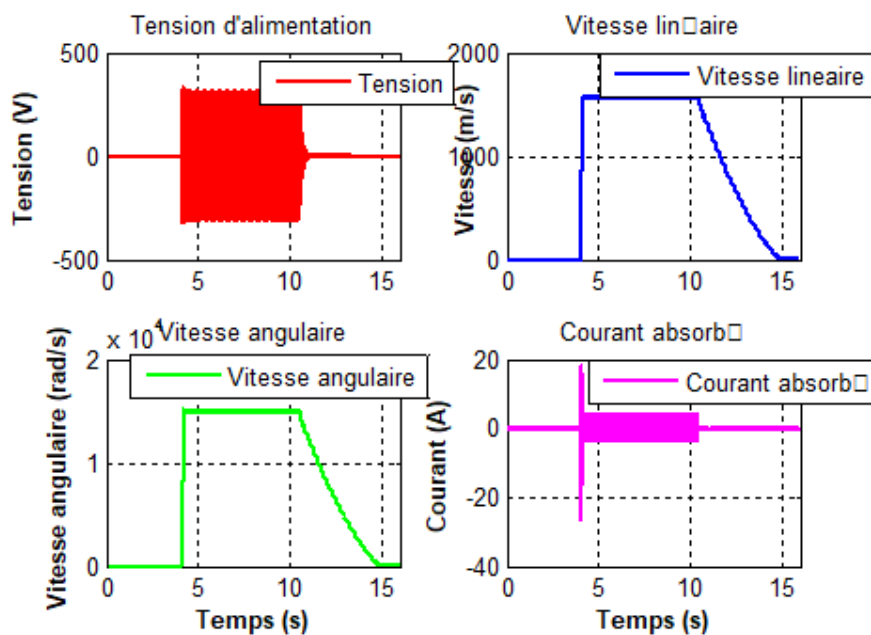


FIGURE I.14 – Évolution de la tension, de la vitesse et du courant en fonction du temps

I.7.4-b Calcul des paramètres mécaniques

Nous n'avons besoin que de la vitesse. En coupant l'alimentation électrique [7], la vitesse diminue selon la courbe suivante :

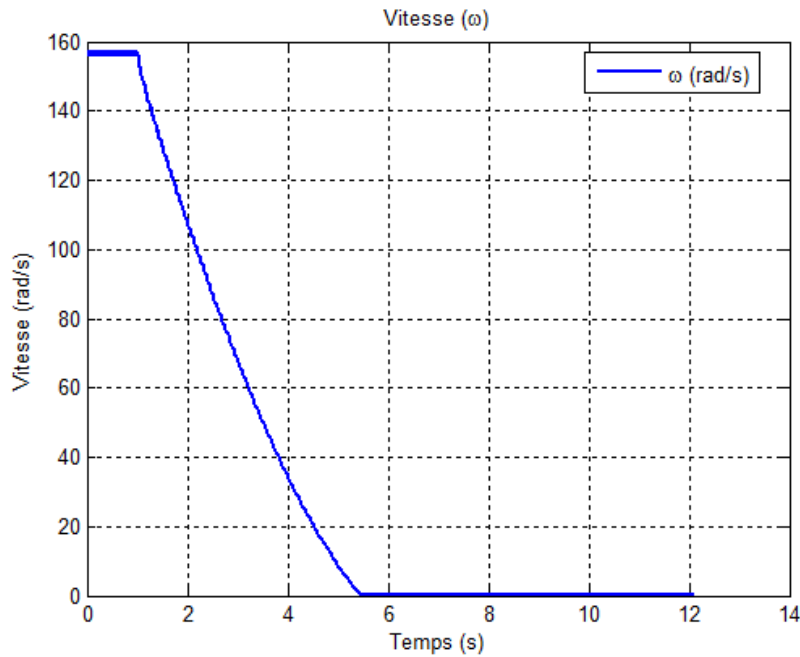


FIGURE I.15 – Courbe de la vitesse angulaire en fonction du temps

À partir de cette courbe, nous extrayons un point correspondant à 37 % de la vitesse initiale. Par projection sur l'axe du temps, nous obtenons la constante de temps mécanique :

$$T_M = 5.345 - 0.9 = 4.445 \text{ s}$$

Pour calculer le moment d'inertie :

$$J = \frac{P_m}{\omega \cdot \frac{d\omega}{dt}} \quad (\text{I.30})$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{157 - 0}{4.445 - 0} = 35.32$$

$$J = \frac{94}{157 \cdot 35.32} = 0.017 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

Ensuite, le coefficient de frottement visqueux :

$$f_v = \frac{J}{T_M} \quad (\text{I.31})$$

$$f_v = \frac{0.017}{4.445} = 0.003 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$$

I.8 Validation des résultats obtenus

Pour valider les essais expérimentaux, on va comparer les résultats avec ceux de la simulation. En utilisant les mesures extraites à l'aide de la carte dSPACE1104, montrer dans la figure I.16 les deux courbes suivantes :

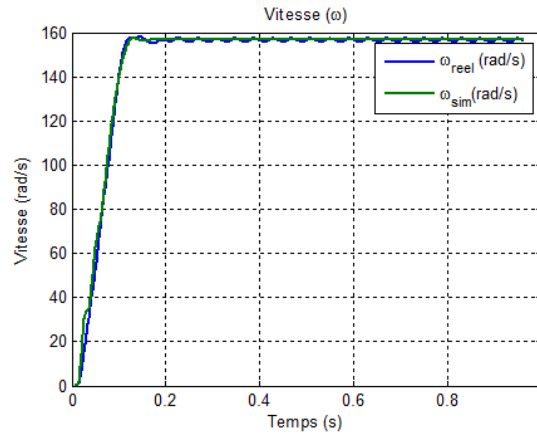


FIGURE I.16 – Comparaison entre la vitesse simulée et la vitesse réelle du moteur

Les résultats obtenus montrent une bonne correspondance de la vitesse entre la simulation et l'expérience dans le régime permanent, avec une légère différence au niveau du démarrage. Cela n'empêche toutefois pas la simulation d'être représentative du comportement réel du moteur.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les généralités du moteur asynchrone et réalisé l'identification des paramètres à l'aide de la méthode de la plaque signalétique et de la méthode classique. Cette dernière a été utilisée pour valider les paramètres estimés. Finalement, une comparaison entre les résultats expérimentaux obtenus à l'aide de la carte dSPACE1104 et ceux de la simulation a été effectuée. À l'aide de ces paramètres identifiés, nous allons modéliser, dans le prochain chapitre, le moteur asynchrone à cage.

Modélisation du moteur asynchrone à cage d'écureuil et l'association Moteur asynchrone - Onduleur piloté par une MLI-ST

II.1 Introduction

Ce chapitre s'intéresse tout d'abord à la modélisation dynamique du moteur asynchrone à cage dans le repère fixe et stationnaire, qui permet de représenter son comportement électrique et mécanique sous forme d'un système d'équations différentielles.

La deuxième partie du chapitre est consacrée au modèle du moteur asynchrone avec les paramètres estimés dans le chapitre précédent. Ce modèle est implanté sous `Simulink`, puis associé à un onduleur de tension, élément essentiel pour l'alimentation variable du moteur.

Nous nous focalisons sur le pilotage de cet onduleur à l'aide de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) de type sinus-triangle.

II.1.1 Hypothèses simplificatrices

Les modélisations de la machine asynchrone prennent en compte des hypothèses usuelles suivantes [17] :

- le moteur présente une symétrie parfaite de construction au stator et au rotor.
- le stator est composé de trois bobines (A, B, C) identiques et régulièrement déphasées de 120° électriques, la phase A est prise comme une référence angulaire.
- le rotor est assimilé comme équivalent à trois bobines identiques (a,b,c) court circuitées sur elles et régulièrement déphasées de 120° électriques.
- l'effet des encoches est négligé et l'entrefer est considéré constant.
- la répartition spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité totale est constante.
- les pertes mécaniques et ferromagnétiques sont négligeables.
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement ne sont pas prise en compte.

La modélisation est effectuée pour un couplage étoile sur les enroulements statoriques; pour un couplage triangle, il sera nécessaire de calculer les paramètres étoiles équivalents. Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux,
- des inductances propres constantes,
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre l'enroulement statorique et rotoriques en fonction de l'angle formé par leurs axes magnétiques.

II.1.2 Modèle dynamique dans le référentiel triphasé ABC

La figure II.1 montre la position spatiale des axes des phases statoriques et rotoriques dans l'espace électrique triphasé. L'équation ci-dessous établit la relation entre la tension aux bornes

d'une bobine traversée par un courant i de résistance R , d'inductance L et d'une variation du flux ϕ [6] :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{II.1})$$

Tous les coefficients d'inductances propres sont constants, et les coefficients d'inductance mutuelle dépendent uniquement de la position des enroulements.

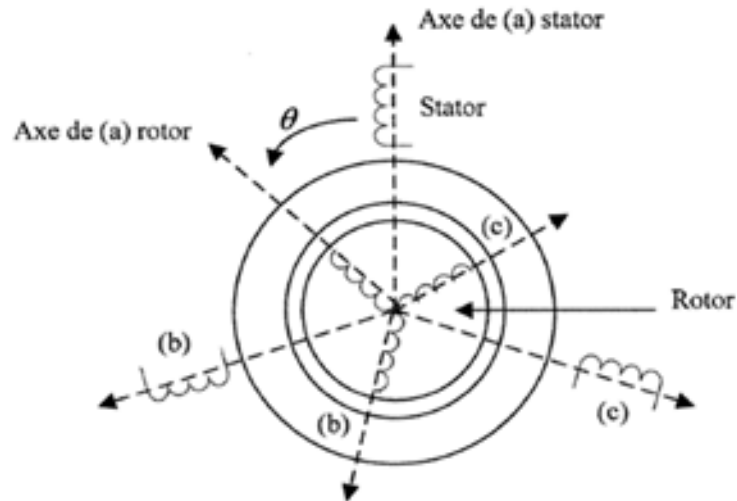


FIGURE II.1 – Représentation de la machine asynchrone dans le repère (a, b, c)

Équations électriques

On peut écrire les équations des tensions représentant chaque enroulement comme la somme de la chute ohmique et de la chute inductive liée au flux magnétique [5], [9], [3].

Pour le stator :

$$\begin{aligned} v_{sa} &= R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} &= R_s i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} &= R_s i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Pour le rotor :

$$\begin{aligned} v_{ra} &= R_r i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} = 0 \\ v_{rb} &= R_r i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} = 0 \\ v_{rc} &= R_r i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

On peut résumer ce système sous forme matricielle compacte :

$$[\mathbf{v}_{abc}^s] = R_s [\mathbf{i}_{abc}^s] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\phi}_{abc}^s] \quad (\text{II.4})$$

Ou encore :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

De même pour le rotor (en court-circuit, donc $v = 0$) :

$$[\mathbf{v}_{abc}^r] = R_r [\mathbf{i}_{abc}^r] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}^r] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Chaque flux dépend de l'interaction avec les courants de toutes les phases, y compris la sienne, où :

- $v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$: tensions simples triphasées au stator et au rotor.
- $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$: courants dans les enroulements statoriques et rotoriques.
- $\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}, \phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: flux propres circulants au stator et au rotor.
- R_s, R_r : résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

Équations magnétiques

Les expressions des flux sous forme matricielle sont [5], [3] :

$$\begin{pmatrix} \varphi_{sabc} \\ \varphi_{rabc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{pmatrix} \quad (\text{II.7})$$

où

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} = l_s \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

et

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} = l_r \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

avec

l_s et l_r , inductances propres statoriques et rotoriques.

m_s et m_r , inductances mutuelles propres statoriques et

II.2 Couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique peut être exprimée par la relation suivante [3] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [L] \cdot [I] \quad (\text{II.10})$$

avec

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I] = [I_{sA} \ I_{sB} \ I_{sC} \ I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T = \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ contiennent uniquement des termes constants lorsque l'angle θ varie, ce qui permet de simplifier l'expression du couple sous la forme :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot p \cdot [I_s]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{II.12})$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f_s \Omega + C_r \quad (\text{II.13})$$

II.3 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée en diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère triphasé ABC vers un repère diphasé fixe lié au stator, puis vers le repère diphasé dq tournant [17]. Ce repère dq forme avec le repère fixe ABC un angle appelé l'angle de Park (voir figure II.2).

Pour simplifier les équations, il faut que les repères utilisés pour les grandeurs statoriques et rotoriques coïncident. Ces positions sont liées par la relation suivante :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad \text{ou} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{II.14})$$

D'où l'expression de la pulsation de glissement donnée par :

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = g \cdot \omega_s \quad (\text{II.15})$$

La loi dite de l'autopilotage est donnée par :

$$\omega_s = \omega_r + \omega \quad \text{ou encore} \quad \omega_s = \omega_r + p \cdot \Omega \quad (\text{II.16})$$

Les grandeurs statoriques sont transformées par :

$$[x_{\alpha\beta s}] = P(\theta_s)[x_{dqs}] \quad (\text{II.17})$$

Ainsi que les grandeurs rotoriques :

$$[x_{\alpha\beta r}] = P(\theta_r)[x_{dqr}] \quad (\text{II.18})$$

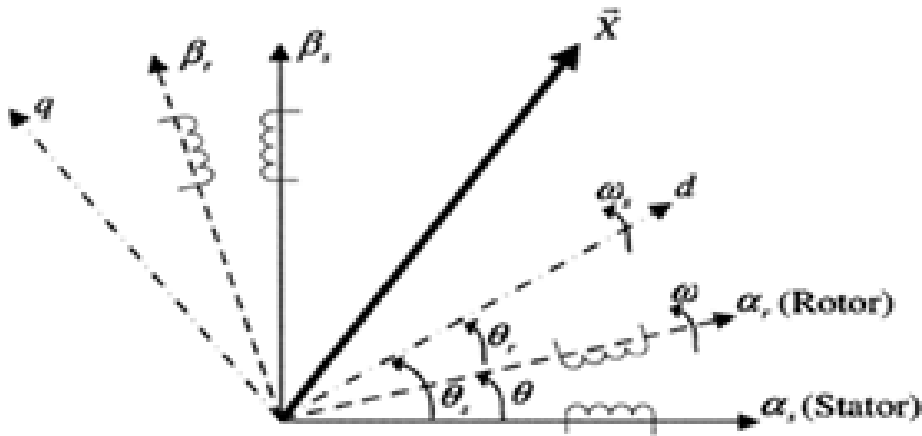


FIGURE II.2 – Position spatiale pour des différents repères

La matrice de passage directe et inverse est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

II.4 Modèle dynamique dans le référentiel tournant dq

On va choisir de fixer le repère biphasé dq au champ tournant.

II.4.1 Équations électriques

Les équations aux tensions sous la forme matricielle deviennent comme [17] :

$$[\mathbf{v}_{dqs}] = R_s[\mathbf{i}_{dqs}] + \dot{\theta}_s \mathbf{p} \left(\frac{\pi}{2} \right) [\phi_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dqs}] \quad (\text{II.21})$$

Le système matriciel peut également être écrit sous cette forme :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \phi_{ds} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} - \omega_r \phi_{qr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \omega_r \phi_{dr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

II.4.2 Équations magnétiques

Les équations des flux sous la forme matricielle deviennent [17] :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dqs} \\ \phi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Les sous-matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de l'angle électrique θ qui est entre le stator et le rotor. Le système matriciel s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec les inductances suivantes :

$$\begin{cases} L_s = l_s - M_s, & \text{inductance cyclique statorique,} \\ L_r = l_r - M_r, & \text{inductance cyclique rotorique,} \\ M = \frac{3}{2} M_{sr}, & \text{inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.4.3 Expression du couple électromagnétique

Nous avons exprimé les équations de notre machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide du bilan de puissance.

Il résulte en plusieurs expressions [17] :

$$\begin{cases} C_e = p(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \\ C_e = p(\phi_{qr}i_{dr} - \phi_{dr}i_{qr}) \\ C_e = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \\ C_e = p\frac{M}{L_r}(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II.4.4 Représentation d'état dans le référentiel dq

Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système multivariable dépend des objectifs liés à la commande ou l'observation. Pour des applications de commande, un choix approprié pour le vecteur d'état est le suivant [17] :

$$\mathbf{x} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \omega] \quad (\text{II.27})$$

Le choix des courants statoriques est justifié par le fait qu'ils sont accessibles par la mesure. Les entrées du modèle de la machine sont les deux composantes de la tension statorique \vec{V}_s .

Le modèle d'état du moteur asynchrone est celui d'un système multivariable non linéaire de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

avec

$$\mathbf{x} \in \mathbb{R}^5 \quad \text{et} \quad \phi_{rq}^2 + \phi_{rd}^2 \neq 0,$$

et les fonctions $\mathbf{f}, \mathbf{g}, \mathbf{h}$ sont définies selon le choix du repère.

En disposant de deux entrées indépendantes, deux sorties doivent être choisies afin d'obtenir un système carré [17]. On peut choisir :

$$\mathbf{y} = [\omega \quad \sqrt{\phi_{rd}^2 + \phi_{rq}^2}]$$

Dans un référentiel dq tournant à une vitesse ω_s , le modèle du moteur asynchrone est défini par le système non linéaire d'ordre 5 suivant [17] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \omega i_{sq} + \frac{K}{T_r} \phi_{rd} + pK\omega \phi_{rq} \\ -\omega i_{sd} - \gamma i_{sq} - pK\omega \phi_{rd} + \frac{K}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} - (\omega_s - p\omega) \phi_{rq} \\ \frac{M}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - p\omega) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f_r}{J} \omega - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad (\text{II.30})$$

II.5 Modélisation de l'onduleur et de sa commande MLI

II.5.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension

L'onduleur est un convertisseur statique qui assure la conversion continue-alternative. Il est alors faisable, grâce à une séquence adéquate des semi-conducteurs, de générer à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle, c'est-à-dire à un ou plusieurs créneaux par alternance selon qu'on s'adresse à une commande à créneaux par alternance ou à une commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (PWM). Pour étudier le fonctionnement d'onduleur en cas particulier ce qui concerne la formation des tensions, on fait appel au schéma de principe représenté d'un onduleur de tension triphasé en pont par la figure II.3 ,[16] .

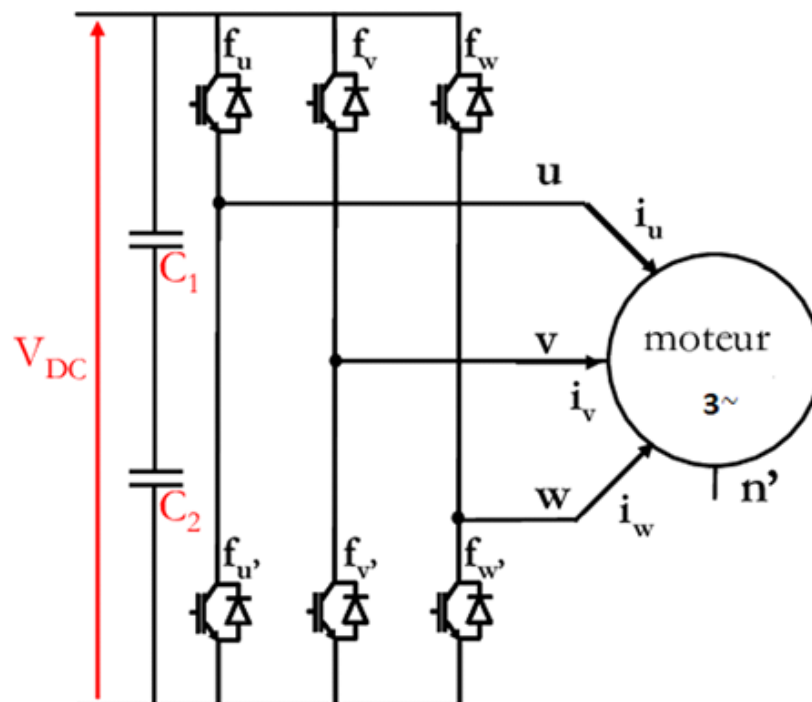


FIGURE II.3 – Structure d'un onduleur de tension triphasé

Il contient trois bras et six interrupteurs électroniques pouvant être des transistors de types bipolaires, MOSFET ou IGBT associés à des diodes en tête bêche. On peut appeler ce type par IRF.

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs situées dans le même bras devront être complémentaires.

- La commutation des composants est instantanée,
- Les chutes de tension à leurs bornes sont négligeables,
- La charge est triphasé équilibrée et couplée en étoile pourvue d'un point neutre isolé.

Lorsque le système triphasé que nous avons trouvé à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension, pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt de sens positif, tantôt de sens négatif. L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est commandée par la commande des interrupteurs [16].

D'où, puisqu'on considère le circuit comme la combinaison de trois onduleurs monophasés en demi-pont, la source continue est décomposée en deux sources de tension ($U_{cc}/2$) avec un point milieu fictif, comme présenté sur la figure II.3,[16]. On peut alors déduire l'allure des tensions composées à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \\ u_{BC} = v_{BO} - v_{CO} \\ u_{CA} = v_{CO} - v_{AO} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Au niveau de la charge, on détermine les relations donnant les expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_A - v_B \\ u_{BC} = v_B - v_C \\ u_{CA} = v_C - v_A \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

En effectuant la différence entre la première et la troisième relation, on obtient :

$$\begin{cases} u_{AB} - u_{CA} = 2v_A - (v_B + v_C) \\ u_{BC} - u_{AB} = 2v_B - (v_A + v_C) \\ u_{CA} - u_{BC} = 2v_C - (v_A + v_B) \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Sachant que les tensions v_A, v_B, v_C forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_{AB} - u_{CA} = 3v_A \\ u_{BC} - u_{AB} = 3v_B \\ u_{CA} - u_{BC} = 3v_C \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

D'où les expressions suivantes pour les tensions simples :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3}(u_{AB} - u_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3}(u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3}(u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

On peut exprimer les tensions simples à partir des tensions mesurées entre les points A, B, C et un point milieu fictif O , qui est associé à l'alimentation. Considérons alors :

Dans chaque bras de l'onduleur, on a deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnant de façon complémentaire. On peut alors associer à chacun d'eux une valeur binaire S_i avec $i = A, B, C$ telle que :

- $S_i = +1 \Rightarrow$ interrupteur du haut fermé, interrupteur du bas ouvert,
 - $S_i = -1 \Rightarrow$ interrupteur du haut ouvert, interrupteur du bas fermé.
- D'où on peut déduire :

$$\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{CC}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Les tensions simples délivrées par l'onduleur sont donc obtenues directement à partir des états des grandeurs de commande S_A, S_B, S_C , qui représentent les signaux de commande. Ces derniers seront déterminés par la stratégie de commande envisagée [?].

II.6 Commande d'onduleur par modulation de largeur d'impulsion

On est intéressé par la technique MLI sinus-triangle. Elle consiste à comparer :

1. Une onde de référence (modulatrice), sinusoïdale de fréquence f ,
 2. Une onde de modulation (porteuse), en général triangulaire, de fréquence f_p ,
- avec la condition suivante sur les fréquences [16] :

$$f_p \gg f.$$

La figure II.4 donne un exemple de chronogramme pour une commande MLI sinus-triangle monophasée sur une période de l'onde de modulation.

Habituellement, pour réaliser ce type de commande MLI en triphasé, on génère un système sinusoïdal de tension de référence v_{mA}, v_{mB}, v_{mC} d'amplitude \hat{V}_m et déphasé de 120° , que l'on compare avec une tension à la modulation commune v_p , d'amplitude \hat{V}_p .

Cela permet de générer trois signaux de commande. Les tensions de commande délivrées par les comparateurs ne peuvent prendre que deux valeurs distinctes ($+U_{CC}/2$) et ($-U_{CC}/2$), ce sont donc des ondes bipolaires, images des tensions de sortie [16].

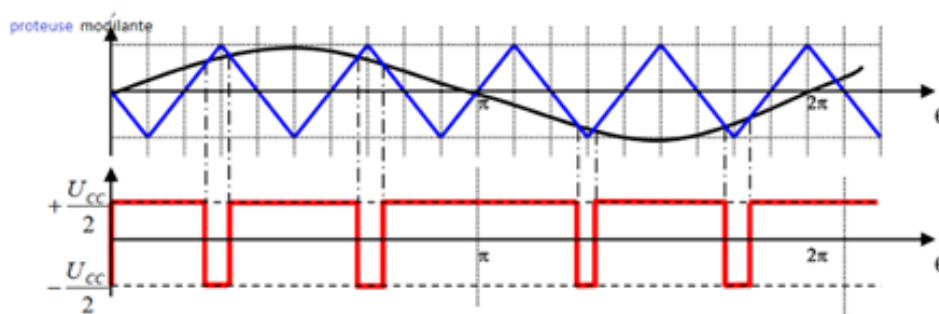


FIGURE II.4 – Exemple de chronogramme d'une commande sinus-triangle monophasée

Les tensions délivrées en sortie de l'onduleur prennent la forme d'une succession de créneaux rectangulaires dont la largeur varie en fonction d'une loi de commande. Cette loi a pour objectifs principaux :

- de **repousser les harmoniques** vers des fréquences plus élevées,
- de **faire varier la valeur efficace** de la composante fondamentale de la tension de sortie.

Le réglage de cette commande s'effectue grâce aux instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, ainsi qu'aux séquences de fonctionnement [16].

La loi de modulation peut être exprimée par la comparaison suivante :

$$v_i = \begin{cases} +\frac{U_{CC}}{2} & \text{si } v_{mi} \geq v_p \\ -\frac{U_{CC}}{2} & \text{si } v_{mi} < v_p \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

où v_i représente la tension délivrée par l'onduleur sur la phase i ($i = A, B, C$) et v_{mi} la tension modulante correspondante [16].

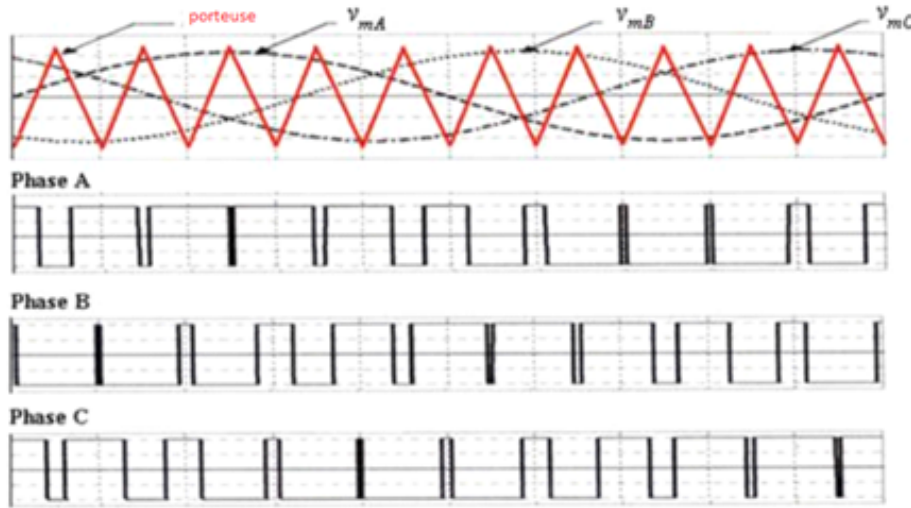


FIGURE II.5 – Exemple de chronogramme d'une commande sinus-triangle triphasée

II.6.1 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle

La tension de référence étant sinusoïdale, deux paramètres principaux caractérisent cette commande [16] :

- **L'indice de modulation** m , défini comme le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{II.38})$$

- **Le coefficient de réglage** r , correspondant au rapport entre l'amplitude de la tension de référence \hat{V}_r et la valeur crête de l'onde de modulation \hat{V}_m :

$$r = \frac{\hat{V}_r}{\hat{V}_m} \quad (\text{II.39})$$

L'indice de modulation représente un compromis à trouver entre une bonne atténuation des harmoniques et un rendement satisfaisant de l'onduleur. En effet, lorsque la fréquence de hachage augmente, le rendement de l'onduleur tend à diminuer.

Dans la pratique, on utilise généralement un rapport cyclique inférieur à l'unité. Cela permet d'éviter les ratés de commutation susceptibles de provoquer des interruptions de fonctionnement. Ce point est particulièrement important dans les systèmes à vitesse variable, où l'on fait varier la fréquence et la tension [16].

II.6.2 Description de la commande MLI sinus-triangle

Ce modèle de commande repose sur la génération de trois signaux, notés S_A , S_B et S_C , de type MLI sinus-triangle. Ces signaux sont déphasés de 120° les uns par rapport aux autres [16].

On définit trois signaux sinusoïdaux de fréquence de référence f , d'amplitude \hat{V}_r , et une porteuse commune.

1. Équations des signaux modulateurs :

$$\begin{cases} v_{mA}(t) = \hat{V}_r \sin(2\pi ft) \\ v_{mB}(t) = \hat{V}_r \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{mC}(t) = \hat{V}_r \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

2. Équation de la porteuse :

$$v_p(t) = V_p \cdot \text{onde triangulaire de fréquence } f_p \quad (\text{II.41})$$

3. États des interrupteurs :

$$S_i = \begin{cases} +1 & \text{si } v_{mi}(t) - v_p(t) \geq 0 \\ -1 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

II.7 Simulation d'onduleur avec sa commande MLI

On va initialiser notre travail par la simulation du modèle de MLI-ST et de son onduleur sous MATLAB/Simulink. La commande MLI est réglée avec un coefficient de rage ($r = 0.85$) et un indice de modulation ($m = 96$).

On finalise notre travail par l'association du moteur asynchrone (MAS) et de l'onduleur piloté par une MLI-ST, à vide puis en charge avec un couple $C_r = 5 \text{ mN}$ appliqué à l'instant $t = 1 \text{ s}$.

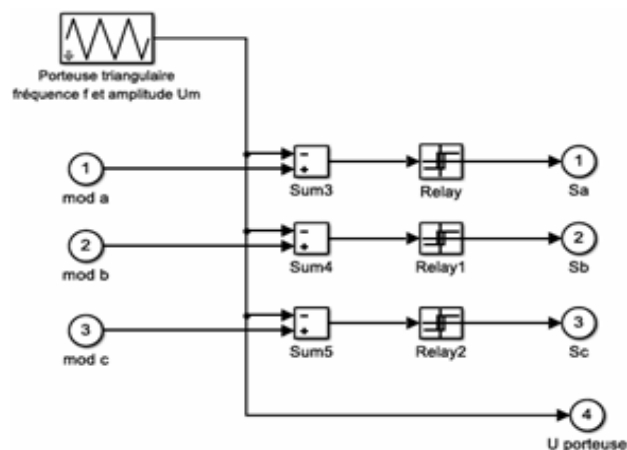


FIGURE II.6 – Modélisation de la MLI-ST sur Simulink

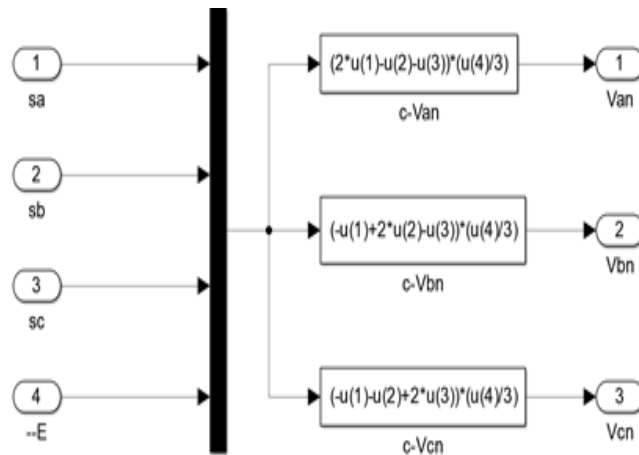


FIGURE II.7 – Modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

II.7.1 Association moteur asynchrone - convertisseur

La figure II.8 représente l'association moteur asynchrone - onduleur piloté par une MLI-ST :

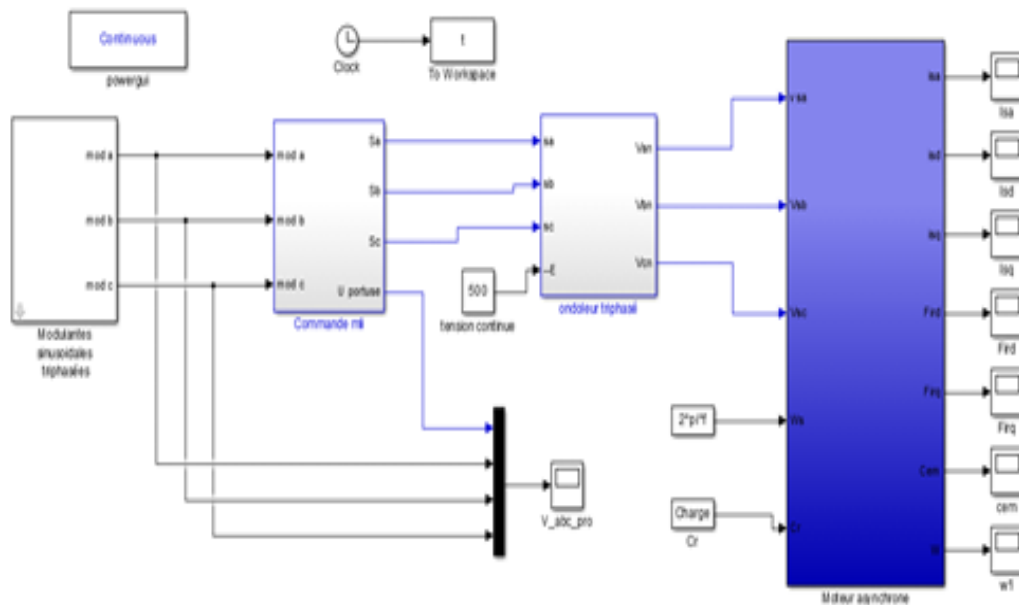


FIGURE II.8 – Association moteur asynchrone - onduleur piloté par une MLI-ST

Les paramètres utilisés dans cette partie sont exprimés comme suit :

- Fréquence de la porteuse : $f_p = m \times 50$ Hz
- Amplitude de la porteuse : $V_p = \frac{220}{\sqrt{3}}$ Volts
- Fréquence du réseau : 50 Hz
- Amplitude de la tension réseau : 220 Volts
- Tension continue d'alimentation : $E = 500$ Volts

II.8 Résultats de simulations

II.8.1 Démarrage direct à vide

Les résultats de simulations présentés dans les figures II.9, II.10, II.11, II.12 et II.13 représentent l'évolution des flux rotoriques, des courants statoriques, du couple électromagnétique, du courant en phase et de la vitesse pour l'essai de démarrage direct à vide.

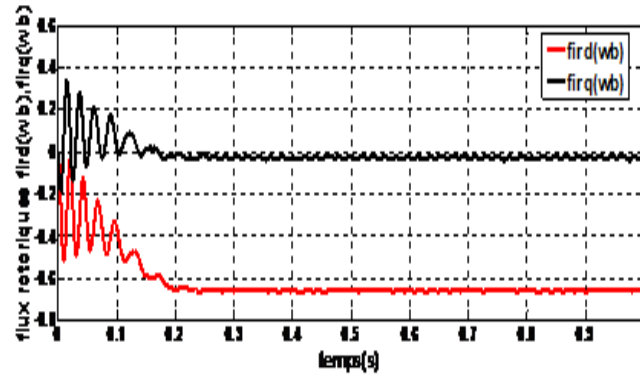


FIGURE II.9 – Flux rotorique Φ_{rd} et Φ_{rq} en fonction du temps

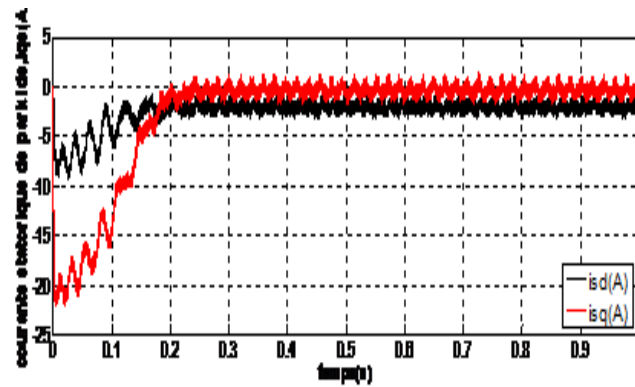


FIGURE II.10 – Courant statorique d et q en fonction du temps

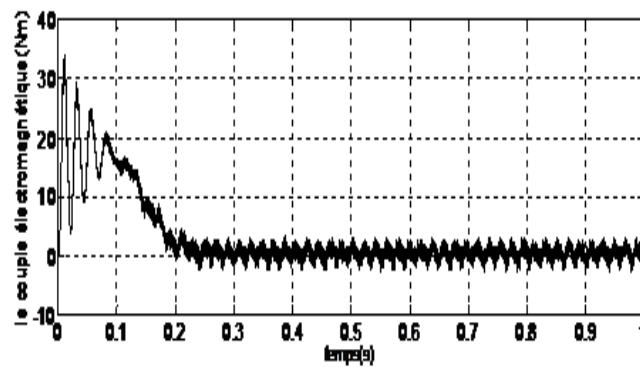


FIGURE II.11 – Couple électromagnétique en fonction du temps

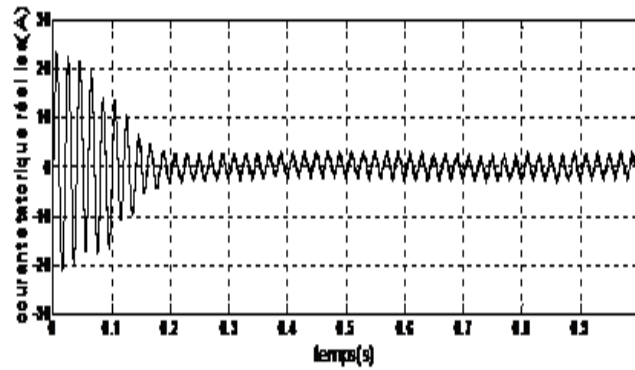


FIGURE II.12 – Courant de phase a en fonction du temps

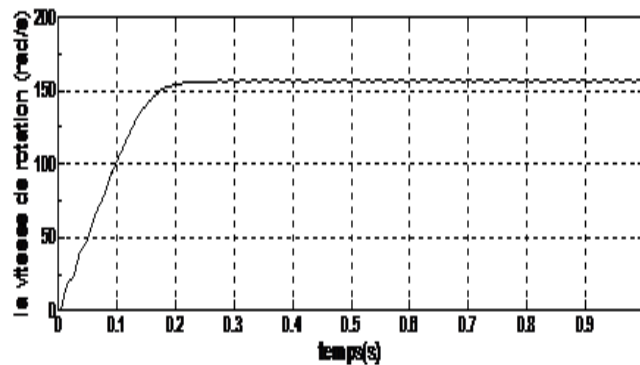


FIGURE II.13 – Vitesse en fonction du temps

II.8.1-a Interprétation des résultats

On observe une **phase transitoire oscillante** entre 0 et environ 0,2 s, due à l'établissement des flux dans le rotor. Après cette période, les flux se **stabilisent**, ce qui est typique pour un moteur tournant à vide (pas de couple résistant). La composante directe Φ_{rd} converge vers une valeur négative, indiquant une orientation particulière du flux, tandis que Φ_{rq} tend vers zéro, ce qui est attendu en l'absence de couple rotorique important.

Les courants présentent un **transitoire oscillant significatif** avant de converger vers une valeur quasi constante. Le courant statorique en composante directe (i_{sd}) représente le courant de **magnétisation** (flux), tandis que Le courant statorique en composante quadrature (i_{sq}) est relié à la **production de couple**. à vide, le couple est faible, donc i_{sq} est faible comparé à i_{sd} .

Les courants présentent un **transitoire oscillant significatif** avant de converger vers une valeur quasi constante. i_{sd} représente le courant de magnétisation (flux), tandis que i_{sq} est relié à la **production de couple**. À vide, le couple est faible, donc i_{sq} est faible comparé à i_{sd} .

Le couple électromagnétique C_e présenté un fort transitoire est observé en début (pic vers 35 N.m), dû à l'établissement du champ magnétique et à l'inertie du rotor. Puis, le couple se stabilise autour de zéro avec de petites ondulations, ce qui est typique du fonctionnement à vide, car il n'y a presque pas de charge mécanique à entraîner.

II.8.1-b Résultats de simulation en charge

Les résultats de simulation présentés dans les figures suivantes illustrent l'évolution des flux rotoriques, des courants statoriques, du couple électromagnétique, du courant de phase ainsi que de la vitesse de rotation lors d'un démarrage direct en charge.

% Assurez-vous d'avoir dans le préambule :

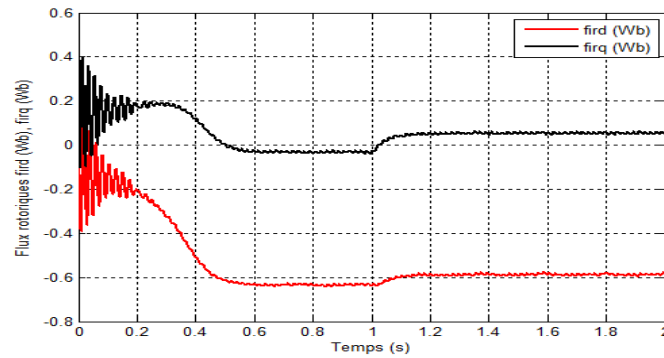


FIGURE II.14 – Flux rotoriques d et q en fonction du temps

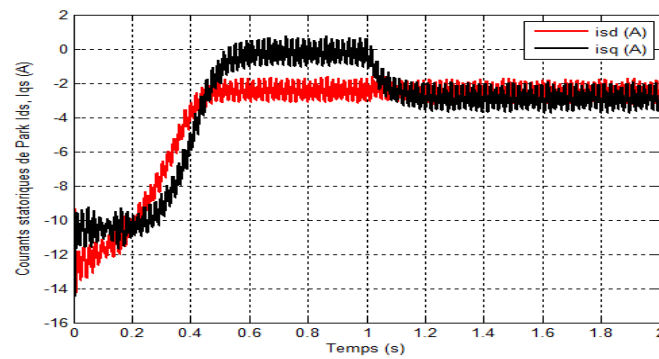


FIGURE II.15 – Courants statoriques d et q en fonction du temps

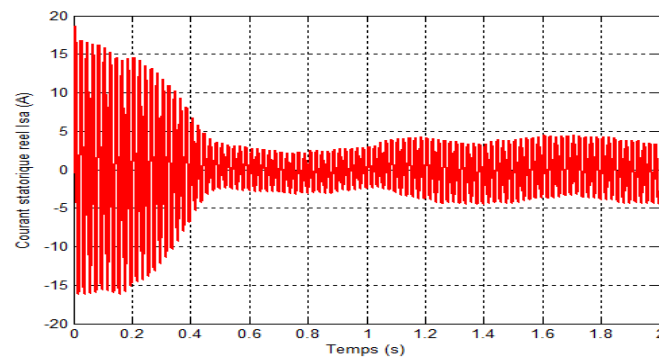


FIGURE II.16 – Courant de phase a en fonction du temps

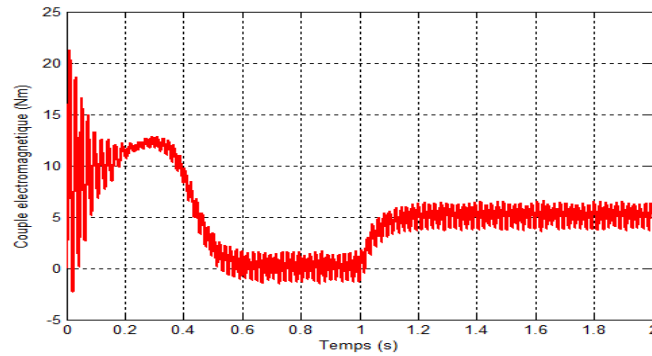


FIGURE II.17 – Couple électromagnétique en fonction du temps

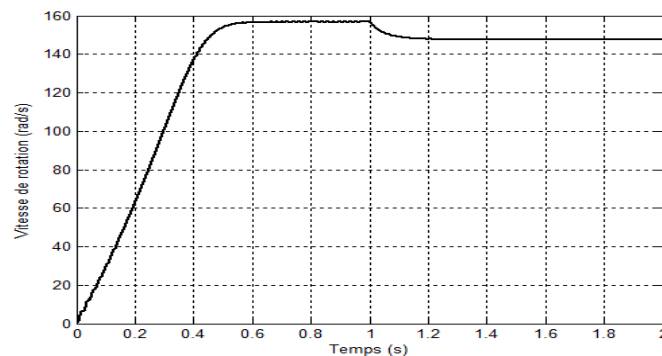


FIGURE II.18 – Vitesse de rotation en fonction du temps

Interprétation des résultats

Dans la **Figure II.14** qui représente les Flux rotoriques Φ_{rd} et Φ_{rq} en fonction du temps. Les deux composantes présentent des oscillations au régime transitoire. En régime permanent, elles se stabilisent : $\Phi_{rd} \approx -0,6$ Wb et $\Phi_{rq} \approx 0$, et dans la **Figure II.15** qui représente les Courants statoriques dans le repère de Park (composantes directe (i_{sd}) et quadrature (i_{sq})), Les deux courants présentent une forme similaire, avec une phase transitoire négative, suivie d'une stabilisation autour de -2 A en régime permanent, et dans la **Figure II.16** qui représente le courant statorique réel de la phase a , noté i_a . Ce courant oscille fortement dans la phase transitoire entre -15 et 15 A, puis fluctue autour de -4 à 4 A en régime permanent, et dans la **Figure II.17** qui représente le Couple électromagnétique T_e en fonction du temps. Durant le régime transitoire, le couple atteint une valeur maximale de 22 Nm, puis il se stabilise autour de 0 Nm à vide et de 5 Nm en charge. Son évolution suit celle du flux, traduisant le fort couplage entre ces deux grandeurs, et dans la **Figure II.18** qui représente la Vitesse de rotation (en rad/s) en fonction du temps. La vitesse augmente de manière presque linéaire pendant le régime transitoire et se stabilise à environ 157 rad/s après $0,5$ s. À $t = 1$ s, l'application du couple résistant provoque une légère baisse de la vitesse.

II.8.2 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation de la MAS a été présentée avec une alimentation assurée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par une MLI-ST, en fonctionnement à vide et en charge, la transformation de Park est utilisée afin de simplifier les équations différentielles de la machine en passant du repère triphasé au repère biphasé, ce qui simplifie les équations de la machine et facilite leur simulation, les résultats montrent que le modèle mathématique est valide en fonctionnement moteur, mais on observe un fort couplage entre le couple et le flux d'une part, et entre l'axe d et q d'autre part. Cela rend le contrôle indépendant des grandeurs difficile et pour y remédier, le chapitre suivant propose la commande vectorielle, qui est une technique largement utilisée dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable.

Chapitre III

Applications des commandes au moteur asynchrone

III.1 Introduction

Dans les systèmes d'entraînement électrique à vitesse variable, le contrôle du moteur dépend fortement de l'alimentation électrique. Pour les moteurs à courant continu, la régulation de la vitesse s'effectue simplement par le contrôle de la tension. En revanche, dans le cas des moteurs à courant alternatif, et notamment des moteurs asynchrones, ce principe n'est plus suffisant, car la variation de la tension influe également sur le couple. C'est pourquoi des stratégies de commande spécifiques ont été développées.

La commande scalaire, fondée sur le maintien du rapport v/f constant, permet un contrôle simple de la vitesse en assurant une stabilisation du flux magnétique. À l'opposé, la commande vectorielle, ou commande par flux orienté, vise un découplage dynamique entre le flux et le couple, en alignant le repère tournant (dq) avec le flux. Elle est introduite par Blaschke en 1971. Cette technique rend le comportement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Elle permet de contrôler indépendamment le flux magnétique et le couple électromagnétique. Deux approches principales existent : la commande vectorielle directe et la commande vectorielle indirecte[18, 19].

Dans ce chapitre, nous présentons la simulation de ces deux stratégies de commande à l'aide de MATLAB/Simulink.

III.2 Commande scalaire

Le principe de la commande scalaire est basé sur les équations des moteurs asynchrones et leur utilisation en régime permanent, ce qui conduit aux résultats suivants,

Les tensions d'alimentation sont triphasées et équilibrées, donc [2] :

$$v_{as}(t) = \hat{V}_s \cos(\omega_s t) \quad (\text{III.1})$$

$$v_{bs}(t) = \hat{V}_s \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.2})$$

$$v_{cs}(t) = \hat{V}_s \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{III.3})$$

On choisit de fixer le repère dq au repère du champ tournant. On note :

- $\omega_s = \dot{\theta}_s$: pulsation statorique (régime sinusoïdal permanent),
- $\omega_r = \dot{\theta}_r$: pulsation rotorique,
- $\omega = p\Omega = \omega_s - \omega_r$: pulsation mécanique.

Dans le repère tournant dq , les tensions deviennent :

$$v_{ds}(t) = \hat{V}_s \cos(\omega_s t) \quad (\text{III.4})$$

$$v_{qs}(t) = -\hat{V}_s \sin(\omega_s t) \quad (\text{III.5})$$

En régime permanent, dans le repère synchronisé avec le champ tournant :

$$v_{ds} = \hat{V}_s \quad (\text{III.6})$$

$$v_{qs} = 0 \quad (\text{III.7})$$

On peut réécrire tout le système d'équations en introduisant la notation complexe. On définit la variable complexe :

$$\bar{X} = x_{ds} + jx_{qs} \quad (\text{III.8})$$

On peut alors réécrire l'ensemble du système d'équations avec la notation complexe suivante :

$$\bar{V}_s = v_{ds} + jv_{qs} = R_s(i_{ds} + ji_{qs}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{ds} + j\varphi_{qs}) - \omega_s(\varphi_{qs} - j\varphi_{ds}) \quad (\text{III.9})$$

En factorisant et simplifiant, on obtient :

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + \frac{d}{dt}\bar{\varphi}_s + j\omega_s\bar{\varphi}_s \quad (\text{III.10})$$

En régime permanent (sinusoïdal) :

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + j\omega_s\bar{\varphi}_s \quad (\text{III.11})$$

De même, côté rotor :

$$\bar{V}_r = 0 = R_r\bar{I}_r + j\omega_r\bar{\varphi}_r \quad \text{avec} \quad \omega_r = g\omega_s \quad (\text{III.12})$$

Les expressions des flux couplés sont :

$$\bar{\varphi}_s = L_s\bar{I}_s + M\bar{I}_r \quad (\text{III.13})$$

$$\bar{\varphi}_r = M\bar{I}_s + L_r\bar{I}_r \quad (\text{III.14})$$

En remplaçant les flux dans les équations de tension, on obtient :

$$\bar{V}_s = R_s\bar{I}_s + jL_s\omega_s\bar{I}_s + jM\omega_s\bar{I}_r \quad (\text{III.15})$$

$$0 = \frac{R_r}{g}\bar{I}_r + jL_r\omega_s\bar{I}_r + jM\omega_s\bar{I}_s \quad (\text{III.16})$$

On ramène maintenant le schéma équivalent au stator en introduisant les fuites magnétiques totalisées côté rotor :

$$N_r = L_r\sigma = L_r - \frac{M^2}{L_s} \quad (\text{III.17})$$

D'où :

$$N'_r = N_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \quad (\text{III.18})$$

$$R'_r = R_r \left(\frac{L_s}{M} \right)^2 \quad (\text{III.19})$$

$$\bar{I}'_r = \bar{I}_r \left(\frac{M}{L_s} \right) \quad (\text{III.20})$$

En partant du schéma équivalent par phase, on obtient :

$$0 = \left(\frac{R_r}{g}\bar{I}_r + jL_r\omega_s\bar{I}_r + jM\omega_s\bar{I}_s \right) \cdot \frac{L_s}{M} \quad (\text{III.21})$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_r\omega_s \frac{L_s}{M} \bar{I}_r + jL_s\omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}_r - \bar{I}_r) \quad (\text{III.22})$$

On simplifie et exprime tout en fonction des grandeurs ramenées au stator :

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jN'_r\omega_s\bar{I}'_r + jL_s\omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \quad (\text{III.23})$$

III.2.1 Équations en régime permanent complexe et expression du couple électromagnétique

On peut résumer les équations du moteur asynchrone en régime permanent sous forme complexe par le système :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \\ 0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + jN'_r \omega_s \bar{I}'_r + jL_s \omega_s (\bar{I}_s + \bar{I}'_r) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} = 3 \cdot \frac{p}{\omega_s} \cdot \frac{R'_r}{g} \cdot |I'_r|^2 \quad (\text{III.25})$$

Le courant rotorique ramené au stator s'écrit :

$$I'_r = \frac{V_s - R_s I_s}{\frac{R'_r}{g} + jN'_r \omega_s} \quad (\text{III.26})$$

Si l'on néglige la résistance statorique R_s , on obtient :

$$|I'_r|^2 = \frac{V_s^2}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2} \quad (\text{III.27})$$

Il est essentiel d'analyser la relation entre le couple électromagnétique et le glissement g , pour mieux comprendre le comportement dynamique de la machine. Cette relation est exprimée par :

$$C_e = \frac{3p}{\omega_s} \cdot V_s^2 \cdot \frac{\frac{R'_r}{g}}{\left(\frac{R'_r}{g}\right)^2 + (N'_r \omega_s)^2} \quad (\text{III.28})$$

La courbe ci-dessous illustre graphiquement cette relation, montrant comment le couple électromagnétique évolue avec le glissement :

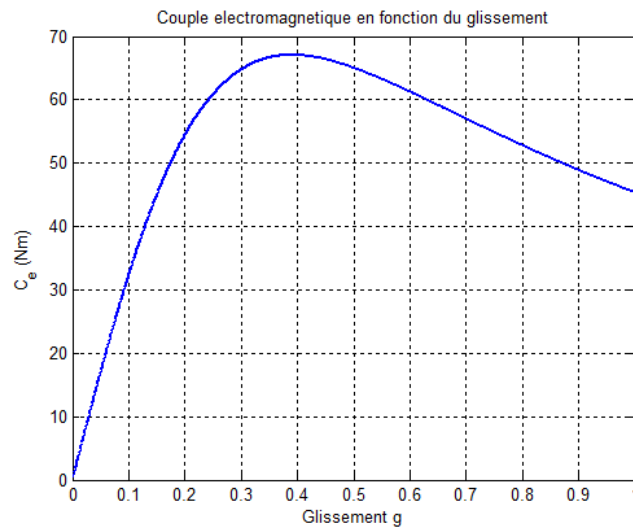


FIGURE III.1 – Caractéristique du couple électromagnétique.

III.2.2 Contrôle de tension V/f de la machine asynchrone

Cette technique de contrôle est en général utilisée car elle est facile à appliquer, grâce à son principe consistant à maintenir constant le rapport V/f , ce qui assure un flux magnétique constant et par conséquent un couple électromagnétique maximal.

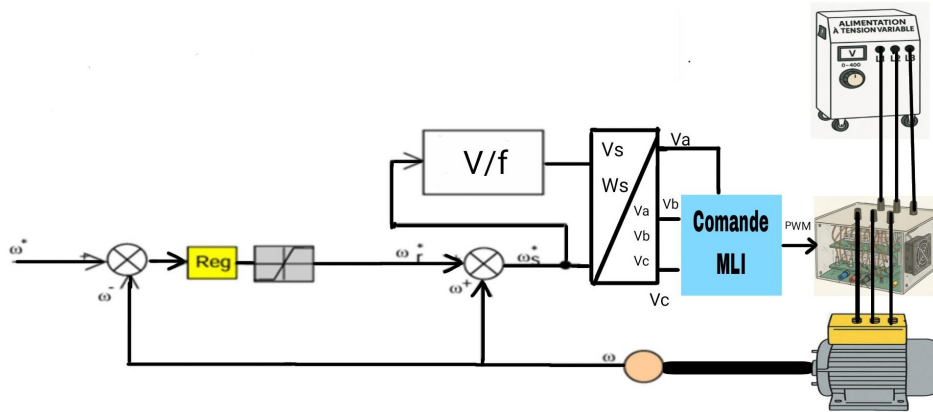


FIGURE III.2 – Schéma de principe de contrôle de la MAS.

III.2.3 Résultats de simulation d'un lon de vitesse

Cet essai consiste à appliquer d'un échelon de vitesse de référence pour observer la réponse dynamique de la machine. Les graphes fournis montrent les évolutions de plusieurs grandeurs : tension d'alimentation, couple électromagnétique, vitesse et courant statorique, comme suit :

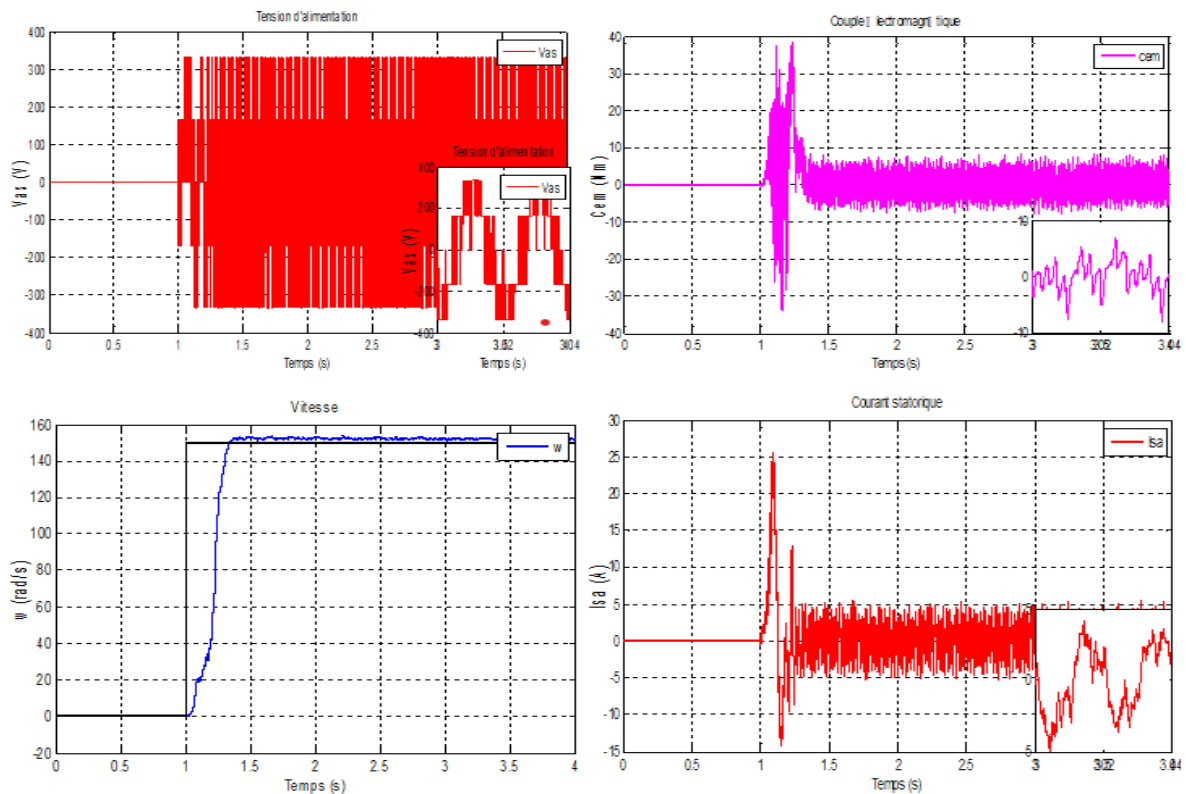


FIGURE III.3 – Résultats de la commande scalaire pour un échelon de vitesse.

III.2.4 Interprétations des résultats

La tension d'alimentation est une tension alternative avec une amplitude de 300 V, cela est typique pour les machines asynchrones qui fonctionnent sous tension sinusoïdale alternée. L'oscillation entre +300 et -300 génère un champ rotatif dans le stator nécessaire pour induire un couple électromagnétique dans le rotor, le pic initial du couple correspond au couple de démarrage, il est nécessaire pour accélérer la machine, ensuite il diminue car la vitesse augmente (diminution du glissement), au régime permanent le couple se stabilise, L'accélération de la vitesse est liée à la dynamique du couple disponible et à l'inertie du rotor, en régime permanent elle se stabilise à 150 rad/s car la tension d'alimentation reste constante en amplitude, Au premier instant, le pic de courant est typique pour un démarrage à pleine tension. En régime établi, le courant diminue car le glissement diminue, et lorsque la tension reste constante en amplitude, le courant statorique atteint également un état stable.

III.2.5 Résultats de simulation une marche en escalier

On garde le même réglage et on applique une vitesse de référence en marche d'escalier

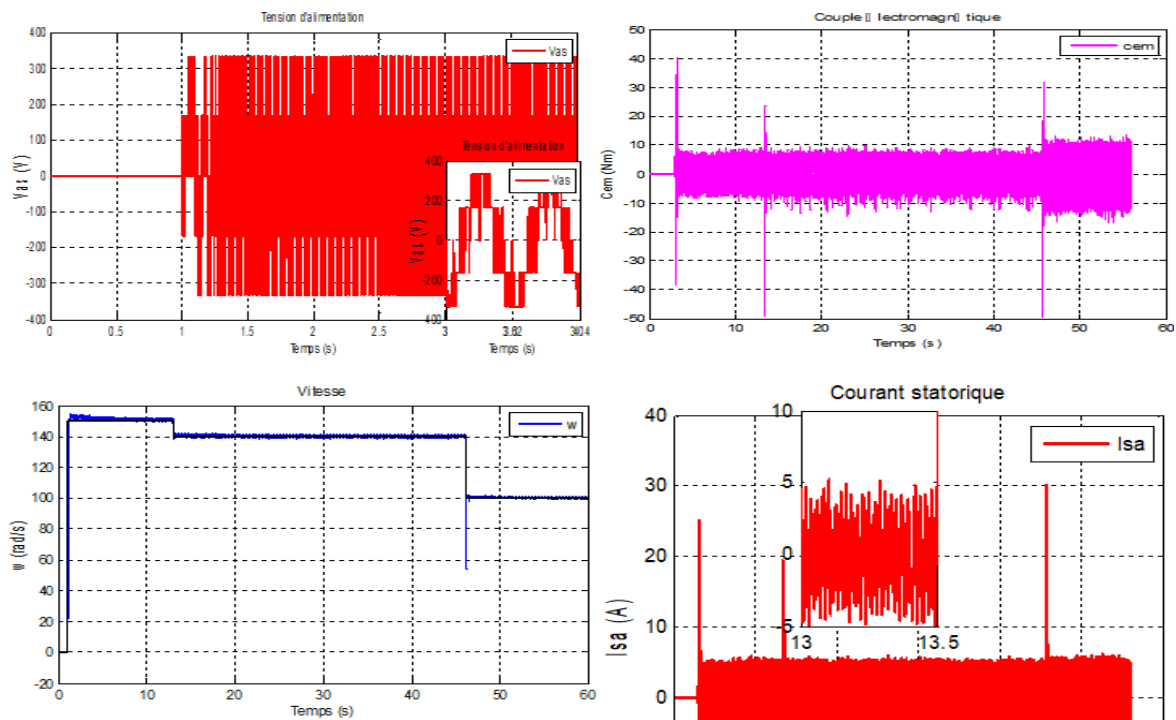


FIGURE III.4 – Résultats de la commande scalaire pour une vitesse de référence en escalier.

Interprétations des résultats

La tension appliquée au système est une tension alternative de forme sinusoïdale, avec une amplitude fixe de 300 V. Le couple électromagnétique atteint un régime permanent au bout d'environ 2 secondes, ce qui indique une réponse transitoire stable. La vitesse suit une dynamique similaire : après environ 2 secondes, elle atteint un régime permanent et parvient à suivre correctement sa référence. Enfin, le courant absorbé par la machine présente un comportement caractéristique d'une machine asynchrone alimentée sous tension constante, validant ainsi le bon fonctionnement de la commande en mode benchmark.

III.3 Commande vectorielle

III.3.1 Différents modèles mathématiques d'orientation de flux :

Dans le modèle biphasé de la machine asynchrone, on choisit un référentiel lié au champ tournant, de manière à aligner l'axe « d » avec la direction souhaitée du flux (rotorique, statorique ou magnétisant) [11] :

1. Orientation de flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r, \quad \varphi_{qr} = 0$$

2. Orientation de flux statorique :

$$\varphi_{ds1} + \varphi_{ds2} = \varphi_s, \quad \varphi_{qs1} + \varphi_{qs2} = 0$$

3. Orientation de flux magnétisant :

$$\varphi_{dm1} + \varphi_{dm2} = \varphi_{dm}, \quad \varphi_{qm1} + \varphi_{qm2} = 0$$

III.3.2 Mise en équation de la commande vectorielle

En considérant le modèle de la machine asynchrone (MAS) comme point de départ, les équations des tensions rotoriques et celles des flux deviennent alors :

$$\begin{cases} R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} = 0 \\ R_r I_{rq} + \omega_s \phi_{rd} = 0 \\ L_s \sigma I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} = \phi_{sd} \\ L_s \sigma I_{sq} = \phi_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

Remplaçant alors dans les équations des tensions statoriques, on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s L_s \sigma I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

La pulsation statorique est déterminée dans ce cas d'une manière indirecte à partir de la mesure de la vitesse mécanique par la relation suivante :

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (\text{III.31})$$

Donc :

$$\omega_s = \rho \cdot \Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_{rd}} \quad (\text{III.32})$$

L'apparition de la constante de temps rotorique est alors notable, car elle joue un rôle important dans les performances de cette commande. La position θ_s est ensuite obtenue par l'intégration de ω_s comme suit :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III.33})$$

Suivant la condition de cette technique, l'expression du couple devient :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \phi_{rd} \quad (\text{III.34})$$

La figure ci-dessous représente l'estimateur de couple électromagnétique et de position.

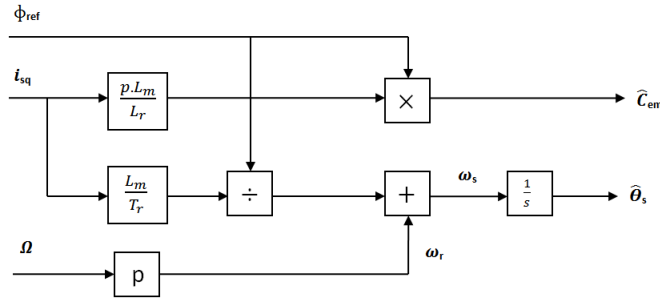


FIGURE III.5 – Estimation du couple électromagnétique et de position.

III.3.3 Découplage par compensation

Le découplage des axes d et q peut être obtenu par différentes méthodes : retour d'état, découplage statique ou compensation. Ici, on adopte la méthode par **compensation**, qui consiste à neutraliser les interactions croisées entre les axes.

En supposant que la dynamique du flux est lente (en régime de basse vitesse, $\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = 0$) par rapport aux variations des courants, les équations des tensions deviennent, dans le domaine de Laplace [13] :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + sL_s\sigma)I_{sd} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + sL_s\sigma)I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s L_s \sigma I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

En introduisant des termes de compensation e_{sd} et e_{sq} , les tensions de commande deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = (R_s + sL_s\sigma)I_{sd} = V_{sd} + \omega_s L_s \sigma I_{sq} = V_{sd} + e_{sd} \\ V_{sq}^* = (R_s + sL_s\sigma)I_{sq} = V_{sq} - (\omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s L_s \sigma I_{sd}) = V_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Le découplage permet de simplifier les équations de la machine, ce qui facilite grandement le dimensionnement des coefficients des régulateurs. Ainsi, une fois le flux rotorique orienté et le découplage par compensation effectué, on obtient un schéma bloc clair et symétrique pour les deux composantes du courant statorique, car ce découplage permet de traiter séparément les régulations de i_{sd} et i_{sq} , comme illustré dans les figures ci-dessous :

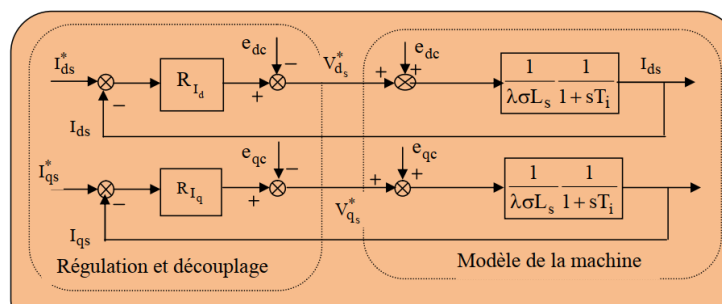


FIGURE III.6 – Découplage par compensation.

III.3.4 Dimensionnement des régulateurs PI

III.3.4-a Régulation des courants statoriques

Les schémas bloc de régulation de courant dans l'axe direct i_{sd} et l'axe quadrature i_{sq} sont représentés par la figure ci-dessous :

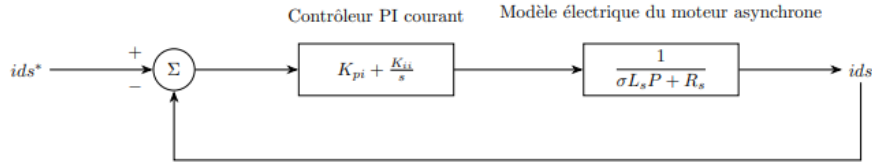


FIGURE III.7 – Boucle de régulation de courant.

Le contrôleur PI a pour fonction de transfert :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.37})$$

Lors de l'identification des paramètres du régulateur, la fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$G(s) = C(s) \cdot H(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \cdot \frac{1}{R_s} = \frac{K_p s + K_i}{R_s s} \quad (\text{III.38})$$

En boucle fermée, la fonction de transfert devient :

$$F(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{R_s s}}{1 + \frac{K_p s + K_i}{R_s s}} \quad (\text{III.39})$$

Simplification du dénominateur :

$$1 + G(s) = \frac{R_s s(\tau_s s + 1) + K_p s + K_i}{R_s s(\tau_s s + 1)} \quad (\text{III.40})$$

Ainsi :

$$F(s) = \frac{K_p s + K_i}{R_s \tau_s s^2 + (R_s + K_p) s + K_i} \quad (\text{III.41})$$

Par identification avec l'équation différentielle standard du second ordre :

$$F(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.42})$$

On obtient les relations :

$$\begin{cases} \omega_n^2 = \frac{K_i}{R_s \tau_s} \\ 2\zeta\omega_n = \frac{R_s + K_p}{R_s \tau_s} \end{cases} \quad (\text{III.43})$$

Donc :

$$\begin{cases} K_p = 2\zeta\omega_n R_s \tau_s - R_s \\ K_i = \omega_n^2 R_s \tau_s \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Dans ce travail, nous avons utilisé trois régulateurs PI : un pour la régulation de vitesse et deux pour la régulation des courants i_{sd} et i_{sq} .

III.3.4-b Régulation de vitesse

A partir du régulateur de vitesse, le couple C_{em}^* est déterminé. Si on applique une certaine charge à la machine, la vitesse diminue. Ce régulateur va alors fournir le couple qui permet de faire suivre la vitesse à sa référence.

A partir de l'équation mécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \tag{III.45}$$

Après application de la transformée de Laplace, on obtient :

$$(Js + f)\Omega(s) = C_{em}(s) - C_r(s) \tag{III.46}$$

FIGURE III.8 – Schéma du régulateur de vitesse

Ce qui donne :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \tag{III.47}$$

À partir de cette équation, on peut représenter la boucle de régulation de vitesse comme montré sur le schéma ci-dessous :

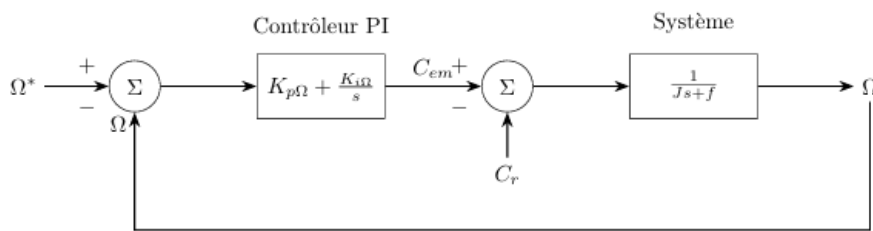


FIGURE III.9 – Boucle de régulateur de vitesse.

En charge, le couple résistant est compensé à la sortie du régulateur. Le schéma présenté ci-dessus devient alors :

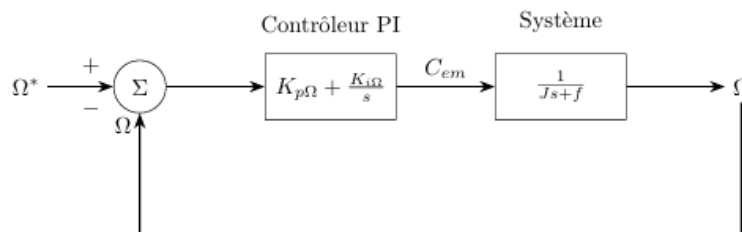


FIGURE III.10 – Schéma fonctionnel de régulateur de vitesse.

D'après ce schéma, on peut écrire :

$$C_{em} = k_{p\Omega}\varepsilon(\Omega) + k_{i\Omega} \int \varepsilon(\Omega)dt \tag{III.48}$$

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par la méthode de placement de pôles. La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) du système est donnée par :

$$FTBO = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} \right) \frac{1}{Js + f} = \frac{k_{p\Omega}s + k_{i\Omega}}{s(Js + f)} \quad (III.49)$$

En boucle fermée (FTBF), on obtient :

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\frac{1}{J}(k_{p\Omega}s + k_{i\Omega})}{s^2 + \frac{f+k_{p\Omega}}{J}s + \frac{k_{i\Omega}}{J}} \quad (III.50)$$

Cette fonction de transfert correspond à une fonction de second ordre standard :

$$FTBF = \frac{\omega_{n\Omega}^2}{s^2 + 2\zeta_{\Omega}\omega_{n\Omega}s + \omega_{n\Omega}^2} \quad (III.51)$$

où :

- ζ_{Ω} : coefficient d'amortissement,
- $\omega_{n\Omega}$: pulsation propre du système.

En zone de stabilité, le zéro est négligeable. Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{f+k_{p\Omega}}{J} = 2\zeta_{\Omega}\omega_{n\Omega} \implies k_{p\Omega} = 2\zeta_{\Omega}\omega_{n\Omega}J - f \\ \frac{k_{i\Omega}}{J} = \omega_{n\Omega}^2 \implies k_{i\Omega} = \omega_{n\Omega}^2 J \end{cases} \quad (III.52)$$

Pour illustrer l'architecture complète de la commande vectorielle, la figure ci-dessous présente le schéma bloc détaillé du système de contrôle :

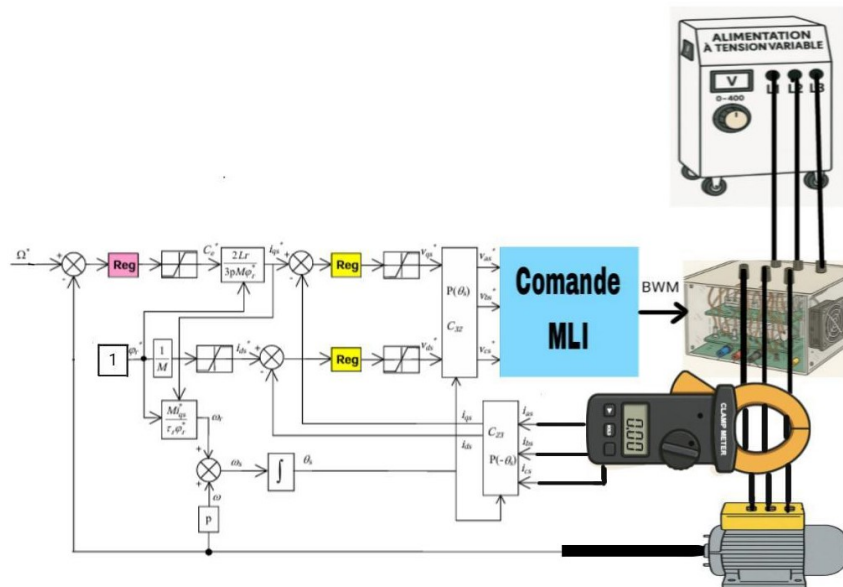


FIGURE III.11 – Schéma de principe de la commande vectorielle.

III.3.5 Essai en réponse step

Les résultats suivants montrent le comportement du système en réponse à une consigne de vitesse sous forme d'un step avec application d'une charge à $t = 3s$. Les figures suivantes illustrent les évolutions de la tension d'alimentation, la vitesse, le flux, le couple électromécanique et le courant.

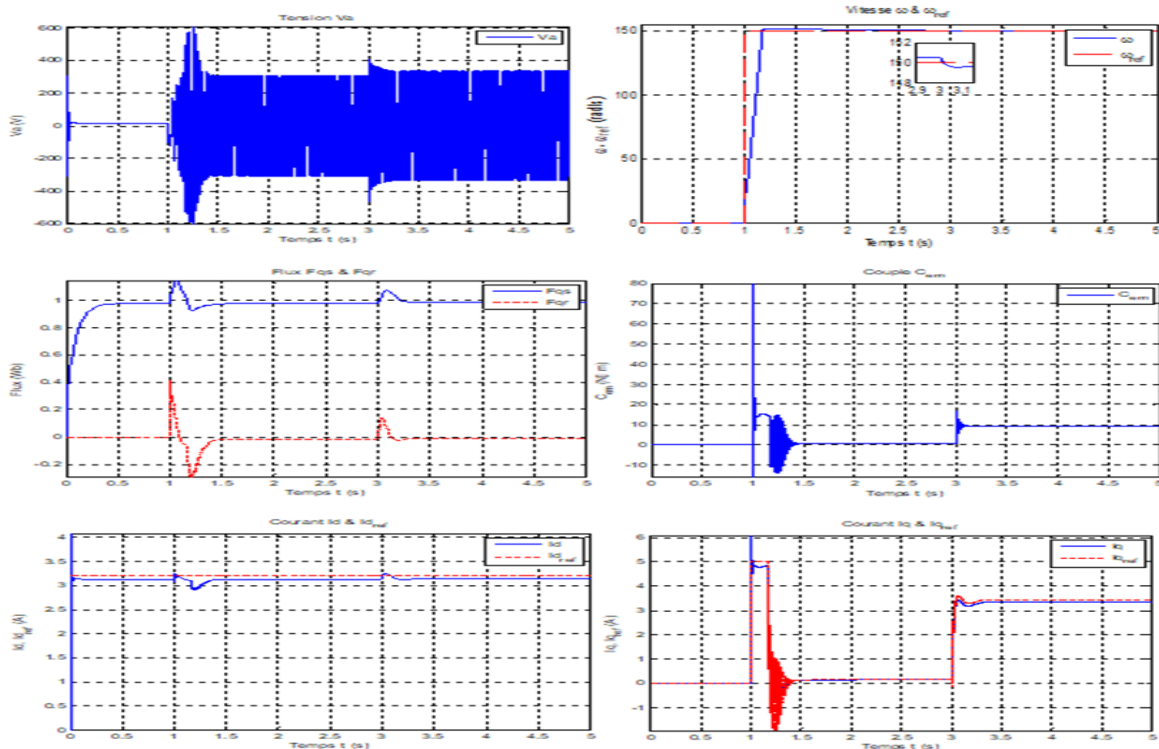


FIGURE III.12 – Résultats de la commande vectorielle (vitesse de référence en Step).

Interprétation :

Avant 1 s, le système est au repos. À partir de $t = 1$ s, il y a une accélération rapide qui permet d'atteindre la vitesse de consigne de 150 rad/s, avec un léger dépassement. Ensuite, à $t = 3$ s, une charge est appliquée, mais la vitesse reste stable grâce à l'action du contrôleur, ce qui montre sa bonne capacité d'adaptation.

Le flux dans l'axe quadrature reste proche de zéro pendant toute la simulation, ce qui est attendu dans une commande vectorielle bien réalisée. Le flux dans l'axe direct varie un peu pendant la phase transitoire, puis devient stable autour de 1 Wb au régime permanent, ce qui confirme que le flux est bien orienté dans l'axe direct.

Le couple électromagnétique présente un pic à $t = 1$ s, ce qui permet l'accélération vers la vitesse de consigne. Ensuite, il diminue pour simplement compenser les pertes par frottement. Lors de l'application de la charge à $t = 3$ s, le couple augmente pour maintenir la vitesse, montrant une bonne réaction du système.

Les courants suivent bien leurs références. Le courant direct suit une dynamique semblable à celle du flux direct, tandis que le courant quadrature suit la même évolution que le couple, ce qui montre une bonne génération de couple et une cohérence entre les grandeurs.

III.3.6 Résultats de la commande vectorielle (vitesse de référence en benchmark).

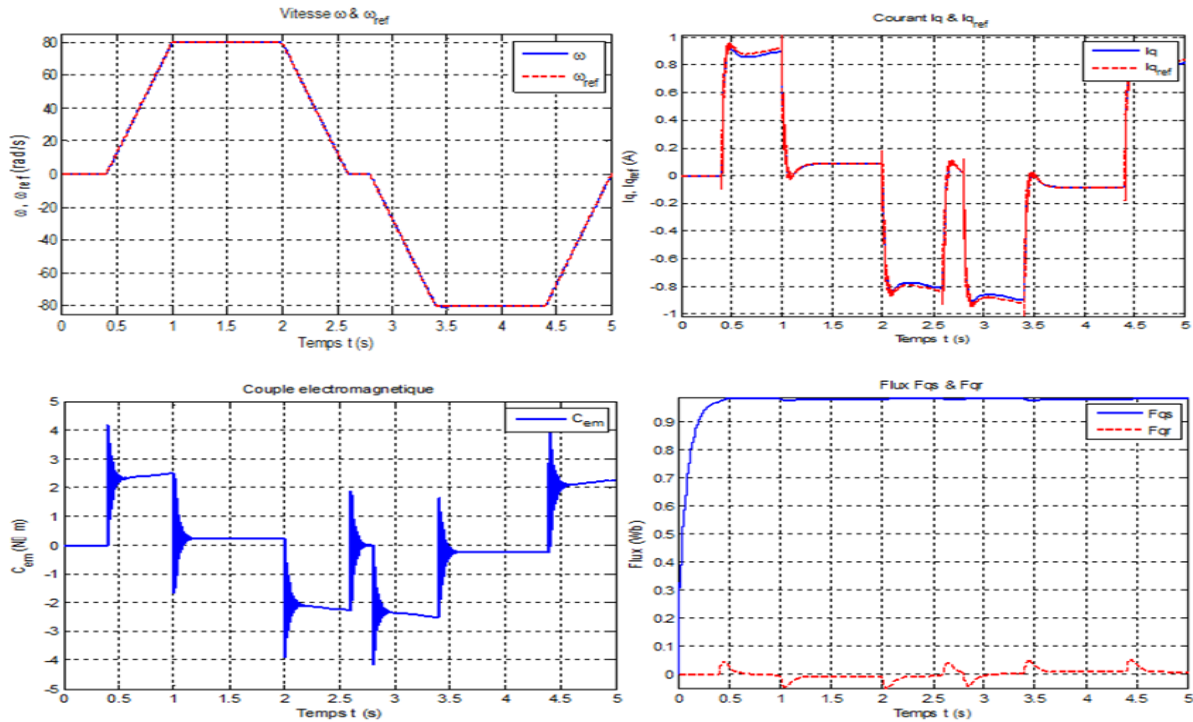


FIGURE III.13 – Résultats de la commande vectorielle (vitesse de référence en benchmark).

Interprétations des résultats

La vitesse de rotation suit bien sa référence, même sous des variations rapides et des inversions de sens, ce qui démontre une bonne stabilité du contrôleur, le courant dans l'axe quadrature suit parfaitement la consigne, générant le couple nécessaire pour répondre aux variations de vitesse. Le changement de signe permet d'inverser efficacement le sens de rotation, les variations de signe du couple permettent de gérer efficacement les accélérations, décélérations et inversions de sens de vitesse, et il suit la même évolution que le courant dans l'axe quadrature, le flux dans l'axe quadrature est correctement annulé, tandis que le flux dans l'axe direct est stable, respectant les principes de la commande vectorielle.

III.3.7 Conclusion

Ce chapitre a permis d'explorer et de comparer deux stratégies de commande appliquées à la machine asynchrone, à savoir la commande scalaire et la commande vectorielle. Les résultats montrent que la commande vectorielle offre des performances nettement supérieures à celles de la commande scalaire en termes de précision, de dynamique et de découplage entre flux et couple. La commande scalaire reste adaptée aux applications simples à vitesse constante, mais montre ses limites face aux variations rapides de charge ou de consigne ainsi que la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique assure un contrôle indépendant et précis du flux et du couple, permettant un suivi efficace de la vitesse de référence même lors d'inversions ou de sollicitations dynamiques complexes. Le prochain chapitre présentera donc les résultats des essais menés sur un banc d'essai réel pour la validation expérimentale des résultats de simulation.

Chapitre IV

Implémentation des commandes en temps réel du MAS

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente le banc d'essai en détaillant son intérêt, ses objectifs et son potentiel. Le cahier des charges y sera exposé, ainsi que les fonctionnalités actuellement disponibles. Enfin, une description des différents éléments qui composent le banc d'essai viendra conclure ce chapitre.

Le banc d'essai est un outil largement utilisé dans l'industrie, notamment pour tester et paramétrer de nouveaux produits ou valider des produits finis. Il permet de placer les machines à étudier dans des conditions d'utilisation paramétrables et contrôlables.

Le schéma du banc utilisé dans le cadre de ce mémoire met en évidence ses principaux composants. Il est composé d'une table sur laquelle est fixé un moteur asynchrone couplé à un moteur à courant continu. Ce moteur est relié à un onduleur triphasé. La tension du bus continu (DC) est fournie par un redresseur triphasé, lui-même alimenté par une source de tension variable connectée au réseau.

IV.2 Carte DSPACE 1104

IV.2.1 Présentation de la carte

La carte DS1104, présentée dans la figure IV.1, est un système électronique conçu notamment pour le développement de systèmes de commande en temps réel. Elle est reconnue pour son exécution rapide, rendue possible grâce à la présence de deux processeurs. Le fonctionnement en temps réel de la carte permet à la fois l'acquisition des données de mesure, l'élaboration des lois de commande, ainsi que le pilotage du convertisseur de puissance donc la plaque Dspace séparée en trois couches,



FIGURE IV.1 – Carte DSPACE 1104

Ces derniers, illustrées ci-dessous par la figure IV.2 du bas ces couches sont : la couche de stockage, la couche de logique métier et la couche de service. La carte DS1104 intègre également

un DSP esclave, le TMS320F240 DSP, utilisé pour générer les signaux PWM, Ces signaux, produits par la plateforme dSPACE, sont de type TTL avec des niveaux de tension compris entre 0 et 5 V. Les onduleurs pédagogiques de marque SEMIKRON sont équipés de cartes drivers qui assurent le pilotage des IGBT constituant les bras de pont

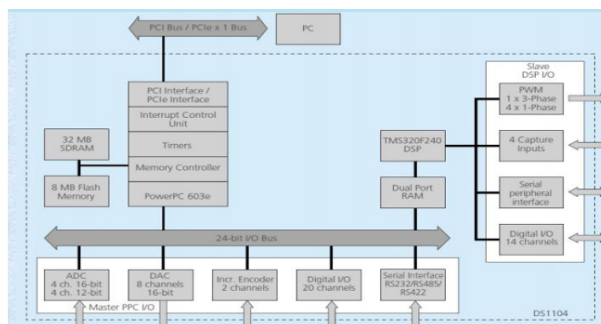


FIGURE IV.2 – Carte DSPACE 1104

IV.2.2 Panneau de connexion

La carte DS1104 (Master PPC) est équipée d'un panneau de connexion comportant les éléments suivants :

1. 8 convertisseurs analogique-numérique (ADC) avec une plage de tension d'entrée allant de -10V à +10V ,
2. 8 convertisseurs numérique-analogique (DAC) capables de délivrer une tension comprise entre -10V et +10V,
3. Diverses interfaces telles que des entrées/sorties numériques, entrées pour codeurs incrémentaux, etc.

Le Master PPC gère deux types de convertisseurs analogique-numérique : Convertisseur ADC1 (multiplexé) pour les ADCH1 à ADCH4 :

1. Résolution : 16 bits,
2. Plage de tension : $\pm 10V$,
3. Erreur d'offset : 5 mV,
4. Erreur de gain : 0,25 %,
5. Rapport signal/bruit (SNR) : > 80 dB (à 10 kHz).

Convertisseurs ADC2 à ADC5 – Canaux ADCH5 à ADCH8 :

1. Résolution : 12 bits,
2. Plage de tension d'entrée : $\pm 10V$,
3. Erreur d'offset : 5 mV,
4. Erreur de gain : 0,5 %,
5. Rapport signal/bruit (SNR) : > 70 dB.

IV.3 Dispositif expérimental (banc d'essai complet du MAS)

. Source d'alimentation

La figure IV.3 montre notre source d'alimentation variable



FIGURE IV.3 – Alimentation variable

Auto-transformateur

La figure IV.5 montre notre auto-transformateur



FIGURE IV.4 – Auto-transformateur

Moteur asynchrone triphasé à cage

Le tableau IV.1 montre notre plaque signalétique de moteur asynchrone

TABLE IV.1 – Moteur asynchrone triphasé à cage

Tension	400V Y/ 230V Δ
Courant	3.45A Y/ 6A Δ
Puissance	1.5 KW
Fréquence	50 HZ
n	1425 RPM
p	2

La figure IV.5 illustre notre moteur asynchrone triphasé



FIGURE IV.5 – Moteur asynchrone triphasé

Onduleur de tension SEMIKRON

Le montage Semikron 20 kVA, représenté dans la figure IV.6, est composé d'un redresseur à diodes, d'un onduleur de tension triphasé et d'un hacheur de freinage. Sa conception modulaire permet à chaque convertisseur statique d'être utilisé indépendamment, ce qui rend possible la réalisation de différentes structures d'alimentation selon les besoins. L'onduleur de tension peut ainsi être alimenté soit à partir du redresseur triphasé, soit à partir d'une source de tension continue. Dans le cas de l'utilisation du redresseur, l'installation d'une inductance de lissage ou d'une résistance de pré-charge est nécessaire. Pour cette raison, une source de tension continue réglable a été choisie pour l'alimentation de l'onduleur, afin de simplifier l'installation et d'éviter les contraintes associées.

En effet, lorsque la variation de tension aux bornes des condensateurs de filtrage devient importante, cela peut entraîner de fortes sollicitations de courant susceptibles d'endommager ces composants. La tension maximale admissible sur le bus continu est de 750 V ; toutefois, par mesure de sécurité, une tension de 300 V est utilisée pendant la phase d'essais et de validation des algorithmes de commande. Lorsqu'il y a récupération d'énergie, comme en phase de freinage ou lors d'une inversion du sens de rotation, l'hacheur est commandé de manière à dissiper l'énergie accumulée dans les condensateurs dans un banc de résistances, ce qui permet d'éviter une surtension dangereuse. Enfin, la valeur maximale du courant de ligne autorisée dans ce montage est de 30 A. La liste détaillée des composants utilisés dans ce système est présentée par la suite.

La figure IV.6 illustre notre onduleur de tension triphasé

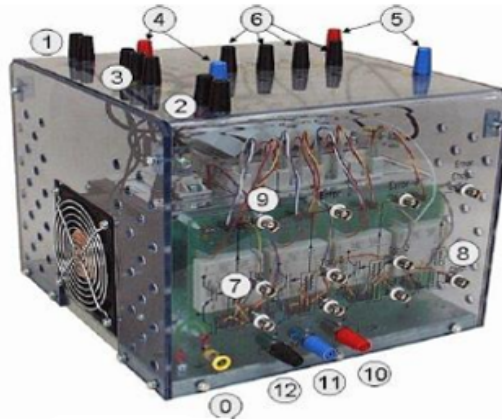


FIGURE IV.6 – Onduleur de tension SEMIKRON

Constitution de l'onduleur :

- (0) Prise de terre,
- (1) Alimentation de ventilateur 230V/50Hz,
- (2) Disjoncteur thermique (15V),
- (3) Entrée de redresseur PD3,
- (4) Sorties de redresseur de C.C (600V),
- (5) Entrées de l'onduleur à IGBT de C.C (600V),
- (6) Sortie de l'onduleur à IGBT et sorties de résistance de frein 400VAC/600VCC,
- (7) Entrée de PWM de l'onduleur, logique C-MOS (0V= IGBT ouvert, 15V= IGBT fermé),
- (8) Entrée de PWM de résistance de frein, logique C-MOS (0V = IGBT ouverte, 15V = IGBT fermé),
- (9) Sortie d'erreur.
- (10) Alimentation de Drive 15V,
- (11) Alimentation de Drive 0V,
- (12) Sonde de température.

Alimentation du montage : Le système est alimenté à l'aide d'un autotransformateur, ce qui permet de faire monter la tension progressivement et d'éviter les surtensions brutales lors de la mise sous tension.

Drivers utilisés : Les drivers sont de type SKHL 22, chacun pilotant un bras de pont, c'est-à-dire deux IGBT appartenant à un même module.

Tension d'alimentation des drivers : Les drivers sont alimentés en 0V / +15V avec une consommation maximale de 160 mA/driver.

Tension de commande délivrée : Les drivers génèrent une tension de commande de +15V / -15V, ce qui permet d'assurer une excellente dynamique de commutation des IGBT (ouverture/fermeture rapide) et de réduire les pertes par commutation.

Capteur de courant La figure IV.7 illustre notre capteur de courant



FIGURE IV.7 – Capteur de courant

Capteur de tension

La sonde différentielle illustrée dans la IV.8 permet d'observer à l'oscilloscope une tension entre deux points d'un circuit, même si aucun de ces points n'est connecté à la terre. Lors de ce travail pratique, une sonde offrant de multiplier un facteur d'atténuation réglable de 100 ou 200 ou 500 ou 1000 ontété utilisées. Grâce à cette atténuation, il est possible de connecter la sonde en toute sécurité à la carte DSpace, même lorsque les tensions mesurées sont relativement élevées.

La figure IV.8 illustre notre capteur de tension



FIGURE IV.8 – Capteur de tension

Montage Expérimental La figure IV.9 illustre notre banc d'essai expérimentale



FIGURE IV.9 – Schéma du banc d'essai utilisé

IV.4 Control Desk

ControlDesk est un logiciel de test développé par dSPACE, conçu pour créer des interfaces de contrôle conviviales. Il regroupe l'ensemble des fonctions nécessaires à la mise en œuvre d'un projet, depuis les premières phases d'expérimentation jusqu'à la validation finale, dans un environnement de travail unifié. Ce logiciel polyvalent permet de réaliser un large éventail de tâches, notamment :

1. Le prototypage rapide de contrôle (RCP), en mode fullpass ou bypass,
2. La simulation Hardware-In-the-Loop (HIL),
3. La mesure, la calibration et le diagnostic des calculateurs,
4. L'accès aux différents bus de communication du véhicule : CAN, CAN FD, LIN, Ethernet,
5. La validation virtuelle à l'aide des plateformes VEOS et SCALEXIO.

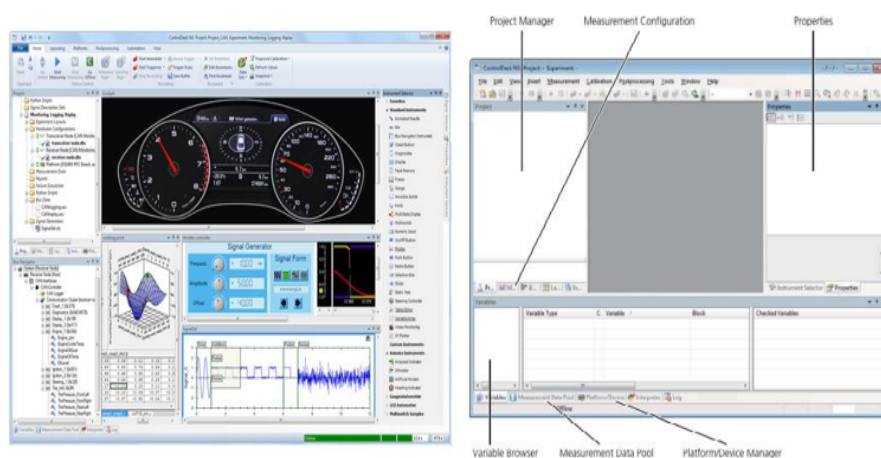


FIGURE IV.10 – Interface de control desk

IV.4.1 Créer un nouveau projet dans l'interface de ControlDesk

Pour démarrer votre environnement de travail sous ControlDesk, suivez les étapes ci-dessous :

Étape 1 : Ouvrir le logiciel

Double-cliquez sur l'icône dSPACE ControlDesk 5.3 située sur le bureau(ou utilisez le menu Démarrer pour le lancer).

Étape 2 : Créer un nouveau projet et une expérience

Naviguez dans le menu :File > New > Project + Experiment.

Cela vous permettra de :

- Créer un nouveau projet regroupant toutes vos configurations,
- Définir une nouvelle expérience pour l'acquisition, la visualisation et le contrôle des variables.

Étape 3 : Donner un nom au projet et spécifiez l'emplacement du répertoire racine

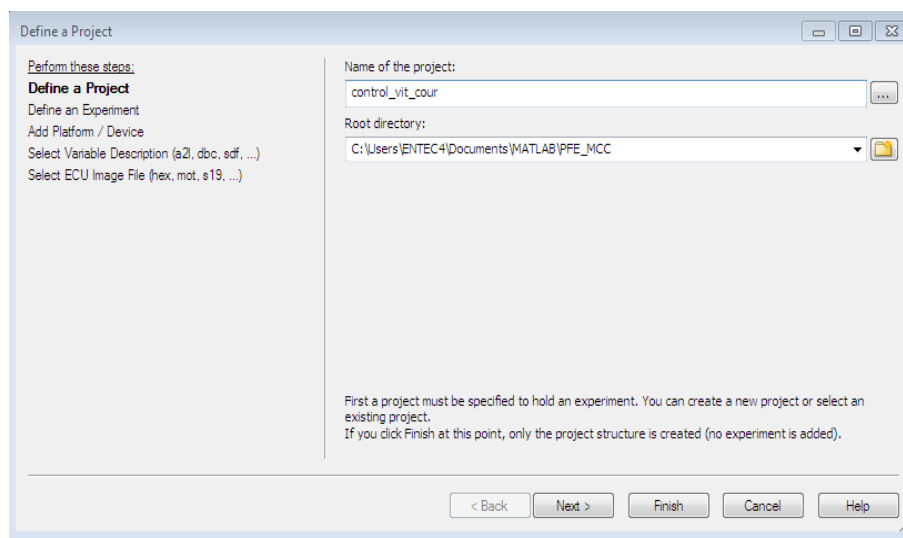


FIGURE IV.11 – Définition de projet

Étape 4 : Donner un nom de l'expérience

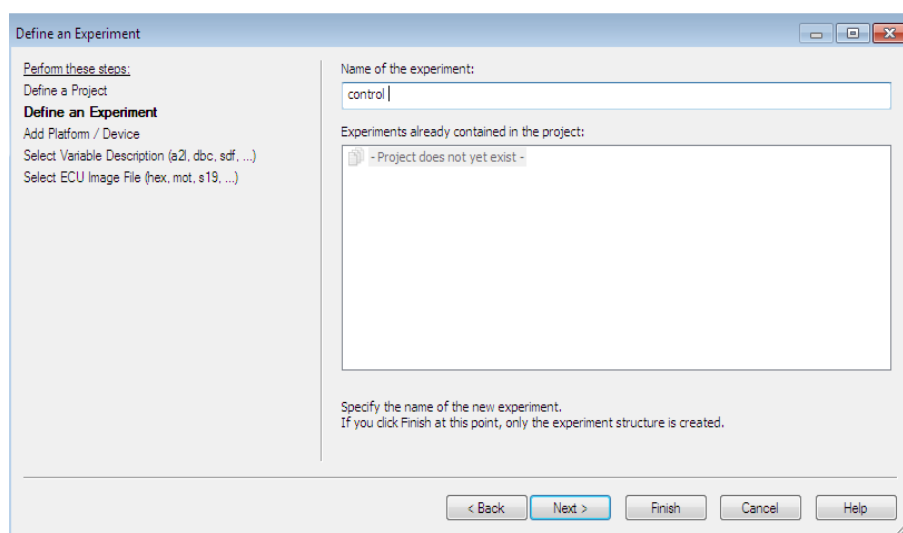


FIGURE IV.12 – Définition de nom d'expérience

Étape 5 : Assurer que la carte contrôleur R&D DS1104 est bien sélectionnée

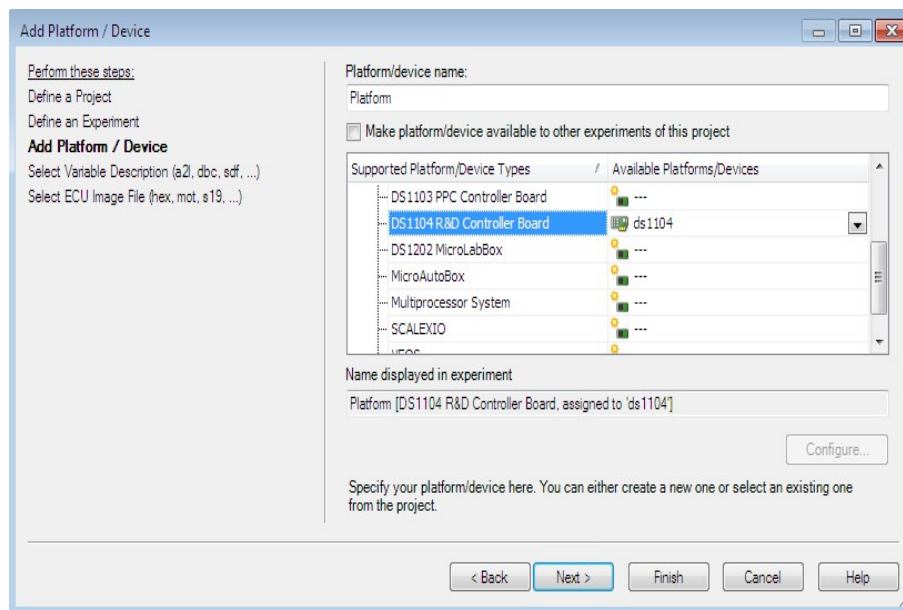


FIGURE IV.13 – Vérification du contrôleur R&D DS1104

Étape 6 : Ouvrir le fichier de description du système (.sdf) associé au modèle

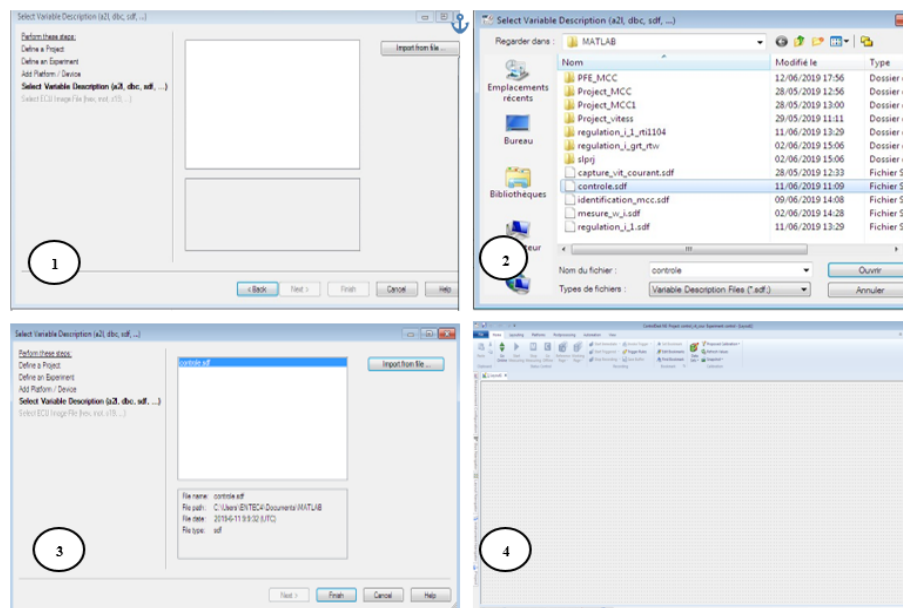


FIGURE IV.14 – Méthode d'importation de fichier (.sdf)

1. Cliquer sur *import from file*,
2. Sélectionner le fichier et s'assurer que le fichier est en (.sdf),
3. Si le fichier est sélectionné, cliquer sur *finish*,
4. Finalement, le fichier .sdf est ouvert dans ControlDesk.

Étape 7 : Lister les variables à mesurer

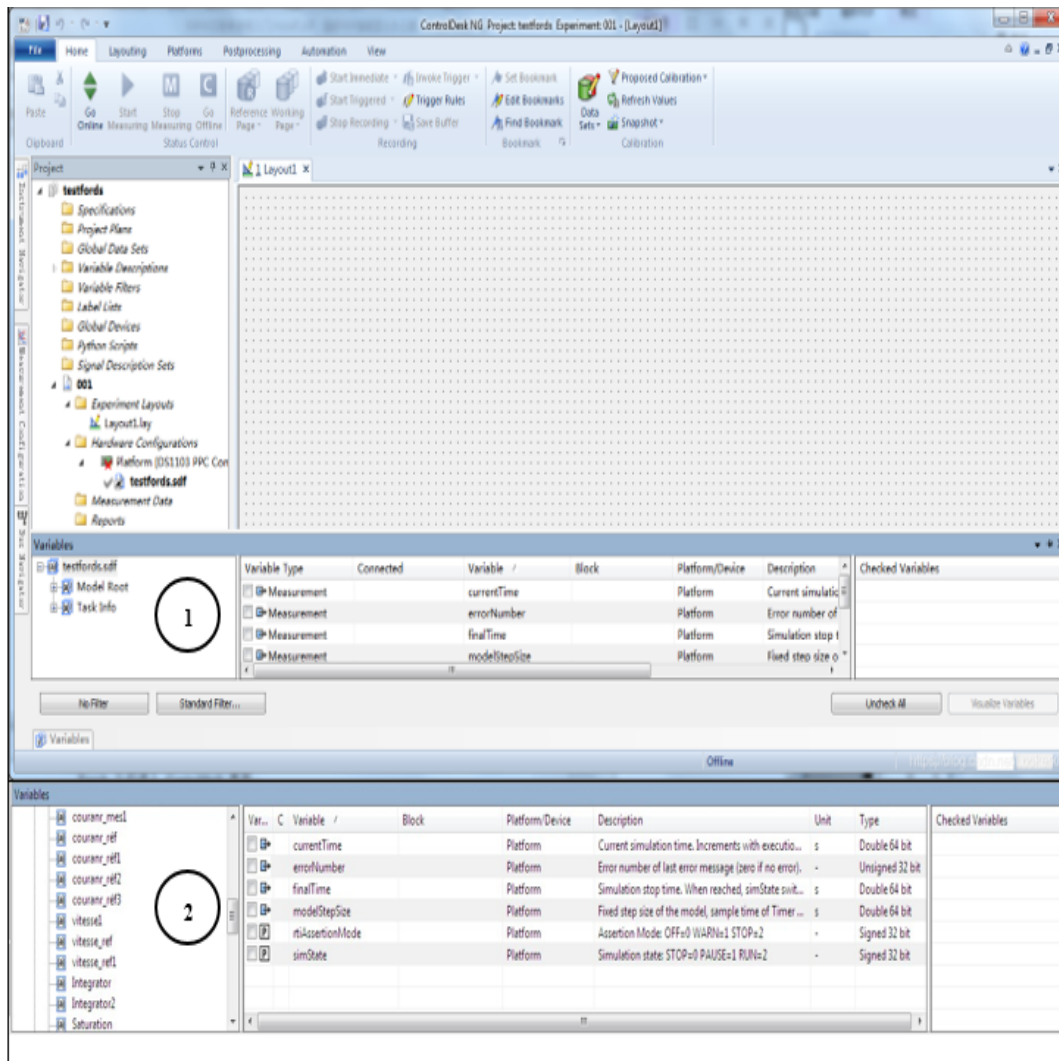


FIGURE IV.15 – Adaptation des variables à mesurer

1. Cliquer sur Model root pour l'acquisition des variables.
2. Sélectionner les variables, cliquer sur *instrument selector* dans *Switch collaborators* du canal *view*, puis choisir des instruments comme *slider* et *plotter*. Glisser les variables sur ces derniers dans le *layout*.

Étape 8 : comment faire une mesure sur ControlDesk ?

1. Create New Recorder,
2. View Measurement,
3. Clic droit sur *Recorders*,
4. Create New Recorder,
5. Nommer l'enregistrement,
6. Glisser les variables à mesurer dans le tableau *Recorder*.

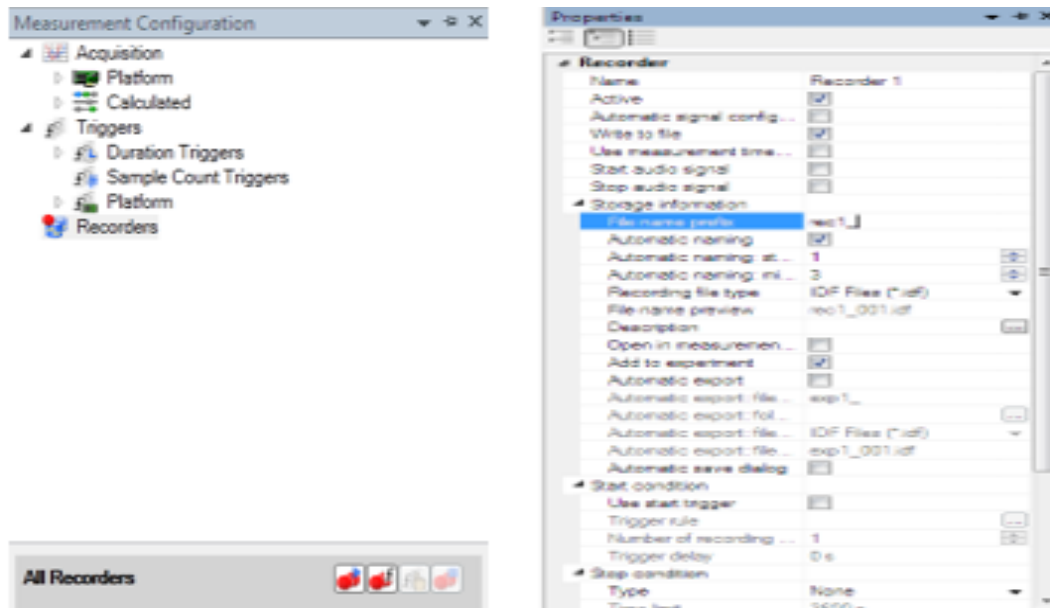


FIGURE IV.16 – Configuration du recorder après son lancement

1. Lancer l'enregistrement,
2. Arrêter l'enregistrement après la durée suffisante pour votre mesure,

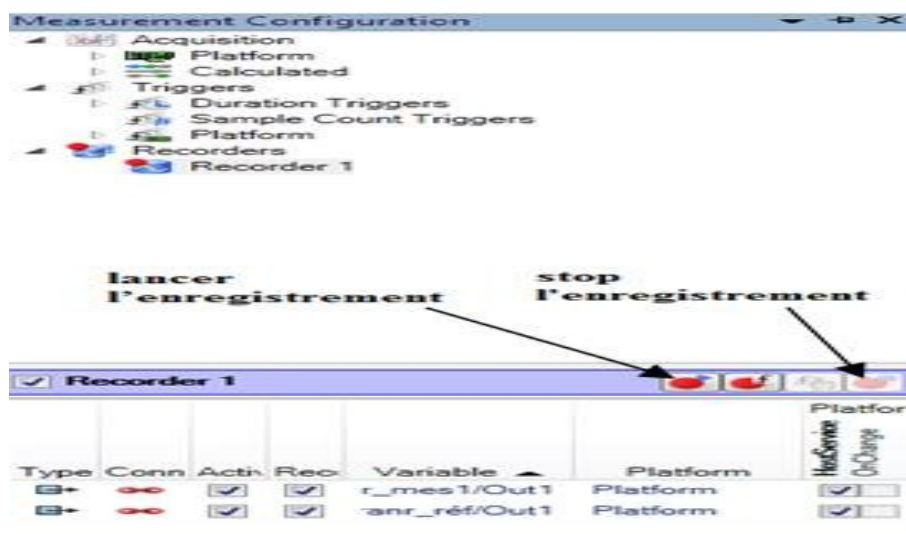


FIGURE IV.17 – Lancement et arrêt de l'enregistrement

1. Project,
2. Clic droit sur le fichier à nom de *ada.idf* »,
3. Export,
4. Sélectionner le format *.mat*,
5. Enregistrer

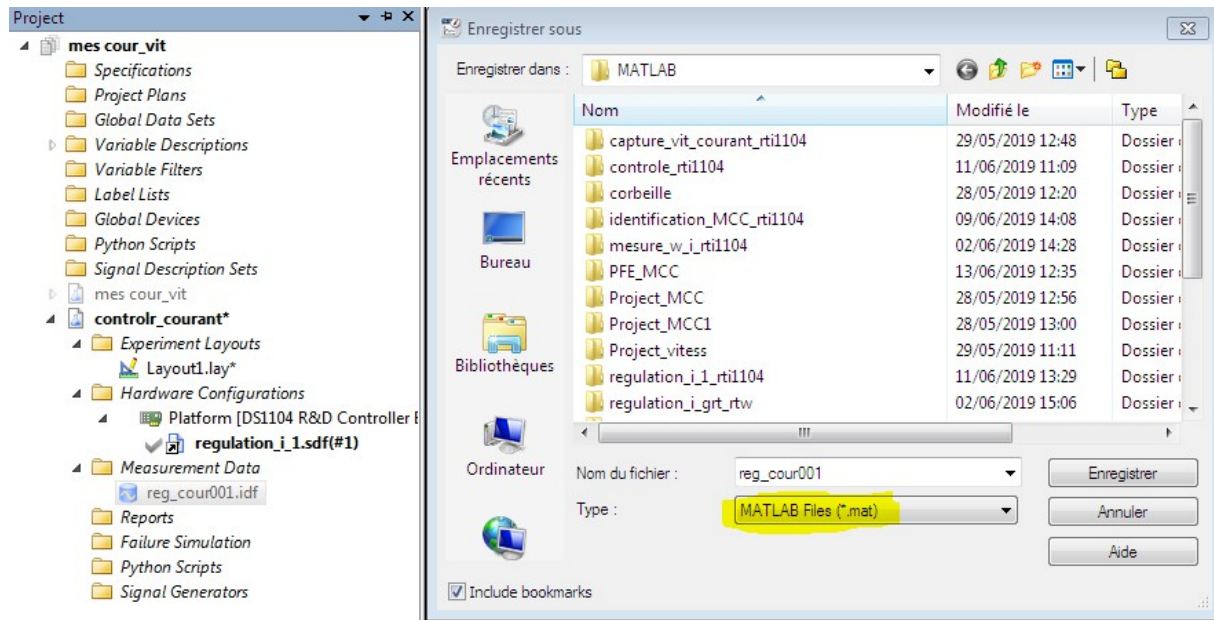


FIGURE IV.18 – Récupération de fichier.mat

Étape 9 : Comment on récupère les données enregistrées sous forme *.mat

Une fois qu'on a exporté le fichier.mat, on charge et on extrait les variables en utilisant le code MATLAB suivant :

```
clear all; close all; clc;
% =====
% Programme de récupération et affichage de données MATLAB
% =====
% Charger le fichier de données
load reg_cour001;
% Extraire le vecteur temps
t = reg_cour001.X.Data;
% Extraire la variable d'entrée
u = reg_cour001.Y(1).Data;
% Extraire la variable de sortie
y = reg_cour001.Y(2).Data;
% Afficher les courbes
figure(1);
plot(t, u, 'g'); grid on;    % Tracer l'entrée en vert
hold on;
plot(t, y, 'r'); grid on;    % Tracer la sortie en rouge
```

FIGURE IV.19 – Exemple de récupération et affichage des données MATLAB $u = u(t)$

IV.5 Implémentation de la commande scalaire sur DSpace 1104

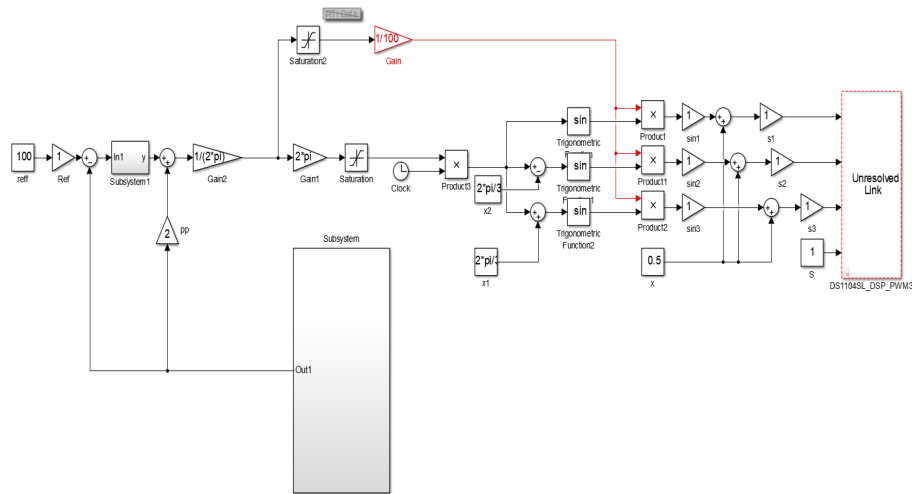


FIGURE IV.20 – Schéma d'implémentation et de validation de la commande scalaire en boucle fermée

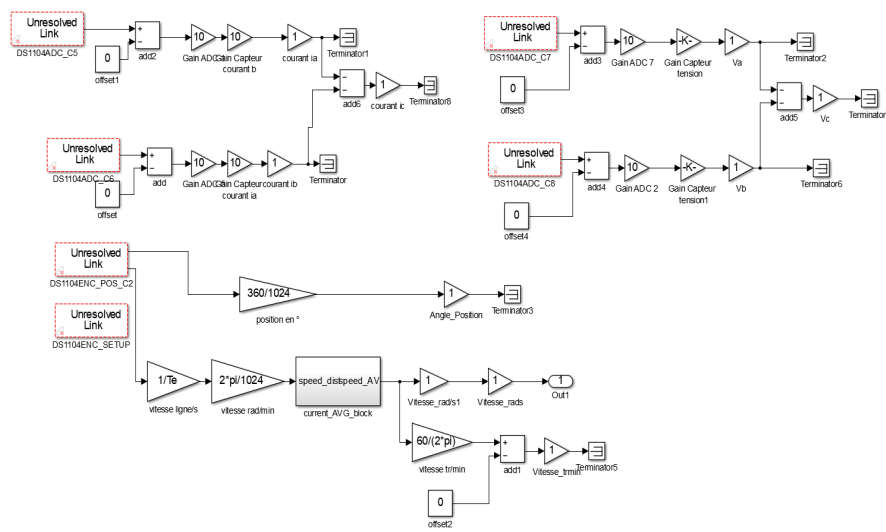


FIGURE IV.21 – Schéma du bloc de mesure des capteurs

IV.5.1 Profils de poursuite et de régulation

On va réaliser un seul essai afin de mettre en évidence à la fois les propriétés et les insuffisances de la commande scalaire.

Dans ce chapitre, ces implémentations poursuivent un objectif principal :

- Mettre en ouvre la commande scalaire en boucle fermée, basée sur un régulateur PI.

On propose également une catégorie de benchmarks, notamment pour l'analyse des performances en poursuite sous différentes consignes de vitesse. Parmi elles, nous considérons :

- Une consigne de vitesse en marche d'escalier, composée d'une succession de créneaux d'amplitudes respectives 150, 138, 100, 130 rad/s, évoluant toutes les 10 secondes.

IV.5.2 Résultats expérimentale de la commande scalaire

Les résultats obtenus lors d'un essai unique réalisé sur le moteur asynchrone et l'onduleur, équipés de la commande scalaire développée dans ce chapitre, sont présentés respectivement sur la figure IV.22.

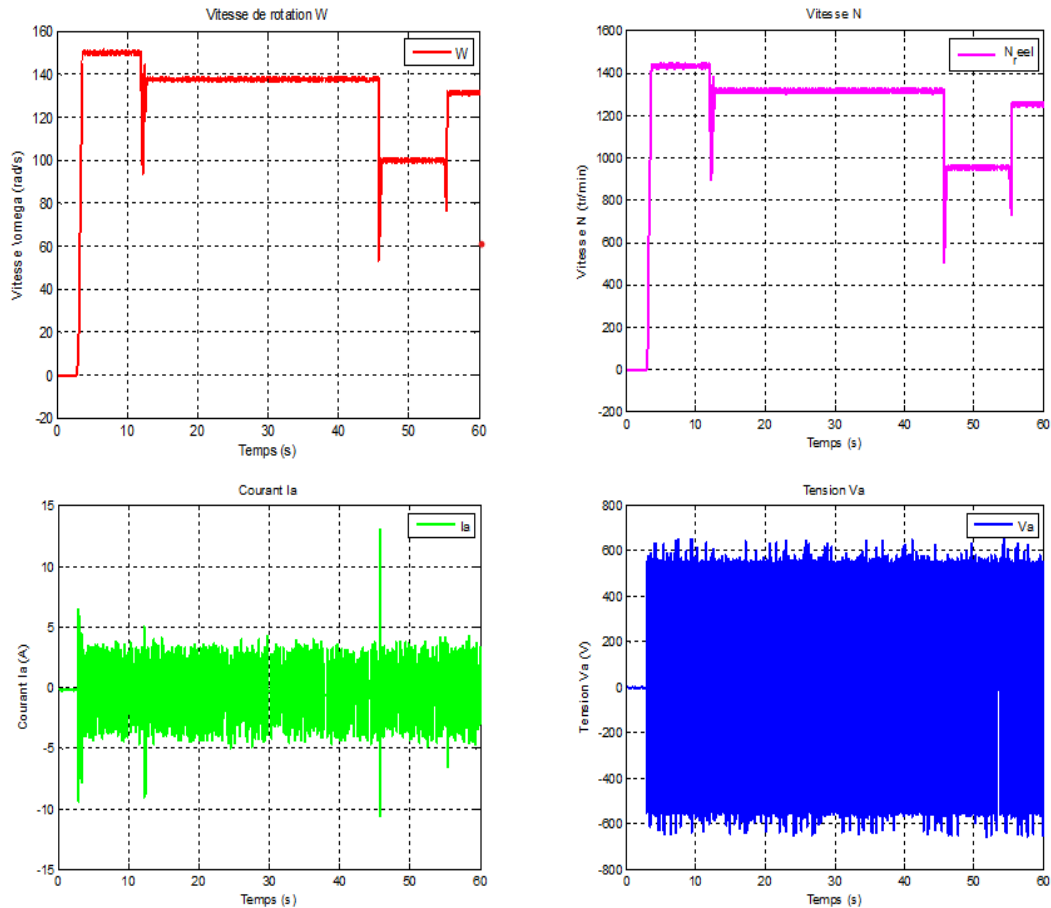


FIGURE IV.22 – Test de poursuite en escalier

IV.5.3 Interprétation

Au niveau de la courbe de vitesse de rotation W sur la figure IV.22 du moteur asynchrone commandé en mode scalaire, on observe que le système suit une série de références en escalier : 150 rad/s, 138 rad/s, 100 rad/s, 130 rad/s, chacune maintenue pendant 10 s , on voit un transitoire rapide suivi d'un régime permanent relativement stable. Il y a de petites oscillations ou ondulations visibles autour des paliers, mais globalement, la commande scalaire parvient à atteindre les références imposées , et Lors des changements rapides (par exemple, de 150 à 138 rad/s, ou de 100 à 130 rad/s), on note un petit dépassement et un retour à l'équilibre, ce qui est typique pour ce type de commande simple , et au niveau de la courbe de courant sur la figure IV.22, on remarque qu'il y a une perturbation à l'instant 45 s atteignant 13 A et finalement dans la courbe de tension sur la figure IV.22 on observe que la tension augmente jusqu'à 600 V à cause du rejet d'harmoniques par l'onduleur.

IV.6 Implémentation de la commande vectorielle

Pour mettre en œuvre un contrôle vectoriel, il est nécessaire d'utiliser une carte DSpace permettant l'interface entre le modèle Simulink et le système réel. Cette carte joue un rôle essentiel dans l'exécution du code en temps réel et la commande du moteur asynchrone.

La figure ci-dessous illustre la simulation pratique et la communication entre Simulink, la carte DSpace, et l'installation expérimentale :

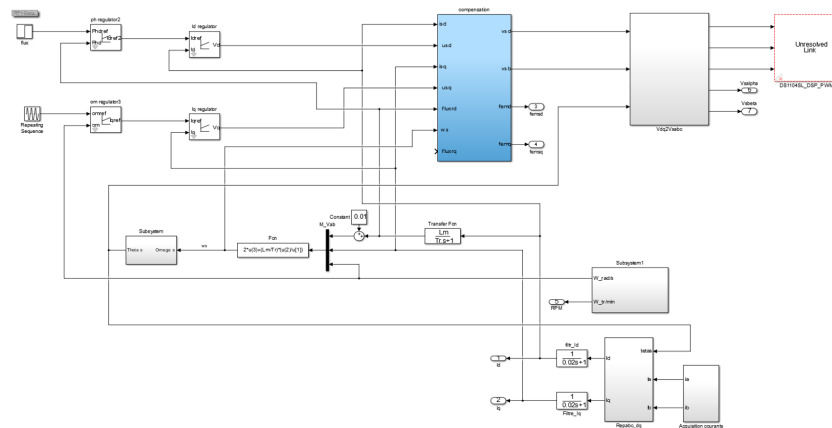


FIGURE IV.23 – Simulation pratique de la commande vectorielle via la carte DSpace

IV.6.1 Analyse des problèmes techniques observés

Bien que la partie Simulink soit correcte, nous avons rencontré des problèmes d'ordre matériel et au niveau des instruments de mesure, qui se manifestent comme suit :

Les problèmes techniques identifiés au cours de la phase de validation expérimentale sont les suivants :

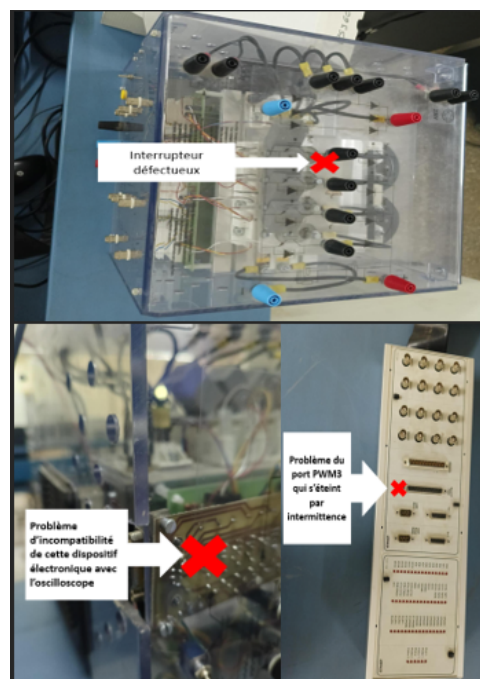


FIGURE IV.24 – Illustration des problèmes techniques rencontrés lors de l'expérimentation

1. Interrupteur défectueux dans l'onduleur :

L'un des interrupteurs de l'onduleur ne fonctionne pas correctement, ce qui empêche la commutation correcte entre les phases. Ce dysfonctionnement perturbe la commande du moteur et dégrade les performances globales du système.

2. Incompatibilité entre le dispositif électronique et l'oscilloscope :

Les signaux issus du dispositif ne s'affichent pas correctement sur l'oscilloscope. Ce problème peut être causé par une mauvaise adaptation d'impédance, des niveaux de tension inappropriés ou du bruit électrique, ce qui empêche une analyse précise des signaux.

3. Coupure intermittente du port PWM3 :

Le port PWM3 s'éteint de manière aléatoire. Cette panne intermittente peut provenir d'un problème de connexion, d'un bug logiciel ou d'une surcharge du système de commande, affectant la stabilité de la commande des interrupteurs.

IV.7 Conclusion

Nous concluons que le banc d'essai est un outil largement répandu dans l'industrie, que ce soit pour tester et paramétrer un nouveau produit ou encore valider un produit déjà fini . la validation de la commande scalaire montre que cette commande fonctionne très bien en régime permanent , notamment à grande vitesse, mais elle ne donne aucun résultat satisfaisant en régime transitoire, ni à faible vitesse , et il ne faut pas oublier que le régulateur PI a permis de stabiliser le système en supprimant les erreurs statiques et en améliorant l'accélération . La commande vécérielle est bien structurée, mais les problèmes sont d'ordre matériel , ce qui nous a empêchés de valider le système expérimentalement , et finalement nous constatons que ce système est très utile , notamment pour tester et paramétrer un nouveau produit ou encore valider un produit déjà fini.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressés à la mise en œuvre de stratégies de commande pour la machine asynchrone triphasée, en particulier à la commande vectorielle, réputée pour ses performances dynamiques élevées. Ce travail s'est inscrit dans une démarche progressive allant de la compréhension théorique à l'expérimentation pratique.

Au premier chapitre, nous avons présenté la machine asynchrone, ses principes de fonctionnement, ses caractéristiques électriques et mécaniques, ainsi que la procédure d'identification de ses paramètres. Cette étape s'est avérée essentielle pour une modélisation fiable. Ensuite, nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant, base indispensable pour l'implémentation des lois de commande avancées.

Dans la phase de simulation, nous avons comparé deux approches : la commande scalaire (V/f constant), simple mais peu performante en dynamique, et la commande vectorielle, plus complexe mais offrant un meilleur découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation ont montré la supériorité de la commande vectorielle en termes de temps de réponse et de stabilité du couple.

Enfin, une validation expérimentale a été menée. La commande scalaire a pu être implémentée avec succès sur le banc d'essai, et les résultats obtenus confirment ceux des simulations. En revanche, l'implémentation de la commande vectorielle n'a pas conduit aux résultats attendus : des incohérences ont été observées entre les mesures réelles et les réponses simulées. Cette difficulté peut être attribuée à plusieurs facteurs.

Bibliographie

- [1] Ahmed AOUED et Ahmed BOUNOUA : *Commande d'un moteur asynchrone pour un processus industriel*. Thèse de doctorat, Université Ibn Khaldoun Tiaret, 2022.
- [2] L. BAGHLI : *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, 2004. Année universitaire 2003 / 2004.
- [3] L. BAGHLI : *Notes de cours : Techniques de commande électrique : Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Master M1-ELT-CE, Semestre S2, EC812, Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen, Faculté de Technologie, Département de Génie électrique et Électronique (GEE), 2019.
- [4] HOUDAIFA BRIK : *étude comparative entre la commande directe de couple (dte) et vectorielle directe (foc) d'une machine asynchrone*. Thèse de doctorat, UNIVERSITY OF OUARGLA.
- [5] J.-P. CARON et J.-P. HAUTIER : *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Électrotechnique, Lille, 1995.
- [6] J. CHATELIN : *Machines Électriques, Traité d'électricité*, volume X. Tech et Doc, Lausanne, 3ème édition édition, 1989.
- [7] R. CHERGUI : *Identification de la machine asynchrone triphasé*. Mémoire de Magister, Université de Batna, 2014.
- [8] Brahim LADGHEM CHIKOUCHE : *Machines asynchrones*.
- [9] C. Canudas de WIT : *Commande des moteurs asynchrone, Modélisation contrôle vectoriel et DTC*, volume X. Lavoisier, Paris, 3ème édition édition, 2000.
- [10] Malek GHANES : *Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique*. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes (ECN); Université de Nantes, 2005.
- [11] D. HADIOUCHE : *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure*. Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, 2001. Thèse de doctorat, soutenue le 20 décembre 2001.
- [12] Ifrek HANANE et Haouchine TASSADIT : *Etudes thermiques du moteur asynchrone à cage d'écuréuil*. Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, 2011.
- [13] T. HANENE : *Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone*. Mémoire de magister, Université de Batna, mai 2006.
- [14] I. Bennia I. KHENTI : *Développement d'un banc de validation des performances de différentes commandes pour moteur asynchrone via carte dspace 1104*. Mémoire présentée pour l'obtention du diplôme de Master, Ecole Préparatoire de Constantine, 2019.

- [15] P LE GOFF et D TONDEUR : *The optimum efficiency of energy conversion systems in finite-time conditions ; le rendement optimal des convertisseurs d'énergie en temps fini.* 2001.
- [16] A. MECHERNENE : *Commande neuro-floue adaptative pour la régulation d'un moteur asynchrone.* Mémoire de magister, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf Oran, Faculté de Génie électrique, Département d'électrotechnique, 2008.
- [17] A. MECHERNENE : *Apport des techniques de l'intelligence artificielle à la commande sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone.* Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d'Oran, 2014.
- [18] E. MERABET : *Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile.* Mémoire de magister, Université de Batna, 2006.
- [19] E. MERABET : *Amélioration des performances de régulation d'une machine double étoile par les techniques de l'Intelligence artificielle.* Thèse de doctorat, Université de Hadj Lakhdar Batna, 2013. Thèse soutenue le 31 janvier 2013.
- [20] Said OULD TAHAR et Selma MERRI : *Etude et conception d'un moule d'injection d'aluminium pour un flasque-bride d'un moteur asynchrone de type 113-4 4KW.* Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2018.

Conditions de simulations

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

TABLE 2 – Conditions de simulation

Type : Variable-step	
Ode45 (Runge Kutta ordre 45)	
Variable-step Size (fundamental sample time)	0.0001
Tasking mode for periodic sample time	auto

Les paramètres du moteur asynchrone à cage utilisée sont les suivantes :

TABLE 3 – Paramètres du moteur asynchrone à cage utilisée

Nom	Valeur	Unité
Tension nominale	230/380	<i>V</i>
Puissance nominale	1,5	<i>KW</i>
Fréquence nominale	50	<i>Hz</i>
Nombre de paires du pôle	2	-
Vitesse nominale	1420	<i>tr/min</i>
Résistance statorique	5,2	Ω
Résistance rotorique	3,7	Ω
Inductance statorique	0,236	<i>H</i>
Inductance rotorique	0,081	<i>H</i>
Inductance mutuelle	0,313	<i>H</i>
Frottement visqueux	$3 \cdot 10^{-3}$	<i>kg.m²</i>
Moment d'inertie	0.017	<i>N.s/rad</i>

La figure 25 illustre capteur de vitesse (encodeur)



FIGURE 25 – Capteur de vitesse (encodeur)

La figure 26 illustre un ampèremètre analogique



FIGURE 26 – Ampèremètre analogique

La figure 27 illustre un voltmètre analogique



FIGURE 27 – Voltmètre analogique

Résumé

Ce porte sur l'identification et la validation expérimentale de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé en utilisant la carte dSPACE DS1104. Après avoir identifié les paramètres du moteur, la stratégie de commande vectorielle (ou commande orientée champ) est mise en œuvre pour contrôler indépendamment le couple et le flux du moteur. Les algorithmes de commande sont d'abord testés en simulation sous Matlab/Simulink, puis validés en temps réel sur un banc d'essai expérimental utilisant la carte DS1104. Les résultats obtenus permettent d'évaluer les performances et la robustesse du système, en vue d'optimiser la régulation et de proposer des perspectives pour de futurs travaux.

Mots clés : Identification, moteur asynchrone, commande vectorielle, commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI), Matlab- Simulink, dSPACE DS1104

Abstarct

This project focuses on the identification and experimental validation of the vector control of a three-phase asynchronous motor using the dSPACE DS1104 board. After identifying the motor parameters, the vector control strategy (also known as field-oriented control) is implemented to independently control the motor's torque and flux. The control algorithms are first tested in simulation using Matlab/Simulink, and then validated in real time on an experimental test bench using the DS1104 board. The obtained results allow assessing the system's performance and robustness, with the aim of optimizing regulation and proposing perspectives for future work.

Keywords: Identification, asynchronous motor, vector control, pulse-width modulation (PWM) control, Matlab-Simulink, dSPACE DS1104.

ملخص

تركز هذه المذكرة على تحديد المعلمات والتحقق التجريبي من التحكم المتجه لمحرك غير متزامن ثلاثي الطور باستخدام بطاقة dSPACE DS1104 بعد تحديد معلمات المحرك، يتم تنفيذ استراتيجية التحكم المتجه (المعروفة أيضاً بالتحكم الموجه بالمجال) للتحكم بشكل مستقل في العزم والتدفق. يتم اختبار خوارزميات التحكم أولاً من خلال المحاكاة باستخدام برنامج Matlab/Simulink، ثم يتم التحقق منها في الزمن الحقيقي على منصة اختبار تجريبية باستخدام بطاقة DS1104 التي تم الحصول عليها تقييم أداء النظام ومثابته بهدف تحسين عملية التنظيم واقتراح آفاق لأعمال مستقبلية

الكلمات المفتاحية: تحديد المعلمات، محرك غير متزامن، التحكم المتجه، التحكم عبر تعديل عرض النبضة ((PWM)، ماتلاب-سيمولينك، dSPACE DS1104.