République Algérienne Démocratique et Populaire
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
UNIVERSITÉ YAHIA FARES DE MEDEA
جامعة يحيى فارس المدية
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
كلية التكنولوجيا
DÉPARTEMENT DU GÉNIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme Master en Électrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Thème

Étude et implémentation expérimentale d'une commande DTC d'une machine Asynchrone

Présentée par :
M. Hamza Youcef
M. Menasri Mansour

Encadré par :
Dr. Boulkhrachef Salah
Pr. Moualdia Abdelhafidh

Promotion : 2024/2025

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À Ma chère mère,

À Mon cher père,

À Mes frères et sœurs,

À Toute ma famille,

À Mes amis et camarades de promotion.

Menasri Mansour

Dédicace

Je dédie l'aboutissement de ce travail :

À ma chère famille,
Petits et grands,
Dont le soutien constant a été mon pilier
Dans les moments de doute et de fatigue.

À mes enseignants, mentors et amis,
Qui ont cru en moi
Et m'ont encouragé à persévérer
Jusqu'à la réalisation de ce parcours.

Hamza Youcef

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Allah, le Tout-Puissant, de nous avoir accordé le courage, la force et la patience nécessaires pour mener ce travail à son terme.

Nous exprimons notre sincère gratitude à notre promoteur, **Dr. BOULKHRACHEF Salah**, pour son accompagnement précieux, ses conseils avisés et sa disponibilité tout au long de ce travail. Son expertise et ses orientations ont été déterminantes pour la réussite de ce projet.

Nous remercions chaleureusement notre co-promoteur, le **Pr. MOUALDIA Abdelhafidh**, pour sa précieuse assistance et l'expertise qu'il a apportée à la partie expérimental.

Nos vifs remerciements vont également à l'ensemble des enseignants du département **Électrotechnique** pour leurs enseignements et leur soutien tout au long de notre parcours académique.

Nous remercions aussi les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant d'évaluer ce travail.

Un remerciement particulier à nos familles et à nos amis pour leur soutien indéfectible, leurs encouragements et leur patience tout au long de cette période exigeante.

Enfin, nous exprimons notre reconnaissance à toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.

ملخص

تتناول هذه االمذكرة تحسين أداء التحكم في الآلات غير التزامنية ثلاثية الطور. وهي تُقدم مقارنة بين التحكم المباشر في العزم (DTC) التقليدي باستخدام منظم PI، واستراتيجية متقدمة تعتمد على التحكم المباشر في العزم بالتعقب الرجعي (DTC-Backstepping). بالاعتماد على تقنية التحكم المباشر في العزم، تم نمذجة الآلة، ومحاكاة الأداء باستخدام برنامج MATLAB/Simulink، والتحقق تجريبيًا من النتائج لتقييم أداء كل من الطريقتين من حيث تنظيم السرعة، والاستجابة الديناميكية، والقدرة على مقاومة الاضطرابات. أظهرت النتائج تحسنًا ملحوظًا عند استخدام نظام التحكم المباشر في العزم بالتعقب الرجعي.

كلمات مفتاحية :

التحكم المباشر في العزم، منظم PI، التحكم المباشر في العزم بالتعقب الرجعي، الآلة غير التزامنية ثلاثية الطور، الاختبار التجريبي، تنظيم السرعة.

Résumé

Ce mémoire traite de l'amélioration des performances de la commande des machines asynchrones triphasées. Il présente une comparaison entre la commande directe du couple (DTC) classique à régulateur PI et une stratégie avancée basée sur la commande DTC-Backstepping. En s'appuyant sur la technique du contrôle direct du couple, la modélisation de la machine, la simulation sous MATLAB/Simulink et les validations expérimentales ont permis d'évaluer les performances des deux approches en termes de régulation de la vitesse, de dynamique et de robustesse face aux perturbations. Les résultats montrent une nette amélioration avec la commande DTC-Backstepping.

Mots clés : commande DTC, régulateur PI, commande DTC-Backstepping, machine asynchrone triphasée, expérimentation, régulation de la vitesse.

Abstract

This memory addresses the improvement of control performance in three-phase induction machines. It presents a comparison between classical Direct Torque Control (DTC) with PI regulator and an advanced strategy based on DTC-Backstepping control. Based on the direct torque control technique, the machine modeling, simulation using MATLAB/Simulink, and experimental validations were conducted to evaluate both approaches in terms of speed regulation, dynamic behavior, and robustness against disturbances. The results show a significant improvement with the DTC-Backstepping strategy.

Keywords : DTC control, PI controller, DTC-Backstepping control, three-phase asynchronous machine, experimentation, speed regulation.

Table des matières

Introduction générale **1**

1 Modélisation de la machine asynchrone **4**

1.1 Introduction 5

1.2 Généralités sur les machines asynchrones 5

1.2.1 Principe de fonctionnement 5

1.2.2 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone 6

1.2.3 Hypothèses simplificatrices 7

1.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée 7

1.3.1 Présentation de la machine 8

1.3.2 Modèle triphasé de la machine 9

1.3.2.1 Convention 9

1.3.2.2 Équations électriques et magnétique de la machine asynchrone 9

1.3.2.3 Équation mécanique 10

1.3.3 Transformation de PARK 11

1.3.4 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de PARK . . 12

1.3.4.1 Équations des tensions 12

1.3.4.2 Équations des flux 13

1.3.5 Choix du référentiel 13

1.3.5.1 Référentiel lié au rotor 13

1.3.5.2 Référentiel lié au champ tournant 14

1.3.5.3 Référentiel lié au stator 15

1.3.5.3.1 Mise en équation d'état 15

1.3.6 Transformation de Concordia 16

1.3.7 Simulation du modèle de la machine asynchrone 17

1.3.7.1 Interprétation des résultats de simulation 20

1.4 Modélisation de l'alimentation de la MAS 21

1.4.1 Système d'Alimentation de la MAS 21

1.4.2 Modélisation du Redresseur Triphasé Double Alternance à Diodes . 22

1.4.3 Modélisation du Filtre Passe Bas 23
1.4.4 Modélisation de l'onduleur 25
1.4.4.1 Description de l'onduleur 25
1.4.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension 25
1.4.5 Stratégies de commande de l'onduleur de tension a deux niveaux . . 27
1.4.5.1 Structures de MLI 27
1.4.5.2 Commande par modulation triangulaire-sinusoïdal 28
1.5 Simulation de la machine asynchrone avec son alimentation 29
1.5.1 Résultat de Simulation 29
1.6 Conclusion 32

2 Commande DTC de la machine asynchrone 33
2.1 Introduction 34
2.2 Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple 34
2.3 Principes généraux de la commande directe du couple 35
2.4 Stratégie de commande directe de couple et de flux 36
2.5 Contrôle du vecteur de flux statorique 37
2.5.1 Choix du repère de travail 37
2.5.2 Contrôle du vecteur de flux statorique 38
2.5.3 Contrôle du couple électromagnétique 40
2.6 Estimation du flux et du couple 40
2.6.1 Correction du flux à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux 41
2.6.2 Correction du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux 42
2.7 Régulateur de la vitesse 43
2.7.1 Méthode d'imposition des pôles 44
2.7.1.1 Équation mécanique de la machine asynchrone 44
2.7.1.2 Fonction de transfert en boucle ouverte 44
2.7.1.3 Fonction de transfert en boucle fermée 45
2.7.1.4 Imposition des pôles 45
2.8 Application de la commande sur une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux 45
2.8.1 Vecteur de tension de la machine 46
2.8.2 Espace vectoriel de tension 46
2.9 Effets des vecteurs de tension sur le flux et le couple 47
2.9.1 Impact sur l'amplitude du flux 47
2.9.2 Impact sur le couple électromagnétique 47
2.9.3 Vecteurs nuls 47

2.9.4 Analyse générale 47
2.10 Élaboration de table de commutation 48
2.11 Résultats de simulation 49
2.11.1 Interprétation des résultats 53
2.12 Conclusion 53

3 Commande DTC-Backstepping de la machine asynchrone 55
3.1 Introduction 56
3.2 Commande Backstepping 56
3.2.1 Principe 56
3.2.2 Méthodes de Lyapunov 57
3.2.2.1 La Première méthode de Lyapunov 57
3.2.2.2 La Deuxième méthode de Lyapunov 57
3.2.3 Application de la commande DTC-Backstepping sur une machine asynchrone 57
3.2.4 Algorithme de la commande 58
3.3 Résultats de simulation 60
3.4 Conclusion 63

4 Implémentation des commandes DTC-PI et DTC-Backstepping d'une MAS 64
4.1 Introduction 65
4.2 Présentation du banc d'essai 65
4.2.1 Partie de puissance 66
4.2.2 Chaîne d'acquisition 68
4.2.3 Partie de commande 69
4.3 Résultats expérimentaux de la commande DTC-PI 72
4.4 Résultats expérimentaux obtenus avec la commande DTC-Backstepping . . 75
4.5 Interprétation des Résultats des Commandes DTC-PI et DTC-Backstepping 77
4.6 Conclusion 78

Conclusion générale 79

Table des figures

1.1 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MAS dans le plan triphasé 8
1.2 Systèmes d'axes diphasés (d, q) [6] 11
1.3 Simulation du démarrage sous pleine tension a vide 18
1.4 Simulation du démarrage sous pleine tension en charge ($C_r = 10N.m$) . . . 19
1.5 Schéma global d'une MAS avec son alimentation 22
1.6 Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes [15] . . . 22
1.7 Représentation de la tension redressée 23
1.8 Représentation d'un filtre passe bas 23
1.9 Représentation d'un onduleur à deux niveaux avec sa charge 25
1.10 Principe de la MLI triangulaire-sinusoïdal 29
1.11 Réponses a vide de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension ($m = 36, r = 0.8$) 30
1.12 Réponses en charge de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension ($m = 36, r = 0.8$) 31

2.1 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MAS 36
2.2 Algorithme de la commande DTC 37
2.3 Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) [26] 39
2.4 Rotation du vecteur de flux statorique par la sélection de vecteurs de tension – vecteurs de tension possibles 39
2.5 Comparateur à hystérésis pour le contrôle de flux statorique [31] 42
2.6 Contrôleur de couple 43
2.7 Algorithme de commutation 43
2.8 Régulation de vitesse 44
2.9 Schéma de l'onduleur de tension à deux niveaux 46
2.10 Effets des vecteurs de tension sur le flux et le couple [4] 48
2.11 Réponse du système pour deux valeurs de consignes de vitesse 50
2.11 Réponse du système pour deux valeurs de consignes de vitesse (suite) . . . 51
2.12 Réponse du système pour différentes valeurs de consigne de vitesse 52

3.1 Structure générale de la commande Backstepping de la machine asynchrone 58
3.2 Schéma de la loi de commande Backstepping 59
3.3 Réponse du système 61
3.3 Réponse du système (suite) 62

4.1 Banc d'essai 66
4.2 montage expérimental d'un onduleur de tension 67
4.3 Photo du Capteur de courant 68
4.4 Dispositifs d'amplification des signaux de commande 69
4.5 La carte de commande dSPACE 1103 70
4.6 Interface visuelle pour l'affichage des données 71
4.7 Réponse dynamique du système en temps réel 72
4.7 Réponse dynamique du système en temps réel (suite) 73
4.8 Réponse dynamique du système en temps réel pour différentes valeurs de consigne de vitesse 74
4.9 Réponse dynamique du système en temps réel 75
4.9 Réponse dynamique du système en temps réel (suite) 76

Liste des tableaux

2.1 Variation du flux et du couple selon les vecteurs de tension appliqués . . . 48
2.2 Table de commutation pour la commande DTC 49

Liste des notations et abréviations

Ω_s	Vitesse de synchronisme
Ω_r	Vitesse de rotation
g	Le glissement
f_s	Fréquence d'alimentation
p	Nombre de paires de pôles
A_s, B_s, C_s	Les trois phases statoriques
a_r, b_r, c_r	Les trois phases rotoriques
ω	Vitesse angulaire électrique
ω_s	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au stator
ω_r	Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor
θ_p	Angle électrique stator/référentiel (d, q)
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tensions statoriques dans les phases A, B, C
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	Courants statoriques dans les phases a, b, c
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	Courants rotoriques dans les phases a, b, c
φ_A, φ_B, φ_C	Flux statoriques dans les phases A, B, C
φ_a, φ_b, φ_c	Flux rotoriques dans les phases A, B, C
l_s, l_r	Les inductances propres par phase du stator et du rotor
C_{em}	Couple électromagnétique
J	Moment d'inertie
C_r	Couple résistant
K_f	Coefficient de frottements visqueux
V_{ds}, V_{qs}	Tensions statoriques dans le repère (d, q)
I_{ds}, I_{qs}	Courants statoriques dans le repère (d, q)
φ_{ds}, φ_{qs}	Flux statoriques dans le repère (d, q)
$[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$	Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique
$[M_{sr}]$	La matrice des inductances mutuelles (stator – rotor)
R_s	résistance statorique
R_r	résistance rotorique
L_s	Inductance statorique
L_r	Inductance rotorique

M	inductance mutuelle entre les deux phases (stator / rotor)
σ	coefficient de dispersion
$V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$	Tensions statoriques dans le repère (α, β)
$I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$	Courants statoriques dans le repère (α, β)
d, q	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant
α, β	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator
K_p, K_i	Gains proportionnel et intégral du régulateur
S_a, S_b, S_c	Séquence de commande du convertisseur à MLI
T_e	Période d'échantillonnage
`cflx`	Commande du flux
`ccpl`	Commande du couple
DTC	Direct Torque Control
PWM	Pulse Width Modulation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
PI	régulateur Proportionnel-Intégral
MAS	Machine Asynchrone
GTO	Gate Turn-Off thyristor
MIMO	Multi-Input Multi-Output
CLF	Control Lyapunov Function
DC	Direct Current
DAC	Digital-to-Analog Converter
RTI	Real-Time Interface

Introduction générale

La machine asynchrone triphasée, également appelée machine à induction, occupe une place prépondérante dans le paysage industriel moderne en raison de sa robustesse, sa simplicité de construction et son faible coût d'entretien [1]. Depuis son invention par Nikola Tesla à la fin du 19 ème siècle, elle a été largement adoptée dans diverses applications, allant des entraînements industriels aux systèmes de traction électrique. Son fonctionnement repose sur le principe du champ magnétique tournant, généré par un système de courants polyphasés, qui induit des courants dans le rotor, produisant ainsi un couple mécanique. Cependant, malgré ses nombreux avantages, la machine asynchrone présente des défis de contrôle en raison de sa dynamique non linéaire et de son couplage entre les grandeurs électriques et mécaniques.

Le contrôle des machines asynchrones a fait l'objet de nombreuses recherches afin d'améliorer leurs performances dynamiques et énergétiques. Parmi les méthodes de commande développées, la commande vectorielle et la commande directe du couple (DTC – Direct Torque Control) sont les plus répandues. La DTC, introduite dans les années 1980, se distingue par son approche simplifiée et sa réponse dynamique rapide. Contrairement à la commande vectorielle, qui nécessite une transformation de coordonnées et une modulation de largeur d'impulsion (PWM), la DTC contrôle directement le couple et le flux statorique à l'aide de comparateurs à hystérésis et d'une table de commutation, éliminant ainsi les besoins en capteurs de position et en régulateurs complexes.

La commande DTC repose sur l'estimation en temps réel du flux statorique et du couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques. Cette méthode permet une régulation robuste et performante, mais elle peut présenter des limitations, notamment des ondulations de couple et de flux. Pour pallier ces inconvénients, des techniques avancées telles que la commande DTC-Backstepping ont été proposées. Cette approche, basée sur la théorie de Lyapunov, offre une meilleure stabilité et une réponse dynamique optimisée en tenant compte de la non-linéarité du système.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres, chacun abordant un aspect spécifique de la modélisation et de la commande de la machine asynchrone.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation mathématique de la machine asynchrone. Il commence par établir les équations électriques et mécaniques dans un référentiel triphasé, puis applique la transformation de Park pour obtenir un modèle diphasé simplifié dans un repère tournant (d-q). Une simulation du comportement de la machine, alimentée directement par le réseau puis par un onduleur à MLI, est présentée pour valider le modèle.

Le deuxième chapitre traite de la commande DTC classique. Après une présentation de ses principes fondamentaux, il détaille la stratégie de contrôle du flux et du couple à l'aide de comparateurs à hystérésis, ainsi que la table de commutation utilisée pour

piloter l'onduleur. Les résultats de simulation permettent d'apprécier les performances de cette méthode en termes de rapidité et de précision, tout en mettant en lumière certaines limitations, notamment les ondulations importantes du couple.

Le troisième chapitre introduit la commande DTC-Backstepping, une approche non linéaire basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov. Après avoir exposé les fondements théoriques du Backstepping, ce chapitre présente son application à la commande DTC, avec la synthèse d'une loi de commande récursive permettant d'améliorer la régulation de la vitesse et du couple. accompagnée d'une analyse des résultats de simulation.

Enfin, le quatrième chapitre présente l'implémentation expérimentale des commandes DTC-PI et DTC-Backstepping sur un banc d'essai réel. La description du banc, comprenant la machine asynchrone, l'onduleur, les capteurs et la carte dSPACE, est suivie d'une analyse comparative des résultats pratiques. Une analyse comparative des résultats expérimentaux y est proposée, mettant en évidence les différences de performances entre les deux stratégies de commande, notamment en termes de dynamique, de précision et de stabilité.

À travers cette étude, nous visons à démontrer l'efficacité des stratégies de commande avancées pour améliorer les performances des machines asynchrones, tout en mettant en lumière leurs avantages et limites respectives. Les résultats obtenus, tant en simulation qu'en expérimentation, ouvrent des perspectives prometteuses pour des applications industrielles exigeantes en termes de précision, de robustesse et de fiabilité.

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction

La machine asynchrone est largement appréciée des industriels depuis sa création à la fin du 19 ème siècle par N.Tesla, en raison de sa simplicité de fabrication et d'entretien. Cette invention repose sur la découverte des champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [2].

Le fonctionnement de la machine asynchrone, également appelée machine à induction, repose sur l'utilisation d'un champ tournant sinusoïdal. La modélisation de cette machine est souvent considérée comme la première étape de l'automatique moderne, car elle permet de déterminer le modèle du procédé qui sera utilisé pour prédire son comportement future [3].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation de la machine asynchrone en deux grandes étapes. Dans un premier temps, nous présentons la modélisation classique de la machine asynchrone dans un repère triphasé, puis nous passons à la transformation de PARK afin d'exprimer les équations d'état statoriques et rotoriques dans un repère biphasé dq lié au champ tournant. Cette première phase comprend également la simulation de la machine asynchrone seule, sans alimentation par onduleur.
Dans un second temps, nous abordons la modélisation d'un onduleur à deux niveaux permettant d'alimenter la machine à fréquence variable à l'aide d'une commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) de type triangulaire. Nous intégrons ensuite ce modèle d'onduleur à la simulation de la machine asynchrone, afin d'observer son comportement sous cette alimentation. Enfin, une interprétation détaillée des résultats obtenus est présentée pour mieux comprendre l'impact de l'onduleur sur le fonctionnement global de la machine.

1.2 Généralités sur les machines asynchrones

1.2.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose entièrement sur les lois de l'induction [4] :

- La machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de synchronisme Ω_s du champ tournant est liée à la fréquence f_s de la tension triphasée d'alimentation :

$$\eta_s(tr/min) = 60.\frac{f_s}{p} \tag{1.1}$$

p : le nombre de paires de pôles de la machine.

Selon la loi de Lenz, les courants rotoriques s'opposent à leur cause c'est à dire au déplacement du champ par rapport au rotor. Le système des forces va entraîner le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse $\Omega_s(\Omega_s = \frac{\omega_s}{P})$, cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces et le rotor tourne à une vitesse inférieure à $\Omega_r(\Omega_r = \frac{\omega_r}{P})$: la machine est dite asynchrone. De ce fait, Selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s, la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r, de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart $(\Omega_s - \Omega_r)$ [3].

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement "g" définit par :

$$g = 60.\frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \tag{1.2}$$

En régime nominal de fonctionnement en mode moteur, le glissement de la machine, exprimé en pourcentage, reste faible, de l'ordre de quelques unités. Lorsque la charge mécanique augmente, le glissement s'accentue, entraînant une élévation des pertes par effet Joule dans les enroulements statoriques et rotoriques.

1.2.2 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie ; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique. Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas les organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor) [5].

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement ne dépasse pas en général quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent [4].

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose généralement pas de difficulté pour les machines de faible puissance. En revanche, pour les moteurs de grande puissance, il est nécessaire d'effectuer un démarrage sous tension réduite afin de limiter l'appel de courant, qui pourrait sinon devenir excessif.

Dans le moteur asynchrone les courants statoriques génèrent à la fois le flux et le couple, le découplage naturel ne peut pas être réalisé. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous

amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier) [2].

1.2.3 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone triphasée idéalisée sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices [5].

- L'entrefer est constant.
- L'effet des encoches est négligé.
- La distribution des forces magnétomotrices d'entrefer est spatiale sinusoïdale.
- Les pertes ferromagnétiques sont négligées.
- Le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité constante.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductions propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons le commander, La machine asynchrone n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau $\cdots$ etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

La machine asynchrone est modélisée par un système de six équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

Le modèle de PARK permet d'apporter certaines simplifications. Un choix judicieux

du repère de PARK permet d'obtenir un modèle de la machine asynchrone proche de la machine à courant continu. Le courant direct règle le flux et le courant en quadrature règle le couple électromagnétique [6].

1.3.1 Présentation de la machine

Une machine asynchrone à cage est constituée de 2 parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées 3 enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique décochage dû à la forte variation de réluctance qui perturbe le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique qui peut sortir ou non de chaque côté [7].

Une vue intérieure d'un MAS triphasé est présentée par la **Figure 1.1**.

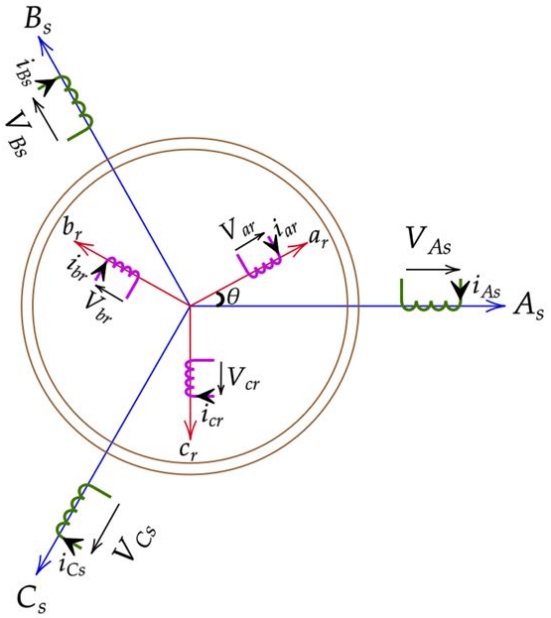


Figure 1.1 – Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la MAS dans le plan triphasé

Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, notre machine est à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de 3 bobines identiques (A_s, B_s et C_s).régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques. Le rotor sera considéré comme équivalent à 3 bobines identiques (a_r, b_r et c_r) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians électriques **(Figure 1.1)** [8][9].

1.3.2 Modèle triphasé de la machine

1.3.2.1 Convention

Les trois phases statoriques A_s, B_s, C_s et rotoriques a_r, b_r, c_r sont représentées dans la figure précédente **(Figure 1.1)**.

Avec :

$$\omega = p.\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad ; \quad \theta_r = \theta_p - \theta$$

θ_p : Angle électrique stator/référentiel (d, q).

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au stator.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.

1.3.2.2 Équations électriques et magnétique de la machine asynchrone

Dans le cadre des conditions citées ci-dessus, les tensions statoriques et rotoriques de la machine asynchrone sont données par [6] :

- Au stator : $$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \tag{1.3}$$

- Au rotor : $$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \tag{1.4}$$

Les flux sont donnés par :

- Au stator : $$[\varphi_s] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{I}_r] \tag{1.5}$$

- Au rotor : $$[\varphi_r] = [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{I}_r] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{I}_s] \tag{1.6}$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad ; \quad [V_r] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_s] = \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} \quad ; \quad [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad ; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Tel que :

φ_s : vecteur flux statorique.

V_s : vecteur tension statorique appliqué aux trois phases.

I_s : vecteur courant statorique traversant les enroulements statoriques.

La matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{1.7}$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

Tel que :

L_{ss} : inductance propre des phases statoriques.

L_{rr} : inductance propre des phases rotoriques.

M_{sr} : inductance mutuelle entre les deux phases (stator / rotor).

En remplaçant **l'équation (1.5)** dans **(1.3)** et **l'équation (1.6)** dans **(1.4)** , on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt}\{[\mathbf{L_{ss}}][\mathbf{I}_s]\} + \frac{d}{dt}\{[\mathbf{M_{sr}}][\mathbf{I}_r]\} \\ [\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt}\{[\mathbf{L_{rr}}][\mathbf{I}_r]\} + \frac{d}{dt}\{[\mathbf{M_{rs}}][\mathbf{I}_s]\} \end{cases} \tag{1.8}$$

Ce sont les équations de fonctionnement de la machine asynchrone.

1.3.2.3 Équation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$[\mathbf{C}_{em}] = p[\mathbf{I}_s]^t + \frac{d}{d\theta}[\mathbf{M_{sr}}][\mathbf{I}_r] \tag{1.9}$$

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f.\Omega \tag{1.10}$$

Tel que :

J : moment d'inertie du moteur asynchrone.

K_f : coefficient de frottement visqueux.

C_r : couple résistant.

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de (angle de rotation électrique de la machine). L'application d'une transformation dite de PARK nous permet la réduction d'un tel système [10].

1.3.3 Transformation de PARK

Afin d'aboutir à un modèle mathématique plus simple que le modèle réel du système, nous utiliserons des transformations orthogonales. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de PARK [11]. La (**Figure 1.2**) représente clairement cette transformation des axes réels « A, B, C » aux axes « d et q ».

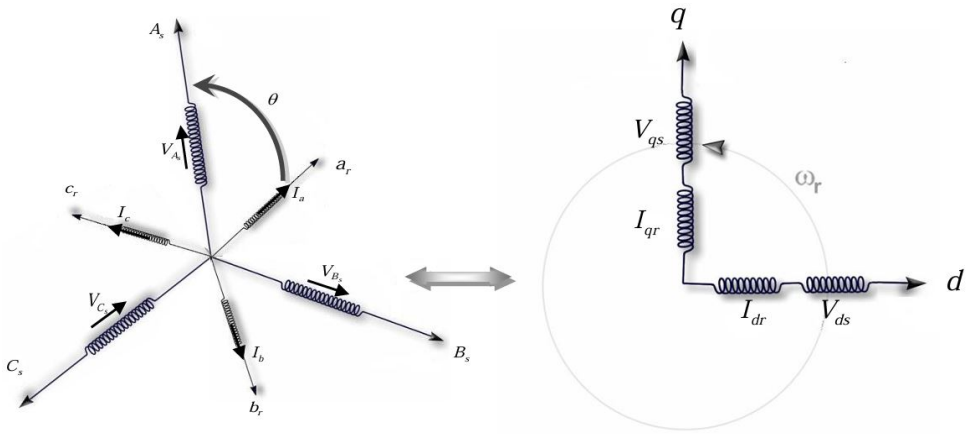


Figure 1.2 – Systèmes d'axes diphasés (d, q) [6]

Cette transformation est définie par sa matrice $[P(\theta)]$ telle que :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

La matrice de PARK écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères. De ce fait, la conservation de la puissance pour ce changement de repère est vérifiée. L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.12}$$

Remarque :

Le long de cette modélisation, cette transformation modifiée sera utilisée afin de conserver l'équivalence énergétique.

$$[X_d, X_q, X_0]^t = [P(\theta)][X_A, X_B, X_C]^t$$

X : Peut être la tension, le courant ou le flux.

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [I_{dq}] = [P(\theta)][I_s] \\ [V_{dq}] = [P(\theta)][V_s] \\ [\varphi_{dq}] = [P(\theta)][\varphi_s] \end{cases} \tag{1.13}$$

1.3.4 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de PARK

1.3.4.1 Équations des tensions

En appliquant la transformation de PARK aux **équations (1.3)** et **(1.4)** à **(1.13)**, nous obtenons le système d'équations suivant [12] :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ds} = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_p \varphi_{qs} \\ \mathbf{V}_{qs} = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_p \varphi_{ds} \end{cases} \tag{1.14}$$

$$\begin{cases} 0 = \mathbf{R}_r\mathbf{I}_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_p - \omega)\varphi_{qr} \\ \\ 0 = \mathbf{R}_r\mathbf{I}_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - (\omega_p - \omega)\varphi_{dr} \end{cases} \tag{1.15}$$

Avec :

$$\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt} \quad ; \quad \omega = \frac{d\theta}{dt}$$

1.3.4.2 Équations des flux

Les relations entre les flux et les courants sont données par [12] :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = \mathbf{L}_s\mathbf{I}_{ds} + \mathbf{M}\mathbf{I}_{dr} \\ \\ \varphi_{qs} = \mathbf{L}_s\mathbf{I}_{qs} + \mathbf{M}\mathbf{I}_{qr} \end{cases} \tag{1.16}$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \mathbf{L}_r\mathbf{I}_{dr} + \mathbf{M}\mathbf{I}_{ds} \\ \\ \varphi_{qr} = \mathbf{L}_r\mathbf{I}_{qr} + \mathbf{M}\mathbf{I}_{qs} \end{cases} \tag{1.17}$$

On a :

$L_s = l_s - Ms$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - Mr$: Inductance cyclique rotorique.

$M_{sr} - M_{rs} = M$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

1.3.5 Choix du référentiel

Trois types de référentiels peuvent être envisagés à savoir :

a. Référentiel lié au stator.

b. Référentiel lié au rotor.

c. Référentiel lié au champ tournant.

1.3.5.1 Référentiel lié au rotor

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est supposée constante. Ce référentiel est caractérisé par :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_p}{dt} = \omega$$

1.3.5.2 Référentiel lié au champ tournant

La vitesse est égale à ω_s (ω_s : vitesse de synchronisme) : $\omega_s = \omega_p$

$$\frac{d\theta_p}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow \omega_p = \omega_s$$

Dans ce cas, les grandeurs statiques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone [13].

Les équations de la machine dans ce repère s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ds} = \mathbf{R}_s\mathbf{I}_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs} \\ \mathbf{V}_{qs} = \mathbf{R}_s\mathbf{I}_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_s\varphi_{ds} \\ 0 = \mathbf{R}_r\mathbf{I}_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\varphi_{qr} \\ 0 = \mathbf{R}_r\mathbf{I}_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\varphi_{dr} \end{cases} \tag{1.18}$$

Avec :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone sous les hypothèses citées et avec une alimentation en tension, en fonction des variables d'état est donné par le système suivant [6] :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + R_r\frac{M_{sr}^2}{L_r^2}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M_{sr}R_r}{\sigma L_s L_r^2}\varphi_{dr} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\varphi_{qr}\omega + \frac{1}{\sigma L_s}V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + R_r\frac{M_{sr}^2}{L_r^2}\right)I_{qs} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\varphi_{dr}\omega + \frac{M_{sr}R_r}{\sigma L_s L_r^2}\varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{qs} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M_{sr}R_r}{L_r}I_{ds} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{dr} + (\omega_s - \omega)\varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M_{sr}R_r}{L_r}I_{qs} - (\omega_s - \omega)\varphi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p^2M_{sr}}{jL_r}\varphi_{dr}I_{qs} + \frac{p^2M_{sr}}{jL_r}\varphi_{qr}I_{ds} - \frac{pf}{J}\omega - \frac{p}{J}C_r \end{cases} \tag{1.19}$$

Où σ est le coefficient de dispersion donné par : $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$

1.3.5.3 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est choisi en vue d'étudier les variations importantes de la vitesse de rotation, associé ou non aux variations de la fréquence d'alimentation, le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_p}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

1.3.5.3.1 Mise en équation d'état Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et comme perturbation le couple résistant C_r. Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques $(I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta})$ [6].

On a :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{s\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + L_r \frac{dI_{r\alpha}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} - \omega . L_r I_{s\beta} - \omega . M_{sr} I_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + L_r \frac{dI_{r\beta}}{dt} + M_{sr} \frac{dI_{s\beta}}{dt} - \omega . L_r I_{r\alpha} - \omega . M_{sr} I_{s\alpha} \end{cases} \tag{1.20}$$

► Équations électriques

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme [6] :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \tag{1.21}$$

$[X] = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}^T$;Vecteur d'état.

$[U] = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} & V_{s\beta} \end{bmatrix}$;Vecteur de commande.

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

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

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma.\omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma.\omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \tag{1.22}$$

$$B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{1.23}$$

Avec :

$$\begin{cases} \lambda = \frac{1}{T_S.\sigma} + \frac{1}{T_r}.\frac{1-\sigma}{\sigma} \\ \Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma}.\frac{1}{M_{sr}} \\ \delta = \frac{1}{L_S.\sigma} \end{cases}$$

► **Équations mécaniques**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = p.\frac{M_{sr}}{L_s}(\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \\ J.\frac{d\Omega}{dt} + \Omega.f = C_e - C_r \end{cases} \tag{1.24}$$

1.3.6 Transformation de Concordia

Dans le chapitre suivante commande directe du couple (DTC), il est nécessaire de disposer des composant de Concordia des tension et courant statorique on décomposera

donc les trois tension d'alimentation de la machine et les trois courants statorique en composantes directe et quadratique (la composante homopolaire est considérée nulle).

On aura donc :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{1.25}$$

On obtient alors un vecteur de tension et un vecteur de courant dans le plan complexe tel que :

$$\begin{cases} V_{s\alpha\beta} = [C].V_{abc} \\ \\ I_{s\alpha\beta} = [C].I_{abc} \end{cases}$$

1.3.7 Simulation du modèle de la machine asynchrone

Pour réaliser la simulation, nous avons implémenté le modèle mathématique de la machine asynchrone dans l'environnement Matlab/Simulink. Les caractéristiques de cette machine sont détaillées en Annexe.
Les résultats de simulation, obtenus lors d'un démarrage direct sous un réseau triphasé 220/380 V – 50 Hz, sont présentés ci-après :

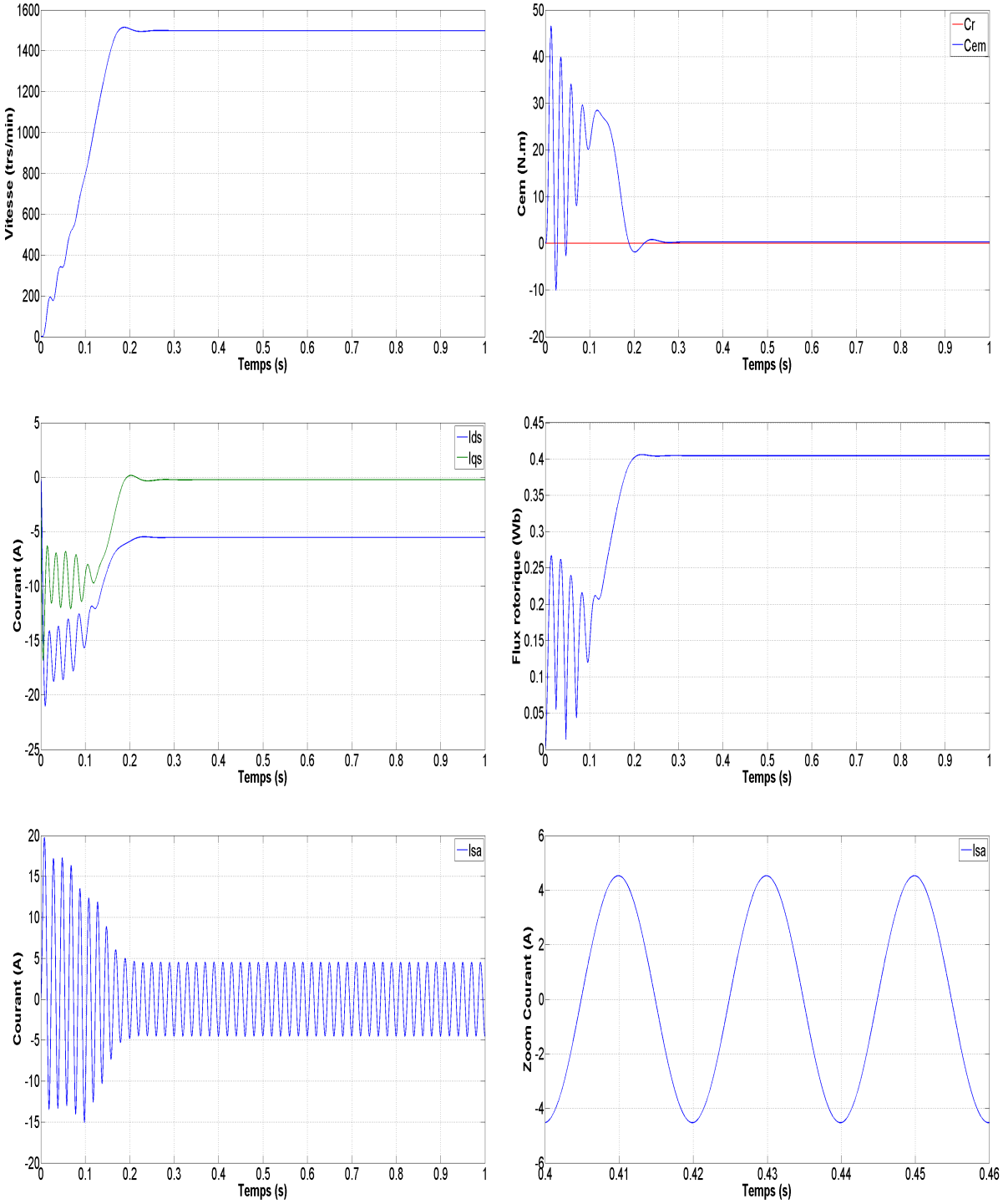


Figure 1.3 – Simulation du démarrage sous pleine tension a vide

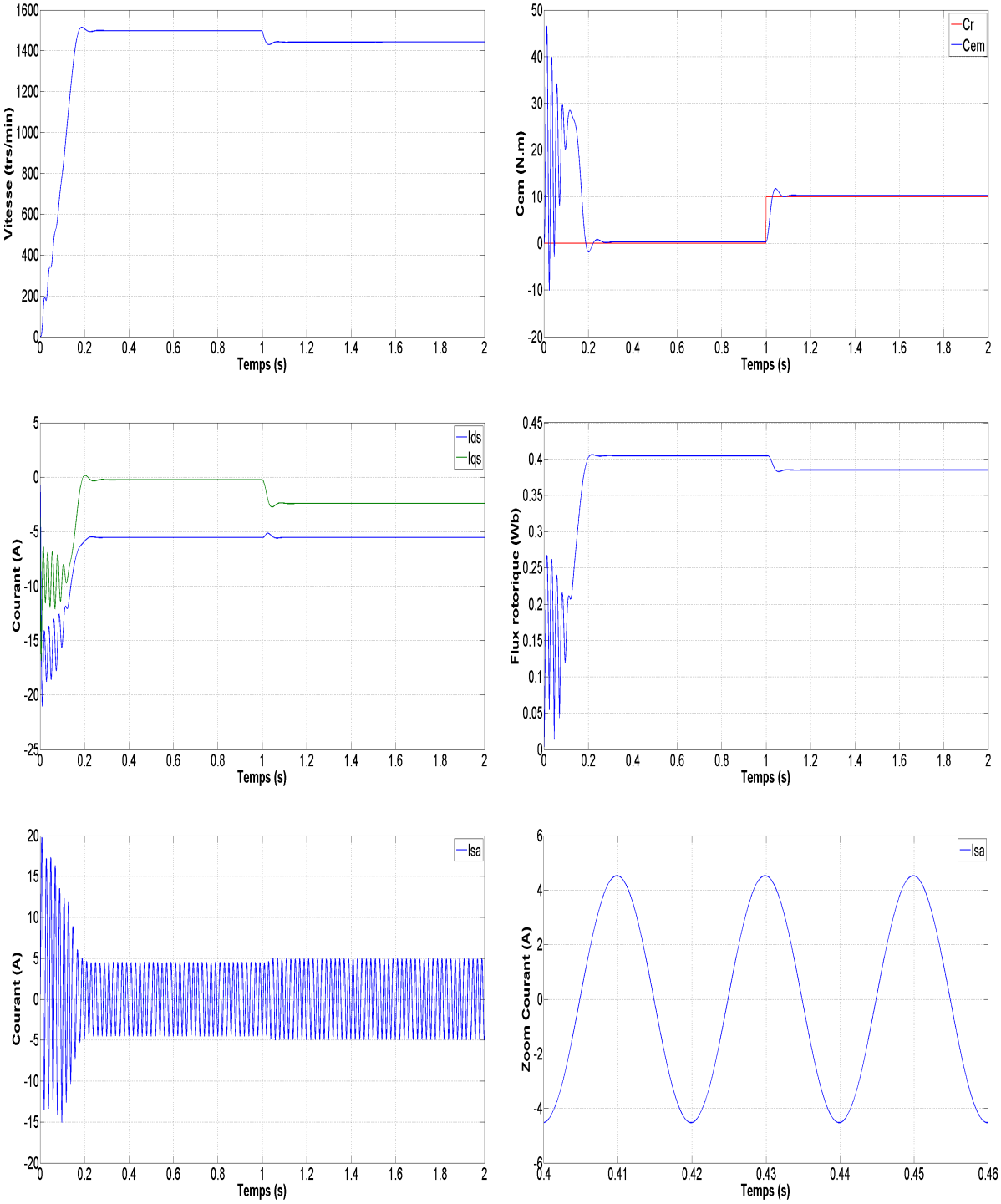


Figure 1.4 – Simulation du démarrage sous pleine tension en charge ($C_r = 10N.m$)

1.3.7.1 Interprétation des résultats de simulation

L'examen des courbes permet de constater que :

a. À vide

Vitesse :

— La vitesse atteint environ 1500 tr/min vers 0,2 s, ce qui correspond à la vitesse de synchronisme (moteur à 2 pôles, 50 Hz).
— À vide, aucun couple résistant ne ralentit l'accélération → montée rapide sans chute.

Couple électromagnétique (Cem) :

— Pic élevé au démarrage ($\simeq$ 40 N.m), puis chute rapidement vers 0 N.m, logique car il n'y a pas de charge à entraîner.

Courants statoriques I_{ds}, I_{qs} :

— Les composantes I_{ds} et I_{qs} s'installent rapidement ($\simeq$ 0,15 s) vers des valeurs constantes faibles, typique d'un fonctionnement à vide.

Flux rotorique :

— Augmente rapidement pour se stabiliser vers 0,4 Wb, ce qui montre une bonne régulation du champ magnétique.

Courant de phase statorique I_{sa} :

— Très fort au démarrage ($\simeq$ 20 A), puis diminue et s'ondulera régulièrement autour de 0 A → signe de bon comportement sinusoïdal.
— Ondes bien sinusoïdales et équilibrées → fonctionnement stable en régime permanent.

a. En charge

Vitesse :

— Atteint 1500 tr/min à $\simeq$ 0,2 s, puis baisse légèrement vers 1450 tr/min, ce qui reflète le glissement dû à la charge appliquée.

Couple électromagnétique (Cem) :

— Plus élevé et plus soutenu que sans charge.
— Au début, le moteur fournit un couple supérieur pour démarrer. À partir de 1 s, il s'adapte au couple résistant, ce qui explique le nouveau régime de fonctionnement.

Courants statoriques I_{ds}, I_{qs} :

— I_{qs} est plus élevé que dans le cas à vide, logique : il génère le couple moteur.
— Petite chute temporaire après l'application de la charge, puis stabilisation.

Flux rotorique :

— Même profil qu'à vide mais avec une petite baisse vers 1,1 s (moment où la charge est appliquée) → montre que la machine réagit au besoin de couple.

Courant de phase statorique I_{sa} :

— Plus élevé qu'à vide, oscillations plus marquées → conséquence normale de l'effort fourni pour contrer la charge, donc il consomme plus de puissance.
— Forme sinusoïdale conservée, ce qui est bon signe d'un bon comportement de la machine.

∗ Interprétation générale :

- Le démarrage direct entraîne un fort appel de courant et un pic de couple, ce qui peut être contraignant pour le réseau.
- À vide, la machine atteint rapidement la vitesse de synchronisme avec un couple quasi nul.
- En charge, le régime s'ajuste au couple résistant avec un glissement plus marqué, une vitesse légèrement réduite, et un courant plus élevé.

1.4 Modélisation de l'alimentation de la MAS

La MAS est généralement commandé en agissant sur la fréquence de son alimentation à travers un onduleur de tension. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système, que ce soit la partie à commander ou celle de la commande. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation du MAS qui est constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre passe bas et d'un onduleur de tension à deux niveaux.

1.4.1 Système d'Alimentation de la MAS

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la **Figure 1.5** sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur ($220V/380V$) via un redresseur à diodes et un filtre LC [14].

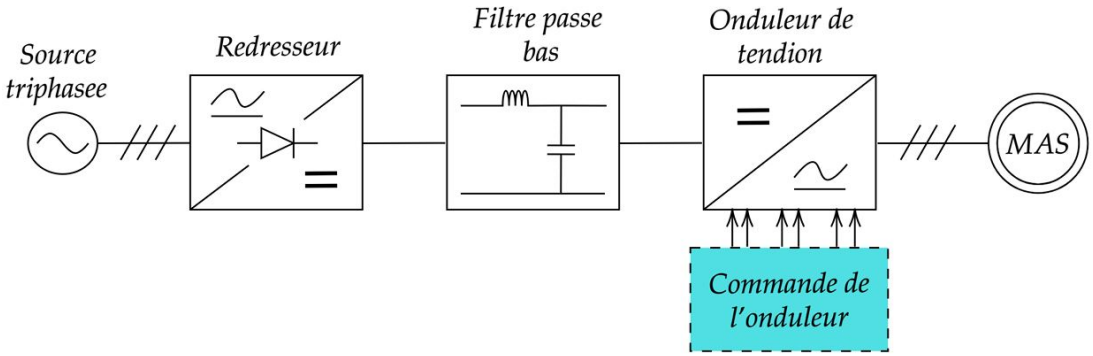


Figure 1.5 – Schéma global d'une MAS avec son alimentation

1.4.2 Modélisation du Redresseur Triphasé Double Alternance à Diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continue », Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative [14], il est représenté par la **Figure 1.6**.

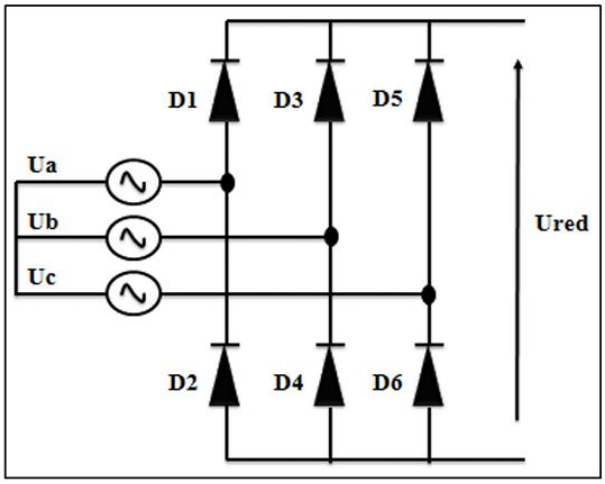


Figure 1.6 – Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes [15]

Ce redresseur comporte trois diodes $(D1, D3, D5)$ à cathode commune assurant l'aller du courant Id et trois diodes $(D2, D4, D6)$ à anode commune assurant le retour du courant Id [14]. Si on suppose que le pont de Graëtz à diodes triphasé alimenté par un système des tensions sinusoïdales triphasées équilibré [15] :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = V_m sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \tag{1.26}$$

Si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur U_{red} sera définie comme suit :

$$U_{red} = Max[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - Min[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \tag{1.27}$$

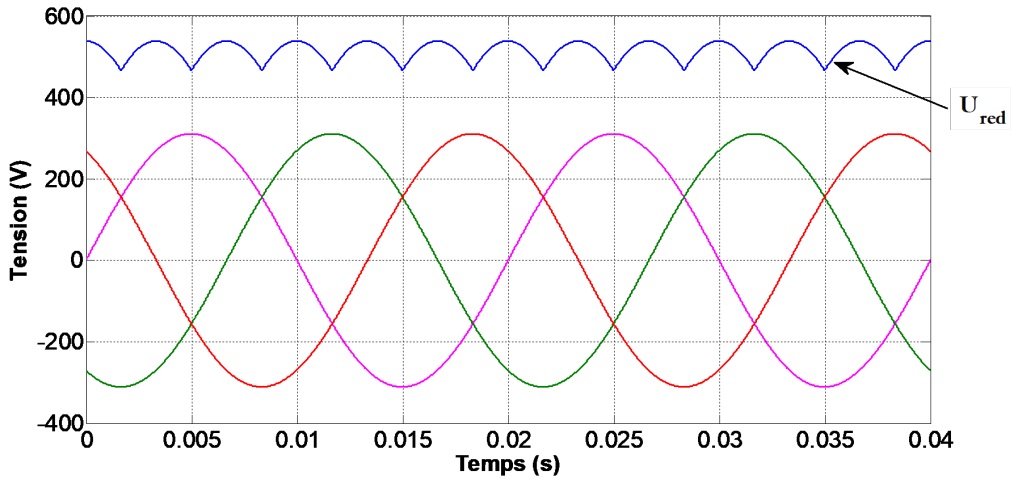


Figure 1.7 – Représentation de la tension redressée

Cette tension redressée est assez ondulée **Figure 1.7**, ce qui nécessite une opération de filtrage.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \tag{1.28}$$

1.4.3 Modélisation du Filtre Passe Bas

Afin d'améliorer la qualité de la source de tension continue et réduire le taux d'ondulation de la tension redressée, on insère à l'entrée de l'onduleur l'ensemble « inductance-capacité » qui constitue un filtre passe bas [15]. Le schéma représentatif est donné par la **Figure 1.8**.

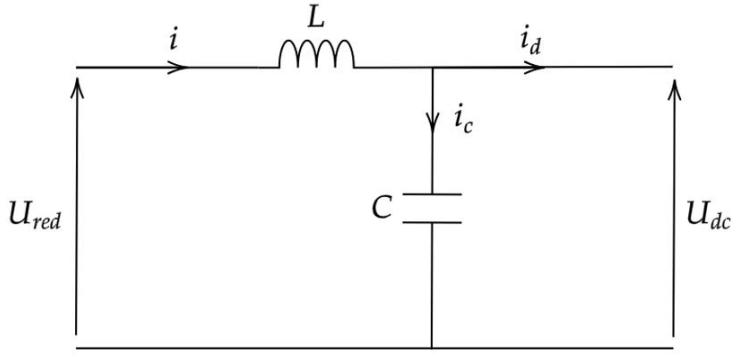


Figure 1.8 – Représentation d'un filtre passe bas

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant :

$$U_{red}(t) = L\frac{di(t)}{dt} + U_{dc}(t) \tag{1.29}$$

$$i(t) = i_c(t) + i_d(t) \tag{1.30}$$

$$i_c(t) = C\frac{dU_{dc}(t)}{dt} \tag{1.31}$$

On remplace **l'équation (1.30)** dans **l'équation (1.29)** :

$$U_{red}(t) = L\frac{di_c(t)}{dt} + L\frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \tag{1.32}$$

On remplace **l'équation (1.31)** dans **l'équation (1.32)** :

$$U_{red}(t) = LC\frac{d^2U_{dc}(t)}{dt^2} + L\frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \tag{1.33}$$

avec : $L\frac{di_d(t)}{dt} = 0$

On applique la transformée de Laplace sur **l'équation (1.33)** :

$$U_{red}(P) = LCP^2U_{dc}(P) + U_{dc}(P) \tag{1.34}$$

$$U_{red}(P) = U_{dc}(P)[LCP^2 + 1] \tag{1.35}$$

Alors la fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(P) = \frac{U_{dc}(P)}{U_{red}(P)} = \frac{1}{1 + LCP^2} \tag{1.36}$$

* Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [14].
* Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant Id à travers la source de tension [15].
* Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure égal à [16] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{1.37}$$

1.4.4 Modélisation de l'onduleur

1.4.4.1 Description de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué des cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Après le redressement, la tension filtrée U_{dc} est appliquée à l'onduleur.

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la **Figure 1.9**. Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation.

Les six diodes de roue libre assurent la protection des transistors et la récupération de l'énergie vers la source [17].

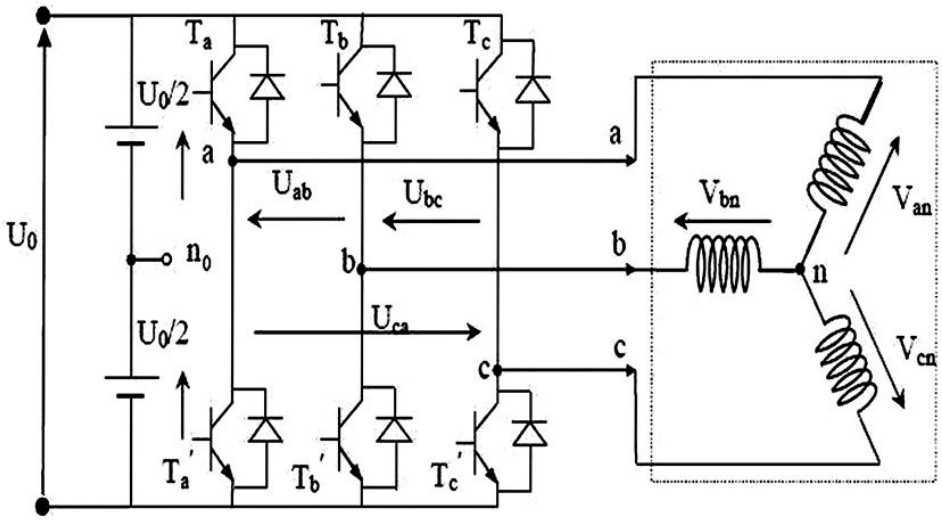


Figure 1.9 – Représentation d'un onduleur à deux niveaux avec sa charge

L'entrée est une source de tension continue. Le récepteur est une machine asynchrone qui peut être connectée en triangle ou en étoile sans le neutre.

1.4.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, la **Figure 1.9** illustre notre modélisation. On considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m égale à $U_0/2$ connectés à un point noté n_o.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées V_{an}, V_{bn}, V_{cn}. L'onduleur est commandé à partir d'une fonction logiques de connexion S_i. On appelle T_i et T_i' les transistors supposés être des interrupteurs idéaux, on a [15] :

Si $S_i = 1$, T_i est passant et T_i' est ouvert.

Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T_i' est passant.

Avec : $i = a, b, c.$

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions composées en fonction des signaux de commande "S_i" et en tenant compte du point fictif "o" représenter sur la **Figure 1.9**.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \tag{1.38}$$

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} : sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur, on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \tag{1.39}$$

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : sont les tensions de phase.

V_{no} : La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, on aura donc :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \tag{1.40}$$

En remplaçant **l'équation (1.40)** dans le système **d'équation (1.39)**, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \tag{1.41}$$

Avec S_i l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$V_{io} = S_i E - \frac{E}{2}$ avec : $i = a, b, c.$

$$\begin{cases} S_i = 1 \quad \Rightarrow \quad V_{io} = \frac{E}{2} \\ \\ S_i = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \tag{1.42}$$

Il vient alors :

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bo} = (S_b - 0.5)E \\ V_{co} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \tag{1.43}$$

En remplaçant **l'équation (1.43)** dans le système **d'équation (1.41)**, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{1.44}$$

Les composantes de la tension alimentant la machine peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé-biphasé par la matrice CONCORDIA respectant le transfert de la puissance.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \tag{1.45}$$

1.4.5 Stratégies de commande de l'onduleur de tension a deux niveaux

Différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion peut être proposés pour réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de l'onduleur a deux niveaux dans notre travaille nous utilisons la stratégie de commande triangulaire-sinusoïdal (MLI) à une seule porteuse.

1.4.5.1 Structures de MLI

La modulation de largeur d'impulsion consiste à adapter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Cette technique peut être considérée comme une extension du principe de la commande par découpage ou

la durée des impulsions n'est plus régulière mais choisie de façon à supprimer le maximum d'harmoniques de rangs faibles difficiles à filtrer [18].

1.4.5.2 Commande par modulation triangulaire-sinusoïdal

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence fs.

Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires [15].

Dans le cas du MLI triphasé, le principe de modulation est le suivant :

— La porteuse est commune pour les trois phases.
— La modulatrice est propre à chaque phase.

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la Modulation :

— L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur la référence f_{ref}.

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} \tag{1.46}$$

— Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) "r" qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_m sur la porteuse V_{pm}.

$$r = \frac{V_m}{V_{pm}} \tag{1.47}$$

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé permettent de générer un système de tension triphasé équilibré directe sont :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m\sqrt{2}.\sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m\sqrt{2}.\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m\sqrt{2}.\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \tag{1.48}$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm}\left(\frac{4t}{T_p} - 1\right) & Si \quad 0 \leqslant t \leqslant \frac{T_p}{2} \\ \\ V_{pm}\left(-\frac{4t}{T_p} + 3\right) & Si \quad \frac{T_p}{2} \leqslant t \leqslant T_p \end{cases} \tag{1.49}$$

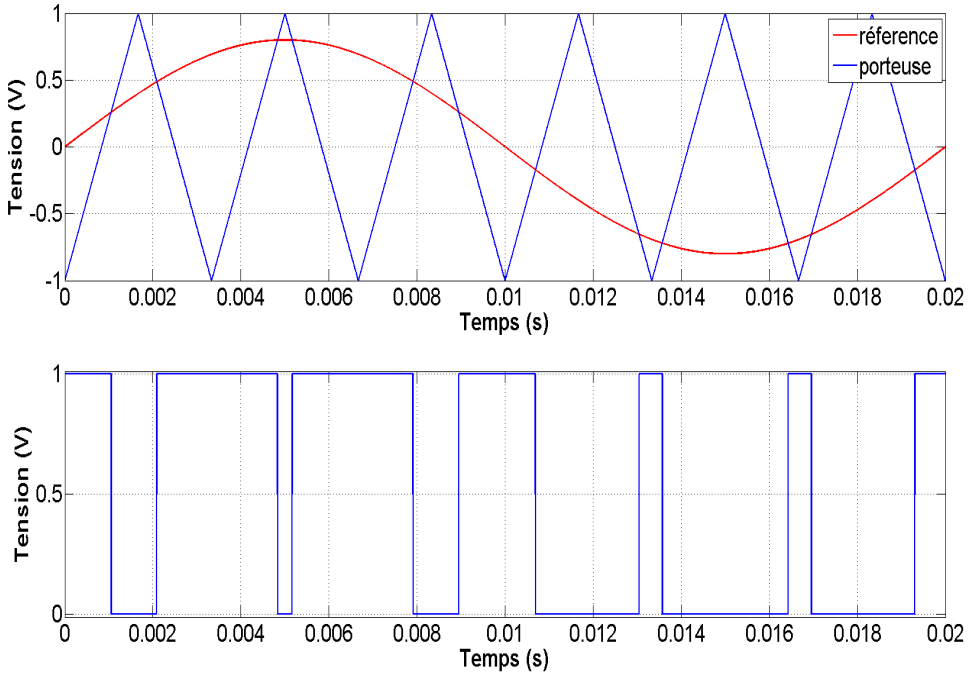


Figure 1.10 – Principe de la MLI triangulaire-sinusoïdal

1.5 Simulation de la machine asynchrone avec son alimentation

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone et l'alimentation, peuvent être employées pour établir un modèle de simulation sous Matlab selon les paramètres qu'on a choisi. Les paramètres de la machine utilisée sont donnés en Annexe. La simulation de ce modèle nous a permis d'obtenir les caractéristiques, du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, du courant statorique, et de flux rotorique.

1.5.1 Résultat de Simulation

Les résultats de simulation présentés pour une MAS alimenté par un onduleur de tension piloté par une MLI triangulaire-sinusoïdal, dont les caractéristiques sont présentées dans l'annexe. Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement à vide, puis en charge.

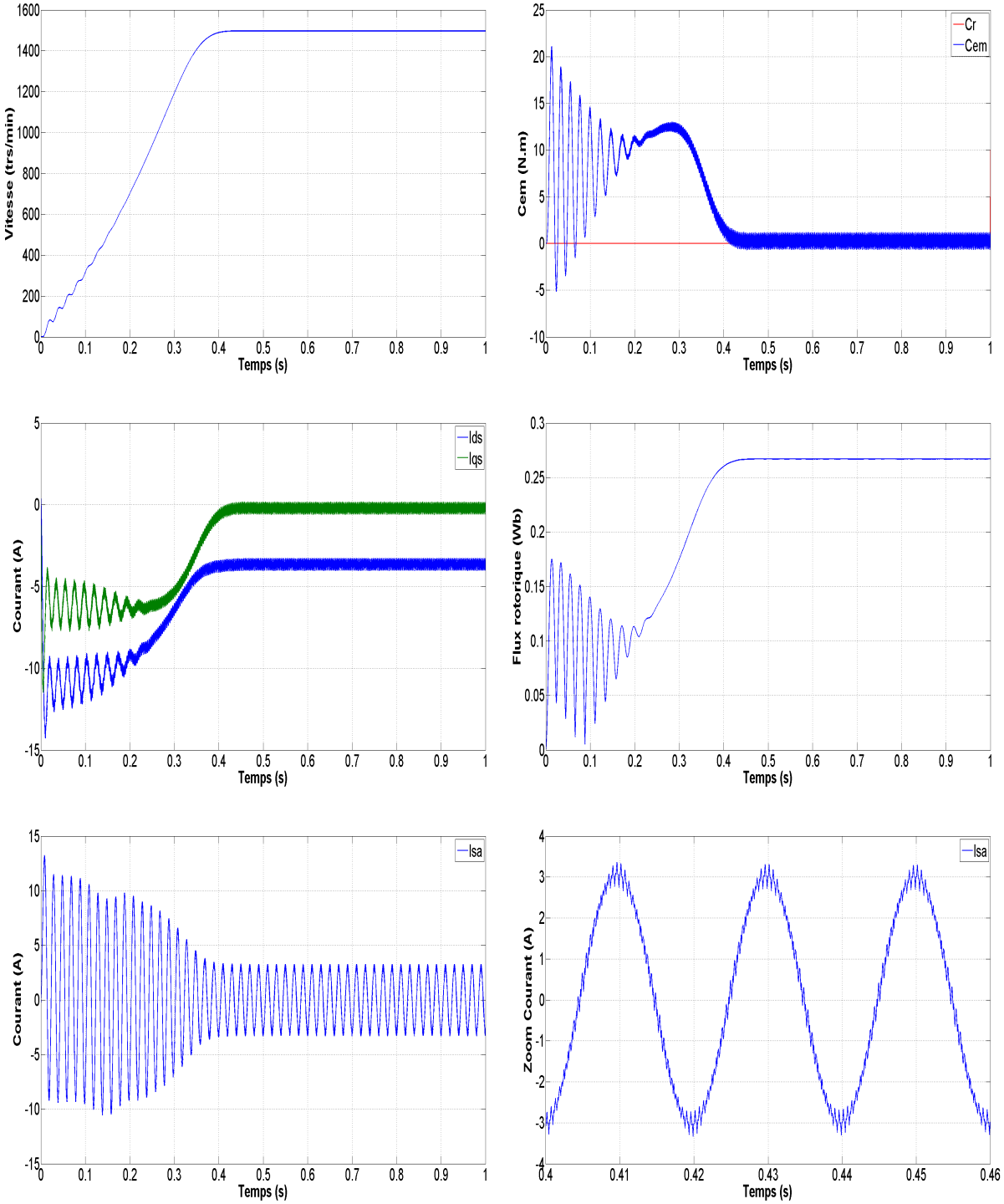


Figure 1.11 – Réponses a vide de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension ($m = 36, r = 0.8$)

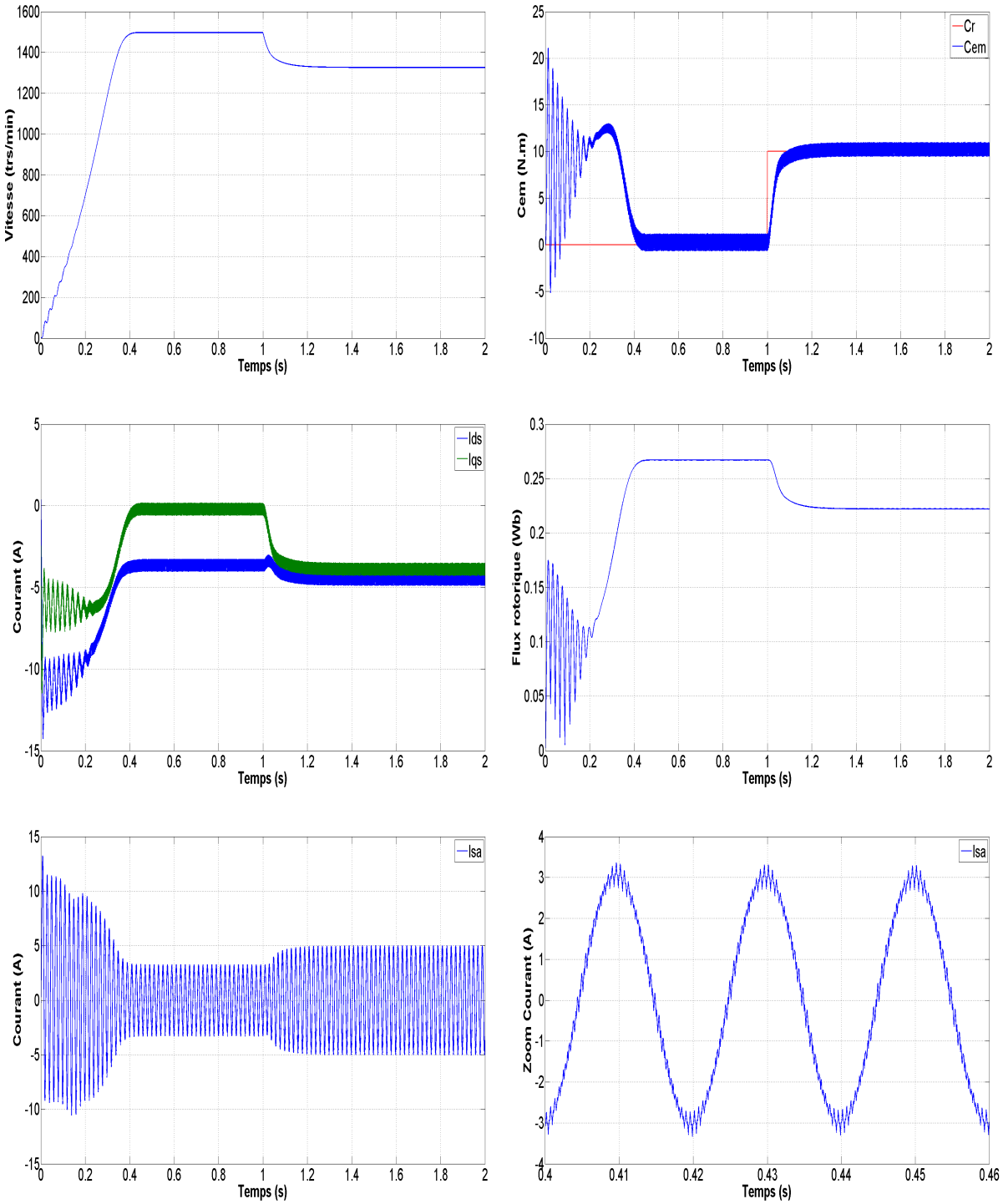


Figure 1.12 – Réponses en charge de la MAS alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension ($m = 36, r = 0.8$)

Les résultats obtenus (**Figure 1.11** et **Figure 1.12**) sont globalement similaires à ceux obtenus avec une alimentation directe depuis le réseau (**Figure 1.3** et **Figure 1.4**), bien qu'ils présentent quelques oscillations, principalement dues à la présence d'harmoniques dans les tensions fournies par l'onduleur.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé le modèle mathématique de la machine asynchrone ainsi que de son alimentation. Celle-ci est fournie par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, piloté par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Cette approche repose sur l'application de la transformation de PARK, permettant de transformer la machine triphasée en une machine diphasée équivalente.

Les résultats de simulation démontrent clairement le fort couplage entre les axes direct (d) et quadratique (q), ce qui complique considérablement la mise en œuvre d'un contrôle séparé. Pour pallier cette difficulté, le chapitre suivant présente la technique de la commande directe de couple DTC (Direct Torque Control).

Chapitre 2

Commande DTC de la machine asynchrone

2.1 Introduction

La commande directe du couple (DTC – Direct Torque Control) classique représente l'une des stratégies de commande les plus répandues pour le pilotage des machines asynchrones. Introduite dans les années 1980 par Takahashi et Noguchi [19], cette méthode innovante se distingue par sa capacité à contrôler directement le couple et le flux statorique sans passer par une modulation de largeur d'impulsion (PWM) ni un repère d'axes fixe, contrairement à la commande vectorielle. Grâce à une structure de commande simplifiée et une dynamique de réponse rapide, la DTC classique offre une solution performante pour de nombreuses applications industrielles.

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques, sans utilisation de capteurs mécaniques [20]. Dans la structure DTC présentée dans ce chapitre, la machine asynchrone est commandée par un onduleur à deux niveaux de tension, ce qui constitue une configuration classique mais efficace pour ce type d'application.

Ce chapitre se propose d'examiner les fondements théoriques de cette méthode, sa mise en œuvre, ainsi que ses avantages et limites dans un contexte de commande des machines électriques.

2.2 Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple

Les principales caractéristiques de la commande DTC peuvent être résumées comme suit :

- Elle permet un pilotage direct du couple et du flux statorique, en sélectionnant les vecteurs de commutation optimaux de l'onduleur [21].
- Elle réalise une commande indirecte des courants et des tensions statoriques de la machine.
- Elle garantit des formes d'onde du flux et des courants statoriques proches du sinus, assurant une bonne qualité de fonctionnement [21].
- Elle offre une réponse dynamique très rapide, ce qui en fait un choix privilégié pour les applications nécessitant une forte réactivité.
- Elle engendre toutefois des oscillations du couple, dont l'amplitude dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur est directement liée à l'amplitude des bandes d'hystérésis utilisées [21].

La méthode de commande DTC classique présente plusieurs avantages notables :

- Elle ne nécessite pas de calculs dans le repère rotorique (d, q), ce qui simplifie

grandement sa mise en œuvre.
— Aucun bloc de modulation de tension de type MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) n'est requis.
— La structure de commande est allégée, avec un seul régulateur utilisé, celui de la boucle externe de vitesse.
— Il n'est pas indispensable de connaître précisément la position du rotor ; seule l'identification du secteur du vecteur de flux statorique est requise.
— Elle offre une réponse dynamique très rapide, ce qui constitue l'un de ses principaux atouts.

Cependant, cette méthode présente également certains inconvénients :
— Elle peut rencontrer des problèmes de performance à basse vitesse, notamment en termes de précision et de stabilité.
— Elle repose sur des estimations du flux statorique et du couple, ce qui peut affecter la précision de commande en présence de perturbations ou de variations des paramètres de la machine.
— La présence d'oscillations du couple est une limite connue, liée à l'utilisation des régulateurs à hystérésis.
— La fréquence de commutation n'est pas constante, ce qui engendre un contenu harmonique élevé. Cela peut provoquer des pertes supplémentaires, des bruits acoustiques, ainsi que des oscillations mécaniques susceptibles d'exciter des résonances dans le système.

2.3 Principes généraux de la commande directe du couple

Le principe de la commande DTC est différent de celui de la commande vectorielle. L'objectif est de réguler directement le couple et le flux de la machine électrique par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état [22].

Les deux variables à contrôler sont le flux statorique et le couple électromagnétique, généralement commandés par des régulateurs à hystérésis [23]. Il s'agit de maintenir ces grandeurs à l'intérieur des bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer par l'onduleur à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateur entraîne l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur.

Un onduleur de tension à deux niveaux permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de vecteurs en sortie de l'onduleur [24]. La commande DTC de la MAS est schématisée dans la **Figure 2.1**.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

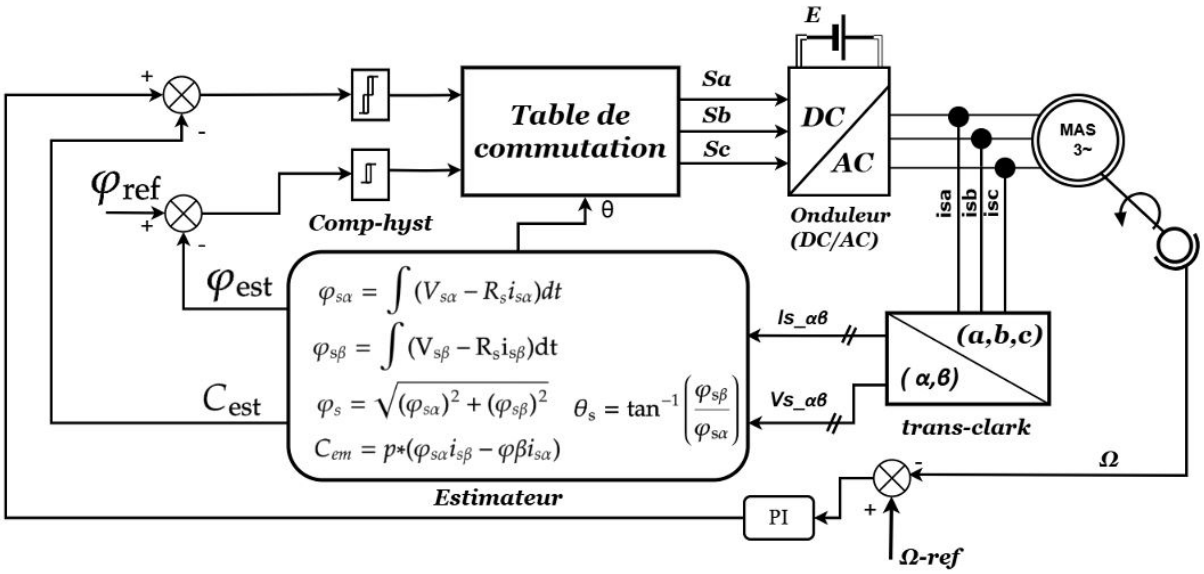


Figure 2.1 – Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à une MAS

2.4 Stratégie de commande directe de couple et de flux

Avant d'entamer les différentes phases de la commande DTC, il est essentiel de présenter l'algorithme de base proposé par Takahashi, qui constitue la structure de référence de cette stratégie de commande. Ce schéma met en évidence les principales étapes de traitement de l'information, allant de la mesure des grandeurs électriques à l'application des vecteurs de tension au moteur. L'approche repose sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir des courants et tensions mesurés, suivie par une comparaison avec les valeurs de référence. L'utilisation de comparateurs à hystérésis permet ensuite de générer des signaux de commande, aboutissant à la sélection optimale du vecteur de tension à appliquer via l'onduleur. La figure suivante résume l'enchaînement de ces opérations dans le cadre de la commande DTC classique.

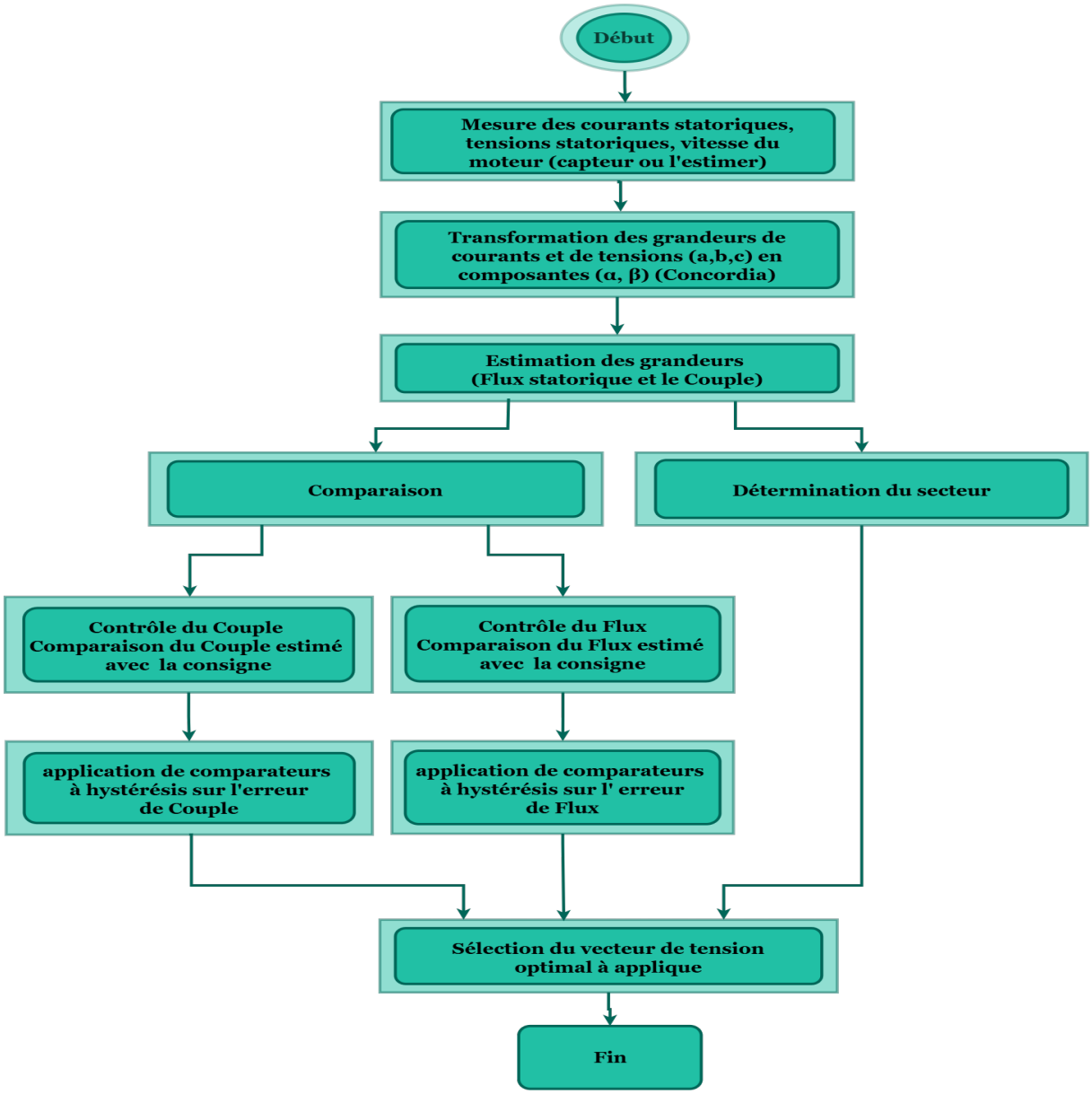


Figure 2.2 – Algorithme de la commande DTC

2.5 Contrôle du vecteur de flux statorique

2.5.1 Choix du repère de travail

Dans le cadre de la commande DTC, les grandeurs triphasées (courants et tensions) sont transformées dans un repère fixe (α, β) à l'aide de la transformation de Concordia. Cette transformation permet de représenter les grandeurs dans un plan orthogonal bidimensionnel, facilitant l'analyse vectorielle :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

où x peut représenter le courant ou la tension.

2.5.2 Contrôle du vecteur de flux statorique

Dans le repère fixe (α, β), la tension statorique s'exprime sous forme vectorielle :

$$\vec{V_s} = r_s \cdot \vec{i_s} + \frac{d\vec{\phi_s}}{dt} \tag{2.2}$$

où :
— $\vec{V_s}$ est la tension statorique.
— r_s est la résistance statorique.
— $\vec{i_s}$ est le courant statorique.
— $\vec{\phi_s}$ est le flux statorique.
En intégrant cette équation dans le temps, on obtient le flux statorique estimé :

$$\vec{\phi_s}(t) = \vec{\phi_s}(0) + \int_0^t \left(\vec{V_s}(\tau) - r_s \cdot \vec{i_s}(\tau)\right) d\tau \tag{2.3}$$

où $\vec{\phi_s}(0)$ représente le flux initial au temps $t = 0$, ajouté comme constante d'intégration.

Dans un système échantillonné de période T_e, l'intégration est approchée par :

$$\Delta\vec{\phi_s} \approx (\vec{V_s} - r_s \cdot \vec{i_s}) \cdot T_e \tag{2.4}$$

Et si on néglige la chute de tension résistive $r_s \cdot \vec{i_s}$, l'approximation se simplifie en :

$$\Delta\vec{\phi_s} \approx \vec{V_s} \cdot T_e \tag{2.5}$$

Pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension aligné avec celui-ci et orienté dans la même direction. À l'inverse, une tension de même direction mais de sens opposé permet de le réduire. Le vecteur de flux statorique $\vec{\phi_s}$ se déplace dans la même direction que le vecteur de tension appliqué, comme illustré à la **Figure 2.3**, où le vecteur de tension V_3 est appliqué. La distance parcourue par le vecteur de flux statorique dépend de la **durée** et de **l'amplitude** du vecteur de tension appliqué [6].

L'amplitude du vecteur appliqué est proportionnelle à la tension continue de la barre de l'onduleur, et peut être régulée en appliquant un ensemble de vecteurs de tension convenablement modulés [25].

La vitesse de rotation du vecteur de flux statorique dépend de la séquence d'application des vecteurs de tension. Ainsi, la vitesse de rotation et l'amplitude du vecteur de flux statorique peuvent être contrôlées en sélectionnant des vecteurs de tension appropriés.

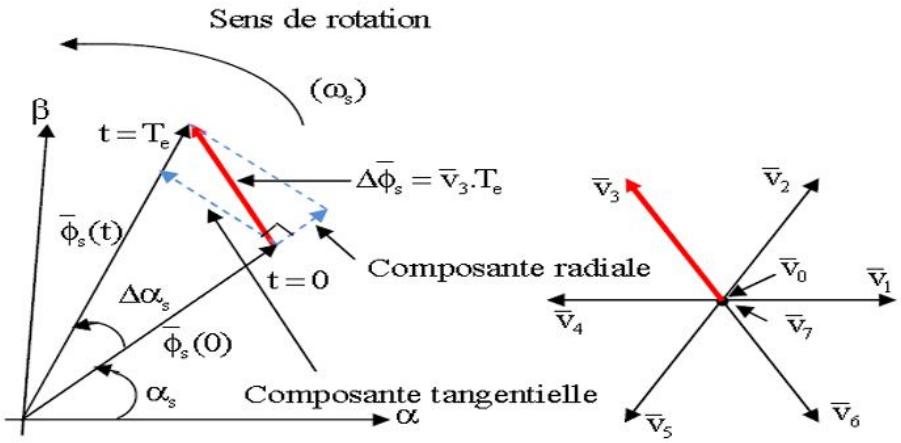
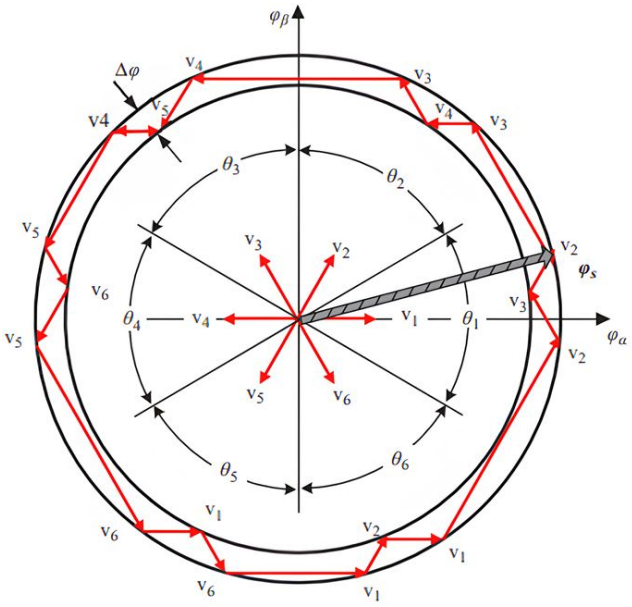


Figure 2.3 – Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) [26]

La **Figure 2.4a** illustre le déplacement du vecteur de flux statorique lorsque les vecteurs de tension du **tableau 2.4b** sont commutés pour une rotation dans le sens inverse des aiguilles d'une montre (CCW).



(a) Rotation du vecteur de flux statorique par sélection de vecteurs de tension [27]

Vecteurs de tension possibles	
V1	V(100)
V2	V(110)
V3	V(010)
V4	V(011)
V5	V(001)
V6	V(101)
V7	V(111)
V0	V(000)

(b) Table des vecteurs de commutation

Figure 2.4 – Rotation du vecteur de flux statorique par la sélection de vecteurs de tension – vecteurs de tension possibles

2.5.3 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique développé par une machine asynchrone peut s'exprimer par :

$$C_{\text{em}} = K \cdot \left\|\vec{\phi}_s\right\| \cdot \left\|\vec{\phi}_r\right\| \cdot \sin(\theta_{sr}) \tag{2.6}$$

$$K = \frac{pM}{L_s L_r}$$

où :

— $\vec{\phi}_s$ est le vecteur de flux statorique.
— $\vec{\phi}_r$ est le vecteur de flux rotorique.
— θ_{sr} est l'angle entre les deux vecteurs de flux.
— K est une constante dépendant des paramètres de la machine.

Cette expression vient du **produit vectoriel entre les vecteurs de flux**, valable en général dans un moteur à courant alternatif. Mais elle n'est pas directement exploitable dans un système de commande, car :

— $\vec{\phi}_r$ (flux rotorique) n'est pas mesurable facilement,
— θ_{sr} (angle entre les flux) n'est pas connu directement.

On utilise une expression exploitable dans une implémentation numérique, formulée en composantes stationnaires que l'on peut calculer en temps réel à partir des courants et tensions mesurés.

$$C_{\text{em}} = p(\phi_\alpha i_\beta - \phi_\beta i_\alpha) \tag{2.7}$$

2.6 Estimation du flux et du couple

À la lumière des développements précédents, le bon fonctionnement de la commande DTC repose sur des estimations précises de l'amplitude du flux statorique ainsi que du couple électromagnétique. Par ailleurs, il est également essentiel de déterminer dans quel secteur du plan complexe se trouve le vecteur spatial du flux statorique. Comme mentionné précédemment, l'amplitude du flux et le couple peuvent être déduits directement à partir des mesures des courants statoriques, en reconstruisant (ou en mesurant) les tensions statoriques [28].

$$\begin{aligned}
\phi_{\alpha s} &= \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s})\, dt \\
\phi_{\beta s} &= \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s})\, dt \\
\phi_s &= \sqrt{\phi_{\alpha s}^2 + \phi_{\beta s}^2} \qquad \cos\hat{\phi}_s = \frac{\phi_{\alpha s}}{\phi_s} \qquad \sin\hat{\phi}_s = \frac{\phi_{\beta s}}{\phi_s}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Après une discrétisation des signaux avec un échantillonnage à haute fréquence (typiquement supérieur à 10 kHz), l'intégration discrète du flux statorique, selon la méthode d'Euler, s'exprime par la relation suivante :

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s}[k] = \phi_{\alpha s}[k-1] + T_s \cdot (v_{\alpha s}[k] - R_s \cdot i_{\alpha s}[k]) \\ \phi_{\beta s}[k] = \phi_{\beta s}[k-1] + T_s \cdot (v_{\beta s}[k] - R_s \cdot i_{\beta s}[k]) \end{cases} \tag{2.9}$$

où T_s représente la période d'échantillonnage.

Le module du vecteur de flux statorique, noté $\|\vec{\phi}_s\|$, représente l'amplitude estimée du flux statorique, et s'exprime par la relation suivante :

$$\|\vec{\phi}_s\| = \sqrt{\phi_{\alpha s}^2 + \phi_{\beta s}^2} \tag{2.10}$$

Afin de déterminer la position du vecteur du flux statorique dans le plan complexe, on utilise l'angle θ_s défini par la relation :

$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{\beta s}}{\phi_{\alpha s}}\right) \tag{2.11}$$

À partir des composantes du flux statorique et du courant statorique estimés, le couple électromagnétique estimé C_{em} s'obtient la relation suivante [29] :

$$C_{em} = p\left(\phi_{\alpha s}\, i_{\beta s} - \phi_{\beta s}\, i_{\alpha s}\right) \tag{2.12}$$

où :
— p est le nombre de paires de pôles,
— $\phi_{\alpha s},\ \phi_{\beta s}$ sont les composantes du flux statorique,
— $i_{\alpha s},\ i_{\beta s}$ sont les composantes du courant statorique.

2.6.1 Correction du flux à l'aide d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne `cflx` indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (`cflx = 1`) ou diminuée (`cflx = 0`) de façon à maintenir [30] :

$$|(\Phi_s)_{\text{ref}} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \tag{2.13}$$

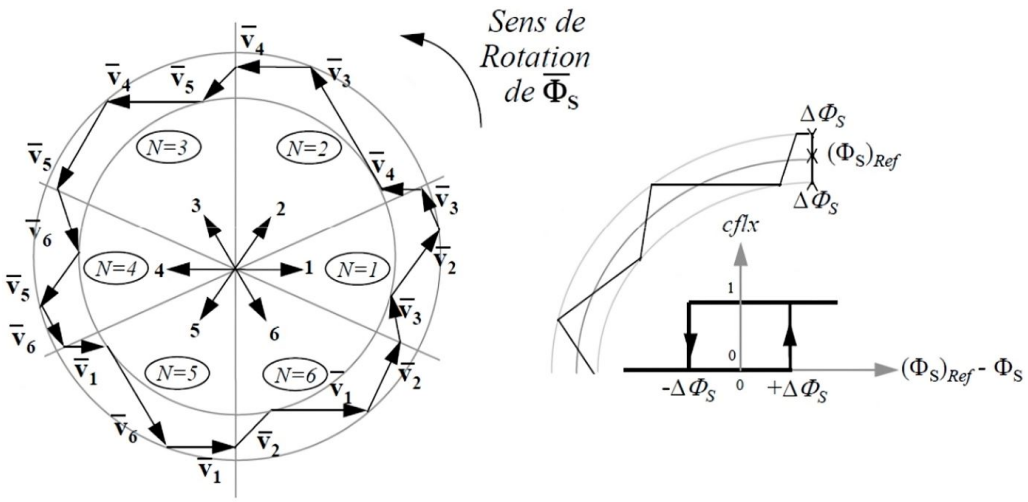


Figure 2.5 – Comparateur à hystérésis pour le contrôle de flux statorique [31]

2.6.2 Correction du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux

Dans notre étude, nous avons opté pour l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux, qui constitue une solution efficace pour contrôler le couple moteur dans les deux sens de rotation, que ce soit pour un couple positif ou négatif. La sortie de ce comparateur, notée `ccpl` **(Figure 2.6)**, permet de déterminer l'action à effectuer en fonction de l'erreur de couple.

$$\varepsilon_{Ce} = C_{\text{ref}} - C_e$$

Lorsque ε_{Ce} est positive et dépasse le seuil d'hystérésis, `ccpl` $= 1$, indiquant qu'il faut augmenter le couple ; à l'inverse, si ε_{Ce} est négative au-delà du seuil, `ccpl` $= -1$, ce qui traduit un besoin de le réduire. Si ε_{Ce} reste dans la bande d'hystérésis, `ccpl` $= 0$, ce qui signifie qu'aucune action n'est requise.

Ce mécanisme permet une régulation rapide du couple, notamment en appliquant les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} lorsque la rotation est dans le sens antihoraire, ou les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} pour une rotation dans le sens horaire.

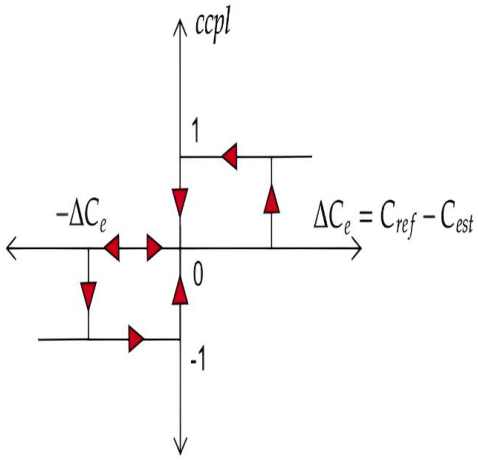


Figure 2.6 – Contrôleur de couple

Algorithme du signal ccp

Entrées : e_{ce}, de_{ce}, ΔC_{em}
Sortie : ccp $\in \{-1,\ 0,\ 1\}$
Début
si $e_{ce} > \Delta C_e$ **alors** ccp $\leftarrow 1$
sinon si $e_{ce} < -\Delta C_e$ **alors** ccp $\leftarrow -1$
sinon si $e_{ce} \geq 0$ **et** $de_{ce} > 0$ **alors** ccp $\leftarrow 1$
sinon si $e_{ce} \geq 0$ **et** $de_{ce} < 0$ **alors** ccp $\leftarrow 0$
sinon si $e_{cem} < 0$ **et** $de_{ce} > 0$ **alors** ccp $\leftarrow 0$
sinon si $e_{cem} \leq 0$ **et** $de_{ce} < 0$ **alors** ccp $\leftarrow -1$
sinon ccp $\leftarrow 0$
Fin

Figure 2.7 – Algorithme de commutation

2.7 Régulateur de la vitesse

Dans une commande DTC (Direct Torque Control), le contrôle du couple électromagnétique joue un rôle central dans la performance du système d'entraînement. La référence de couple est généralement fournie par la boucle de régulation de vitesse, ce qui établit un lien direct entre la régulation de la vitesse et la commande du couple. Cette référence est ensuite comparée au couple estimé en temps réel. Ainsi, une régulation de vitesse efficace conditionne directement la qualité de la commande de couple.

Le schéma général de la régulation de la vitesse est illustré dans la **Figure 2.8**. Un régulateur PI est utilisé pour générer la consigne de couple, à partir de l'erreur entre la vitesse de consigne et la vitesse réelle, issue d'un capteur ou d'un estimateur. Pour garantir de bonnes performances dynamiques (réduction du dépassement, temps de réponse rapide, erreur statique minimale), ce type de régulateur est largement utilisé dans les applications industrielles.

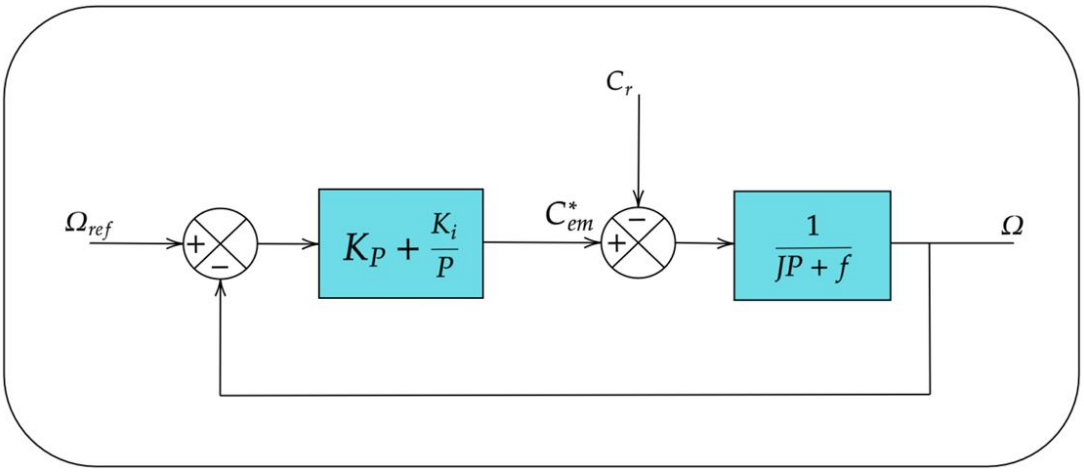


Figure 2.8 – Régulation de vitesse

2.7.1 Méthode d'imposition des pôles

2.7.1.1 Équation mécanique de la machine asynchrone

En tenant compte de l'inertie J, du frottement visqueux f et du couple résistant C_r, l'équation mécanique de la MAS s'écrit :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \tag{2.14}$$

En transformée de Laplace :

$$\Omega(P) = \frac{1}{JP + f} \cdot (C_e(P) - C_r(P)) \tag{2.15}$$

2.7.1.2 Fonction de transfert en boucle ouverte

On considère un régulateur PI défini par :

$$R(P) = K_p + \frac{K_i}{P} \tag{2.16}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{BO}(P) = R(P) \cdot \frac{1}{JP + f} = \left(K_p + \frac{K_i}{P}\right) \cdot \frac{1}{JP + f} \tag{2.17}$$

2.7.1.3 Fonction de transfert en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$\frac{\Omega(P)}{\Omega_{\text{ref}}(P)} = \frac{G_{BO}(P)}{1 + G_{BO}(P)} = \frac{K_p + \frac{K_i}{P}}{JP + f + K_p + \frac{K_i}{P}} \tag{2.18}$$

En multipliant le numérateur et le dénominateur par P, puis en divisant par J :

$$\frac{\frac{K_p}{J}P + \frac{K_i}{J}}{P^2 + (\frac{f+K_p}{J})P + \frac{K_i}{J}} \tag{2.19}$$

2.7.1.4 Imposition des pôles

On souhaite imposer une dynamique du second ordre :

$$D(p) = P^2 + 2\rho\ P + 2\rho^2 \tag{2.20}$$

les racines (pôles) sont :

$$\begin{cases} P_1 = -\rho + j\rho \\ P_2 = -\rho - j\rho \end{cases} \tag{2.21}$$

$$\begin{cases} P_1 + P_2 = -2\rho \\ P_1 P_2 = 2\rho^2 \end{cases} \tag{2.22}$$

Par identification avec le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\begin{cases} \frac{f+K_p}{J} = 2\rho \\ \frac{K_i}{J} = 2\rho^2 \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\begin{array}{l} K_p = 2\rho J - f \\ K_i = 2\rho^2 J \end{array}} \tag{2.23}$$

2.8 Application de la commande sur une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux

Le schéma électrique d'un onduleur à deux niveaux alimentant un moteur asynchrone est présenté sur la **Figure 2.9**.

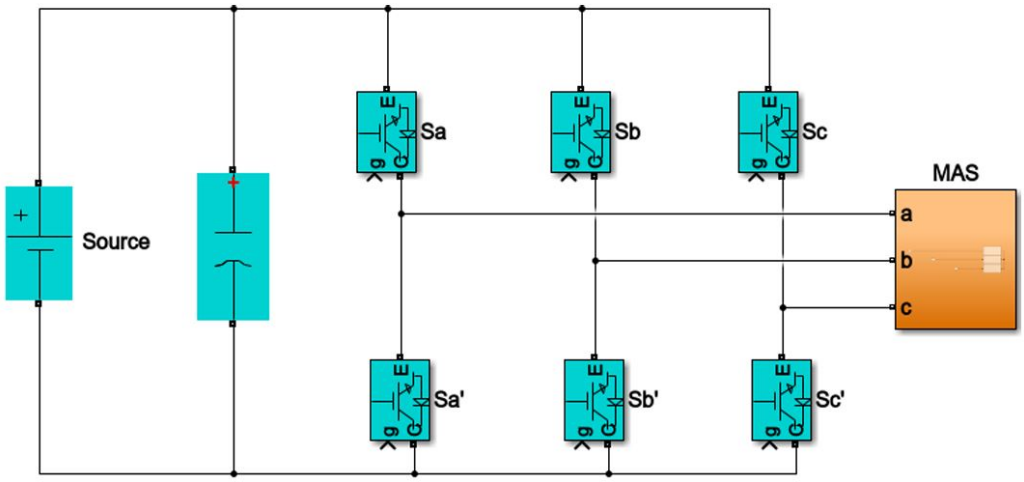


Figure 2.9 – Schéma de l'onduleur de tension à deux niveaux

Chaque phase est alimentée par une paire d'interrupteurs de puissance, commutant de manière complémentaire, permettant de connecter l'enroulement de phase de la machine soit au rail continu positif, soit au rail négatif de l'onduleur. Ceci est représenté graphiquement par 1 ou 0 pour une connexion de la phase machine respectivement au rail positif ou négatif.

2.8.1 Vecteur de tension de la machine

En fonction de l'état de connexion des pôles de l'onduleur, un vecteur de tension combiné appliqué à la machine est défini comme suit :

$$v_s = v_{as} + v_{bs} \cdot e^{j(2\pi/3)} + v_{cs} \cdot e^{j(4\pi/3)} \tag{2.24}$$

où les tensions de phase machine peuvent être dérivées en fonction des états des pôles de l'onduleur S_a, S_b et S_c [27] :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{2.25}$$

2.8.2 Espace vectoriel de tension

Selon les états des bras de l'onduleur, huit vecteurs de tension peuvent être obtenus. Leur amplitude et orientation forment un espace vectoriel hexagonal qui peut être divisé en six secteurs distincts, appelés "vecteurs de tension actifs".

Deux combinaisons de vecteurs de tension donnent une tension nulle aux bornes des phases machine et sont donc situées au centre.

2.9 Effets des vecteurs de tension sur le flux et le couple

En supposant que le vecteur de flux courant est situé dans le secteur 1, les six orientations possibles du flux incrémental $\Delta\Phi_s$ sont illustrées sur la **Figure 2.10**.

2.9.1 Impact sur l'amplitude du flux

Les vecteurs de tension 1, 2 et 6 provoquent une **augmentation** de l'amplitude du flux, tandis que les vecteurs 4 et 5 entraînent une **diminution** de cette amplitude.

2.9.2 Impact sur le couple électromagnétique

On observe que :

— Les vecteurs 2 et 3 génèrent un **incrément positif** de couple.

— Les vecteurs 5 et 6 produisent un **incrément négatif** de couple.

— L'effet des vecteurs 1 et 4 dépend du déphasage (retard ou avance) par rapport au vecteur de flux.

2.9.3 Vecteurs nuls

L'application des vecteurs nuls ne modifie pas l'orientation du flux, mais entraîne une réduction du couple due à l'avance du flux rotatif pendant cette période.

2.9.4 Analyse générale

Chaque vecteur de tension influence différemment le couple et le flux statorique, cette influence étant également fonction de la position initiale du vecteur de flux statorique. Cette analyse peut être généralisée pour n'importe quel secteur i, comme le montre le **Tableau 2.1** pour une rotation dans le sens antihoraire.

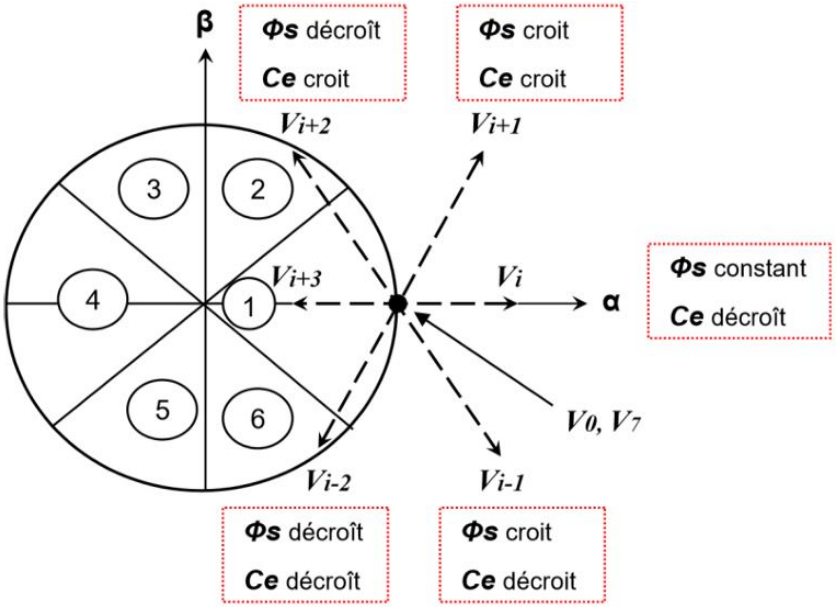


Figure 2.10 – Effets des vecteurs de tension sur le flux et le couple [4]

Vecteur Tension	V_i		V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}		V_{i-1}	V_{i-2}	V_z
Flux	↗	↗	↗	↘	↘	↘	↗	↘	0
Couple	↗	↘	↗	↗	↗	↘	↘	↘	↘

Table 2.1 – Variation du flux et du couple selon les vecteurs de tension appliqués

2.10 Élaboration de table de commutation

À l'issue de l'analyse détaillée de l'influence des vecteurs de tension sur le comportement du flux statorique et du couple électromagnétique, il devient possible d'établir une stratégie de commutation optimale. Celle-ci se matérialise sous la forme d'une table de commutation, permettant, en fonction de l'état des erreurs de flux et de couple ainsi que de la position du flux statorique, de sélectionner le vecteur de tension adéquat. Cette table constitue ainsi une synthèse opérationnelle des règles de commande définies précédemment, assurant une réponse rapide et efficace aux variations des grandeurs contrôlées [32].

N		1	2	3	4	5	6
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table 2.2 – Table de commutation pour la commande DTC

2.11 Résultats de simulation

La performance de la commande directe du couple (DTC) est évaluée par simulation sous Matlab/Simulink, pour une machine asynchrone de 1,5 kW, dont les caractéristiques sont présentées dans l'annexe.

La simulation a été effectuée dans les conditions de fonctionnement suivantes :

- La valeur de référence du flux statorique est $\Phi_{s\,\text{réf}} = 1$ Wb.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à ± 0.01 Wb.
- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à ± 0.05 N.m.
- Les gains du régulateur PI sont fixés à $K_p = 300$ et $K_i = 0.02$.

a. Test 1

Nous avons étudié la performance d'un réglage de vitesse par correcteur PI classique appliqué à une machine asynchrone utilisant la commande directe du couple (DTC). L'analyse a été réalisée lors d'un démarrage à vide avec une consigne de vitesse de $\Omega_{\text{réf}} = 100$ rad/s. À partir de $t = 3$ s, la consigne a été inversée à $\Omega_{\text{réf}} = -100$ rad/s.

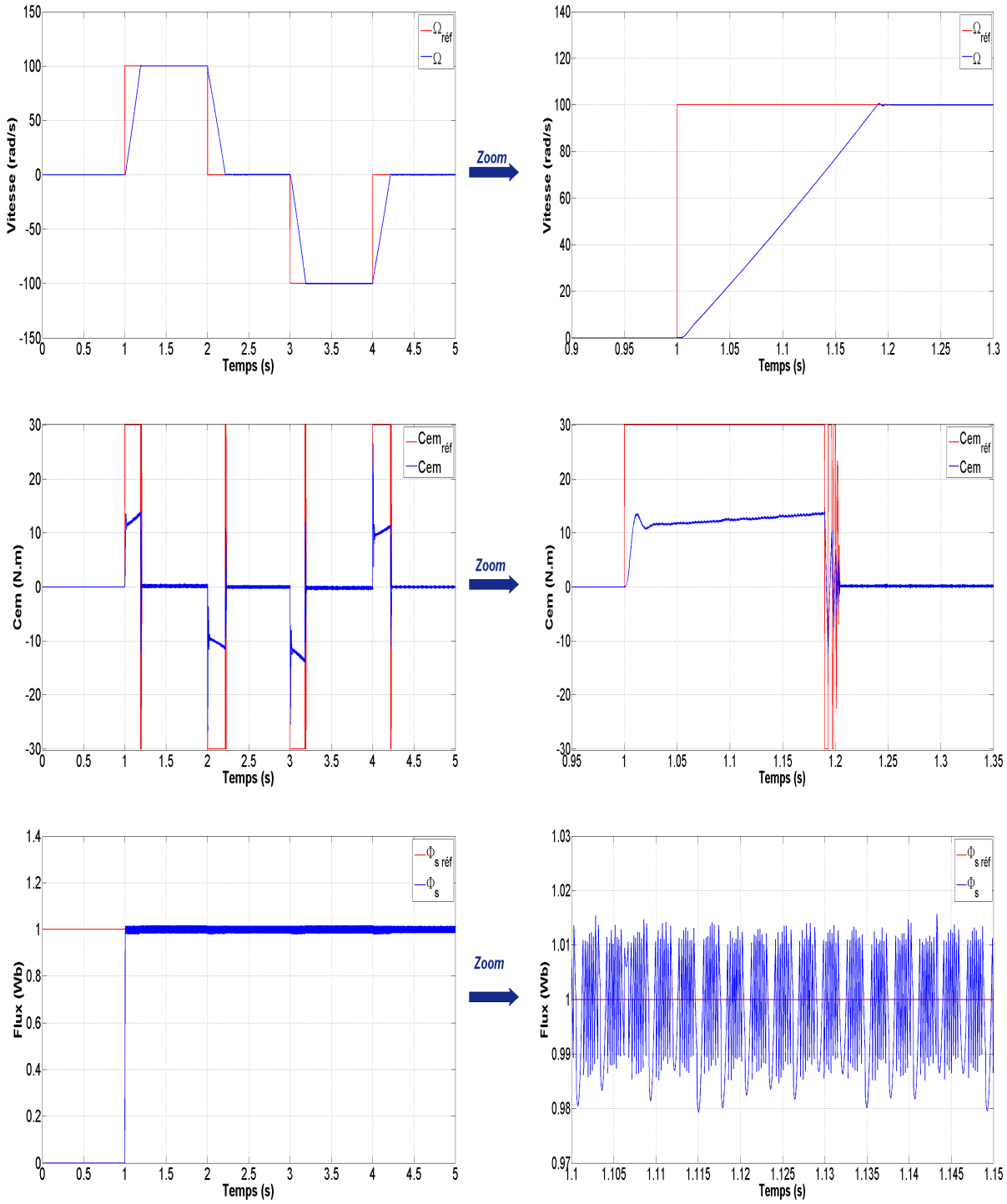


Figure 2.11 – Réponse du système pour deux valeurs de consignes de vitesse

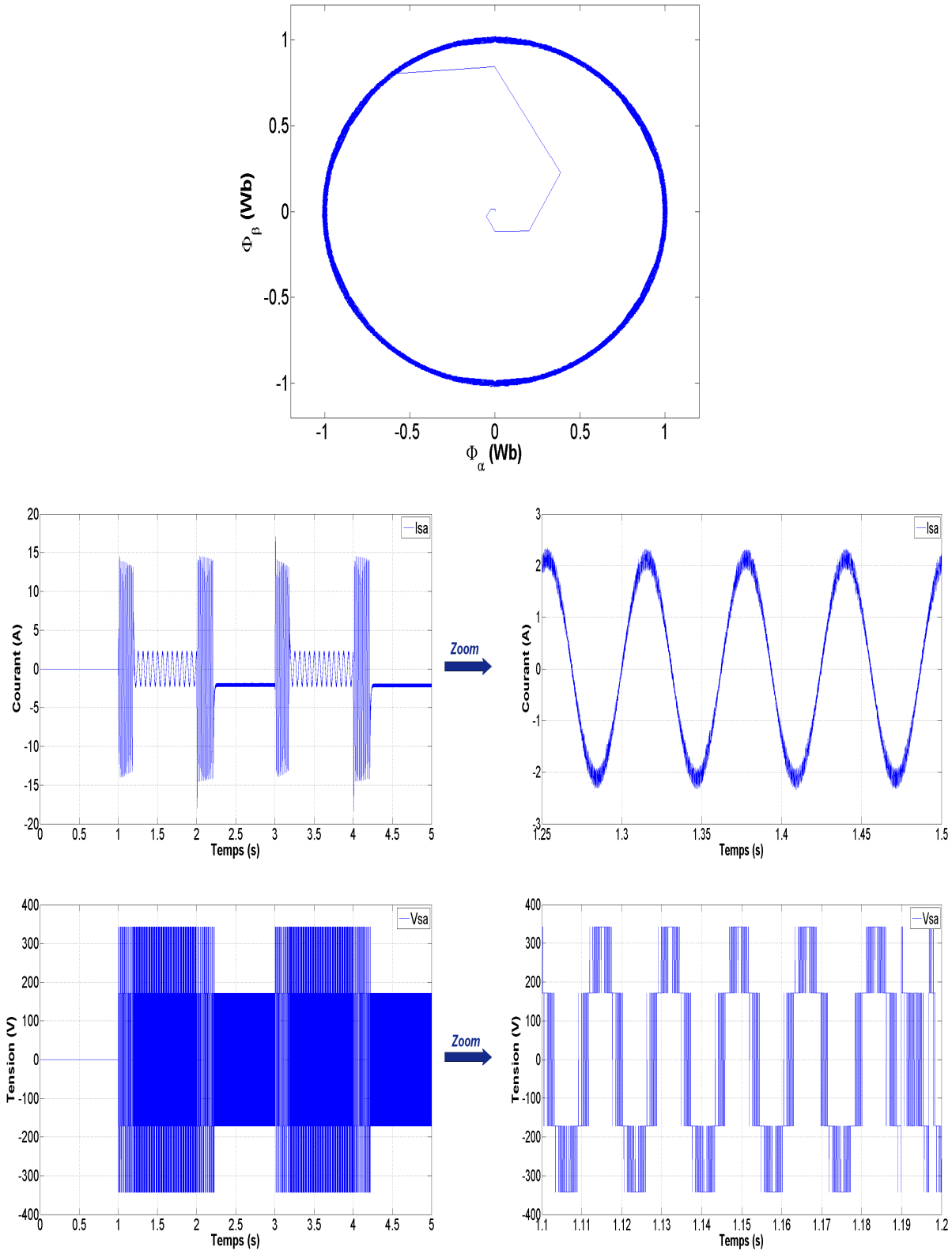


Figure 2.11 – Réponse du système pour deux valeurs de consignes de vitesse (suite)

b. Test 2

Dans un second temps, nous avons simulé la performance d'un réglage de vitesse à l'aide d'un correcteur PI classique, appliqué à une machine asynchrone commandée par la technique de commande directe du couple (DTC). L'analyse a été menée pour différentes valeurs de consigne de vitesse.

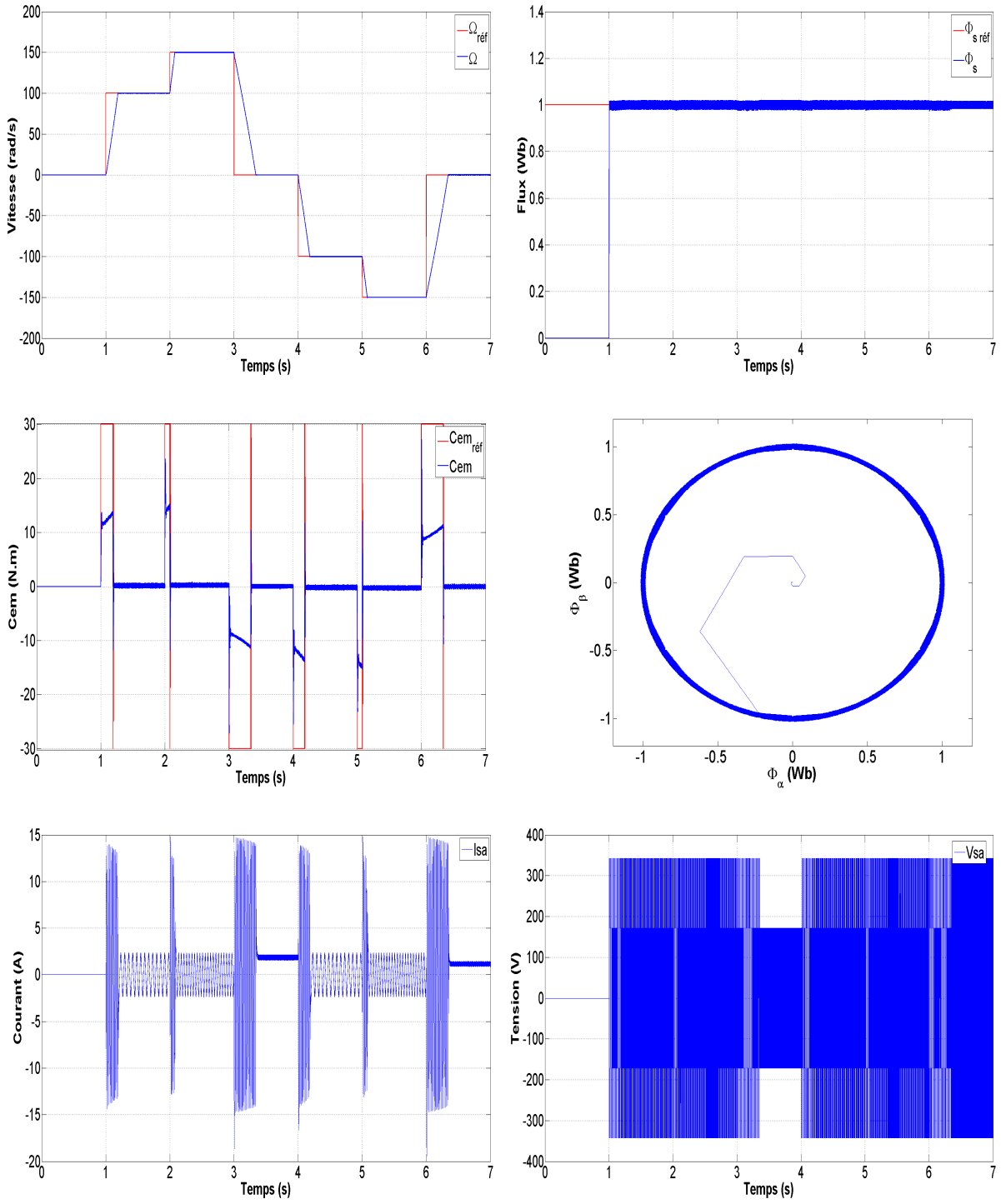


Figure 2.12 – Réponse du système pour différentes valeurs de consigne de vitesse

2.11.1 Interprétation des résultats

L'analyse des **Figures 2.11** et **2.12** met en évidence que :

Vitesse :

— La machine suit correctement les différentes consignes de vitesse (positives et négatives).
— Le zoom montre une légère erreur transitoire et un temps de réponse rapide.

Couple électromagnétique (Cem) :

— Le couple réagit brusquement aux changements de consigne de vitesse, avec des pics à chaque transition.
— Le zoom montre des oscillations rapides autour de la valeur de consigne, typiques d'une commande DTC.

Flux statorique :

— Le flux est bien maintenu autour de sa valeur de consigne (≈ 1 Wb).
— Le zoom révèle de légères ondulations dues au découpage rapide du convertisseur, mais la régulation est efficace.

Trajectoire du flux statorique ($\Phi_{s\alpha}$, $\Phi_{s\beta}$) :

— L'ellipse caractéristique d'un flux bien contrôlé par DTC est visible.
— Le centre se déplace au démarrage (zone transitoire), puis se stabilise.

Courant de phase statorique I_{sa} :

— Le courant varie en fonction des vitesses imposées.
— À pleine vitesse, la forme est sinusoïdale, lors des transitoires (au changement de vitesse), on voit des oscillations plus marquées.

Tension de phase statorique V_{sa} :

— Forme typique de la DTC : impulsions très rapides.
— Lors des transitoires, la tension présente des variations significatives pour compenser l'écart de vitesse.

2.12 Conclusion

Ce chapitre a présenté en détail la commande directe du couple (DTC) appliquée aux machines asynchrones, une technique devenue incontournable pour le pilotage performant de ces machines. Nous avons d'abord exposé les fondements théoriques et les caractéristiques principales de la DTC, qui permet un contrôle direct du couple et du flux statorique sans recours à la modulation de largeur d'impulsions ni à la connaissance précise de la

position rotorique. Cette approche simplifie notablement la structure de commande tout en assurant une dynamique très rapide.

La stratégie DTC repose sur l'estimation en temps réel du flux statorique et du couple électromagnétique, obtenue à partir des mesures de courants et tensions statoriques transformés dans un repère fixe (α, β). L'utilisation de régulateurs à hystérésis permet de maintenir ces grandeurs dans des bandes de tolérance, ce qui conduit à la sélection optimale des vecteurs de tension appliqués par l'onduleur. Cette technique garantit une excellente réponse dynamique.

En définitive, la commande directe du couple (DTC) constitue une avancée significative dans le pilotage des machines asynchrones par rapport aux méthodes traditionnelles de commande de couple. Elle se distingue par une réponse dynamique plus rapide, une précision renforcée et une meilleure efficacité énergétique. Toutefois, sa mise en œuvre peut s'avérer plus complexe, car elle requiert des calculs en temps réel à la fois rapides et précis pour garantir un fonctionnement optimal.

Chapitre 3

Commande DTC-Backstepping de la machine asynchrone

3.1 Introduction

La technique de Backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurre & Morse (1978), de Tsinias (1989) et de Kokotovit & Sussmann (1989). L'arrivée de la commande par Backstepping a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, il manquait des approches générales. Cette technique est une méthode systématique et récursive de synthèse de lois de commande non linéaires qui utilise le principe de stabilité de Lyapunov et qui peut s'appliquer à un grand nombre de systèmes non linéaires [33] [34].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons principalement à de nouvelles approches d'application de la commande DTC-Backstepping à la machine asynchrone. Après une présentation du principe et de la méthode de mise en œuvre de cette technique de commande récursive, nous l'appliquons à la machine asynchrone afin de synthétiser une commande stabilisante, visant le contrôle de la vitesse de rotation. Cette approche repose sur l'orientation du flux statorique et à pour objectif de remplacer le régulateur classique PI. Enfin, des résultats de simulation sont présentés pour démontrer l'efficacité de cette commande.

3.2 Commande Backstepping

3.2.1 Principe

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. La technique du backstepping fait partie de ces nouvelles percées dans ce domaine [35][36]. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire. Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multivariable (MIMO) et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande (CLF) [37].

3.2.2 Méthodes de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches possibles. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. La deuxième approche consiste à trouver une Fonction de Commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. 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.

L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping est basée sur les méthodes Lyapunov qui constituent un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant [38].

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

3.2.2.1 La Première méthode de Lyapunov

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global [39]. Cette méthode ne permet pas de prendre en compte tous les types de phénomènes non linéaires en raison des approximations liées à la linéarisation.

3.2.2.2 La Deuxième méthode de Lyapunov

consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. La technique du Backstepping permet de trouver de telles fonctions pour des systèmes d'ordre élevé [40].

3.2.3 Application de la commande DTC-Backstepping sur une machine asynchrone

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle approche de commande DTC-Backstepping appliquée à la machine asynchrone. Cette approche est conçue de manière à conserver la structure générale d'une commande DTC, comme illustré dans la **Figure 3.1**. Toutefois, le régulateur PI classique est remplacé par une loi de commande fondée sur la technique du Backstepping, afin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation efficace de la vitesse.

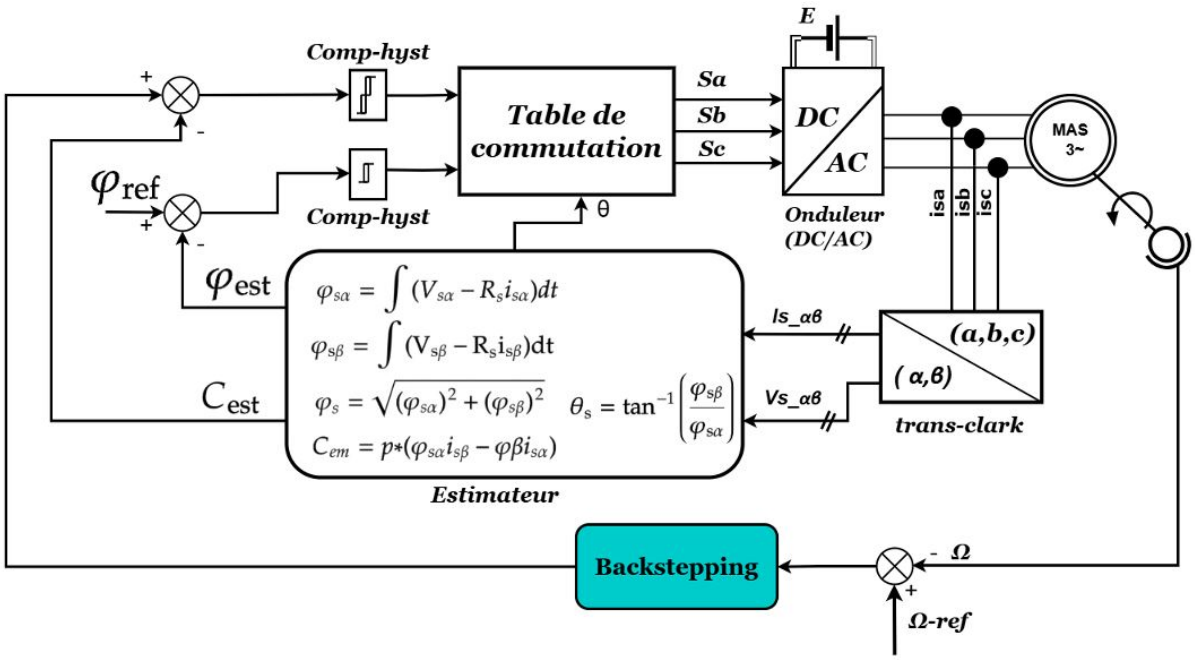


Figure 3.1 – Structure générale de la commande Backstepping de la machine asynchrone

3.2.4 Algorithme de la commande

L'approche du Backstepping, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone, est basée sur le principe du contrôle direct du couple (DTC). Dans ce cas, la commande sera appliquée dans le repère (α, β), en considérant la vitesse comme variable d'état principale à réguler.

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f\Omega - C_r \tag{3.1}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - f\Omega - C_r) \tag{3.2}$$

On considère l'erreur e_1 entre la vitesse Ω et sa référence Ω_{ref} :

$$e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \tag{3.3}$$

La dérivée de e_1 est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \tag{3.4}$$

On choisit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \tag{3.5}$$

Dont la dérivée est :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 \tag{3.6}$$

Pour que $\dot{V}_1 < 0$ il faut :

$$\dot{V}_1 = -K_1 e_1^2 \Rightarrow e_1 \dot{e}_1 = -K_1 e_1^2$$

donc :

$$\dot{e}_1 = -K_1 e_1 \tag{3.7}$$

Où K_1 est une constante positive déterminée par la dynamique du système en boucle fermée.

En injectant les deux **équations (3.7)** et **(3.2)** dans **l'équation (3.4)**, on obtient :

$$-K_1 e_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \tag{3.8}$$

$$-K_1 e_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J}(C_{em} - f\Omega - C_r) \tag{3.9}$$

$$-JK_1 e_1 = J\dot{\Omega}_{ref} - (C_{em} - f\Omega - C_r) \tag{3.10}$$

$$-JK_1 e_1 = J\dot{\Omega}_{ref} - C_{em} + f\Omega + C_r \tag{3.11}$$

Finalement, le choix de la loi de commande s'obtient comme suit :

$$C_{em} = J\dot{\Omega}_{ref} + JK_1 e_1 + f\Omega + C_r \tag{3.12}$$

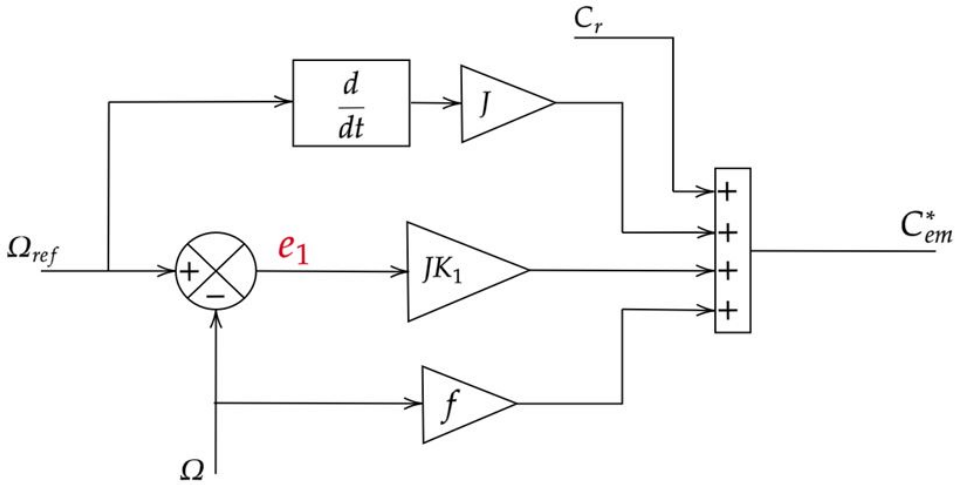


Figure 3.2 – Schéma de la loi de commande Backstepping

3.3 Résultats de simulation

Le comportement de la structure de commande DTC-Backstepping, appliquée à une machine asynchrone de 1,5 kW dont les paramètres sont fournis dans l'annexe, a été simulé sous l'environnement Matlab/Simulink.

La simulation a été effectuée dans les conditions de fonctionnement suivantes :

- La valeur de référence du flux statorique est $\Phi_{s\,\text{réf}} = 1$ Wb.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à ± 0.01 Wb.
- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à ± 0.05 N.m.
- La constante $K_1 = 300$.

Nous avons étudié la performance de la régulation de vitesse par Backstepping de la machine asynchrone, représentée par la **Figure 3.1**, lors d'un démarrage à vide avec une consigne de vitesse $\Omega_{\text{réf}} = 100$ rad/s. À partir de $t = 3$ s, la consigne de vitesse a été inversée ($\Omega_{\text{réf}} = -100$ rad/s). Le coefficient de régulation K_1 a été fixé à 300.

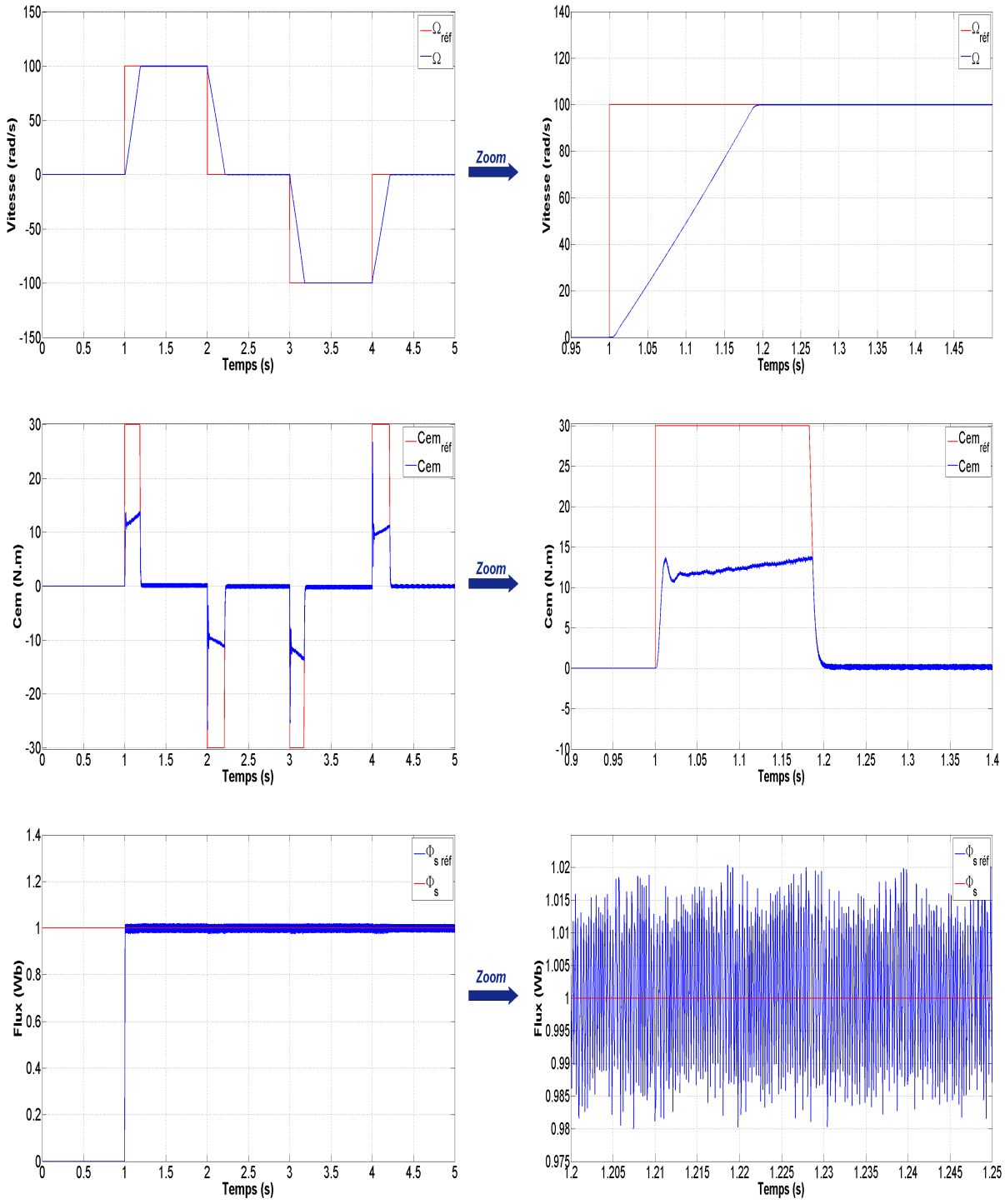


Figure 3.3 – Réponse du système

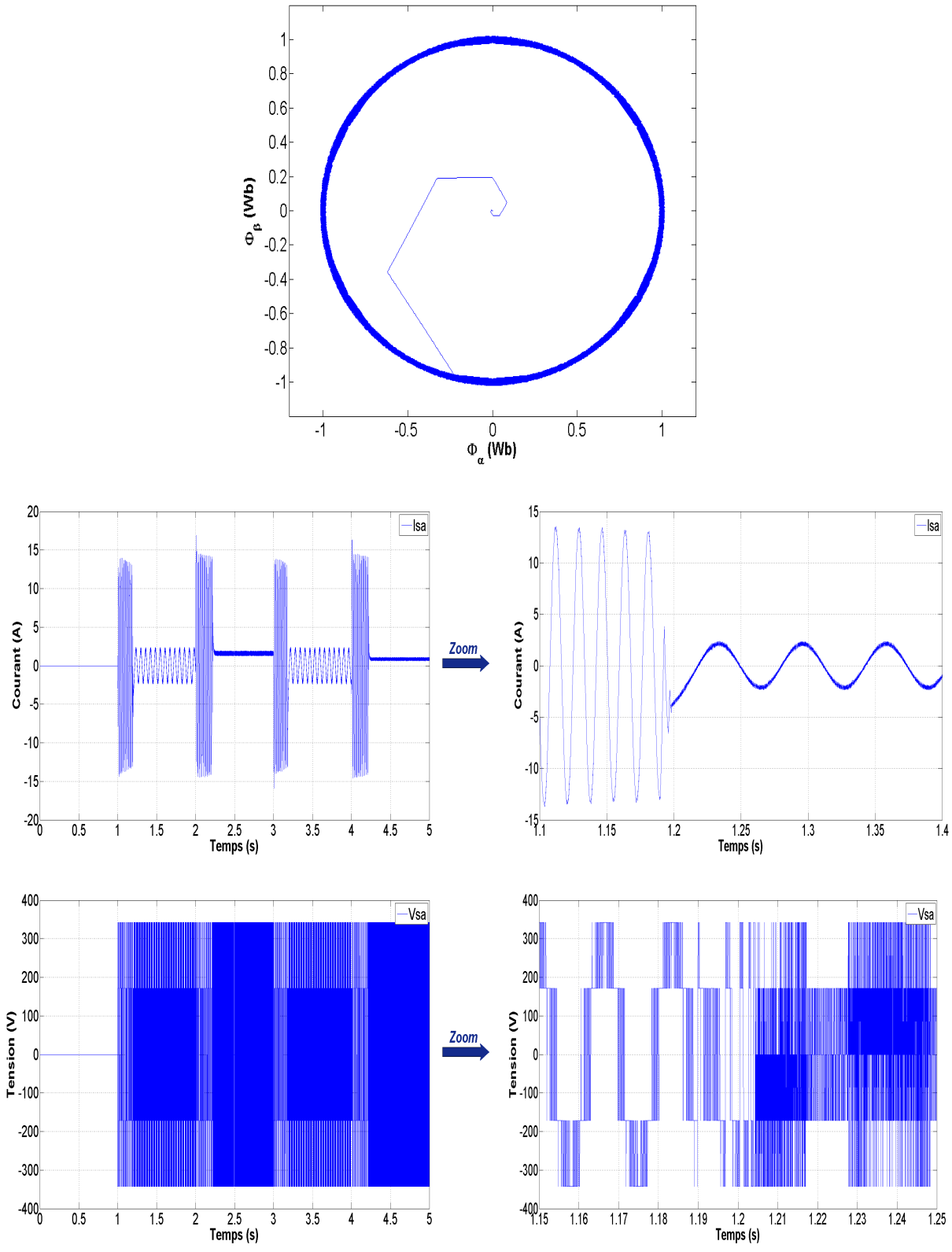


Figure 3.3 – Réponse du système (suite)

D'après la **Figure 3.3** on constate que :

- La machine suit bien la consigne de vitesse de 100 rad/s au démarrage, même lors de l'inversion de la consigne de vitesse ($\Omega_{\text{réf}} = -100$ rad/s), ce qui indique une bonne réponse dynamique. Le zoom montre un démarrage rapide et sans dépassement important.
- Présence de pics de couple à chaque transition (démarrage et inversion de vitesse), typiques des phases transitoires. La régulation stabilise rapidement le couple vers zéro entre les transitions, ce qui confirme une bonne robustesse dynamique.
- Courant sinusoïdal avec un léger bruit haute fréquence, des pics visibles pendant les transitions de vitesse. Fréquence constante après stabilisation, ce qui montre que la machine fonctionne en régime établi.
- Le flux suit sa référence après le démarrage, il reste quasiment constant (1 Wb), ce qui montre que le contrôle du flux est bien assuré.
- La Courbe du cercle de flux est elliptique en régime permanent, typique d'une machine bien contrôlée.
- La tension de sortie de l'onduleur V_{sa} présente une Forte commutation pendant les phases dynamiques (démarrage, inversion).

3.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré la commande DTC-Backstepping appliquée à la machine asynchrone, en nous appuyant sur les fondements de la théorie de Lyapunov pour garantir la stabilité du système en boucle fermée. Après une introduction aux concepts de base liés à la stabilité des systèmes non linéaires, notamment les deux méthodes classiques de Lyapunov, nous avons détaillé la structure et le principe de cette technique de commande récursive.

L'application pratique du Backstepping, intégrée à une stratégie de contrôle direct du couple (DTC), a permis d'élaborer une loi de commande non linéaire visant à remplacer avantageusement le régulateur PI classiques. L'approche adoptée assure une régulation efficace de la vitesse de la machine asynchrone, tout en maintenant le flux statorique à sa valeur de référence.

Les résultats de simulation ont clairement démontré les performances dynamiques remarquables de la commande DTC-Backstepping : réponse rapide, suivi précis des consignes, robustesse face aux variations, et réduction significative du dépassement. Ces résultats confirment que la méthode Backstepping constitue une alternative puissante et fiable aux techniques de commande linéaire classiques, notamment dans le cadre de systèmes non linéaires complexes tels que les machines électriques.

Chapitre 4

Implémentation des commandes DTC-PI et DTC-Backstepping d'une MAS

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la mise en œuvre expérimentale des deux stratégies de commande étudiées précédemment, à savoir la Commande Directe du Couple (DTC) avec un régulateur PI et la Commande DTC-Backstepping, appliquées à une Machine Asynchrone (MAS). Après avoir validé ces techniques en simulation, il est essentiel de vérifier leur performance en conditions réelles à l'aide d'un banc d'essai expérimental.

Dans un premier temps, nous présentons en détail la structure du banc d'essai développé, ainsi que les différents éléments qui le composent, notamment la machine asynchrone, l'onduleur, les capteurs, les dispositifs d'acquisition et la carte dSPACE. Ensuite, nous décrivons les différentes étapes d'implémentation des lois de commande sur la plateforme temps réel. Enfin, ce chapitre expose et analyse les résultats expérimentaux obtenus, afin de comparer les performances dynamiques et statiques des deux méthodes de commande, en termes de régulation de vitesse, de réponse en couple, et de qualité du flux magnétique.

Cette démarche permet ainsi d'évaluer concrètement l'efficacité et la robustesse des commandes étudiées, tout en mettant en lumière les avantages et les limites de chacune dans un environnement expérimental réel.

4.2 Présentation du banc d'essai

Dans cette section, nous présentons le banc d'essai que nous avons mis en place au laboratoire de recherche du **LREA** (Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en Automatique) pour l'implémentation des commandes DTC-PI et DTC-Backstepping, appliquées à une machine asynchrone. Le banc d'essai, illustré à la **Figure 4.1**, se compose des éléments suivants :

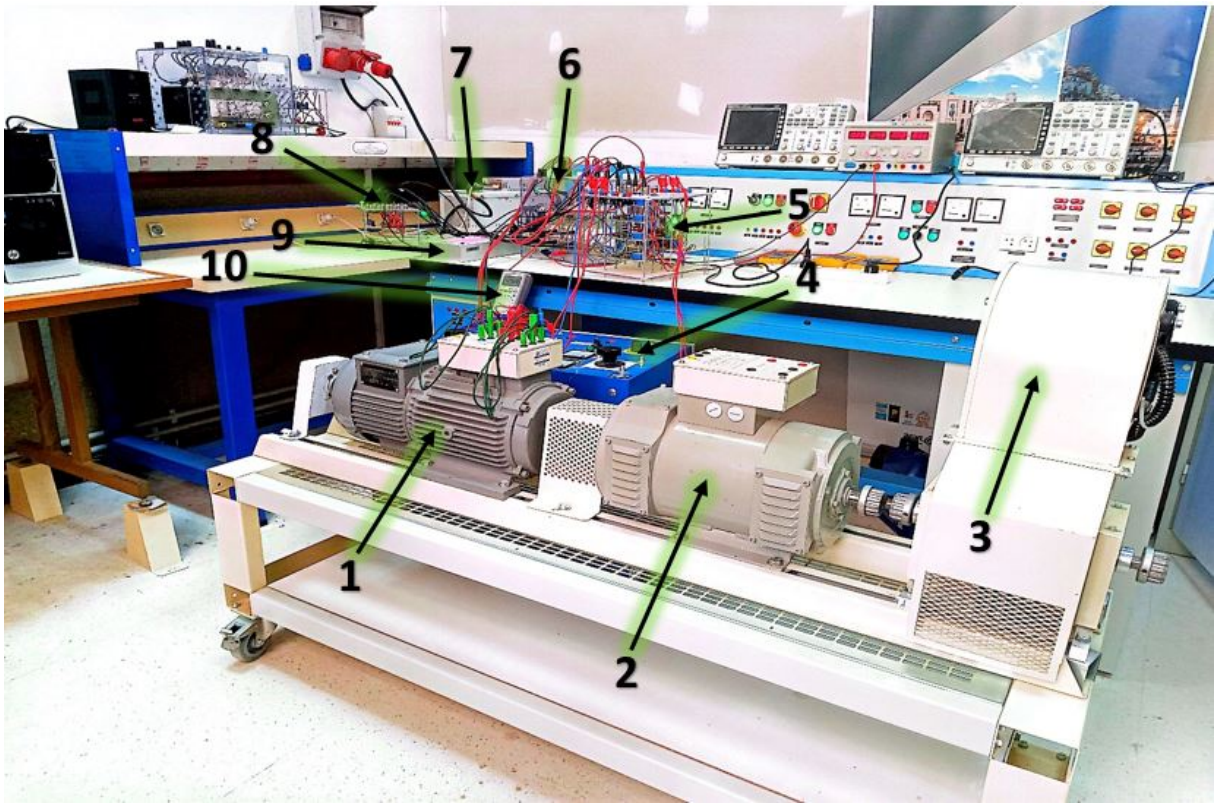


Figure 4.1 – Banc d'essai

1 → Machine asynchrone
2 → Machine à courant continu
3 → Frein à poudre
4 → Alimentation
5 → Onduleur
6 → Capteur de courant
7 → Auto-box
8 → Générateur d'impulsion
9 → Carte dSPACE
10 → Voltmètre

4.2.1 Partie de puissance

Le partie de puissance de ce banc d'essai se compose des éléments suivants :

► L'alimentation

Le système comprend un réseau triphasé de 380 V à 50 Hz ainsi qu'un autotransformateur triphasé (3 × 0–430 V AC / 6 A). Cet autotransformateur est utilisé pour ajuster la tension d'entrée du pont redresseur à diodes, ce qui permet de faire varier la tension du bus continu.

► Machine asynchrone

La commande est appliquée à une machine asynchrone de 1,5 Kw, 230/460 V, 3,4 A, 1425 tr/min, couplée à une génératrice à courant continu. Comme illustré à la **Figure 4.1**, la machine est associée à un frein à poudre permettant de générer un couple de charge contrôlé.

► L'onduleur de tension

Le convertisseur utilisé est constitué d'un redresseur, d'un onduleur de tension triphasé, ainsi que de deux condensateurs. Le rôle du redresseur est de convertir une tension alternative triphasée, de fréquence et d'amplitude constantes, en une tension continue stable. Ce redresseur est adapté au réseau triphasé 380 V et fournit une tension continue en sortie.

L'onduleur de tension triphasé, quant à lui, convertit cette tension continue en une tension alternative dont la fréquence et l'amplitude sont variables. L'architecture de cet onduleur, présentée à la **Figure 2.9** du deuxième chapitre, se compose de trois bras, chacun équipé de deux interrupteurs de puissance IGBT.

Pour cet onduleur, la fréquence maximale de commutation est fixée à 10 kHz. Une photo de l'onduleur est montrée à la **Figure 4.2**.

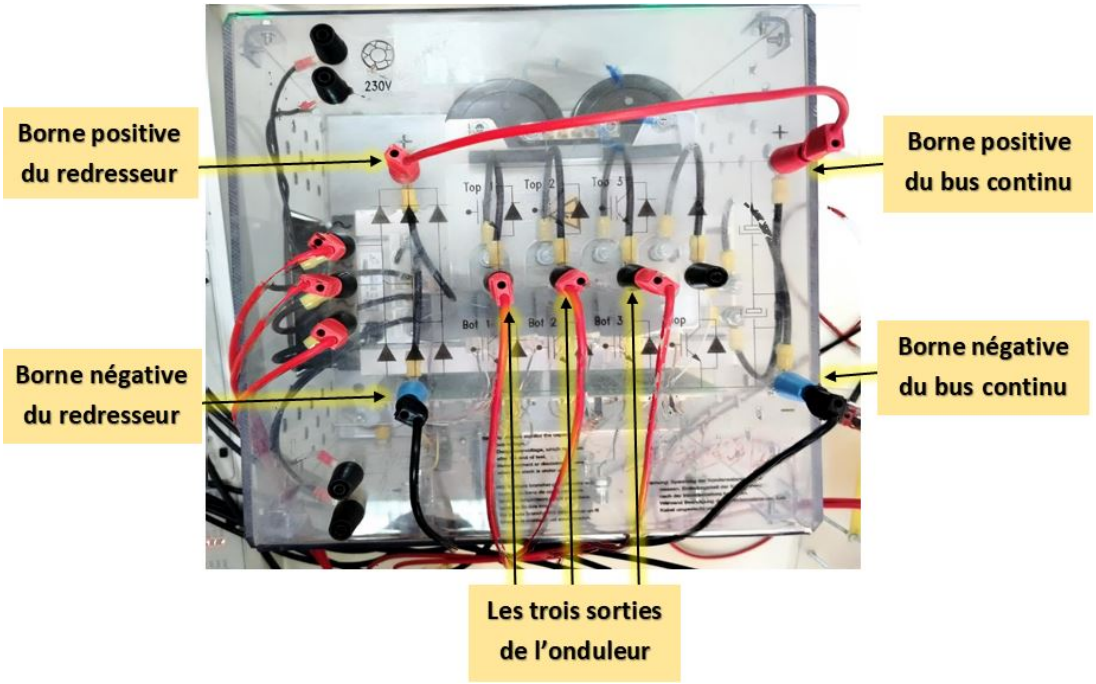


Figure 4.2 – montage expérimental d'un onduleur de tension

4.2.2 Chaîne d'acquisition

Le système de mesure utilisé sur le banc d'essai dans le cadre de ce projet se compose des éléments suivants :

- Deux capteurs de courant LEM LA 25-NP, destinés à la mesure des courants statoriques.
- Deux capteurs de tension LEM LV 25-P, utilisés pour mesurer les tensions entre phases de la machine.
- Un générateur d'impulsions DC 5V/15V est utilisé pour adapter les niveaux de tension. En effet, les transistors IGBT de l'onduleur nécessitent une alimentation de 0 à 15V, tandis que la carte dSPACE fournit des signaux compris entre 0 et 5V.

► Les capteurs de courant LEM LA25-NP

Les capteurs de courant permettent de mesurer en temps réel les courants circulant dans la machine asynchrone et de les convertir en signaux analogiques exploitables. Le choix s'est porté sur les capteurs LEM LA25-NP, basés sur la technologie à effet Hall, pour leurs avantages en termes de simplicité d'installation, de précision et de résistance aux interférences.

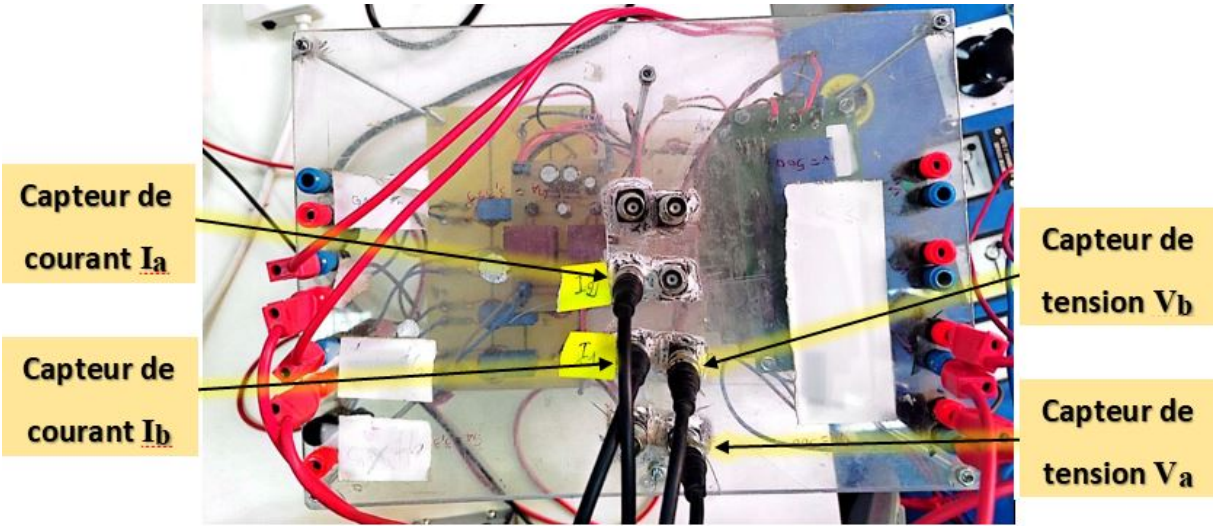


Figure 4.3 – Photo du Capteur de courant

► Générateur d'impulsion

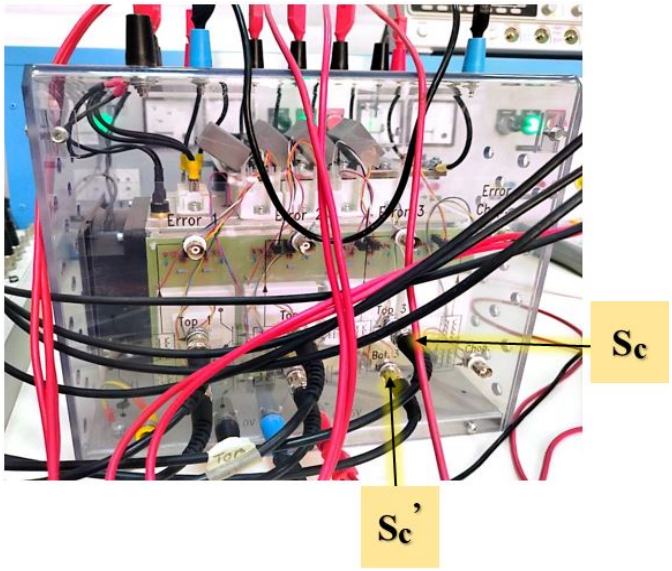
Les transistors IGBT de l'onduleur nécessitent une alimentation de commande de 0 à 15 V, tandis que la carte dSPACE délivre des signaux de commande compris entre 0 et 5 V. Il est donc nécessaire d'utiliser un amplificateur pour adapter ces niveaux de tension. Cet amplificateur dispose de trois entrées (Sa, Sb, Sc), issues des convertisseurs numériques-analogiques (DAC) de la carte dSPACE.

Les signaux de commande (Sa, Sb, Sc), fournis avec une amplitude de 5 V, sont amplifiés à 15 V. À la sortie, chaque signal est accompagné de son complémentaire, généré à l'aide d'un circuit électronique de type CD4069. Ainsi, on obtient six signaux de commande au total, chacun ayant une amplitude de 15 V.

Ces six signaux sont utilisés pour piloter les transistors IGBT de l'onduleur. L'amplificateur joue donc ici le rôle d'un générateur d'impulsions, garantissant une commande adaptée des interrupteurs de puissance.



(a) Amplificateur



(b) Injection des signaux de commande au niveau de l'onduleur

Figure 4.4 – Dispositifs d'amplification des signaux de commande

4.2.3 Partie de commande

► La carte de commande (dSPACE 1103)

La carte dSPACE DS1103 est une plateforme de prototypage temps réel largement utilisée dans les systèmes de commande en électrotechnique, en particulier pour les applications comme la commande directe du couple (DTC) et la commande Backstepping d'une machine asynchrone (MAS). Son utilisation dans notre banc d'essai a plusieurs objectifs importants :

1. Implémentation en Temps Réel

- La carte dSPACE 1103 permet d'exécuter des algorithmes de commande complexes (comme la DTC - Direct Torque Control et la Backstepping) en temps réel avec une haute précision.
- Elle assure une interaction rapide entre le modèle théorique (Simulink/MATLAB) et le système physique (MAS, onduleur, capteurs).

2. Rapidité de Calcul

- Grâce à son DSP puissant, elle permet une exécution ultra-rapide des boucles de contrôle, nécessaire pour des stratégies comme la DTC qui nécessitent une fréquence de commutation élevée.
- La Backstepping, basée sur une approche non linéaire, demande aussi des calculs complexes que la carte peut gérer efficacement.

3. Interface Flexible avec MATLAB/Simulink

- La carte est compatible avec RTI (Real-Time Interface) de dSPACE, permettant une transition facile du modèle Simulink vers le matériel sans codage manuel en C.
- Les gains et paramètres de contrôle peuvent être ajustés en ligne pendant l'expérimentation.

4. Acquisition de Données et Supervision

- Elle permet de capturer et d'enregistrer des signaux (courant, vitesse, couple, flux, tension) à l'aide de convertisseurs analogique-numérique (ADC), en vue d'analyser et de valider les performances des commandes DTC-PI et DTC-Backstepping.
- Control Desk (logiciel dSPACE) permet une visualisation et un réglage en temps réel.

5. Génération des PWM et Gestion des Entrées/Sorties

- La carte génère les signaux PWM pour piloter l'onduleur alimentant la MAS.
- Elle gère les signaux des capteurs (codeurs, courants, tensions) nécessaires pour le feedback dans les deux commandes.

La carte dSPACE DS1103 sert de lien entre la simulation (commande DTC-PI ou DTC-Backstepping) et l'expérimentation réelle sur une machine asynchrone. Elle permet une mise en œuvre rapide, sûre et flexible des algorithmes de commande en temps réel.

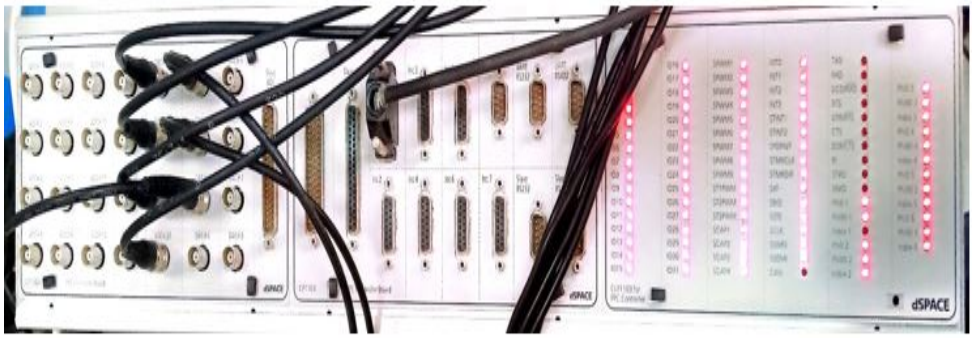


Figure 4.5 – La carte de commande dSPACE 1103

► Interface graphique CONTROL DESK

CONTROL DESK est une interface graphique permettant de visualiser l'ensemble des variables (de contrôle, de retour capteur, etc.) disponibles dans les schémas Simulink/dSPACE dédiés à la commande.

Couplé à dSPACE, qui intègre des blocs Simulink spécialisés pour la commande des machines, CONTROL DESK offre un accès complet aux signaux essentiels, facilitant ainsi la maîtrise et l'analyse du système.

Parmi les signaux fréquemment visualisés, on retrouve :

— Les courants statoriques et leurs valeurs efficaces.

— Les signaux de commande.

— Les tensions composées statoriques et leurs valeurs efficaces.

Les signaux transitent entre la carte dSPACE et les autres équipements via le CONTROL PANEL, qui sert d'interface intermédiaire.

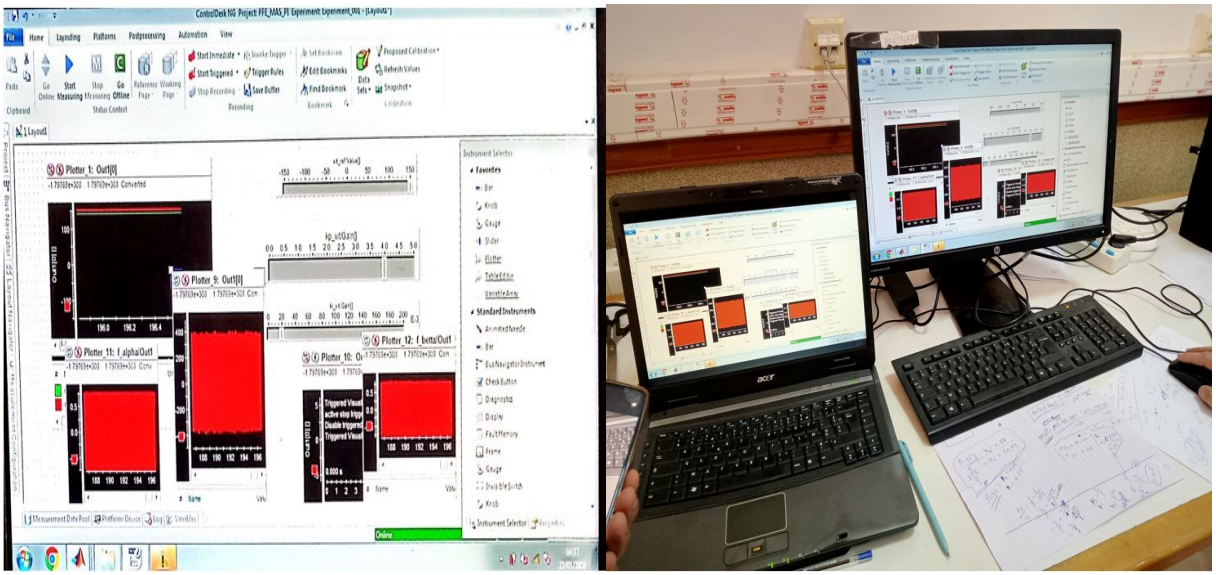


Figure 4.6 – Interface visuelle pour l'affichage des données

4.3 Résultats expérimentaux de la commande DTC-PI

a. Test 1

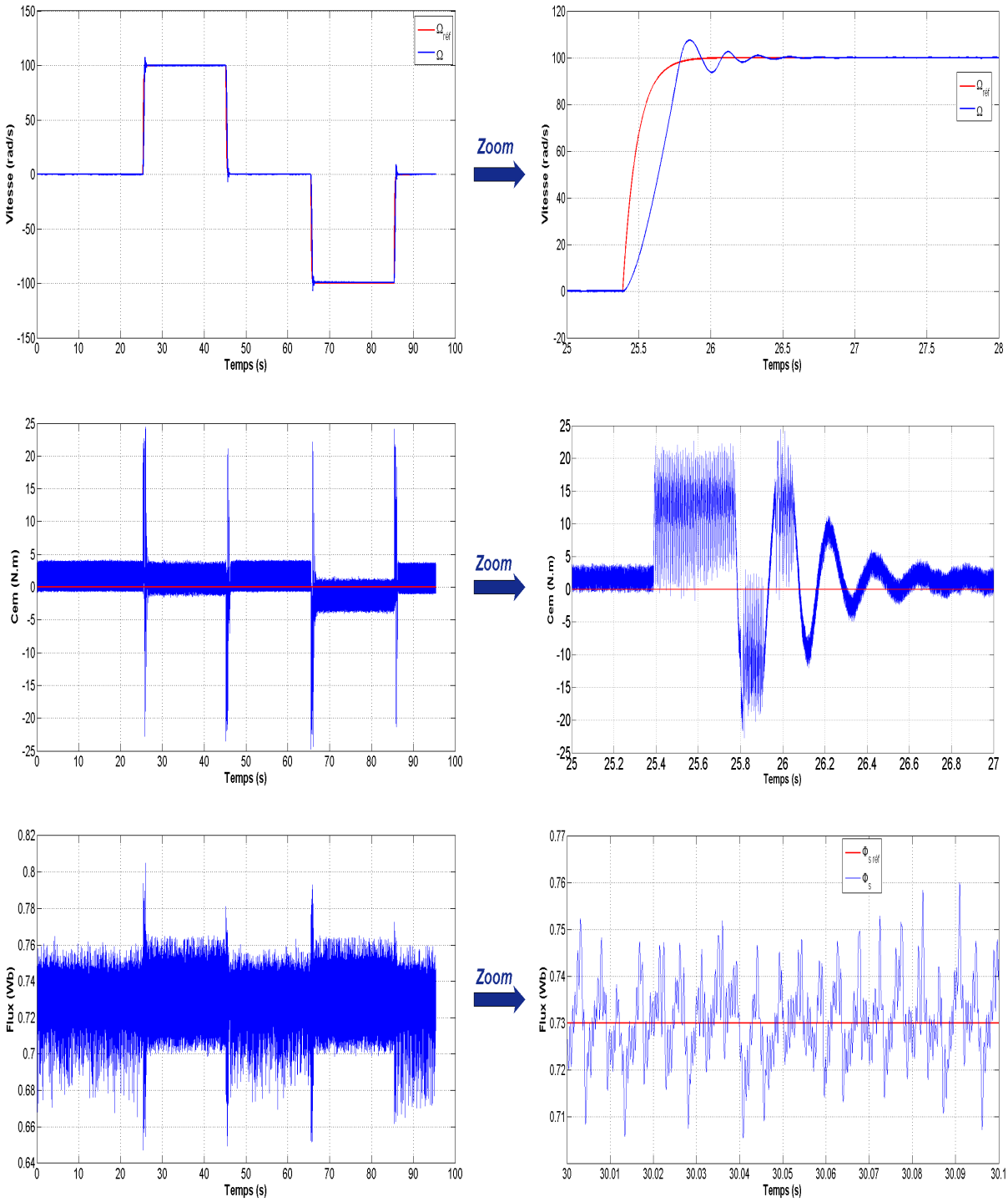


Figure 4.7 – Réponse dynamique du système en temps réel

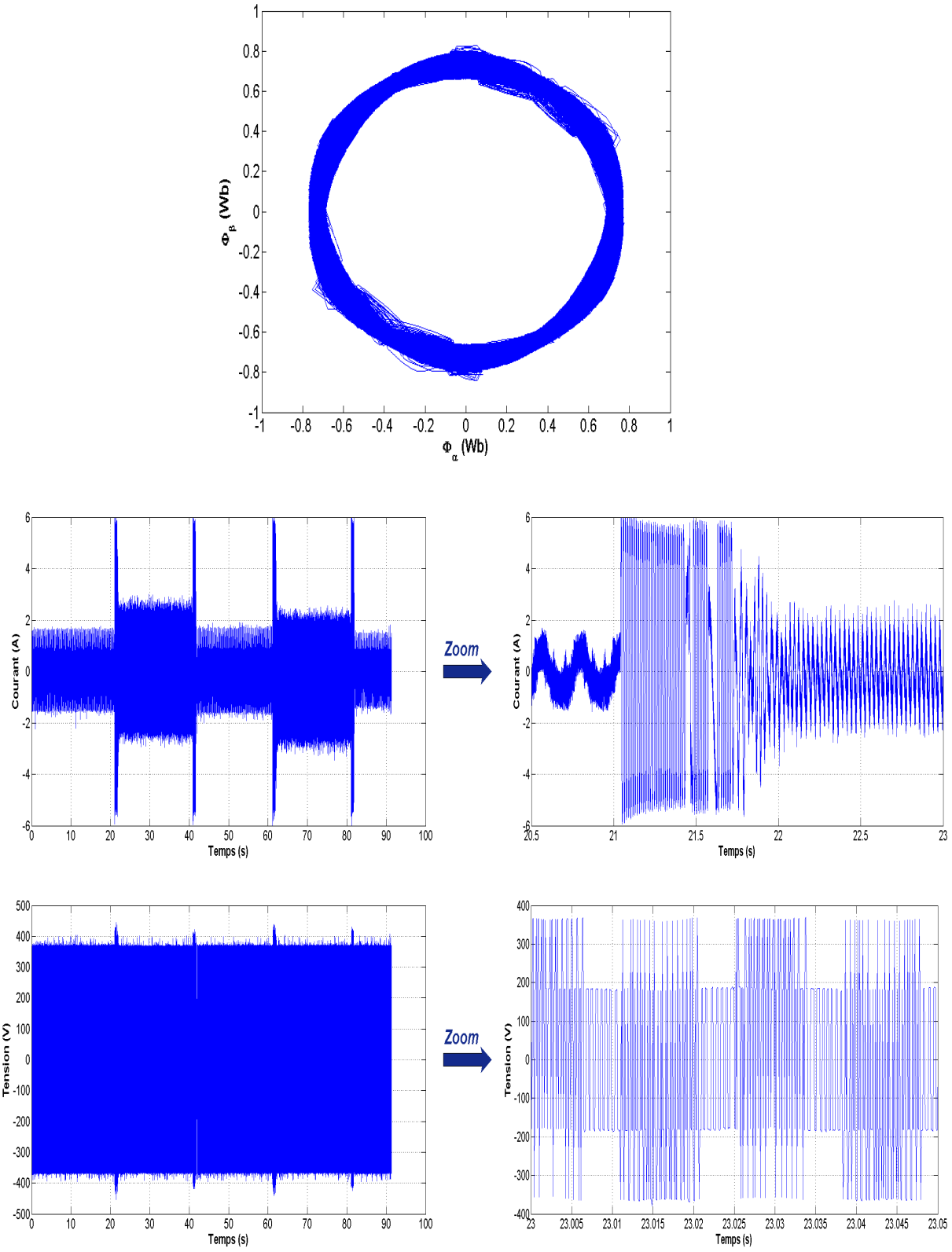


Figure 4.7 – Réponse dynamique du système en temps réel (suite)

b. Test 2

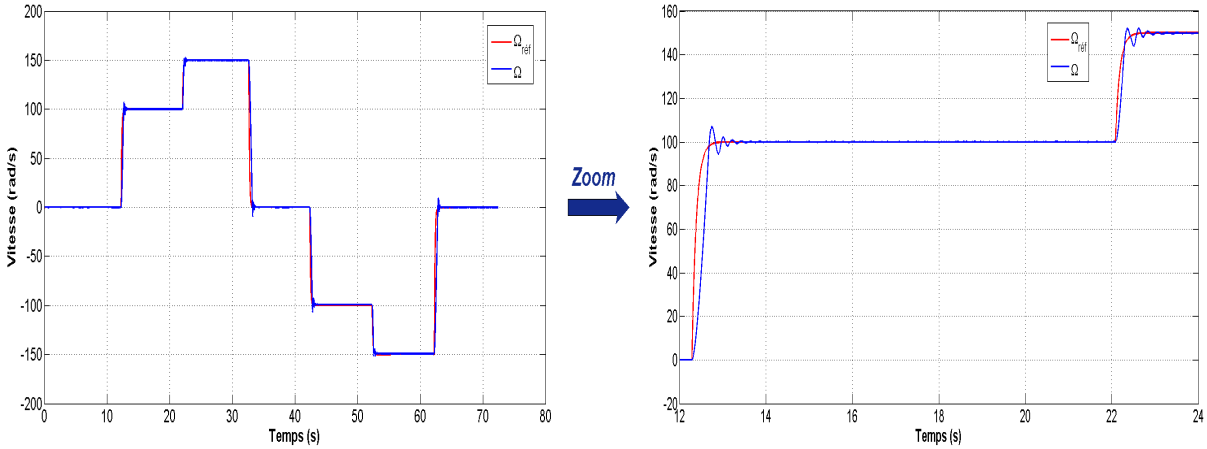


Figure 4.8 – Réponse dynamique du système en temps réel pour différentes valeurs de consigne de vitesse

4.4 Résultats expérimentaux obtenus avec la commande DTC-Backstepping

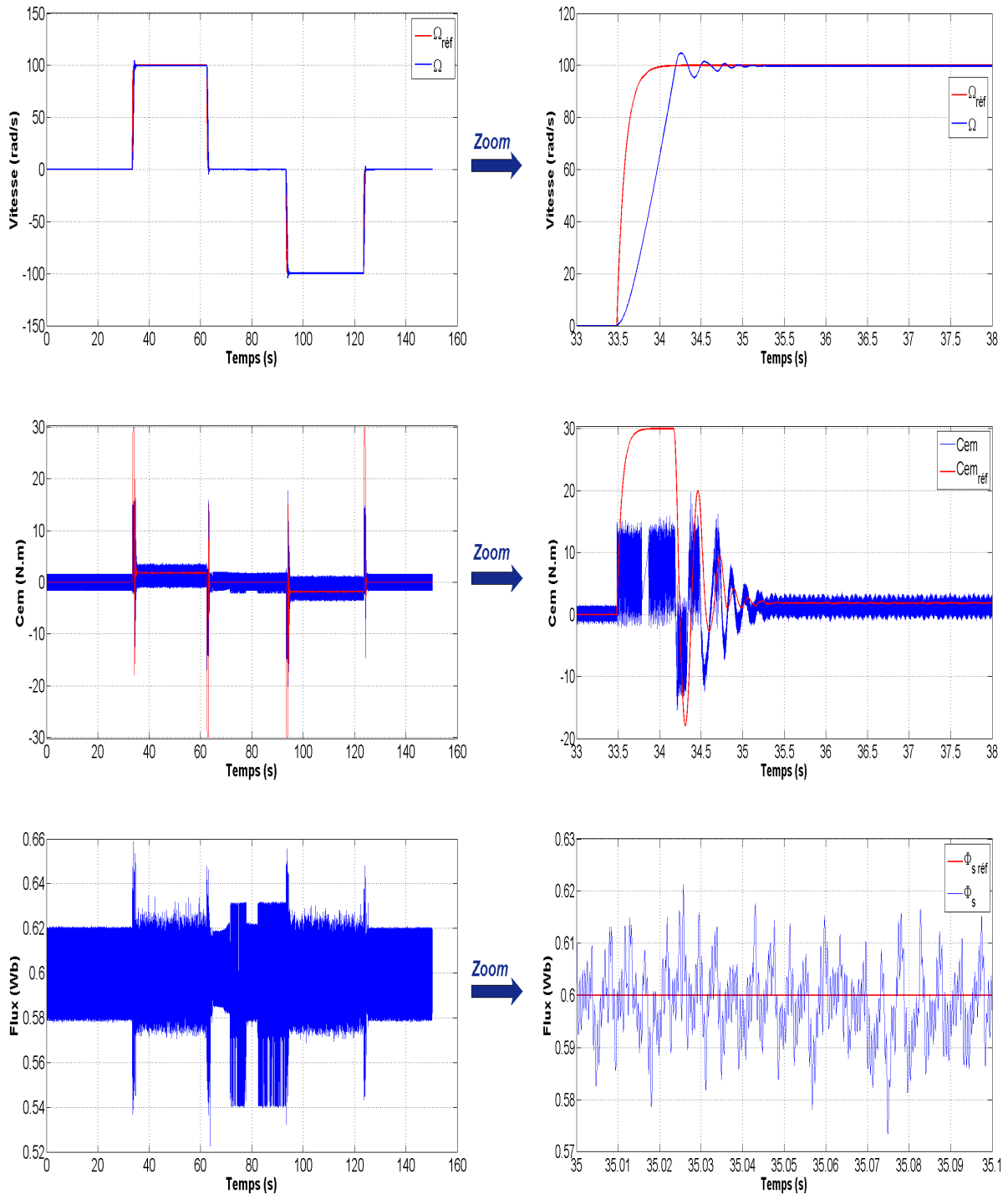


Figure 4.9 – Réponse dynamique du système en temps réel

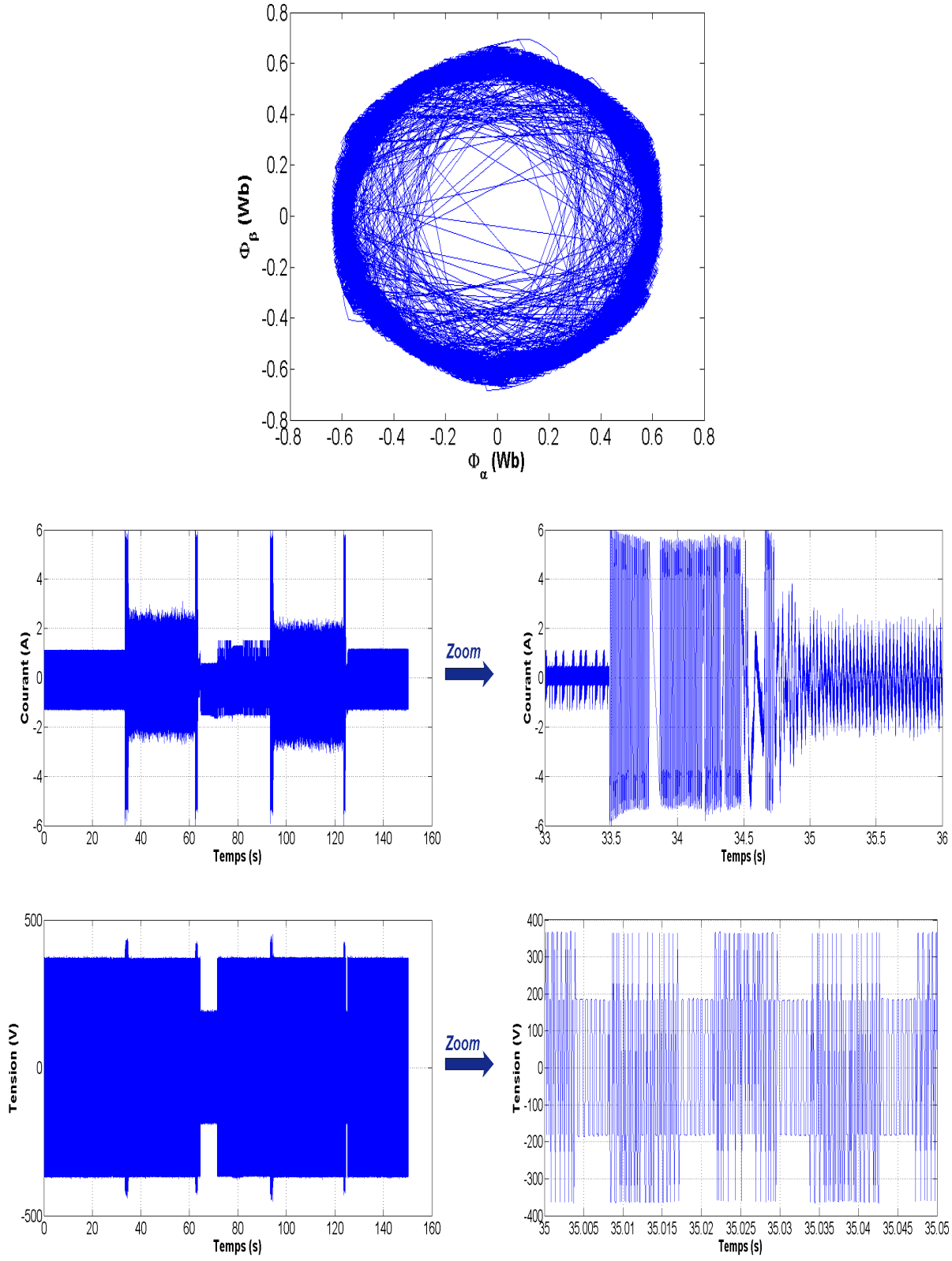


Figure 4.9 – Réponse dynamique du système en temps réel (suite)

4.5 Interprétation des Résultats des Commandes DTC-PI et DTC-Backstepping

a. Commande DTC-PI

- **Vitesse :** La réponse dynamique montre que le système atteint la consigne de vitesse avec une légère oscillation et un temps de stabilisation modéré. Le PI permet un suivi correct de la vitesse mais peut présenter des dépassements selon les gains choisis.
- **Couple :** Le couple électromagnétique suit les variations de vitesse avec des oscillations transitoires, typiques d'un régulateur PI qui peut manquer de robustesse face aux perturbations.
- **Flux :** Le flux statorique est maintenu autour de sa référence, mais des variations peuvent être observées lors des transitoires de vitesse, indiquant une interaction entre les boucles de vitesse et de flux.
- **Courant :** Les courants statoriques montrent des pics lors des changements de consigne, reflétant l'effort du contrôleur pour ajuster le couple et le flux.
- **Tension :** Les tensions appliquées varient brusquement lors des transitoires, ce qui est cohérent avec la nature discrète de la commande DTC et l'action du PI.

b. Commande DTC-Backstepping

- **Vitesse :** La réponse dynamique est plus rapide et plus stable que celle du DTC-PI, avec moins de dépassements et un temps de stabilisation réduit. Le Backstepping offre une meilleure robustesse et adaptation aux variations de paramètres.
- **Couple :** Le couple électromagnétique est mieux contrôlé, avec des oscillations réduites grâce à la loi de commande non linéaire qui compense les perturbations.
- **Flux :** Le flux statorique est maintenu plus précisément, même lors des variations de vitesse, grâce à la découplage amélioré entre les boucles de contrôle.
- **Courant :** Les courants statoriques sont plus lissés, avec des transitoires moins abrupts, ce qui réduit les contraintes sur le système.
- **Tension :** Les tensions appliquées sont mieux gérées, avec des commutations plus optimisées, reflétant l'efficacité du Backstepping à minimiser les variations brutales.

Comparaison Globale

- **Performance Dynamique :** Le DTC-Backstepping surpasse le DTC-PI en termes de rapidité, stabilité et précision, surtout lors des transitoires.

- **Robustesse :** Le Backstepping, conçu pour les systèmes non linéaires, gère mieux les incertitudes et perturbations que le PI, qui est linéaire et moins adaptable.
- **Ondulations :** Les grandeurs contrôlées (couple, flux) présentent moins d'ondulations avec le Backstepping, ce qui améliore la qualité de la régulation.

4.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté l'implémentation expérimentale et l'analyse comparative des commandes DTC-PI et DTC-Backstepping pour une machine asynchrone. Les résultats démontrent que la DTC-Backstepping surpasse significativement la DTC-PI en termes de performances dynamiques et de robustesse.

La commande DTC-PI, bien que simple à mettre en œuvre, présente des limitations notables : réponse plus lente, oscillations marquées lors des transitoires, et sensibilité aux perturbations. Ces inconvénients sont particulièrement visibles dans le comportement du couple électromagnétique et des courants statoriques.

À l'inverse, la DTC-Backstepping montre des temps de réponse plus rapides, une meilleure stabilité et des oscillations réduites. Son approche non linéaire permet un contrôle plus précis du flux statorique et une meilleure adaptation aux variations de vitesse. Les signaux électriques (courants, tensions) présentent également moins de distorsions, ce qui est bénéfique pour la durée de vie des composants.

Ces résultats expérimentaux confirment l'intérêt de la commande Backstepping pour les applications nécessitant des performances élevées. Ils ouvrent également des perspectives pour l'intégration d'autres techniques de contrôle avancé afin d'optimiser davantage les performances des systèmes entraînés par des machines asynchrones.

Conclusion générale

Ce travail de recherche a porté sur la modélisation et la commande de la machine asynchrone, en mettant l'accent sur deux stratégies avancées : la commande directe du couple (DTC) classique et la commande DTC-Backstepping. L'objectif principal était d'améliorer les performances dynamiques et la robustesse de la machine asynchrone, tout en réduisant les limitations inhérentes aux méthodes de contrôle conventionnelles.

Dans un premier temps, la modélisation mathématique de la machine asynchrone a été établie, permettant de décrire son comportement électromécanique dans un référentiel triphasé puis diphasé (d-q) via la transformation de Park. Les simulations réalisées ont confirmé la validité du modèle et mis en évidence les interactions entre les grandeurs électriques et mécaniques, notamment le couplage entre les axes direct et en quadrature.

Ensuite, la commande DTC classique a été étudiée, démontrant ses atouts en termes de simplicité et de rapidité de réponse. Toutefois, les résultats ont révélé des limitations, notamment des ondulations de couple et de flux, dues à l'utilisation de comparateurs à hystérésis et à la commutation discrète de l'onduleur.

Pour surmonter ces inconvénients, la commande DTC-Backstepping a été proposée. Basée sur une approche non linéaire et récursive, cette méthode a permis d'améliorer significativement la stabilité et la précision du système, tout en réduisant les oscillations indésirables. Les simulations ont montré une meilleure régulation de la vitesse et du couple, ainsi qu'une robustesse accrue face aux variations paramétriques.

Enfin, l'implémentation expérimentale des deux commandes sur un banc d'essai a validé leurs performances en conditions réelles. Les résultats pratiques ont confirmé la supériorité de la DTC-Backstepping, avec un temps de réponse plus rapide, une meilleure précision et une réduction notable des ondulations par rapport à la DTC-PI.

En conclusion, cette étude a permis de démontrer l'efficacité de la commande DTC-Backstepping comme alternative performante aux méthodes classiques, offrant des perspectives prometteuses pour des applications industrielles exigeantes en termes de dynamique, de précision et de fiabilité, notamment dans le cadre des commandes intelligentes hybrides, de la commande multi-machine, ainsi que de l'intégration avec les énergies renouvelables (applications hybrides).

Bibliographie

[1] Scribd. *Document 3*. https://fr.scribd.com/document/798854230/Document-3. Consulté le [jour mois année]. s.d.

[2] Noureddine Benameur. *Introduction à la commande des machines électriques*. Tunis : Centre de Publication Universitaire, 2009.

[3] Jean-Pierre Caron. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Paris : Éditions Technip, 1995.

[4] Alloti Zohir et Lahreche Younes. *Commande DTC de la machine Asynchrone Triphasée (Simulation et expérimentation)*. MEDEA : Université Dr Yahia FARES de MEDEA, 2023.

[5] A. Zekkour. « Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif ». Mémoire de Magister. Batna, Algérie : Université de Batna, 2010.

[6] Zohir Bouabdallah et Kadour Mahmoudi. *Commande Hybride DTC - Mode de Glissement : Application à la Conduite d'une Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur à cinq niveaux*. Projet de fin d'études d'ingénieur, Université Dr Yahia Fares de Médéa, Département d'électrotechnique. 2009.

[7] X. Jorda. « Conception et réalisation d'une commande économique du couple d'une machine asynchrone pour la traction électrique ». Thèse de doct. INSA de Lyon, CEGELY, 1995, p. 198.

[8] D.R. Choutier. « Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone ». Thèse de doct. CEGELY, École Centrale de Lyon, 1997, p. 192.

[9] C. Canudas de Wit. *Commande des moteurs asynchrone : 1. Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*. Hermès Science Publications, 2000, p. 261. isbn : 2-7462-0111-9.

[10] E. M. Berkouk. « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs direct et indirect : application aux grandeurs et onduleurs multi-niveaux ». Thèse de doct. CNAM, 1995.

[11] J. Chatelain. *Machine électrique, Vol. 2*. Éditions Dunod, 1983.

[12] P. Baret. « Régime transitoire des machines électriques tournantes ». In : *Technique de l'Ingénieur* D3II (1982).

[13] S. Boulkhrachef. « Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC : application à la machine asynchrone commandée par logique floue ». Thèse de Magister. École Nationale Polytechnique (ENP), 2001.

[14] S. Alia et S. Guedda. « Commande vectorielle d'une machine à induction ». Mémoire de Master. Université Echahid Hamma Lakhdar, El-Oued, 2018.

[15] Hanane Chergui. « Commande Directe du Couple d'un Moteur Asynchrone avec la Reconstitution de l'Algorithme des Commutations par la Logique Floue ». Mémoire de Master. Département de Génie Électrique : Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2020.

[16] M. L. Zegai. « Synthèses des techniques de commande DTC associée à l'intelligence artificielle appliquée au contrôle d'un moteur asynchrone alimenté par onduleur multi-niveaux ». Thèse de Doctorat en Science. Université USTO, Oran, 2018.

[17] S. Legrioui. « Étude et réalisation de la commande DTC des machines asynchrones par la logique floue ». Mémoire de Master. Université Constantine 1, 2013.

[18] N. Adjimi et W. Belaidi. « Modélisation et commande d'un onduleur MLI ». Mémoire de Master. Université Larbi Ben M'hidi, Oum El Bouaghi, 2009.

[19] I. Takahashi et T. Noguchi. « A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor ». In : *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-22.5 (sept. 1986), p. 820-827.

[20] H. Yantour, J. Saadi et A. Khoumsi. « Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) ». In : *Conférence Francophone de Modélisation et Simulation (MOSIM'06)*. Rabat, Morocco, 3-5 avr. 2006.

[21] Riad Toufouti. « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone ». Thèse de doctorat en Électrotechnique. Thèse de doct. Constantine, Algérie : Université Mentouri Constantine, 2008.

[22] Med Lasad Roukh et Souhaib Saddiki. « Étude comparative entre la commande vectorielle et la DTC d'un MSAP ». Mémoire de master académique en Génie Electrique, spécialité Machines Electriques. Mém. de mast. Ouargla, Algérie : Université Kasdi Merbah Ouargla, 2022.

[23] K. Akkouchi. « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ». Mémoire de Magister. Annaba, Algérie : Université Badji Mokhtar, 2007.

[24] Abdelhafidh Moualdia. « Stratégies de Commande DTC-SVM et DPC appliquées à une MADA utilisée pour la production d'énergie éolienne ». Thèse de doctorat en Génie Électrique, Option Automatique. Thèse de doct. Alger, Algérie : École Nationale Polytechnique, 2014.

[25] Crystal. *Technique de modulation vectorielle spatiale (SVPWM/SVM)*. Consulté le 2023-11-15. Veichi Electric. Avr. 2018.

[26] Chaima Oumaya et Fatiha Djafour. « Localisation de défauts d'onduleur MLI d'une machine asynchrone commandée en DTC ». Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication, Département d'Électronique et des Télécommunications. Mémoire de Master Académique. Ouargla, Algérie : Université Kasdi Merbah - Ouargla, 2016.

[27] Muhammed Fazlur Rahman et Sanjeet K. Dwivedi, éd. *Modeling, Simulation and Control of Electrical Drives*. London, United Kingdom : The Institution of Engineering et Technology (IET), 2019.

[28] Haitham Abu-Rub, Atif Iqbal et Jaroslaw Guzinski. *High Performance Control of AC Drives with MATLAB/Simulink Models*. Hoboken, NJ, USA : Wiley-IEEE Press, 2012. isbn : 9781119979552.

[29] Maroua Benhamadi. « Implémentation pratique sur la carte dSPACE 1104 de la commande DTC ». Mémoire de Master, No. Réf. : MEC/17/2015. Mém. de mast. Sétif, Algérie : Université Ferhat Abbas - Sétif-1, juin 2015.

[30] Hanane Belkherraz et Amina Chenna. « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile ». Mémoire de Master en Électrotechnique, Option : Commande des systèmes électriques. Mém. de mast. Bejaia, Algérie : Université A. Mira - Bejaia, 2017.

[31] Pr. Ouahid Bouchhida. *Chapitre 3 : Stratégies de contrôle et de commande des machines asynchrones*. Document pédagogique interne. Support de cours, module Technique de commande électrique, Master Électrotechnique, Université Dr Yahia Fares de Médéa. 2025.

[32] Ramu Krishnan. *Commande vectorielle et directe des machines asynchrones*. Voir le chapitre sur la DTC, notamment la section expliquant le tableau de commutation et l'effet des vecteurs de tension sur le flux et le couple. Paris : Dunod, 2003. isbn : 978-2-10-048805-9.

[33] Mohamed Djamel Edinne Cherifi et Berrezoug Figuigui. « Commande backstepping sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone avec estimation de la résistance statorique ». Mémoire de Master. Université Dr Tahar Moulay, Saïda, 2018.

[34] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic et A. S. Morse. « Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems ». In : *IEEE Transactions on Automatic Control* 36.11 (nov. 1991), p. 1241-1253.

[35] M. Krstic, I. Kannellakopoulos et P. Kokotovic. *Nonlinear and Adaptive Control Design*. New York : Wiley et Sons Inc., 1995.

[36] Laurent Praly. *An introduction to some Lyapunov designs of global asymptotic stabilizers, Part 1*. Lecture notes, HYCON-EECI Graduate School on Control. Supelec, France, January 26-30, 2009. Jan. 2009.

[37] A. Haddoun. « Commande par backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse ». Mém. de mast. Algérie : Université Larbi Ben M'hidi – Oum El Bouaghi, 2016.

[38] Fateh Mehazzem. « Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique ». Thèse de doctorat en cotutelle en Électronique, Optronique et Systèmes. France et Algérie : Université Paris-Est et Université Mentouri de Constantine, 2010.

[39] Abder Rezak Benaskeur. « Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires ». Thèse de doctorat. Université de Laval, 2000.

[40] Nour_el_islam Bensetti et Mimouna Boukhachba. « Commande par backstepping d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux ». Mémoire de Master. Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	2.3	Ω
R_r	Résistance rotorique	0.35	Ω
L_s	Inductance statorique	0.383	H
L_r	Inductance rotorique	0.0162	H
M	Inductance mutuelle	0.073	H
J	Inertie du moteur	0.02274	Kg.m^2
K_f	Coefficient de frottement visqueux	0.00178	$N.m/(rad/s)$
p	Nombre de paires de pôles	2	
P_n	Puissance nominale	1.5	Kw
f	Fréquence nominale	50	Hz
n_n	Vitesse de rotation nominale	1425	tr/min
U_n	Tension efficace nominale	220/380	V