



**Filière Génie Électrique : Énergie & Systèmes  
Électriques**

**PROJET DE FIN D'ANNÉE**

**Par**

**EL ABDI Salah eddine & HAMDAOUI Abdelaziz**

**Sous le thème :**

**Modélisation et commande d'un Moteur PMSM  
(Commande vectorielle-Backstepping)**

*Soutenu le 22 juin 2023*

*Encadré par :*  
**Pr. M.L.ELHAFYANI**

*Devant le jury composé de :*  
**Pr. M.L.ELHAFYANI**  
**Pr. A.EL MEHDI**

# **Remerciements**

*En premier lieu, nous remercions le bon Dieu, tout puissant, de nous avoir donné la force pour survivre et dépasser toutes les difficultés.*

*La réalisation de ce projet a possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui nous souhaitons témoigner notre gratitude.*

*Nous tenons à remercier dans un premier temps notre cher Professeur Monsieur **Mohammed Larbi ELHAFYANI** pour sa généreuse humanité, pour ses précieux conseils, son soutien et son suivi de très près les travaux et pour le grand intérêt qu'il a manifesté à l'égard de ce travail en nous procurant les moyens nécessaires pour mener à bien ce projet.*

*Nous remercions également toute l'équipe pédagogique de la filière Génie Électrique de l'Esna Oujda, En spéciaux les Professeurs qui nous ont fourni les outils nécessaires à la réussite de nos études universitaires.*

*Nous remercions nos chers parents, qui ont toujours été à nos côtés. Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis pour leur soutien et encouragements.*

*Merci à tous et à toutes.*

# Table de matières

<b>Table de matières .....</b>	<b>3</b>
<b>Liste des figures .....</b>	<b>5</b>
<b>Liste des Tableaux .....</b>	<b>8</b>
<b>Liste des abréviations .....</b>	<b>9</b>
<b>Introduction Générale .....</b>	<b>10</b>
<b>Chapitre 1.....</b>	<b>13</b>
<b>Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents .....</b>	<b>13</b>
1.1 Introduction .....	13
1.2 Presentacion de la MSAP .....	13
1.3 Différentes structures de la MSAP .....	14
1.4 Classification des MSAP.....	17
1.5 Domaines d'application de la MSAP .....	17
1.6 Avantages & inconvénients de la MSAP .....	18
1.7 Modelisation du moteur synchrone.....	19
1.8 Transformation de park.....	21
1.9 Transformation de park pour la MSAP .....	23
1.10 Simulation du système MSAP&Réseau .....	25
1.11 Onduleur de tension .....	28
1.12 Simulation de l'ensemble onduleur-MSAP.....	31
1.13 Conclusion.....	32
<b>Chapitre 2 .....</b>	<b>34</b>
<b>Commande Vectorielle de la MSAP .....</b>	<b>34</b>
2.1 Introduction .....	34
2.2 Principe de la commande vectorielle.....	34
2.3 Commande vectorielle de la MSAP .....	35
2.3.1 Découplage par compensation .....	35
2.3.2 Calcul des Régulateurs.....	36
2.4 Simulation de la commande vectorielle.....	39
2.5 Conclusion.....	41
<b>Chapitre 3 .....</b>	<b>43</b>

<b>Commande Backstepping appliquée à la MSAP .....</b>	<b>43</b>
3.1 Introduction .....	43
3.2 principe de la commande backstepping .....	44
3.3 Fonctions de Lyapunov.....	44
3.4 La commande backstepping appliqué à la masp .....	45
3.4.1 1ère étape -Calcul de la loi de commande Vdref .....	46
3.4.2 2ème étape - Calcul de la loi de commande virtuelle iqref .....	47
3.4.3 3ème étape -Calcul de la loi de commande finale Vqref .....	48
3.5 Simulation de la commande backstepping .....	50
3.6 Conclusion .....	51
<b>Chapitre 4 .....</b>	<b>53</b>
<b>Étude et Réalisation d'une carte d'interfaçage entre un Convertisseur Semikron et une Carte dSpace 1104.....</b>	<b>53</b>
4.1 Introduction .....	53
4.2 Fonctionnement générale de l'interface.....	54
4.3 simulation et résultats .....	55
4.4 Résultats Expérimentaux : .....	58
4.5 Conception du circuit imprimé de la carte .....	59
4.6 Interface de capteur courant/tension.....	61
4.7 Conclusion .....	62
<b>Chapitre 5 .....</b>	<b>64</b>
<b>Identification des Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents .....</b>	<b>64</b>
5.1 Mesure de la résistance des phases statoriques .....	64
5.2 Mesure des inductances statoriques .....	65
5.3 Mesure de la constante de f.é.m et du flux max des aimants.....	67
5.4 Conclusion .....	72
<b>Chapitre 6 .....</b>	<b>74</b>
<b>Validation Expérimentale .....</b>	<b>74</b>
6.1 Introduction .....	74
6.2 Matériels à disposition.....	75
6.3 Conclusion .....	85
<b>Conclusion Générale .....</b>	<b>86</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>88</b>
<b>Annexe .....</b>	<b>89</b>

# Liste des figures

FIGURE 1 – ORGANISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....	14
FIGURE 2 – MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS MONTÉS EN SURFACE .....	15
FIGURE 3 – MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS INSÉRÉS.....	15
FIGURE 4 – MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS CHAPEAUTÉS .....	15
FIGURE 5 – MSAP ENTERRÉS : (A) AVEC CONCENTRATION DE FLUX, (B) STRUCTURE CLASSIQUE .....	16
FIGURE 6–STRUCTURE À FLUX AXIAL SIMPLE AVEC UN ROTOR ET UN STATOR .....	17
FIGURE 7– STRUCTURE À FLUX AXIAL AVEC DOUBLE ROTOR ET UN STATOR .....	17
FIGURE 8– STRUCTURE À FLUX AXIAL AVEC DOUBLE ROTOR ET UN STATOR .....	17
FIGURE 9– REPRÉSENTATION DU MSAP DANS LE REPÈRE TRIPHASÉ (A,B,C) .....	19
FIGURE 10 – REPRÉSENTATION DES AXES TRIPHASÉS RÉELS ET LES AXES BIPHASÉS DE LA MSAP .....	22
FIGURE 11 – SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA MSAP DANS LE REPÈRE DQ .....	23
FIGURE 12 – SCHÉMA BLOC DE LA MSAP .....	25
FIGURE 13 – SCHÉMA DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTÉE PAR UN RÉSEAU TRIPHASÉ....	25
FIGURE 14 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTÉE PAR UN RÉSEAU TRIPHASÉ ÉQUILIBRÉ À VIDE .....	26
FIGURE 15 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTÉE PAR UN RÉSEAU TRIPHASÉ ÉQUILIBRÉ À VIDE .....	27
FIGURE 16 – SCHÉMA PRINCIPE DE L'ONDULEUR DE TENSION.....	28
FIGURE 17 – MODÈLE DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ SOUS SIMULINK .....	29
FIGURE 18 – PRINCIPE DE LA COMMANDE MLI SINUS _ TRIANGULAIRE .....	30
FIGURE 19 – SCHÉMA DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE ONDULEUR-MSAP .....	31
FIGURE 20 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE ONDULEUR-MSAP .....	31
FIGURE 21 – SCHÉMA BLOC GLOBAL DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP .....	35
FIGURE 22 – DÉCOUPLAGE PAR COMPENSATION .....	36

FIGURE 23 – BOUCLE DE RÉGULATION DE COURANT ID.....	37
FIGURE 24 – BOUCLE DE RÉGULATION DE COURANT IQ.....	38
FIGURE 25 – BOUCLE DE RÉGULATION DE VITESSE.....	38
FIGURE 26 – SCHÉMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP.....	39
FIGURE 27 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE À VIDE.....	40
FIGURE 28 – STRUCTURE GLOBALE DU RÉGLAGE DE LA VITESSE DU MSAP PAR BACKSTEPPING.	
.....	45
FIGURE 29 – STRUCTURE INTERNE DU BLOC RÉGULATEUR BACKSTEPPING. ....	46
FIGURE 30 – SCHÉMA BLOC DE RÉGULATEUR BACKSTEPPING. ....	49
FIGURE 31 – SCHÉMA BLOC DE LA COMMANDE BACKSTEPPING .....	50
FIGURE 32 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE BACKSTEPPING. ....	50
FIGURE 33 – SCHÉMA SYNOPTIQUE D'UNE COMMANDE D'UNE MACHINE ÉLECTRIQUE.....	53
FIGURE 34 – SCHÉMA ÉLECTRIQUE DE L'INTERFACE DE CONTRÔLE .....	54
FIGURE 35 – CIRCUIT DE TRAITEMENT DES SIGNAUX D'ERREURS .....	56
FIGURE 36 – LE SIGNAL DÉLIVRÉ SANS ERREUR .....	56
FIGURE 37 – LE SIGNAL DÉLIVRÉ AVEC ERREUR .....	56
FIGURE 38 – CIRCUIT DE TRANSFERT DES SIGNAUX PWM VERS LA CARTE DSPACE .....	57
FIGURE 39 –LE SIGNAL DÉLIVRÉ VERS LE BRAS DE L'ONDULEUR.....	57
FIGURE 40 – MONTAGE GLOBALE DE L'INTERFACE DE CONTRÔLE .....	57
FIGURE 41 – SIGNAL À LA SORTIE DE LA CARTE EN ABSENCE D'UN SIGNAL D'ERREUR .....	58
FIGURE 42 – SIGNAL À LA SORTIE DE LA CARTE EN PRÉSENCE D'UN SIGNAL D'ERREUR .....	58
FIGURE 43 – MONTAGE RÉALISÉ PRATIQUEMENT .....	58
FIGURE 44 – LE SIGNAL PWM RÉSULTANT .....	59
FIGURE 45 – SCHÉMATIQUE DE LA CARTE SUR ALTIUM DESIGNER .....	59
FIGURE 46 – CARTE D'INTERFAÇAGE RÉALISÉ AVEC ALTIUM DESIGNER .....	60
FIGURE 47 – CARTE D'INTERFAÇAGE RÉALISÉ AU LABORATOIRE .....	60
FIGURE 48 – SCHÉMA DE CAPTEUR DE COURANT .....	61
FIGURE 49 – SCHÉMA DE CAPTEUR DE TENSION.....	61
FIGURE 50 – SCHÉMA DE CAPTEUR DE TENSION MONOPHASÉ SUR ALTIUM DESIGNER .....	61
FIGURE 51 – SCHÉMA DE CAPTEUR DE COURANT MONOPHASÉ SUR ALTIUM DESIGNER .....	61
FIGURE 52 – PCB DE CAPTEUR COURANT/TENSION MONOPHASÉ.....	62
FIGURE 53 – PCB DE CAPTEUR COURANT TENSION TRIPHASÉ .....	62

FIGURE 54 – DÉTERMINATION DE LA RÉSISTANCE STATORIQUE .....	64
FIGURE 55 – FORCE ÉLECTROMOTRICE INDUITE EN FONCTION DE LA VITESSE DU MOTEUR.....	67
FIGURE 56 – FORCE ÉLECTROMOTRICE INDUITE EN FONCTION DE LA VITESSE DU MOTEUR.....	67
FIGURE 57 – LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS (À GAUCHE) ACCOUPLÉE AVEC LA MACHINE À COURANT CONTINU .....	68
FIGURE 58 –LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE EN FONCTION DE LA VITESSE DU MOTEUR .....	70
FIGURE 59 –CARACTÉRISTIQUE MÉCANIQUE $TEM=F(\Omega M)$ .....	71
FIGURE 60 – CONVERTISSEUR DE PUISSANCE SEMIKRON .....	75
FIGURE 61 – PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DU DS1104.....	76
FIGURE 62 – ARCHITECTURE DSPACE1104 .....	76
FIGURE 63 – INTERFACE DU CONTROLDESK .....	77
FIGURE 64 – BANC D’ESSAI .....	78
FIGURE 65 – BLOC D’ADAPTATION DE L’ENCODEUR INCRÉMENTAL.....	79
FIGURE 66 – LA MISE EN ŒUVRE D’UN ENCODEUR INCRÉMENTAL .....	80
FIGURE 67 – LA FEM DU MOTEUR ET L’ANGLE DE POSITION ANGULAIRE À $W=512,7\text{TR}/\text{MIN}$ ...	80
FIGURE 68 – DÉTERMINATION DE $\theta_{initial}$ LORSQUE LA MSAP A UNE VITESSE POSITIVE .....	81
FIGURE 69 – SCHÉMA BLOC DE LA COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE .....	82
FIGURE 70 – RÉSULTATS DE LA COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE .....	83
FIGURE 71 – LA POSITION ANGULAIRE DE L’ARBRE.....	83
FIGURE 72 – LES TENSIONS DE RÉFÉRENCES $V_{ABC}$ .....	84
FIGURE 73 – Bloc DSP PWM3.....	84
FIGURE 74 – LES SIGNAUX MLI GÉNÉRÉ PAR LA CARTE DSPACE .....	84
FIGURE 75 – LES SIGNAUX MLI AMPLIFIÉS PAR LA CARTE D’INTERFAÇAGE .....	85
FIGURE 76 – LA TENSION ENTRE PHASE AUX BORNES DU CONVERTISSEUR .....	85
FIGURE 77 – LA TENSION D’ALIMENTATION DU CONVERTISSEUR .....	85

# Liste des Tableaux

TABLEAU 1 –MESURES DE LA TENSION ET DU COURANT CONTINUS POUR DÉTERMINER LA RÉSISTANCE STATORIQUE .....	64
TABLEAU 2 – RÉSULTATS DE CALCUL DE L ET LAB .....	66
TABLEAU 3 –MESURES DE LA TENSION ET DU COURANT CONTINUS POUR DÉTERMINER LA RÉSISTANCE D’INDUIT .....	69
TABLEAU 4 – RÉSULTATS DE CALCUL LA PENTE K .....	70
TABLEAU 5 –PLAQUE SIGNALÉTIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE .....	75

# Liste des abréviations

<i>Symboles</i>	<i>Désignation</i>	<i>Unité</i>
$J$	<i>Moment d'inertie</i>	$Kg.m^2$
$\Omega$	<i>Vitesse mécanique nominale du moteur</i>	$Rad/sec$
$Ce, Cem, Tem$	<i>Couple électromagnétique</i>	$Nm$
$Cr$	<i>Couple résistant</i>	$Nm$
$fr$	<i>Coefficient de frottement</i>	$Nm.s/rad$
$Pem$	<i>Puissance électromagnétique</i>	$Watt$
$Pj$	<i>Pertes par effet joule</i>	$Watt$
$P(t)$	<i>Puissance instantanée</i>	$Watt$
$w$	<i>Pulsation électrique</i>	$rd/s$
$Ls$	<i>Inductance cyclique du stator</i>	$Henry$
$Ld, Lq$	<i>Inductance d'axes directe et quadrature</i>	$Henry$
$[\varphi dq][Idq][Vdq]$	<i>Les composantes statoriques dans le repère d-q</i>	
$MSAP$	<i>Machine synchrone à aimants permanents</i>	
$PMSM$	<i>Permanent Magnet Synchronous Motor</i>	
$\varphi sf$	<i>Flux engendré par l'aimant</i>	$weber$
$M_s$	<i>Inductance mutuelle du stator</i>	$Henry$
$R_s$	<i>Résistances du stator</i>	$ohm$
$T_s$	<i>pas d'échantillonnage</i>	$sec$
$\theta$	<i>Angle électrique statorique</i>	$rad$
$[Vabc] [Iabc] [\varphi abc]$	<i>Les composantes statoriques dans le repère abc</i>	
$P$	<i>Nombre de pair de pôle</i>	
$MLI/PWM$	<i>Modulation de la largeur d'impulsion</i>	
$PI$	<i>Régulateur proportionnel intégrateur</i>	
$DSP$	<i>Processeur digital des signaux</i>	
$tr$	<i>Temps de réponse</i>	$sec$
$K_p, K_i$	<i>Coefficient de proportionnalité et d'intégration du régulateur</i>	

# Introduction Générale

La commande précise et efficace des moteurs synchrones à aimant permanent (MSAP) constitue un enjeu majeur dans de nombreux domaines industriels, tels que l'automatisation, la robotique et les véhicules électriques. Les MSAPs offrent des performances supérieures en termes de rendement, de puissance spécifique et de couple par rapport aux moteurs à induction, ce qui en fait un choix privilégié pour de nombreuses applications.

Cependant, la réalisation d'une commande optimale pour les MSAPs reste un défi technique complexe. Les caractéristiques non linéaires et les interactions entre les variables électriques et mécaniques rendent la modélisation et la commande de ces moteurs plus délicates. De plus, les variations des paramètres du moteur et les perturbations externes peuvent affecter significativement les performances du système. Dans ce contexte, notre étude s'articule autour de six chapitres.

**Le premier chapitre** traite la modélisation d'un MSAP. Nous examinerons les principes fondamentaux de fonctionnement de ce type de moteur, en mettant l'accent sur les aspects théoriques et mathématiques nécessaires pour comprendre son comportement dynamique. Cette modélisation sera essentielle pour la suite de notre étude.

**Le deuxième chapitre** est consacré à la commande vectorielle, une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux, permettant un découplage entre les variables de la machine.

**Le troisième chapitre** se concentrera sur la commande backstepping de la MSAP. Nous présenterons cette approche de commande non linéaire, qui offre des avantages en termes de robustesse et de suivi de trajectoire. Nous examinerons les principes de base du backstepping et son application à la commande de MSAP.

**Le quatrième chapitre** abordera un aspect pratique de notre étude, à savoir la réalisation d'une carte d'interfaçage entre un convertisseur Semikron et une carte dSpace 1104. Cette

carte d'interfaçage permettra d'amplifier les signaux MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) de 5V à 15V tout en assurant une isolation galvanique entre les deux dispositifs.

**Le cinquième chapitre**, nous nous attaquerons à l'identification des paramètres de la MSAP. Nous présenterons les méthodes utilisées pour estimer les paramètres électriques et mécaniques du moteur, ce qui est crucial pour obtenir une commande précise et fiable.

Enfin, **le dernier chapitre** se concentrera sur la validation expérimentale de nos résultats. Nous présenterons les résultats obtenus lors de tests réalisés sur un banc d'essai spécialement conçu, mettant en évidence l'efficacité et la précision de nos approches de commande et de modélisation. Nous décrirons également la plateforme utilisée dans l'expérimentation.

# Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

# Chapitre 1

## Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

### 1.1 INTRODUCTION

L'étude du comportement des moteurs électriques est une tâche complexe qui nécessite une connaissance approfondie de leur modèle dynamique afin de prédire avec précision leur comportement dans différents modes de fonctionnement.

Historiquement, les servomoteurs à courant continu ont été largement utilisés dans les équipements industriels tels que les robots et les machines-outils, mais leur principal inconvénient est leur collecteur mécanique qui peut poser des problèmes dans certaines applications. Ainsi, les moteurs électriques à courant alternatif ont gagné en popularité en raison de leur flexibilité de variation de vitesse et de leur stabilité de fonctionnement. Parmi ceux-ci, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) se distingue grâce à ses avantages tels que l'absence de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse constante à une fréquence donnée et un couple massique élevé par rapport aux autres types de moteurs. Il est souvent appelé moteur à courant continu sans balais car lorsqu'il est autopiloté, il présente des caractéristiques similaires à celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt. Cependant, l'autopilotage requiert l'utilisation d'un onduleur et d'un capteur de position, ce qui peut affecter considérablement le coût du système.

Dans ce chapitre, nous allons examiner plus en détail la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et discuter les avantages et les inconvénients de l'utilisation de ce type de moteur dans différentes applications industrielles.

### 1.2 PRESENTATION DE LA MSAP

L'organisation d'une machine synchrone à aimants permanents est constituée des principaux éléments suivants :

- **Le stator (partie fixe)** : se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.
- **Le rotor (partie tournante)** : se compose d'aimants permanents qui ont l'avantage d'éliminer les balais, les pertes rotoriques et la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, il n'est pas possible de contrôler l'amplitude du flux rotorique.

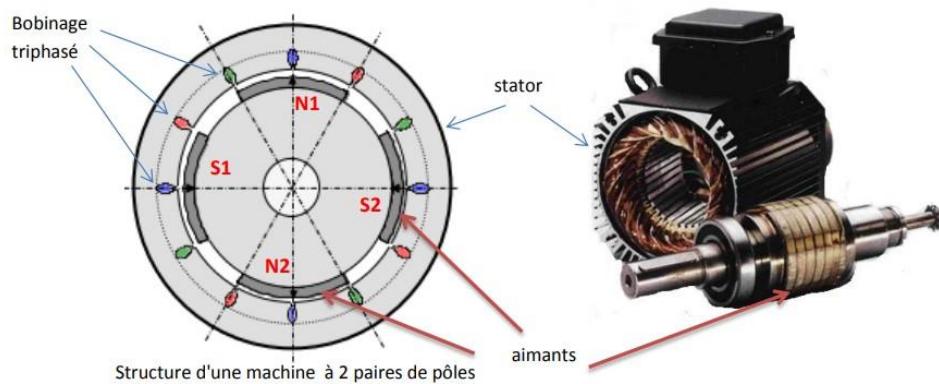


FIGURE 1 – ORGANISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

## 1.3 DIFFÉRENTES STRUCTURES DE LA MSAP

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM).

### 1.3.1 Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants la plus conventionnelle. Grâce à sa simplicité de construction les industriels en ont fait une des machines les plus utilisées sur le marché de l'éolien. Elle est employée couramment pour l' entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur. Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

#### 1.3.1.1 MSAP montés en surface (MSAPS)

Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont

généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses.

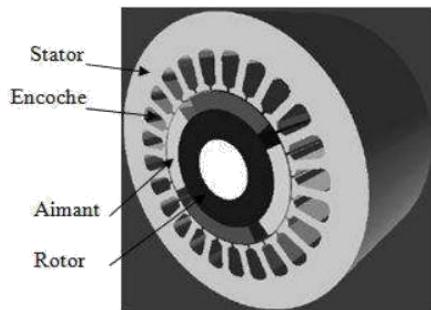


FIGURE 2 – MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS MONTÉS EN SURFACE

### 1.3.1.2 MSAP insérés (MSAPI)

À partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS.

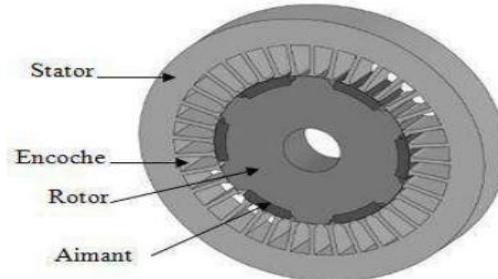


FIGURE 3 – MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS INSÉRÉS

### 1.3.1.3 MSAP chapeautés (MSAPC)

Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaire généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.é.m au stator en agissant sur le profil de la pièce.

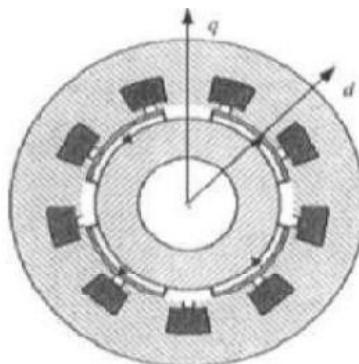


FIGURE 4 – MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS CHAPEAUTÉS

### 1.3.1.4 MSAP enterrés (MSAPE)

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées, l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique. L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

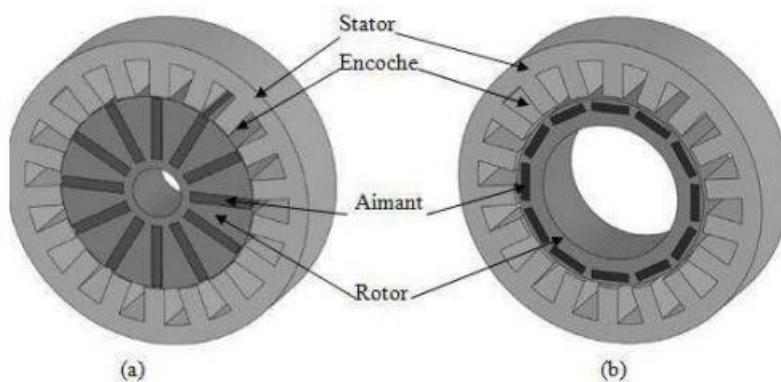


FIGURE 5 – MSAP ENTERRÉS : (A) AVEC CONCENTRATION DE FLUX, (B) STRUCTURE CLASSIQUE

### 1.3.2 Structures à flux axial (AFPM)

Cette machine dite « discoïde » ou AFPM est une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elle est pourvue de disques fixes bobinés et de disques mobiles supportant les aimants permanents. L'avantage déterminant provient de l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (FIGURE 1. 6) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (FIGURE 1. 7) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure 1. 8). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse.

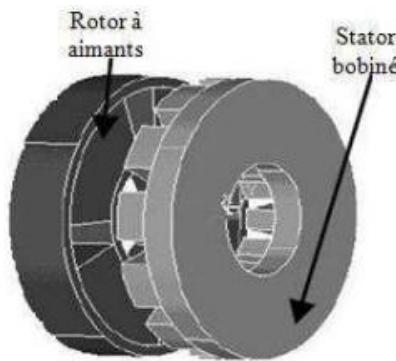


FIGURE 6-STRUCTURE À FLUX AXIAL SIMPLE  
AVEC UN ROTOR ET UN STATOR

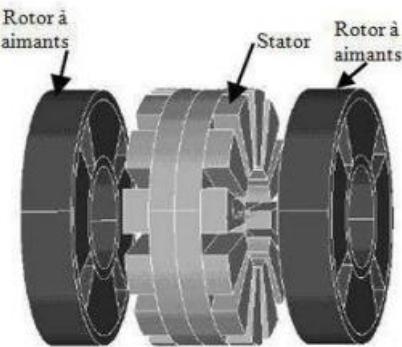


FIGURE 7- STRUCTURE À FLUX AXIAL AVEC DOUBLE  
ROTOR ET UN STATOR

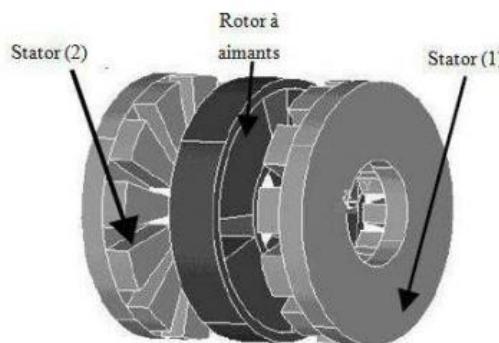


FIGURE 8- STRUCTURE À FLUX AXIAL AVEC DOUBLE ROTOR ET UN STATOR

## 1.4 CLASSIFICATION DES MSAP

Ces machines peuvent être classées selon la forme de la force électromotrice :

- Sinusoïdale
- Trapézoïdale.

En particulier, les machines synchrones à F.e.m sinusoïdales sont classées en deux sous catégories selon la position des aimants :

1. **à pôles lisses**, où les aimants sont montés à la surface du rotor (FIGURE 2).
2. **à pôles saillants**, où les aimants sont enterrés dans la masse rotorique (FIGURE 5).

## 1.5 DOMAINES D'APPLICATION DE LA MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives).

- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.

## 1.6 AVANTAGES & INCONVÉNIENTS DE LA MSAP

### 1.6.1 Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Puissances massiques élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Un bon rendement
- Fonctionnement en survitesse.
- Absence des balais et d'alimentation continue.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importante et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur)

### 1.6.2 Inconvénients

Malgré ses nombreux avantages, la machine synchrone à aimants permanents présente également certains inconvénients. En voici quelques-uns :

- La commutation doit être faite électroniquement (Électronique plus complexe).
- La masse et le volume des aimants (compte tenu de leur prix élevé).
- Le moteur ne peut pas tourner tout seul.
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contrainte comme la température max, courant max...

## 1.7 MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONE

### 1.7.1 Hypothèses Simplificatrices

La modélisation de la MSAP s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont :

- L'effet de l'encocheage est négligeable.
- Circuit magnétique est supposé non saturé.
- La répartition des forces magnétomotrices (FMM) est sinusoïdale.
- Les phénomènes d'hystérésis, les courants de Foucault sont négligés,
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

### 1.7.2 Modèle dynamique de la MSAP

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dite encore théorie généralisée. Cette théorie est basée sur la transformation de Park, qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à un système cartésien d'axes ( $d, q$ ).

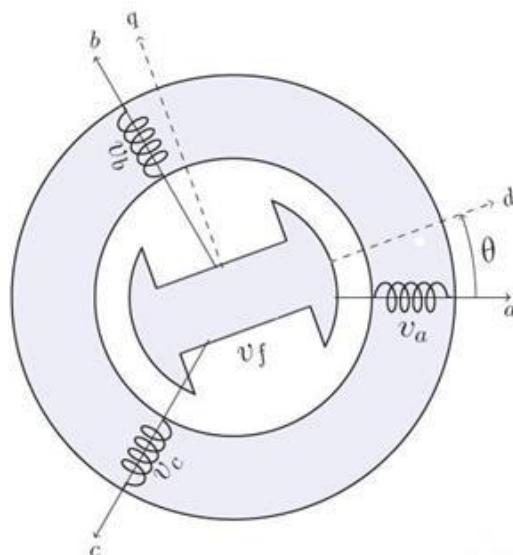


FIGURE 9– REPRÉSENTATION DU MSAP DANS LE REPÈRE TRIPHASÉ (A,B,C)

### 1.7.3 Équations générales de la MSAP :

Le comportement de la machine synchrone à aimants permanents est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

### 1.7.3.1 Équations électriques :

Par application de la loi de Faraday à l'un des trois enroulements statoriques de la machine, la loi des mailles s'exprime par la relation :

$$V = R \cdot i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (1. 1)$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} \quad (1. 2)$$

$$[V_{abc}] = [R_s] \cdot [i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (1. 3)$$

En désignant par :

$v_a, v_b, v_c$  : Tension des phases statoriques.

$i_a, i_b, i_c$  : Courant des phases statoriques.

$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$  : Flux des phases statoriques.

$R_s$  : Résistance des phases statoriques.

### 1.7.3.2 Équation Magnétique :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases compris la sienne (notion de flux / inductance propre). Exemple de la phase statorique :

$$\varphi_a = L_s \cdot i_a + M_{ab} \cdot i_b + M_{ac} \cdot i_c + \varphi_{sf} \quad (1. 4)$$

En matriciel :

$$\begin{pmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_s & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + [\varphi_{sf}] \quad (1. 5)$$

$$[\varphi_{abc}] = [L_s] \cdot [i_{abc}] + [\varphi_{sf}] \quad (1. 6)$$

Où :

$L_s$  : Inductance propre d'une phase statorique.

$M_{ab}$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

Avec :

$$[\varphi_{sf}] = \varphi_f \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

$\varphi_{sf}$  : Flux engendré par l'aimant.

$\theta$  : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les statorique que sont choisi comme axes de références.

Pour un réseau symétrique :  $L_s = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$  et  $M_s = M_{ab} = M_{ac} = M_{bc}$ .

On obtient finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [i_{sabc}] + [\varphi_{sf}]) \quad (1.8)$$

### 1.7.3.3 Équation Mécanique :

L'expression de l'équation mécanique est :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (1.9)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

F : coefficient de frottement visqueux.

Ce : couple électromagnétique.

Cr : couple résistant.

P : nombre de pair de pole ( $\omega = \Omega \cdot p$ ).

## 1.8 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformé le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d,q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de  $2\pi/3$  en deux bobines fictives équivalentes déphasées de  $\pi/2$  et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d.

$\theta$  : angle de rotation de l'axe (d,q) par rapport au stator.

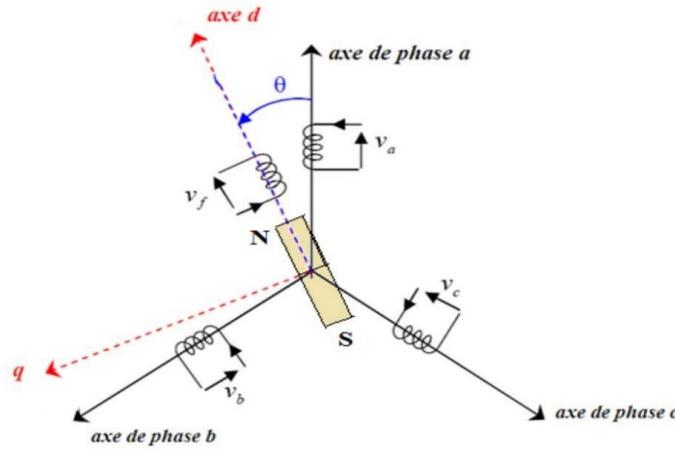


FIGURE 10 – REPRÉSENTATION DES AXES TRIPHASÉS RÉELS ET LES AXES BIPHASÉS DE LA MSAP

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{cases} [x_{dqo}] = P(\theta) \cdot [x_{abc}] \\ [x_{abc}] = P^{-1}(\theta)[x_{dqo}] \end{cases} \quad (1.10)$$

Avec :

$X$  : grandeur physique (représente le vecteur tension, courant ou flux).

$X_0$  : composante homopolaire choisie nulle pour un système équilibré.

La matrice  $P(\theta)$  de passage direct est donnée par :

$$P(\theta) = K \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.11)$$

Où  $K$  est une constante qui peut prendre la valeur  $2/3$  pour la transformation avec conservation d'amplitude ou la valeur  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  pour la transformation avec conservation de puissance.

La matrice inverse  $P^{-1}(\theta)$  est donnée par :

$$P^{-1}(\theta) = K \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

Par la suite, on prend  $k = 2/3$ , c'est-à-dire qu'on va conserver l'amplitude.

## 1.9 TRANSFORMATION DE PARK POUR LA MSAP

### 1.3.1 Équations électriques :

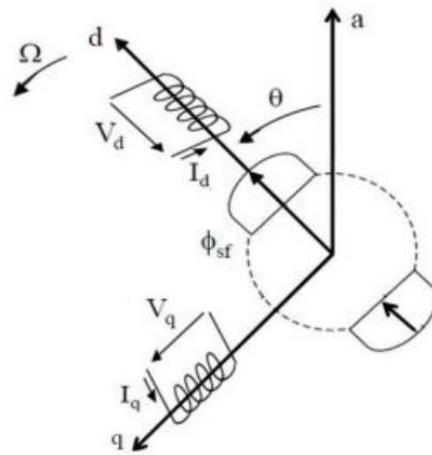


FIGURE 11 – SCHÉMA ÉQUIVALENT DE LA MSAP DANS LE REPÈRE DQ

En appliquant la transformation de Park au système d'équations triphasé (a,b,c), on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère biphasé d,q :

$$\begin{cases} [V_{dqo}] = P(\theta) \cdot [V_{abc}] \\ [I_{dqo}] = P(\theta) \cdot [I_{abc}] \\ [\varphi_{dqo}] = P(\theta) \cdot [\varphi_{abc}] \end{cases} \quad (1. 13)$$

Donc :

$$[V_{dqo}] = P(\theta) \cdot [V_{abc}] = P(\theta) \cdot ([R_s] \cdot [i_{abc}] + \frac{d[\varphi_{abc}]}{dt}) \quad (1. 14)$$

$$[\varphi_{dqo}] = P(\theta) \cdot [\varphi_{abc}] = P(\theta) \cdot ([L_s] \cdot [i_{abc}] + [\varphi_{sf}]) \quad (1. 15)$$

Après le développement de ces équations, on obtient un système d'équations simplifié, dans lequel les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \varphi_q \\ V_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \varphi_d \end{cases} \quad (1. 16)$$

Et :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (1. 17)$$

Avec :

Ld, Lq : Les inductances d'axes directe et en quadrature.

En remplaçant  $\frac{d\theta}{dt}$  par  $\omega$  et les expressions des flux  $\varphi_d$ ,  $\varphi_q$  dans les équations de tension nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q = R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d \cdot i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (1. 18)$$

### 1.3.2 Équation électromagnétique :

La puissance instantanée absorbée par la machine dans le système équilibré représenté par l'expression suivante :

$$P_{abc}(t) = v_a(t) \cdot i_a(t) + v_b(t) \cdot i_b(t) + v_c(t) \cdot i_c(t) = \frac{3}{2} P_{dq}(t) \quad (1. 19)$$

Remarque : il faut multiplier l'expression de la puissance dans l'axe dq par 3/2. Il s'agit d'une correction du système, car au début nous avons utilisé une matrice de passage qui conserve l'amplitude et non la puissance.

Alors :

$$P_{abc} = \frac{3}{2} (V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q) = \frac{3}{2} \times \begin{cases} (R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot \varphi_q) \times i_d \\ +(R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot \varphi_d) \times i_q \end{cases} \quad (1. 20)$$

Donc :

$$P_{abc} = \frac{3}{2} ((R_s \cdot i_d^2 + R_s \cdot i_q^2) + (i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt}) + (\omega \cdot \varphi_d \cdot i_q - \omega \cdot \varphi_q \cdot i_d)) \quad (1. 21)$$

Cette puissance est composée de :

- ✓  $\frac{3}{2} (R_s \cdot i_d^2 + R_s \cdot i_q^2)$  : représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statoriques.
- ✓  $\frac{3}{2} (i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt})$  : représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements du stator.
- ✓  $\frac{3}{2} \omega (\varphi_d \cdot i_q - \varphi_q \cdot i_d)$  : représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

D'où :

$$P_{em} = \frac{3}{2} \omega (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (1. 22)$$

On déduit l'expression du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = \frac{p_{em}}{\omega} = \frac{3}{2} P ((L_d - L_q) i_d \cdot i_q + \varphi_f i_q) \quad (1. 23)$$

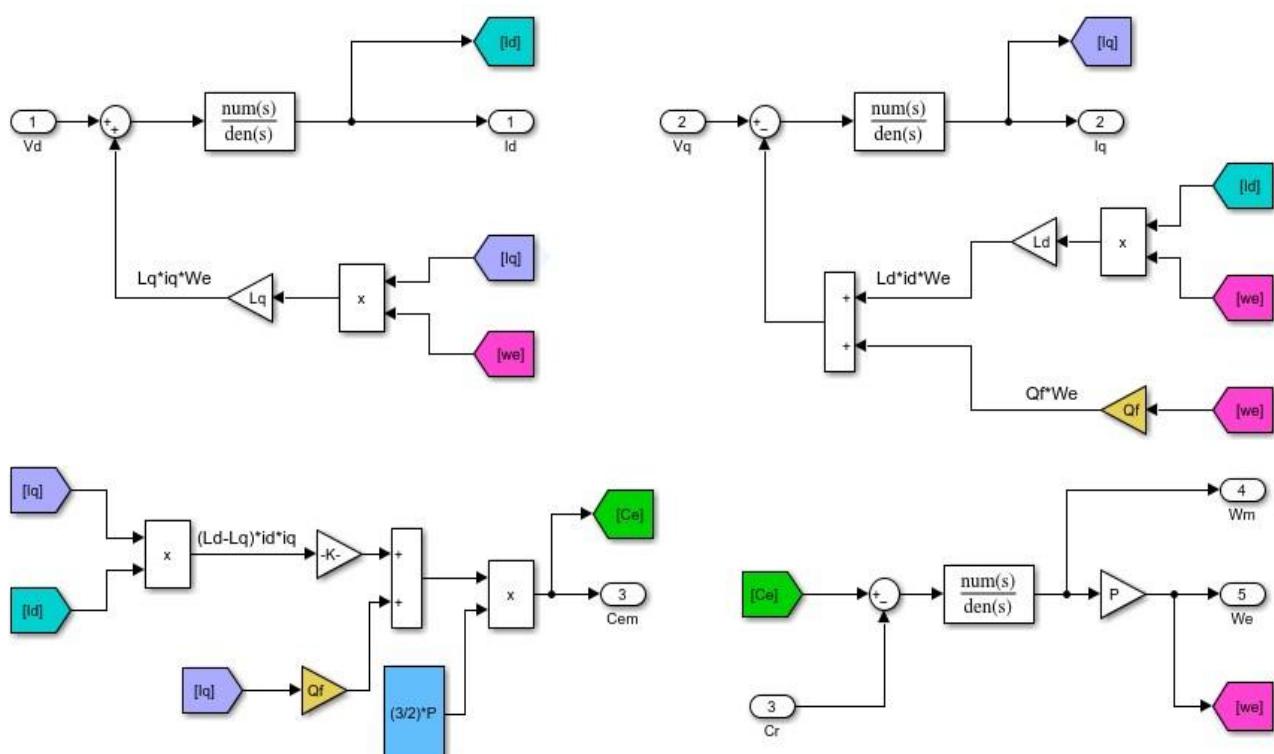


FIGURE 12 – SCHÉMA BLOC DE LA MSAP

## 1.10 SIMULATION DU SYSTÈME MSAP&RÉSEAU

Afin de compléter notre étude théorique sur la MSAP, nous avons réalisé une simulation sous MATLAB/SIMULINK. Cette simulation visait à simuler le comportement de la MSAP sur un réseau (220/380V) triphasé équilibré de fréquence 50HZ. En pratique, la MSAP est toujours associée, lors de son fonctionnement à un convertisseur statique. Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests pour valider le modèle de la machine.

Les paramètres de la machine sont indiqués au niveau de l'annexe.

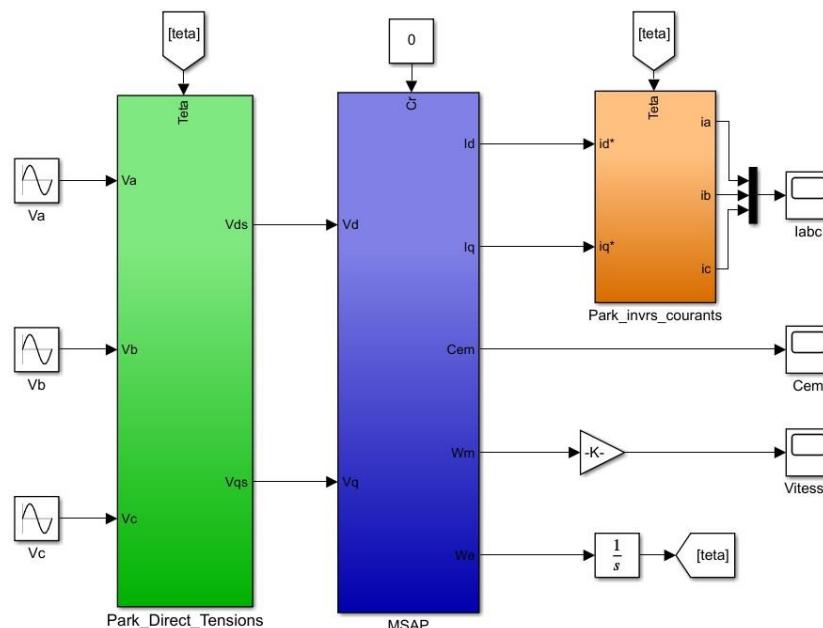


FIGURE 13 – SCHÉMA DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTÉE PAR UN RÉSEAU TRIPHASÉ.

- **Essai à vide ( $C_r=0\text{N.m}$ ) :**

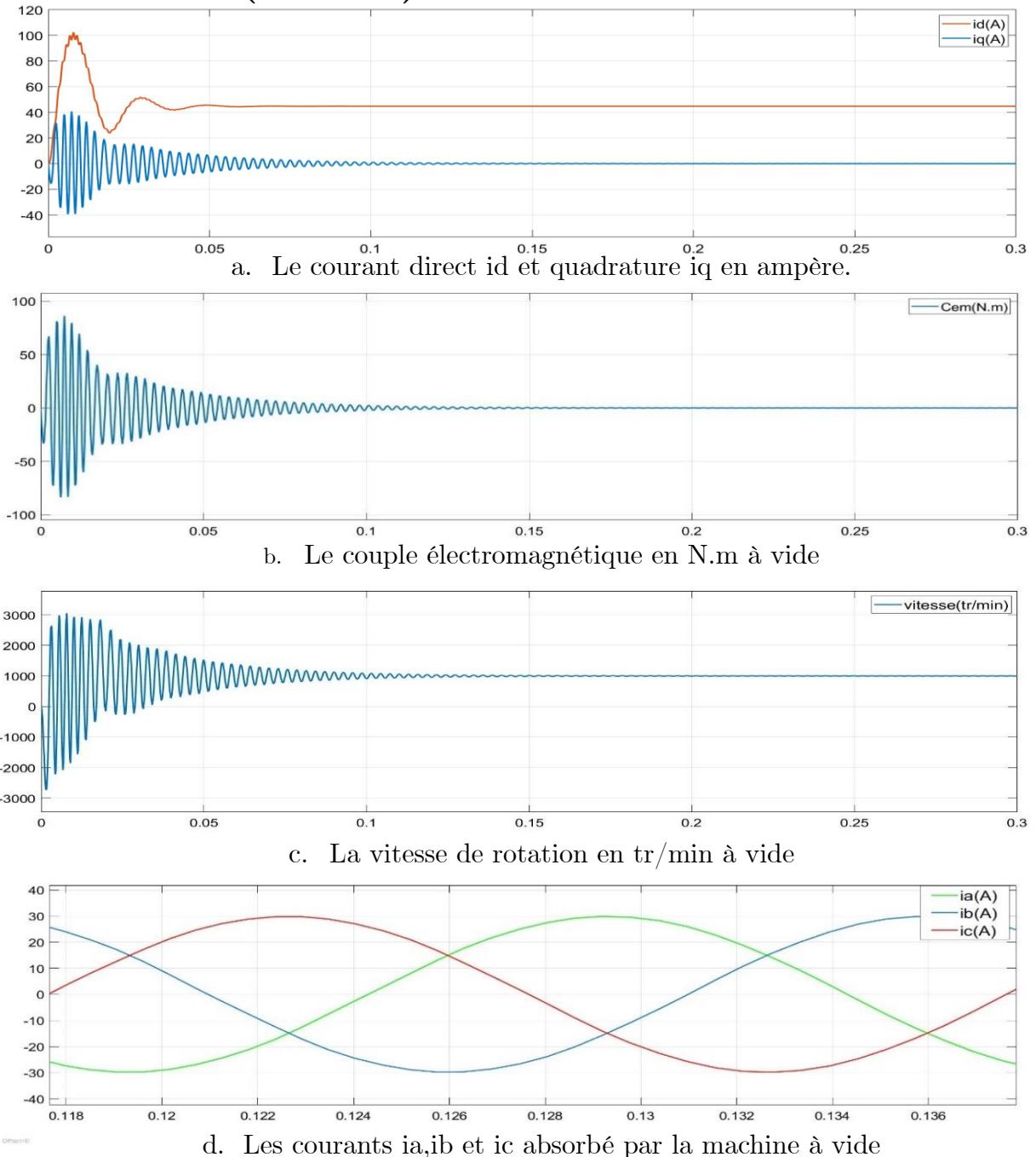


FIGURE 14 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTÉE PAR UN RÉSEAU TRIPHASÉ ÉQUILIBRÉ À VIDÉ

- **Interprétation des résultats :**

Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des oscillations importants, et atteint sa valeur 1000 tr/min la vitesse de synchronisme puisque le moteur possède 3 pôles. L'allure de la courbe de couple présente aussi au démarrage des oscillations importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise à zéro puisque la machine est à vide.

- **Essai en charge ( $Cr=10N.m$ ) :**

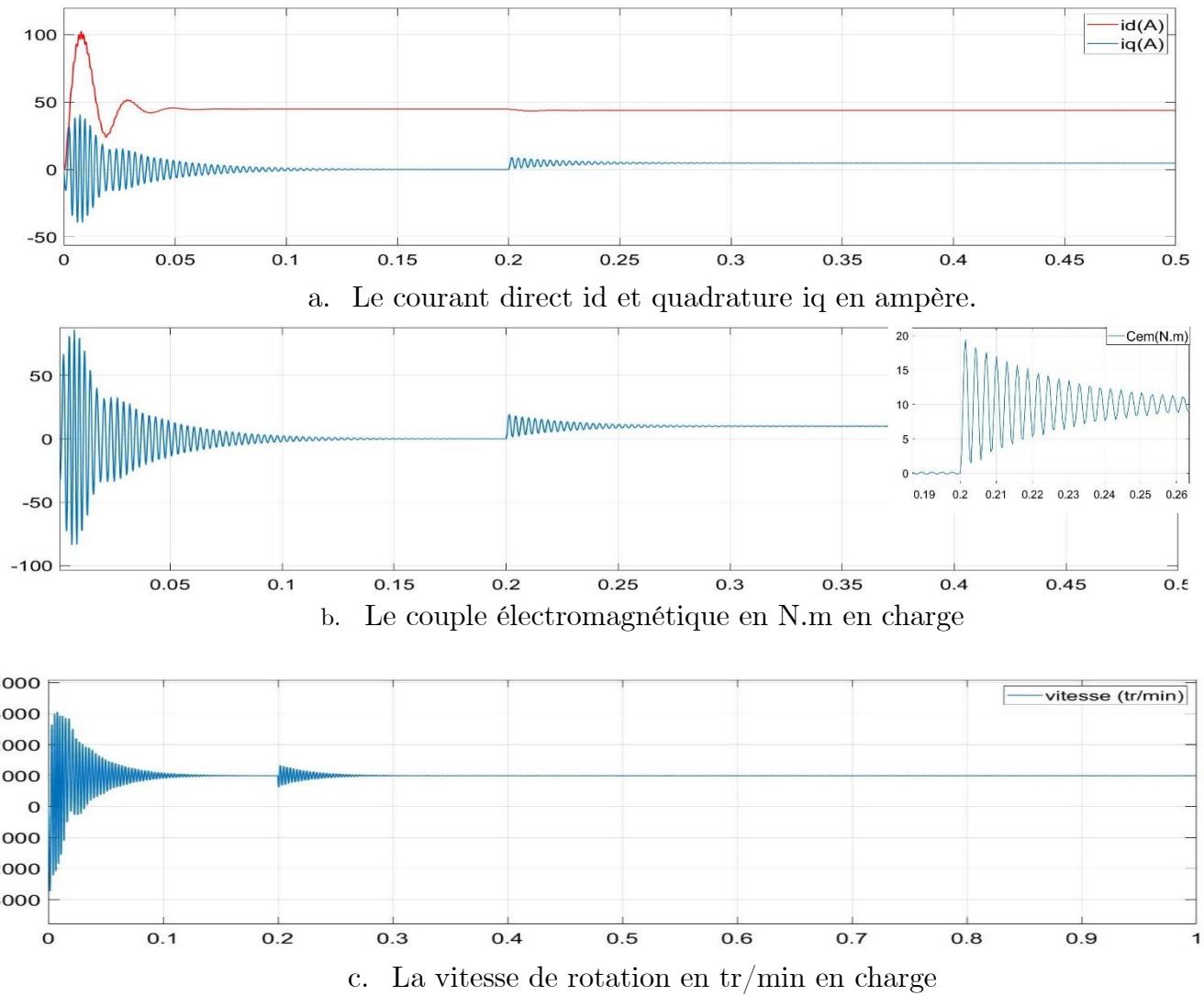


FIGURE 15 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA MSAP ALIMENTÉE PAR UN RÉSEAU TRIPHASE ÉQUILIBRÉ À VIDE

- **Interprétation des résultats :**

Après un démarrage très rapide avec des battements au régime transitoire, la valeur de la vitesse se stabilise à sa vitesse de synchronisme (1000tr/min) même si nous avons appliqué un couple résistant à  $t=0.2s$ (Figure c), cela signifie que la vitesse de la MSAP dépend juste de la fréquence de l'alimentation. Le couple électromagnétique (Cem) présente une allure identique à celle du courant (Iq)(Figure a et b), du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs, et Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts avant de se stabiliser par la suite sur 10N.m ( $Cem=Cr=10N.m$ ). Comme on remarque aussi au début du démarrage Le courant Id augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur(43A) après un temps assez court(Figure a).

## 1.11 ONDULEUR DE TENSION

### 1.11.1 Définition de l'onduleur

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC).

Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau.

### 1.11.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Le schéma détaillé de l'onduleur de tension associé au MSAP est donné par la FIGURE 1.16. Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. Shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

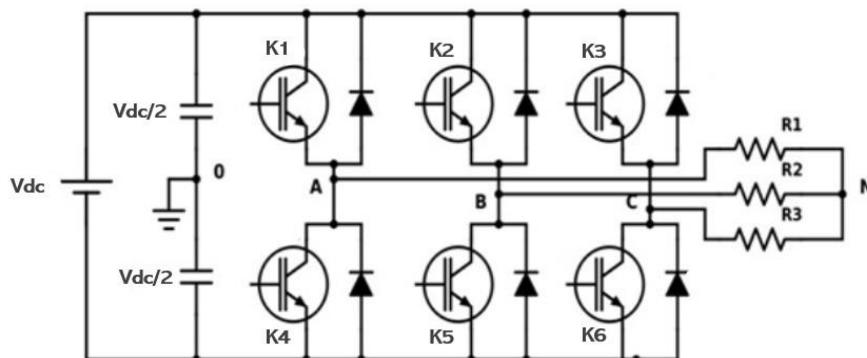


FIGURE 16 – SCHÉMA PRINCIPE DE L'ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique  $F$  qui détermine les états de conduction, sa valeur vaut '1' si l'interrupteur est fermé, et '0' s'il est ouvert. Cette fonction est définie par :

$$F_i = \begin{cases} 1, & \text{Si } K_{1,2,3} \text{ sont fermés et } K_{4,5,6} \text{ ouverts.} \\ 0, & \text{Si } K_{1,2,3} \text{ sont ouverts et } K_{4,5,6} \text{ fermés.} \end{cases}$$

Avec  $i=1,2,3,4,5,6$ .

Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = V_{dc}(F_1 - F_2) \quad (1) \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} = V_{dc}(F_2 - F_3) \quad (2) \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} = V_{dc}(F_3 - F_1) \quad (3) \end{cases} \quad (1. 24)$$

Dans l'hypothèse on a les tensions  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  forment un système de tensions triphasées équilibrées alors De (1) et (3) en trouve :

$$V_{ao} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \quad (1. 25)$$

De (1) et (2) en trouve :

$$V_{bo} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_2 - F_1 - F_3) \quad (1. 26)$$

De (2) et (3) en trouve :

$$V_{co} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \quad (1. 27)$$

L'expression sous forme matricielle des tensions simples de l'onduleur au moyen des fonctions logiques de connexions est obtenue à partir des équations :

$$\begin{pmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{pmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (1. 28)$$

$V_{dc}$  : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

Le modèle (1. 28) peut être représenté par le schéma suivant :

$F_1=S_a$ ,  $F_2=S_b$  et  $F_3=S_c$ .

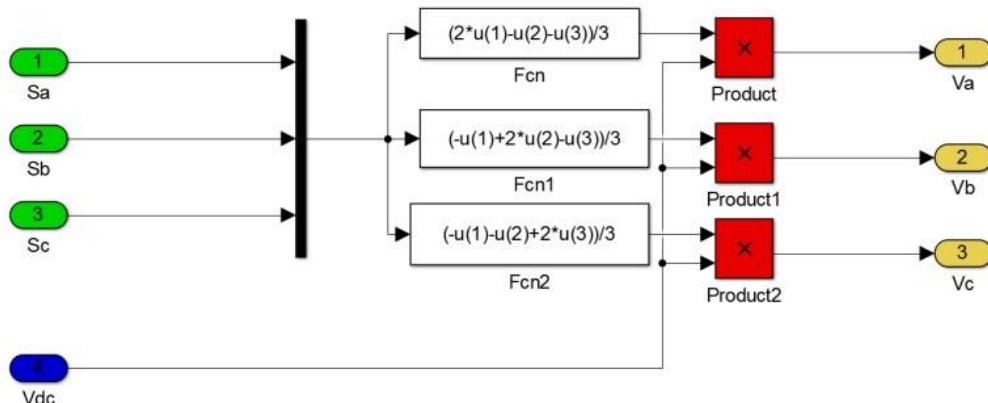


FIGURE 17 – MODÈLE DE L’ONDULEUR TRIPHASÉ SOUS SIMULINK

### 1.11.3 Commande par MLI Sinus-Triangle

Dans notre travail nous avons choisi l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), la modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation du MSAP. Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une

tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r}, r = \frac{V_r}{V_f} \quad (1. 29)$$

Avec :

- $m$  : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence.
- $r$  : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse.

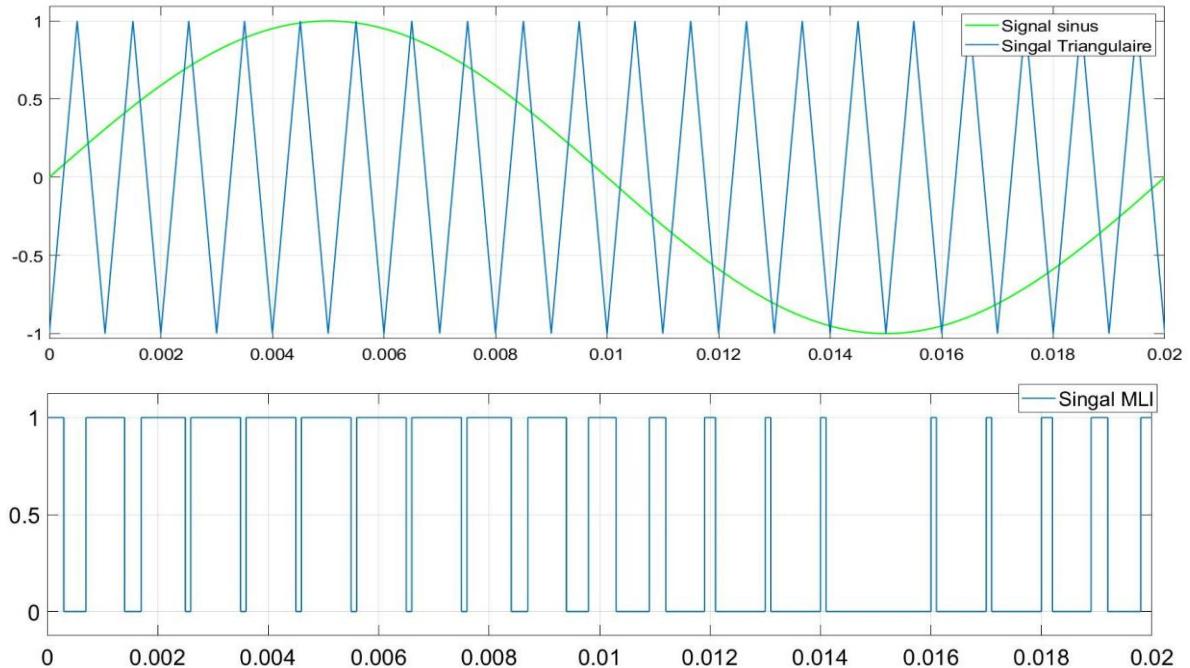


FIGURE 18 – PRINCIPE DE LA COMMANDE MLI SINUS\_TRIANGULAIRE

## 1.12 SIMULATION DE L'ENSEMBLE ONDULEUR-MSAP

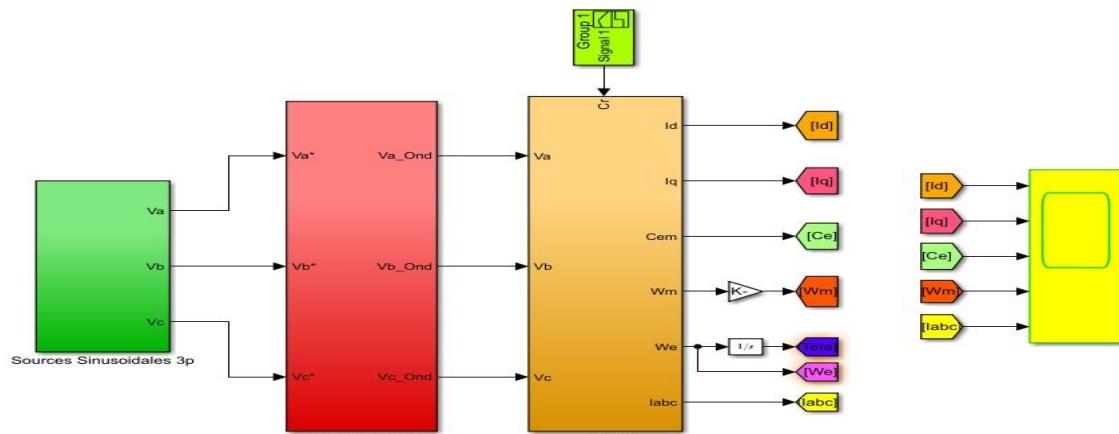
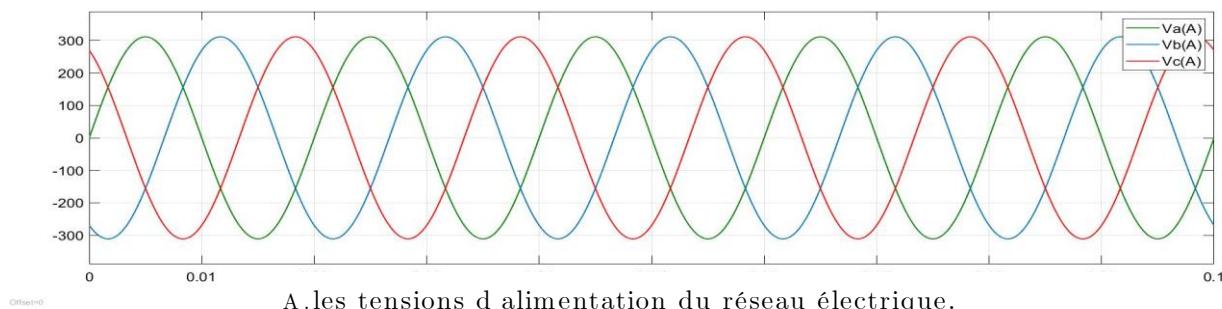
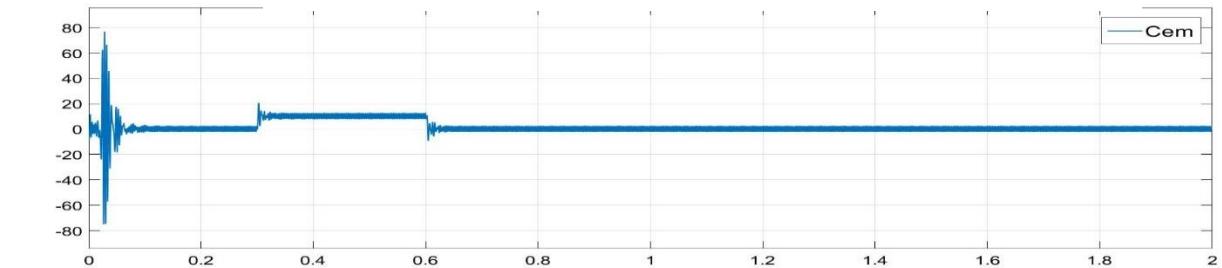


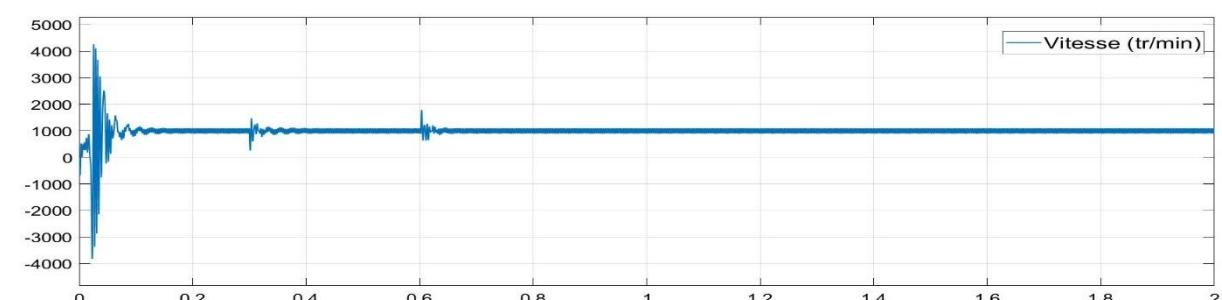
FIGURE 19 – SCHÉMA DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE ONDULEUR-MSAP



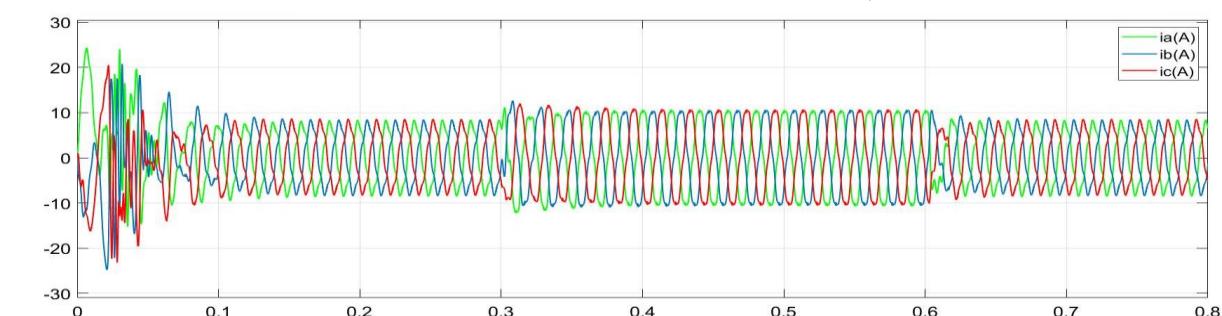
A. les tensions d'alimentation du réseau électrique.



B. le couple électromagnétique  $T_{em}$  en N.m.



C. la vitesse mesurée de la machine en tr/min.



D. les courants statoriques  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  absorbés par la machine.

FIGURE 20 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE ONDULEUR-MSAP

- **Interprétation des résultats :**

Les mêmes tests de simulation ont été réalisés, en alimentant cette fois ci la machine avec un onduleur de tension. Les grandeurs de vitesse, couple et courants ont été mesurées en appliquant un couple résistant entre  $t=0,3s$  et  $t=0,6s$ , et on constate en régime permanent une oscillation des grandeurs plus importante par rapport au premier cas où la machine était alimentée directement par le réseau. Cette oscillation est due aux commutations des interrupteurs de l'onduleur qui créent des harmoniques dans les courants.

## 1.13 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents, son principe de fonctionnement ainsi que sa modélisation. Cependant, malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est rarement utilisé de nos jours en raison de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Nous avons montré que le modèle devient plus simple et que les non-linéarités sont réduites grâce à l'utilisation de la transformation de Park. Ensuite, nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et sa commande, qui est la technique de commande MLI sinus-triangle. Enfin, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source triphasée sinusoïdale, puis par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle. Cependant, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées, nous appliquons la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

# Commande Vectorielle de la MSAP

# Chapitre 2

## Commande Vectorielle de la MSAP

### 2.1 INTRODUCTION

Comme le modèle de la machine synchrone est un système multivariable, non linéaire et fortement couplé entre les variables d'entrée (tension, fréquence), les variables de sortie (couple, vitesse) et les variables internes de la machine telles que le flux et la commande, sa régulation est difficile.

Afin de pallier cette difficulté et de parvenir à une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, une technique de commande a été proposée, appelée commande vectorielle ou commande par orientation de flux (FOC - Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blaschke. L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Ce chapitre présente donc la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Les boucles de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs classiques PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

### 2.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La commande vectorielle de la MSAP vise à obtenir un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer ses performances dynamiques. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents. La commande par orientation de flux est une stratégie qui consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation, comme c'est le cas dans une machine à courant continu. Étant donné que le flux principal de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de

maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le courant direct  $I_d$  est nul), ce qui indique un fonctionnement à flux constant, égal au flux de l'aimant permanent. Le courant statorique est réduit à la seule composante  $I_q$  :  $\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_q$ . Cette dernière commande le couple électromagnétique ( $C_{em} = \frac{3}{2} P\varphi_f i_q$ ) qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant ( $I_q$ ) pour le réglage de la vitesse via la tension, ce qui vérifie le principe de la machine à courant continu.

## 2.3 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant. FIGURE 1.21 PRÉSENTE le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en vitesse et commandée par orientation du flux.

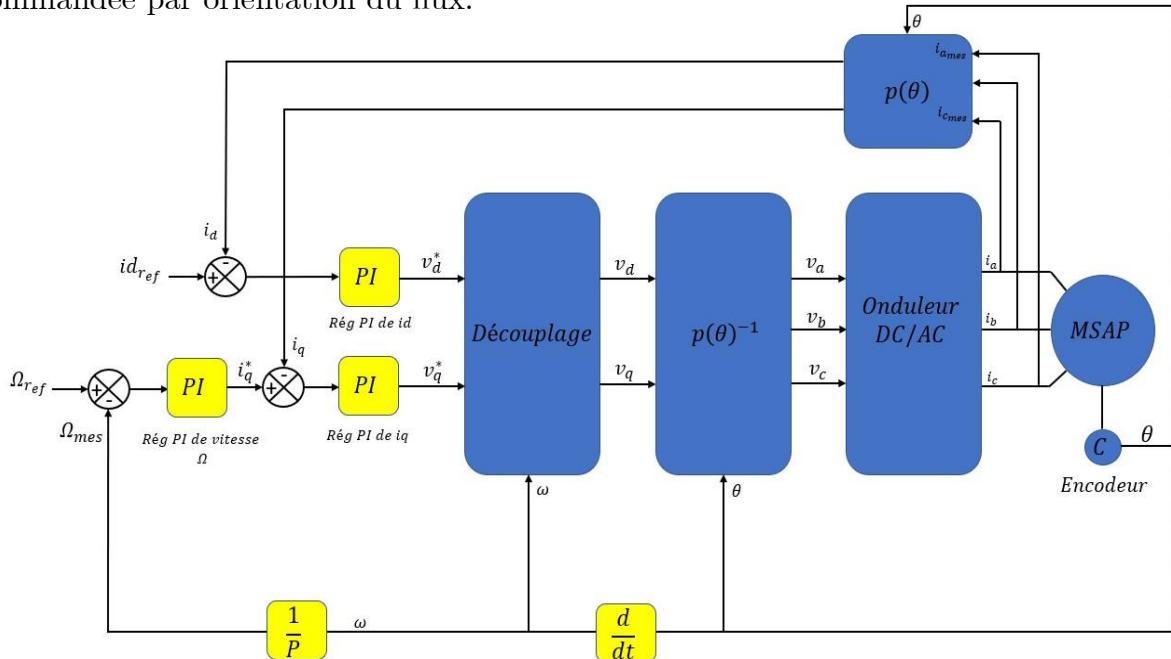


FIGURE 21 – SCHÉMA BLOC GLOBAL DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

### 2.3.1 Découplage par compensation

Le modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires  $\omega \cdot i_q$ ,  $\omega \cdot i_d$  et  $i_d \cdot i_q$ .

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q = R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d \cdot i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.1)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode Consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande,  $e_d$ ,  $e_q$ , telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_d^* - e_d \\ V_q = V_q^* + e_q \end{cases} \quad \text{Avec : } \begin{cases} V_d^* = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ V_q^* = R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} e_d = \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ e_q = \omega (L_d \cdot i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2. 2)$$

On a donc les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. Le courant  $i_d$  ne dépend que de  $V_d^*$  et  $i_q$  ne dépend que de  $V_q^*$ , les courant  $i_d$  et  $i_q$  s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_d^*}{R_s + PL_d} \\ i_q = \frac{V_q^*}{R_s + PL_q} \end{cases} \quad (2. 3)$$

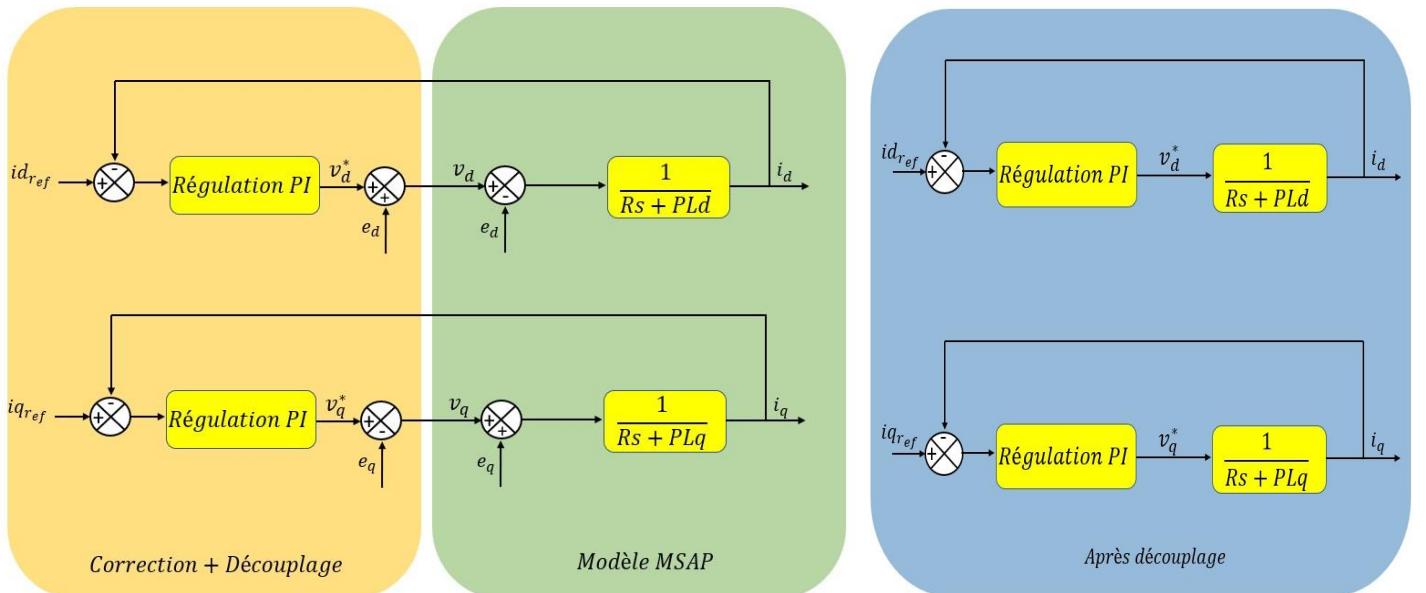


FIGURE 22 – DÉCOUPLAGE PAR COMPENSATION

### 2.3.2 Calcul des Régulateurs

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral  $K_i$  sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur. Comme le terme proportionnel  $K_p$  permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

### 2.3.2.1 Régulateur de Courant Id

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants Id et Iq, le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence Iqref, le courant Id est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant id ( $i_d = \frac{v_d^*}{R_s + pL_d}$ ) est représenté par la figure 1.23.

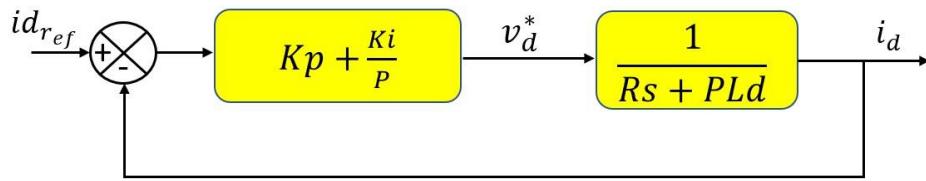


FIGURE 23 – BOUCLE DE RÉGULATION DE COURANT ID.

- **La fonction de transfert en boucle ouvert (FTBO) :**

$$F_{Bo}(p) = \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) \left( \frac{1}{p(L_d + R_s)} \right) = \frac{K_i}{p} \left( 1 + \frac{pK_p}{K_i} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left( \frac{L_d}{R_s} \right)p} \right) \quad (2.4)$$

$$F_{Bo}(p) = \frac{K_i}{p} \left( 1 + \frac{pK_p}{K_i} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d p} \right) \quad \text{Avec} \quad T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (2.5)$$

On pose :  $\frac{K_p}{K_i} = \frac{L_d}{R_s}$

$$F_{Bo}(p) = \frac{K_{id}}{sR_s} \quad (2.6)$$

- **La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :**

$$F_{Bf}(p) = \frac{F_{Bo}(p)}{F_{Bo}(p) + 1} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} p} \quad (2.7)$$

$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$  : est la constante de temps, on suppose que le temps de réponse  $t_r$  sera égale à :  $t_r = 3\tau_d$ .

Les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \frac{R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{id} = 3 \frac{R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \rightarrow K_{pd} = 3 \frac{L_d}{t_r} \end{cases} \quad (2.8)$$

### 2.3.2.1 Régulateur de Courant Iq

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant iq.

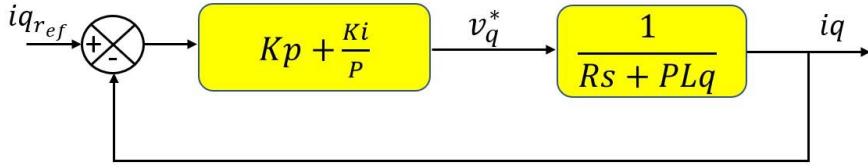


FIGURE 24 – BOUCLE DE RÉGULATION DE COURANT IQ.

$$\begin{cases} tr = 3 \frac{R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{iq} = 3 \frac{R_s}{tr} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \rightarrow K_{pq} = 3 \frac{L_q}{tr} \end{cases} \quad (2. 9)$$

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de  $\tau_d$  et  $\tau_q$ . Celles-ci sont choisies de manière que la constante de temps du système en boucle fermée régulé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

### 2.3.2.1 Régulateur de vitesse

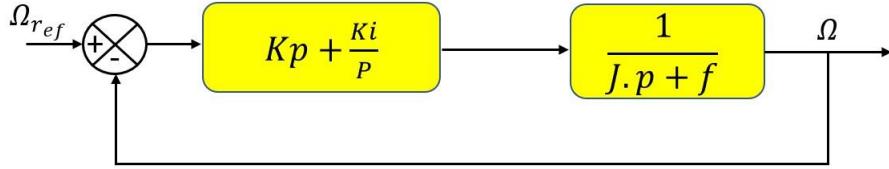


FIGURE 25 – BOUCLE DE RÉGULATION DE VITESSE.

- La fonction de transfert en boucle ouvert (FTBO) :

$$F_{Bo\Omega}(p) = (K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{p}) \left( \frac{1}{J.p+f} \right) = \frac{K_{i\Omega}}{p} \left( 1 + \frac{K_{p\Omega}.p}{K_{i\Omega}} \right) \left( \frac{\frac{1}{f}}{1 + \left(\frac{J}{f}\right).p} \right) \quad (2. 10)$$

$$F_{Bo\Omega}(p) = \frac{K_{i\Omega}}{p} \left( 1 + \frac{K_{p\Omega}.p}{K_{i\Omega}} \right) \left( \frac{\frac{1}{f}}{1 + T_d.p} \right) \quad \text{Avec} \quad T_d = \frac{J}{f} \quad (2. 11)$$

- La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$F_{Bf\Omega}(p) = \frac{F_{Bo\Omega}(p)}{F_{Bo\Omega}(p)+1} \quad (2. 12)$$

En posant  $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{J}{f}$  la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\begin{cases} F_{Bo\Omega}(p) = \frac{K_{i\Omega}}{p.f} \\ F_{Bf\Omega}(p) = \frac{1}{1 + \frac{f}{K_{i\Omega}}.p} \end{cases} \quad (2. 13)$$

$\tau_\Omega = \frac{f}{K_{i\Omega}}$  : est la constante de temps, on suppose que le temps de réponse  $t_r$  sera égale à  $t_r = 3\tau_\Omega$ . Les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} tr = 3 \frac{f}{K_{i\Omega}} \rightarrow K_{i\Omega} = 3 \frac{f}{tr} \\ \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f} \rightarrow K_{p\Omega} = 3 \frac{J}{tr} \end{cases} \quad (2.14)$$

## 2.4 SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Avant d'exposer les résultats de la simulation de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, nous avons préalablement réalisé des étapes importantes pour optimiser le système. Tout d'abord, nous avons effectué une étape de découplage par compensation visant à atténuer les interactions entre les différentes variables du système. Ensuite, nous avons mis en place une régulation PI afin de garantir la stabilité et la précision de la commande. Ces mesures préliminaires ont été cruciales pour préparer le terrain et améliorer les performances globales de la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Nous sommes à présent prêts à présenter les résultats de la simulation et à évaluer les performances obtenues.

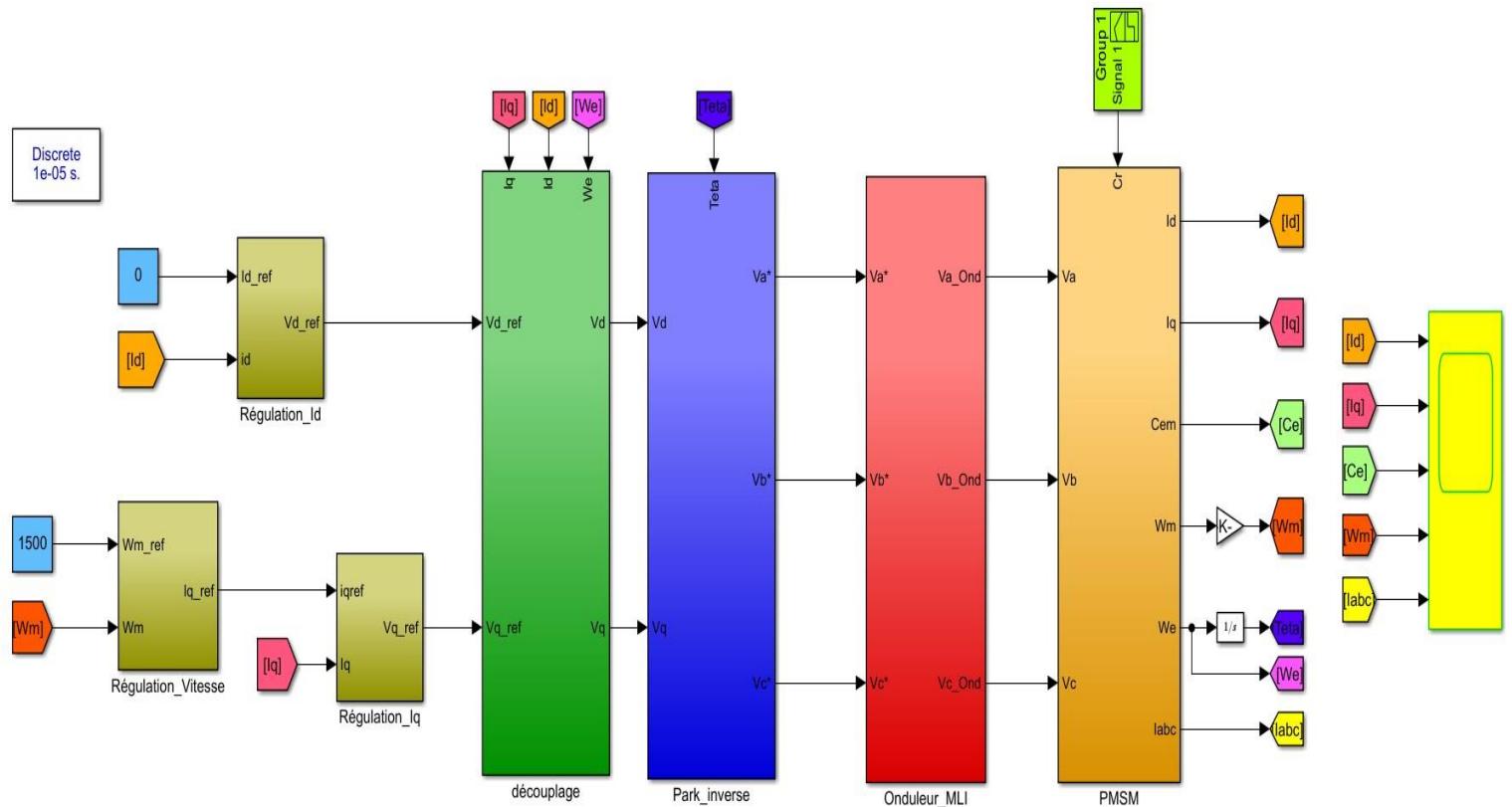


FIGURE 26 – SCHÉMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP.

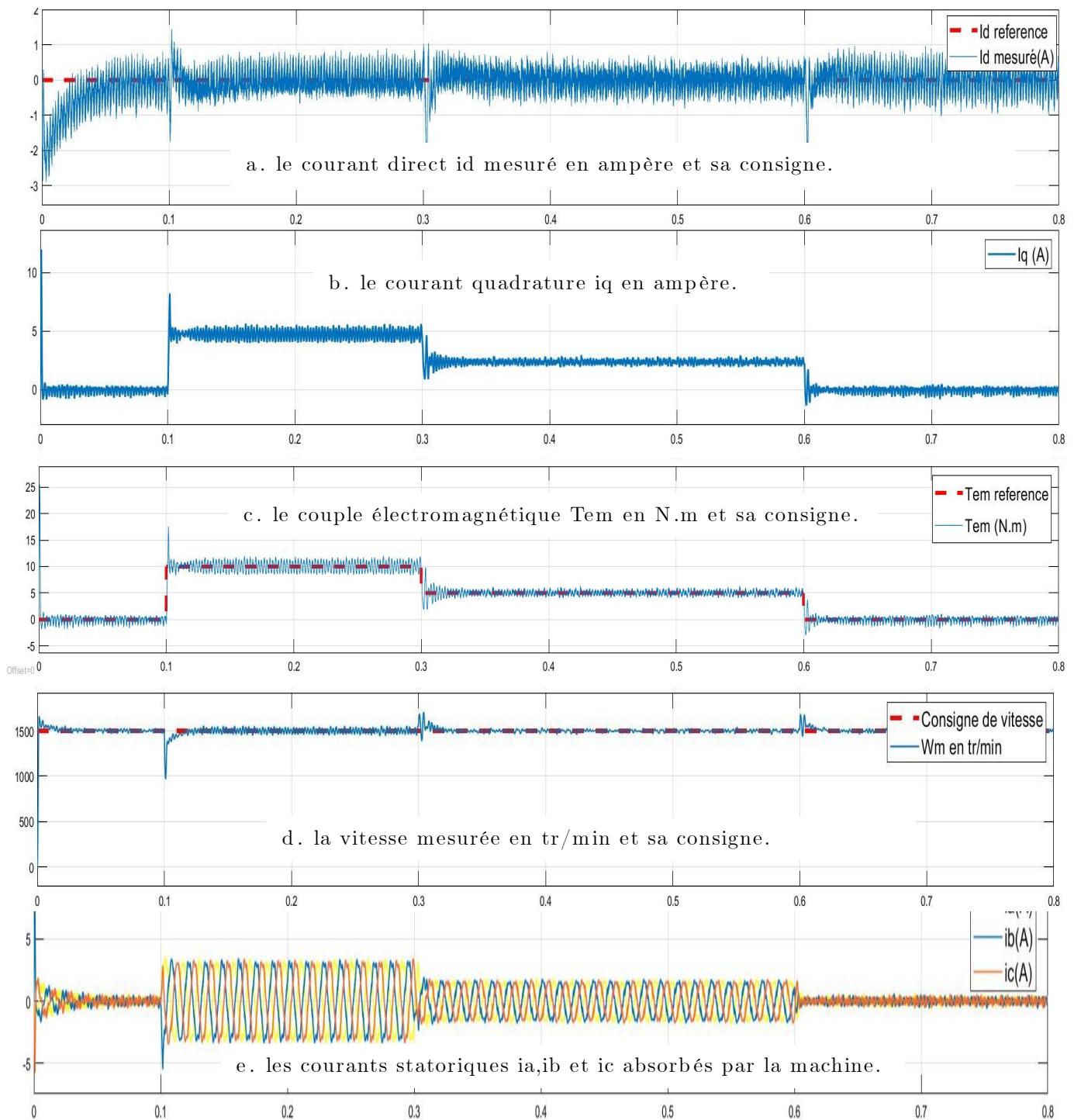


FIGURE 27 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE À VIDE.

### • Interprétation des résultats :

Les résultats de la simulation mettent en évidence les performances du système de commande, notamment lors du démarrage à vide de la machine. On observe un pic notable à la fois pour le couple électromagnétique et le courant (Figure b et c), qui présentent une allure similaire. Lorsque nous appliquons un couple de charge de 10 N.m de  $t=0.1s$  à  $t=0.3s$ , suivi d'un couple de 5 N.m de  $t=0.3s$  à  $t=0.6s$ , nous constatons que la commande répond de manière quasi instantanée à l'échelon de charge (Figure c). La réponse présente une dynamique très

rapide, un dépassement minimal et faible oscillation. Il est important de noter que l'allure du couple électromagnétique (Cem) est influencée par la fréquence de la Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

La vitesse de la machine synchrone à aimants permanents répond de manière précise à la vitesse de référence de 1500 tr/min (Figure d). Cela confirme que les coefficients de réglage du régulateur de vitesse ont été choisis de manière appropriée.

En ce qui concerne les courants statoriques dans le repère de Park ( $i_d$ ) et ( $i_q$ ), on observe un excellent découplage entre les deux courants (Figure e). En condition de fonctionnement à vide, la composante  $i_d$  est maintenue à zéro grâce au régulateur de courant  $i_d$ . L'autre composante présente un pic au démarrage, atteignant 12A, puis elle diminue rapidement jusqu'à s'annuler. En condition de fonctionnement en charge, le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de courant  $i_d$  permet de maintenir la composante  $i_d$  constamment à zéro. En revanche, la composante  $i_q$  suit la même dynamique que le couple électromagnétique, ce phénomène étant dû à la linéarité existante entre ces deux grandeurs.

Les oscillations observées dans les deux courants sont causées par la présence de l'onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

## 2.5 CONCLUSION

En conclusion, la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) avec régulation PI a démontré de bonnes performances. Les résultats de la simulation ont confirmé l'efficacité de la commande dans différentes conditions de fonctionnement. Le démarrage à vide de la machine a été réalisé avec un pic notable du couple électromagnétique et du courant, qui ont ensuite convergé rapidement vers des valeurs stables. Lors de l'application d'échelons de charge, la commande a réagi de manière quasi instantanée, sans dépassement significatif ni oscillations. De plus, le découplage entre les courants statoriques ( $i_d$  et  $i_q$ ) a été efficacement réalisé, maintenant la composante  $i_d$  à zéro et permettant une dynamique similaire entre la composante  $i_q$  et le couple électromagnétique. Ces résultats témoignent de l'efficacité de la commande vectorielle associée à la régulation PI pour le contrôle précis et performant de la MSAP.

# Commande Backstepping appliquée à la MSAP

# Chapitre 3

## Commande Backstepping appliquée à la MSAP

### 3.1 INTRODUCTION

Les lois de commande classiques de type PI sont efficaces dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Cependant, lorsque nous traitons avec des systèmes non linéaires dont les paramètres varient, ces lois de commande classiques peuvent se révéler insuffisantes et peu robustes, surtout lorsque des exigences de précision et d'autres caractéristiques dynamiques du système sont requises. Dans de tels cas, il peut être difficile, voire impossible, de concevoir un contrôleur adapté à ces variations paramétriques, perturbations et non-linéarités. C'est là qu'intervient la technique du Backstepping, qui offre une approche systématique pour résoudre ce type de problème. Cette méthode combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure de conception récursive, permettant ainsi de surmonter les contraintes liées à la dimension des systèmes d'ordre supérieur et d'exploiter la flexibilité de conception de leurs contrôleurs.

Le Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. En 1991 et inspiré par les travaux de Feuerer et Morse de 1978 d'une part et Tsinias en 1989, Kokotovic et Sussmann en 1989 d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le Backstepping présente une alternative prometteuse aux méthodes de contrôle des systèmes non linéaires, il combine le choix de la fonction de Lyapunov avec celui des lois de commande et d'adaptation. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir en tout temps, la stabilité globale du système compensé.

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande Backstepping, et sa méthode de mise en application.

## 3.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE BACKSTEPPING

La commande backstepping pour un MSAP utilise la modélisation mathématique du système en utilisant les équations de Park, qui permettent de transformer les variables de courant alternatif triphasé en courant continu. Le système est ensuite divisé en deux sous-systèmes : un sous-système dynamique et un sous-système de courant. Le sous-système dynamique est chargé de contrôler la vitesse du moteur, tandis que le sous-système de courant est chargé de contrôler les courants de phase du moteur.

La loi de commande backstepping pour chaque sous-système est conçue en utilisant la sortie de l'étage de commande précédent, en commençant par le sous-système de courant. La conception de la loi de commande pour chaque sous-système implique la construction d'une fonction de Lyapunov qui garantit la stabilité asymptotique de l'étage de commande en question. Cette fonction de Lyapunov est construite en prenant en compte les non-linéarités du système et en définissant une énergie potentielle.

La stabilité globale du système est prouvée en utilisant la fonction de Lyapunov globale, qui est la somme des fonctions de Lyapunov pour chaque étage de commande. Cette fonction de Lyapunov globale doit être strictement décroissante pour garantir la stabilité asymptotique du système.

## 3.3 FONCTIONS DE LYAPUNOV

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches de Lyapunov :

- **La première méthode :**

Vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. Elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.

- La deuxième méthode :

Consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. Cette méthode est basée sur le concept d'énergie du système. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité.

### 3.4 LA COMMANDE BACKSTEPPING APPLIQUÉ À LA MASP

Dans cette partie, nous présentons l'application de la commande Backstepping au moteur MSAP. Cette approche est conçue de telle façon à garder la même structure générale d'une commande vectorielle, comme la montre la figure 28 tout en assurant une régulation et une limitation des courants.

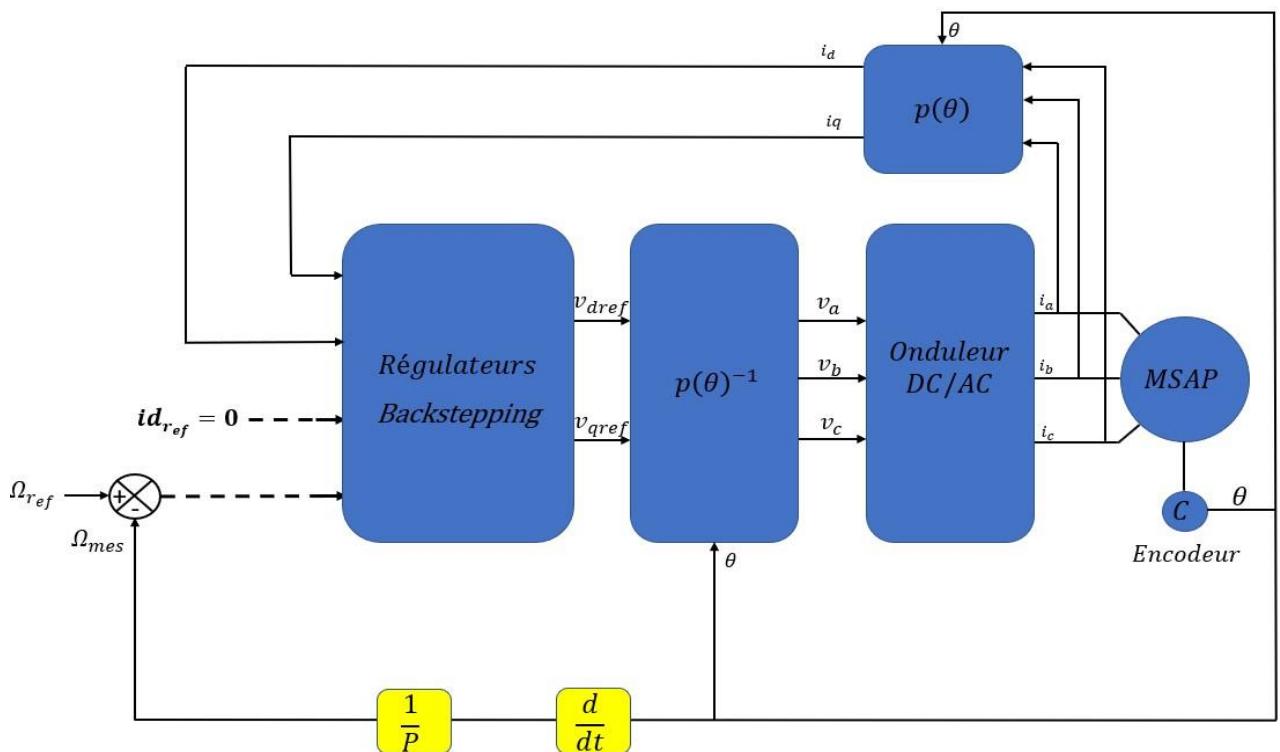


FIGURE 28 – STRUCTURE GLOBALE DU RÉGLAGE DE LA VITESSE DU MSAP PAR BACKSTEPPING.

On a le modèle suivant :

$$\begin{cases} \frac{did}{dt} = -\frac{R}{Ld}id + P\Omega\frac{Lq}{Ld}iq + \frac{1}{Ld}Vd \\ \frac{diq}{dt} = -\frac{R}{Lq}iq - P\Omega\frac{Ld}{Lq}id - P\Omega\frac{\phi_f}{Lq} + \frac{1}{Lq}Vq \\ \frac{d\Omega}{dt} = \left(P\frac{(Ld-Lq)}{J}id + P\frac{\phi_f}{J}\right)iq - \frac{f}{J}\Omega - \frac{1}{J}Cr \end{cases} \quad (3.1)$$

L'idée de base de la commande par Backstepping est de rendre le système bouclé en sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui lui confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique.

L'objectif fixé est d'asservir la vitesse en choisissant comme sous-système les expressions de  $\frac{did}{dt}$ ,  $\frac{diq}{dt}$  et comme variables intermédiaires les courants statoriques  $i_d$  et  $i_q$ .

À partir de ces variables on calcule ainsi les commandes en tension  $V_d$ ,  $V_q$  nécessaire pour assurer la commande en vitesse du MSAP ainsi la stabilité du système global.

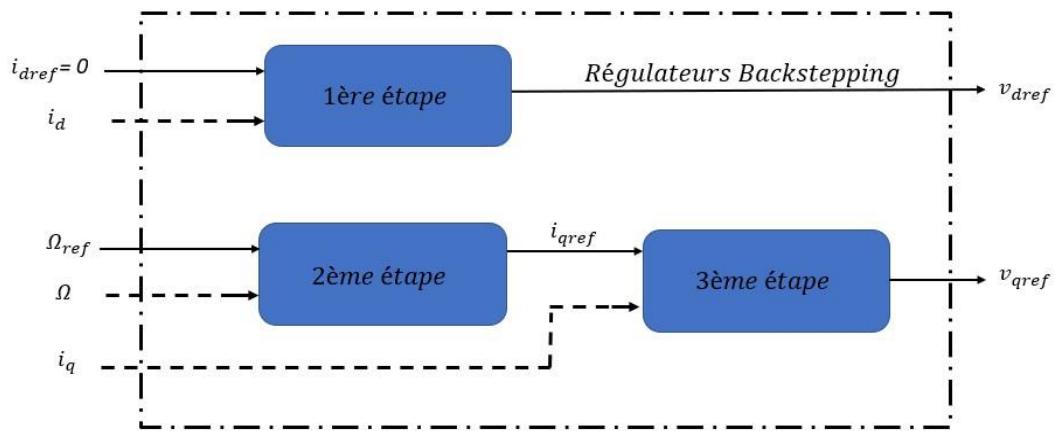


FIGURE 29 – STRUCTURE INTERNE DU BLOC RÉGULATEUR BACKSTEPPING.

### 3.4.1 1ère étape -Calcul de la loi de commande $V_dref$

Étant donné le courant direct est une grandeur de régulation, on définit sa valeur désirée et son erreur de régulation par :

$$idref = 0 \quad (3. 2)$$

$$e_1 = idref - id \quad (3. 3)$$

À partir des équations (3. 1) et (3. 2), les équations dynamiques de l'erreur sont

$$\dot{e}_1 = \dot{id}ref - \dot{id} \quad (3. 4)$$

$$\dot{e}_1 = \dot{id}ref + \frac{R}{Ld}id - P\Omega \frac{Lq}{Ld}iq - \frac{1}{Ld}Vd \quad (3. 5)$$

Du fait que l'objectif exige que l'erreur converge vers zéro, et exige aussi que le courant doit être réglé et limité, on utilise la fonction de Lyapunov  $v_1$  qui représente en quelque sorte, l'énergie.

$$v_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (3. 6)$$

La dérivée de la fonction s'écrit à partir des équations (3.3) et (3.5) comme suit :

$$\dot{v}_1 = \dot{e}_1 e_1 \quad (3. 7)$$

$$\dot{v}_1 = e_1 (Idref + \frac{R}{Ld} id - P\Omega \frac{Lq}{Ld} iq - \frac{1}{Ld} Vd) \quad (3. 8)$$

Afin que la dérivée du critère soit toujours négative, il faut que la dérivée de  $v_1$  prenne la forme  $\dot{v}_1 = -ke_1^2$  introduit par la méthode du Backstepping, d'où :

$$\dot{v}_1 = e_1 \left( k_1 e_1 + Idref + \frac{R}{Ld} id - P\Omega \frac{Lq}{Ld} iq - \frac{1}{Ld} Vd \right) = -k_1 e_1^2 \quad (3. 9)$$

Cette équation nous permet de définir la commande en tension Vd du sous-système afin d'assurer la stabilité de Lyapunov et de forcer le courant id de suivre sa référence  $idref = 0$ .

On obtient la tension de référence Vdref :

$$\dot{v}_1 = Ld \left( k_1 e_1 + \frac{R}{Ld} id - P\Omega \frac{Lq}{Ld} iq \right) \quad (3. 10)$$

### 3.4.2 2ème étape - Calcul de la loi de commande virtuelle iqref

La vitesse rotorique étant la principale grandeur de régulation, on définit sa trajectoire désignée par la valeur de référence et l'erreur de régulation par :

$$e_2 = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3. 11)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (3. 12)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{3}{2} \left( P \frac{(Ld-Lq)}{J} id + P \frac{\emptyset f}{J} \right) iq + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} Cr \quad (3. 13)$$

Notre objectif exige que l'erreur  $e_2$  converge vers zéro, ce qui est satisfait en choisissant iq comme commande virtuelle dans l'équation (3.13).

La fonction de Lyapunov étendue sera définie comme suite :

$$v_2 = v_1 + \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3. 14)$$

$$v_2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \quad (3. 15)$$

En choisissant  $\dot{v}_2$  Semi défini négative tel que :

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (3. 16)$$

On obtient

$$k_2 e_2 + \dot{\Omega}_{ref} - \frac{3}{2} \left( P \frac{(Ld-Lq)}{J} id + P \frac{\emptyset f}{J} \right) iq + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} Cr = 0 \quad (3. 17)$$

En considérant que  $idref = 0$  ce qui amène à définir la commande  $iqref$  nécessaire pour déterminer la tension  $Vqref$  :

$$\text{D'où} \quad iqref = (k_2 e_2 + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} Cr + \dot{\Omega}ref) \frac{J}{P\phi_f} \quad (3.18)$$

### 3.4.3 3ème étape -Calcul de la loi de commande finale $Vqref$

Cette étape permet de déterminer la tension de référence du système globale (3.1) le nouvel objectif de régulation est le courant considéré comme commande virtuelle de cette étape. On définit une nouvelle erreur de régulation soit :

$$e_3 = iref - iq \quad (3.19)$$

Ainsi, les équations dynamiques de l'erreur d'après le système (3.1) sont :

$$\dot{e}_3 = \dot{iqref} - \dot{iq} \quad (3.20)$$

$$\dot{e}_3 = \dot{iqref} + \frac{R}{Lq} iq + P\Omega \frac{Ld}{Lq} id + P\Omega \frac{\phi_f}{Lq} - \frac{1}{Lq} Vq \quad (3.21)$$

Du fait que l'objectif exige que cette erreur converge aussi vers zéro, et exige aussi que le courant doit être régulé et limité, on utilise l'extension de la fonction de Lyapunov suivante :

$$v_3 = v_2 + v_1 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (3.22)$$

$$v_3 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2] \quad (3.23)$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\dot{v}_3 = \dot{v}_2 + \dot{v}_1 + \dot{e}_3 e_3 \quad (3.24)$$

$$\dot{v}_3 = \dot{v}_2 + \dot{v}_1 + e_3 [\dot{iqref} + \frac{R}{Lq} iq + P\Omega \frac{Ld}{Lq} id + P\Omega \frac{\phi_f}{Lq} - \frac{1}{Lq} Vq] \quad (3.25)$$

En choisissant  $\dot{v}_3$  Semi défini négative tel que :

$$\dot{v}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (3.26)$$

On obtient

$$k_3 e_3 + \frac{J}{P\phi_f} \left[ \left( k_2 - \frac{f}{J} \right) \left( \frac{-P\phi_f}{J} iq + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} Cr \right) + k_2 \dot{\Omega}ref + \ddot{\Omega}ref \right] + \frac{R}{Lq} iq + P\Omega \frac{Ld}{Lq} id + P\Omega \frac{\phi_f}{Lq} - \frac{1}{Lq} Vq = 0 \quad (3.27)$$

On en déduit la loi de commande finale  $Vqref$  :

$$Vqref = Lq[k_3 e_3 + \frac{J}{P\phi f} \left[ \left( k_2 - \frac{f}{J} \right) \left( \frac{-P\phi f}{J} iq + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} Cr \right) + k_2 \dot{\Omega}ref + \ddot{\Omega}ref \right] + \frac{R}{Lq} iq + P\Omega \frac{Ld}{Lq} id + P\Omega \frac{\phi f}{Lq}] \quad (3. 28)$$

Dans cette partie, nous avons définie à partir de la commande par Backstepping, les variables de références Vdref et Vqref nécessaires à la commande de la vitesse du MSAP, tout en exigeant une stabilité des sous-systèmes en cascade afin d'assurer une stabilité asymptotique du système globale.

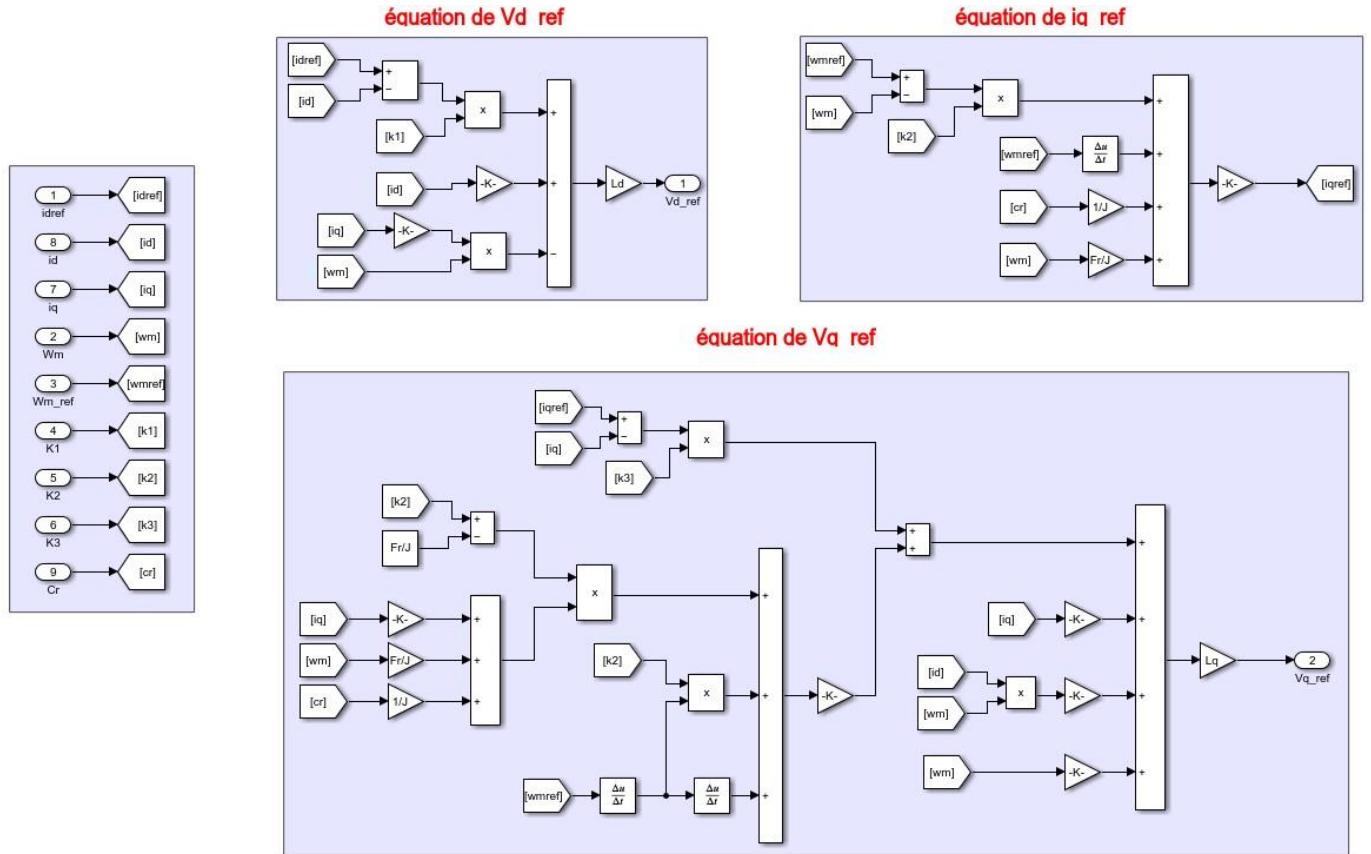


FIGURE 30 – SCHÉMA BLOC DE RÉGULATEUR BACKSTEPPING.

### 3.5 SIMULATION DE LA COMMANDE BACKSTEPPING

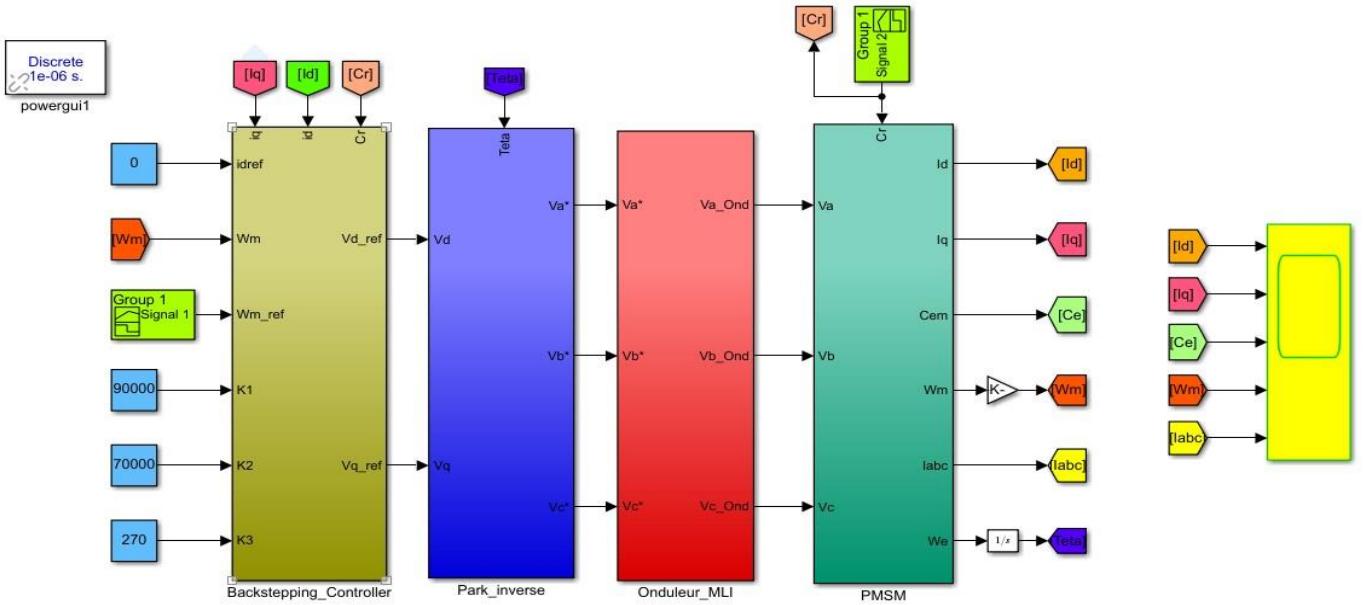


FIGURE 31 – SCHÉMA BLOC DE LA COMMANDE BACKSTEPPING

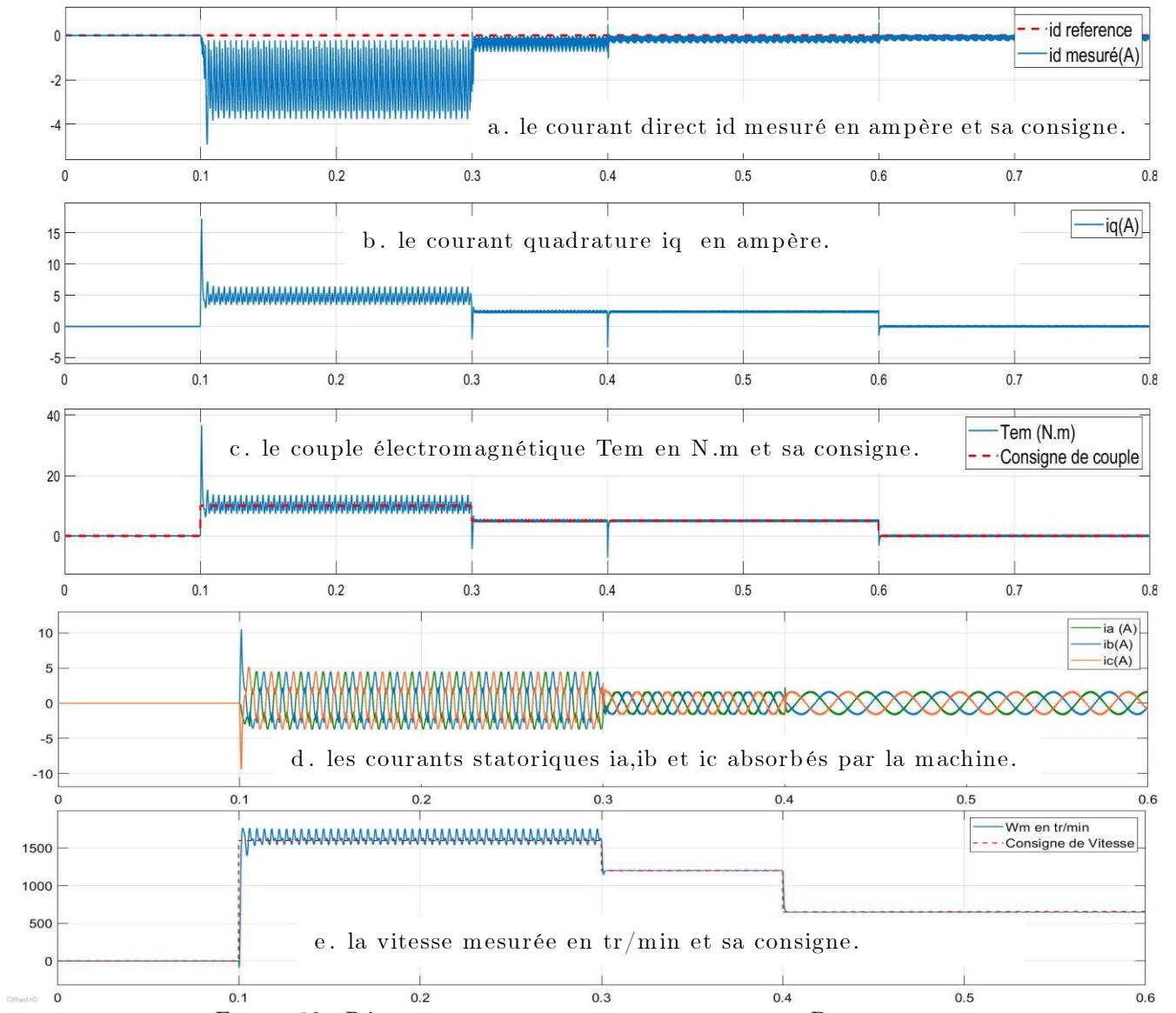


FIGURE 32 – RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE BACKSTEPPING.

- **Interprétation des résultats :**

Les performances du système de commande backstepping ont été mises en évidence par les résultats de la simulation dans différentes situations, telles que le démarrage à vide et la présence d'une charge sur la machine.

Lorsqu'un couple de charge de 10 Nm a été appliqué de  $t=0.1s$  à  $t=0.3s$ , suivi d'un couple de 5 Nm de  $t=0.3s$  à  $t=0.6s$ , on a constaté que l'allure de la vitesse n'était presque pas influencée. Cependant, les deux allures du couple  $C_{em}$  et du courant  $I_q$  présentaient un pic lors du démarrage, puis suivaient la variation de la charge. Le couple  $C_{em}$  est l'image du courant  $I_q$ . En condition de fonctionnement en charge, une sélection appropriée des coefficients de réglage des correcteurs  $k_1$ ,  $k_2$  et  $k_3$ , ainsi que du régulateur de courant  $i_d$ , permettait de maintenir la composante  $i_d$  constamment à zéro. Les oscillations observées dans les deux courants étaient causées par la présence de l'onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

Pour l'essai à vide et en charge, une consigne d'échelon de 1700 tr/min a été appliquée à l'entrée de commande de  $t=0.1s$  à  $t=0.3s$ , suivie d'une vitesse de 1200 tr/min de  $t=0.3s$  à  $t=0.4s$ , puis d'une vitesse de 700 tr/min de  $t=0.4s$ . Les résultats de simulation dans la figure (e) montrent que, pendant le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse possède une caractéristique linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très court.

## 3.6 CONCLUSION

La simulation de la commande backstepping de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) réalisée sur Simulink a fourni des résultats encourageants. Cette commande backstepping permet un suivi de trajectoire précis et une régulation dynamique améliorée. La réponse du système aux références de vitesse ou de position est rapide, avec un temps de convergence réduit et un dépassement négligeable. Cela rend cette méthode particulièrement adaptée aux applications nécessitant un contrôle précis et réactif de la MSAP.

# Étude et Réalisation d'une carte d'interfaçage entre un Convertisseur Semikron et une Carte dSpace 1104

## Chapitre 4

# Étude et Réalisation d'une carte d'interfaçage entre un Convertisseur Semikron et une Carte dSpace 1104

### 4.1 INTRODUCTION

Comme le montre la figure ci-dessous afin d'avoir une liaison entre le circuit de puissance et la carte DS1104 il faut avoir une carte de conditionnement de signaux pour cela, dans ce chapitre nous allons s'initier à la carte DSpace dont laquelle on va implémenter notre commande ainsi qu'on va donner une vue globale sur les différents composants pour concevoir la carte d'interfaçage intermédiaire entre la carte DS1104 et le convertisseur SEMIKRON.

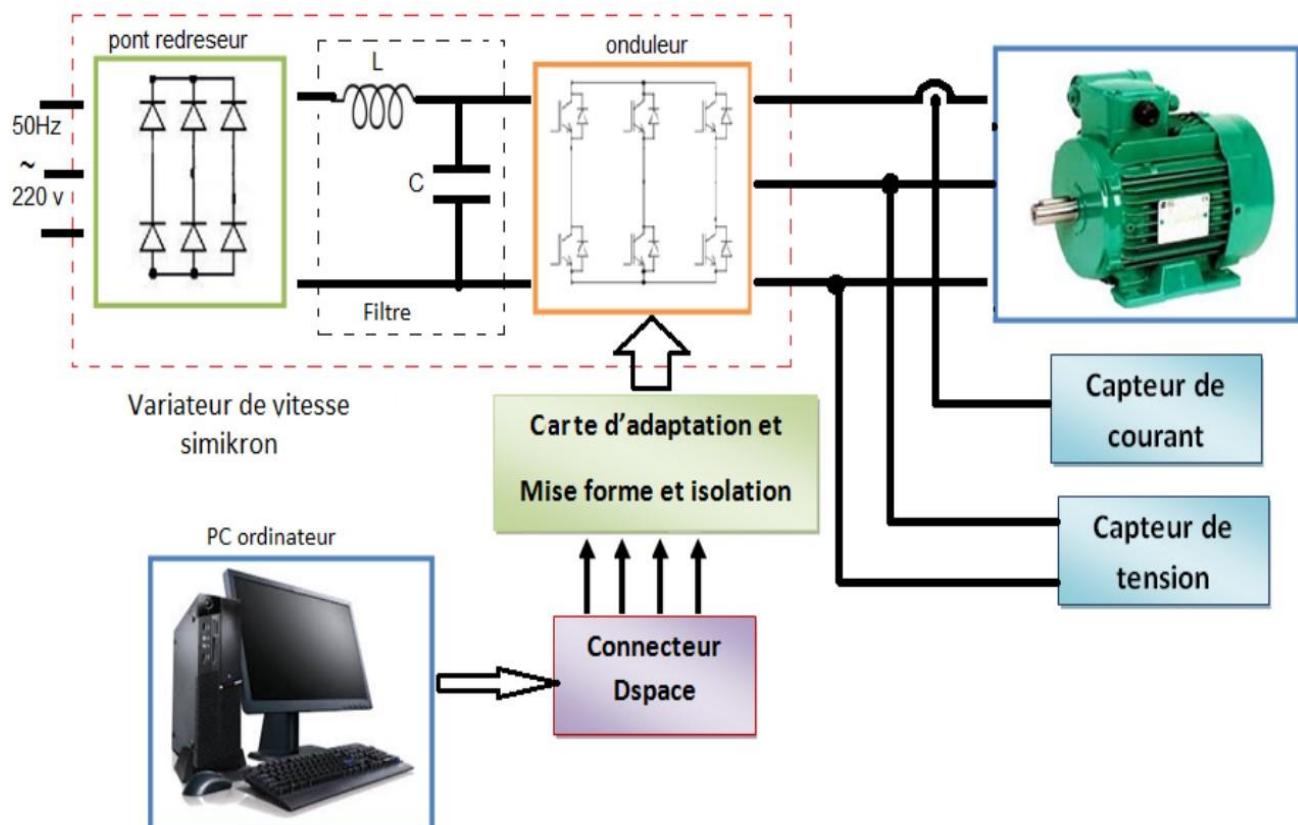


FIGURE 33 – SCHÉMA SYNOPTIQUE D'UNE COMMANDE D'UNE MACHINE ÉLECTRIQUE

## 4.2 FONCTIONNEMENT GÉNÉRALE DE L'INTERFACE

### 4.2.1 Schéma de la carte d'interfaçage

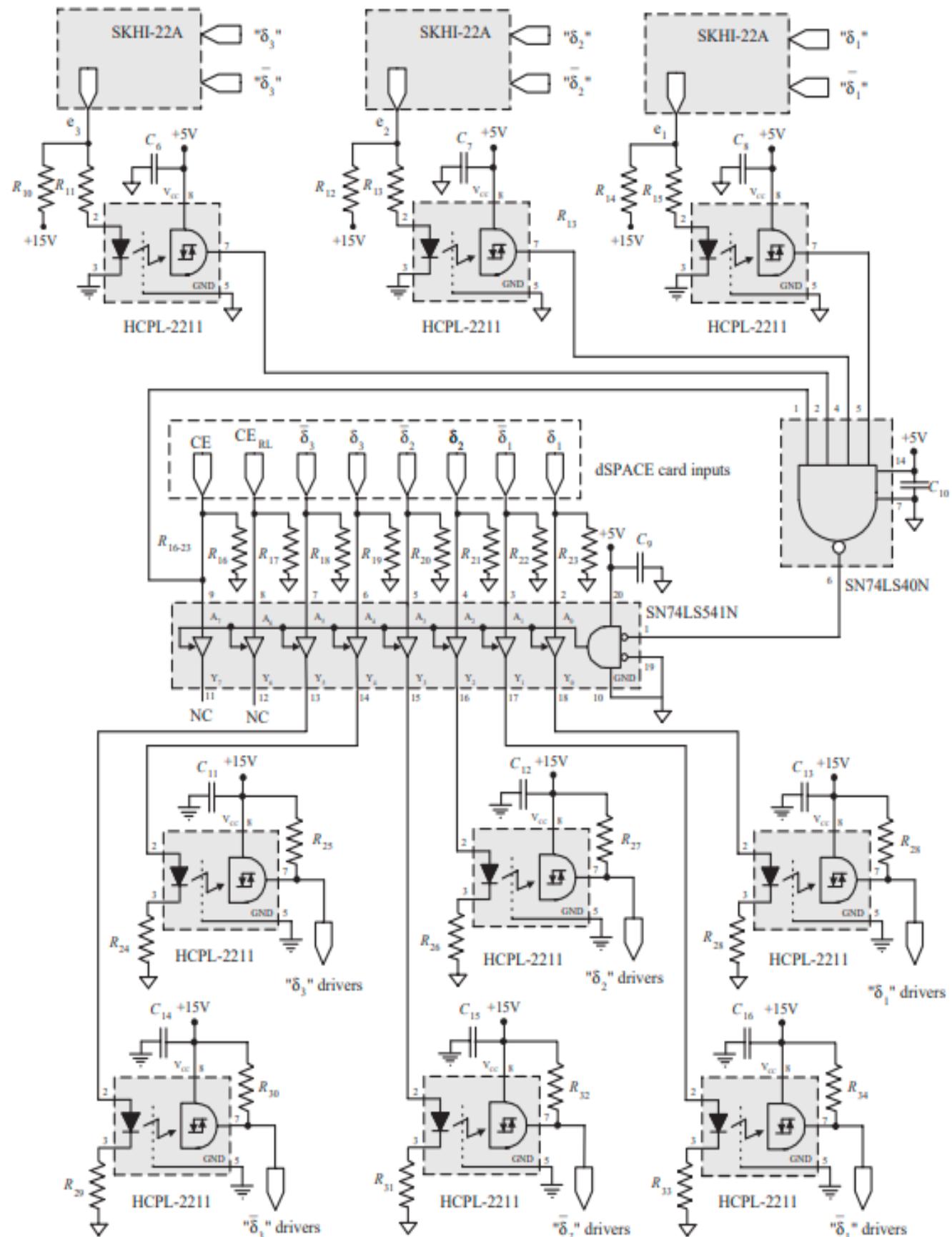


FIGURE 34 – SCHÉMA ÉLECTRIQUE DE L'INTERFACE DE CONTRÔLE

#### 4.2.2 Liaison Convertisseur - dSpace :

Cette interface de contrôle permet le transfert des séquences de commutation PWM générées dans la carte dSpace vers les pilotes SKHI-22A, assurant une isolation galvanique. De plus, cette carte protège le système contre les courts-circuits et les conditions de basse tension d'alimentation, ce qui est réalisé en interprétant les signaux d'erreur des pilotes (e1, e2 et e3).

Le tampon SN74LS541N renforce la commutation PWM et les signaux numériques d'activation de puce (CE) provenant de la carte dSpace. Le tampon arrête les signaux d'entrée si une condition d'erreur est détectée.

Les trois optocoupleurs HCPL-2211, dans la partie supérieure, fournissent une isolation galvanique pour les signaux d'erreur produits dans les pilotes.

Les six optocoupleurs, en bas, fournissent une isolation galvanique pour les signaux de commutation PWM produits dans la carte de contrôle dSpace. Comme il a été mentionné, les pilotes SKHI-22A fournissent un signal d'erreur de logique nulle, c'est-à-dire qu'ils donnent un signal de 15 V lorsqu'aucune erreur ne s'est produite.

La porte logique NAND SN74LS40N active le tampon. Par conséquent, les conditions pour que le tampon permette le transfert des signaux de commutation PWM sont si aucune condition d'erreur n'a été détectée et si le signal CE est à un niveau ON logique.

### 4.3 SIMULATION ET RÉSULTATS

La Simulation c'est la première et la grande étape dans la réalisation d'une carte électronique, Dans ce travail on a basé sur le logiciel MULTISIM afin de simuler afin de simuler notre circuit qui se compose de deux parties Principaux :

- Partie dédiée au traitement des signaux d'erreurs.
- Partie dédiée au traitement des signaux PWM de pilotage de pilotage des transistors des bras du pont.

### 4.3.1 Circuit de Traitement des Signaux d'erreurs

#### 4.3.1.1 Montage

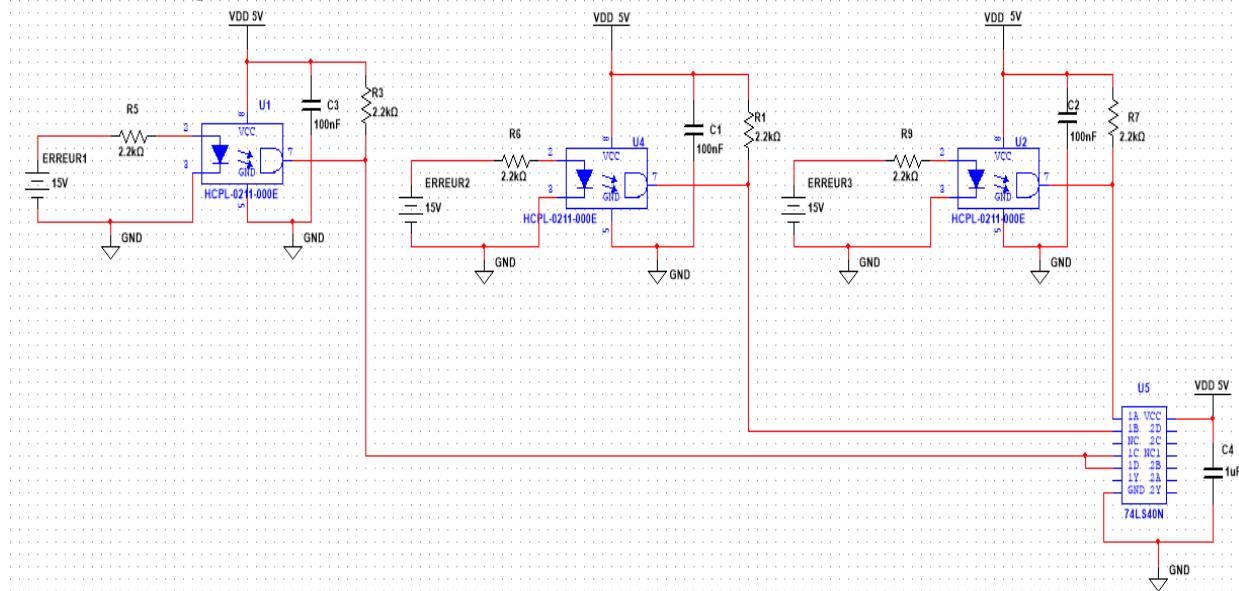


FIGURE 35 – CIRCUIT DE TRAITEMENT DES SIGNALS D’ERREURS

#### 4.3.1.2 Visualisation des Résultats à la Sortie du SN74LS40N

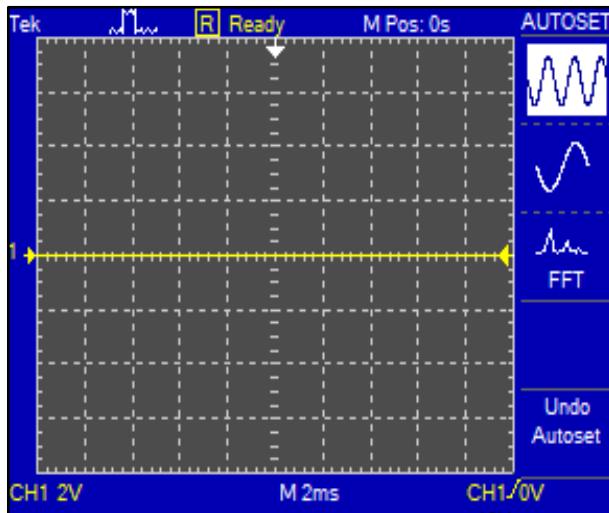


FIGURE 36 – LE SIGNAL DÉLIVRÉ SANS ERREUR

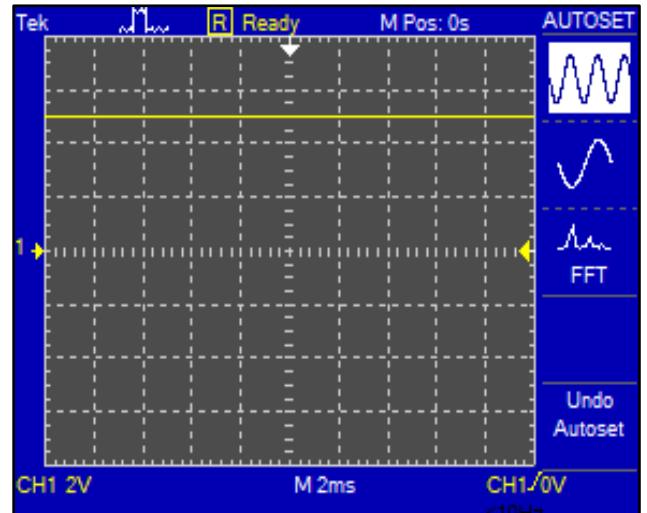


FIGURE 37 – LE SIGNAL DÉLIVRÉ AVEC ERREUR

- **Interprétation des résultats :**

On a présenté le signal d'entrée comme une tension continue d'amplitude 15V, on remarque que le coupleur optoélectronique a assuré l'adaptation du signal en abaissant son amplitude à 5 V ainsi qu'à la sortie de la porte logique NAND on a un niveau logique bas qui se transforme à l'aide de l'inverseur SN74LS541N à un état haut pour qu'on puisse générer les signaux de commande. Dans le cas inverse on n'aura pas de signal (0V) à l'entrée ce qui implique un

niveau logique haut à la sortie de la porte NAND, donc les signaux PWM ne peuvent pas être exploités par la charge (présence d'un signal d'erreur).

### 4.3.2 Circuit de transfert des signaux PWM

#### 4.3.2.1 Montage

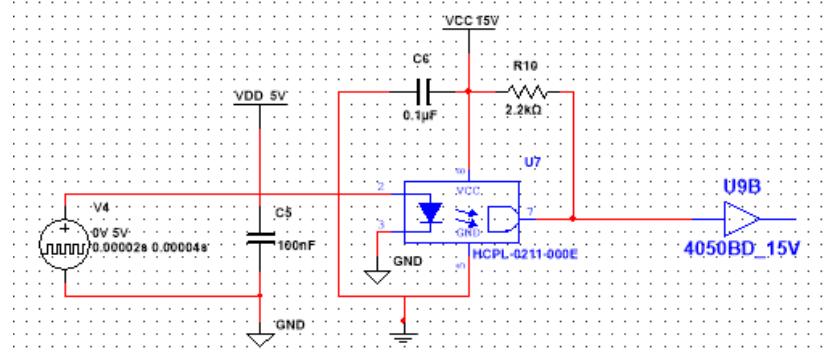


FIGURE 38 – CIRCUIT DE TRANSFERT DES SIGNAUX PWM VERS LA CARTE DSPACE

#### 4.3.2.2 Visualisation des Résultats

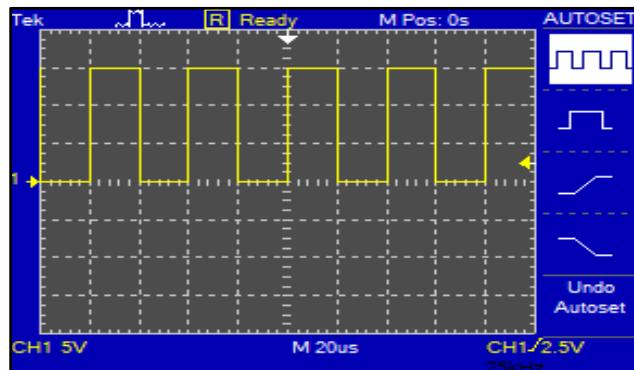


FIGURE 39 – LE SIGNAL DÉLIVRÉ VERS LE BRAS DE L'ONDULEUR

Après la simulation de chaque partie séparément on passe vers une simulation globale pour tester le fonctionnement du circuit de contrôle.

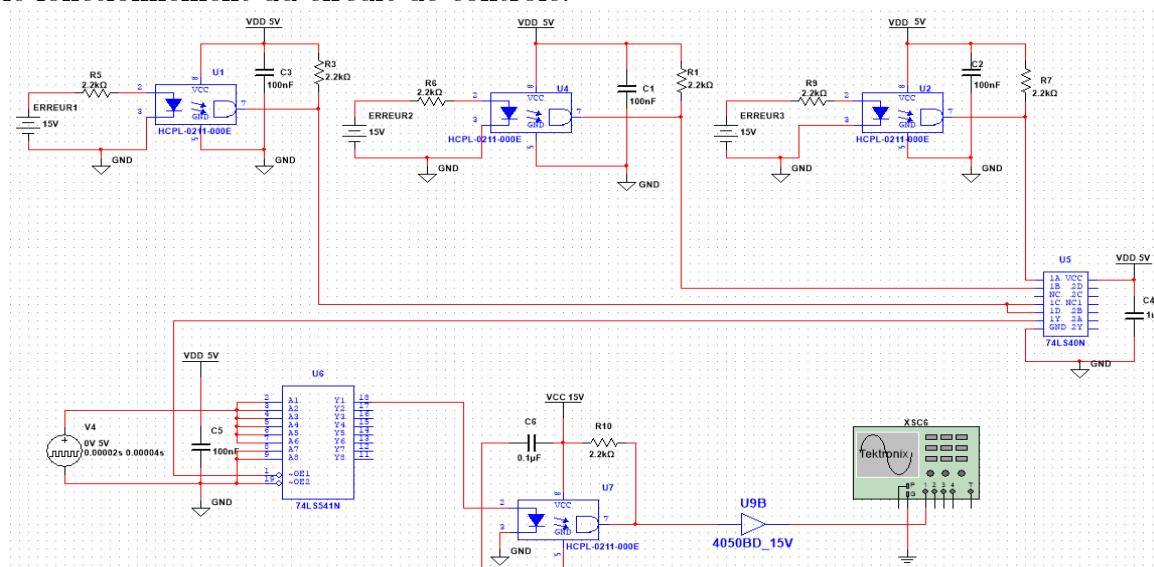


FIGURE 40 – MONTAGE GLOBALE DE L'INTERFACE DE CONTRÔLE

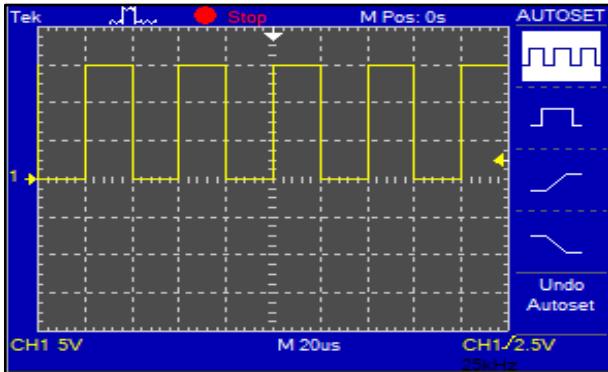


FIGURE 41 – SIGNAL À LA SORTIE DE LA CARTE EN ABSENCE D'UN SIGNAL D'ERREUR

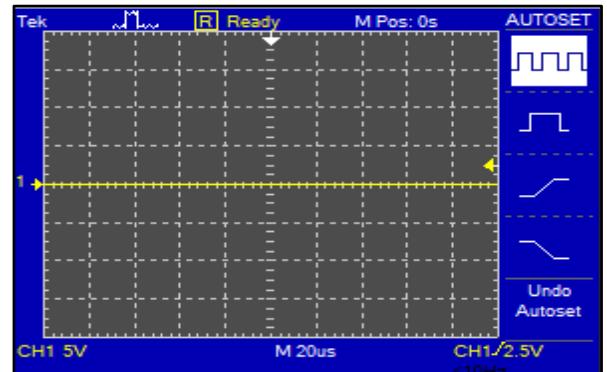


FIGURE 42 – SIGNAL À LA SORTIE DE LA CARTE EN PRÉSENCE D'UN SIGNAL D'ERREUR

## 4.4 RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX :

Cette partie est consacrée à la validation expérimentale des études et simulations présentées auparavant. Pour tester notre circuit s'il fonctionne bien nous avons utilisé :

- Une Plaque d'essai.
- GBF pour générer le signal carré.
- 1<sup>er</sup> optocoupleur pour assurer une isolation galvanique et réduire la tension reçue de SKHI-22A de 15V à 5V
- Porte NAND – SN74LS40N.
- Buffer – SN74LS541N.
- 2<sup>ème</sup> optocoupleur pour amplifier les signaux reçus du buffer de 5V à 15V.

### 4.4.1 Montage



FIGURE 43 – MONTAGE RÉALISÉ PRATIQUEMENT

#### 4.4.2 Résultats

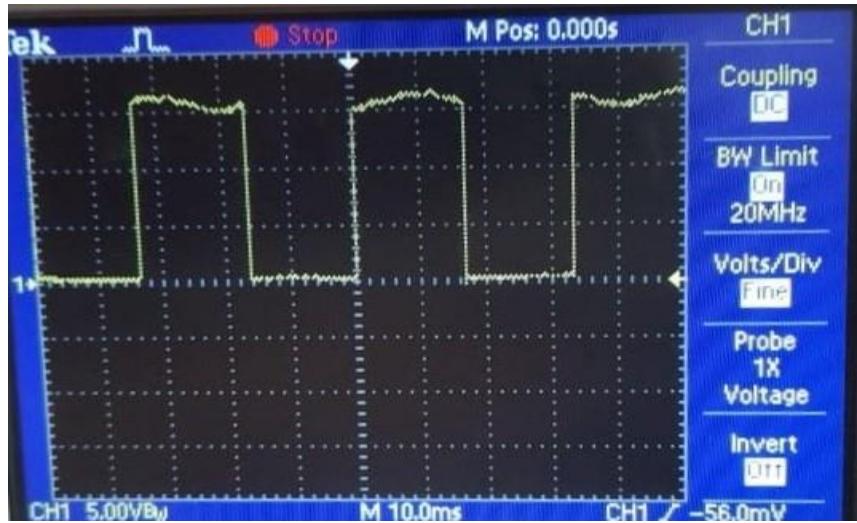


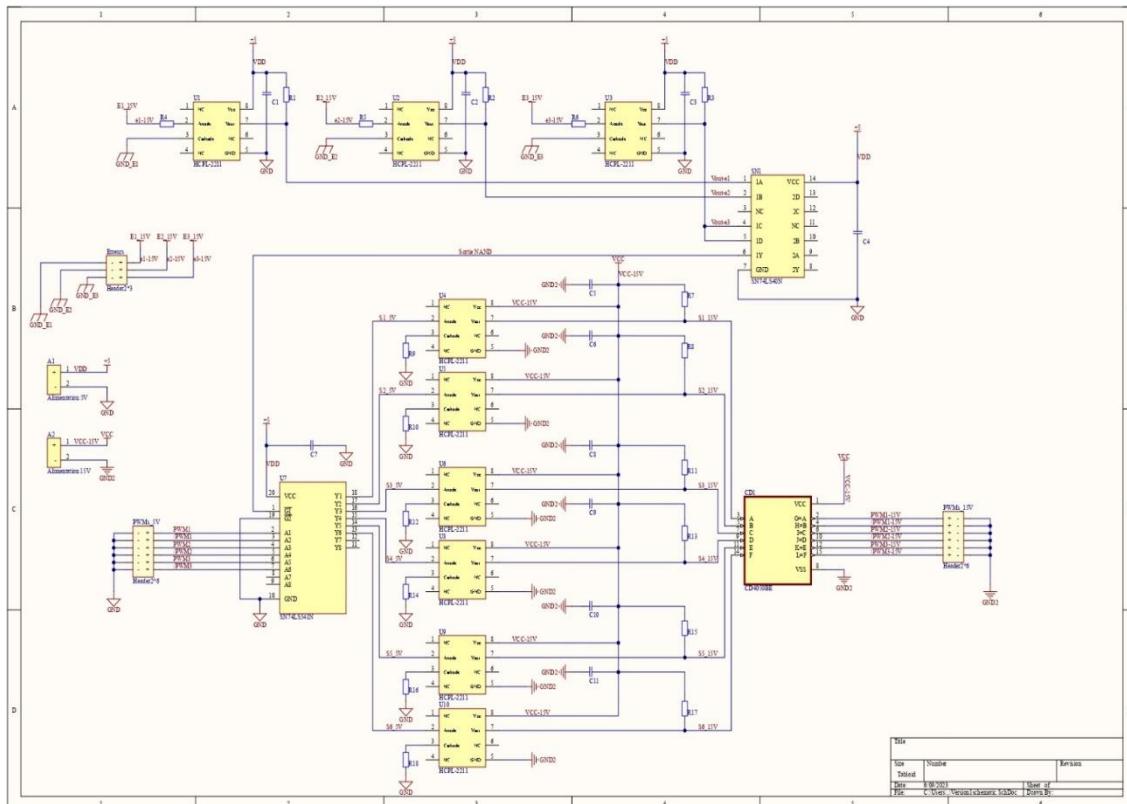
FIGURE 44 – LE SIGNAL PWM RÉSULTANT

### 4.5 CONCEPTION DU CIRCUIT IMPRIMÉ DE LA CARTE

L'objectif de ce chapitre concerne la réalisation d'une carte imprimée pour notre interface de contrôle à l'aide de logiciel ALTIUM DESIGNER en suivant les étapes suivantes :

- Création Libraires des composantes.
- Conception de schéma.
- Conception de PCB.
- Routage.

#### 4.5.1 Schématique de circuit



#### 4.5.2 PCB de la carte d'interfaçage

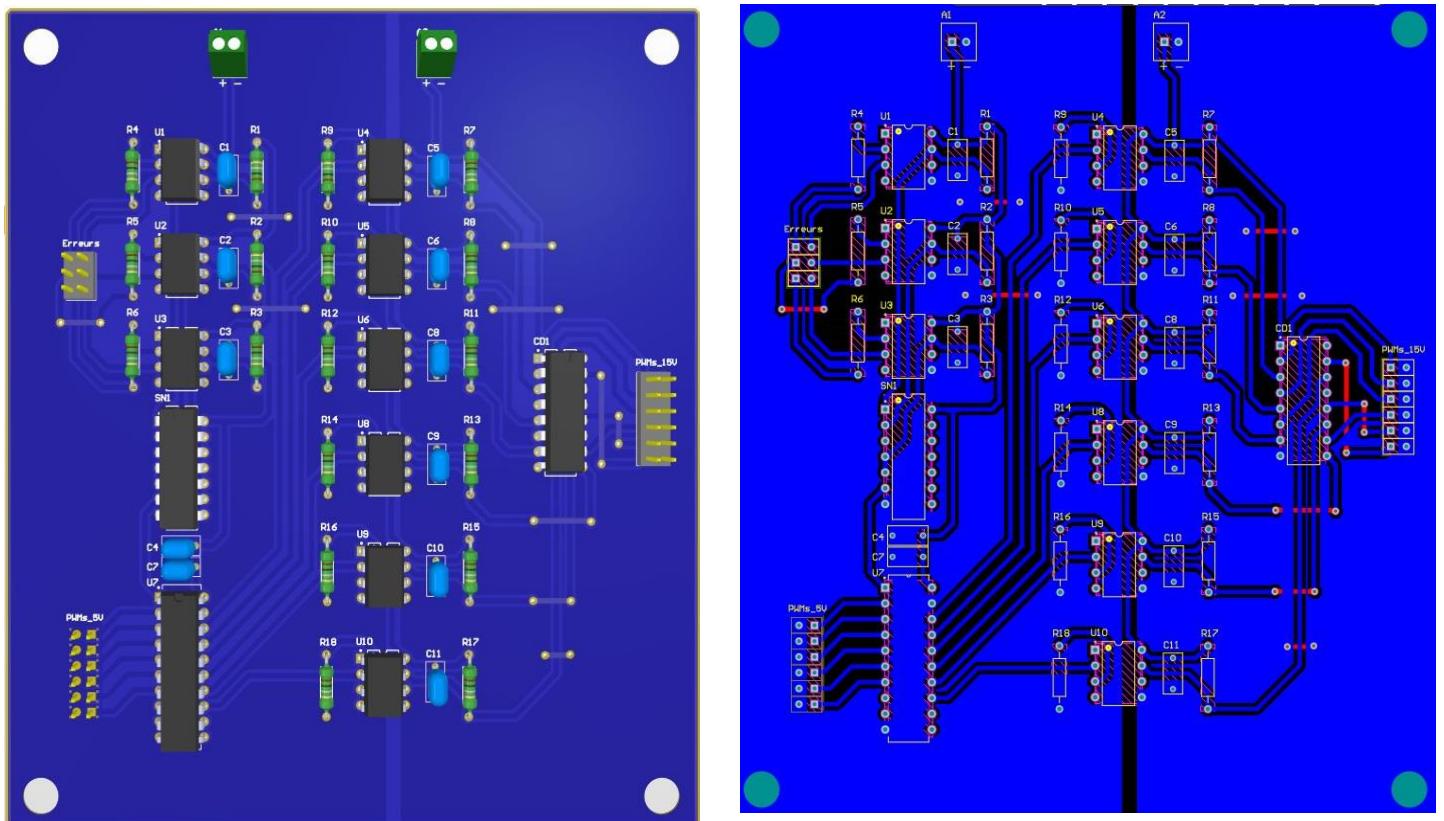


FIGURE 46 – CARTE D’INTERFAÇAGE RÉALISÉ AVEC ALTIUM DESIGNER

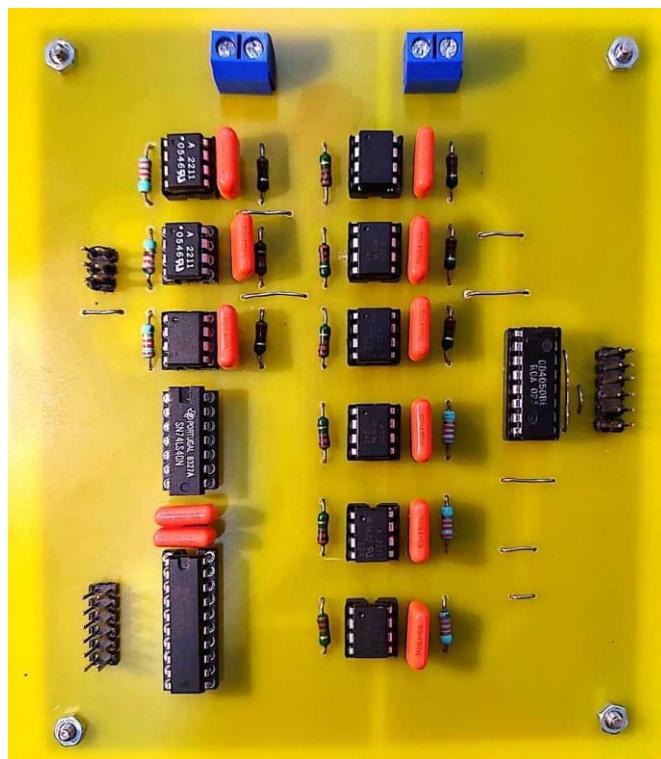


FIGURE 47 – CARTE D’INTERFAÇAGE RÉALISÉ AU LABORATOIRE

## 4.6 INTERFACE DE CAPTEUR COURANT/TENSION

### 4.6.1 Schéma de l'interface de capteur courant/tension

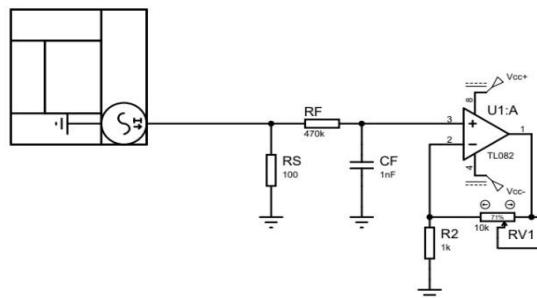


FIGURE 48 – SCHÉMA DE CAPTEUR DE COURANT

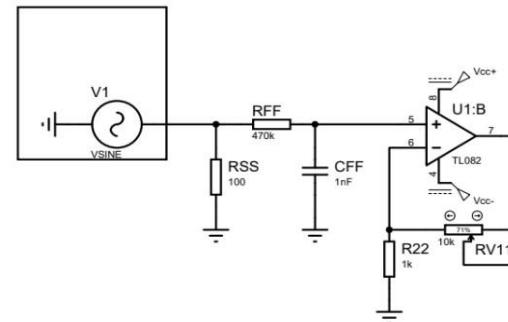


FIGURE 49 – SCHÉMA DE CAPTEUR DE TENSION

La figure (48) montre le circuit électrique du capteur de courant. Comme le montre ce schéma, le capteur à effet Hall en boucle fermée fournit un signal de courant proportionnel au signal de courant de la source. Ce signal de courant de sortie est ensuite transformé en un signal de tension, au moyen d'un circuit courant-tension mis en œuvre avec l'amplificateur opérationnel TL082.

La figure (49) montre le circuit électrique du capteur de tension. Comme le montre ce schéma, le capteur de tension mesure directement la tension d'entrée et génère un signal de tension proportionnel à celle-ci.

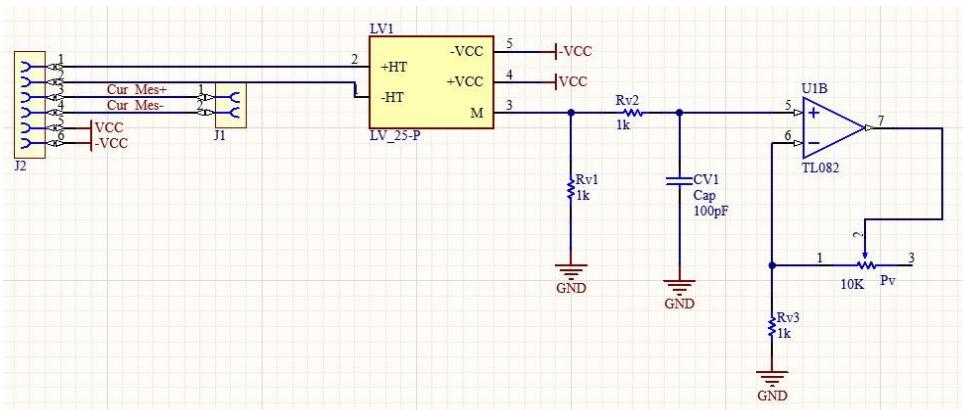


FIGURE 50 – SCHÉMA DE CAPTEUR DE TENSION MONOPHASÉ SUR ALTIUM DESIGNER

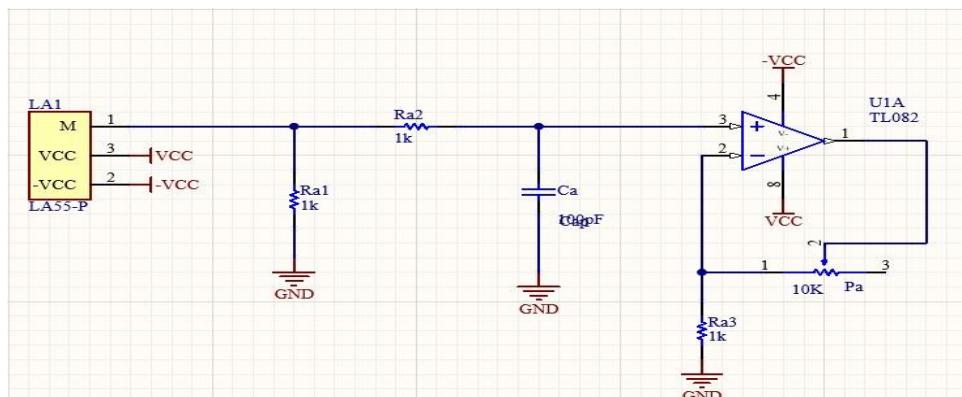


FIGURE 51 – SCHÉMA DE CAPTEUR DE COURANT MONOPHASÉ SUR ALTIUM DESIGNER

#### 4.6.2 PCB de l'interface de capteur courant/tension

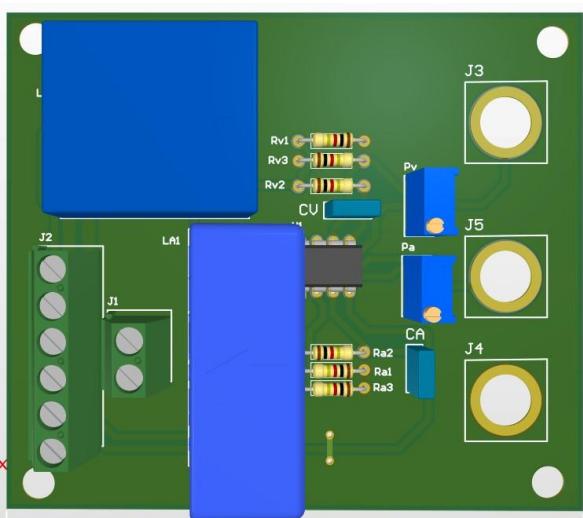


FIGURE 52 – PCB DE CAPTEUR COURANT/TENSION  
MONOPHASÉ

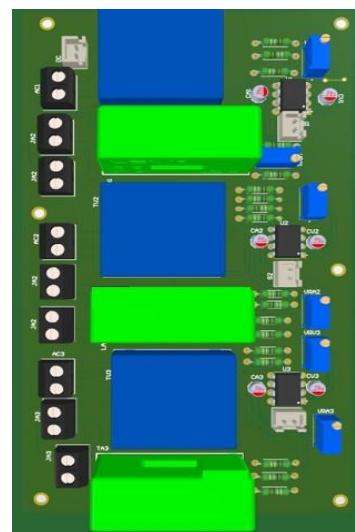


FIGURE 53 – PCB DE CAPTEUR COURANT  
TENSION TRIPHASÉ

## 4.7 CONCLUSION

En conclusion, la réalisation de la carte d'interfaçage entre la carte DSpace et l'onduleur Semikron à l'aide du logiciel Altium Designer a été considérée comme une étape essentielle de notre projet. Un rôle crucial a été joué par cette carte dans la facilitation d'une communication efficace et d'une intégration sans heurts entre les deux composants clés.

Un aspect important de cette carte d'interfaçage est le fait qu'elle permet l'amplification des signaux MLI. Cette fonctionnalité est réalisée en augmentant la tension des signaux de 5 à 15V pour le pilotage des bras du convertisseur Semikron, tout en assurant une isolation galvanique entre les deux dispositifs.

Un capteur adapté aux spécifications de notre système a également été conçu et mis en place. Ce capteur permet une mesure fiable et précise des tensions et courants impliqués dans le système. Grâce à cette précision, nous avons pu obtenir des données fiables pour l'analyse et le contrôle du moteur synchrone à aimant permanent.

# Identification des Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

# Chapitre 5

## Identification des Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

### 5.1 Mesure de la résistance des phases statoriques

Cette résistance est déterminée par la méthode ampèremètre-voltmètre en courant continu. Étant donné que cette résistance est faible, le montage aval de la figure 1.48 est réalisé. Des courants faibles et réglables sont utilisés sur le rhéostat  $R_h$  de manière rapide, afin que la résistance ne subisse pas de variation due à la température.  $R$  est obtenu par la relation :

$$R = \frac{V}{2 \times I} \quad (5.1)$$

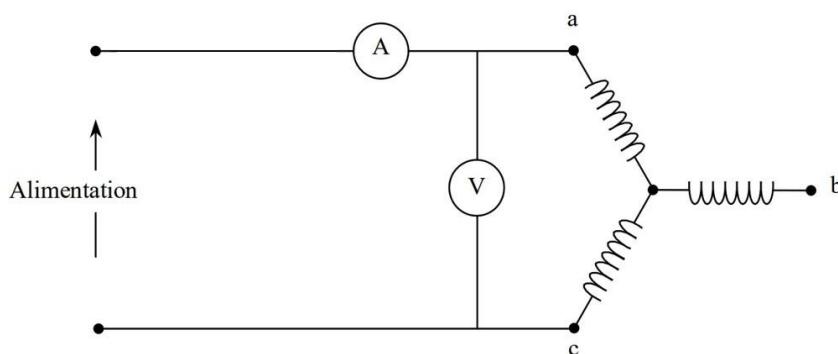


FIGURE 54 – DÉTERMINATION DE LA RÉSISTANCE STATORIQUE

$V(v)$	1,1	2	2,5	3	4	4,9
$I(A)$	0,37	0,67	0,83	1	1,33	1,59
$R(\Omega)$	1,4864	1,4925	1,506	1,5	1,5037	1,5408

TABLEAU 1 –MESURES DE LA TENSION ET DU COURANT CONTINUS POUR DÉTERMINER LA RÉSISTANCE STATORIQUE

Les résistances des trois phases,  $R_a$ ,  $R_b$  et  $R_c$  sont pratiquement égales. La moyenne de toutes les mesures effectuées conduit à:  $R_a = R_b = R_c = 1.505 \text{ Ohm}$

## 5.2 Mesure des inductances statoriques

Les essais pratiqués pour la détermination des inductances statoriques sont : la méthode ampèremètre-voltmètre en courant alternatif et l'essai à vitesse nulle.

Dans le premier essai, le même montage que celui de la figure 1.47 est utilisé, avec la seule différence que l'alimentation dans ce cas est alternative. Des courants suffisamment faibles sont utilisés afin d'éviter l'intervention du phénomène de saturation magnétique et de maintenir les réactances à des valeurs constantes. La fréquence utilisée est la fréquence industrielle de 50 Hz.

Étant donné que la machine est à l'arrêt, il n'y a aucune f.é.m induite. D'où, l'équation complexe relative à une mesure entre les deux bornes a et b :

$$\vec{U} = Z \cdot \vec{I} = (R + jL_{ab}w) \cdot \vec{I} \quad (5. 2)$$

$\vec{U}$  et  $\vec{I}$  sont les représentations complexe du courant de ligne et de la tension entre phases, et  $L_{ab}$  est l'inductance totale entre les deux points a et b.

Dans un premier test, pour vérifier l'isotropie de la machine, une tension d'alimentation constante a été appliquée, puis le courant a été mesuré pour différentes positions du rotor. Dans ce type de test, toute variation du courant révèle la présence d'une asymétrie dans le rotor de la machine.

Cependant, dans notre expérience, le courant est resté pratiquement inchangé. Par conséquent, nous en avons conclu que l'inductance est indépendante de la position angulaire du rotor, ce qui indique que la machine est à pôles lisses (isotrope). Par conséquent, nous pouvons conclure que les inductances propres et mutuelles sont constantes :

$$L_a = L_b = L_c = L_0 = C^{te} \quad (5. 3)$$

$$M_{ab} = M_{bc} = M_{ca} = M_0 = C^{te} \quad (5. 4)$$

L'inductance synchrone de la machine prend alors la forme simple suivante :

$$L = L_0 - M_0 \quad (5. 5)$$

$L_0$  et  $M_0$  représentent respectivement l'inductance propre moyenne et l'inductance mutuelle moyenne. Selon la théorie générale des machines synchrones, il est immédiatement déduit que les inductances des modèles d-q et  $\alpha - \beta$  sont égales à l'inductance synchrone :

$$L_d = L_\alpha = L_\beta = L \quad (5. 6)$$

L'identification de l'inductance  $L$  rend donc claire à la fois les deux modèles indiqués. Si maintenant, on alimente les deux enroulements avec des tensions croissantes mais toujours faibles, et on prélève les courants efficaces, on peut calculer l'inductance  $L_{ab}$  à partir de l'équation :

$$L_{ab} = \frac{1}{w} \sqrt{\frac{U^2}{I^2} - 4R^2} \quad (5. 7)$$

Cette inductance mesurée est la somme de deux inductances propres et mutuelles :

$$L_{ab} = 2(L_0 + M_0) \quad (5. 8)$$

Pour ce qui est de l'essai à vitesse nulle, il est réalisé en alimentant la machine sous une faible tension afin que le moteur ne décolle pas. Ce type d'alimentation permet également d'éviter la saturation du circuit magnétique. Au lieu de s'intéresser à deux phases dans cet essai, on va résonner sur les tensions simples. L'équation (3.30) devient alors :

$$\vec{V} = (R + jL \cdot w) \cdot \vec{I} \quad (5. 9)$$

D'où l'expression de l'inductance synchrone :

$$L = \frac{1}{w} \sqrt{\frac{V^2}{I^2} - R^2} \quad (5. 10)$$

U(v)	4,97	6,54	8,45
V(v)	2,87	3,77	4,88
I(A)	0,797	1,021	1,287
$L_{ab}$ (H)	0,0174	0,018	0,0186
L(H)	0,0104	0,01074	0,01108

TABLEAU 2 – RÉSULTATS DE CALCUL DE  $L$  ET  $L_{ab}$

$$L_{ab}=18 \text{ mH}$$

$$L=10,74 \text{ mH}$$

### 5.3 Mesure de la constante de f.é.m et du flux max des aimants

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont caractérisés par une distribution de flux sinusoïdale. Par conséquent, les forces électromotrices engendrées dans leurs stators ont la même forme. On mesure la force électromotrice pour une phase de la machine fonctionnant en génératrice. Ensuite, on relève la valeur efficace  $E_0$  de ces forces électromotrices à vide, entre phases et neutre, en fonction de la vitesse d'entraînement du rotor que nous faisons varier de manière croissante. On remarque la linéarité de  $E_0$  avec la vitesse (voir figure 1.48).

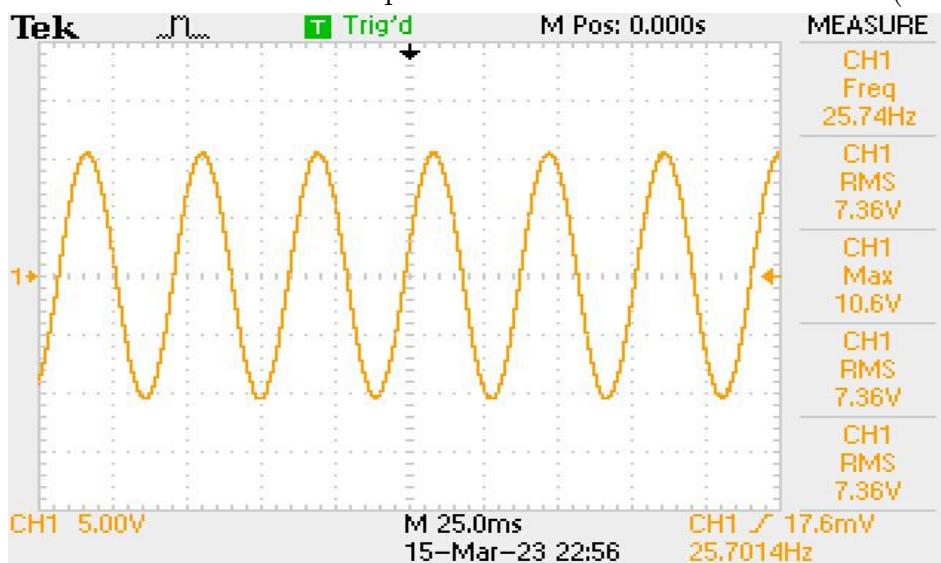


FIGURE 55 –FORCE ÉLECTROMOTRICE INDUIITE EN FONCTION DE LA VITESSE DU MOTEUR

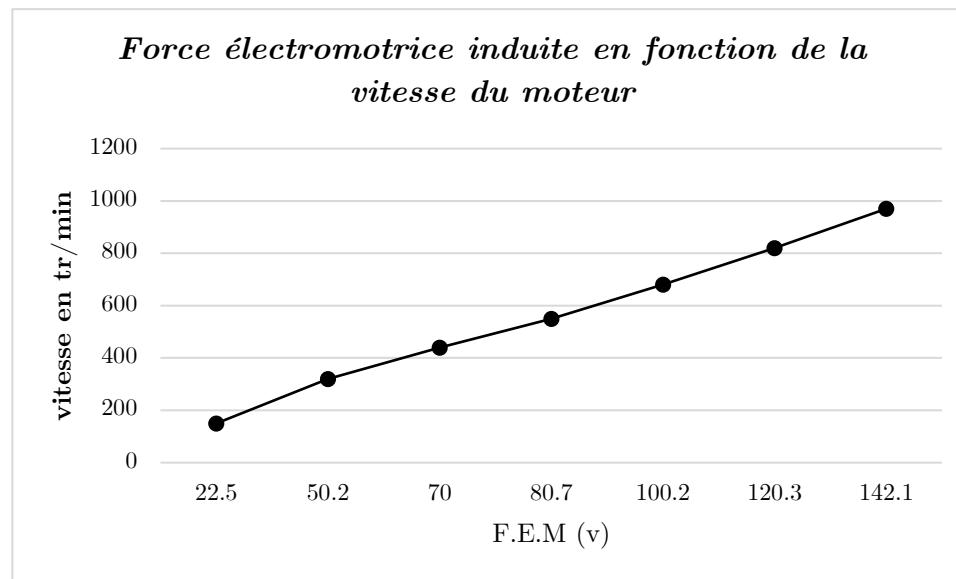


FIGURE 56 –FORCE ÉLECTROMOTRICE INDUIITE EN FONCTION DE LA VITESSE DU MOTEUR

La pente de la caractéristique de la figure 1.49 définit la constante de f.é.m.  $K_e$  qu'on trouve dans l'expression de cette grandeur :

$$e_a = -\frac{k_e}{2} w \sin \theta \quad (5.11)$$

Donc

$$E = \frac{ke}{2} \cdot P \cdot N \frac{2\pi}{60} \quad (5. 12)$$

Étant donné que les f.e.ms sont mesurées entre phases, cette constante est donnée par :

$$ke = \frac{60}{\sqrt{6}\pi} \times \frac{U_0}{P \cdot N} \quad (5. 13)$$

Où  $U_0$  est la f.e.m. composée à vide mesurée et  $P$  le nombre de paires de pôles. À partir des mesures de la figure 1.49, nous obtenons la valeur :

$$Ke=0.385 \text{ V.s/rad} \quad (5. 14)$$

D'où le flux maximal induit par les aimants à travers une phase statorique, que nous avons noté par  $\psi_m$ , en fonction du coefficient  $Ke$ :

$$\psi_m = \sqrt{\frac{3}{2}} Ke = 0,4714 \text{ V.s/rad} \quad (5. 15)$$

## 5.4 Identification des paramètres mécaniques de la machine

Le système à étudier en laboratoire est habituellement composé de l'association d'un moteur à courant continu et du générateur synchrone, les deux machines étant réversibles. Les paramètres mécaniques à identifier sont donc ceux de cet ensemble et non pas ceux de chaque machine prise séparément.



FIGURE 57 – LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS (À GAUCHE) ACCOUPLÉE AVEC LA MACHINE À COURANT CONTINU

Soit l'équation du mouvement de rotation :

$$J_T \frac{d\Omega m}{dt} = Tem - Tr \quad \text{Avec} \quad Tr = Ts - fv \cdot \Omega m \quad (5. 16)$$

Où  $J_T$  représente le moment d'inertie tournantes,  $fv$  le coefficient de frottement,  $Tem$  le couple moteur,  $Tr$  le couple résistant, et  $\Omega m$  la vitesse (angulaire) de rotation.  $Ts$  est le couple

statique correspondant aux pertes dites constantes (pertes mécaniques par frottements ou ventilation, pertes magnétiques, pertes supplémentaires).

Donc, les paramètres mécaniques à identifier sont :  $J_T$ ,  $T_s$  et  $f\nu$

### 5.4.1 Identification du couple statique et du coefficient de frottement

Le moteur à courant continu ébranché en excitation séparée ou shunt, son couple électromagnétique est exprimé par la relation :

$$T_{em} = K_{em} \cdot I_a \cdot I_{exc} \quad (5.17)$$

$I_a$  et  $I_{exc}$  étant respectivement les courants d'induit et d'excitation du moteur.

Si son courant d'excitation est maintenu constant :

$$T_{em} = K_{em} \cdot I_a \quad \text{Avec } K_{em} = k_{em} \cdot I_{exc} \quad (5.18)$$

$K_{em}$  : Constante du couple de l'ensemble (MCC+MSAP)

#### 5.4.1.1 Mesure de la résistance d'induit

La résistance du circuit induit du moteur est mesurée par la méthode volt ampérométrique lorsque l'inducteur n'est pas alimenté et que le rotor est bloqué.

V(v)	6	5	4	3
I(A)	1.02	0.86	0,69	0.53
R ( $\Omega$ )	5.88	5.814	5.797	5.66

TABLEAU 3 –MESURES DE LA TENSION ET DU COURANT CONTINUS POUR DÉTERMINER LA RÉSISTANCE D'INDUIT

La moyenne de toutes les mesures effectuées conduit à :  $R_{moy} = 5,787$  Ohm

#### 5.4.1.2 Mesure de la constante du couple $k_{em}$

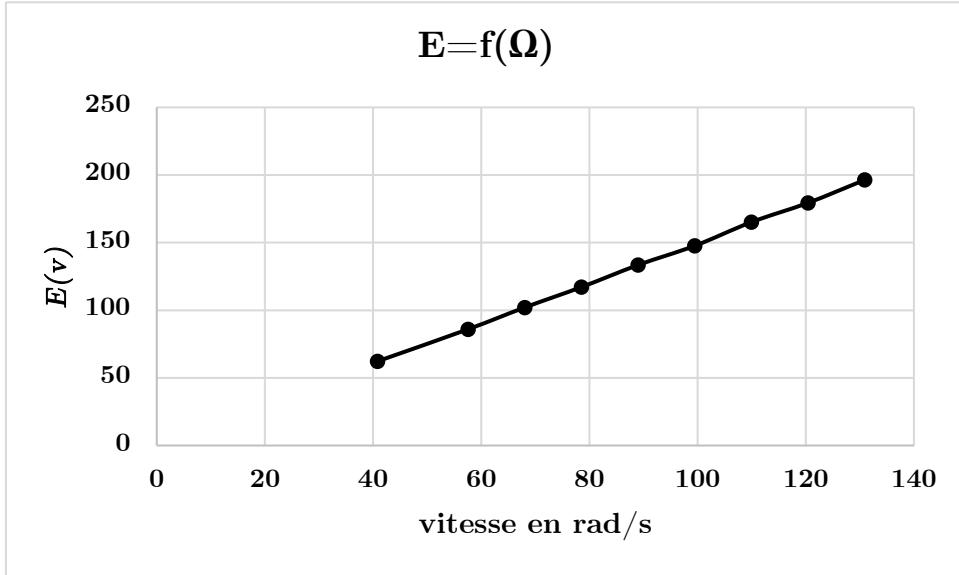
Le courant d'excitation est fixé à 0.6A et, pour différentes valeurs de la tension d'alimentation (U augmentant de 0V à 260V), les valeurs de  $I_o$  sont prélevées sur le tableau suivant.

U(v)	65.2	89.2	105.3	120.4	136.9	151.1	168.7	183	200
I(A)	0.5	0.55	0.55	0.56	0.59	0.60	0.61	0.62	0.63
RI(A)	2.89	3.18	3.18	3.24	3.14	3.41	3.53	3.58	3.64
E(v)	62.3	86.01	102.11	117.16	133.48	147.68	165.17	179.41	196.35

N(tr/mn)	390	550	650	750	850	950	1050	1150	1250
KI	0,75	0,825	0,825	0,84	0,885	0,9	0,915	0,93	0,945

TABLEAU 4 – RÉSULTATS DE CALCUL LA PENTE K

Avec k la pente déterminée par la courbe  $E=f(N)$  ci-dessous :



On déduit :

$$Kem=1.5$$

#### 5.4.1.3 Mesure de couple statique

Le prolongement de la caractéristique  $Tem = f(m)$  à l'origine coupe l'axe des ordonnées en un point ce dernier désigne le moment du couple statique  $T_s$ . On trace la courbe  $KI=f(N)$

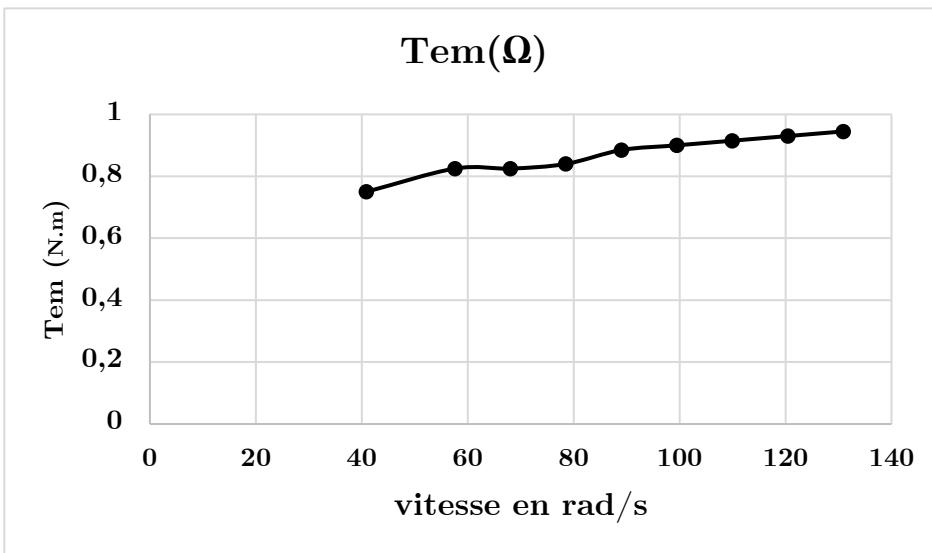


FIGURE 58 –LE COUPLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE EN FONCTION DE LA VITESSE DU MOTEUR

D'après la courbe le couple statique est

$$T_s=0.65 \text{ N.m}$$

#### 5.4.1.4 Mesure du coefficient de frottement

La valeur du coefficient de frottement peut être déterminée à partir de la pente de la caractéristique mécanique. On a :

$$KI = Ts + fv * \Omega \quad (5. 19)$$

Pour  $N=850\text{tr}/\text{min}$

$$fv = \frac{KI - Cs}{\Omega} = \frac{0.825 - 0.65}{57,5} = 3.04 \cdot 10^{-3}$$

Donc

$$fv = 3.04 \cdot 10^{-3} \text{ Nm.s/rad}$$

#### 5.4.2 Identification du moment d'inertie des masses tournantes

La détermination du moment d'inertie des masses tournantes est basée sur la mesure de la vitesse en fonction du temps, à l'aide d'un oscilloscope à mémoire, lors d'un essai du ralentissement et la mesure de constante de temps mécanique (Méthode de Routin).

La machine synchrone est entraînée par le moteur à courant continu à sa vitesse nominale  $\Omega_n = \Omega_s$  constante. On coupe l'alimentation du moteur et on relève à l'oscilloscope la courbe de l'évolution de la vitesse en fonction du temps.

Au moment de la coupure, l'ensemble [machine synchrone - moteur CC] ralentit sous l'effet de des pertes mécaniques totales. Cette décroissance de la vitesse est enregistrée pour s'arrêter.

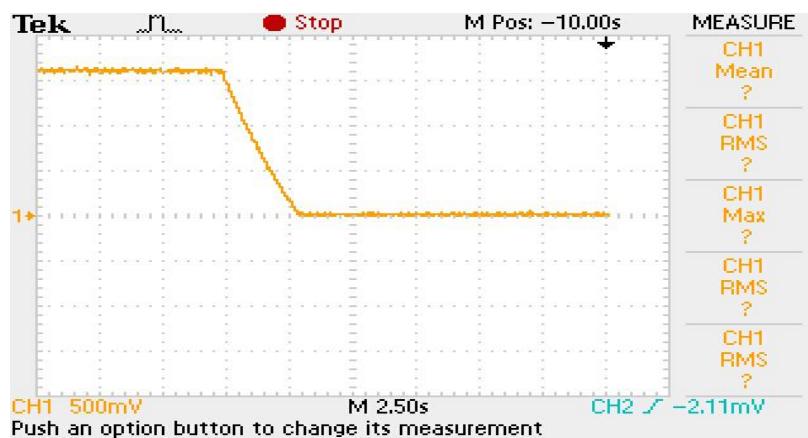


FIGURE 59 –CARACTÉRISTIQUE MÉCANIQUE  $TEM=F(\Omega_m)$

La dynamique de ralentissement est régie par la relation :

$$J_T \frac{d\Omega_m}{dt} = Tem - Ts - fv \cdot \Omega_m \quad (5. 20)$$

La coupure de l'alimentation du moteur a pour effet d'annuler le couple électromagnétique ( $T_{em} = 0 \text{ Nm}$ ), la vitesse est alors  $\Omega_0 = \Omega_s$

En appliquant la transformée de Laplace, l'équation du mouvement s'écrit :

$$J_T \cdot (p \cdot \Omega_m(p) - \Omega_0) = 0 - \frac{T_s}{p} - f_v \cdot \Omega_m(p) \quad (5. 21)$$

D'où

$$\Omega_m(p) = \frac{\Omega_0}{p + \frac{f_v}{J_T}} - \frac{T_s}{J_T} \cdot \frac{1}{p(p + \frac{f_v}{J_T})} \quad (5. 22)$$

Ce qui correspond dans le domaine du temps à :

$$\Omega_m(t) = \left( \Omega_0 + \frac{T_s}{f_v} \right) e^{\frac{f_v}{J_T} t} - \frac{T_s}{f_v} \quad (5. 23)$$

À l'instant  $t=T$  la vitesse  $\Omega_m(T)=0$  :

$$\Omega_m(T) = 0 = \left( \Omega_0 + \frac{T_s}{f_v} \right) e^{\frac{f_v}{J_T} T} - \frac{T_s}{f_v} \quad (5. 24)$$

$$e^{\frac{f_v}{J_T} T} - \frac{T_s}{f_v} = \frac{f_v \cdot \Omega_0 + T_s}{T_s} \quad (5. 25)$$

$$J_T = \frac{f_v T}{\ln(f_v \cdot \Omega_0 + T_s) - \ln T_s} \quad (5. 26)$$

Donc  $J_T = 0,0138 \text{ Kg.m}^2$

## 5.5 Conclusion

En conclusion, la réussite de l'identification des paramètres d'un moteur synchrone à aimant permanent a été démontrée dans ce chapitre. À l'aide de diverses méthodes d'essais et d'estimation paramétrique, nous avons pu obtenir de façon précise les valeurs des paramètres essentiels tels que la résistance de phase, l'inductance de phase, ainsi que les coefficients de frottement et l'inertie.

# Validation Expérimentale

# Chapitre 6

## Validation Expérimentale

### 6.1 INTRODUCTION

L'aspect expérimental joue un rôle essentiel dans l'électrotechnique, tout comme dans les autres sciences appliquées. Il permet de donner une réalité concrète aux recherches, de mettre en évidence les problèmes liés à la faisabilité et à la mise en œuvre, et de confirmer ou d'invalider les études théoriques pour évaluer la validité de notre démarche. Les chapitres précédents ont permis de simuler et de valider les modèles et les processus de la commande choisie. Maintenant, nous envisageons de mettre en pratique cette approche en utilisant notre banc d'essai.

Les techniques numériques sont couramment utilisées dans la conception des systèmes de commande des moteurs électriques. Elles offrent une grande flexibilité dans le développement des commandes par rapport aux méthodes analogiques. Cependant, cela nécessite du matériel performant pour assurer une commande en temps réel du processus.

Dans ce chapitre, nous décrivons la structure matérielle de notre banc d'essai ainsi que les différentes tâches qu'il doit accomplir. Notre banc d'essai se divise en trois parties principales.

- **La partie puissance :** comporte une source variable de tension en alternatif et continu, un moteur synchrone à aimants permanents de 2.26 kW, un onduleur Semikron de 20 KVA à base de IGBT.
- **La partie commande :** il s'agit d'un ordinateur PC équipé par un dSPACE DS1104 et un organe d'entrée et sortie. Il est exploité par un logiciel Control-Desk et Matlab/Simulink.
- **La partie mesure :** Deux capteurs sont utilisés pour mesurer les courants, un encodeur incrémental pour mesurer la vitesse. Un appareil de mesure numérique multifonction peut être utilisé comme oscilloscope et un multimètre numérique.

## 6.2 MATÉRIELS À DISPOSITION

Cette partie, nous examinerons chaque élément du test effectué plus en détail. Pour commencer, nous présenterons les caractéristiques de la machine utilisée. Ensuite, nous introduirons les éléments matériels (hardware) et logiciels (software) utilisés sur le banc d'essai.

### 6.2.1 Machines

Le test effectué consiste à piloter une machine synchrone couplée à une machine à courant continu. La première étape pour caractériser ces types de machines est d'examiner leurs plaques signalétiques.

Motor Model	Rated Torque Nm	Rated Power Kw	Speed rpm	Max speed rpm	Drive VPWM AC V	Peak Current A	Pôles
115U2D200BACAA11 5240	10.8	2.26	2000	3200	380/480	5.2	6

TABLEAU 5 –PLAQUE SIGNALÉTIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE

### 6.2.2 Convertisseur de Puissance Semikron

Ce convertisseur de puissance est de plus en plus fréquemment intégré aux bancs d'essais expérimentaux utilisés à des fins de recherche et d'enseignement. Il est composé d'un redresseur suivi d'un onduleur, et son fonctionnement est contrôlé par le biais de cartes d'isolation galvanique entre la partie puissance et la partie commande.

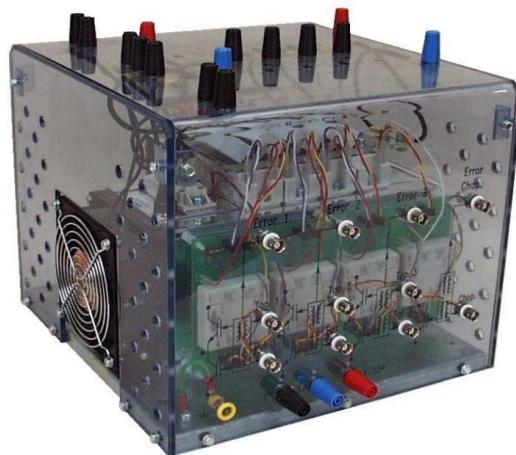


FIGURE 60 – CONVERTISSEUR DE PUISSANCE SEMIKRON

### 6.2.3 Carte dSpace1104

La carte DS 1104 est une carte d'interface qui peut convertir les blocs de Simulink en un code machine qui peut être exécuté sur un système à base de DSP. Ceci réduit

considérablement le temps de développement et de prototypage pour le control des systèmes. Le processeur principal est un MPC8240, avec une horloge de 250MHz. Caractéristiques de la carte sont données dans le tableau ci-dessous.

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals</li> <li>■ 64-bit floating-point processor</li> <li>■ CPU clock: 250 MHz</li> <li>■ 2 x 16 KB cache, on-chip</li> <li>■ On-chip PCI bridge (33 MHz)</li> </ul>
Memory	Global memory	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32 MB SDRAM</li> </ul>
	Flash memory	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 8 MB</li> </ul>
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32-bit down counter</li> <li>■ Reload by hardware</li> <li>■ 80-ns resolution</li> </ul>
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32-bit down counter</li> <li>■ Reload by software</li> <li>■ 40-ns resolution</li> </ul>
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 64-bit up counter</li> <li>■ 40-ns resolution</li> </ul>

FIGURE 61 – PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DU DS1104

La carte DS1104 (Master PPC) dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques ADC dont la tension d'entrée est comprise entre -10V et +10V ; et 8 convertisseurs numériques analogiques DAC dont la tension délivrée est comprise entre -10V et +10V. Il dispose également de plusieurs interfaces notamment des entrées sorties numériques, des codeurs incrémentaux, etc.

La carte DS1104 dispose également d'un DSP esclave, le TMS320F240 DSP qui sera utilisé pour générer les signaux PWM, les signaux PWM générés par le DSPACE sont des signaux TTL de niveau de tension compris entre 0 et 5V.

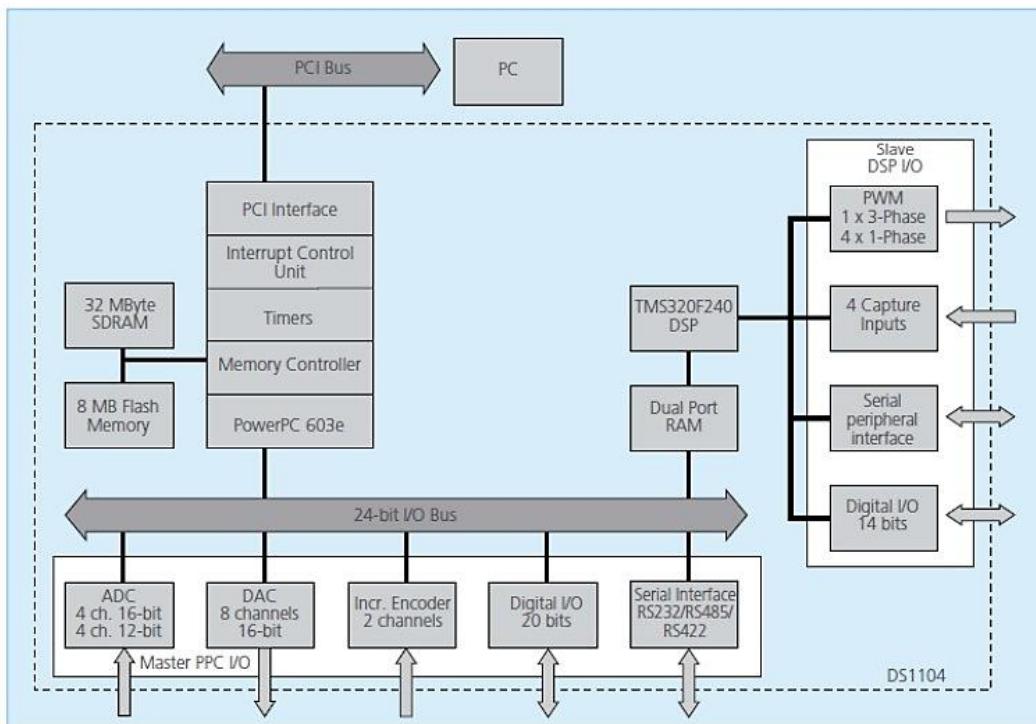


FIGURE 62 – ARCHITECTURE DSPACE1104

#### 6.2.4 ControlDesk

Ce logiciel est une interface graphique fournie par dSPACE qui permet de contrôler le système en temps réel, ainsi que d'afficher n'importe quelle variable de calcul provenant de MATLAB-Simulink ou directement de la carte dSPACE.

La programmation se fait à l'aide de l'outil de modélisation Simulink, qui permet de formuler le problème de manière graphique en utilisant des blocs interconnectés. En fait, de nombreux systèmes de développement en temps réel basés sur DSP sont désormais livrés avec une interface Simulink, qui permet de convertir les blocs de Simulink en un code machine exécutable sur un système DSP. Cela réduit considérablement le temps de développement et de prototypage pour le contrôle des systèmes. Le prototypage passe alors par trois étapes :

1. La construction du système de commande se fait en utilisant les blocs de Simulink.
  2. La simulation du système permet de visualiser les résultats dans différents scénarios.
  3. L'exécution du modèle en temps réel se fait à travers la carte DS1104.

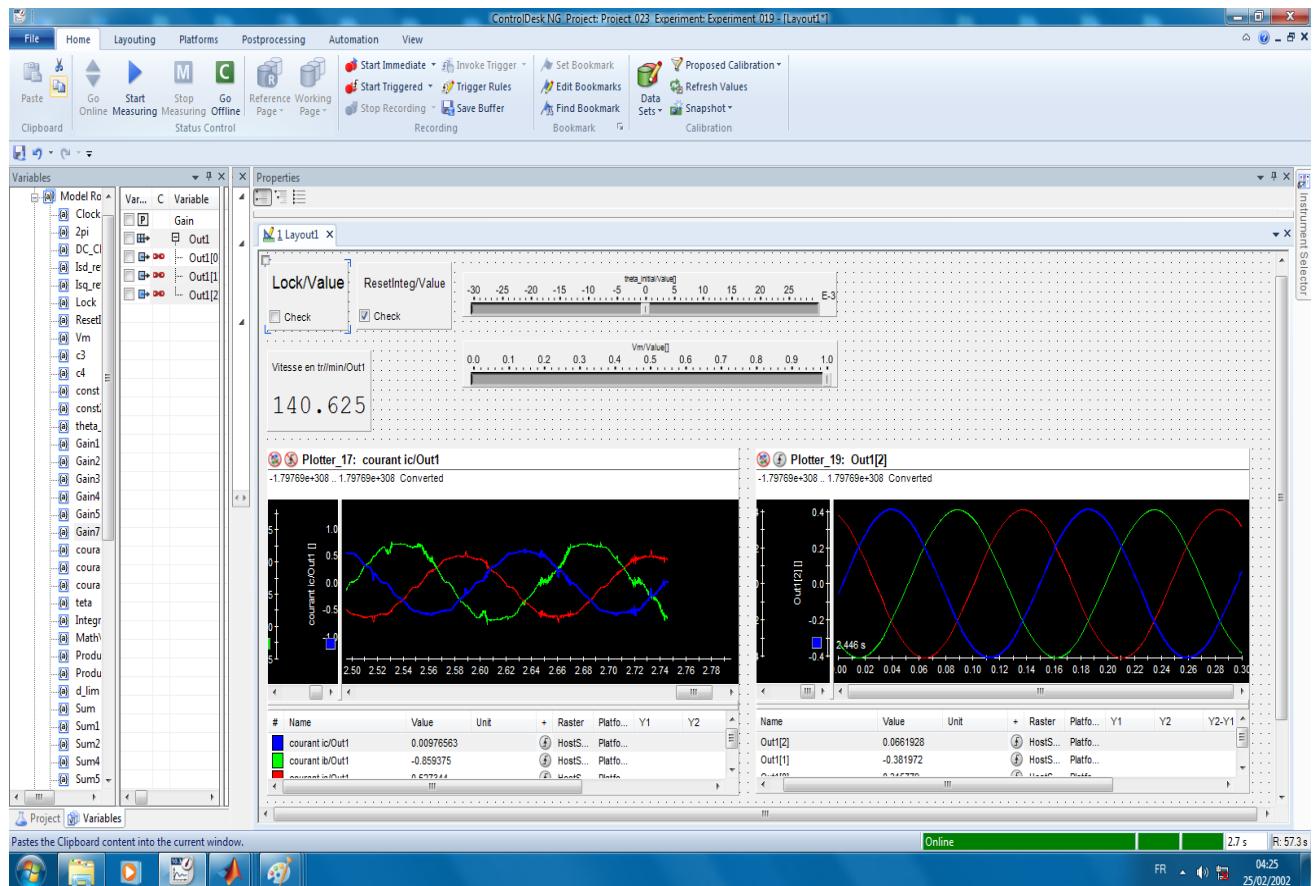


FIGURE 63 – INTERFACE DU CONTROLDESK

## 6.2.5 Banc d'essai

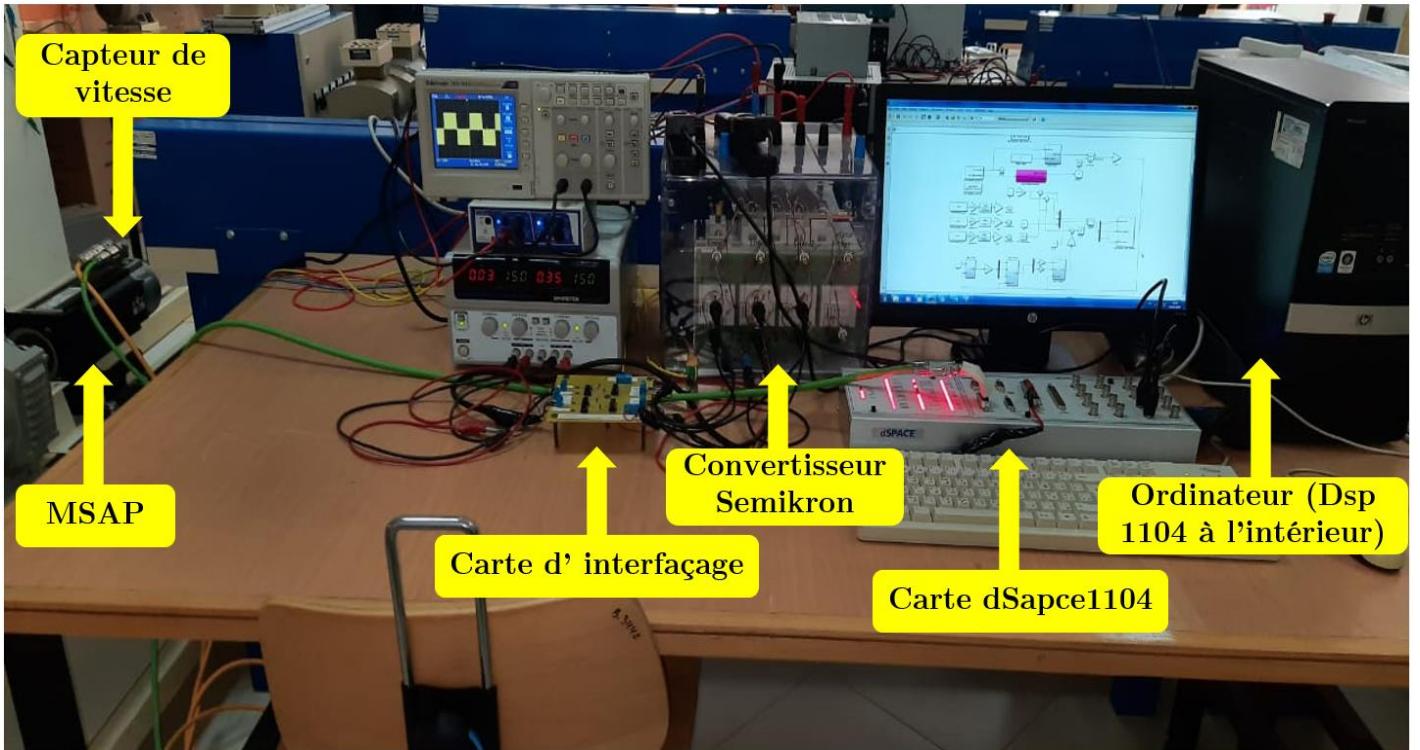


FIGURE 64 – BANC D'ESSAI

## 6.2.6 Commande en Boucle ouverte

### 6.2.5.1 Mise en œuvre d'un encodeur incrémental

Pour la réalisation de la commande en boucle ouverte de la machine synchrone à aimant permanent, il est nécessaire de capter la vitesse et la position de l'arbre au moyen d'un encodeur incrémental. L'encodeur incrémental, un capteur capable de mesurer avec une grande précision les variations de position de l'arbre, il génère des impulsions qui fournissent des informations sur la vitesse de rotation et la position angulaire de l'arbre. Ces informations sont ensuite utilisées par le système de contrôle pour effectuer des ajustements en temps réel des paramètres de la commande, tels que la fréquence et l'amplitude des signaux de commande envoyés à la machine. L'encodeur est mécaniquement connecté à l'arbre du moteur et les signaux A, B et Z sont transmis via un câble qui est relié à la carte. L'initialisation et l'activation de l'encodeur sont réalisées au sein de l'environnement Matlab/Simulink à l'aide de l'interface en temps réel RTI1104 de la carte DS1104. La visualisation des mesures captées est ensuite effectuée grâce à l'interface ControlDesk. Pour assurer une correspondance précise entre l'encodeur et les valeurs acquises sur la carte dSPACE, une adaptation est nécessaire.

Le nombre d'impulsions par tour de l'encodeur est fixé à  $N = 4096$  points.

D'où :

$$n_{encod} = 0 \rightarrow \theta = 0 \text{ rad} \quad \text{et} \quad n_{encod} = 0 \rightarrow \theta = 2\pi \text{ rad} \quad (3. 29)$$

Pour avoir une mesure de la position angulaire en rad il faut utiliser le gain :

$$k_a = \frac{2\pi}{4096} \quad (3.30)$$

La mesure de vitesse en rad/min est obtenue en utilisant le gain :

$$k_s = \frac{2\pi}{4096} \times \frac{1}{T_s} \quad (3.31)$$

$T_s$  est la période d'échantillonnage (la valeur choisie dans cet atelier est  $T_s = 1e^{-4}$  s). Afin d'alléger la procédure de calcul, les deux gains sont introduits en valeurs numériques. La vitesse obtenue de cette manière est généralement bruitée. Il est, donc, nécessaire de la passer à travers un filtre numérique.

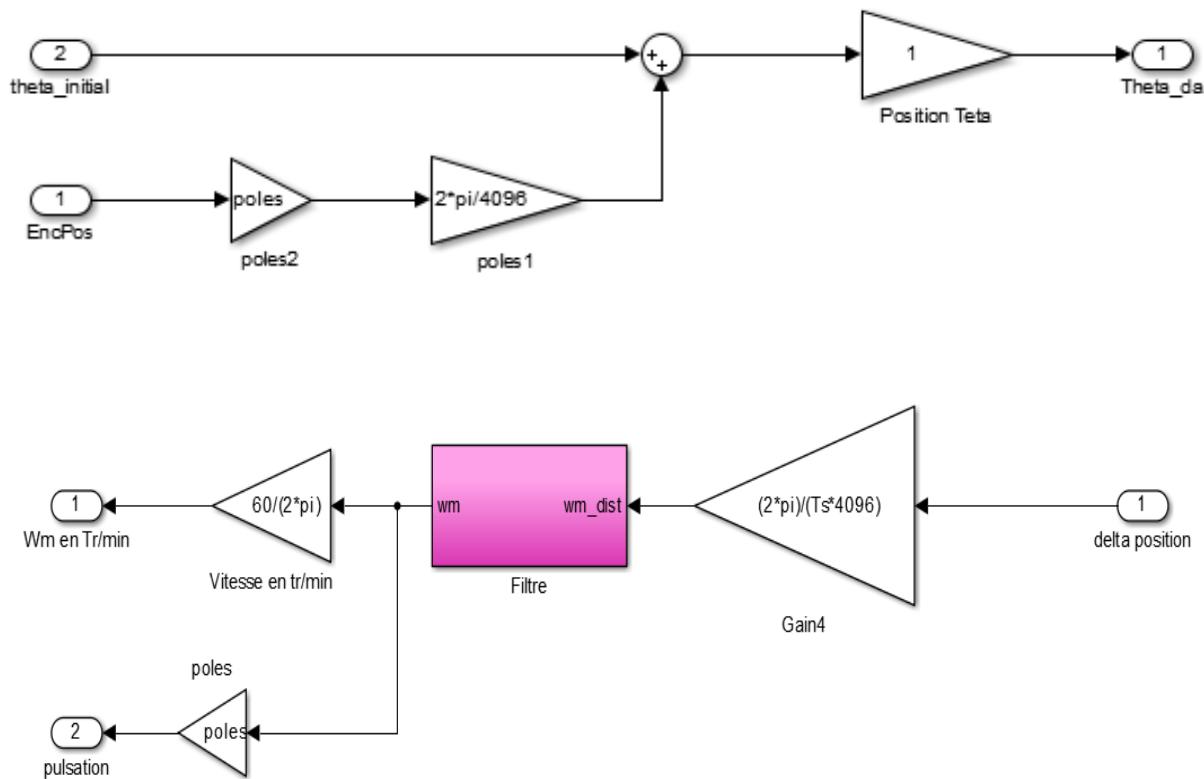


FIGURE 65 – BLOC D’ADAPTATION DE L’ENCODEUR INCRÉMENTAL

La bibliothèque "MASTER PPC" est requise pour traiter les signaux provenant de l'encodeur connecté à la carte. Les blocs suivants doivent être utilisés pour cela :

- Configuration de l'encodeur maître : DS1104ENC\_SETUP
- Index : DS1104ENC\_HW\_INDEX\_C1/2
- Position/variation de position de l'encodeur : DS1104ENC\_POS\_C1/2

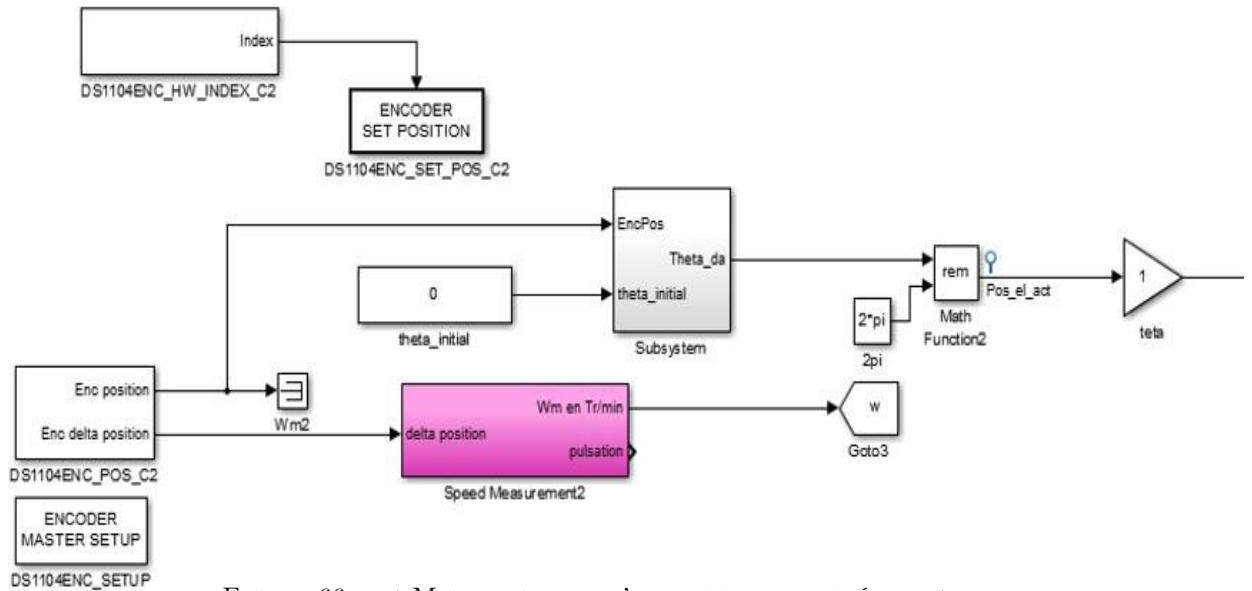


FIGURE 66 – LA MISE EN ŒUVRE D’UN ENCODEUR INCRÉMENTAL

### 6.2.5.2 Mesure de la position électrique initial $\theta$ du moteur

La calibration du capteur de position donne en réalité la valeur d'une position  $\theta$  non corrigée, correspondant au zéro électrique, selon lequel la position correspondant au zéro électrique de la machine est celle du passage par zéro de la force électromotrice d'une phase à vide du stator de la machine. Cependant, la véritable position électrique de la machine, c'est-à-dire la position du rotor par rapport aux bobinages du stator, est essentielle pour assurer le bon fonctionnement de la machine. Par conséquent, il est nécessaire de déterminer la valeur d'offset initiale du capteur de position  $\theta$  afin de réaliser la correction et fournir la véritable position électrique  $\theta$  du moteur.

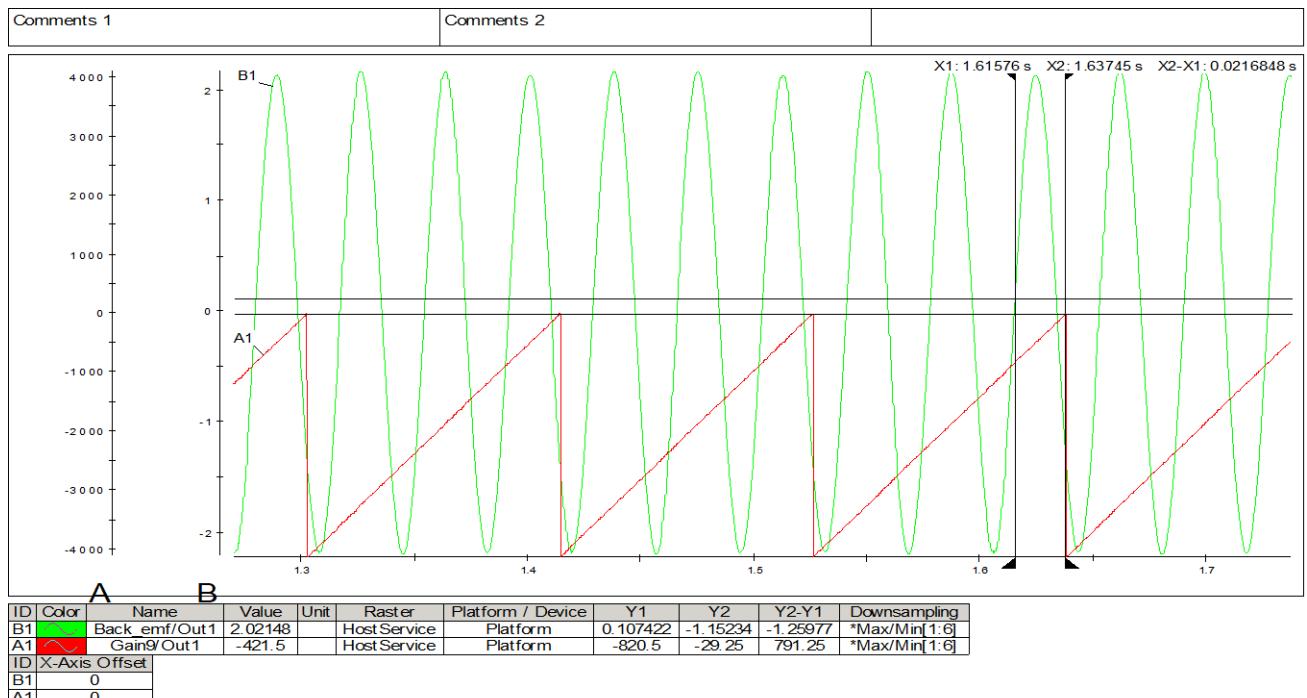
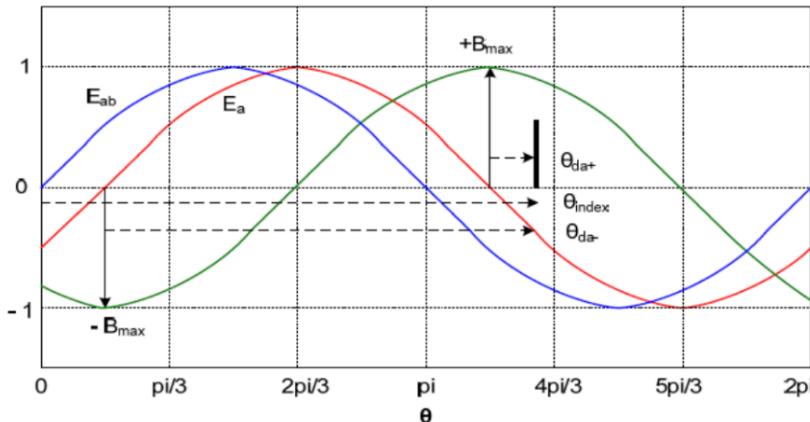


FIGURE 67 – LA FEM DU MOTEUR ET L’ANGLE DE POSITION ANGULAIRE À W=512,7TR/MIN

FIGURE 68 – DÉTERMINATION DE  $\theta_{in initial}$  LORSQUE LA MSAP A UNE VITESSE POSITIVE

Pour un sens de rotation positif, la valeur de  $\theta$  initial est donnée par  $\theta_{da+}$  (l'angle entre le pic positif de B et l'impulsion de l'index). Pour un sens de rotation négatif, elle est donnée par  $\theta_{da-}$  (l'angle entre le pic négatif de B et l'impulsion de l'index).

Le nombre de paires de pôles de la machine :  $P=3$ , et à  $w_m=512,7 \text{ tr/min}$  nous avons trouvés :  $\Delta X=0.02198445$ .

$$\theta_{index} = t_{o\setminus set} \times \text{paires de poles} \times w \quad (3. 32)$$

$$t_{o\setminus set} = \Delta X$$

$$\theta_{index} = 0.02198445 \times 3 \times 512.75 \times \frac{2\pi}{60} = 3,541$$

$$\begin{cases} \theta_{d_a^+} = \theta_{index} - \frac{7\pi}{6} = -0.15519143 \\ \theta_{d_a^-} = \theta_{index} - \frac{\pi}{6} = 3,01740122 \end{cases} \quad (3. 33)$$

$$\text{Alors} \quad \begin{cases} Theta_{initial} = \theta_{d_a^+} + \frac{\pi}{2} = 1,4156049 (\text{sens Positif}) \\ Theta_{initial} = \theta_{d_a^-} + \frac{\pi}{2} = 4,58819755 (\text{sens Négatif}) \end{cases} \quad (3. 34)$$

### 6.2.5.3 Schéma de la commande en boucle ouverte

La valeur de  $V_m$ , la valeur maximale souhaitée à la sortie du convertisseur, sera fixée. À partir de cette valeur, un signal MLI sera généré pour piloter les bras du convertisseur en tenant compte de la position angulaire de l'arbre. Pour valider cet angle  $\theta$ , le bloc de transformation de Park direct (biphasé) sera utilisé pour obtenir les valeurs de référence  $V_d$  et  $V_q$ . Ensuite, la transformation de Park inverse sera utilisée pour revenir à l'axe triphasé abc afin d'obtenir les valeurs de référence  $V_{abc}$ .

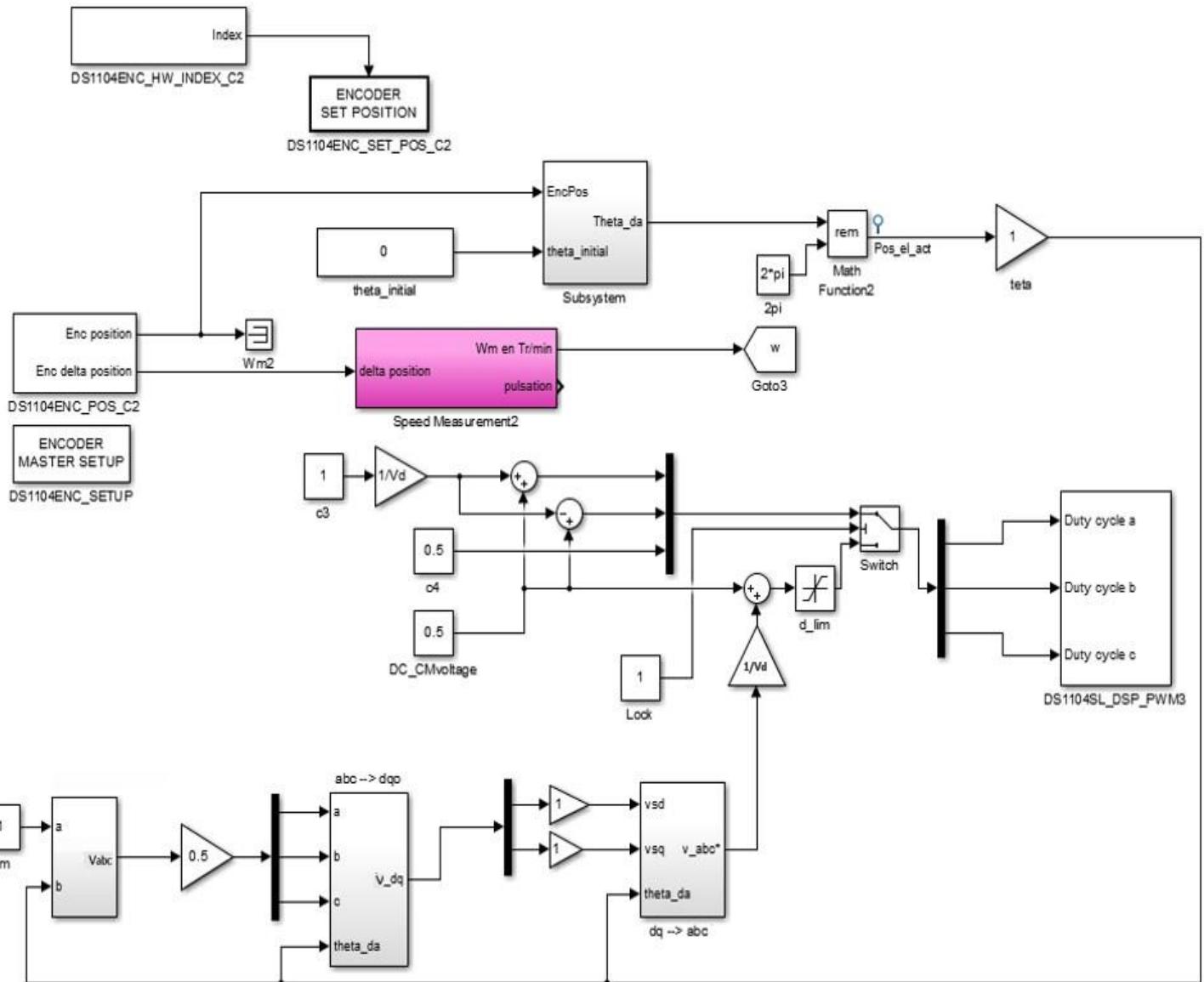


FIGURE 69 – SCHÉMA BLOC DE LA COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE

#### 6.2.5.4 Résultats

Lors du premier essai, la valeur de  $V_m$  a été fixée à 1, représentant la valeur maximale aux bornes du convertisseur. Les courants triphasés abc absorbés par la machine ont été visualisés. Par la suite, les tensions de référence ont été visualisées, lesquelles allaient être comparées à un signal triangulaire généré par le bloc DSP PWM3. De plus, la position de l'arbre,  $\text{t}\dot{\text{e}}\text{ta}$ , a été visualisée et a été variée entre 0 et  $2\pi$ . Ces différentes observations permettaient d'évaluer le comportement de la machine dans ces conditions spécifiques et d'analyser les variations des courants, des tensions de référence et de la position de l'arbre en fonction de ces paramètres.

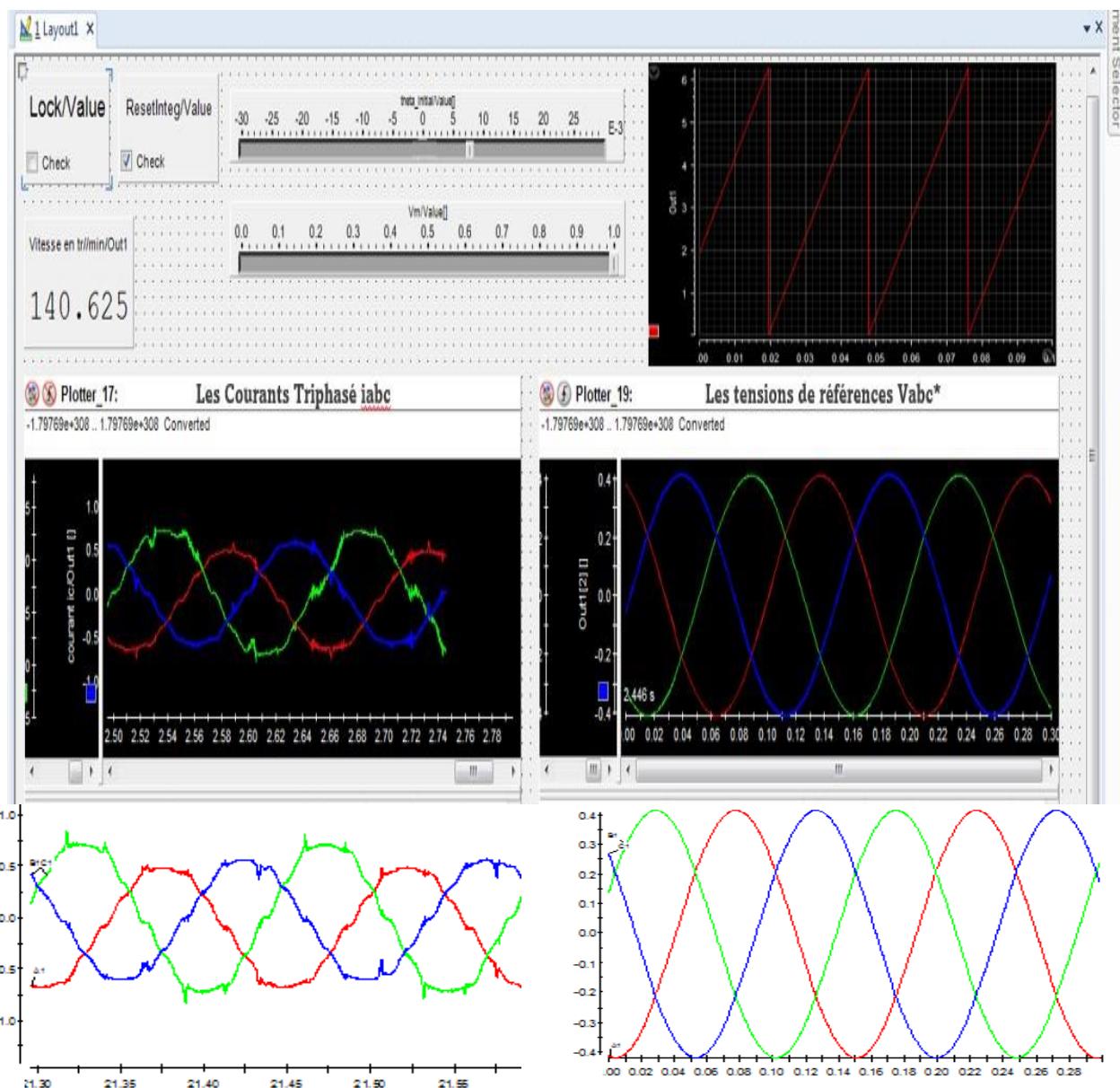


FIGURE 70 – RÉSULTATS DE LA COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE

La position angulaire de l'arbre, téta varie entre 0 et  $6,24$  ( $2\pi$ ).

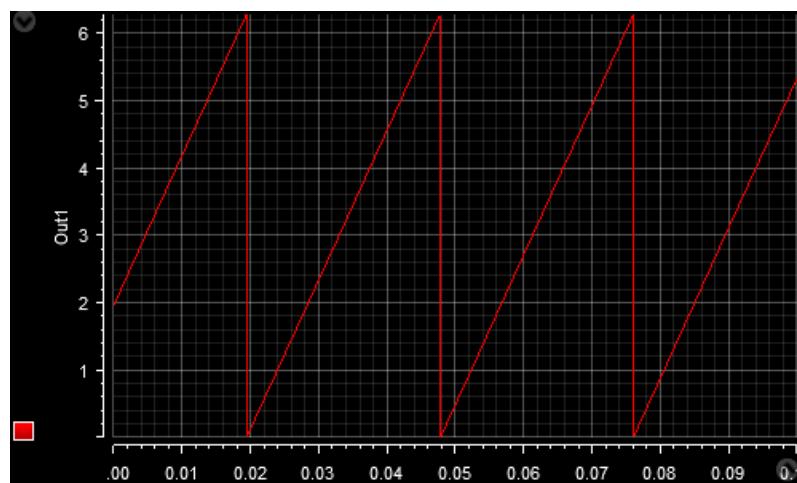


FIGURE 71 – LA POSITION ANGULAIRE DE L'ARBRE

Les tensions de référence  $V_{abc}^*$  seront comparées à un signal triangulaire généré par le bloc DSP PWM3 à une fréquence  $f_{mli}$  de 10 kHz. Les signaux de référence  $V_{abc}^*$  varient dans la plage de 0 à 1. Cette comparaison permettra de réguler les signaux MLI générés pour contrôler les bras du convertisseur en fonction des variations des tensions de référence. Les signaux de référence  $V_{abc}^*$  sont représentés dans la figure ci-dessous avant d'ajouter 0.5 :

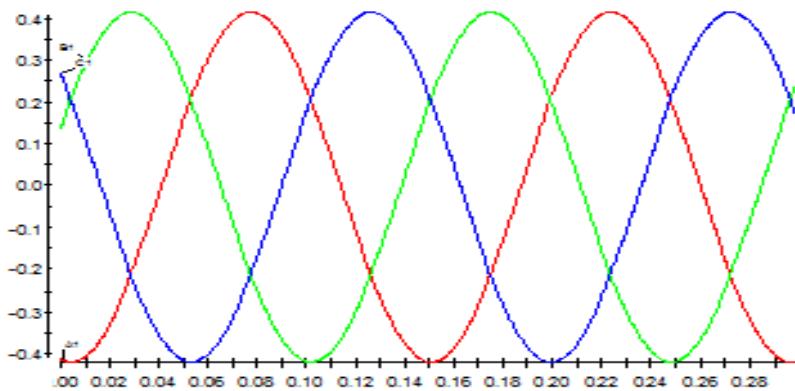
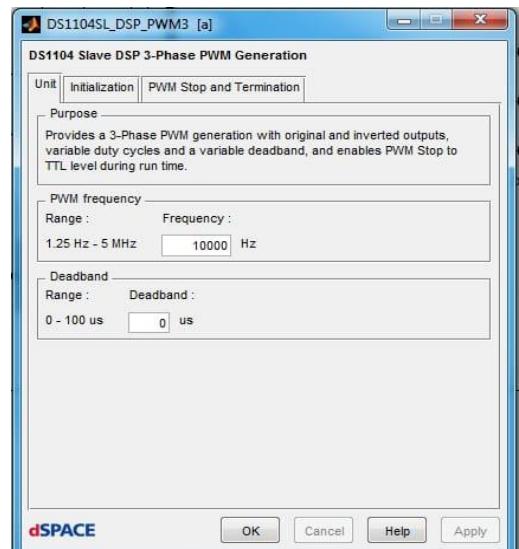
FIGURE 72 – LES TENSIONS DE RÉFÉRENCES  $V_{ABC}$ 

FIGURE 73 – Bloc DSP PWM3

La figure ci-dessous représente les signaux MLI générés par la carte dSpace1104, qui varient entre 0 et 5 volts :

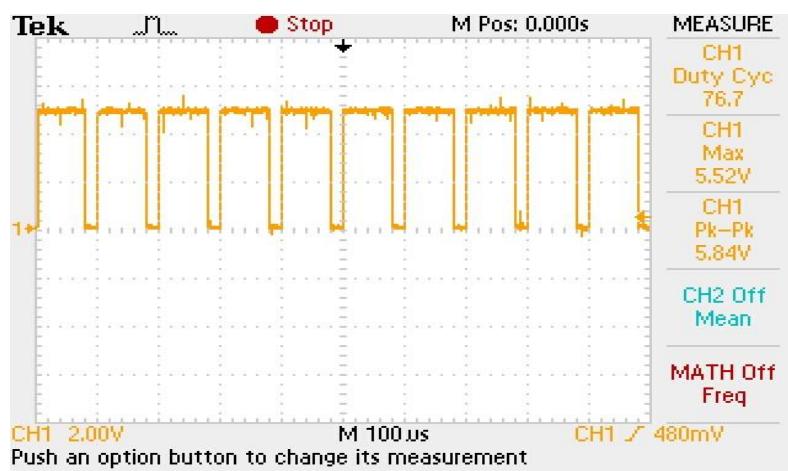


FIGURE 74 – LES SIGNAUX MLI GÉNÉRÉ PAR LA CARTE DSPACE

La figure 1.66 illustre les signaux MLI amplifiés par la carte d'interfaçage pour piloter les bras du convertisseur. Les signaux représentés dans cette figure varient dans une plage de tension allant de 0 à 15 volts :

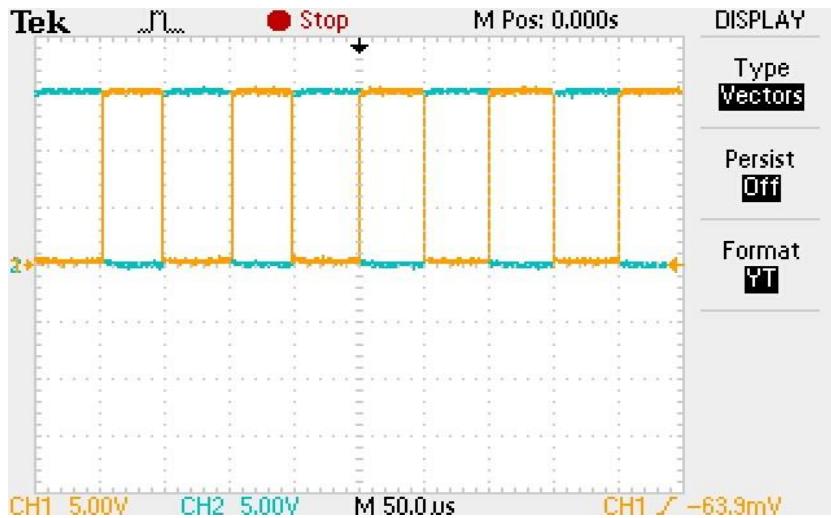


FIGURE 75 – LES SIGNAUX MLI AMPLIFIÉS PAR LA CARTE D'INTERFAÇAGE

La figure 1.67 représente la tension entre les phases aux bornes du convertisseur, qui varie dans une plage de  $-V_{dc}$  à  $V_{dc}$  :

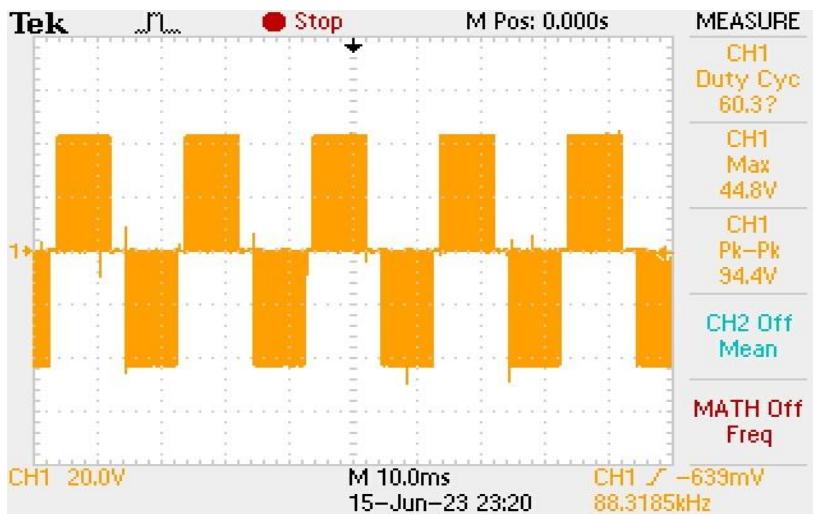


FIGURE 76 – LA TENSION ENTRE PHASE AUX BORNES DU CONVERTISSEUR

FIGURE 77 – LA TENSION D'ALIMENTATION  
DU CONVERTISSEUR

## 6.3 CONCLUSION

En conclusion, l'utilisation de la plateforme comprenant la carte Dspace, l'interface ControlDesk et le convertisseur Semikron s'est avérée essentielle pour nos expérimentations de commande en boucle ouverte de la machine synchrone à aimants permanents. Cette plateforme nous a offert la flexibilité, la précision en temps réel et l'intégration facile nécessaires pour mener nos essais avec succès.

# Conclusion Générale

Le présent rapport examine en détail la modélisation et la commande des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) dans différents domaines industriels. À travers les différents chapitres, nous explorons des aspects clés de ce sujet et proposons des solutions pour améliorer les performances des MSAP et faciliter leur mise en œuvre.

Dans ce rapport, nous abordons tout d'abord la constitution et la modélisation des MSAP. Nous utilisons l'outil MATLAB/Simulink pour effectuer des simulations permettant de visualiser l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques. Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques, en se basant principalement sur la transformation de Park. Les machines synchrones utilisées en vitesse variable doivent être autopilotées à l'aide d'un onduleur.

Nous étudions ensuite la commande vectorielle des MSAP associée à des régulateurs PI. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables, montrant les performances de la commande vectorielle : une perturbation rejetée en un temps très court, une réponse rapide et un dépassement négligeable. Cependant, l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine.

Nous proposons également une autre commande non linéaire, à savoir un régulateur de type Backstepping. Ce régulateur est basé sur une méthodologie récente faisant appel à la fonction de Lyapunov. La synthèse conduit à un contrôleur non linéaire globalement asymptotiquement stable. Nous réalisons également une carte d'interfaçage entre un convertisseur Semikron et une carte dSpace 1104. Cette réalisation pratique permet d'amplifier les signaux MLI, simplifiant ainsi la commande du MSAP et facilitant son intégration dans le système.

De plus, la validation expérimentale confirme la validité et l'applicabilité pratique de nos méthodes de commande. Elle permet également d'identifier les améliorations potentielles et les ajustements nécessaires pour une implémentation réussie des stratégies de commande proposées.

En conclusion, ce rapport contribue de manière significative à l'étude des MSAPs et à l'amélioration de leurs performances de commande. Les connaissances acquises dans ce domaine ouvrent la voie à de nouvelles possibilités dans des domaines tels que l'automatisation industrielle, la robotique et les systèmes de propulsion électrique.

# Bibliographie

- [1] Pr.Driss Yousfi " MODULATION DE LARGEUR D'IMPULTION - COMMANDE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS", Département Génie Electrique, UNIVERCITE CADI AYYAD ENSA de Marrakech.
- [2] Pr.Driss Yousfi "ATELIERS SUR LES CAPTEURS", Département Génie Electrique, UNIVERCITE CADI AYYAD ENSA de Marrakech,2007.
- [3] "DSP Based Electric Drives Laboratory", USER MANUAL, Department of Electrical and Computer Engineering University of Minnesota, August 1st, 2012
- [4] Andres Alejandro Valdez Fernandez."Reactive and harmonic compensation in power electronic"San Luis Potosí, S.L.P., septiembre de 2009.
- [5] R. Hachefaf « COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS », Mémoire de Master, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, Faculté de Technologie, Département d'Électronique, Année Universitaire2015-2016.
- [6] Andrés Alejandro Valdez Fernández « Controller for compensation of unbalance and harmonic distortion in an UPS inverter », INSTITUTO POTOSINO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y TECNOLÓGICA, A.C. San Luis Potosí, S.L.P., Agosto de 2005.
- [7] D. Potnuru, S. Ch, et al., "Design and implementation methodology for rapid control prototyping of closed loop speed control for bldc motor," Journal of Electrical Systems and Information Technology, vol. 5, no. 1, pp. 99–111, 2018.
- [8] A. Darkawi, "Initiation au systeme dspace, de l'interface rti dans simulink et de controldesk next generation 5.4 version 2.0," 2016.

# Annexe

The table below provides the pinout details:

	Incremental encoder (CA, MA, KA)	Heidenhain Sin/Cos encoders (EM, FM, EC, FC, EB, FB)	Resolver (AE, AR)	Sick Stegmann Sin/Cos encoders (TL, UL, RA, SA)
Pin	Function	Function	Function	Function
1	Thermistor	Thermistor	Excitation High	REF Cos
2	Thermistor	Thermistor	Excitation Low	+ Data
3		Screen (Optical encoder only)	Cos High	- Data
4	S1		Cos Low	+ Cos
5	S1 Inverse		Sin High	+ Sin
6	S2		Sin Low	REF Sin
7	S2 Inverse		Thermistor	Thermistor
8	S3	+ Clock	Thermistor	Thermistor
9	S3 Inverse	- Clock		Screen
10	Channel A	+ Cos		0 Volts
11	Index	+ Data		-
12	Index Inverse	- Data		+ V
13	Channel A Inverse	- Cos		
14	Channel B	+ Sin		
15	Channel B Inverse	- Sin		
16	+ V	+ V		
17	0 Volts	0 Volts		
Body	Screen	Screen		Screen

FIGURE A– DATASHEET DES PINS DE L’ENCODEUR

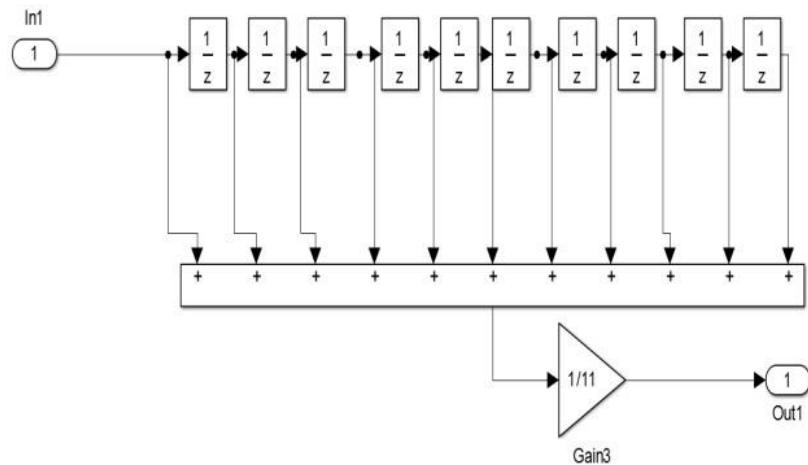


FIGURE B– FILTRE DE LA VITESSE

Pour la régulation de courant et de vitesse,  $tr_i = \frac{tr_\Omega}{10} = 0,03s$  , donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} tr_i = 3 \frac{R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{ii} = 3 \frac{R_s}{tr_i} = 150 \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \rightarrow K_{pi} = 3 \frac{L_q}{tr} = 1,108 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} tr_\Omega = 3 \frac{f}{K_{i\Omega}} \rightarrow K_{i\Omega} = 3 \frac{f}{tr_\Omega} = 0,0328 \\ \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f} \rightarrow K_{p\Omega} = 3 \frac{J}{tr_\Omega} = 0,138 \end{array} \right.$$