

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ À

L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAÎTRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

PAR

NORMAND LEBREUX

« SYSTÈME DE PROPULSION ÉLECTRIQUE POUR

VÉHICULE DE PROXIMITÉ

UTILISANT UN MOTEUR À INDUCTION »

DÉCEMBRE 2002

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

SOMMAIRE

Les défis technologiques qu'a rencontré le véhicule électrique au début du siècle subsistent toujours aujourd'hui. En effet, l'autonomie freine la commercialisation de ces véhicules. Les batteries constituent le point faible du système, mais d'autres alternatives permettent l'utilisation des systèmes d'entraînement électriques dans le domaine de l'automobile. La commercialisation des systèmes hybrides et le développement des piles à combustible étendent le domaine d'application de l'électricité comme source primaire ou intermédiaire de propulsion.

Le projet a pour but de concevoir et mettre en oeuvre un système de propulsion électrique, pour la voiture de proximité NV de Bombardier, basé sur un moteur à induction et un processeur de signaux numériques (DSP). Le moteur à induction, l'onduleur, les capteurs et le module de commande forment l'essence du système de propulsion. Un modèle numérique du véhicule en entier permet de simuler deux types de commande à flux rotorique orienté. La commande en tension avec modulation vectorielle est implantée au DSP. Ces composantes en interaction permettent le passage de l'énergie électrique de la source vers le moteur à induction. La vitesse de rotation de ce dernier est contrôlée par la commande.

Les résultats obtenus lors des essais du système prototype sont satisfaisants en boucle ouverte et en boucle fermée. Un travail d'optimisation des paramètres des régulateurs améliorerait la vitesse de réponse du système. Le système de propulsion est prêt pour l'assemblage au véhicule.

REMERCIEMENTS

Je remercie mes directeurs de recherche, professeur Kodjo Agbossou et professeur Ahmed Chériti, pour leur grande disponibilité, le soutien qu'ils m'ont apporté et la confiance qu'ils m'ont manifestée.

Un remerciement spécial à monsieur Abdellfattah Ba-razzouk, chercheur à la chaire Hydro-Québec, pour ces conseils techniques et le fruit de ses travaux antérieurs sur les systèmes d'entraînement à courant alternatif.

Je ne remercierai jamais assez Johanne, ma fiancée, pour ses encouragements.

Mon père et ma mère m'ont un jour prouvé que les projets réussis sont ceux que l'on entreprend. Les opportunités qu'ils ont favorisés en m'accordant leur confiance et leur support appuient jour après jour mon cheminement.

Hydro Canomore inc., producteur indépendant d'électricité, est fier commanditaire de ce projet de recherche.

Bombardier inc. a rendu disponibles les batteries plomb-acide utilisées pour la constitution de la source d'essai du système de propulsion électrique.

TABLE DES MATIÈRES

Sommaire	ii
Remerciements	iii
Table des matières	iv
Liste des figures	vii
Liste des tableaux	xii
Liste des abréviations	xiii
Chapitre 1 Introduction	1
1.1 Historique des voitures électriques	1
1.2 Technologies actuellement utilisées	6
1.2.1 Les moteurs électriques utilisés dans les VE	7
1.2.2 Les convertisseurs utilisés pour les VE	10
1.2.3 Types de commande retrouvés dans les VE	12
1.3 Le projet de recherche	13
1.4 Description de la méthode	15
Chapitre 2 Théorie du système de propulsion électrique	21
2.1 Introduction	21
2.2 Moteur de propulsion	23
2.2.1 Constitution de la machine asynchrone triphasée à cage	23
2.2.2 Hypothèses simplificatrices	23

2.2.3	Équations générales de la machine non saturée	25
2.2.4	Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée	26
2.2.5	Réduction de la matrice des inductances	28
2.2.6	Expression du couple électromagnétique instantané	35
2.3	Convertisseurs de puissance	37
2.4	Commande	40
2.4.1	Commande vectorielle à flux rotorique orienté – Contrôle en boucle fermée	40
2.4.2	Modèle de la commande à flux rotorique orienté avec une alimentation en courant et des comparateurs à hystérésis	45
2.4.3	Modèle de la commande à flux rotorique orienté avec une alimentation en tension et une modulation en largeur d’impulsion vectorielle	49
Chapitre 3	Simulation des composantes du système de propulsion électrique	56
3.1	Introduction	56
3.2	Démarrage direct du moteur	58
3.3	Commande vectorielle	61
3.4	Simulation complète du véhicule	66
Chapitre 4	Sélection des composantes du système de propulsion électrique	80
4.1	Introduction	80
4.2	Choix du moteur	81
4.3	Justification des convertisseurs	83

4.4	Choix de la commande et des capteurs	85
Chapitre 5	Réalisation du prototype du système de propulsion	89
5.1	Introduction	89
5.2	Montage du moteur et des capteurs	90
5.3	Réalisation des convertisseurs	96
5.4	Implantation du code au DSP	98
Chapitre 6	Résultats des essais du prototype	101
6.1	Introduction	101
6.2	Résultats finaux	102
Conclusion	114
Références	118
Annexe 1	Caractéristiques du moteur	124
Annexe 2	Résultats des simulations complémentaires	129

LISTE DES FIGURES

Figure	
1.1	Thomas Alva Edison et son fils à bord de leur voiture électrique – Usine de montage des voitures électriques de Edison vers 1908 3
1.2	La EV1 TM de General Motors Corporation 4
1.3	Schéma des moteurs utilisés dans les applications de véhicules électriques 7
1.4	Le véhicule de proximité NV TM de Bombardier 13
2.1	Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique 24
2.2	Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents 26
2.3	Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q 31
2.4	Structure globale du système 38
2.5	Structure du module IGBT en demi pont 38
2.6	Diagramme espace-temps avec alignement de l'axe <i>d</i> sur le flux rotorique 41
2.7	Diagramme bloc de la commande à flux rotorique orienté pour une alimentation en courant du système électrique de puissance 45
2.8	Diagramme bloc de la commande à flux rotorique orienté pour une alimentation en tension du système électrique de puissance 50
2.9	Diagramme en hexagone de la commande en largeur d'impulsion vectorielle 53
2.10	Temps de cycle et formes des signaux MLI pour le secteur 3 55

3.1	Courbe d'accélération en démarrage direct du moteur Emerson G159	59
3.2	Schéma SIMULINK [®] général de la commande en courant	61
3.3	Schéma SIMULINK [®] du bloc FOC de la commande en courant	63
3.4	Schéma SIMULINK [®] général de la commande en tension	64
3.5	Schéma SIMULINK [®] du bloc du modèle en courant	65
3.6	Schéma SIMULINK [®] complet du système de propulsion	66
3.7	Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, quatre quadrants)	71
3.8	Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, quatre quadrants)	72
3.9	Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, quatre quadrants)	73
3.10	Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, régime permanent)	75
3.11	Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, freinages)	77
3.12	Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, freinages)	78
3.13	Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, freinages)	79
4.1	Photo du moteur à induction Emerson G159	81
4.2	Schéma électrique du convertisseur	83
4.3	Image et circuit interne du module IGBT de IXYS	84
4.4	Module de commande à processeur de signaux numériques TMS320F240 EVM	85

4.5	Codeur optique BEI HS35	86
4.6	Signaux de mesure du codeur optique BEI HS35	87
4.7	Capteur de courant LEM LTS 25-NP	88
5.1	Photo du système de propulsion prototype	90
5.2	Photos du moteur couplé et du boîtier d'alimentation du système	93
5.3	Photos du codeur optique et du capteur de position de l'accélérateur	94
5.4	Photos de l'onduleur et du circuit de commande	97
6.1	Résultats obtenus de la phase 2 au port de sortie numérique	102
6.2	Signaux de modulation SVPWM 1,2,3 et 5 du port de sortie numérique du module à DSP	104
6.3	Résultats obtenus aux bornes de sortie du "driver" IR2113 sans la tension du banc de batteries au pont onduleur	105
6.4	Résultats obtenus aux bornes de sortie du "driver" IR2113 avec la tension du banc de batteries au pont onduleur	106
6.5	Résultats obtenus à une des sorties du "driver" IR2113 (canal A) et le courant de la phase A (canal C)	107
6.6	Résultats obtenus au capteur de courant LEM de la phase A (canal A) et signaux de sortie A et B du codeur optique (canaux C et D)	108
6.7	Résultats obtenus au capteur de courant LEM de la phase A (canal A) et signaux de sortie A et B du codeur optique (canaux C et D)	109
6.8	Courbe du courant de la phase A enregistrée à 3000 RPM	111
6.9	Courbe de la vitesse du rotor du moteur et courbe du courant de référence i_q au démarrage jusqu'à 3200 RPM	112
A1.1	Circuit monophasé équivalent du moteur à induction	125

A1.2	Circuit équivalent pour l'étape 2	116
A1.3	Circuit équivalent pour l'étape 3	127
A2.1	Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100%)	130
A2.2	Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100%)	131
A2.3	Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100%)	132
A2.4	Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100% + perturbation)	134
A2.5	Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100% + perturbation)	135
A2.6	Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100% + perturbation)	136
A2.7	Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 27% + perturbation)	138
A2.8	Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 27% + perturbation)	139
A2.9	Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 27% + perturbation)	140

A2.10 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 8% et 32%)	142
A2.11 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 8% et 32%)	143
A2.12 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 8% et 32%)	144
A2.13 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, renverse)	146
A2.14 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, renverse)	147
A2.15 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, renverse)	148

LISTE DES TABLEAUX

Tableau

I	Comparaison des moteurs électriques pour les systèmes de propulsion	9
II	Comparaison des commutateurs de puissance pour les systèmes de propulsion	11
III	Distribution des rapports cycliques pour chaque phase en fonction du secteur	55
IV	Paramètres du moteur à induction triphasé Emerson G159	124
V	Valeurs des paramètres du moteur à induction G159	125

LISTE DES SYMBOLES ET ABRÉVIATIONS

a :	désignation de la phase « a » du stator de la machine ;
a :	accélération gravitationnelle, 9.81 m/s^2 ;
A :	désignation de la phase « A » du rotor de la machine ;
A :	ampère, unité de mesure du courant électrique ;
AWG :	<i>American wire gage</i> , standard américain du calibre des fils ;
b :	désignation de la phase « b » du stator de la machine ;
B :	désignation de la phase « B » du rotor de la machine ;
BJT :	<i>Power Bipolar-Junction Transistor</i> , Transistor de puissance à jonction bipolaire ;
c :	désignation de la phase « c » du stator de la machine ;
C :	désignation de la phase « C » du rotor de la machine ;
C1 :	désignation du collecteur supérieur du module IGBT double ;
C2E1 :	désignation de la borne commune du module IGBT double ;
C.C. :	à courant continu, qualifiant une source ou une charge électrique ;
°C :	degré Celsius, unité de mesure de la température ;
cm :	centimètre, unité de longueur égale à un centième de mètre ;
d :	désignation de l'axe direct du repère quadratique tournant et orienté ;
DSP :	<i>Digital Signal Processor</i> , processeur de signaux numériques ;
E1 :	désignation de l'émetteur supérieur du module IGBT double ;
E2 :	désignation de l'émetteur inférieur du module IGBT double ;
e_d :	grandeur de perturbation en d ;

EEPROM :	<i>Electrically-Erasable Programmable ROM</i> , ROM programmable et effaçable électriquement ;
e_q :	grandeur de perturbation en q ;
F :	force, en newton (N) ;
FOC :	<i>Field Oriented Control</i> , contrôle à flux orienté ;
G :	nombre de gravité terrestre s'exerçant sur un corps ;
G1 :	désignation de la grille supérieure du module IGBT double ;
G2 :	désignation de la grille inférieure du module IGBT double ;
GTO :	<i>Gate-Turnoff Thyristor</i> , thyristor à gâchette extinctrice ;
HP :	<i>horse power</i> , unité de mesure anglaise de la puissance (746 W) ;
i_a, i_b, i_c :	courants statoriques des phases S_a, S_b, S_c ;
i_A, i_B, i_C :	courants rotoriques des phases R_a, R_b, R_c ;
IGBT :	<i>Insulate-Gate Bipolar Transistor</i> , transistor bipolaire à grille isolée ;
K_{11-12} :	Interrupteur inférieur et supérieur du bras de la phase A de l'onduleur ;
K_{21-22} :	Interrupteur inférieur et supérieur du bras de la phase B de l'onduleur ;
K_{31-32} :	Interrupteur inférieur et supérieur du bras de la phase C de l'onduleur ;
kg :	kilogramme, 10^3 grammes, unité de mesure de la masse ;
$\text{kg}\cdot\text{m}^2$:	kilogramme – mètre carré, unité de mesure de l'inertie ;
kHz :	kilohertz ou 10^3 hertz, unité de mesure de la fréquence ;
km/h :	kilomètre par heure, unité de mesure de la vitesse ;
kvar :	kilovolt-ampère réactif ou 10^3 volt-ampère réactif ;
kW :	kilowatt, unité de mesure de la puissance ;
kW/kg :	kilowatt par kilogramme, unité de mesure de la puissance massique ;
L :	inductance, en henry (H) ;

Li-ions :	désignation d'une batterie basée sur la chimie du lithium et des ions ;
Li-polymère :	désignation d'une batterie basée sur la chimie du lithium et d'un polymère ;
m :	masse, en gramme (g) ;
$M_{1,2-3}$	coefficients instantanés d'inductance mutuelle ;
MCT :	<i>MOS-Controlled Thyristor</i> , thyristor à gâchette MOS ;
mH :	millihenry, 10^{-3} henry, unité de mesure de l'inductance ;
MOSFET :	<i>Power Metal-Oxide Field-Effect Transistor</i> , Transistor de MOS puissance à effet de champ ;
M_r :	coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases du rotor ;
ms :	milliseconde, 10^{-3} seconde ;
M_s :	coefficient d'inductance mutuelle entre deux phases du stator ;
M_{sr-rs} :	inductance mutuelle entre le stator et le rotor ;
mV/A :	millivolt par ampère, unité de mesure de la sensibilité d'une sonde de courant ;
NEV :	<i>Neighborhood Electric Vehicle</i> , véhicule de proximité ;
Ni-Fe :	désignation d'une batterie basée sur la chimie du nickel et du fer ;
Ni-MH :	désignation d'une batterie basée sur la chimie du nickel et d'un ou des hydrures métalliques ;
Nm :	newton-mètre ;
o :	désignation de l'axe homopolaire du repère quadratique tournant et orienté ;
p :	nombre de paires de pôles ;
[P] :	matrice de la transformée de Park ;
P_e :	puissance électromagnétique ;

PI :	proportionnel et intégral, bande décrivant un type de régulateur ;
P_m :	puissance mécanique ;
pu :	<i>per unit</i> , valeur unitaire ;
q :	désignation de l'axe inverse du repère quadratique tournant et orienté ;
rad/s :	radian par seconde, unité de mesure de la vitesse angulaire ;
RAM :	<i>Random-Access-Memory</i> , mémoire vive ;
RPM :	rotation par minute ;
R_r, L_r :	résistance et inductance propre d'une phase rotorique ;
R_s, L_s :	résistance et inductance propre d'une phase statorique ;
S, R :	désignation de l'une des axes de phase électrique du stator et du rotor ;
s, r :	indices respectifs du stator et du rotor ;
sec. :	seconde
SOW :	type de fil à gaine isolante très souple ;
SVPWM :	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i> , modulation vectorielle de la largeur d'impulsion ou du rapport cyclique ;
T_e :	couple électromagnétique ;
TM :	<i>Trade Mark</i> , marque de commerce ;
u_a, u_b, u_c :	tensions d'alimentation des phases S_a, S_b, S_c ;
u_A, u_B, u_C :	tensions aux bornes des phases R_a, R_b, R_c ;
V :	volt, unité de mesure de la tension électrique ;
VE :	véhicule électrique ;
V_{sdref} :	tension référence de la projection de V_s sur l'axe d ;
V_{sqref} :	tension référence de la projection de V_s sur l'axe q ;
V_{saref} :	tension référence de la projection de V_s sur l'axe α ;

$V_{s\beta\text{ref}}$:	tension référence de la projection de V_s sur l'axe β ;
W :	watt, unité de mesure de la puissance ;
wb :	weber, unité de mesure du flux magnétique ;
Wh/kg :	watt-heure par kilogramme, unité de mesure de l'énergie massique ;
θ :	angle électrique entre \vec{R}_A et \vec{S}_a ;
θ / p :	angle mécanique entre \vec{R}_A et \vec{S}_a ;
θ_s :	angle entre l'axe d du repère dq et l'axe S_a de la phase A stationnaire ;
θ_r :	angle entre l'axe d du repère dq et l'axe R_a de la phase A stationnaire ;
τ_r, τ_s :	constante de temps rotorique et statorique, en seconde (s) ;
σ :	coefficient de dispersion ;
ψ_a, ψ_b, ψ_c :	flux statorique des phases S_a, S_b, S_c ;
ψ_A, ψ_B, ψ_C :	flux statorique des phases R_a, R_b, R_c ;
ω :	vitesse angulaire électrique, $\omega = p\Omega$;
ω_s :	vitesse angulaire électrique du stator, $\omega_s = p\Omega_s$;
Ω :	vitesse angulaire de rotation $\Omega = (1/p) (d\theta/dt)$;
Ω_s :	vitesse angulaire du champ tournant en régime permanent sinusoïdal ;
\sim :	désignation des valeurs estimées ;

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Historique des voitures électriques

Le premier à faire rouler un véhicule sur roue utilisant une source d'énergie primaire électrique fut Thomas Davenport en 1834. Ce forgeron du Vermont, autodidacte des phénomènes électromagnétiques, utilisa comme source électrique la pile de Alessandro Volta (vers 1800) et inventa un an plus tôt, soit en 1833, le premier moteur à courant continu à dérivation parallèle et collecteurs. Ce moteur entraîna le premier véhicule électrique de l'histoire ^[33].

Une importante percée technologique fut apportée par un français du nom de Raymond Gaston Planté dans le domaine de la propulsion électrique. Cet homme inventa la pile plomb/acide secondaire ou rechargeable en 1859. Cette invention permit au fabricant d'instruments électriques de précision parisien Gustave Trouvé de mettre au point le premier véhicule électrique rechargeable en 1881. Précédemment, au cours de l'année 1880, monsieur Trouvé brevetait son moteur électrique de 5 kg basé sur les enroulements excentriques de Siemens (numéro de brevet 136 580). Ce moteur aux dimensions réduites équipa le premier moteur hors-bord marin jamais conçu. En 1882, Thomas Edison mis en marche la première station de génération électrique mue par un moteur à vapeur sur Pearl Street, dans la basse ville de Manhattan ^[13]. En 1887, Frank Sprague, ingénieur de talent ayant quitté son emploi chez Edison trois ans plus tôt, conçoit un moteur pour la traction électrique que même

Edison employa plus tard, lui reconnaissant peu de défauts. Ainsi, Sprague mit en marche le premier système de tramway commercial aux États-Unis, plus précisément dans la ville de Richmond en Virginie. New-York, en 1896, ne compte plus le nombre de ses fiacres électriques. Les taxis électriques de la grande métropole sont un succès. Leur taux d'utilisation élevé et leur fiabilité par temps difficiles répondent à la demande ^[14].

Depuis 1890, Edison essuie des échecs dans sa quête d'un accumulateur efficace. Il croit fermement que l'avenir des véhicules électriques repose sur une technologie de pile différente et plus performante que les piles plomb/acide ^[20]. Il crée la division The Edison Storage Battery Company et applique plusieurs de ses ressources de recherche à la chasse à la batterie idéale. Le but de Edison était de tripler la capacité des batteries plomb/acide. Après plusieurs tentatives infructueuses, des essais utilisant des composés chimiques divers et des sommes d'argent considérables, Edison et son équipe parviennent à une pile fer/hydrate de nickel (Fe/NiOH) offrant des avantages comparativement aux autres piles. Cependant, la batterie perdait de sa puissance avec les cycles d'utilisation, son boîtier n'était pas étanche et sa capacité chutait fortement par temps froid. Les recherches se poursuivirent jusqu'en 1908, après d'innombrables essais et 1.9 millions de dollars d'investissement. La clé du succès fut la pureté du fer et du nickel, le procédé de production de fines feuilles de nickel et l'ajout d'un additif d'hydroxyde de lithium (LiOH). Avec la popularité de plus en plus croissante des véhicules à combustion interne, les nouvelles batteries de Edison ne furent installées que sur quelques modèles de voitures électriques. En effet, le modèle A de Henri Ford, et plus tard, le modèle T connurent un succès commercial phénoménal grâce au faible coût de revient de cette voiture. Les Backer Runabout

1911 à 1914, les véhicules de Detroit Electric et des voitures de ville légères furent équipées par Edison, en plus, de ses quelques voitures électriques produites en édition limitée vers 1908, tel que démontré à la figure 1.1. Les qualités reconnues des batteries Fe/NiOH de Edison furent leur complète réversibilité, une bonne résistance à l'oxydation et une longue durée de vie ^{[22][30]}.

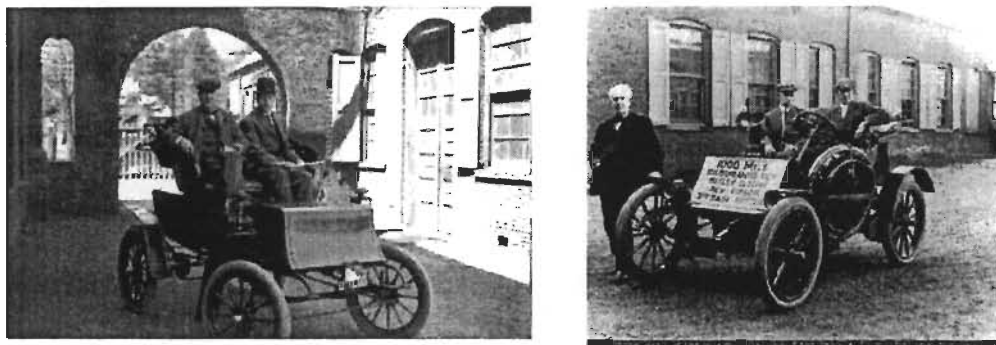


Figure 1.1 Thomas Alva Edison et son fils à bord de leur voiture électrique – Edison, Langdon, McGinness et une Bailey électrique en 1910 ^{[7][15]}

Les développements furent très limités pour les années subséquentes, et ce, jusque dans les années 1970 où la crise du pétrole de 1972 redonna un peu de crédit aux voitures électriques. Un test de marché fut entrepris par General Motors Corporation en introduisant la EV1TM en 1997 (figure 1.2). Cette voiture aux raffinements techniques exceptionnels, tel que l'utilisation d'un moteur à induction triphasé pouvant produire jusqu'à 102 kW de puissance et une tension nominale du système d'entraînement de 312 volts provenant de batteries NiMH, dont Thomas A. Edison a pavé la voie. Cette même année, Bombardier Motor Corporation introduisait le tout premier véhicule de proximité commercial, le NVTM. La production du NVTM fut

arrêtée en 1999 et la production de la EV1TM arrêta en 2000. Les marchés n'étaient pas encore prêts pour ce genre de véhicule.



Figure 1.2 La EV1TM de General Motors Corporation [17]

Dernièrement, les fabricants japonais ont investi les marchés nord-américains avec deux voitures hybrides, la PriusTM de Toyota et la InsightTM de Honda, et connaissent actuellement un bon succès. Les ventes cumulées de ces deux voitures représentent plus de 100 000 unités à travers le monde. Plus récemment, début 2002, Toyota annonça que le tout nouveau RAV4 EVTM en version entièrement électrique serait disponible au marché californien en février 2002 [42]. De plus, la populaire Honda CivicTM offrira, pour l'année modèle 2003, une version ayant un système de traction hybride de seconde génération découlant de la InsightTM.

La diminution des stocks d'hydrocarbure forcera les gouvernements, les grandes industries pétrolières et les manufacturiers automobiles à prendre le tournant vers des systèmes d'entraînement plus évolués. En bout de ligne, le système électrique d'entraînement sera une alternative intéressante pour le secteur automobile.

Sans s'attaquer directement au problème d'autonomie des véhicules électriques, le projet de recherche adresse le problème du coût relativement élevé des moteurs à courant continu et de leur poids supérieur pour les applications de plus petit véhicule, comme le véhicule de proximité, en proposant l'utilisation du moteur à induction.

1.2 Technologies actuellement utilisées

La présente section présente, de façon sommaire, les technologies qui composent les systèmes d'entraînement modernes dans le domaine des véhicules électriques. Les composantes importantes du système traitées sont :

les moteurs électriques d'entraînement ;
les convertisseurs utilisés ;
les types de commande et leur implantation.

Les batteries ne faisant pas partie du présent travail de réalisation d'un système de propulsion électrique, cette composante n'est pas abordée. Cependant, il faut garder à l'esprit que dans un système de propulsion embarqué, la source d'énergie constitue une bonne part du défi technologique d'un tel système. Comme à l'époque de Edison, les enjeux commerciaux et technologiques actuels, selon les tendances qui se dessinent, peuvent amener les futurs systèmes d'alimentation vers les voies suivantes, discrètes ou en amalgame :

- 1- piles à combustible à hydrogène ;
- 2- piles à combustible à métaux non ferreux ;
- 3- batteries avancées de type NiMH ;
- 4- batteries avancées de type Li-ions ou Li-polymère ;
- 5- supercondensateurs ;
- 6- 1 et 3 ou 1 et 4 ou 1 et 5 jumelés dans le même système ;
- 7- 2 et 3 ou 2 et 4 ou 2 et 5 jumelés aussi dans le même système.

Un avenir proche confirmera ce que sera la norme pour les véhicules à venir.

1.2.1 Les moteurs électriques utilisés dans les véhicules électriques

Le moteur est sans contredit l'élément le plus important du système de propulsion. Le type utilisé détermine le type de convertisseur qui est requis, les types de commande envisageables et les capteurs nécessaires au bon fonctionnement du système. La figure 1.3 présente de façon schématisée la diversité des moteurs utilisés pour l'entraînement électrique. La figure classe les moteurs en deux lignes principales, celle des moteurs avec commutation et celle sans commutation. Cette différence est effectivement fondamentale. Le champ tournant nécessaire à la rotation des machines électriques est

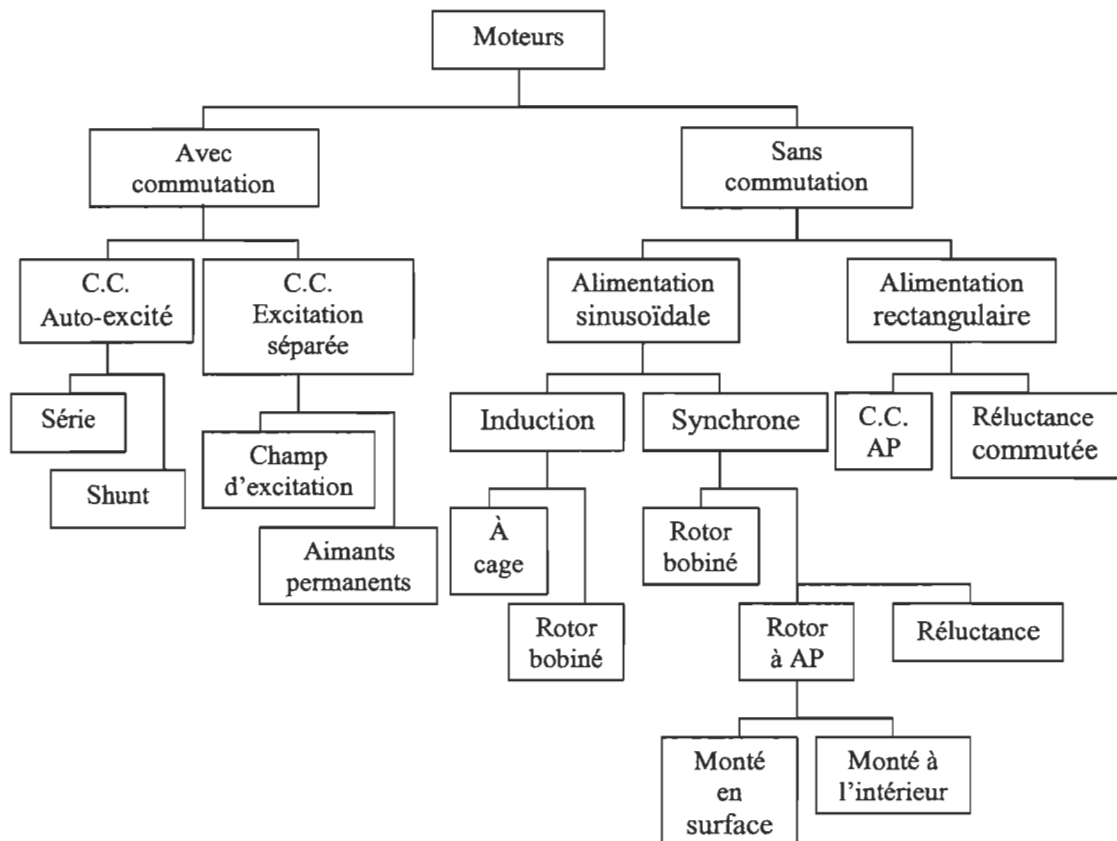


Figure 1.3 Schéma des moteurs utilisés dans les applications de véhicules électriques ^[10]

obtenu par le changement de sens du courant dans les enroulements. Ce changement s'effectue par les balais et les collecteurs de la machine à courant continu avec commutation. Pour leur part, les machines à alimentation sinusoïdale et rectangulaire obtiennent cette variation de polarité par la nature même des signaux d'alimentation. Certains des moteurs utilisés par les véhicules électriques du début du siècle étaient du type shunt, sous classe des moteurs avec commutation et à courant continu auto-excités. Le NVTM de Bombardier, dans la version commerciale, utilise aussi ce type de moteur. Dans la plupart des cas, les véhicules électriques actuels de moins de 10 kW de puissance utilisent des moteurs à c.c. avec commutation principalement pour des raisons de simplicité de commande.

Avec l'évolution des semiconducteurs de puissance, il devient intéressant d'utiliser les machines sans commutation même si la source primaire des VE est continue. En effet, la réduction de poids obtenu par la densité de puissance plus importante de ces moteurs les rend mieux adaptés à la propulsion électrique ^{[10][11][19]}. De plus, le prix constamment à la baisse des convertisseurs de puissance, même s'ils sont beaucoup plus élaborés, ramène le coût total du système à un niveau pratiquement équivalent.

Pour ces raisons, les quatre candidats de choix utilisés actuellement pour leurs qualités respectives sont :

- 1- le moteur à induction triphasé ;
- 2- le moteur synchrone à aimants permanents (AP) ;
- 3- le moteur synchrone à réluctance variable (RV) ;
- 4- le moteur c.c. à aimants permanents (alimentation rectangulaire triphasée).

La comparaison de chacun de ces moteurs est présentée dans le tableau suivant :

Tableau I

Comparaison des moteurs électriques pour les systèmes de propulsion ^[11]

	Puissance massique (kW/kg)	Efficacité du système	Coût du contrôle	Coût du moteur
1- Induction	0.85	90 %	Moyen	Faible
2- Synchrone AP	1.2	92 %	Moyen	Moyen-élevé
3- Synchrone RV	0.9	93 %	Moyen	Moyen-faible
4- c.c. à AP	1.2	93 %	Moyen	Élevé

On constate facilement que les critères de coût et de facilité d'intégration du moteur de propulsion guident fortement le choix. Évidemment, le type d'application est déterminant. Par exemple, si l'on doit intégrer le moteur de propulsion à la boîte de vitesse d'un véhicule hybride, le moteur trois phases à aimants permanents est sans doute une bonne option. Malgré la non linéarité de son modèle dynamique, le moteur à induction reste un candidat intéressant par sa disponibilité et son faible coût. De plus, l'évolution de l'électronique de puissance, des microcontrôleurs et de la commande vectorielle rendent son application pour la propulsion de véhicule électrique plus accessible. Le moteur à induction constitue donc la base du système de propulsion développé dans ce travail.

1.2.2 Les convertisseurs utilisés pour les VE

Les plus récents éléments de commutation de puissance sont le GTO (*gate-turnoff thyristor*), le BJT (*power bipolar-junction transistor*), le MOSFET (*power metal-oxide field-effect transistor*), le IGBT (*insulate-gate bipolar transistor*), le SIT (*static-induction transistor*), le SITH (*static-induction thyristor*) et le MCT (*MOS-controlled thyristor*).

Pour la propulsion des VE, le choix des éléments de puissance se base généralement sur les besoins en tension, en courant, en fréquence de commutation, en pertes de puissance et les caractéristiques dynamiques. La fréquence d'opération doit être assez élevée pour limiter le bruit acoustique, la taille des filtres et les problèmes d'émissions électromagnétiques. Quand on constate qu'un pour cent de perte en moins procure quelques kilomètres d'autonomie en plus ^[3], les pertes par commutation et par conduction doivent être minimisées.

Parmi ces éléments de puissance, les GTO, BJT, MOSFET, IGBT et MCT sont particulièrement recommandés pour la propulsion des VE. Leurs caractéristiques d'opération sont fournies à la table II. Dans la plage de fréquence de commutation de 20 kHz et moins, le plus attrayant est le IGBT parce qu'il possède la haute impédance d'entrée et la vitesse de commutation du MOSFET avec la conductivité du BJT. Dans un futur proche, le MCT sera un bon candidat à la propulsion électrique parce qu'il combine une importante vitesse de commutation, de fortes puissances peuvent y circuler, une caractéristique dynamique supérieure et une haute fiabilité.

L'évolution des topologies de convertisseur est fonction de l'évolution des éléments de commutation. Ordinairement, on retrouve les hacheurs utilisés pour les moteurs à

courant continu et les onduleurs utilisés à la fois pour les moteurs à courant continu et alternatif. En plus des onduleurs conventionnels à modulation de largeur d'impulsion, on retrouve, comme toute dernière configuration, celle appelée onduleur à commutation résonnante ou *resonnant dc-link inverter*. Cette topologie possède soit un circuit parallèle ou un circuit série procurant ainsi une commutation à tension nulle ou à courant nul.

Tableau II

Comparaison des commutateurs de puissance pour les systèmes de propulsion ^[10]

	Puissance (V, A)	Linéaire/ Seuil	Commande	Chute de tension	Chute avec °C	Fréquence d'opération (kHz)
GTO	5000, 3000	Seuil	Courant	Moyenne	Négative	Faible
BJT	1400, 800	Linéaire	Courant	Faible	Négative	Moyenne
MOSFET	1000, 100	Linéaire	Tension	Forte	Positive	Très haute
IGBT	1200, 400	Linéaire	Tension	Moyenne	Négative	Haute
MCT	900, 150	Seuil	Tension	Faible	Négative	Haute

1.2.3 Types de commande retrouvés dans les véhicules électriques

Le contrôle électronique conventionnel tel que le PID ne peut satisfaire aux exigences des VE performants. Plusieurs stratégies de contrôle ont été mises au point dernièrement. On a qu'à penser au contrôle adaptatif par référence de modèle ^[26], le contrôle à paramètres auto réglables, le contrôle à structure variable ^[45], l'utilisation du filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse ^[25], le contrôle à logique floue ^[44], l'utilisation de filtres en cascade pour l'estimation du flux ^[6] et le contrôle à réseau de neurones ^[1] ou la régularisation de l'énergie accumulée dans l'inductance de magnétisation ^[43] pour l'estimation de la constante de temps rotorique. D'autres proposent des estimateurs éliminant la nécessité d'utiliser des capteurs de courant ^[12] ou de vitesse ^{[31][32]}. Toutes ces stratégies de contrôle viennent améliorer le comportement dynamique de la commande vectorielle en compensant la variation des paramètres physiques de la machine ou en éliminant l'utilisation de certains capteurs. Pour implanter ces stratégies de contrôle de plus en plus sophistiquées et complexes, la microélectronique fournit des composantes comme les microprocesseurs, les microcontrôleurs et les processeurs de signaux numériques (DSP) ^{[27][41]}. Ces derniers sont les mieux adaptés aux tâches de calcul dédié comme celles requises par la commande des moteurs à induction.

1.3 Le projet de recherche

Le projet de recherche consiste essentiellement à analyser, concevoir et à réaliser un système prototype de propulsion électrique fonctionnel, adapté au NVTM de Bombardier (figure 1.4), basé sur un moteur à induction triphasé et un DSP pour la gestion de la commande. Le nouveau système de propulsion doit être conçu de façon à pouvoir s'intégrer au véhicule sans avoir à modifier ses compartiments actuels. Le poids total ne doit pas être supérieur au poids du système d'entraînement à courant continu du véhicule commercial. L'accélération du moteur du véhicule simulé doit être autour de 60 rad/s^2 et la vitesse maximale de 50 km/h. Le moteur à induction doit s'adapter à la boîte de vitesse du véhicule commercial.



Figure 1.4 Le véhicule de proximité NVTM de Bombardier

L'utilisation d'un moteur à induction triphasé implique forcément l'utilisation d'un onduleur ayant des éléments de commutation appropriés. De plus, le DSP constitue un choix approprié pour effectuer les lourds calculs requis par la commande d'un moteur à induction. La commande choisie est à orientation du flux rotorique. Ce choix est

justifié par les qualités reconnues de cette commande à découpler convenablement le flux et le couple de la machine à induction. De plus, la littérature traite amplement de cas d'implantation de cette commande dans des systèmes d'entraînement basés sur un moteur à induction et avec de bons résultats. Pour ce travail, l'application de cette commande est basée sur les expérimentations de Ba-razzouk (1998) ^[1] et sur les publications de Texas Instruments ^{[37][38][39][40][41]}. Ainsi, chacune des étapes menant au parachèvement du système de propulsion est abordée. La théorie appuyant ces composantes, les simulations de validation du système, le choix des composantes électriques, le montage du prototype et la présentation des résultats des essais en laboratoire constituent l'essence même du projet. Les sections suivantes présentent les phases de développement du prototype.

1.4 Description de la méthode

Les grandes étapes de la démarche reposent sur une recherche bibliographique des articles scientifiques et ouvrages portant sur les entraînements à vitesse variable basés sur un moteur à induction et ceux portant sur des systèmes d'entraînement pour la propulsion de véhicule. Ensuite, des choix préliminaires sont faits concernant, par exemple, le type d'élément de commutation de puissance et de commande numérique et les éléments de la théorie si rattachant sont explicités. La poursuite du travail nécessite de simuler, d'une façon représentative, le système de propulsion. Cette étape de simulation, en plus de valider les choix préliminaires, permet d'approfondir les connaissances portant particulièrement sur la commande numérique. L'analyse des résultats de simulation permet d'infirmer ou de modifier les choix précédemment faits. Des itérations sont ainsi requises pour en arriver à un ajustement optimal des paramètres de simulation du système. Le montage du système et l'expérimentation du système de propulsion complètent la réalisation du système de propulsion.

Afin d'entreprendre le projet de recherche consacré à la mise en œuvre d'un nouveau système de propulsion pour le NVTM de Bombardier, l'achat d'un véhicule usagé est jugé adéquat. La voiturette, modèle de l'année 1999, est complète mise à part l'absence des batteries, du chargeur, du contrôleur et du moteur électrique. Une inspection minutieuse des items équipant toujours le véhicule et pouvant servir au futur système de propulsion est faite. Le cadran d'information centrale, la boîte de vitesse et le mécanisme de la pédale de l'accélérateur sont retirés du véhicule et mesurés à l'aide d'un vernier de marque Mitutoyo. Le compartiment à batteries est lui aussi mesuré ainsi que les emplacements potentiels pour les nouvelles composantes

du système de propulsion. Le choix du moteur à induction comme machine d'entraînement du système de propulsion provient de la recherche bibliographique qui appuie son utilisation. Par exemple, General Motors Corporation en a fait le moteur de choix pour leur véhicule électrique d'avant garde, l'Impact^[34]. Le véhicule NVTM, dans sa version standard, est muni d'un moteur à courant continu de 3 kW. Un essai du véhicule permet de constater que cette puissance suffit amplement à l'accélérer et à maintenir sa vitesse maximale de 45 km/h. Puisque que le nouveau moteur doit répondre à des performances d'accélération et vitesse maximale équivalentes, la puissance du moteur choisi devrait être équivalente ou supérieure à celle du moteur à courant continu. Aussi, pour atteindre une vitesse de 50 km/h sans affaiblissement du flux de la machine et compte tenu que le rapport de transmission de la boîte de vitesse est fixe, le moteur nécessite une vitesse synchrone de plus de 3000 RPM. Sachant qu'un moteur à deux pôles possède une vitesse nominale de 3600 RPM à 60 Hz et qu'un moteur à quatre pôles a une vitesse synchrone de 1800 RPM, le choix s'arrête sur le moteur à deux pôles. Il est attendu que la tension nominale minimale des moteurs à induction triphasés commerciaux est de 208 volts. Pour répondre à l'environnement humide existant sous l'arrière du véhicule, le moteur doit être de type fermé et refroidit par un ventilateur. Une présélection de trois moteurs commerciaux répondant à ces critères est faite à la suite de recherches sur internet. Des croquis de la boîte de vitesse et des moteurs servent à déterminer lequel est le plus compatible mécaniquement pour s'adapter facilement à la boîte de vitesse existante du véhicule. Le prix est considéré et la sélection préliminaire du moteur à induction triphasé de 208 volts s'arrête sur le modèle G159 de US Motors. Ensuite, un relevé des types de codeurs optiques, de leurs dimensions et de leurs caractéristiques

électriques oriente le choix sur le codeur optique modèle HS35 de BEI. Ce codeur optique étant du type à arbre creux, il est prévu de l'installer directement sur l'arbre de sortie suffisamment long du moteur à induction. L'accouplement mécanique à rainures internes prend place sur le bout de l'arbre du moteur muni d'un chemin de clé. Ainsi, l'adaptateur est conçu de façon à recouvrir le codeur optique tout en lui permettant de recevoir son connecteur électrique et de joindre parallèlement la face du moteur à celle de la boîte de vitesse. La fabrication de l'adaptateur en fer doux et de l'accouplement de l'arbre s'est déroulée en atelier d'usinage. L'ensemble, collet et vis de serrage, rend solidaire le codeur optique à l'arbre du moteur.

Un essai du moteur couplé à la boîte de vitesse et raccordé à une source triphasée permet d'évaluer la compatibilité mécanique de l'ensemble, les vibrations mécaniques et les signaux du codeur optique. La source triphasée de marque Labvolt de tension variable jusqu'à 208 V accélère le moteur jusqu'à sa vitesse nominale tandis que l'oscilloscope numérique enregistre les signaux en quadrature A et B du codeur optique. Les tests nécessaires à la détermination des paramètres du moteur à induction peuvent être entrepris selon la procédure décrite à l'annexe A. Des blocs de bois franc vissés en forme d'étau assurent un blocage des deux sorties mécaniques de la boîte de vitesse lors du test à rotor bloqué. Un ampèremètre, un voltmètre numérique et un wattmètre sont utilisés pour obtenir les données de base aux calculs des paramètres de la machine. Ceux-ci servent à la réalisation du modèle numérique de la machine à induction G159 sur MATLAB. Une simulation en démarrage direct apporte une approximation du couple maximal que le moteur peut livrer en accélération. L'analyse des résultats confirme le choix du moteur pour une charge constante de 10.26 Nm. Cette charge est déduite du véhicule commercial par calcul et approche de façon

suffisante pour une première évaluation la charge mécanique réelle du véhicule en phase d'accélération.

Une étude des commutateurs de puissance et la recherche bibliographique complété précédemment orientent le choix vers le IGBT pour l'onduleur ^[10]. Les catalogues et internet permettent de sélectionner le module IGBT MII 75-12 A3 de IXYS parmi quelques autres options. Son calibre est à priori déduit de Jung et Nam ^[23] et sera confirmé plus tard par les simulations. Une recherche similaire apporte des avenues possibles pour ce qui est du module DSP à utiliser pour le contrôle des IGBT. Analog Devices et Texas Instruments offrent ce type de produit adapté à la commande de moteur électrique. L'appareil choisi est le module d'évaluation TMS320F240 EVM de Texas Instruments. En parallèle à l'apprentissage de la littérature et des fonctions du module à DSP, une élaboration sur MATLAB/SIMULINKTM du modèle de la commande à flux rotorique orienté avec des comparateurs à hystérésis est complétée. L'ajout des blocs représentant la charge mécanique dynamique, du moteur à induction et de l'onduleur apporte au modèle une représentation plus conforme du système du véhicule en entier. Les résultats de simulation renseignent sur les performances et la stabilité estimées du nouveau système de propulsion. Un deuxième modèle de commande, avec modulation vectorielle, est modélisée pour fin de comparaison avec la première. Un ajustement des bandes des trois régulateurs de ce modèle est requis pour un contrôle adéquat. La comparaison des résultats des deux commandes justifie l'utilisation de la commande à flux rotorique orienté avec une alimentation en tension et une modulation vectorielle. Le courant maximal simulé de 1.8 pu, environ 40 ampères, lors de l'accélération du véhicule, plus un facteur de protection de 2, confirme le choix du calibre des IGBT à 75 ampères nominal.

La réalisation du schéma électrique des circuits du système de propulsion constitue l'étape suivante. Elle met en lumière les éléments additionnels requis par le système de propulsion. Ainsi, les sources 300 V / 12 V sont sélectionnées. Les connecteurs électriques, les bornes, les boîtiers et les câbles le sont aussi en vue de la réalisation du montage. Le circuit d'interface entre le module DSP et les IGBT utilise des "drivers" IR2113 de International Rectifier, des optocoupleurs 6N136 de Texas Instruments ainsi que six circuits intégrés d'amplification et d'inversion.

Une boîte étanche en matière plastique de 30 cm par 30 cm à fond ouvert reçoit une plaque d'aluminium de 5 mm d'épaisseur pour le montage des IGBT et pour favoriser l'échange thermique. De plus, cette boîte accueille le circuit d'interface, les capteurs de courants, modèle LTS 25-NP de la compagnie LEM, et le module à DSP. Une deuxième boîte étanche de dimension réduite inclut les sources à découpage 300 V / 12 V. Les trois sources indépendantes sont câblées de façon à séparer le circuit de masse de puissance du circuit de masse de commande. Les deux boîtes sont reliées par les câbles des circuits d'alimentation du DSP et du circuit d'interface ainsi que du circuit des "drivers". Les premiers essais, du moteur à induction alimenté par l'onduleur, utilisent une source c.c. variable 0 V / 200 V de marque Labvolt et un générateur à modulation de largeur d'impulsion conçu par le professeur Ahmed Chériti. La fréquence de commutation est ajustée à 4 kHz à l'aide du signal carré d'un générateur d'onde externe. La tension d'essai est de 100 V pour commencer et par la suite augmentée à 200 V. Le potentiomètre de fréquence permet de conduire l'essai jusqu'à 3550 RPM. Pour la deuxième séquence d'essais, le module DSP est programmé à l'aide de Code Composer Studio™ (CCS) de Texas Instruments et raccordé au circuit d'interface. Le code provient de la procédure d'essai SPRU444 de

Texas Instruments ^[38], auquel quelques modifications sont faites dans l'initialisation des données et dans l'adressage de quelques paramètres du système.

Un banc de 24 batteries plomb/acide de 19 Ah en série sert de source c.c. pour le système de propulsion. Les capteurs sont raccordés au module DSP mais le programme n'en tient pas compte pour les premiers essais. Les interrupteurs d'alimentation sont fermés et le contrôle en boucle ouverte du moteur commence par un essai à flux réduit. La consigne du flux est ajustée à l'aide de CCS ainsi que la consigne de vitesse. Le module DSP génère les signaux de modulation de façon à respecter ces consignes de vitesse saisies manuellement et limitant la rotation du moteur à 200 RPM. Un oscilloscope numérique Tektronix enregistre les signaux de tension et les courants à l'aide d'une sonde de courant modèle 80i-110s de Fluke. En activant les blocs du programme permettant de prendre en charge les signaux des capteurs de courant et du codeur optique, le programme du DSP gère le flux et le couple du moteur en boucle fermée. Les essais de démarrage pour une consigne en échelon de 1 pu sont entrepris. Les résultats sont enregistrés à l'aide de l'oscilloscope numérique Tektronix. Les essais permettent de calibrer les régulateurs PI de la commande pour optimiser le comportement dynamique. En complément, cette étape conduit au raccordement du potentiomètre du mécanisme de la pédale de l'accélérateur. Le potentiomètre retourne l'information de position de l'accélérateur au DSP qui l'interprète comme la consigne de vitesse. Cette nouvelle fonctionnalité demande l'ajout d'une boucle de lecture du port d'entrées analogiques au programme et d'une mise à l'échelle de la variable. Le système de propulsion fonctionnel est prêt à être intégré au véhicule de proximité NVTM.

CHAPITRE 2

THÉORIE DU SYSTÈME DE PROPULSION ÉLECTRIQUE

2.1 Introduction

Le chapitre 2 traite de la théorie du système qui appuie le projet. Principalement, les grandes sections du domaine du génie électrique couvertes par cette étude sont les principes qui régissent le fonctionnement des machines électriques tournantes à induction, les onduleurs et la commande vectorielle. De façon générale, ce chapitre expose la théorie gérant ces principaux éléments, lesquels sont rencontrés lors de la réalisation d'un système de propulsion électrique pour véhicule de proximité (NEV) basé sur un moteur à induction. Les autres aspects théoriques du projet sont abordés spécifiquement en fonction des choix technologiques faits pour atteindre les résultats répondant aux critères de design technique du projet. La théorie appliquée aux capteurs utilisés, par exemple, est décrite en partie au chapitre 4 et les aspects des règles de l'art sur le montage des composantes du système sont abordés quant à eux au chapitre 5. La référence principale de ce chapitre en ce qui à trait à la théorie de la machine à induction est : Caron et Hautier (1992) ^[8]. Les références Ba-razzouk (1998) ^[1] et (1992) ^[2] poursuivent avec la théorie de la commande à flux rotorique orienté et Texas Instruments (1998) ^[41] complète avec la modulation vectorielle (SVPWM). Le développement des équations de la machine à induction, de la transformation de Park et de la commande à flux rotorique orienté procure les

fondements de la modélisation du système de propulsion. Cette modélisation sera développée au chapitre 3.

2.2 Moteur de propulsion

2.2.1 Constitution de la machine asynchrone triphasée à cage ^[8]

Le stator de la machine asynchrone est fixe. Il comporte des encoches régulièrement réparties sur sa face interne dans lesquels sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles. Ces enroulements sont distants d'un angle mécanique égal à $2\pi/3$.

Le rotor est mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Sa structure électrique est réalisée par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques.

2.2.2 Hypothèses simplificatrices ^[8]

Les hypothèses simplificatrices sont les suivantes :

- 1- l'entrefer est considéré constant ;
- 2- l'effet des encoches est négligé ;
- 3- une distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer est considérée ;
- 4- prise en compte d'un circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

La figure qui suit représente la machine dans l'espace électrique.

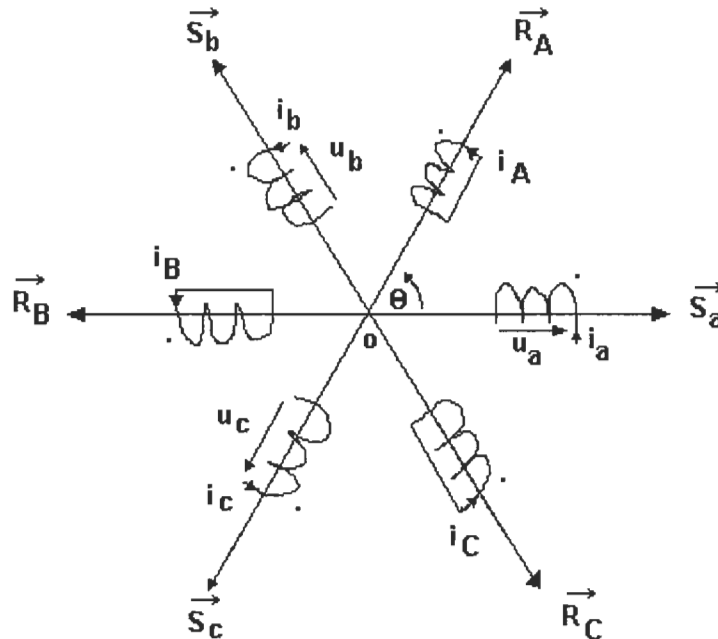


Figure 2.1 Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique

Les coefficients instantanés d'inductance mutuelle entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de θ .

$$\text{On pose : } M_1 = M_{sr} \cos \theta \quad (2.1)$$

$$M_2 = M_{sr} \cos (\theta - 2\pi/3) \quad (2.2)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos (\theta + 2\pi/3) \quad (2.3)$$

2.2.3 Équations générales de la machine non saturée [8]

Pour l'ensemble des phases statoriques :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Pour l'ensemble des phases rotoriques :

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + (d/dt) \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

On peut écrire :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]' = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Finalement :

$$[u_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + (d/dt)\{[L_s][i_{abc}] + [M_{sr}][i_{ABC}]\} \quad (2.8)$$

$$[u_{ABC}] = [R_r][i_{ABC}] + (d/dt)\{[M_{sr}][i_{abc}] + [L_r][i_{ABC}]\} \quad (2.9)$$

2.2.4 Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone triphasée ^[8]

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Ainsi, les enroulements statoriques a, b, c sont remplacés par trois enroulements équivalents d_s , q_s , o_s et les enroulements rotoriques A, B, C par d_r , q_r et o_r .

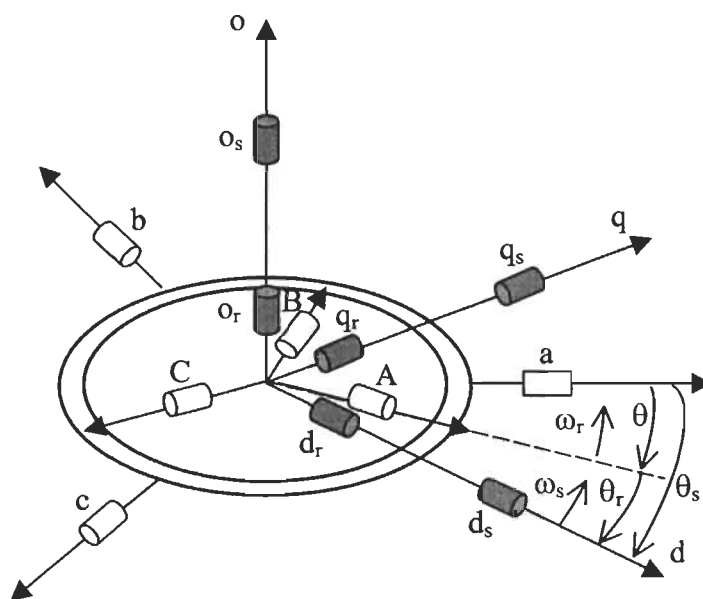


Figure 2.2 Transformation des enroulements réels en enroulements équivalents

θ = angle entre a et A - i.e. angle électrique (\vec{S}_a, \vec{R}_A);

θ_s = angle entre a et d - i.e. angle électrique (\vec{S}_a, \vec{O}_d);

θ_r = angle entre A et d - i.e. angle électrique (\vec{R}_A, \vec{O}_d);

ω_s désigne la vitesse angulaire électrique du système d'axes d,q,o et ω_r celle du rotor.

Soit $[P]$ la matrice de transformation direct de Park modifiée :

$$[P] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

La transformation linéaire $[P]$ (transformation de Park modifiée) est appliquée à l'équation de tensions au stator :

$$[P]^{-1} [u_{sdqo}] = [R_s] [P]^{-1} [i_{sdqo}] + (d/dt) \{ [P]^{-1} [\Psi_{sdqo}] \} \quad (2.11)$$

En multipliant à gauche par $[P]$, on obtient :

$$[u_{sdqo}] = [R_s] [i_{sdqo}] + (d/dt) [\Psi_{sdqo}] + [P] \{ d[P]^{-1} / dt \} [\Psi_{sdqo}] \quad (2.12)$$

On démontre que :

$$[P] \{ d[P]^{-1} / dt \} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \{ d\theta_s / dt \} \quad (2.13)$$

On obtient finalement le système des équations de Park qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + (d\Psi_{sd}/dt) - (d\theta_s/dt) \Psi_{sq} \quad (2.14)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + (d\Psi_{sq}/dt) - (d\theta_s/dt) \Psi_{sd} \quad (2.15)$$

$$u_{so} = R_s i_{so} + (d\Psi_{so}/dt) \quad (2.16)$$

La formation des grandeurs rotoriques conduit au système :

$$u_{rd} = R_r i_{rd} + (d\Psi_{rd}/dt) - (d\theta_r/dt) \Psi_{rq} \quad (2.17)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + (d\Psi_{rq}/dt) - (d\theta_r/dt) \Psi_{rd} \quad (2.18)$$

$$u_{ro} = R_r i_{ro} + (d\Psi_{ro}/dt) \quad (2.19)$$

2.2.5 Réduction de la matrice des inductances ^[8]

On remarque à la figure 2.2 que : $\theta_s - \theta_r = \theta$

Les relations entre les flux d'axes d, q, o et les flux d'axes a, b, c sont :

$$[\Psi_{sdqo}] = [P(\theta_s)][\Psi_{sabc}] \quad (2.20)$$

$$[\Psi_{rdqo}] = [P(\theta_r)][\Psi_{rabc}] \quad (2.21)$$

En développant les expressions précédentes, on obtient :

au stator :

$$[\Psi_{sdqo}] = [P(\theta_s)] \{ [L_s] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rABC}] \} \quad (2.22)$$

soit :

$$[\Psi_{sdqo}] = [P(\theta_s)] [L_s] [P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_s)]^{-1} [i_{rdqo}] \quad (2.23)$$

au rotor :

$$[\Psi_{rdqo}] = [P(\theta_r)] \{ [L_r] [i_{rABC}] + [M_{sr}] [i_{sabc}] \} \quad (2.24)$$

soit :

$$[\Psi_{rdqo}] = [P(\theta_r)] [L_r] [P(\theta_r)]^{-1} [i_{rdqo}] + [P(\theta_r)] [M_{rs}] [P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] \quad (2.25)$$

Après un long calcul, on arrive à la relation matricielle suivante entre les vecteurs flux et courants d'axes d,q,o :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ \Psi_{so} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \\ \Psi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & 3M_{sr}/2 & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & 3M_{sr}/2 & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

On constate :

que la transformation de Park rend les coefficients de la matrice des inductances indépendante du temps et que le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq, comme suit :

$L_s = l_s - M_s$	l'inductance cyclique statorique,
$L_r = l_r - M_r$	l'inductance cyclique rotorique,
$M = (3/2) M_{sr}$	l'inductance mutuelle entre stator et rotor,
$L_{os} = l_s + 2M_s$	l'inductance homopolaire statorique,
$L_{or} = l_r + 2M_r$	l'inductance homopolaire rotorique,

En considérant un système de phase théorique équilibré conférant la nullité aux sommes des courants statoriques ($i_a + i_b + i_c = 0$) et des courants rotoriques ($i_A + i_B + i_C = 0$), les composantes d'indice (o) deviennent nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s , L_r , M et reliés aux courants par :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \\ \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

L'interprétation des enroulements fictifs S_d , S_q , R_d , R_q , de la figure 2.3, permet l'écriture de l'équation 2.27 .

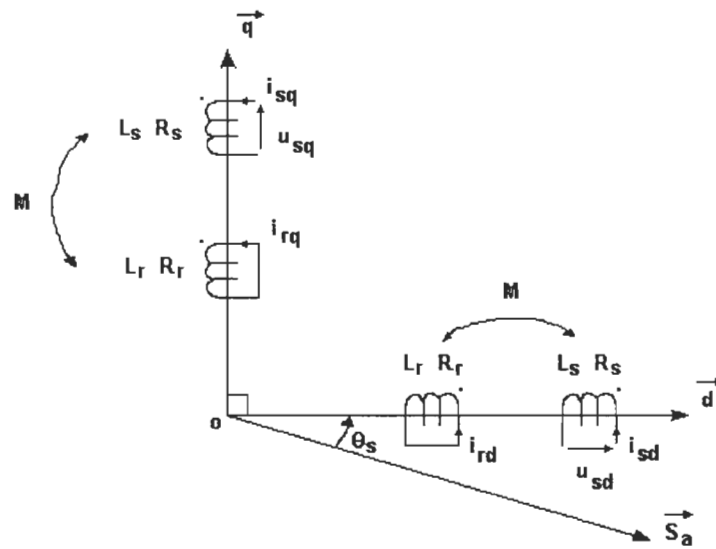


Figure 2.3 Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q ^[8]

Les équations des tensions deviennent :

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + (d\Psi_{sd}/dt) - (d\theta_s/dt) \Psi_{sq} \quad (2.28)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + (d\Psi_{sq}/dt) - (d\theta_s/dt) \Psi_{sd} \quad (2.29)$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} + (d\Psi_{rd}/dt) - (d\theta_r/dt) \Psi_{rq} = 0 \quad (2.30)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + (d\Psi_{rq}/dt) - (d\theta_r/dt) \Psi_{rd} = 0 \quad (2.31)$$

Le système d'équation électrique de la machine asynchrone suivant est présenté dans le repère d'axes d, q et provient du développement des flux en fonction des courants.

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s(d/dt) & -L_s(d\theta_s/dt) & M(d/dt) & -M(d\theta_s/dt) \\ L_s(d\theta_s/dt) & R_s + L_s(d/dt) & M(d\theta_s/dt) & M(d/dt) \\ M(d/dt) & -M(d\theta_r/dt) & R_r + L_r(d/dt) & -L_r(d/dt) \\ M(d\theta_r/dt) & M(d/dt) & -L_r(d\theta_r/dt) & R_r + L_r(d/dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Différentes possibilités existent concernant le choix de l'orientation du repère d'axes d, q qui dépendent des objectifs de l'application :

- axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$) : étude des grandeurs statoriques ;
- axes liés au stator ($\theta_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques ;
- axes solidaires du champ tournant : étude de la commande.

C'est cette dernière solution qui, faisant correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent, est requise dans la conception du contrôle vectoriel par orientation du flux ce qui amène, par rapport au divers axes de flux, que les modèles d'action dépendent de la position du repère.

$\omega_s = d\theta_s/dt$: vitesse angulaire des axes d, q dans le repère statorique (S, abc) ;

$\omega_r = d\theta_r/dt$: vitesse angulaire des axes d, q dans le repère rotorique (R, ABC) ;

$$\theta_s - \theta_r = \theta \Rightarrow \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt} = \omega = p\Omega \quad (2.33)$$

Dans un repère lié au champ tournant (ou synchrone), les équations de tension de la machine présentées aux équations (2.28) à (2.31) deviennent tel que présenté par Ba-razzouk, 1992 :

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + (d\Psi_{sd}/dt) - \omega_s \Psi_{sq} \quad (2.34)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + (d\Psi_{sq}/dt) + \omega_s \Psi_{sd} \quad (2.35)$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} + (d\Psi_{rd}/dt) - (\omega_s - \omega) \Psi_{rq} \quad (2.36)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + (d\Psi_{rq}/dt) + (\omega_s - \omega) \Psi_{rd} \quad (2.37)$$

Du système d'équation (2.27), on a :

$$i_{rd} = \frac{\Psi_{sd} - L_s i_{sd}}{M} \quad \text{et} \quad i_{rq} = \frac{\Psi_{sq} - L_s i_{sq}}{M} \quad (2.38)$$

ce qui donne les équations des courants rotoriques en fonction des flux et des courants statoriques.

Les expressions des courants statoriques en fonction des flux sont tirées de la multiplication de l'équation 1 du système (2.27) par L_r et de la deuxième par M pour par la suite calculer la différence des résultats. En effectuant la même chose avec la troisième équation ainsi que la quatrième respectivement, on trouve :

$$i_{sd} = \left[\frac{L_r}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{sd} - \left[\frac{M}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{rd} \quad (2.39)$$

$$i_{sq} = \left[\frac{L_r}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{sq} - \left[\frac{M}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{rq} \quad (2.40)$$

En prenant l'équation (2.39) et l'équation (2.40) et en les remplaçant dans (2.34) et (2.35), on déduit le modèle de la machine asynchrone avec les flux comme variables d'état :

$$\frac{d\Psi_{sd}}{dt} = u_{sd} - R_s \left\{ \left[\frac{L_r}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{sd} - \left[\frac{M}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{rd} \right\} + \omega_s \Psi_{sq} \quad (2.41)$$

$$\frac{d\Psi_{sq}}{dt} = u_{sq} - R_s \left\{ \left[\frac{L_r}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{sq} - \left[\frac{M}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{rq} \right\} - \omega_s \Psi_{sd} \quad (2.42)$$

$$\frac{d\Psi_{rd}}{dt} = -R_r \left\{ \left[\frac{L_s}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{rd} - \left[\frac{M}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{sd} \right\} + (\omega_s - \omega) \Psi_{rq} \quad (2.43)$$

$$\frac{d\Psi_{rq}}{dt} = -R_r \left\{ \left[\frac{L_s}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{rq} - \left[\frac{M}{L_s L_r - M^2} \right] \Psi_{sq} \right\} - (\omega_s - \omega) \Psi_{rd} \quad (2.44)$$

$$T_e = \frac{3pM}{2} (\Psi_{sq} \Psi_{rd} - \Psi_{sd} \Psi_{rq}) \quad (2.45)$$

Le comportement dynamique de la machine est complètement décrit par les équations (2.43) à (2.45) dans le cas d'une alimentation en courant. Les courants statoriques étant imposés, on peut négliger la dynamique des phases statoriques.

Paramètres mesurables d'une machine à cage, adaptation des équations

En posant :

$$i_{rd} = (M/L_r) i'_{rd} \quad (2.46)$$

$$i_{rq} = (M/L_r) i'_{rq} \quad (2.47)$$

$\sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s) :$ coefficient de dispersion

$\tau_r = L_r / R_r :$ constante de temps rotorique.

L'équation des tensions devient :

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s (d/dt) & -L_s \omega_s & (1-\sigma)L_s (d/dt) & -(1-\sigma)L_s \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s (d/dt) & (1-\sigma)L_s \omega_s & (1-\sigma)L_s (d/dt) \\ d/dt & -\omega_r & (1/\tau_r) + (d/dt) & -\omega_r \\ \omega_r & d/dt & \omega_r & (1/\tau_r) + (d/dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i'_{rd} \\ i'_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

La machine asynchrone triphasée est caractérisée par les quatre paramètres électriques: R_s, L_s, σ, τ_r

2.2.6 Expressions du couple électromagnétique instantané

La puissance électrique instantanée P_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques est donnée par ^[8] :

$$P_e = u_{sd} i_{sd} + u_{sq} i_{sq} + u_{rd} i_{rd} + u_{rq} i_{rq} \quad (2.49)$$

P_e se décompose en termes correspondant aux équations de tensions

$$\text{- Pertes Joule :} \quad R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + R_r (i_{rd}^2 + i_{rq}^2) \quad (2.50)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources :

$$i_{sd} (d\Psi_{sd}/dt) + i_{sq} (d\Psi_{sq}/dt) + i_{rd} (d\Psi_{rd}/dt) + i_{rq} (d\Psi_{rq}/dt) \quad (2.51)$$

- Puissance mécanique P_m regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_m = (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) (d\theta_s/dt) + (\Psi_{rd} i_{rq} - \Psi_{rq} i_{rd}) (d\theta_r/dt) \quad (2.52)$$

Les équations du flux apportent que :

$$P_m = (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) (d(\theta_s - \theta_r)/dt) \quad (2.53)$$

$$P_m = T_e \Omega = T_e (\omega/p) \Rightarrow T_e = p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.54)$$

En manipulant l'équation précédente, on obtient diverses expressions du couple :

$$T_e = p (\Psi_{rq} i_{dr} - \Psi_{rd} i_{rq}) \quad (2.55)$$

$$T_e = p M (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (2.56)$$

$$T_e = p (M/L_s) (\Psi_{sq} i_{rd} - \Psi_{sd} i_{rq}) \quad (2.57)$$

$$T_e = p (M/L_r) (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.58)$$

$$T_e = (p (1-\sigma) / \sigma M) (\Psi_{sq} \Psi_{rd} - \Psi_{sd} \Psi_{rq}) \quad (2.59)^{[1]}$$

2.3 Convertisseur de puissance

Dans un système d'entraînement asynchrone, l'un des objectifs de la commande est de pouvoir retrouver une caractéristique de réglage du couple similaire à celle rencontrée dans un système à courant continu. Pour ce faire, la conversion du courant continu de la source, les batteries de propulsion du système embarqué, doit être effectuée à l'aide d'interrupteurs de puissance montés dans une configuration permettant le passage de courant continu aux courants sinusoïdaux triphasés. La topologie la plus commune est celle de l'onduleur triphasé en pont de Graëtz. La figure 2.4 présente cette topologie de raccordement des interrupteurs de puissance. Principalement, le pont est constitué de six interrupteurs, deux par phase. Ces interrupteurs, pour répondre à des critères de qualité de l'onde de courant, doivent avoir une fréquence d'opération pouvant aller jusqu'à 20 kHz, une chute de tension interne à courant nominal réduite et une caractéristique tension-courant suffisante pour l'application, soit idéalement 75 ampères et 600 volts, dans ce cas-ci. Comme on l'a vu à la section 1.2.2, le IGBT présente de bonnes caractéristiques électriques pour un onduleur servant à la propulsion électrique.

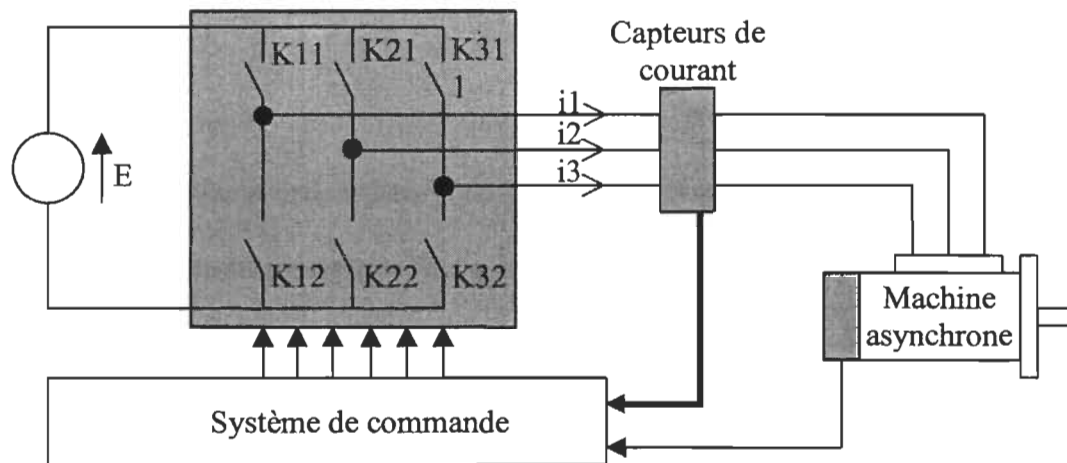


Figure 2.4 Structure globale du système

Les IGBT se présentent, dans la plupart des cas, sous forme de modules doubles (K11 et K12) en demi pont et parfois en modules de six unités, demi pont triphasé, contenus dans le même boîtier. Les modules IGBT ont pour chaque IGBT une diode de roue libre ultra rapide montée de façon antiparallèle. La configuration demi pont des IGBT doubles est représentée à la figure suivante.

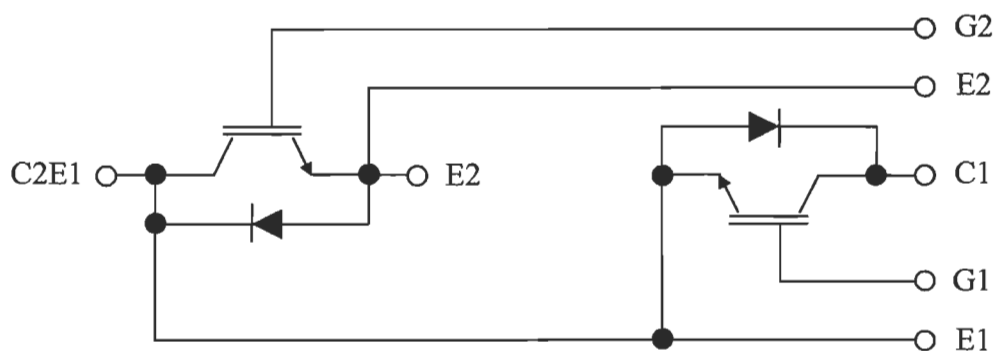


Figure 2.5 Structure du module IGBT en demi pont

Le lien de la borne positive de la source c.c. se branchent au terminal C1 tandis que la borne négative se branche au terminal E2. La phase du moteur se raccorde en C2E1. Les signaux de commande provenant des "drivers" sont acheminés entre G1 et E1, d'une part et entre G2 et E2, d'autre part.

En cumulant trois modules doubles, tous raccordés de façon à ce que les terminaux C1 et E2 soient communs, on forme un pont de Graëtz complet servant d'onduleur au système de propulsion.

2.4 Commande

2.4.1 Commande vectorielle à flux rotorique orienté - Contrôle en boucle fermée ^[8]

La commande utilisée pour la génération des signaux de commutation des IGBT est déterminante dans le comportement dynamique du moteur du système de propulsion. La commande vectorielle à flux rotorique orienté nolis une bonne part des recherches effectuées lors des douze dernières années sur la commande du moteur à induction. En outre, elle permet de contrôler le couple et le flux de la machine de façon découplée. Cette caractéristique donne à la commande à flux rotorique orienté tout son intérêt.

Le produit vectoriel du flux et du courant rotorique, deux composantes en quadrature, donne le couple électromagnétique du moteur asynchrone en régime permanent sinusoïdal. Lorsqu'une des composantes de ce produit vectoriel est imposée à zéro ($\Psi_{rq}=0$), alors le produit vectoriel conserve une forme scalaire simple. De plus, l'axe d du repère étant placé directement sur ce vecteur du flux rotorique ($\Psi_{rd}=\Psi_r$), entraîne que i_{rd} est nul si le flux rotorique est maintenu constant. Donc, ayant le flux rotorique et le courant rotorique en quadrature, le couple évolue en suivant i_{rq} qui est contrôlé par i_{sq} :

$$\Psi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0 \quad \text{impose} \quad i_{rq} = -(M / L_r) i_{sq} \quad (2.59)$$

ce qui conduit à l'expression :

$$T_e = p \frac{M}{L_r} \Psi_r i_{sq} \quad (2.60)$$

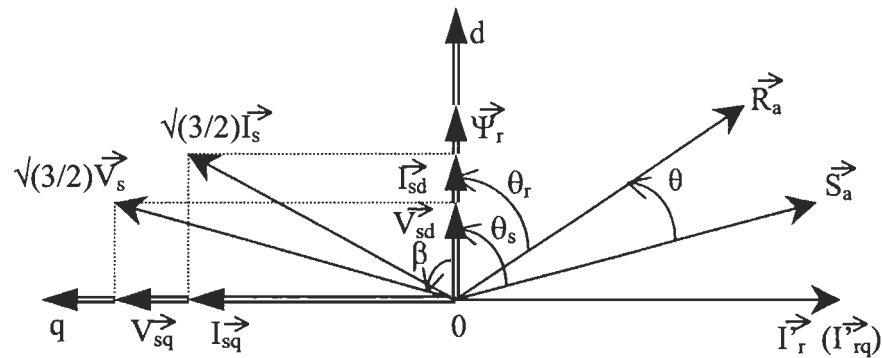


Figure 2.6 Diagramme espace-temps avec alignement de l'axe d sur le flux rotorique

Hautier et Caron (1992) apportent une remarque intéressante :

La démarche suivie, à partir de considérations sur le régime permanent, semble imposer l'orientation du référentiel et non celle du flux. En effet, imposer $\Psi_{rq} = 0$ est une relation qui transforme les équations de Park de telle sorte que le flux rotorique et l'axe d prennent la même orientation ^{[8](p. 232)}.

Si $\Psi_{rq} = 0$, les équations de la machine en régime non saturé se simplifient :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_{sd} - \omega_s \Psi_{sq} \quad (2.61)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} + \omega_s \Psi_{sd} \quad (2.62)$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Psi_r \quad (2.63)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \omega_r \Psi_r \quad (2.64)$$

Ce groupe de relations, représentant le fonctionnement lorsque le flux est orienté sur l'axe d .

Afin de garantir l'égalité entre la vitesse du référentiel d'axes d, q et le champ tournant, la relation angulaire suivante d'auto-pilotage doit être assurée à tout instant :

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt \quad \text{avec} \quad \omega_s = p\Omega + \tilde{\omega}_r \quad (2.65)$$

où $\tilde{\omega}_r$ représente la valeur de la vitesse relative du repère, estimée dans les conditions de l'orientation choisie pour le référentiel et donnée par l'expression :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{\tau_r \Psi_r} i_{sq} \quad (2.66)$$

— Cependant, le flux rotorique n'est accessible que de façon indirecte par les courants de l'axe d :

$$\Psi_r = \Psi_{rd} = M i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (2.67)$$

et de cette expression est tiré i_{rd} que l'on place dans l'équation rotorique :

$$\Psi_r \left(1 + \tau_r \frac{d}{dt} \right) = M i_{sd} \quad (2.68)$$

Du remplacement de Ψ_r dans l'équation 2.68 et en considérant $i_{\psi} = \Psi_r/M$, qui se trouve à être l'image du flux ou courant magnétisant des courants i_{sd} et i_{sq} , découlent les fonctions d'estimations qui suivent :

$$\tilde{i}_{\psi} \left(1 + \tau_r \frac{d}{dt} \right) = i_{sd} \quad \text{et} \quad \tilde{\omega}_r = \frac{1}{\tau_r \tilde{i}_{\psi}} i_{sq} \quad (2.69)$$

Ces expressions permettent l'observation du courant magnétisant et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique. Comme ils fonctionnent en boucle ouverte, ils sont appelés estimateurs. La constante de temps rotorique τ_r du moteur asynchrone, variant selon la température des enroulements, affecte la précision des estimateurs.

C'est pourquoi, les concepteurs travaillent sur des estimateurs qui permettent de déduire avec précision l'évolution de τ_r , comme l'utilisation de réseaux de neurones tel que traité par Ba-razzouk (1998) ^[1].

Les paragraphes suivants abordent la façon de réaliser le contrôle du couple à partir d'une seule grandeur de réglage tout en maintenant le flux à la valeur désirée. Le remplacement de Ψ_r en fonction de i_ψ , dans l'équation 2.60, conduit au couple tel décrit dans l'équation suivante :

$$T_e = pL_s(1-\sigma)i_\psi i_{sq} \quad (2.70)$$

En agissant de façon instantanée sur la phase et l'amplitude de \underline{V}_s , la tension statorique, on règle le courant I_q sans modifier le courant I_d . Le flux est donc maintenu constant, caractéristique de la machine à courant continu. Le diagramme de la figure 2.6 montre que les tensions statoriques v_{sd} et v_{sq} contiennent l'amplitude et la phase instantanée du vecteur tension.

$$\hat{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \quad \text{et} \quad \beta = \text{Arctg} \left(\frac{v_{sq}}{v_{sd}} \right) \quad (2.71)$$

Pour atteindre un contrôle séparé du flux i_ψ et du couple i_{sq} , il convient d'établir le modèle du processus afin d'élaborer les algorithmes requis à la définition des grandeurs de réglage v_{sd} et v_{sq} .

La première étape consiste à remplacer, dans les équations 2.61 et 2.62, les flux Ψ_{sd} et Ψ_{sq} en fonction des courants mesurables :

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad \text{avec} \quad i_{rd} = \frac{\Psi_r - M i_{sd}}{L_r} = \frac{M}{L_r} (i_\psi - i_{sd}) \quad (2.72)$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \quad \text{avec} \quad i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq}$$

Alors :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + L_s (1 - \sigma) \frac{d}{dt} i_{\psi} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \quad (2.73)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + L_s (1 - \sigma) \omega_s i_{\psi} - \sigma L_s \omega_s i_{sd}$$

et, en introduisant l'expression 2.69 qui explicite le courant magnétisant i_{ψ} en fonction de i_{sd} , on obtient :

$$R_s \left(1 + (\tau_s + \tau_r) \frac{d}{dt} + \sigma \tau_s \tau_r \frac{d^2}{dt^2} \right) i_{\psi} = v_{sd} + e_d \quad (2.74)$$

$$R_s \left(1 + \sigma \tau_s \frac{d}{dt} \right) i_{sq} = v_{sq} + e_q \quad \text{avec} \quad \tau_s = L_s / R_s, \text{ la constante de temps statorique}$$

La partie électrique apparaît comme deux processus mono-variables couplés par les grandeurs de perturbation e_d et e_q :

$$e_d = \sigma L_s \omega_s i_{sq} \quad (2.75)$$

$$e_q = -L_s \omega_s \left(1 + \sigma \tau_r \frac{d}{dt} \right) i_{\psi} = -L_s \omega_s \left(\frac{1 + \sigma \tau_r (d/dt)}{1 + \tau_r (d/dt)} \right) i_{sd}$$

2.4.2 Modèle de commande à flux rotorique orienté avec une alimentation en courant et des comparateurs à hystérésis ^[1]

La présente section traite du cas particulier de l'utilisation de la commande à flux rotorique orienté dans une configuration utilisant des comparateurs à hystérésis pour la génération des signaux de commande de l'onduleur. Cette structure de commande est proposée par Ba-razzouk (1998) ^[1] et constitue une des deux commandes à l'étude pour le système de propulsion. La présente section apporte la structure et les équations utiles à la simulation ultérieure. La figure 2.7 montre les différents blocs de l'algorithme de commande couplés aux blocs du système électrique de puissance. Dans cette configuration, le moteur à induction triphasé est alimenté en courant par l'onduleur en pont de Graëtz.

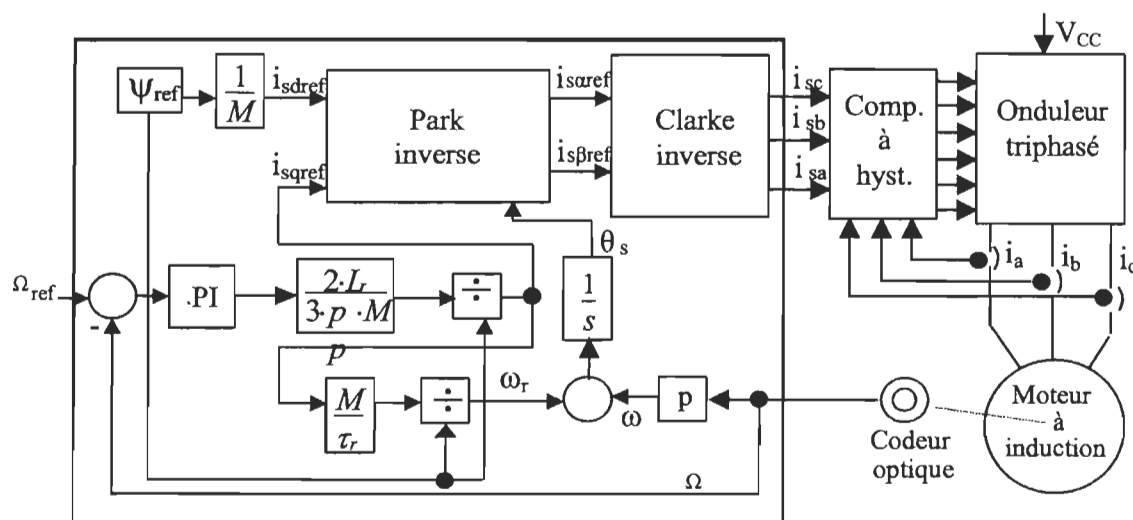


Figure 2.7 Diagramme bloc de la commande à flux rotorique orienté pour une alimentation en courant du système électrique de puissance

Basé sur les équations 2.68, 2.69 et 2.44, on peut écrire :

$$\Psi_r \left(1 + \tau_r \frac{d}{dt} \right) = M \cdot i_{sd} \quad (2.76)$$

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \cdot \Psi_r} i_{sq} \quad (2.77)$$

$$T_e = \frac{3 \cdot p \cdot M}{2 \cdot L_r} \cdot \Psi_r \cdot i_{sq} \quad (2.78)$$

En isolant les variables i_{sd} , i_{sq} et du flux rotorique des équations précédentes, on trouve les équations régissant le processus de régulation à orientation du flux rotorique. On constate, dans la section encadrée de la figure 2.7, les blocs du régulateur basés sur les équations suivantes :

$$i_{sd} = \left(\frac{1 + \tau_r \frac{d}{dt}}{M} \right) \Psi_r \quad (2.79)$$

$$i_{sq} = \frac{2 \cdot L_r}{3 \cdot p \cdot M} \cdot \frac{T_e}{\Psi_r} \quad (2.80)$$

$$\omega_r = \frac{M}{\tau_r \cdot \Psi_r} i_{sq} \quad (2.81)$$

Ce régulateur agit sur le courant de référence i_{sq} seulement et conserve le courant i_{sd} constant et inchangé tel que déterminé par le flux de référence. En effet, l'équation 2.79 permet de constater que si l'axe d est aligné sur le flux rotorique, sa dérivée est nulle et qu'il ne reste plus que le coefficient d'inductance mutuelle pour retrouver i_{sd} . De l'équation 2.80 et de la figure 2.7, il apparaît que le couple provient du régulateur PI qui tire sa consigne de la différence entre la vitesse voulue et la vitesse réelle du moteur. Un bloc constant multiplie ce couple de consigne et la division par le flux

rotorique de référence procure le courant de référence isq . Ce même courant intervient dans l'équation 2.81 et mène à la pulsation des courants rotoriques ω_r qui soustraite de la pulsation angulaire du rotor ω donne la pulsation des courants statoriques ω_s . L'intégration de cette pulsation fournit la position du repère d, q de façon à retrouver des courants statoriques de référence conformes au repère stationnaire. Le résultat de ces équations sont les sorties du régulateur fournissant ainsi les deux consignes de courant et la consigne de glissement devant se retrouver au moteur à induction. Avant que les consignes de courant ne puissent être appliquées aux comparateurs à hystérésis, elles doivent subir un changement de référentiel. Ces consignes exprimées dans le référentiel électrique synchrone deviendront stationnaires après leur passage par les transformées de Park inverse et de Clarke inverse. Nous avons vu précédemment la définition de la transformée de Park modifiée et son expression à l'équation 2.10. Cette transformée peut être décomposée en une matrice de rotation $[R]$ et une matrice de Concordia $[C]$, tel que $[P]=[R][C]$ ^[8]. Certains auteurs conservent l'appellation de transformée de Park pour la matrice de rotation et nomme la matrice de Concordia, transformée de Clarke ^[38]. Les nouvelles matrices de Park inverse et de Clarke inverse de la figure 2.7 se définissent alors comme suit pour un système équilibré :

$$[P^*]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} = [R]^{-1}$$

$$[C]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{(3/2)} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{(3/2)} \end{bmatrix}$$

Les comparateurs à hystérésis reçoivent en entrée ces consignes de courant de phase et les courants réels mesurés, les soustraient et passent d'un niveau logique haut à bas, ou vice versa, lorsque la différence surpasse, en plus ou en moins, la valeur de la bande d'hystérésis. Ces signaux logiques variant en largeur d'impulsion sont appliqués aux interrupteurs de puissance du demi pont supérieur de l'onduleur (K11, K21, K31 de la figure 2.4), tandis que leur signaux complémentaires respectifs vont commander le demi pont inférieur triphasé (K12, K22, K32 de la figure 2.4). Une limitation en fréquence de commutation vient compléter le bloc des comparateurs à hystérésis. Ba-razzouk (1998) ^[1] suggère l'utilisation de bascule D et d'un signal d'horloge à 10 kHz à la sortie des comparateurs pour générer les signaux de commande limités en fréquence.

2.4.3 Modèle de commande à flux rotorique orienté avec une alimentation en tension et une modulation en largeur d'impulsion vectorielle (SVPWM) ^[41]

La structure de commande, de la présente section, contient des différences notables avec celle vue précédemment. L'objectif de cette commande est cependant le même. Elle doit parvenir à découpler le couple et le flux de façon à retrouver une commande efficace de la vitesse de la machine à induction. Elle constitue la deuxième commande étudiée pour l'entraînement du véhicule de proximité. La différence majeure de cette commande, comparativement à la commande à alimentation en courant et à comparateur à hystérésis, est de générer des tensions de référence plutôt que des courants de phase de référence, d'où l'appellation de commande à alimentation en tension. Pour ce faire, les courants de phase mesurés ne sont plus cette fois-ci dirigés vers les comparateurs mais vers l'algorithme de la commande pour les transformer et les soustraire des courants de référence et en conserver les erreurs requises comme entrée des régulateurs PI. Ces mêmes régulateurs, inutiles pour la commande à alimentation en courant, fournissent en sortie des tensions de référence en quadrature et dans le repère synchrone. De plus, ces courants permettent de calculer la position du flux rotorique. Ainsi, on constate, à partir du schéma de la figure 2.8, une structure d'algorithme nécessitant deux entrées supplémentaires. En effet, les courants mesurés de deux phases sont requis tandis que le troisième est déduit des deux autres à l'intérieur du bloc de la transformée de Clarke. Le système d'équations suivant démontre le passage des courants triphasés aux courants diphasés α, β en quadrature :

$$\begin{bmatrix} i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ia \\ ib \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

On retrouve aussi un bloc de modulation (SVPWM) inclus cette fois-ci dans l'algorithme. De plus, cette commande utilise des régulateurs de courant de type proportionnel-intégral (PI). Ces régulateurs reçoivent l'erreur entre les courants références et les courants mesurés, convertis en composantes dq . Par la suite, les régulateurs PI fournissent la consigne de tension dans le repère synchrone.

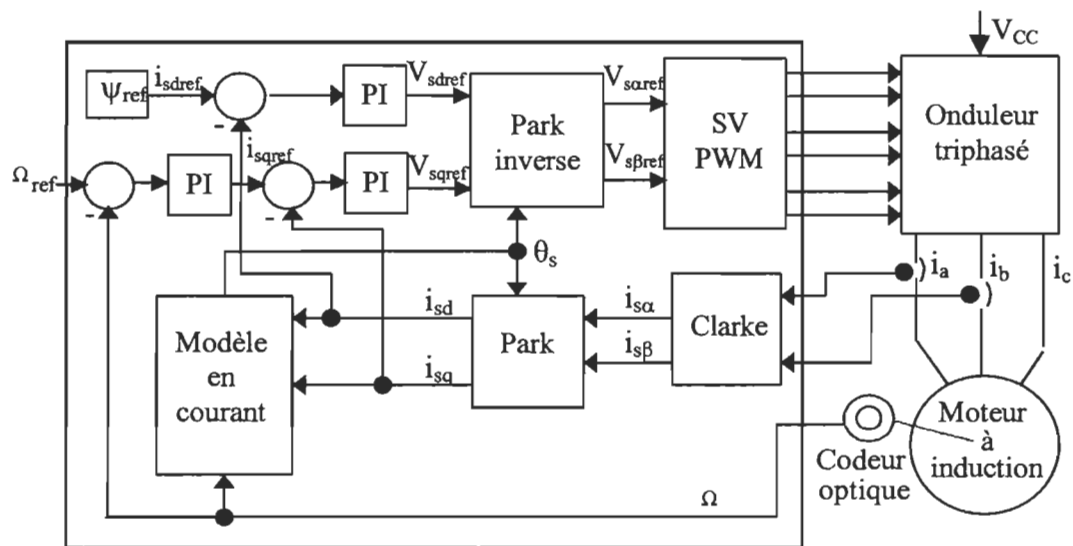


Figure 2.8 Diagramme bloc de la commande à flux rotorique orienté pour une alimentation en tension du système électrique de puissance ^[41]

La transformée de Park inverse ramène les deux consignes de tension en valeurs stationnaires quadratiques. Elles sont ainsi appliquées au bloc de la fonction de modulation en largeur d'impulsion vectorielle (SVPWM) décrite plus loin dans cette section.

Pour effectuer la transformée de Park et inverse de Park, et passer d'un référentiel synchrone au repère stationnaire et inversement, la position du flux rotorique doit être calculée et introduite aux blocs de ces transformées. Le système d'équations qui suit

décrivant cette transformée démontre la nécessité d'inclure cette position θ au bloc Park :

$$\begin{bmatrix} id \\ iq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ \sin\theta & -\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i\alpha \\ i\beta \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

Pour ce faire, la vitesse angulaire du flux rotorique n'étant pas égale à la vitesse angulaire mécanique du rotor dans le cas d'un entraînement asynchrone, il est nécessaire d'introduire le bloc « Modèle en courant » à la structure globale de la commande. Les entrées de ce bloc sont les courants i_{sd} , i_{sq} et la vitesse mécanique du rotor. Les équations qui suivent démontrent comment ce bloc calcule la position du flux rotorique.

$$i_{sd} = \tau_r \frac{di_{rm}}{dt} + i_{rm} \quad (2.84)$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = p \cdot \Omega + \frac{i_{sq}}{\tau_r \cdot i_{rm}} \quad (2.85)$$

On remarque la variable interne du courant rotorique de magnétisation i_{rm} de la fonction. La récursivité de cette variable à l'équation 2.84 permet une mise à jour pour chaque itération tenant compte de la valeur de i_{sd} . La nouvelle valeur de i_{rm} prend ainsi place dans l'équation 2.85 et influence, avec i_{sq} et ω , le résultat θ_s . La structure détaillée de ce bloc est démontrée au chapitre 3.

Le second bloc à venir se greffer à la structure de la commande est celui de la modulation vectorielle (SVPWM). Cette façon de générer les six signaux de commande des interrupteurs de puissance de l'onduleur triphasé est très efficace en plus de réduire les harmoniques. Comme on l'a spécifié précédemment, ce bloc nécessite les tensions références synchrones biphasées $v_{s\alpha ref}$ et $v_{s\beta ref}$ en entrée. Une

série de conditions détermine les temps de commutations des signaux logiques de sortie en fonction des valeurs des deux tensions d'entrée. On peut décrire cette modulation en quatre grandes étapes. Avant de détailler chacune de ces étapes, les constantes suivantes sont définies tenant compte des valeurs unitaires (pu) :

$$v_{CC} = \frac{V_{CC}}{V_b} \quad (2.86)$$

$$v_{CCinvT} = \frac{T}{2 \cdot v_{CC}} \quad (2.87)$$

ainsi que les variables suivantes :

$$v_{ref1} = v_{s\beta ref} \quad (2.88)$$

$$v_{ref2} = \frac{1}{2} (\sqrt{3} \cdot v_{s\alpha ref} - v_{s\beta ref}) \quad (2.89)$$

$$v_{ref3} = \frac{1}{2} (-\sqrt{3} \cdot v_{s\alpha ref} - v_{s\beta ref}) \quad (2.90)$$

$$X = \sqrt{3} \cdot v_{CCinvT} \cdot v_{s\beta ref} \quad (2.91)$$

$$Y = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{CCinvT} \cdot v_{s\beta ref} + \frac{3}{2} \cdot v_{CCinvT} \cdot v_{s\alpha ref} \quad (2.92)$$

$$Z = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot v_{CCinvT} \cdot v_{s\beta ref} - \frac{3}{2} \cdot v_{CCinvT} \cdot v_{s\alpha ref} \quad (2.93)$$

Les équations 2.88 à 2.90 montrent la conversion des composantes α et β du vecteur de référence en un système triphasé et balancées de tensions de référence. Cette transformation est en fait celle de Clarke inverse modifiée de façon à projeter la composante β , $v_{s\beta ref}$, en v_{ref1} plutôt que la composante α , tel que vu précédemment. Cela donne donc un système de tensions de référence, v_{ref1} , v_{ref2} , et v_{ref3} toutes les trois

en avance de phase de 90 degrés comparativement à la transformée de Clarke inverse conventionnelle.

La première étape consiste à déterminer le secteur dans lequel se trouve le vecteur de tension référence défini par $v_{s\alpha ref}$ et $v_{s\beta ref}$. Il y a donc huit combinaisons d'interrupteurs qui déterminent éventuellement huit configurations de tension de phase. La figure qui suit présente un diagramme des combinaisons, vecteurs et secteurs.

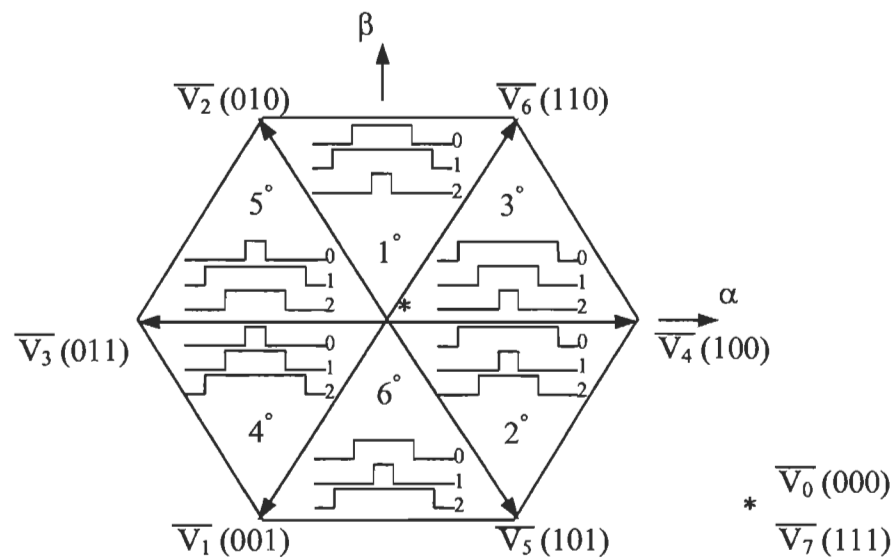


Figure 2.9 Diagramme en hexagone de la commande en largeur d'impulsion vectorielle ^[41]

Le détermination du secteur est basé sur la sommation des conditions suivantes :

Si $v_{ref1} > 0$ alors $A = 1$, sinon $A = 0$

Si $v_{ref2} > 0$ alors $B = 1$, sinon $B = 0$

Si $v_{ref3} > 0$ alors $C = 1$, sinon $C = 0$

secteur = $A + 2B + 4C$

La deuxième étape consiste à calculer et saturer la durée des vecteurs limites du secteur où la tension référence se trouve. Les durées limites sont définies par t_1 et t_2 avec, pour chacun des secteurs, les règles d'attribution suivantes :

si secteur = 1, $t_1 = Z$ et $t_2 = Y$;

si secteur = 2, $t_1 = Y$ et $t_2 = -X$;

si secteur = 3, $t_1 = -Z$ et $t_2 = X$;

si secteur = 4, $t_1 = -X$ et $t_2 = Z$;

si secteur = 5, $t_1 = X$ et $t_2 = -Y$;

si secteur = 6, $t_1 = -Y$ et $t_2 = -Z$.

Ensuite, des conditions de saturation doivent être établies pour éviter que la somme de t_1 et t_2 dépasse la période d'échantillonnage :

$$\text{si } (t_1 + t_2) > T / 2 \text{ alors } t_{1SAT} = t_1 \frac{T}{2 \cdot (t_1 + t_2)} \text{ et } t_{2SAT} = t_2 \frac{T}{2 \cdot (t_1 + t_2)}$$

Maintenant que les temps de commutation sont connus, la troisième étape détermine les rapports cycliques à être appliqués aux phases comme suit :

$$t_{aon} = \frac{T - t_1 - t_2}{4}$$

$$t_{bon} = t_{aon} + t_1$$

$$t_{con} = t_{bon} + t_2$$

La dernière étape détermine les rapports cycliques aux phases correspondantes en fonction du secteur selon le tableau suivant :

Tableau III

Distribution des rapports cycliques pour chaque phase en fonction du secteur ^[41]

	1	2	3	4	5	6
A	t_{bon}	t_{aon}	t_{aon}	t_{con}	t_{con}	t_{bon}
B	t_{aon}	t_{con}	t_{bon}	t_{bon}	t_{aon}	t_{con}
C	t_{con}	t_{bon}	t_{con}	t_{aon}	t_{bon}	t_{aon}

La figure suivante apporte plus de détails en présentant un exemple dans le cas du troisième secteur.

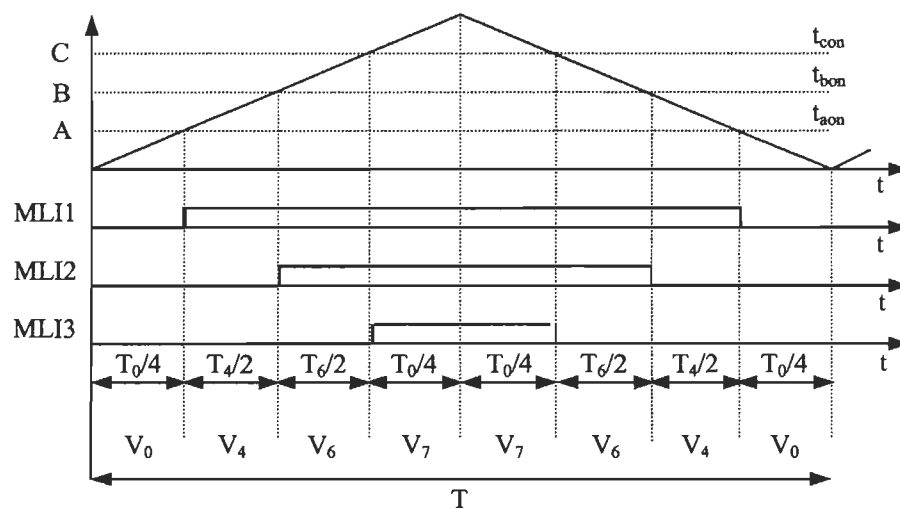


Figure 2.10 Temps de cycle et formes des signaux MLI pour le secteur 3

Les trois signaux MLI1 à MLI3 serviront à commander les interrupteurs K11, K21 et K31 de l'onduleur, conformément à la figure 2.4 . Le complément de ces signaux MLI, pour leur part, commandent les interrupteur des bras inférieurs de l'onduleur, soit K12, K22 et K32.

CHAPITRE 3

SIMULATION DES COMPOSANTES DU SYSTÈME DE PROPULSION ÉLECTRIQUE

3.1 Introduction

De façon à faire les choix technologiques appropriés, les composantes principales du système de propulsion projeté doivent être modélisés et leur performance simulée. Ainsi, la simulation devient un outil puissant de design technique et aide à définir les exigences techniques, à valider les choix technologiques et à rencontrer les objectifs spécifiques du projet, définis précédemment. Cette section présente les simulations permettant d'appuyer le choix du moteur à induction et de déterminer laquelle des deux commandes est la mieux adaptée au contrôle de l'onduleur alimentant le moteur à induction du système de propulsion du véhicule de proximité. En premier lieu, la simulation du démarrage direct du moteur, avec une charge mécanique équivalente au véhicule, procure le maximum estimé en terme d'accélération que le moteur peut livrer. Cet estimé vient appuyer ou rejeter le choix du moteur. Par la suite, la simulation du système complet, avec deux commandes différentes, permet de déterminer la meilleure et l'accélération estimée que le véhicule réel devrait reproduire. Les diverses simulations, utilisant des consignes et des modes de chargement typiques, renseignent sur l'état de stabilité du système en décrivant sa réponse dynamique.

La théorie des moteurs à induction couverte au chapitre précédent contribue à la modélisation du moteur à induction. Une présélection d'une machine électrique, commercialement disponible et compatible mécaniquement à la boîte de vitesse existante, permet d'obtenir les paramètres électriques et mécaniques associés. L'annexe 1 présente les caractéristiques de cette machine à induction découlant des tests permettant de caractériser la machine ^[35]. Ils sont utilisés pour les simulations de ce chapitre. De plus, lors des simulations du système de propulsion global avec une charge mécanique dynamique, deux approches de commande vectorielle sont étudiées. La première est la commande vectorielle à flux rotorique orienté dans le cas d'une alimentation en courant et une modulation à comparateurs à hystérésis. La seconde est la commande vectorielle à flux rotorique orienté dans le cas d'une alimentation en tension et une modulation en largeur d'impulsion vectorielle (SVPWM). Encore là, les paramètres de simulation proviennent de valeurs mesurées ou fournies par le fabricant des appareils représentés par les modèles des composants du système. Ces simulations tiennent compte de l'onduleur et de la charge dynamique approchée que présente le véhicule de proximité, plate forme du système de propulsion.

3.2 Démarrage direct du moteur

La simulation en démarrage direct du moteur à induction consiste en une modélisation relative à un branchement sur une source triphasée infinie. Cette source est en tout point capable de répondre à n'importe quelle demande de la charge. En réalité, une source électrochimique présente une certaine limite à rendre sa puissance maximale disponible et une quantité minimale de perte intrinsèque. L'objectif de cette simulation est de se donner une idée approchée de ce que l'on retrouvera en montage réel, celle-ci pourra justifier ou rejeter en premier lieu le choix du moteur de propulsion, la charge électrique du système en entier.

Le modèle de la simulation tient compte d'une charge mécanique correspondante à celle du véhicule de proximité, un couple résistant constant en fonction de la vitesse, et à une inertie totale englobant celle du rotor du moteur, la boîte d'engrenage et les deux roues commandées du véhicule de proximité.

Les paramètres de simulation utilisés proviennent des calculs des bandes des régulateurs et des caractéristiques du manufacturier du moteur simulé. Ces caractéristiques sont :

Une puissance de 5.595 kW, une tension nominale entre phases de 208 V, une fréquence de 60 Hz, une résistance statorique de 0.287Ω , une constante de temps rototrique de 0.1768 seconde, un moment d'inertie du moteur, de la boîte de vitesse et des roues de $0.0675 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, une inductance cyclique statorique de 54.11 mH, un coefficient de dispersion de 0.02966 et les coefficients de frottement sont négligés.

Le résultat de simulation intéressant est celui de l'accélération du moteur dans les conditions rapprochées d'utilisation dans le véhicule électrique. Dépendamment des performances souhaitées, il est possible de juger si le moteur sélectionné peut les satisfaire.

La figure représente le résultat de simulation obtenu pour l'accélération du moteur à l'étude.

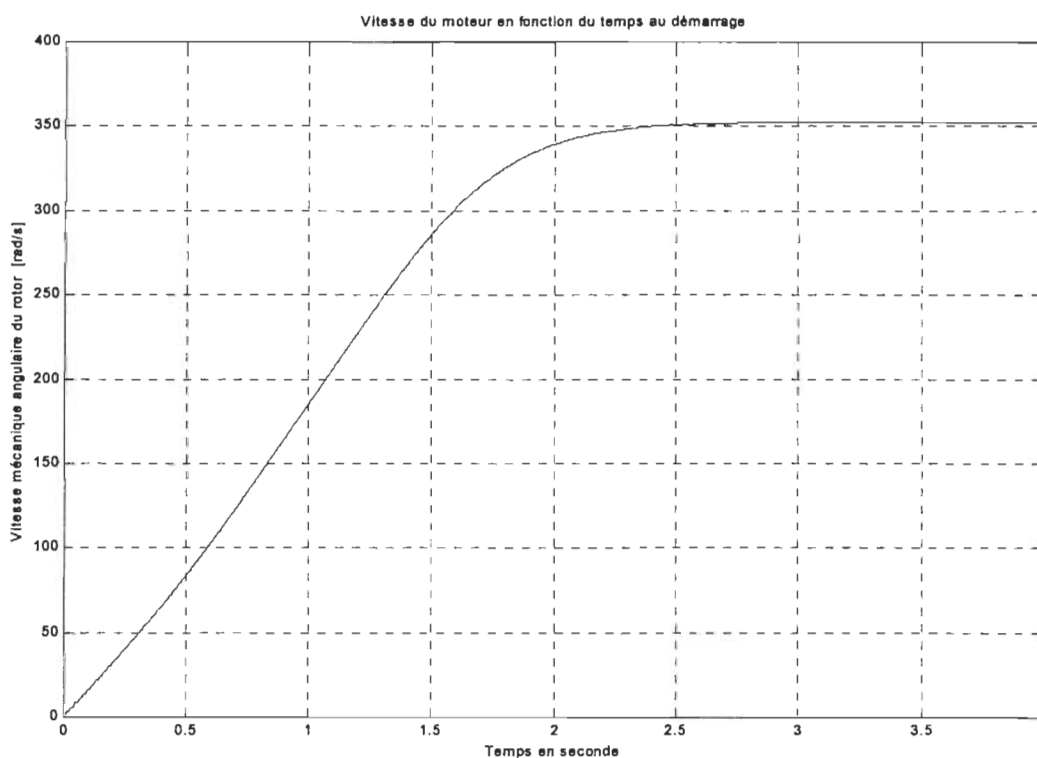


Figure 3.1 Courbe d'accélération en démarrage direct du moteur Emerson G159

L'accélération représentée correspond au cas idéal de couple livrable par ce moteur. Cette accélération est d'environ 165 rad/s^2 en moyenne. La source triphasée infinie permet

d'exploiter le couple de démarrage disponible de la machine. Ce couple représente 2.5 fois le couple nominal. Par comparaison, le couple de la commande à flux rotorique orienté ne représentera que 1.9 fois le couple nominal dû à la limitation du courant d'appel de la machine. En effet, le courant se trouvera limité à 1.3 pu tandis que le courant d'appel du démarrage direct atteint jusqu'à 6 pu. Ainsi, on constate que la vitesse nominale survient en moins de 2.5 secondes. L'objectif en terme d'accélération moyenne pour le prototype final est de 60 rad/s^2 entre 20 et 80 % de la vitesse maximale du véhicule .

Le résultat obtenu démontre un bon choix dans le calibre du moteur. Sa puissance donne une accélération satisfaisante comparativement à celui du véhicule commercialisé. On devrait cependant s'attendre à une accélération moins prononcée avec la simulation de la commande vectorielle, compte tenu de la limitation en courant prévue. Néanmoins, l'accélération attendue devrait être autour de 7 secondes pour atteindre le régime permanent, ce qui est suffisant pour répondre à l'objectif de l'accélération du véhicule.

3.3 Commande vectorielle

La présente section dresse les structures des deux commandes abordées au chapitre 2 dans l'environnement MATLAB/SIMULINK[®]. Les résultats de l'exécution des simulations pour différentes excitations sont fournis à la section suivante et ce, de façon comparative, pour les deux structures de commande vectorielle. La première structure abordée est celle de la commande en courant présentée à la section 2.4.2. En second lieu, ce sera la structure de la commande en tension, vue à la section 2.4.3. À noter que la présentation des résultats suivra le même ordre.

La figure 3.2 présente la commande en courant avec comparateur à hystérésis.

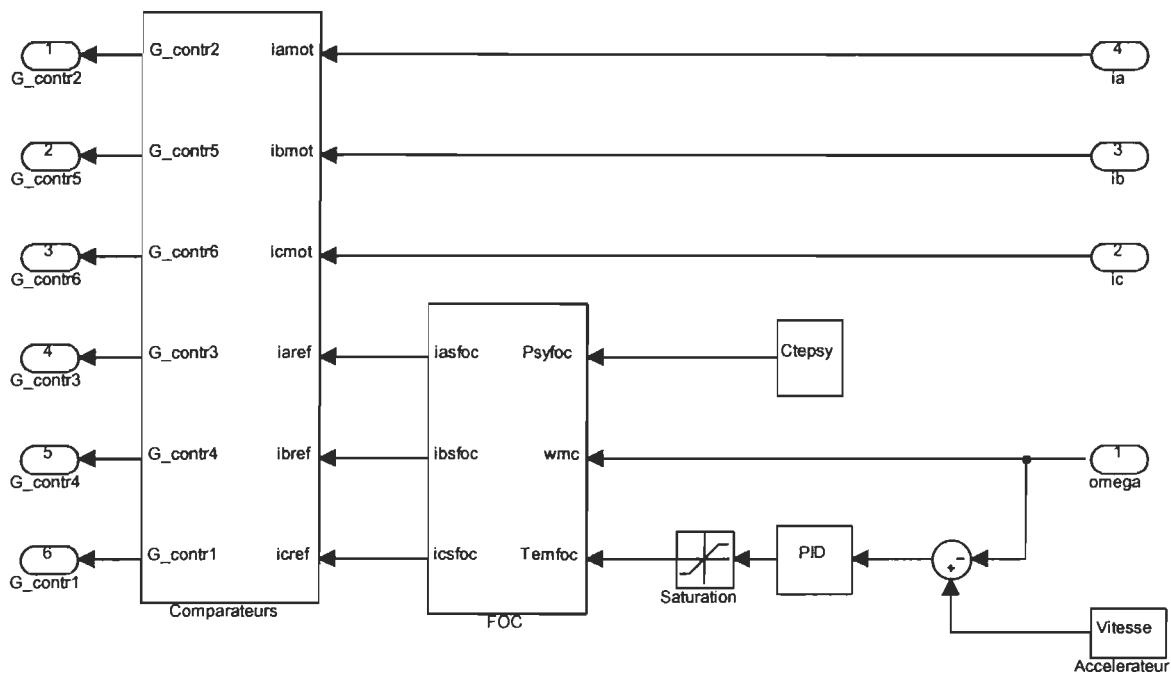


Figure 3.2 Schéma SIMULINK[®] général de la commande en courant

On remarque un bloc de saturation du couple de référence à l'entrée du bloc FOC. Cette limitation est ajustée à une valeur de couple limite qui garantit de ne pas dépasser un courant d'appel égale deux fois sa valeur nominale. Dans cette simulation, le couple positif est saturé à 2.7 pu pour répondre à ce critère. En plus, le couple de référence négatif doit être limité à une valeur inférieure, en valeur absolue, comparativement au couple positif et ce, afin de respecter l'application. Le véhicule, en marche arrière, ne doit pas permettre à l'utilisateur de pouvoir atteindre la vitesse inverse nominale pour des raisons sécuritaires. Ainsi le couple négatif de référence est limité à 0.6 fois le couple nominal, limitant l'accélération et saturant la vitesse inverse du véhicule électrique à une valeur réduite.

Le bloc comparateur génère les signaux à largeur d'impulsion modulée. La commutation de ces signaux est limitée en fréquence à l'aide du modèle de la bascule D. Chacun des signaux ne peuvent commuter qu'au front montant du signal d'horloge à 10 kHz ($T_c = 0.0001$). La bande d'hystérésis est réglée à 0.5 ampère en plus et en moins. Cette valeur tient compte de ce qui est possible de réaliser de façon acceptable lors de l'implantation matérielle des comparateurs. En fait, une hystérésis plus fine demanderait plus de filtrage, une augmentation substantielle du nombre de composantes électroniques et une susceptibilité de la commande à l'instabilité plus importante.

Le bloc FOC est basé sur le modèle inverse de la machine asynchrone. La figure 3.3 détaille la structure implantée au modèle de simulation. L'objectif de ce bloc est de fournir les courants références triphasés tenant compte de la consigne du flux et de la consigne de couple, fonction de la vitesse de référence. La consigne de flux P_{syfoc} est

fixée à sa valeur nominale soit 0.45 wb ou 1 pu. Les paramètres constants du régulateur à flux rotorique orienté sont tirés de ceux du moteur Emerson G159 de la section précédente.

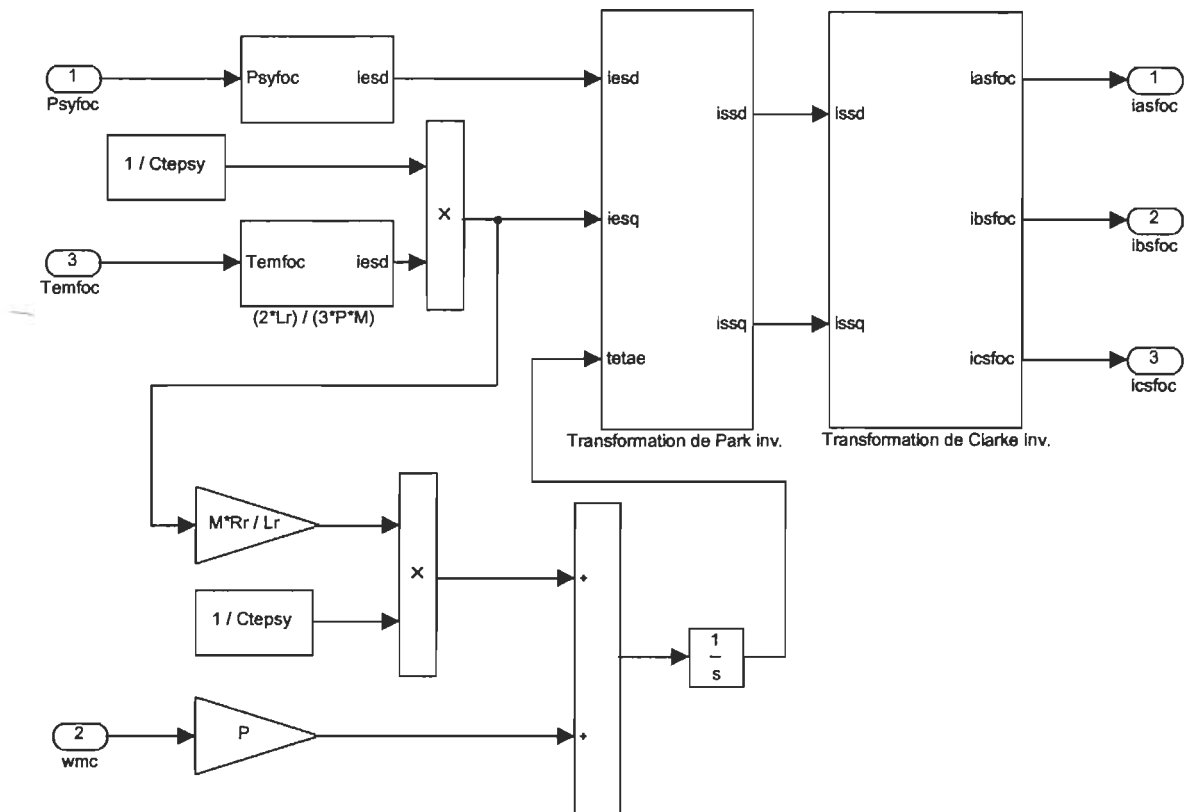


Figure 3.3 Schéma SIMULINK® du bloc FOC de la commande en courant

La structure du régulateur est basée sur les équations 2.79 à 2.81 . Les transformées de Park inverse et de Clarke inverse permettent de retrouver les valeurs de courant de phase références dans le repère stationnaire triphasé.

De façon à couvrir les possibilités qu'offre la commande vectorielle et ainsi faire un choix éclairé de la structure de commande à adopter pour le système de propulsion, une seconde structure est évaluée à l'aide de SIMULINK[®]. Cette commande en tension utilise la modulation vectorielle en sortie. Comme on le constate, cette modulation ne nécessite pas que les tensions références soit triphasées contrairement aux courants références requis par les comparateurs à hystérésis. La structure de ce régulateur correspond en tout point à ce qui est présenté à la section 2.4.3.

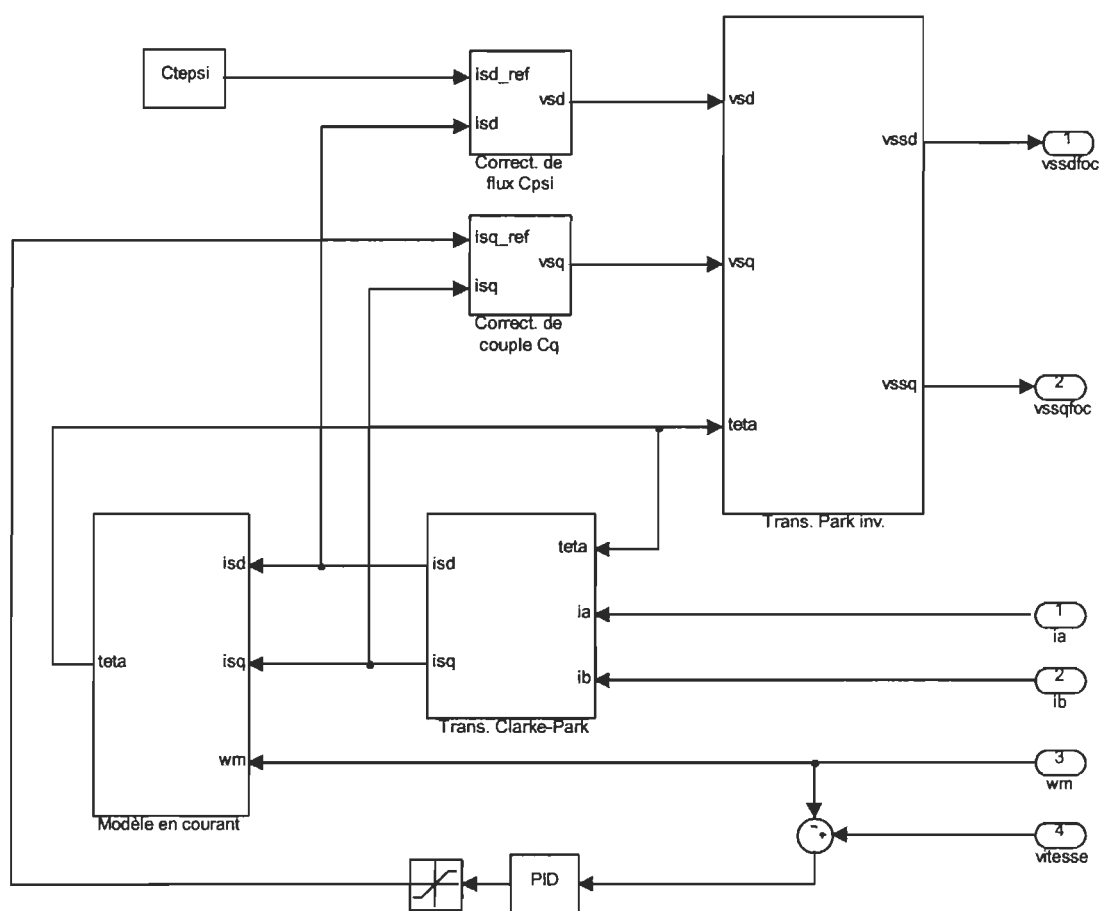


Figure 3.4 Schéma SIMULINK[®] général de la commande en tension

Comme il a été spécifié précédemment pour la commande en courant, une limitation du couple de référence est implantée à la sortie du régulateur de vitesse PI. Les valeurs de saturation des couples positif et négatif utilisées pour la simulation sont 1.8 pu et -0.3 pu respectivement. Les régulateurs PI du flux et du couple de la machine ont une compensation de la bande intégrale permettant de s'adapter à l'amplitude de l'erreur à corriger.

Le schéma suivant démontre comment, à partir des équations 2.82 et 2.83, on peut générer le modèle en courant de la machine à induction. Cette structure vient compléter le bloc « modèle en courant » du schéma général de la figure 3.4 .

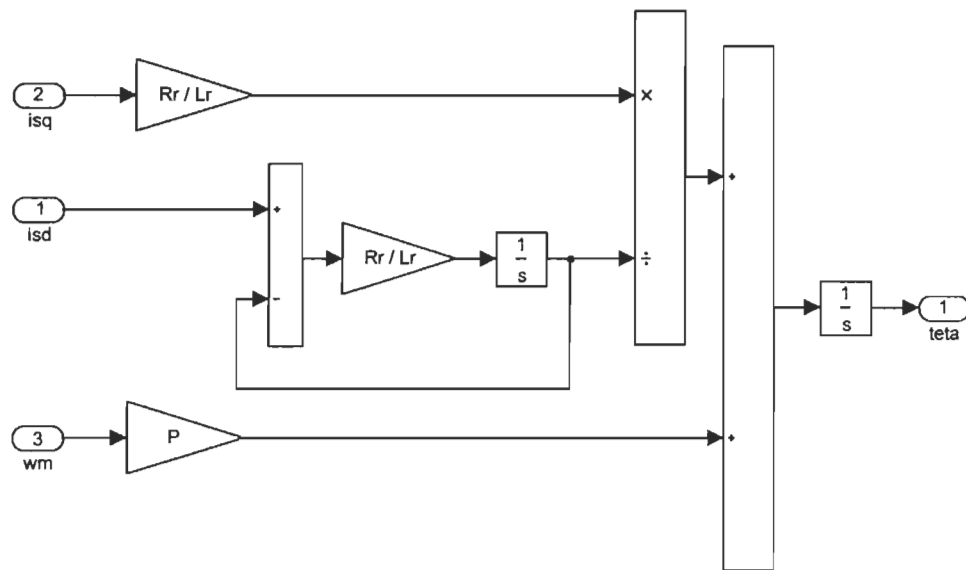


Figure 3.5 Schéma SIMULINK® du bloc du modèle en courant

3.4 Simulation complète du véhicule

Les commandes vectorielles en courant et en tension traitées précédemment s'intègrent au bloc « module de commande à DSP ». Pour chacune de ces deux commandes, le reste du schéma de simulation est identique et les paramètres utilisés sont les mêmes. À noter que la commande en courant ne requiert pas obligatoirement que sa modulation de signaux provenant des comparateurs à hystérésis soit implantée sous forme de code au DSP. Bien souvent, de façon à ne pas surcharger le DSP, les comparateurs sont externes, sous forme de circuits intégrés. La modulation vectorielle, pour sa part, est partie intégrante du code programme du DSP.

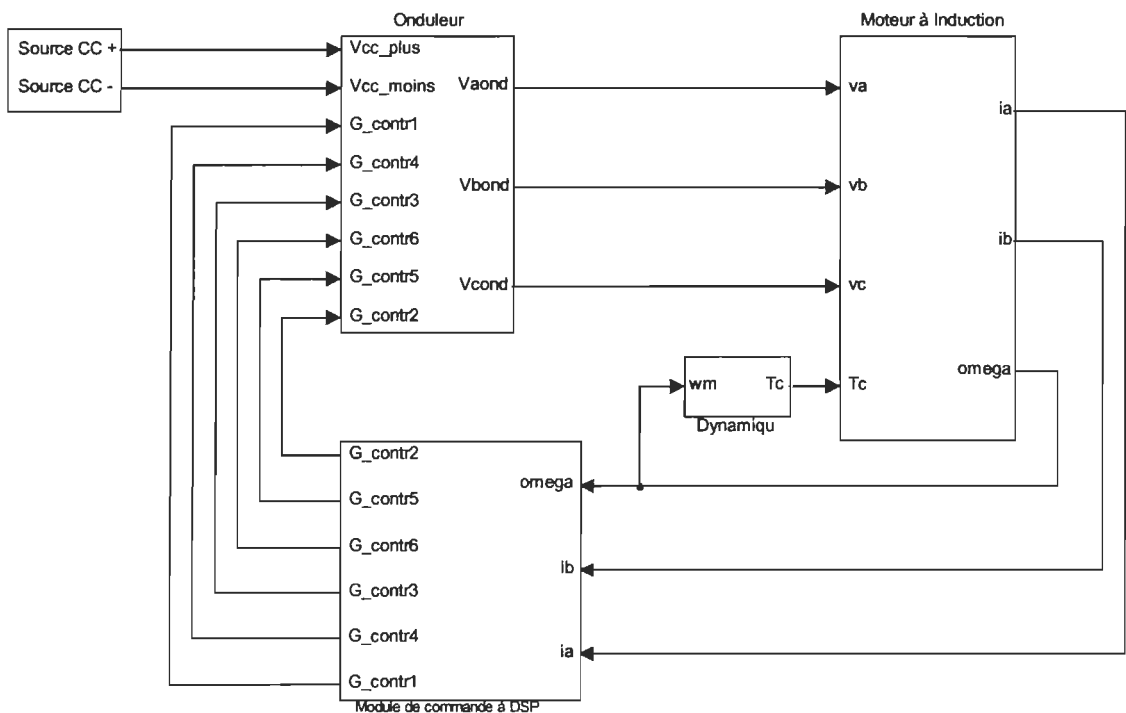


Figure 3.6 Schéma SIMULINK[®] complet du système de propulsion

Le bloc «dynamique» calcule un couple résistant qui est fonction de la vitesse et de l'accélération du véhicule. Quoiqu'une approximation du couple de charge en une fonction constante ne soit pas très différente, l'ajout des forces résistantes approchées donne au modèle une approximation plus juste des conditions réelles dans lesquelles évolue un véhicule électrique. Ainsi, trois forces interagissent ensemble pour s'opposer au couple disponible à l'arbre du moteur à induction. La première est la force inertielle qui est non nulle lors des accélérations et des décélérations. La valeur critique qui appuie cette force est la masse du véhicule et suit la loi $F = m \cdot a$. La deuxième est la résistance attribuée à la friction de l'air sur le véhicule. Les paramètres déterminants, dans ce cas-ci, sont l'aire frontale du véhicule et son coefficient de traînée. Le troisième est la force associée à la friction des pneus avec le sol. Encore là, la masse du véhicule joue un rôle important dans l'amplitude de cette force ainsi que le coefficient de friction des pneus eux-mêmes. Bien entendu, toutes ces forces sont fonctions de la vitesse du véhicule et s'additionnent pour donner la force ou le couple de charge vu par le moteur. La valeur de la masse du véhicule utilisée pour les simulations est de 300 kg. Un coefficient de traînée de 0.30, une aire frontale de 2.0 m² et un coefficient de friction des pneus de 0.007 kg/kg complètent les constantes faisant partie de la modélisation de la charge dynamique.

Les prochaines figures présentent les résultats de simulation du système de propulsion en entier avec comme structure de commande celle en courant, les deux graphiques supérieurs, et celle en tension, les deux graphiques inférieurs. Cette façon de présenter les résultats permet de faire une comparaison visuelle rapide entre les deux types de commande. Les critères de comparaisons entre les deux commandes sont la régularité du

couple produit et la faible oscillation des courants produits par l'onduleur à faible vitesse particulièrement.

Trois essais distincts sont présentés. Le premier démontre le fonctionnement des commandes dans les quatre quadrants (figures 3.7, 3.8 et 3.9). Le second présente l'atteinte du régime permanent par le véhicule modélisé (figure 3.10). Le dernier permet de visualiser l'effet des perturbations de la charge sur le comportement des commandes (figures 3.11, 3.12 et 3.13) . L'annexe 2 présente d'autres résultats de simulation comparant les deux commandes pour une consigne ajustée à 100%, 27% ou une rampe entre 8 et 32% et une augmentation subite du couple de charge simulant un ou des freinages. De plus, une dernière simulation présente une consigne de vitesse négative pour évaluer le comportement du véhicule en marche arrière.

La figure 3.7 montre la vitesse du véhicule en radians par seconde (traits continus) et la consigne de vitesse (traits pointillés). On y retrouve aussi le couple électromagnétique de la machine (traits continus) et le couple de charge dynamique (traits pointillés). On constate des tracés de vitesse très similaires pour les deux commandes. Cependant, une différence nette apparaît pour ce qui est de la réaction du couple de la machine à travers les quatre quadrants. Le couple du moteur produit par la commande en tension est plus stable que celui produit par la commande en courant. Cette différence s'explique principalement par l'effet du régulateur PI dans la boucle de courant i_{sq} de la commande en tension (figure 3.4) . Une autre différence notable est l'amplitude réduite de l'oscillation du couple de la commande en tension. La largeur de la bande d'hystérésis de la commande en courant défavorise évidemment le couple à cause des oscillations

accrues sur les courants de la machine. On pourrait certainement atteindre des niveaux d'amplitude d'oscillation du couple similaire à la commande en tension avec modulation vectorielle en réduisant substantiellement la bande d'hystérésis, mais une implantation matérielle de cette bande ne serait pas possible sans perturbation notable sur la commande due au bruit de mesure. On constate que l'évolution du couple de charge suit celle du couple produit par la machine compte tenu que la machine accélère ou bien décélère pour cet essai. Dans ce cas-ci, la composante du couple de charge associée à la force inertielle prévaut sur celle du frottement de l'air sur la carrosserie ou du frottement des pneus sur la chaussée. Pendant la phase d'accélération, la vitesse de la machine est positive et le couple produit est positif. Le couple de charge est représenté de façon à ce qu'il soit positif mais, par définition, il est opposé au couple produit. Donc, on observe qu'il est quelque peu inférieur au couple produit d'où l'accélération. À deux secondes, la consigne de vitesse s'inverse et le moteur décélère. Cette décélération est en fait un exemple de freinage par récupération. Pendant que le couple de la machine tente de freiner le véhicule, le couple de charge, devenu lui aussi de signe opposé, tente de poursuivre la lancée du véhicule. À 5 secondes, la consigne de vitesse devient nulle et lorsque la vitesse du moteur approche de zéro, les couples décroissent progressivement jusqu'à zéro.

La figure 3.8 présente l'évolution du flux et du courant statorique de la phase A pour les deux commandes. De cette figure, on peut observer le même phénomène sur le flux que sur le couple. En effet, le flux de la commande en tension est asservi par le régulateur PI de la boucle de commande du courant i_{sd} . L'oscillation du flux de la commande en

courant est ainsi éliminée pour la commande en tension. Le courant de démarrage est limité à une valeur d'environ 1.5 pu pour les deux commandes tel que mentionné plus tôt. Lors de l'inversion de la consigne de vitesse à 2 secondes, une diminution brusque dans l'amplitude et une inversion dans la phase du courant de phase sont observées. La dernière figure, de cet essai, présente les différences les plus importantes affectant la qualité des signaux de tension générés à la sortie de l'onduleur. On y observe le courant rotorique et le courant statorique de la phase A ainsi que la forme de la tension d'alimentation provenant de l'onduleur. Les harmoniques engendrées par la commande doivent être minimisées pour limiter les pertes dans la machine. La commande en tension utilisant la modulation vectorielle garde ces harmoniques au minimum en comparaison à la commande en courant avec comparateurs à bande d'hystérésis. La forme de l'onde sinusoïdale de tension d'alimentation du moteur est beaucoup mieux définie à priori par la commande en tension avec modulation vectorielle tel que l'on peut le constater à l'annexe 2, figure A2.3. Le courant de phase statorique (haute fréquence) et rotorique (basse fréquence) s'en trouvent d'autant plus lisses.

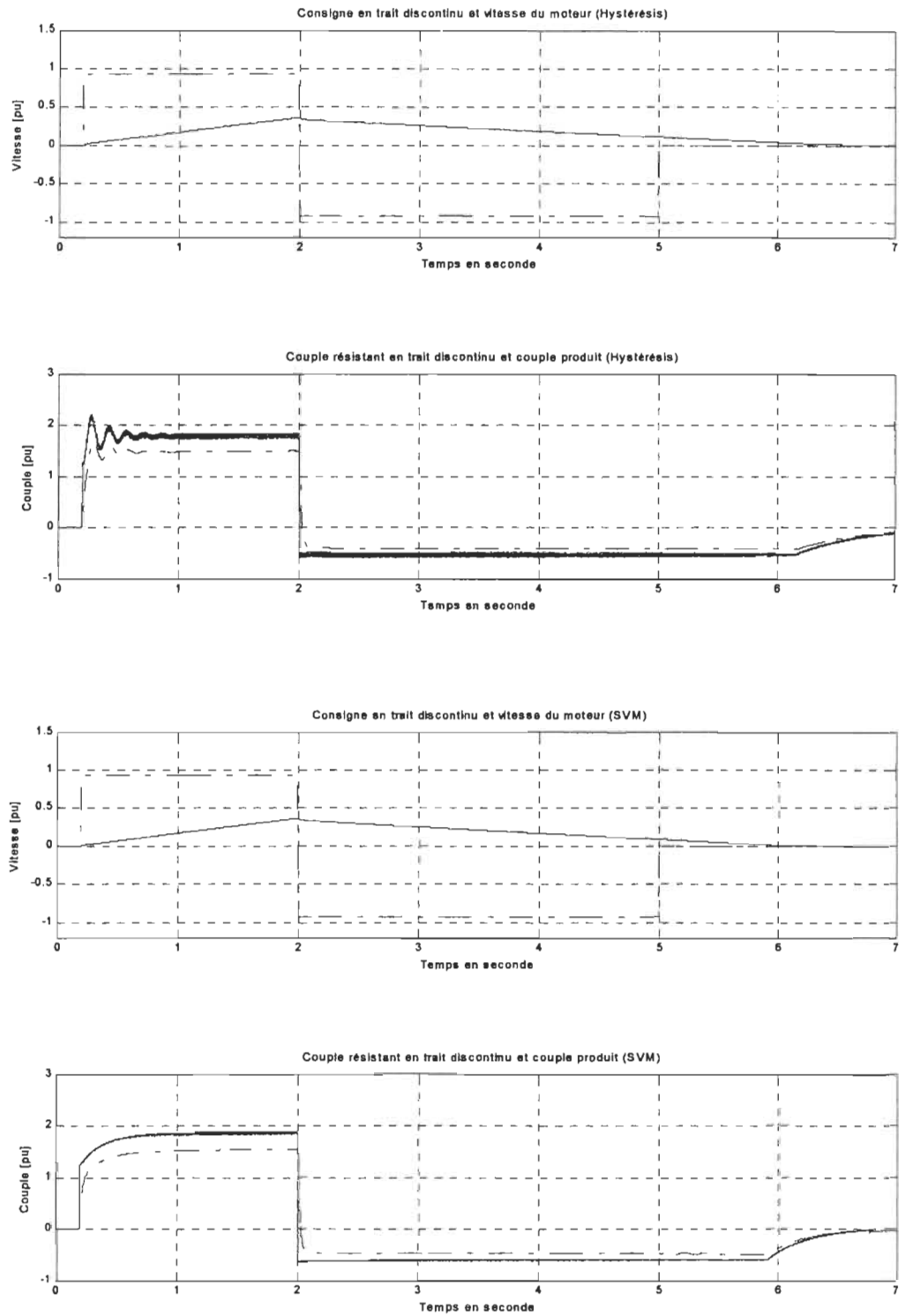


Figure 3.7 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, quatre quadrants)

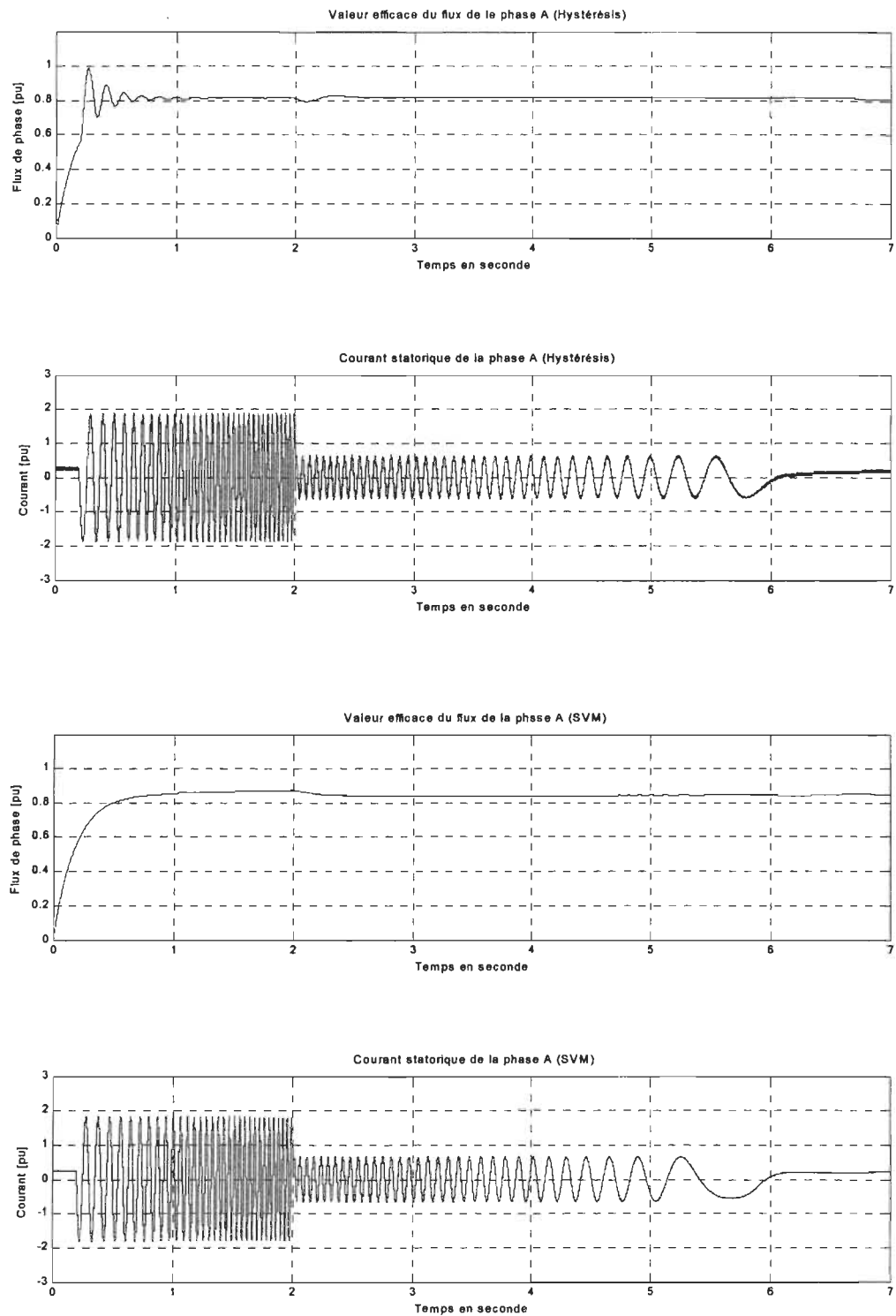


Figure 3.8 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, quatre quadrants)

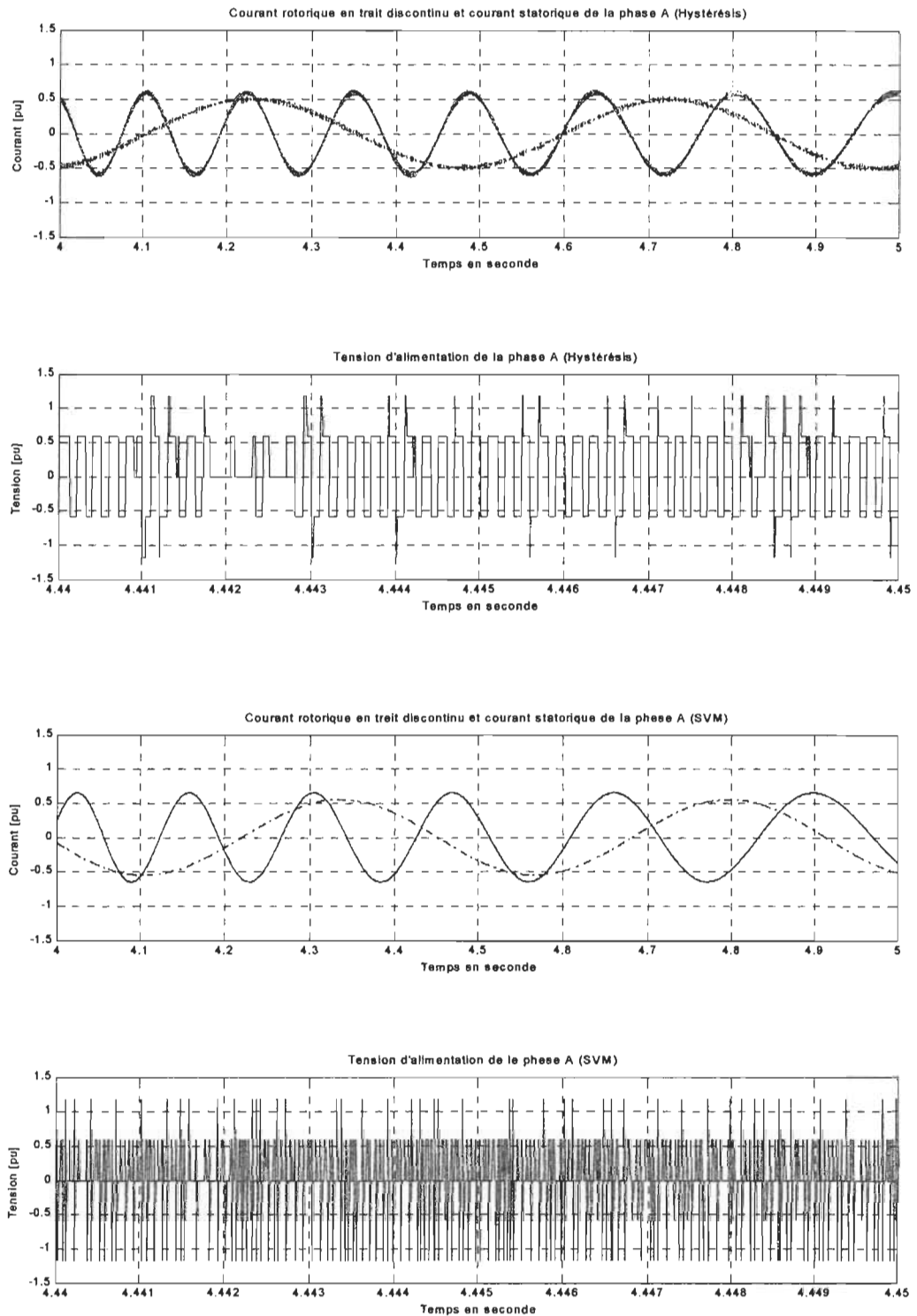


Figure 3.9 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, quatre quadrants)

La figure 3.10 apporte quelques informations de plus en simulant le système de propulsion jusqu'à 25 secondes en conservant une vitesse de référence maximale (366 rad/s ou 50 km/h). Cela permet donc de juger du temps que prend le véhicule à atteindre son régime permanent. Le temps pour atteindre 80% de la vitesse maximale est d'environ 5 secondes pour les deux structures de commande. Cette performance du modèle du système de propulsion laisse présager des performances plus que suffisantes. L'accélération moyenne entre 20 et 80% de la vitesse maximale est de 72 rad/s^2 . Une période de 5 secondes supplémentaires est requise pour atteindre définitivement le régime permanent. On constate un léger dépassement de la consigne par la commande en tension. La structure de cette commande, avec ses deux régulateurs PI additionnels, a une tendance à conserver plus d'erreur résiduelle que la commande en courant. Néanmoins, l'application actuelle, d'un véhicule de proximité, ne nécessite pas que la consigne soit respectée au dixième près. L'approche de la vitesse synchrone fait que le couple disponible au moteur diminue et ne peut pas être maintenu au niveau de 1.8 pu. L'allure du couple, comme discuté précédemment, est moins perturbée pour la commande en tension.

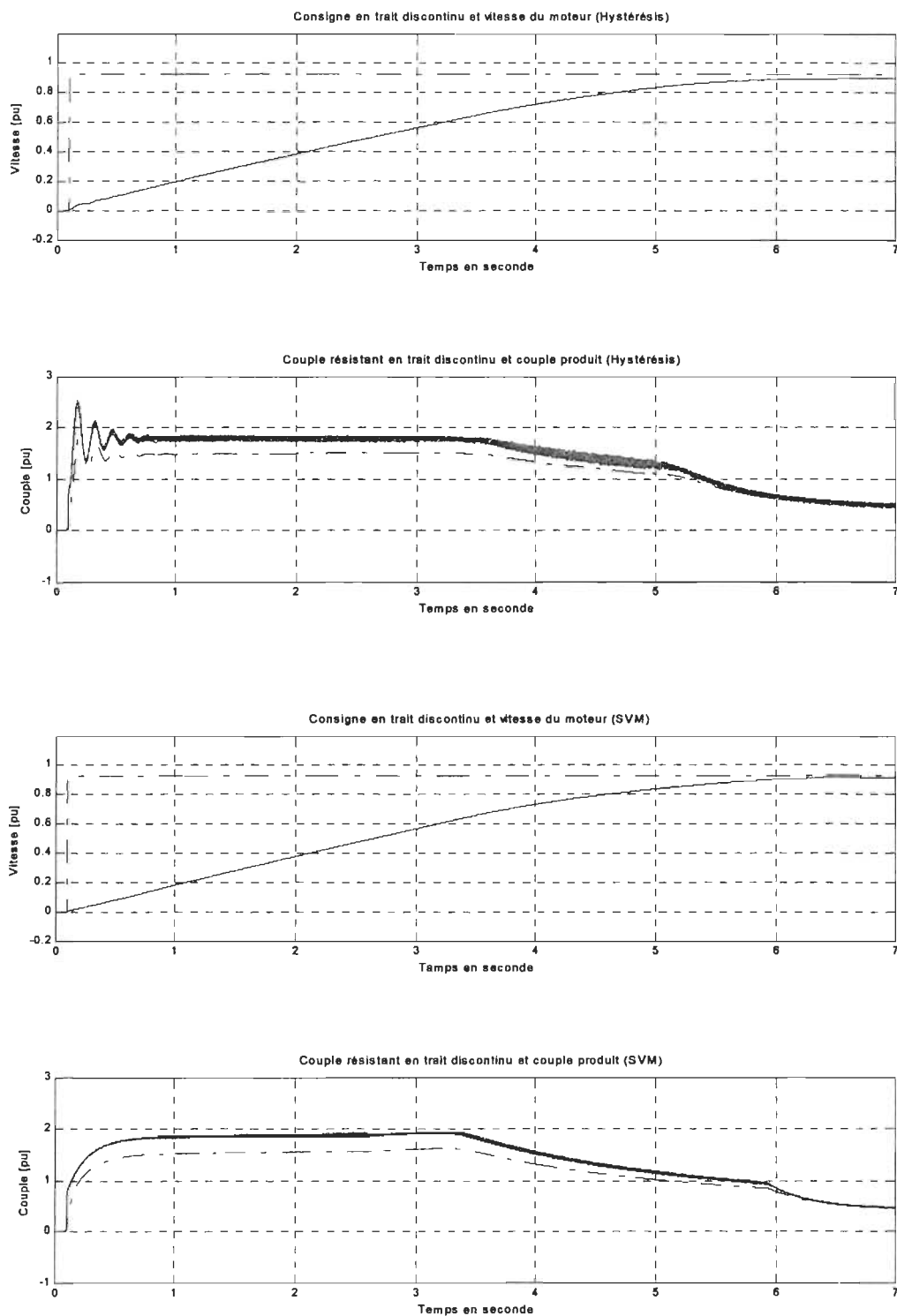


Figure 3.10 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, régime permanent)

Les trois derniers graphiques (figures 3.11 - 3.13) résultant des simulations montrent les effets de perturbations sur la charge mécanique. Le tracé en trait discontinu du graphique du couple en fonction du temps révèle l'ajout au couple résistant d'une charge supplémentaire de 40 Nm au taux de 200 Nm par seconde, à 1 et 4 secondes, pour une durée de 450 millisecondes. On déduit aussi de ces résultats le comportement des commandes pour deux consignes de faible vitesse, soit 0.07 pu et 0.13 pu . Pendant l'application des perturbations, les consignes de vitesse restent telles quelles. Ainsi, on peut juger de la stabilité des commandes à l'application de la perturbation et lorsqu'elle prend fin. La figure 3.11 permet de voir que les deux commandes présentent des réactions modérées et se restabilisent près de la valeur de consigne sans oscillations ni instabilités. À ces faibles vitesses, la différence de l'amplitude du couple parasite pour les deux commandes est encore plus évidente. La commande de tension avec modulation vectorielle conserve un couple relativement peu bruité. De la figure 3.12, on peut constater l'effet des perturbations et du changement de consigne à 3 secondes sur le courant statorique. L'amplitude du courant est modifiée par les commandes. Le flux pour sa part est relativement stable. Les courants statorique et rotorique contenus entre 4.4 et 5 secondes présentés à la figure 3.13 permettent d'apprécier la meilleure qualité dans la forme d'onde des courants. Pour cette raison, la commande en tension avec modulation vectorielle est retenue comme la commande qui sera utilisée pour le système de propulsion ^{[18][24]}.

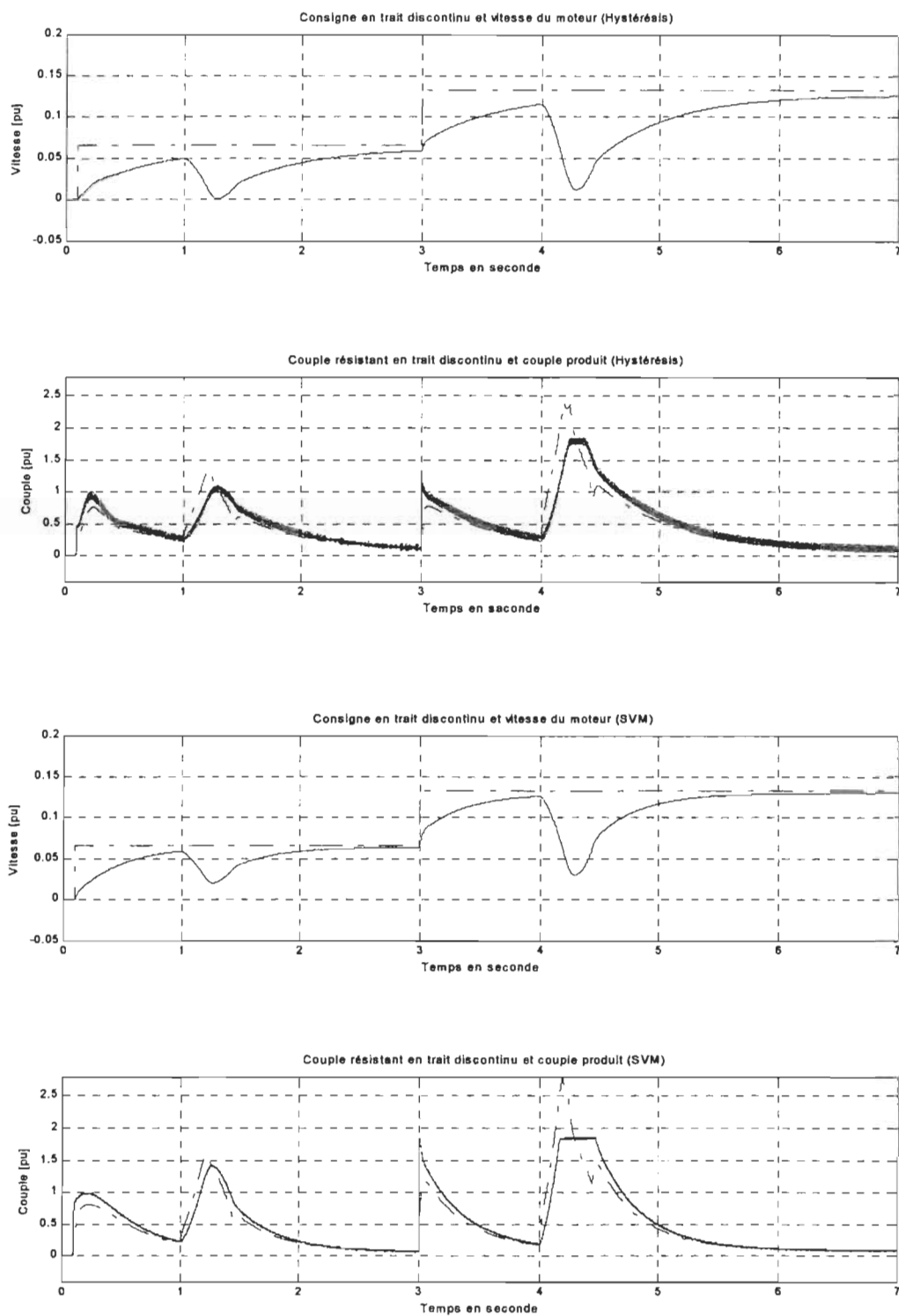


Figure 3.11 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, freinages à 1 et 4 sec.)

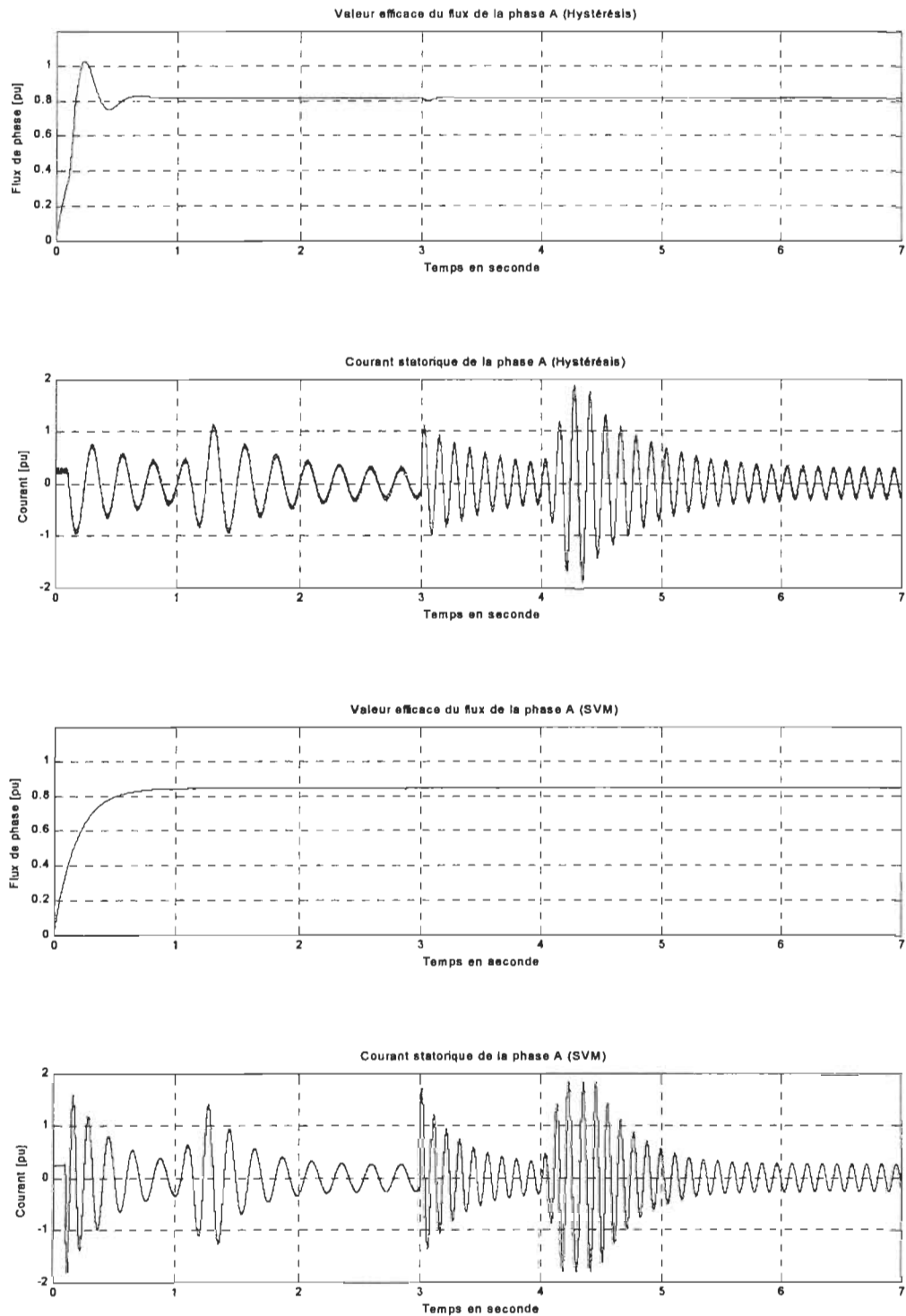


Figure 3.12 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, freinages à 1 et 4 sec.)

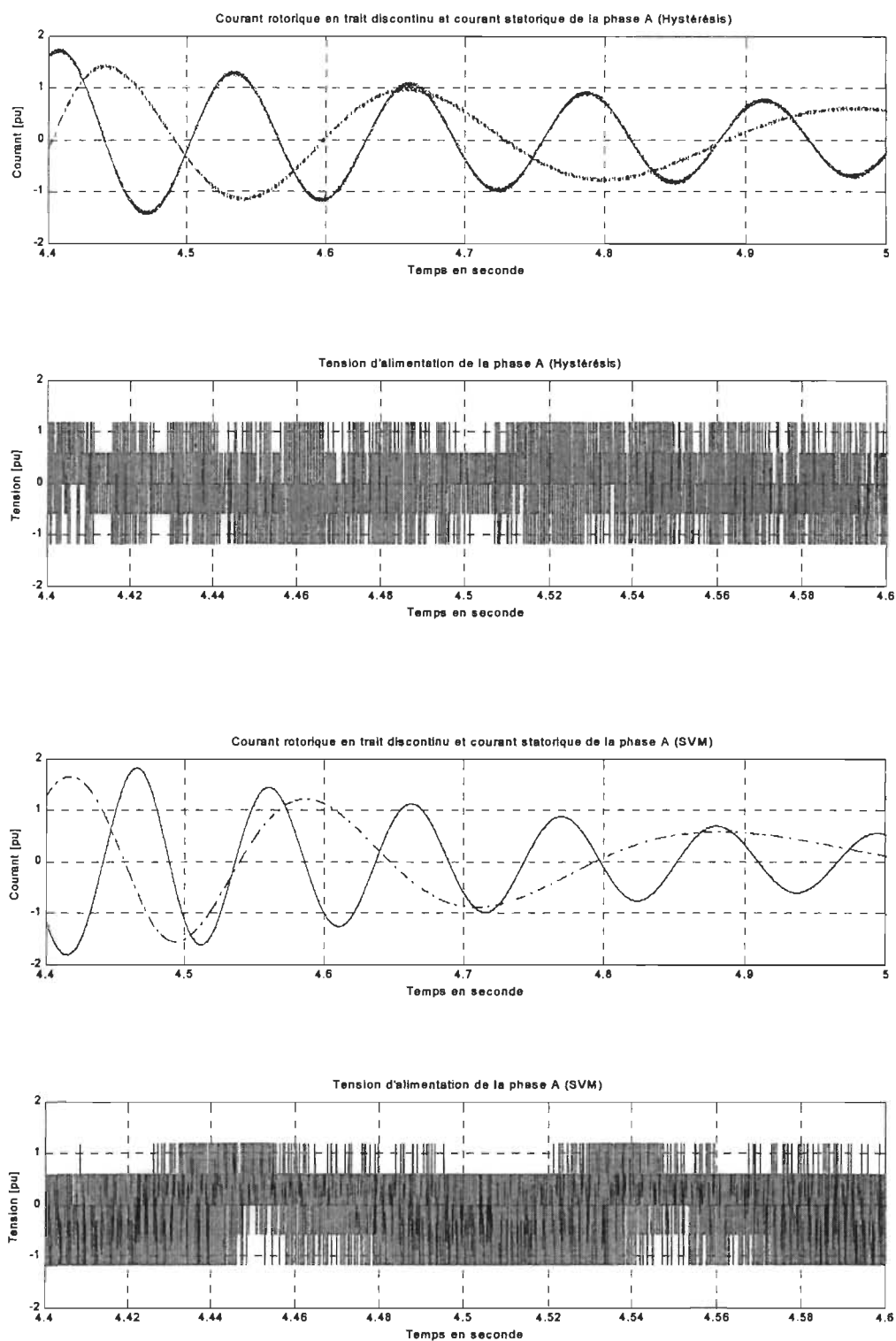


Figure 3.13 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, freinages à 1 et 4 sec.)

CHAPITRE 4

CHOIX DES COMPOSANTES DU SYSTÈME DE PROPULSION ÉLECTRIQUE

4.1 Introduction

Le choix des composantes demande de tenir compte des spécificités de l'application du système de propulsion électrique d'un véhicule de proximité. Des critères de sélection tel que l'environnement ambiant d'utilisation des composantes, les performances opérationnelles et les paramètres physiques des pièces, vont guider les choix technologiques du système. De plus, les simulations du chapitre 3 viennent appuyer certains choix comme la puissance du moteur de propulsion et un système de commande possédant suffisamment de puissance de calcul. Ce dernier doit gérer la modulation vectorielle en plus de la commande vectorielle elle-même. Dans ce chapitre, le choix final des principaux éléments du système de propulsion est explicité avec leur justification. Premièrement, le moteur de propulsion sélectionné est présenté, suivi des éléments de commutation de l'onduleur, du module de commande et des capteurs requis par la commande.

4.2 Choix du moteur

Le moteur à induction triphasé sélectionné est basé sur les simulations du chapitre 3. On y constate que la puissance du moteur est adéquate et que les performances escomptées sont satisfaisantes.

Le manufacturier du moteur est Emerson Electric Co., de modèle G159. Son boîtier 184JM est ouvert, résistant aux éclaboussures et ventilé. La puissance nominale est de 5.6 kW (7.5 HP), sa tension nominale est de 208 Volts à 60 Hz, son couple nominal est de 15.7 Nm et son efficacité est de 81.5 % à pleine puissance. Son prix de revient est faible, environ 40% de celui à courant continu de 3 kW du véhicule NV™ commercial, dû aux quantités de production beaucoup plus importantes sur ce type de moteur et à sa simplicité de fabrication. La figure 4.1 montre l'allure générale du moteur à induction triphasé.

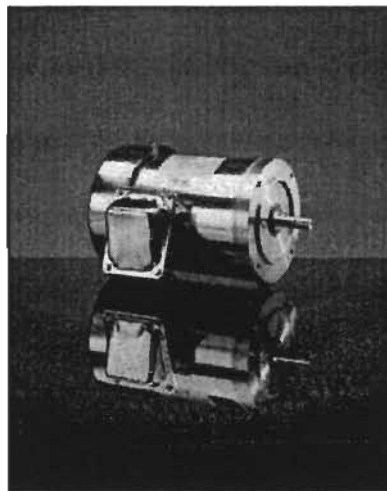


Figure 4.1 Photo du moteur à induction Emerson G159 ^[16]

On constate à la figure 4.1 que ce moteur présente une face plane permettant une adaptation mécanique simplifiée à la boîte de vitesse. La longueur appréciable de l'arbre de sortie mécanique permet l'adaptation d'un codeur optique à arbre creux. Ce moteur ne possède pas de base de fixation et sera arrimé à l'accouplement entre la boîte de vitesse et le moteur lui-même, lui offrant ainsi le support nécessaire. Au besoin, un berceau sera ajouté sous le boîtier du moteur pour augmenter son appui lors du montage au véhicule de proximité. Pour les essais préliminaires faisant partie de ce travail, le moteur conserve sa base permettant de le stabiliser sur une table de travail. Ultérieurement, cette base sera supprimée du moteur pour l'intégration au véhicule.

4.3 Justification des convertisseurs

Le schéma électrique du montage électrique de l'onduleur est représenté à la figure suivante.

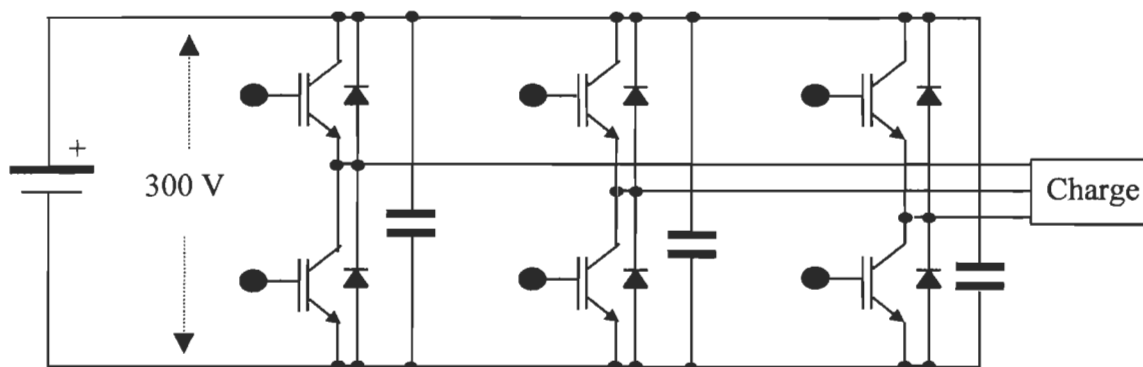


Figure 4.2 Schéma électrique du convertisseur

Les éléments de puissance servant à commuter les signaux électriques sont des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT). Le modèle sélectionné est un module contenant deux transistors bipolaires à grille isolée. Il est fabriqué par IXYS et sa nomination est MII 75-12 A3. Les éléments de puissance de ce module peuvent supporter 75 ampères d'intensité de courant nominal ^[23]. La figure de la page suivante montre l'allure physique du module ainsi que le schéma de son circuit interne.

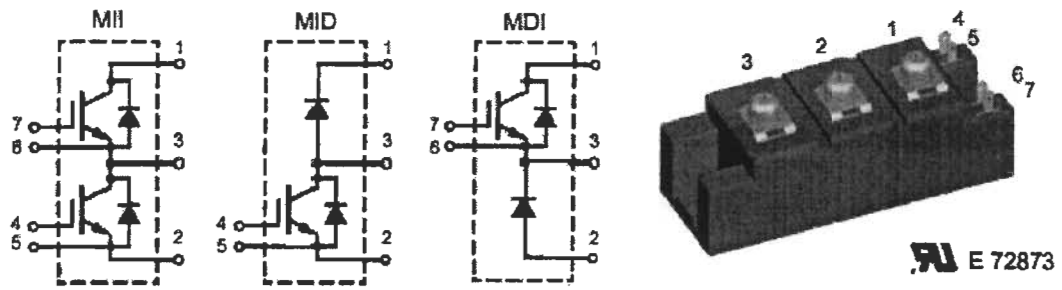


Figure 4.3 Image et circuit interne du module IGBT de IXYS ^[21]

4.4 Choix du module de commande et des capteurs

La commande vectorielle est implantée dans un module à processeur de signaux numériques de la compagnie Texas Instruments ^{[9][28]} (figure 4.4) . Ce module, TMS320F240 EVM, est muni d'un « flash ROM » de 16 Ko permettant de modifier le programme code à exécuter. Ce module est conçu spécifiquement pour les applications de commande de moteur électrique. Le temps d'une instruction à un cycle machine s'effectue en 50 nanosecondes ou 20 millions d'instructions par seconde. Il possède une mémoire ROM de 128 Ko à 16 bits et une mémoire RAM de 544 octets à 16 bits aussi. Cette carte possède deux entrées spécifiquement adaptées au raccord direct de codeurs optiques à incréments sans l'intermédiaire d'un circuit de mise en forme. Des entrées et sorties analogiques et numériques permettent une flexibilité d'interconnexion avec ses périphériques.

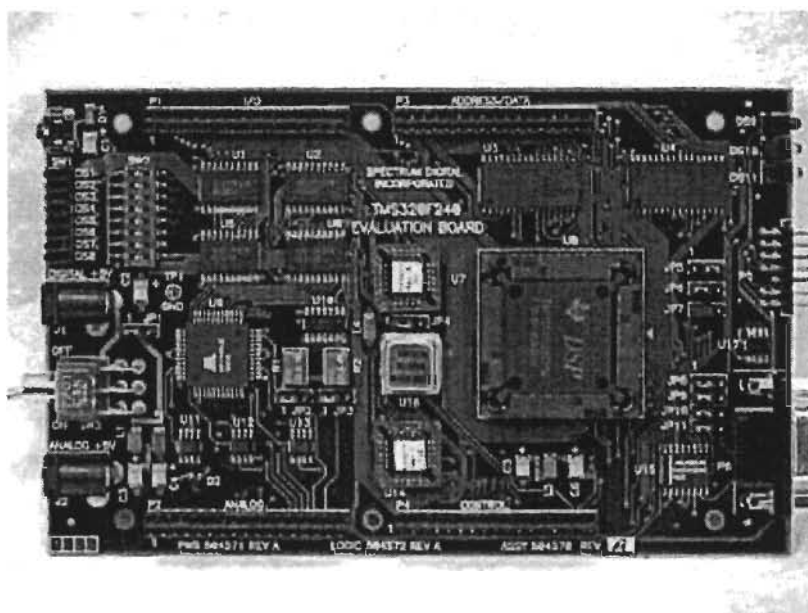


Figure 4.4 Module de commande à processeur de signaux numériques
TMS320F240 EVM ^[36]

Le codeur optique choisi fournit l'information de position du rotor du moteur au module TMS320F240 EVM. Il est fabriqué par BEI, modèle HS35 (figure 4.5). Ce codeur possède une résolution pouvant aller de 1 à 7200 cycles par tour et respecte la norme environnementale IP65. Ce qui signifie qu'il est résistant à la poussière et aux éclaboussures d'eau. Compte tenu de son emplacement sous l'arrière du véhicule, le codeur requiert ce niveau d'étanchéité. De plus, des niveaux d'onde de chocs de 50 G ainsi que des intensités vibratoires de 20 G peuvent être supportées par ce capteur. C'est pourquoi, on le retrouve plus particulièrement dans les applications de systèmes d'entraînement électriques ferroviaires.

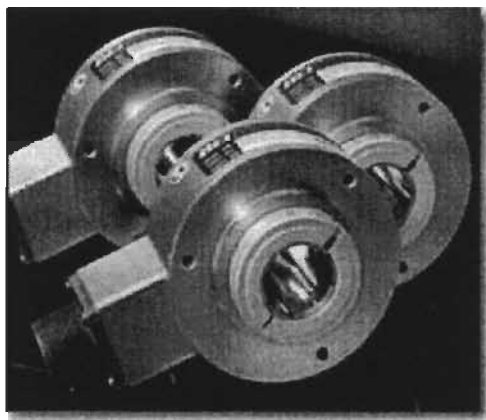


Figure 4.5 Codeur optique BEI HS35 ^[4]

Le codeur optique génère des signaux de forme carrée. Trois signaux distincts sont disponibles à la sortie de l'appareil et requis par la commande. Tel que démontré à la figure 4.6, les signaux A et B sont en quadrature et suivent un train d'onde carrée périodique ayant une fréquence directement proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor creux du codeur. Le modèle utilisé pour le système de propulsion a une résolution de 1024 cycles par tour, ce qui est suffisant pour répondre au critère de

résolution requis pour une bonne commande vectorielle. Le troisième signal est celui nommé Z et sert à déterminer le sens de rotation du codeur, et par le fait même du moteur. Ce signal est défini par une seule impulsion de durée égale à la demie période du signal A et B, et ce pour chaque tour.

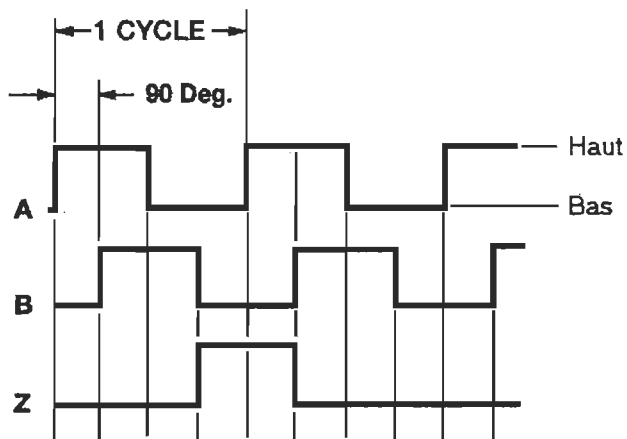


Figure 4.6 Signaux de mesure du codeur optique BEI HS35 ^[5]

Le capteur de courant sélectionné, requis aussi par la commande vectorielle, est un LEM LTS 25-NP. Ce capteur de courant de type boucle fermée à isolation galvanique est basé sur l'effet Hall pour traduire l'intensité du courant en signal de tension. Une tension d'alimentation de 5 volts unipolaire suffit pour l'alimenter.

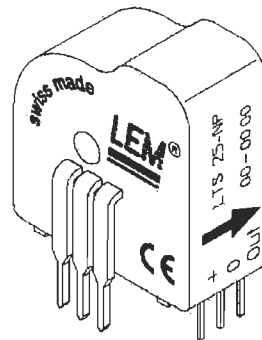


Figure 4.7 Capteur de courant LEM LTS 25-NP [29]

Comme avantages principales, ce capteur de courant offre une forte immunité aux perturbations externes, une précision de 0.2%, une bonne linéarité et une faible dérive en température. Deux capteurs de ce type sont utilisés pour mesurer le courant de la phase A et de la phase B pour l'acheminer au module de commande à DSP.

CHAPITRE 5

RÉALISATION DU PROTOTYPE DU SYSTÈME DE PROPULSION

5.1 Introduction

Les composantes du système de propulsion sélectionnées au chapitre précédent permettent maintenant de monter le prototype final. Ce chapitre présente tout d'abord le système de propulsion dans son ensemble de façon à bien situer chacun des éléments par rapport aux autres. Les interconnexions entre les sous composantes du système sont expliquées pour en arriver à une vue d'ensemble et permettre de faire le lien avec la théorie du chapitre 2, les simulations du chapitre 3 ou la sélection des composantes du chapitre 4. Ainsi, ce chapitre complète la partie préparatoire du travail en vue des essais du système de propulsion en laboratoire. Ces essais seront abordés au chapitre suivant.

De chacune des sous composantes du système, les premières montrées sont le moteur de propulsion et les capteurs nécessaires à la commande. Par la suite, l'onduleur est explicité dans sa forme fonctionnel ainsi que les circuits d'interface des signaux de commande. Finalement, l'implantation du code au module à DSP par une méthode pas-à-pas d'activation des routines en vue des essais expérimentaux complète cette présentation du système de propulsion prototype.

5.2 Montage du moteur et des capteurs

Avant de passer au montage proprement dit du moteur et des capteurs, une présentation du système de propulsion en entier est requise. La figure 5.1 met à jour toutes les composantes inter reliées du système de propulsion. Cette configuration est la dernière et celle qui a produit les résultats que l'on explicitera au chapitre suivant.

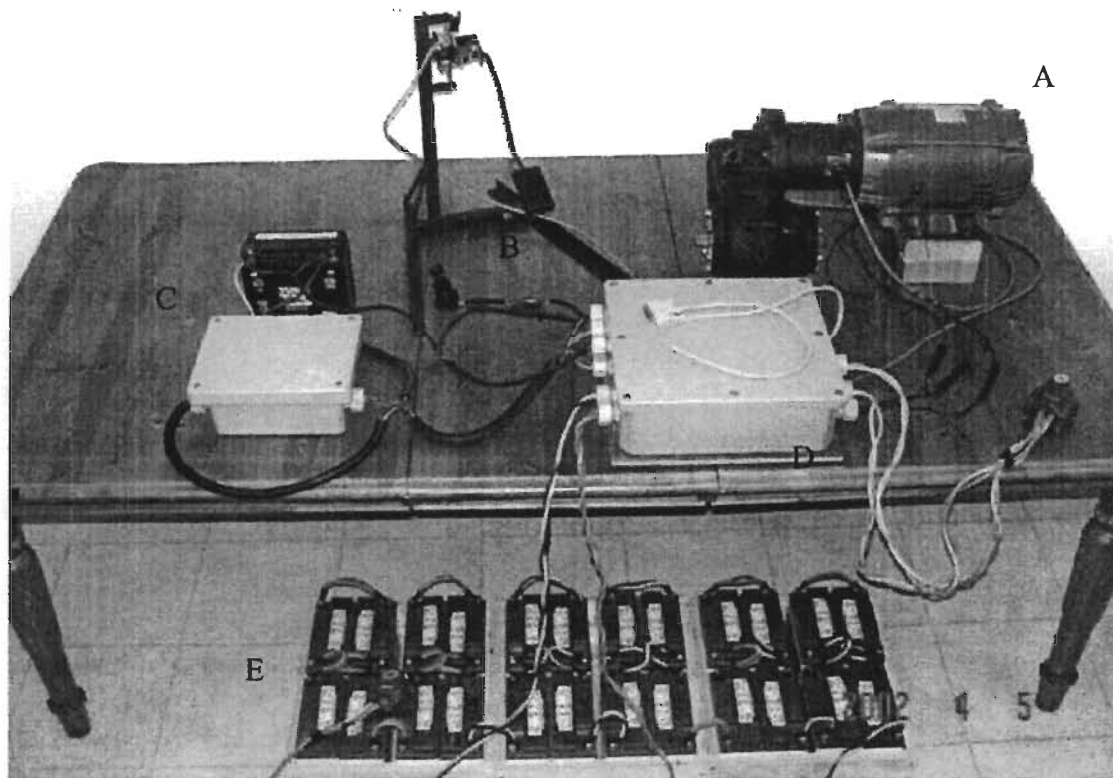


Figure 5.1 Photo du système de propulsion prototype

Pour rendre plus facile les explications relatives à la figure 5.1, des lettres d'identification de A à E sont attribuées à chacune des sous composantes du système de propulsion. La lettre A correspond au montage moteur / adaptateur mécanique et codeur optique / boîte de vitesse. En B, on retrouve le support de la pédale de

l'accélérateur muni de son capteur de position et un interrupteur trois positions à clé. Le boîtier d'alimentation et la batterie d'alimentation du système auxiliaire du véhicule de proximité sont représentés par la lettre C. Une partie importante du travail du mémoire et du système de propulsion lui-même est désignée par la lettre D. Il s'agit de l'onduleur, des circuits d'interface des signaux de commande et le module de commande à DSP, le tout inclus dans le plus volumineux des deux boîtiers gris résistant aux éclaboussures. La lettre E correspond au banc de 24 batteries de 19 Ah à 12 volts. La tension nominale d'alimentation du banc de batteries est de 288 volts.

La conception des sous composantes du système tient compte de l'espace disponible sur le véhicule de proximité. Le volume des boîtiers de plastique gris est limité de façon à permettre leur intégration sous le tableau de bord du véhicule. Le nombre, le volume et le poids des batteries sélectionnées pour le banc des batteries respectent la capacité du compartiment à batteries du véhicule de proximité. Les câblages, reliant les sous composantes du système, sont protégés contre l'endommagement mécanique par des tubes convolutés en matière plastique. Les boîtiers gris, résistant aux éclaboussures, présentent des adaptateurs vissés à joint de caoutchouc offrant une bonne étanchéité au pourtour des câbles d'interconnexion. Deux interrupteurs manuels permettent la mise hors tension du système de propulsion complet ou la mise hors tension du circuit de puissance seulement. Deux liens en parallèle de câble de calibre 10 AWG de type SOW sont utilisés pour raccorder le banc de batterie au boîtier de l'onduleur. De la figure 5.1, on remarque que ce boîtier a le fond ouvert permettant le montage de composante de commutation de puissance de l'onduleur directement sur la plaque d'aluminium de 8 mm d'épaisseur. Cette plaque permet une bonne dissipation de la chaleur générée par les commutations et le passage du courant

de puissance dans les transistors bipolaires à grille isolée. Un port de communication parallèle est disponible pour permettre le branchement d'un ordinateur au module DSP via l'émulateur JTAG de Texas Instruments. En temps réel, Code Composer Studio™ [38] permet de programmer, visualiser et modifier les paramètres de simulations par ce port. Pour alimenter le système de façon à le rendre opérationnel, la première étape consiste à fermer manuellement le premier interrupteur placé sur le banc de batterie de la figure 5.1. La tension est appliquée au relais d'alimentation du circuit de contrôle et au second interrupteur manuel, à l'extrême droite de la figure 5.1. Ensuite, l'interrupteur à clé doit être mis dans sa deuxième position, pour fermer son premier contact et alimenter la bobine du relais d'alimentation. Ceci permet de fermer le contact du relais et alimenter le circuit de contrôle. Le module DSP, préalablement programmé, peut commencer ses calculs et générer les signaux de modulation en fonction des entrées (vitesse du rotor, position de l'accélérateur, courants de phase). Les circuits d'interface reçoivent eux aussi leur alimentation et sont ainsi en mesure d'acheminer les signaux de modulation aux six IGBT de l'onduleur. Le circuit d'interface agit aussi comme isolateur entre le circuit de commande et le circuit de puissance. En effet, des optocoupleurs transfèrent les signaux modulés du module DSP vers les "drivers" des IGBT. Dans ces conditions, l'opérateur peut fermer le second interrupteur manuel et appliquer la tension de puissance à l'onduleur. La séquence d'alimentation est complétée et le moteur est asservi par la commande vectorielle implantée au DSP. On déduit donc que la seule alimentation du système de propulsion provient exclusivement de la source à courant continu, le banc de batteries.

La figure 5.2, de la page suivante, montre, plus en détail, le moteur couplé à la boîte de vitesse. De plus, le connecteur de type métallique à 10 terminaux du codeur est facilement observable par l'ouverture laissée dans l'accouplement mécanique. Comme on l'a mentionné précédemment, la base du moteur n'est là que pour les besoins du montage expérimental en laboratoire. Pour l'étape du montage au véhicule, ultérieur au présent travail, la base sera supprimée du moteur réduisant ainsi son encombrement et son poids. La seconde partie de la figure 5.2 présente une vue de l'intérieur du boîtier d'alimentation.

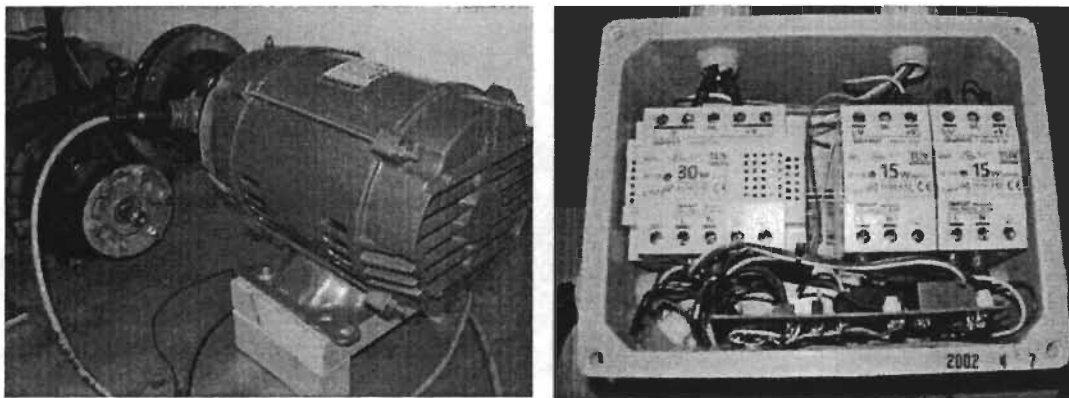


Figure 5.2 Photos du moteur couplé et du boîtier d'alimentation du système

On y retrouve principalement trois alimentations à découpage de 300 volts en entrée et 12 volts en sortie. Deux de ces alimentations ont une capacité de 15 watts tandis que l'autre a une capacité de 30 watts. Cette dernière est entièrement vouée à la recharge de la batterie des accessoires du véhicule et ne prend pas part directement au système de propulsion comme tel. Cependant, le câblage et les batteries de propulsion sont chargées de lui transférer l'énergie nécessaire à la recharge de la batterie des accessoires du véhicule. Les deux alimentations de 15 watts sont raccordées

indépendamment l'une de l'autre. La première alimente la partie primaire des circuits d'interface, le module DSP et les capteurs et ce par rapport à la masse de contrôle/mesure. La deuxième alimentation de 15 watts est exclusivement vouée à fournir une alimentation de 12 volts au "drivers" et aux optocoupleurs et se référence à la masse de puissance, la masse du banc de batteries.

La figure 5.3 permet de voir avec plus de précision la façon dont le codeur BEI HS35 est monté sur l'arbre du moteur. On retrouve, au premier plan de la photo, la face externe de l'accouplement mécanique ainsi que l'adaptateur mécanique à rainures de l'arbre de transmission. Au second plan, le codeur et son connecteur électrique sont fixés par deux boulons à la face du moteur lui-même. La rotation de l'arbre du moteur entraîne par le fait même le cœur du codeur et des signaux carrés sont générés à la

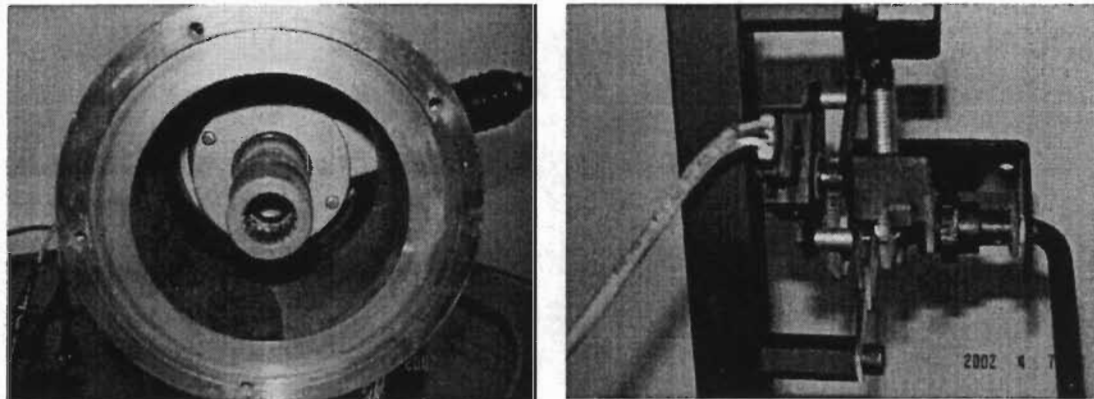


Figure 5.3 Photos du codeur optique et du capteur de position de l'accélérateur

sortie électrique du codeur, tel que vue précédemment au chapitre 4.

Le capteur de position de l'accélérateur est présenté à la figure 5.3. Ce capteur est un potentiomètre de précision de la compagnie Bosch de 2000 Ohms ayant une rotation angulaire de 90 degrés à pleine échelle. L'accélérateur est muni d'un engrenage

multiplicatif pour produire un déplacement angulaire suffisant pour exploiter toute l'étendue de l'échelle du potentiomètre. Ainsi, un déplacement angulaire de 15 degrés de l'accélérateur se traduit par un angle de 90 degrés au capteur de position, augmentant la résolution de la mesure. Ce capteur est alimenté par une tension de 5 volts provenant des régulateurs du circuit d'alimentation. L'information de la position, résultant de la variation de la résistance, se traduit par un signal de tension continue de 0.2 volt à 4.8 volts. Ce signal est raccordé à une des entrées analogiques du module de commande à DSP.

5.3 Réalisation de l'onduleur

L'onduleur joue un rôle très important dans le système de propulsion. C'est ce sous-système qui convertit le courant continu de la source en courants triphasés alternatifs pouvant alimenter le moteur à induction. Les éléments de commutation de l'onduleur doivent rencontrer les caractéristiques de performance nécessaires pour garantir au moteur une alimentation de qualité et maintenir un niveau de pertes acceptable. Des condensateurs faits de polypropylène de marque ASC de 0.15 millifarad, 1200 volts c.c. et adaptés pour cette application, sont montés directement sur les bornes de raccordement de la source c.c. de chacun des modules IGBT doubles. Ces condensateurs ont pour but de réduire les variations de tension à haute fréquence dues aux commutations des IGBT. La figure 5.4 présente l'onduleur inclus dans le plus volumineux des deux boîtiers gris. Les bornes inférieures des modules doubles sont les points milieu du demi pont onduleur. Ces liens sont donc acheminés aux phases du moteur en passant par les capteurs de courant pour ce qui est de la phase A et B. On peut apercevoir les trois câbles provenant des circuits d'interface et fournissant les signaux de commande appliqués au grille de chacun des IGBT. Les "drivers" IR2113 d'International Rectifier amplifient les signaux de commande en courant de façon à générer de bonnes commutations aux IGBT. La deuxième photo de la figure 5.4 permet d'apprécier le montage des circuits d'interface des signaux de commande sur une plaquette à prototype. Les capteurs de courant de LEM sont alimentés par ce montage électrique et retournent, via cet interface, les signaux de tension proportionnels aux courants mesurés. Préalablement, ces signaux de tension

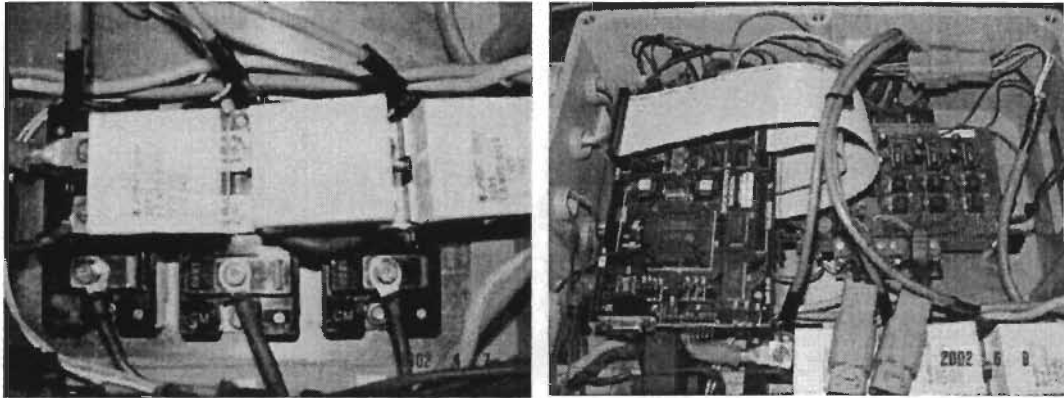


Figure 5.4 Photos de l'onduleur et du circuit de commande

doivent passer par un filtre passe-bas actif pour ne garder que la composante fondamentale du signal. Ils sont acheminés par la suite aux entrées analogiques dédiées du module de commande à DSP. Des terminaux vissés permettent l'interconnexion des liens électriques entre ce montage sur plaquette et chacun des éléments inclus dans ce boîtier.

5.4 Implantation du code au DSP

Le module de commande de Texas Instruments/Spectrum Digital TMS320F240 EVM offre la possibilité de réécrire le code programme à exécuter par le biais de l'émulateur JTAG. L'outil d'interface logiciel offert par Texas Instruments est Code Composer Studio™. Installé sur un PC, l'outil logiciel communique avec le module d'évaluation par le port parallèle et JTAG. Ce lien de communication, spécialement adapté pour la communication entre un ordinateur et le module TMS320F240 EVM, permet en plus de modifier en temps réel les paramètres accessibles en mémoire RAM. L'observation des résultats de ces modifications sont possibles sur les sorties analogiques et numériques du module d'évaluation et/ou par Code Composer Studio™ qui offre des fonctions d'affichage, graphiques et numériques, des registres et des variables du système.

La procédure généralement utilisée pour implanter le code du programme au module DSP à l'aide de Code Composer Studio™ est relativement simple. Le logiciel permet d'ouvrir un espace de travail préalablement défini auquel sont associés des fichiers sources du code du programme, des bibliothèques et aussi les paramètres de l'environnement graphique. Dès que le code source semble prêt pour l'implantation, la fonction de compilation peut être exécutée et un fichier de programmation avec une extension *.out* est généré si aucune erreur n'est trouvée. La fonction «Load Program» passe le fichier *.out* au DSP et le programme à exécuter s'en trouve implanté.

Le programme de base utilisé pour le système de propulsion est rattaché à la procédure ACI3-3^[38] d'implantation d'une commande vectorielle pour moteur à induction par Texas Instruments. Ce programme inclut les fonctions nécessaires à la

commande vectorielle et à la modulation SVPWM et dont la structure de commande est détaillée au chapitre 2 et 3. Les principales fonctions du programme sont les suivantes :

algorithme de commande vectorielle à flux rotorique orienté ;

interprétation de la vitesse en provenance du codeur optique ;

régulateurs de courant en boucle fermée ;

modulation vectorielle SVPWM ;

modèle en courant du moteur à induction.

La procédure de mise en marche de la commande et du système de propulsion suit celle établie par Texas Instruments ^[38]. Le programme permet d'activer, étape par étape, chacune des phases de validation des fonctionnalités du programme de commande du moteur. La première étape consiste à valider les fonctions de génération d'une rampe et de deux signaux sinusoïdaux décalés de 90 degrés. Cette rampe va permettre d'exécuter l'étape 2 en fournissant la position pour la transformée de Park inverse. Les sinusoïdes, pour leur part, sont appliquées comme références de tension dans le repère synchrone pour le bloc de modulation vectorielle. Ainsi, la table est mise pour passer à la seconde étape qui permet de démarrer et de contrôler la vitesse du moteur en boucle ouverte. Les résultats produits sont donc la génération des signaux modulés en largeur d'impulsion sur le port de sortie numérique du module à DSP. De plus, on retrouve sur le port de sortie analogique une quatrième valeur par rapport à l'étape précédente. La valeur du rapport cyclique de la période du signal de modulation Ta est accessible. Le chapitre suivant présente ce résultat obtenu lors des essais du montage prototype. Le phase numéro 3 permet de valider les signaux de mesure provenant des deux capteurs de courants ainsi que la vitesse du rotor du

moteur provenant du codeur optique. L'interprétation que fait le module à DSP de ces signaux est fonction des paramètres de quantification et de mise à l'échelle des valeurs numériques associées au programme. L'étape 4 introduit les régulateurs de courant dans le schéma de commande. L'étape 5 poursuit en ajoutant, au système de régulation, le modèle en courant du moteur. Pour terminer, le code de l'étape 6 active le régulateur de vitesse et rend le système de propulsion fonctionnel qu'en ayant à faire varier la consigne de vitesse fournie par le potentiomètre de l'accélérateur.

CHAPITRE 6

RÉSULTATS DES ESSAIS DU PROTOTYPE

6.1 Introduction

Ce dernier chapitre présente les résultats obtenus lors des essais du système de propulsion prototype. Les données sont recueillies à l'aide d'un oscilloscope numérique sur lequel on a préalablement raccordé des sondes et une pince ampèremétrique. Les traces ainsi obtenues forment des graphiques de l'évolution des signaux dans le temps. Chacune de ces traces, identifiées de A à D ou de 1 à 4, a sa propre échelle de l'axe des Y ajustée de façon à rendre clairement l'information. L'échelle de temps (en X), pour sa part, est commune à toutes les traces apparaissant sur une fenêtre de lecture. Des encadrés, à la gauche de chaque figure ou au bas, montrent ces échelles. De plus, des curseurs sont appliqués sur les traces et la valeur discrète de la variable au temps où se situe le curseur est présenté dans la partie inférieure de chacun des encadrés. Par exemple, l'encadré de la trace A de la figure 6.1 informe, dans l'ordre, que la base de temps est de 10 ms par division, que la tension relative d'une division est de 5 volts et, qu'au niveau du curseur, la tension est de 3.61 volts.

Les essais sont effectués avec une alimentation à courant continue de 300 volts de tension nominale. Le flux est maintenu à une valeur d'environ 0.2 pu pour les essais en boucle ouverte. Le moteur à induction n'a que la boîte de vitesse comme charge mécanique. La sonde de courant utilisée a une échelle de lecture de 100 mv/A.

6.2 Résultats finaux

La figure 6.1 montre les courbes obtenues à la suite de l'implantation du programme de commande vectorielle au module à DSP. Ce résultat est obtenu au port de sortie numérique de l'unité et constitue une étape intermédiaire vers la pleine fonctionnalité des sous routines du programme. En effet, ces variables internes du programme doivent être vérifiées avant de passer au démarrage du moteur en boucle ouverte. Basé

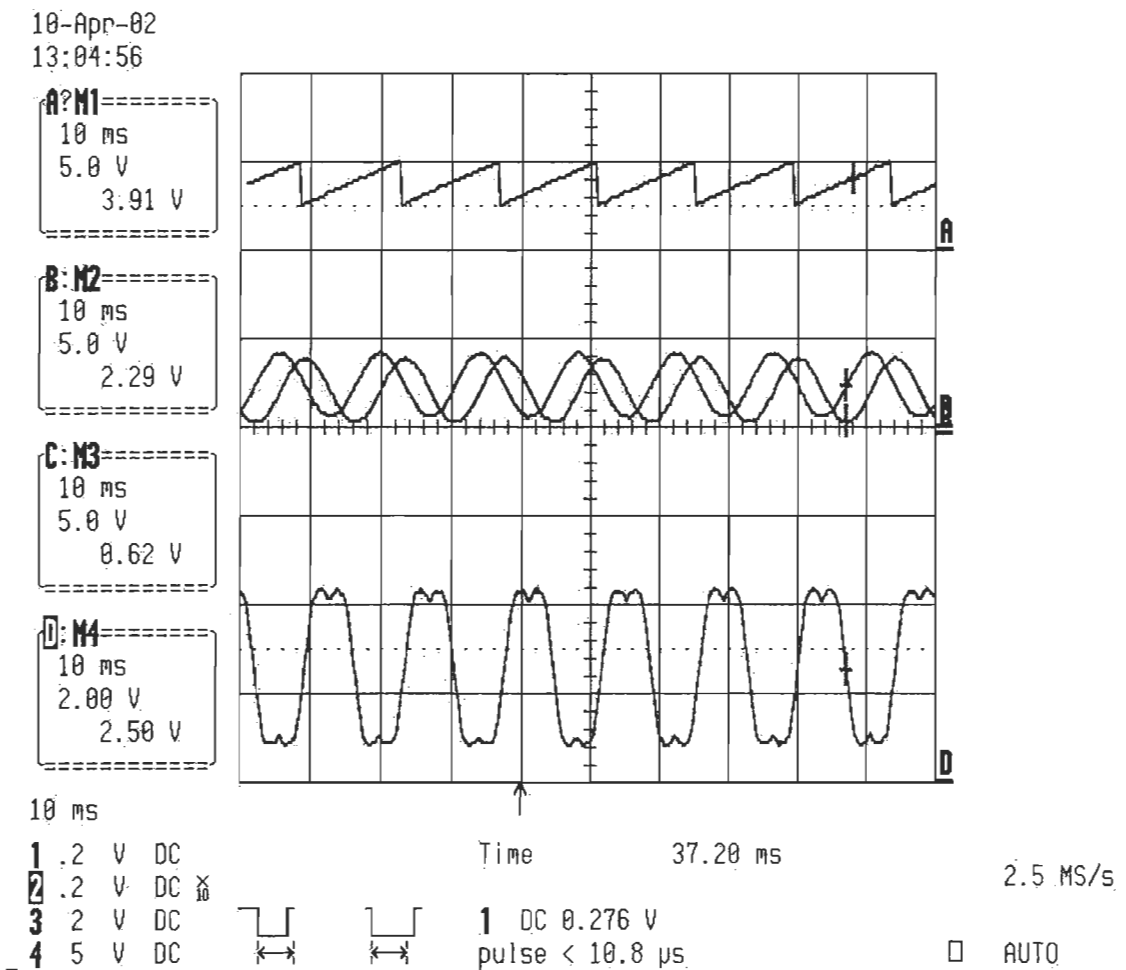


Figure 6.1 Résultats obtenus de la phase d'essai # 2 au port de sortie numérique

sur la phase d'essai numéro 2 de la procédure SPRU444 ^[38] de Texas Instruments, le port de sortie numérique fournit un signal en forme de rampe à fréquence modulable (canal A) voué à simuler la position du flux rotorique du moteur à induction. Cette valeur sert d'entrée à la transformée de Park inverse. Les deux autres entrées de ce bloc, soit le courant de référence du flux et du couple, sont constants et ajustés de façon manuelle à l'aide de l'ordinateur. Aux canaux B et C, on retrouve les deux sorties du bloc de Park inverse. Ces deux sinusoïdes en quadrature suivent la fréquence de la rampe et leur amplitude respective est ajustée en fonction des courants références. La valeur de T_a , variable de temps définissant le rapport cyclique de la modulation vectorielle tel que définie au chapitre 2, apparaît au canal D de la figure 6.1.

La figure 6.2 montre les signaux générés à la sortie numérique du module DSP. Le canal 1 enregistre le signal modulé en largeur d'impulsion dédié au contrôle du IGBT supérieur de la phase A du pont onduleur. Le canal 2 est relié au IGBT inférieur de la même phase et est complémentaire au premier. On peut observer une courte bande morte entre les commutations de ces deux signaux. Les canaux 3 et 4 reproduisent les signaux de commande destinés aux IGBT supérieurs des phase B et C respectivement. L'ensemble des six signaux de commande du port numérique du module DSP constitue l'essence même de la modulation vectorielle. Le rapport cyclique de ces six signaux varie dans le temps en relation aux calculs menés par le DSP, tel que décrit à la section 2.4.3.

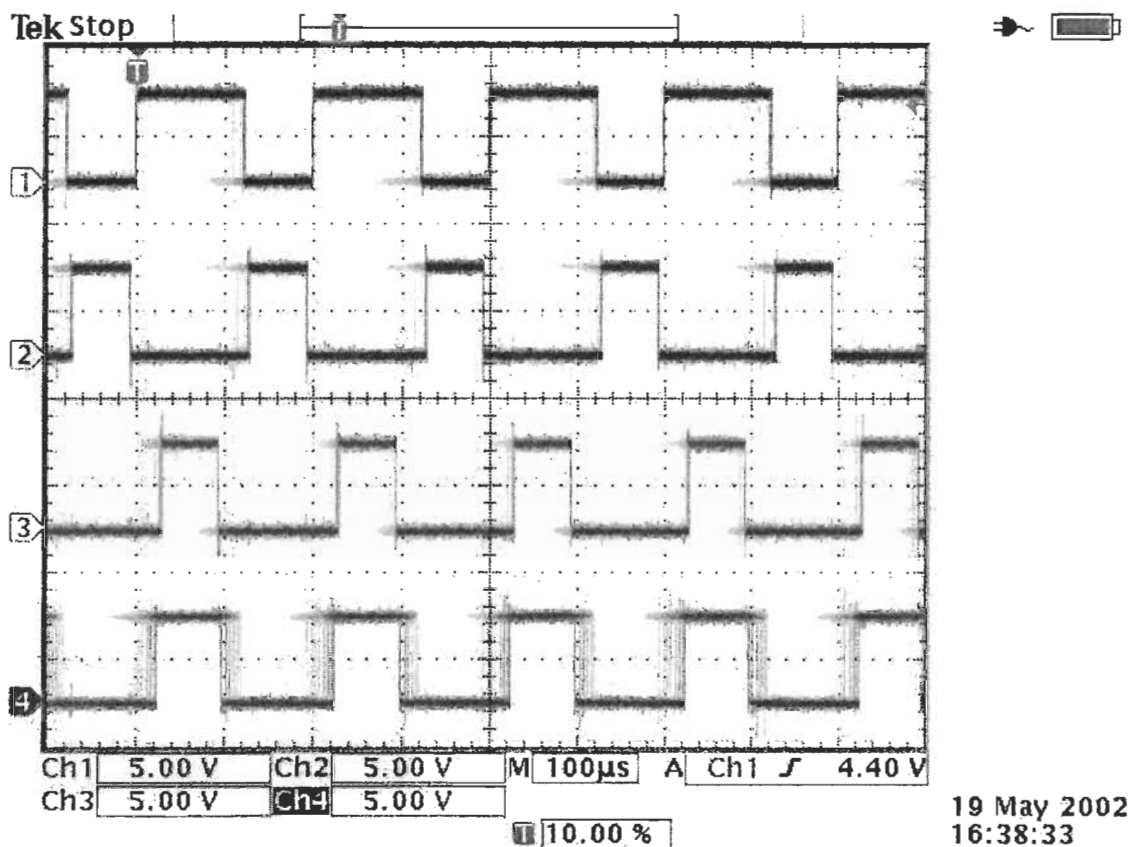


Figure 6.2 Signaux de modulation SVPWM 1,2,3 et 5 du port de sortie numérique du module à DSP (canaux 1,2,3 et 4 respectivement)

Maintenant, il est approprié de valider le transfert des signaux de modulation vectorielle SVPWM, décrits à la figure 6.2, vers les IGBT.

Pour ce faire, deux sondes de tension sont placées aux bornes de sorties d'un des trois "drivers" IR2113 du circuit d'interface, soit celui de la phase A. La figure 6.3 présente les signaux obtenus à ces deux bornes en l'absence de la tension du banc de batteries sur le pont onduleur triphasé. Ces signaux de forme carrée sont conformes. Au moment de cet enregistrement, la fréquence et la consigne de couple étaient nulles. C'est pourquoi, le rapport cyclique des deux signaux complémentaires sont de 50% et qu'aucune modulation de ce rapport n'a lieu pour l'instant. On peut remarquer à la

figure 6.3, mais particulièrement à la figure 6.4, les bandes mortes d'environ 6 microsecondes qui garantissent de ne pas avoir de chevauchement de signaux et ainsi éviter tout court-circuit de la source lors des transitions d'état des IGBT de l'onduleur.

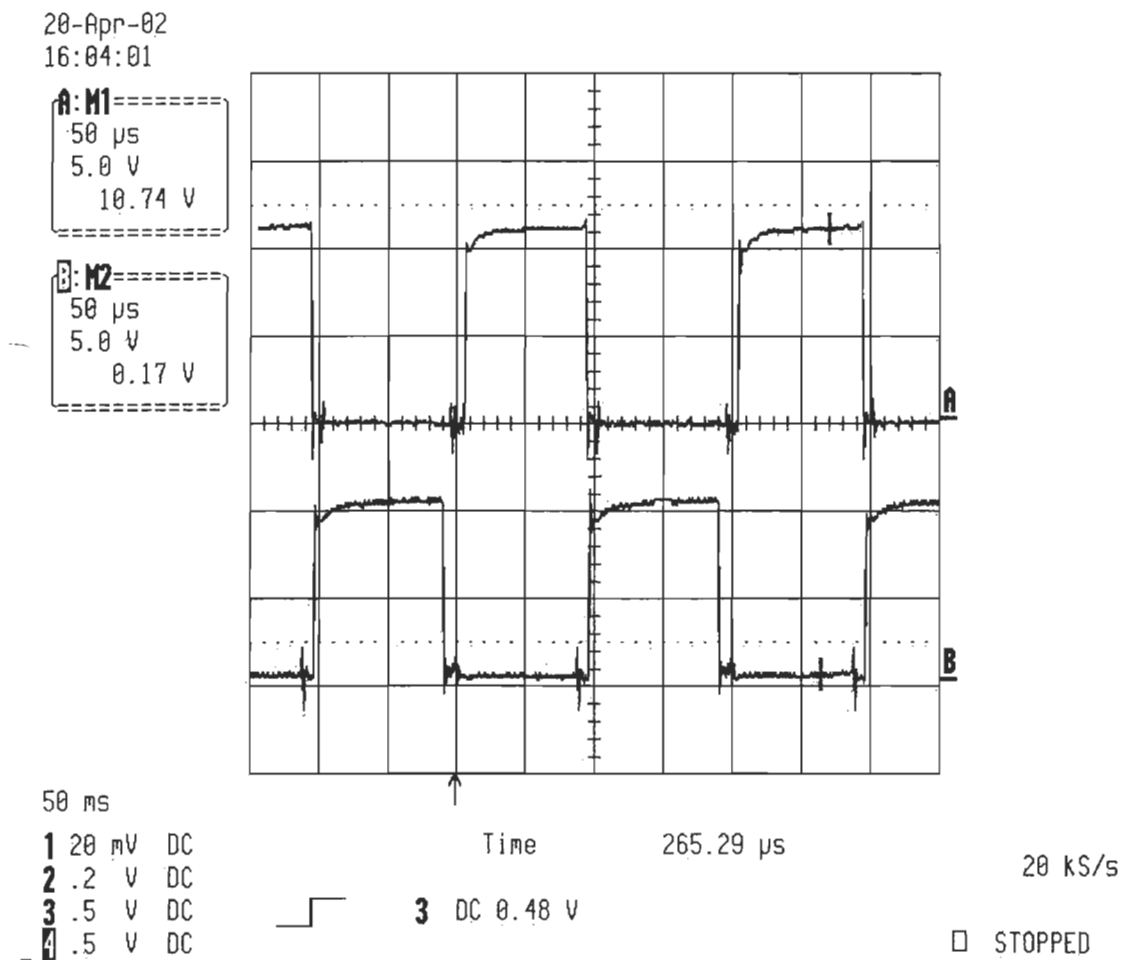


Figure 6.3 Résultats obtenus aux bornes de sortie du "driver" IR2113 sans tension du banc de batteries au pont onduleur

Par la suite, la fermeture du circuit de puissance peut être effectuée puisque les signaux ne produiront pas de court circuit de la source. La figure 6.4 présente les deux mêmes signaux de modulation complémentaires de la phase A, mais cette fois-ci, avec le banc de batteries en circuit. La tension de la source apparaît donc au signal B lors

des commutations due au fait que ce signal commande le demi pont supérieur du bras de la phase A de l'onduleur. On constate que le curseur du canal B fourni une tension de 303 volts lors des commutations. Cette tension représente celle de la source du système de propulsion lors des tests. Il est à noter que les deux traces sont

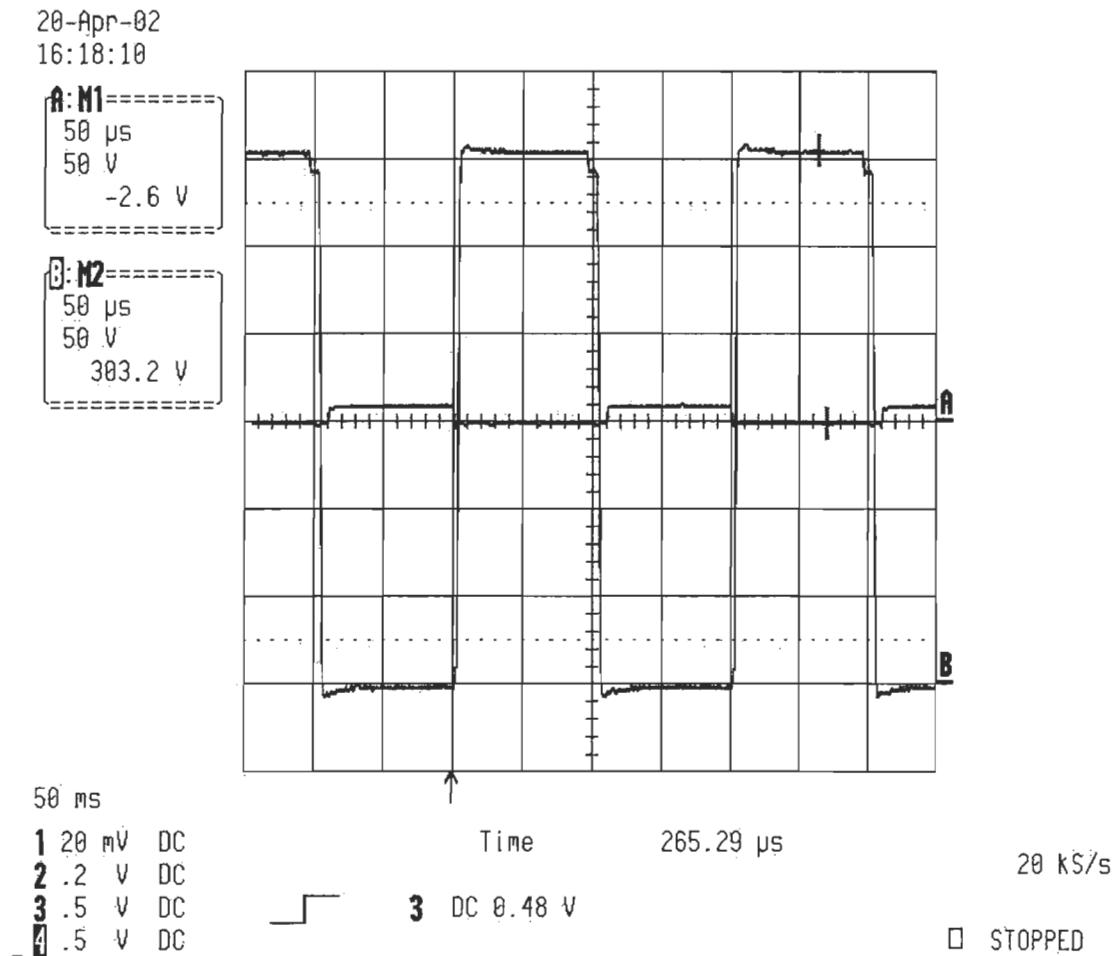


Figure 6.4 Résultats obtenus aux bornes de sortie du "driver" IR2113 avec la tension du banc de batteries au pont onduleur

superposées. La trace du canal B est celle qui couvre six carreaux de hauteur. Maintenant, les signaux de commande étant conformes même en situation de commutation de puissance des IGBT, on peut passer à l'étape du démarrage en boucle ouverte.

La figure 6.5 montre le courant de la phase A acquis lors de l'essai en boucle ouverte à l'aide de la sonde de courant. Le canal A reprend le signal précédent de la sortie du "driver" IR2113 mais à une échelle de temps 1000 fois plus grande. On constate, au canal C, la forme particulière du courant de phase qui alterne à une fréquence de 5 Hz. La consigne de flux rotorique étant maintenue faible (0.2 pu), cela se traduit en une double crête de l'onde et en un temps mort de modulation plus important. Ce dernier maintient le signal à zéro pour une période prolongée. Ainsi, la tension efficace qui se retrouve aux bornes des enroulements de phase est réduite par la faible consigne du

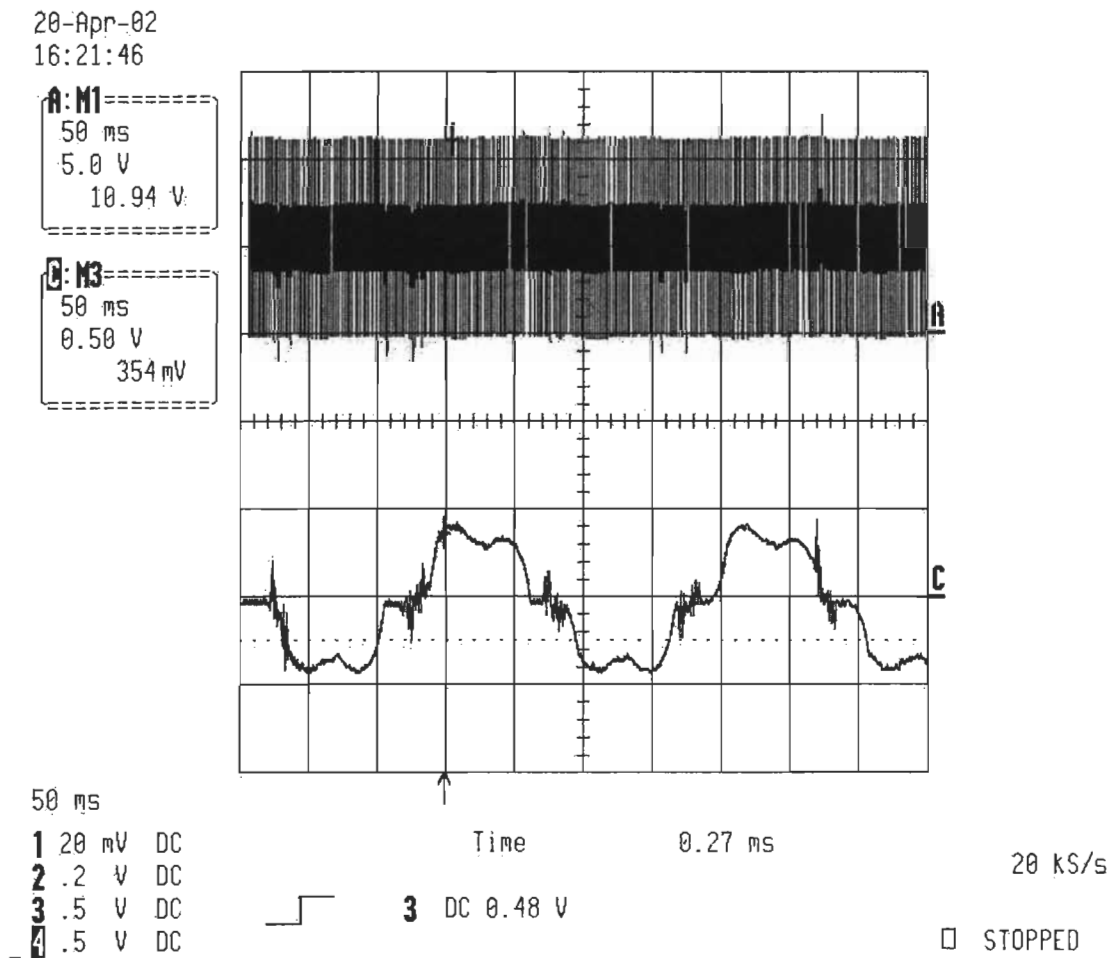


Figure 6.5 Résultats obtenus à une des sorties du "driver" IR2113 (canal A) et le courant de la phase A (canal C)

flux. Cette précaution est prise pour ne pas risquer d'endommager le système en cas d'ajustement non conforme de la consigne de vitesse et de couple. Il est important de mentionner que ces deux paramètres sont ajustés manuellement par incréments à l'aide de l'ordinateur. Ultérieurement, lorsque tous les blocs de la commande seront actifs, ces consignes seront calculés par le modèle en courant et par l'asservissement en vitesse.

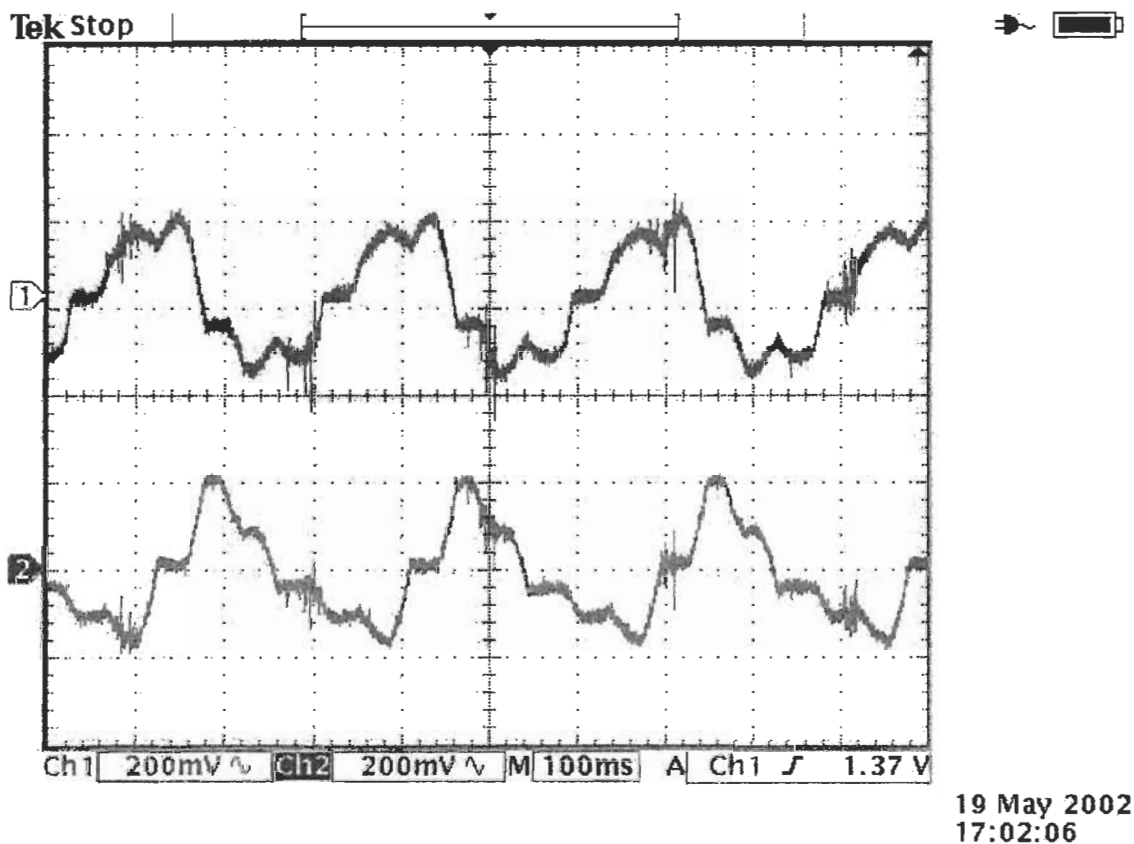


Figure 6.6 Résultats obtenus au capteur de courant LEM de la phase A et B (canaux 1 et 2) et signal de la phase A mesuré par la sonde de courant (canal 3)

Les signaux recueillis aux capteurs de courant sont présentés à la figure 6.6. On retrouve la forme particulière des courants, mesuré par les capteurs de courant LEM. Le capteur LEM produit un signal de tension de 25 mv par ampère. Ce signal de faible amplitude nécessite donc un filtrage avant de le passer au port d'entrée analogique du module à DSP. On constate qu'il est centré autour de 2.5 volts, valeur équivalente au courant nul. La figure 6.7 permet de mieux apprécier la forme des signaux A, B et Z du codeur. Le codeur optique possède une résolution de 1000 impulsions par tour.

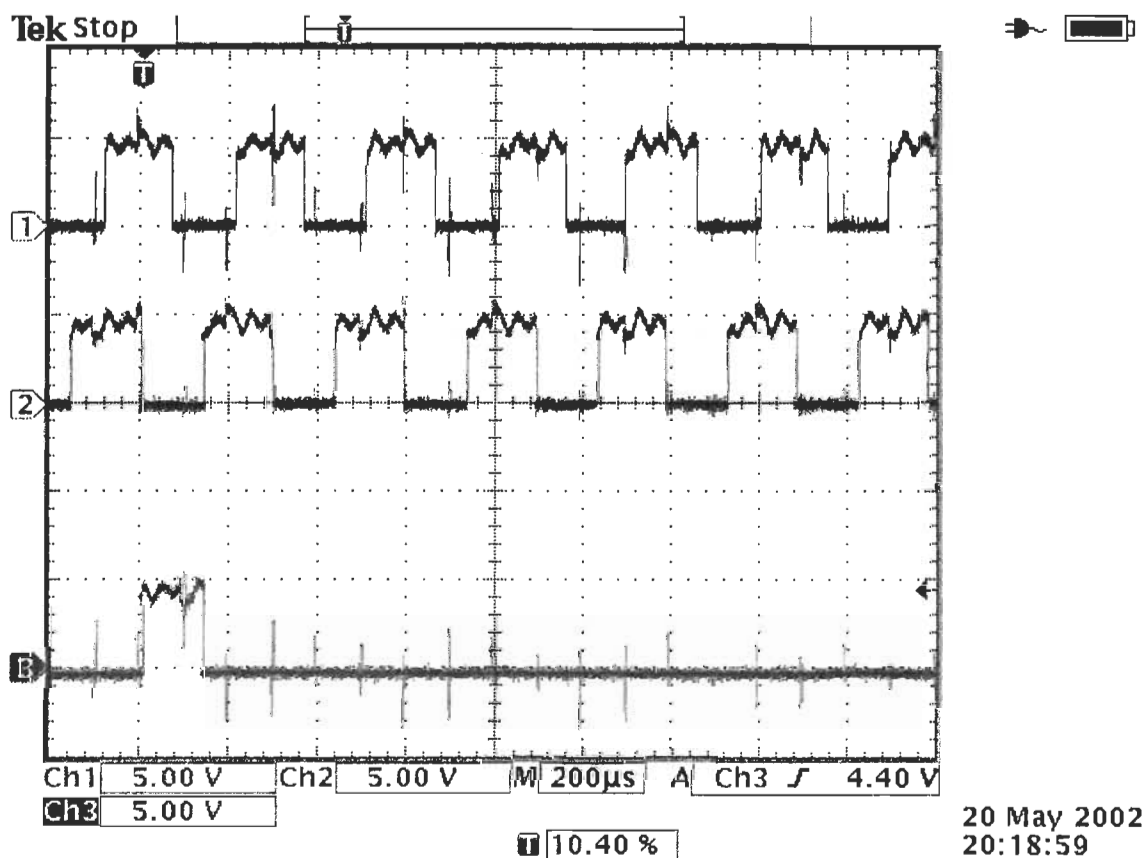


Figure 6.7 Résultats obtenus aux signaux de sortie A, B et Z du codeur optique (canaux 1, 2 et 3 respectivement)

La vitesse de rotation du moteur à induction, lors du test en boucle ouverte, est d'environ 200 RPM, basée sur la fréquence des signaux du codeur. Les signaux A et B en quadrature permettent de déterminer la vitesse de rotation ainsi que le sens de rotation. Le premier à produire le front montant détermine le sens de rotation. Tous les résultats obtenus précédemment ont été enregistrés à la vitesse de 200 RPM.

Les étapes 4, 5 et 6 de la procédure SPRU444 ^[38] de Texas Instruments permettent de valider le bon fonctionnement des régulateurs de courant. La fonction du modèle en courant du moteur qui calcule l'angle entre le repère synchrone et le repère stationnaire est aussi validée. De plus, l'étape 6 de la procédure confirme si le fonctionnement en boucle fermée est adéquate et si le régulateur de vitesse est implanté correctement. Cette étape est la dernière de la procédure de validation du système de propulsion du présent travail.

Les résultats finaux de l'étape 6 sont présentés à la figure 6.8 et 6.9. La première figure montre la forme du courant statorique de la phase A enregistré lorsque le moteur tourne à 3000 RPM. On remarque que la forme de cette onde de courant est sinusoïdale et présente peu de discontinuité ou de distorsion. La bonne qualité de l'onde de courant témoigne de la qualité de l'onduleur et du montage électronique. La haute résolution du générateur de signaux modulés en largeur d'impulsion qui opère à une fréquence de 10 kHz contribue aussi à la qualité de l'onde. La sonde de courant a un rapport de transformation de 100 millivolts par ampère. On en déduit donc un courant avec une amplitude de crête de 15 ampères en phase d'accélération.

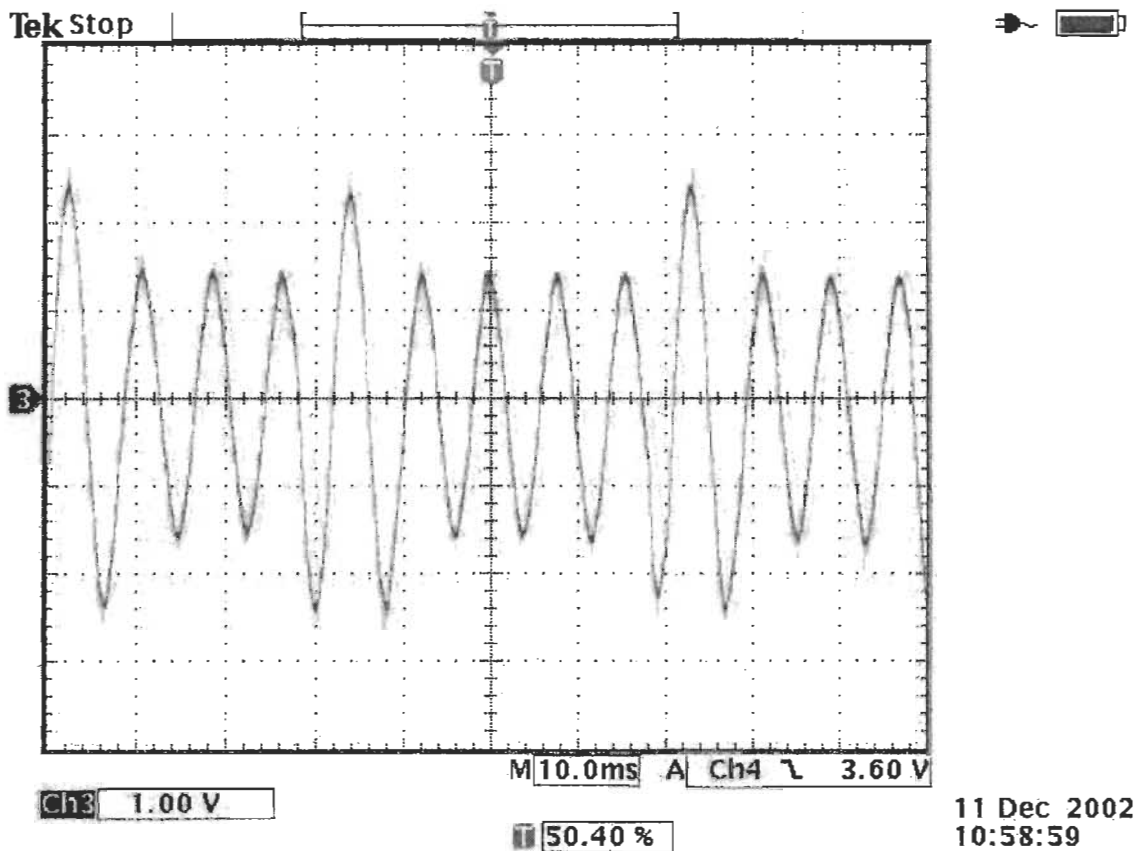


Figure 6.8 Courbe du courant de la phase A enregistrée à 3000 RPM

La figure 6.9 présente la courbe d'accélération du moteur en boucle fermée ainsi que l'évolution du courant de référence i_q simultanément pour une consigne de vitesse en échelon de 1 pu. Ces deux signaux de tension correspondants sont rendus disponibles au port de sortie analogique de la carte à DSP par programmation. Le courant de référence i_q permet d'apprécier l'évolution de la consigne de couple à la sortie du régulateur de vitesse nouvellement implanté à la phase 6. Cette façon de présenter la vitesse de la machine et le couple sur une même figure rejoint celle employée pour les résultats de simulation du chapitre 3.

Pour cette phase d'accélération, la vitesse maximale du moteur à vide est atteinte en 3 secondes et demi. Par rapport aux résultats de simulation, on peut s'attendre à une accélération du véhicule d'environ 6 secondes pour atteindre la vitesse maximale telle que calculée et démontrée à la figure 3.10. On remarque que la consigne de couple est maintenue constante lors de l'accélération et décroît lorsque la consigne de vitesse est presque atteinte. Des perturbations à haute fréquence se retrouvent sur les deux signaux mesurés. Celles-ci sont principalement dues au bruit de mesure induit par l'onduleur dans le câble plat de 40 cm de long raccordé au port de sortie analogique de la carte à DSP.

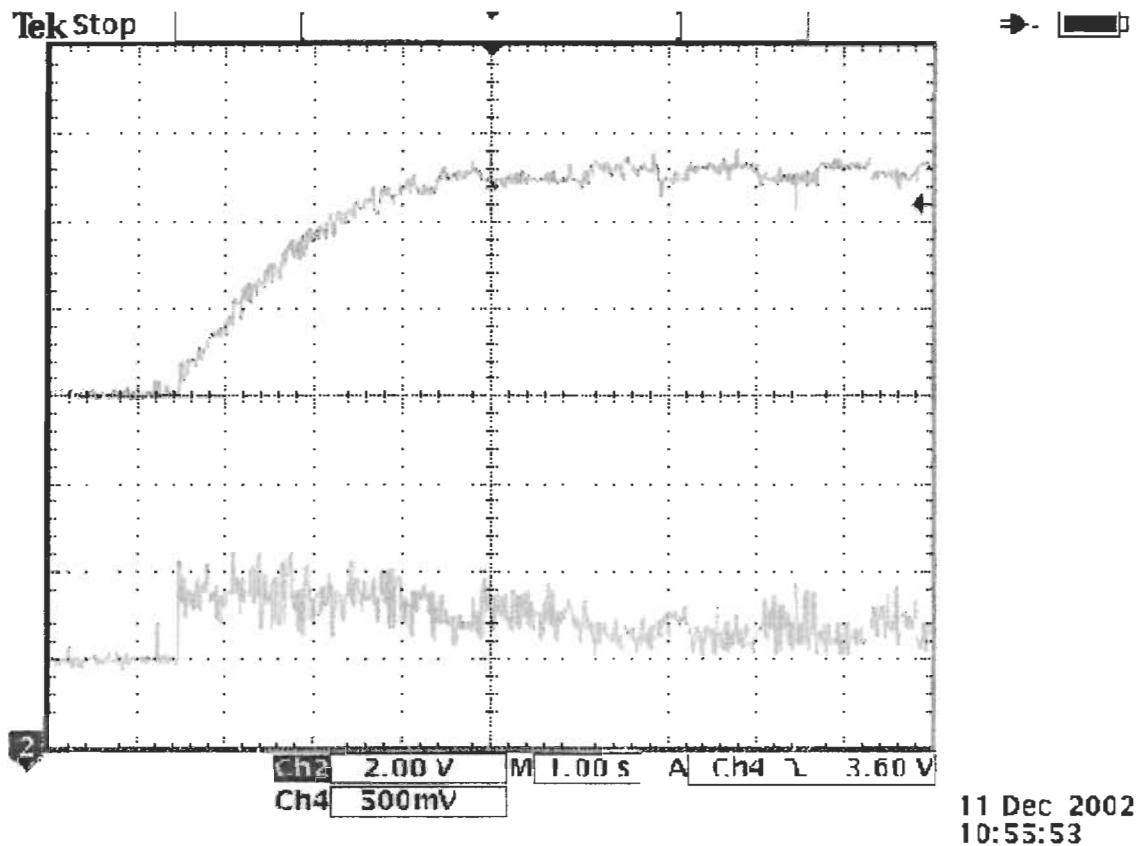


Figure 6.9 Courbe de la vitesse du rotor du moteur et courbe du courant de référence i_q au démarrage jusqu'à 3200 RPM

Cependant, une perturbation à plus basse fréquence est présente sur les deux signaux lors du régime permanent. On retrouve l'effet de cette perturbation sur la forme du courant de la figure 6.8 par la variation de l'amplitude du signal alternatif. La raison de cette perturbation réside dans une oscillation du couple de référence i_q certainement provoquée par un ajustement trop élevé de la bande proportionnelle du régulateur de vitesse. La consigne de couple n'étant pas stable, le courant de phase ainsi que la vitesse du moteur s'en trouvent perturbés. Une optimisation des paramètres des régulateurs est envisagée pour minimiser cet effet.

CONCLUSION

La présentation faite aux chapitres précédents, des technologies utilisées par leur système d'entraînement, des objectifs du projet et la méthode utilisée, amène une vue générale de la situation des véhicules électriques depuis un siècle. De plus, la théorie et les simulations des deux types de commande du système de propulsion proposés sont approfondies. La sélection, l'assemblage des composantes du système et les résultats des essais de laboratoire obtenus par ce système prototype adapté au NV™ de Bombardier complètent le mémoire.

L'acquisition du véhicule de proximité NV™ usagé a permis de débiter le projet sur de bonnes bases. Le choix du moteur a reposé sur la puissance du moteur du véhicule commercial, de la vitesse maximale recherchée du véhicule, de la charge dynamique que représente le véhicule, des contraintes de poids et de volume ainsi que de la disponibilité des modèles moteurs à induction commerciaux. Le relevé dimensionnel qui en a résulté était juste et aidait grandement au design de l'adaptateur et de l'accouplement. L'ensemble moteur / codeur optique / boîte de vitesse respecte l'espace disponible sous le véhicule, bien que l'extrémité du moteur se trouve plus près du ressort hélicoïdal de suspension arrière que le moteur c.c. du véhicule commercial. Les résultats de simulation du véhicule avec les commandes appuient le choix du moteur. L'accélération théorique recherchée de 60 rad/s^2 est surpassée de 12 rad/s^2 pour la plage de 20 à 80 % de la vitesse nominale. La stabilité du système et la vitesse maximale recherchée de 50 km/h (366

rad/s) sont vérifiées par les simulations du chapitre 3. Le codeur optique produit des signaux conformes sur toute la plage de vitesse d'utilisation du moteur. La réponse en fréquence de ce dernier est nettement suffisante pour l'application. L'environnement humide et les conditions de vibrations présentes sous l'arrière du véhicule ne devraient pas endommager le codeur puisque ses spécifications surpassent les niveaux réels que l'on y retrouve. Le premier essai de l'ensemble moteur /codeur /boîte de vitesse a démontré un problème de vibration important à haute vitesse. La régularisation de la surface de l'accouplement mécanique monté sur l'arbre du moteur a permis de corriger ce problème.

La simulation en démarrage direct et celles du système complet utilisant deux commandes différentes ont mené à des résultats permettant d'appuyer concrètement les choix technologiques. De plus, les simulations ont fourni une évaluation valable des performances attendues, après intégration du système de propulsion au véhicule de proximité. L'accélération, le temps requis pour atteindre la vitesse maximale et la stabilité du système sont des éléments évalués par les simulations. Elles permettaient en plus de sélectionner la commande avec alimentation en tension et modulation vectorielle. La sélection des IGBT et du module DSP s'est révélée adéquate. L'ensemble du système de contrôle, composé des "drivers" et les optocoupleurs du circuit d'interface, du circuit de puissance et de commande de l'onduleur, fonctionne convenablement. Le montage de l'onduleur et des alimentations dans deux boîtiers étanches rencontre les exigences en terme de volume et de poids en vue de l'intégration au véhicule. Les essais en boucle ouverte utilisant le générateur à modulation de largeur d'impulsion ont validé la capacité

de l'onduleur à transférer une puissance plus importante au moteur. Les essais en boucle fermée démontrent une accélération du moteur à vide suffisamment bonne pour entrevoir une accélération du véhicule comparable aux simulations. De plus, la bonne qualité de l'onde de courant en boucle fermée enregistrée lors des essais témoigne d'un fonctionnement cohérent et robuste de l'onduleur, du montage électronique, des capteurs et de la commande. Pour leur part, les fonctions du programme communes aux deux modes de fonctionnement, soit boucle ouverte et fermée, sont opérationnelles.

Bien qu'elles ne fassent pas parties du présent projet, les étapes suivantes seront effectuées dans un avenir rapproché :

- Optimiser le calibrage des régulateurs de la commande.
- Programmer la fonction additionnelle de lecture du port analogique de la tension provenant du circuit du potentiomètre de l'accélérateur comme vitesse de référence ;
- Procéder à l'intégration du système de propulsion au véhicule de proximité ;
- Faire les essais fonctionnels du nouveau véhicule de proximité prototype.

Le projet de concevoir et mettre en œuvre un tel système de propulsion est relativement complexe. Ce travail nécessite l'approche de divers aspects du génie électrique et mécanique. Bien que des principes déjà connus sont appliqués, l'agencement et l'assemblage particuliers des composantes sélectionnées pour ce système de propulsion est unique et aucun antécédent ne prédit d'emblée le résultat. Plusieurs des incertitudes technologiques présentes au début du projet ont été réglées. Plus spécifiquement, on réfère au bon fonctionnement du code de la procédure SPRU444^[38] implanté au DSP, la génération des signaux PWM au port de sortie numérique du module à DSP ou

l'acquisition des signaux de mesure des courants et de la vitesse du moteur provenant du codeur optique. Aussi, une autre incertitude se situe au niveau de bruit de mesure obtenu lors du montage final dans le même boîtier du module à DSP, du circuit d'interface, des capteurs de courant et des IGBT de l'onduleur.

La conception du système de propulsion est accomplie. La réalisation du système l'est tout autant. Les objectifs initiaux du projet sont atteints.

RÉFÉRENCES

- [1] A. BA-RAZZOUK, " Estimation par réseaux de neurones de la constante de temps rotorique de machines asynchrones ", Thèse doctorale, École polytechnique de Montréal, Québec, Canada, 1998.
- [2] A. BA-RAZZOUK, " Étude et mise au point d'un module de simulation des systèmes d'entraînement à courant alternatif ", Mémoire, Université du Québec à Trois-Rivières, Québec, Canada, Décembre 1998.
- [3] C. E. Barbier, B. Nogarede, and H.-L. Meyer, " Global Control Strategy Optimization of an Asynchronous Drive System for an Electric Vehicle ", Control Eng. Practice, Vol. 4, No. 8, pp. 1053-1066, 1996.
- [4] BEI Technologies inc. (2001). <http://www.beiied.com>
- [5] BEI Technologies inc. (2001). http://www.beiied.com/pdfs/HS35_incremental.pdf
- [6] B. K. Bose, and N. R. Patel, " A programmable cascaded low-pass filter-based flux synthesis for a stator flux-oriented vector-controlled induction motor drive ", IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 44, pp. 140-143, Feb. 1997.
- [7] Pach Brothers (1914). " Thomas Edison and is son Chase in electric car. " <http://www.econogics.com/ev/edison.jpg>

- [8] J. P. Caron, & J. P. Hautier, " Électronique : Modélisation et commande de la machine asynchrone ", Éditions Technip, Paris, 1995.
- [9] C. Cecati, " Microprocessors for Power Electronics and Electrical Drives Applications, IEEE Ind. Electronics Society Newsletter ", Vol. 46, No. 3, pp. 5-9, September 1999.
- [10] C. C. Chan, and K. T. Chau, " An Overview of Power Electronics in Electric Vehicles," IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 44, No.1, pp.3-13, Février 1997.
- [11] L. Chang, " Recent Developments of Electric Vehicles and Their Propulsion Systems, IEEE AES Systems Magazine ", pp. 3-6, December 1993.
- [12] S.-C. Chang, and S.-N. Yeh, " Current sensorless field-oriented control of induction motors ", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 6, pp. 492-500, November 1996.
- [13] M. Cousins, and J. P. Verdet, " Edison : toute une vie d'inventions ", Éditions Gallimard, Italie, 1985.
- [14] Kevin Desmond (1999). " The quiet life. " http://www.solomontechnologies.com/articles/quiet_life.htm
- [15] Edison National Historic Site. (1910). <http://www.nps.gov/edis/graphics/14625012.jpg>
- [16] Emerson Electric Co. (2000). <http://www.usmotors.com>

- [17] General Motors Corporation (2001) " EV1 on the beach. "
<http://www.gmev.com/gallery/gallery.htm>
- [18] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, " Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation ", IEEE Trans. on Ind. Applications," Vol. 28, No.5, pp. 1045-1052, Septembre/Octobre 1992.
- [19] E. Y. Y. Ho, and P. C. Sen, " A Microcontroller-Based Induction Motor Drive System Using Variable Structure Strategy with Decoupling ", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 37, No. 3, pp. 227-235, June 1990.
- [20] <http://www.edisonkids.com/carsexb/history.htm> (*auteur inconnu*)
- [21] IXYS (2000). <http://www.ixys.com/l151.pdf>
- [22] M. Josephson, " Edison : A biography ", Mc Graw-Hill Paperbacks, New-York, 1959.
- [23] J. Jung, and K. Nam, " A Dynamic Decoupling Control Scheme for High-Speed Operation of Induction Motors ", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 46, no. 1, pp. 100-110, Février 1999.

- [24] M. P. Kazmierkowski, M. A. Dzieaniakowski, and W. Sulkowski, " Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM-Inverters ", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 1, pp. 158-165, January 1991.

- [25] Y.-R. Kim, S.-K. Sul, and M.-H. Park, " Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter ", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1225-1233, September/October 1994.

- [26] H. Kubota, and K. Matsuse, " Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation ", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1219-1224, September/October 1994.

- [27] H. Kubota, K. Matsuse, and T. Nakano, " DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor ", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 29, No. 2, pp. 344-348, March/April 1993.

- [28] D.-C. Lee, S.-K. Sul, and M.-H. Park, " High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive ", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1247-1257, September/October 1994.

- [29] LEM (2000). [http://www.lem.com/inet/lem.nsf/\\$wFSS!ReadForm&Lan=EN](http://www.lem.com/inet/lem.nsf/$wFSS!ReadForm&Lan=EN)

- [30] A. Millard, " Edison and the Buisness of innovation ", The Johns Hopkins University Press, Baltimore, 1990.

- [31] L. Morel, H. Godfroid, A. Mirzaian, and J. M. Kauffmann, " Double-fed induction machine : converter optimisation and field oriented control without position sensor ", IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 145, No. 4, pp. 360-368, July 1998.
- [32] F.-Z Peng, and T. Fukao, " Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors ", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1234-1240, September/October 1994.
- [33] John B. Rae. <http://www.nesea.org/transportation/info/evhit.pdf>
- [34] K. Rajashekara, " History of Electric Vehicles in General Motors ", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 30, No. 4, pp. 897-904, July/August 1994.
- [35] A. Sévigny, " Électrotechnique des machines II " Notes du cours GEI-1046, Université du Québec à Trois-Rivières, pp. 6.25-6.27
- [36] Spectrum Digital (2001). <http://www.spectrumdigital.com/products/701000.asp>
- [37] Texas Instruments, Digital Control Systems (DCS) Group, " Digital Motor Control ", numéro de littérature : SPRU485, Août 2001.
- [38] Texas Instruments, Digital Control Systems (DCS) Group, " Sensored Field Orientated Control (FOC) of Three Phase AC Induction Motor " , numéro de littérature : SPRU444, Novembre 2000.

- [39] Texas Instruments, " Digital Signal Processing Solution for AC Induction Motor " numéro de littérature : BPRA043, 1996.

- [40] Texas Instruments, " Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors ", numéro de littérature : BPRA073, Février 1998.

- [41] Texas Instruments, " Implementation of a Speed Field Orientated Control of Three Phase AC Induction Motor using TMS320F240 ", numéro de littérature : BPRA076, Mars 1998.

- [42] Toyota Corporation (2001).
http://65.112.188.100/photo_library/display_release.html?id=20011213

- [43] K. Tungpimolrut, F.-Z. Peng, and T. Fukao, " Robust Vector Control of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constants ", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1241-1246, September/October 1994.

- [44] Y.-Y. Tzou, and S.-Y. Lin, " Fuzzy-Tuning Current-Vector Control of a Three-Phase PWM Inverter for High-Performance AC Drives ", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 45, No. 5, pp. 782-791, October 1998.

- [45] L. Zhen, and L. Xu, " Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines Based on a Mutual MRAS Scheme ", IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 45, No. 5, pp. 824-830, October 1998.

ANNEXE 1

Tableau IV

Paramètres du moteur à induction triphasé Emerson G159

Puissance en HP	7.5
Nombre de pôles	2
Tension nominale	208
Fréquence nominale (Hz)	60
Nombre de phase	3
Facteur d'utilisation	1.00
Efficacité (%)	
Pleine charge	81.5
3/4	86.0
1/2	87.0
1/4	83.1
Facteur de puissance (%)	
Pleine charge	88.3
3/4	86.9
1/2	81.0
1/4	63.3
À vide	11.3
À rotor bloqué	61.5
Courant (A)	
Pleine charge	21.6
3/4	15.6
1/2	11.0
1/4	7.4
À vide	5.7
À rotor bloqué	102
Lettre code Nema	E
Vitesse pleine charge en RPM	3435
Efficacité nominale Nema (%)	81.5
Efficacité garantie (%)	78.5
Puissance réactive maximale en kvar	1.7
Température ambiante (°C)	40
Altitude	3300
Temps maximal à rotor bloqué (Sec.)	10
Pression acoustique (dba @ 1 mètre)	67.5
Couples	
De décrochage (% P.C.)	190
À rotor bloqué (% P.C.)	160
Pleine charge (N m)	15.71

Procédure et résultats des tests électriques permettant d'établir les paramètres du circuit équivalent monophasé de la machine à induction G159

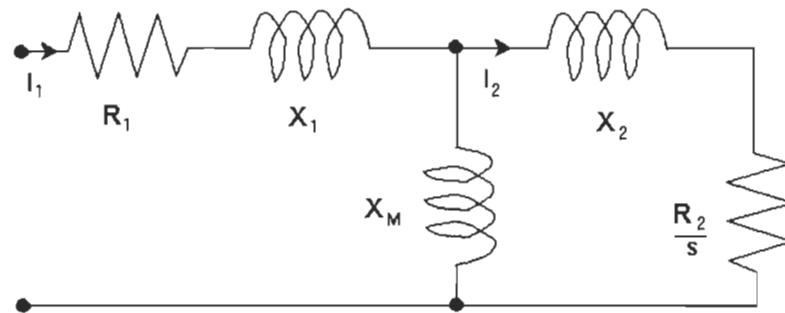


Figure A1.1 Circuit monophasé équivalent du moteur à induction

Tableau V

Valeurs des paramètres du moteur à induction G159

Paramètres	Valeur	Paramètres	Valeur
R_1	0.287Ω	R_s	0.287Ω
X_1	0.605Ω	L_{fs}	0.001605 H
R_2 / s	0.306Ω	$a^2 R_r$	0.306Ω
X_2	0.605Ω	L_{fr}	0.001605 H
X_M	19.79Ω	M	0.0525 H

1- Essai à courant continu ^[35]

La première étape consiste à évaluer la résistance R_s d'une phase du stator. Une tension continue est appliquée à la phase et un courant continu circule dans l'enroulement de la phase. La tension doit être limitée pour ne pas dépasser le courant nominal de la machine.

Le rapport de la tension sur le courant fournit la valeur de R_s .

Pour cet essai, la valeur de la tension est de 8.6 volts et la valeur mesurée du courant est de 15 ampères. Le moteur étant raccordé en étoile, la résistance effective d'une phase est de une demi la valeur du rapport précédent. La valeur de R_s est de 0.287 Ohm.

2- Essai à vide ^[35]

Cette phase consiste à obtenir la valeur de l'inductance de magnétisation X_m et la résistance de l'entrefer R_{fer} . Le moteur est alimenté sans charge mécanique. Le glissement et les courants statoriques étant très faible dans cette condition, ils sont négligés. La résistance du stator R_s et la réactance de fuite X_{fs} sont supprimés du modèle monophasé qui devient :

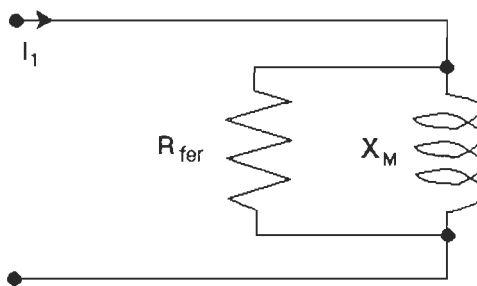


Figure A1.2 Circuit équivalent pour l'étape 2

Les mesures, de la tension V , du courant I et la puissance active W dans une phase, permettent les calculs suivants :

$$R_{\text{fer}} = V^2 / W = (200/\sqrt{3}) / (485/3) = 82.47 \Omega$$

$$X_m = V^2 / [V^2 I^2 - W^2]^{0.5} = (200/\sqrt{3})^2 / [(200/\sqrt{3})^2 (6)^2 - (485/3)^2]^{0.5} = 19.79 \Omega$$

3- Essai à rotor bloqué ^[35]

Cette dernière étape a pour but de déterminer la valeur de la résistance rotorique R_r et des réactances de fuite X_{fs} et X_{fr} . Le rotor de la machine étant bloqué, il est important de ne pas dépasser le courant nominal de la machine lors de l'augmentation de la tension d'alimentation. Le glissement est unitaire, les pertes fer sont faibles à cause de la faible tension d'alimentation. Si le courant rotorique est considéré équivalent au courant statorique, ce qui entraîne que R_{fer} et X_m sont négligés, le circuit monophasé équivalent devient :

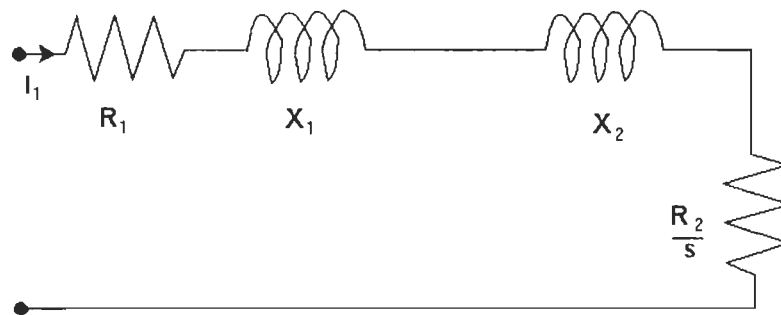


Figure A1.3 Circuit équivalent pour l'étape 3

La tension mesurée V , le courant statorique I et la puissance active W d'une phase apportent les résultats suivants :

$$R_r = (W / I^2) - R_s = (133.33 / 15^2) - 0.287 = 0.306 \Omega$$

$$X_{fs} + X_{fr} = [(V I)^2 - W^2]^{0.5} / I^2 = [(20.21 * 15)^2 - 133.33^2]^{0.5} / 15^2 = 1.21 \Omega$$

En considérant que le moteur est de classe A, la réactance totale se sépare de façon égale entre la réactance statorique et rotorique :

$$X_{fs} = 0.605 \Omega$$

$$X_{fr} = 0.605 \Omega$$

ANNEXE 2

Résultats des simulations complémentaires

L'annexe 2 présente les résultats des essais de simulation en comparant les deux commandes à l'étude, soit, la commande en courant à comparateur à hystérésis, partie supérieure des figures, et la commande en tension à modulation vectorielle, partie inférieure des figures. Cinq essais simulés avec des consignes de vitesse et des couples de charge différents vont comme suit :

- 1- un démarrage avec une consigne de vitesse à 100% ;
- 2- un démarrage avec une consigne de vitesse à 100% et un freinage ;
- 3- un démarrage avec une consigne de vitesse à 27% et un freinage ;
- 4- un démarrage avec une consigne de vitesse à 8% et de 32% ;
- 5- un démarrage en renverse avec une consigne de vitesse à -17%, 0% et -6%.

Pour chacun de ces essais, trois figures montrent l'évolution de la vitesse de consigne et la vitesse du moteur, le couple produit et le couple de charge, le flux, les courants ainsi que la forme d'onde de la tension de phase.

La figure A2.1 reprend l'essai du démarrage avec une consigne de vitesse à 100% tel que vu précédemment à la figure 3.7. Cette fois-ci, les autres résultats sont présentés.

La figure A2.2 permet de constater la différence entre les deux commandes pour l'évolution du flux de phase. Le flux est mieux régularisé pour la commande en tension (3^{ième} partie) que pour la commande en courant (1^{ère} partie). De plus, à la figure A2.3, on peut voir que la forme d'onde de tension est plus régulière et que les courants sont aussi plus lisses.

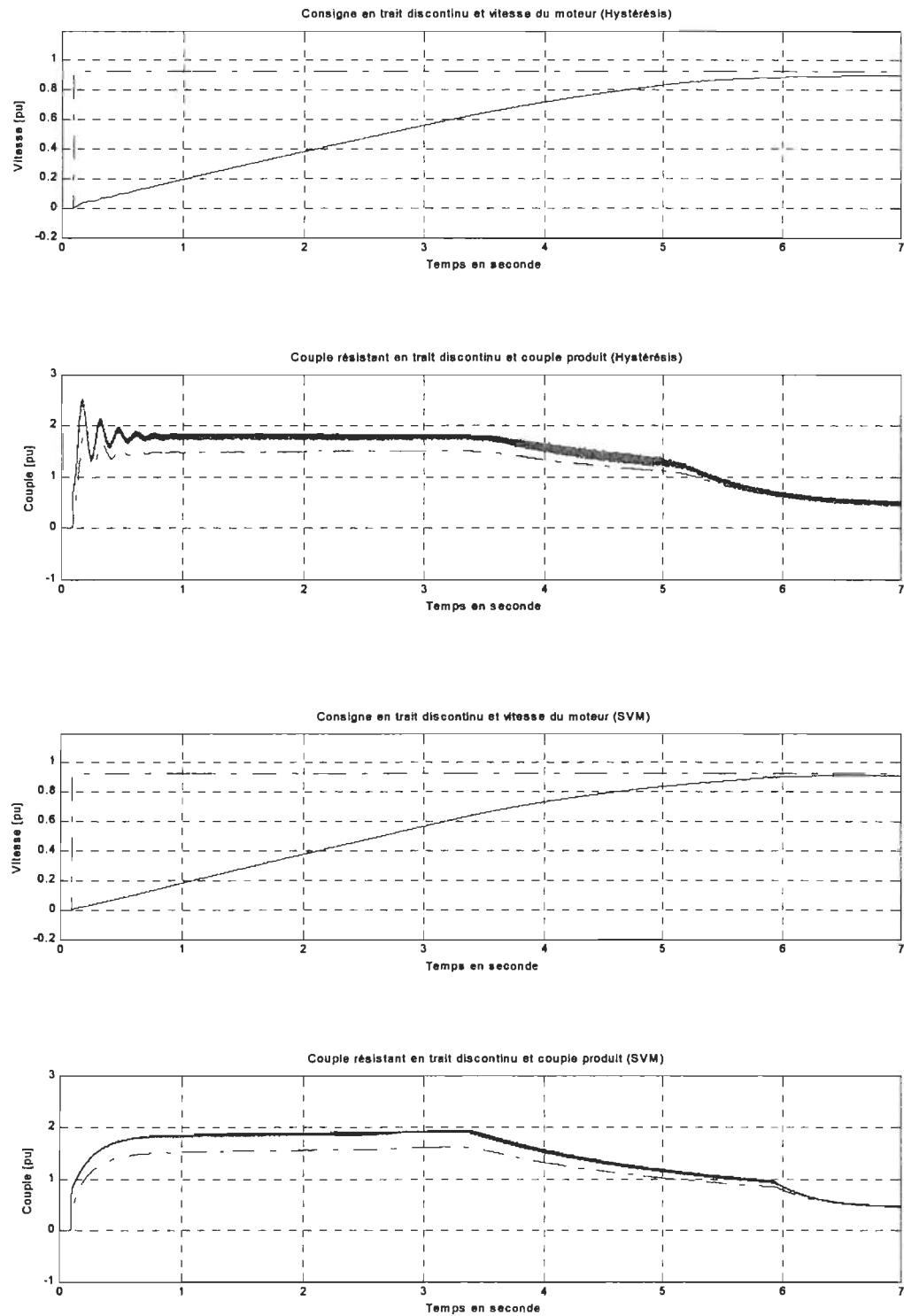


Figure A2.1 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100%)

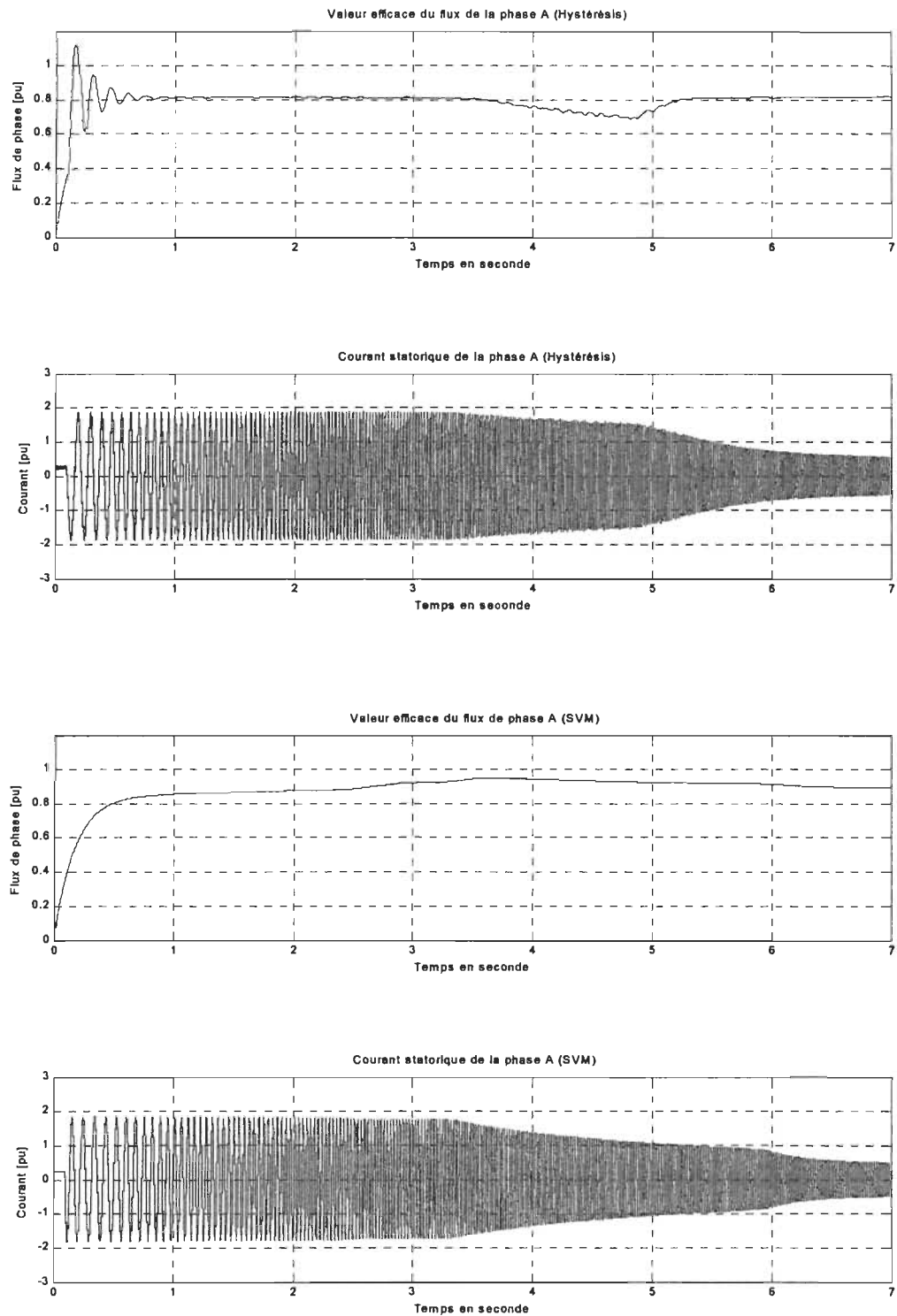


Figure A2.2 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100%)

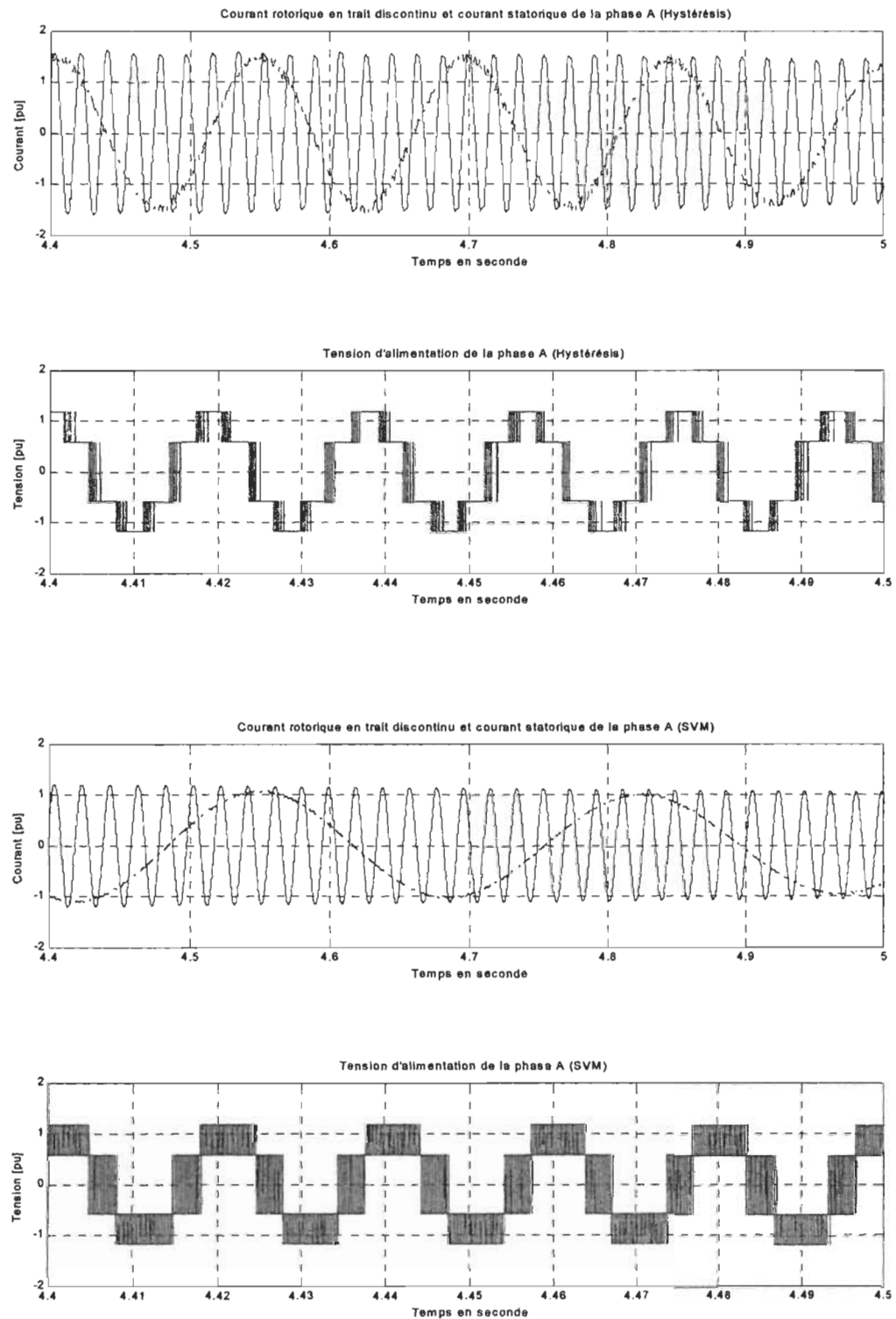


Figure A2.3 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100%)

La figure A2.4 montre l'évolution de la vitesse et le couple du moteur pour une consigne à 100% et un freinage additionné à 3 secondes. Ce freinage vient augmenter le couple résistant à plus de 3 pu pour une période d'une seconde environ. Cet essai permet de tester la robustesse des commandes lorsque le freinage est rapidement annulé à 4 secondes . On remarque que la consigne de vitesse est maintenue pendant le freinage. La vitesse du moteur suit un tracé régulier et sans décrochage de la part du moteur. Les résultats de vitesse et de couple sont relativement similaires, outre les différences déjà énoncés lors de d'autres essais.

La figure A2.5 présente le flux qui pour sa part subit une légère perturbation lors du freinage pour la commande en tension. Encore là, la nature différente des deux commandes s'illustre. Pour la commande en courant, aucune rétroaction ne vient compenser la consigne de flux ou de courant i_{sd} au modulateur. Ce n'est pas le cas pour la commande en tension et on en constate l'effet sur le flux lors du freinage.

La figure A2.6 rend de façon assez claire la différence entre les formes d'onde de tension et la qualité supérieure de celle provenant de la commande en tension à modulation vectorielle.

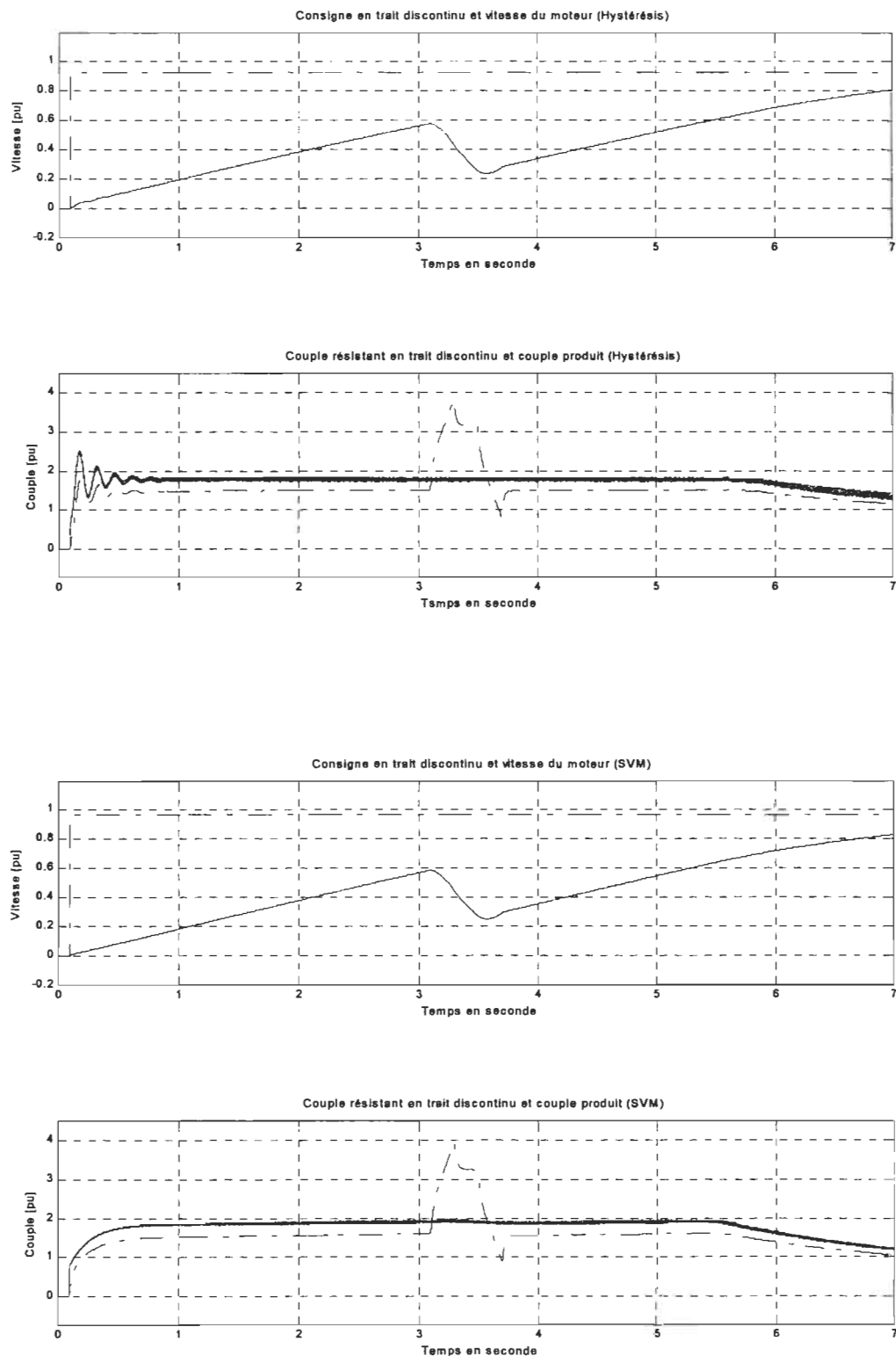


Figure A2.4 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100% + perturbation)

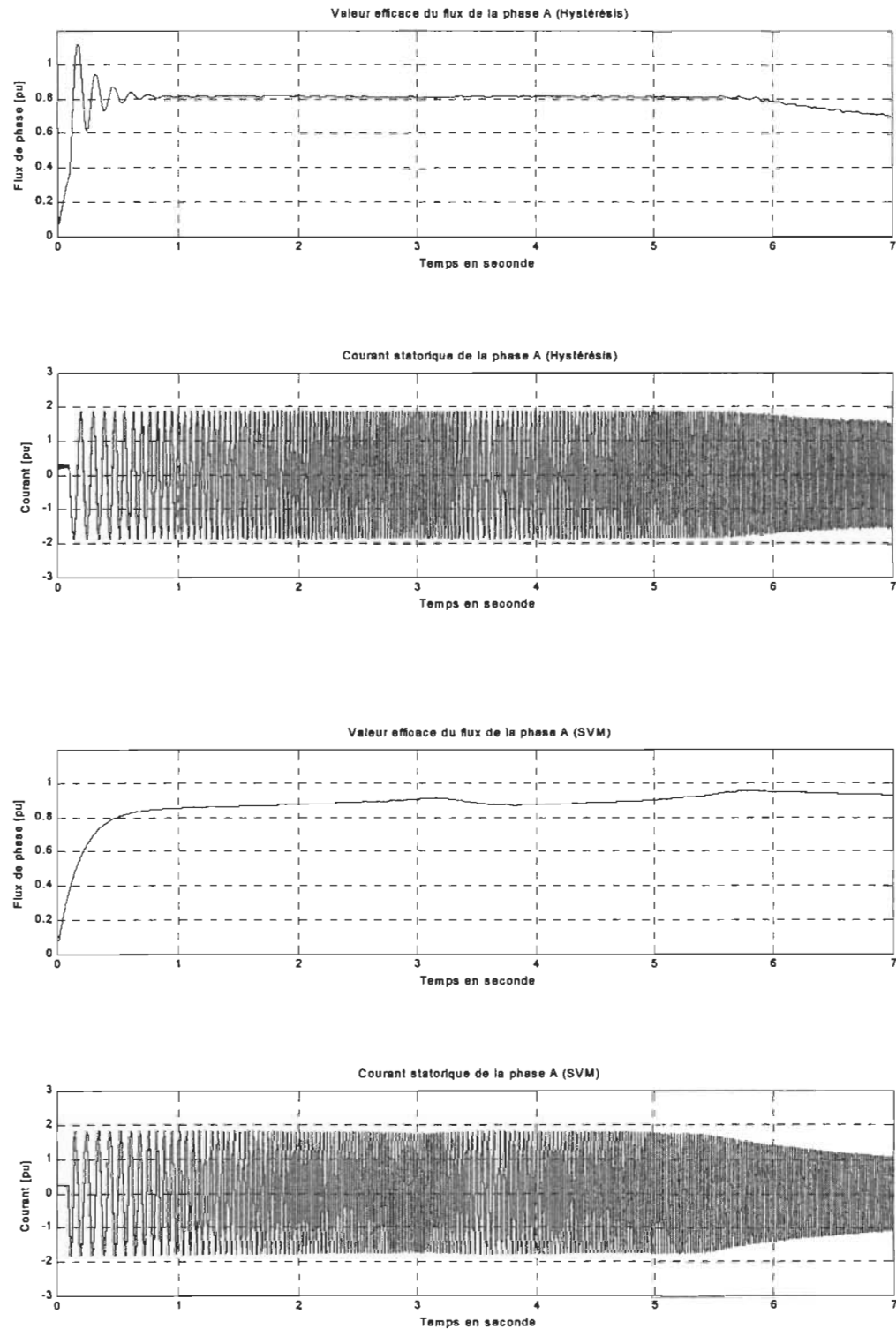


Figure A2.5 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100% + perturbation)

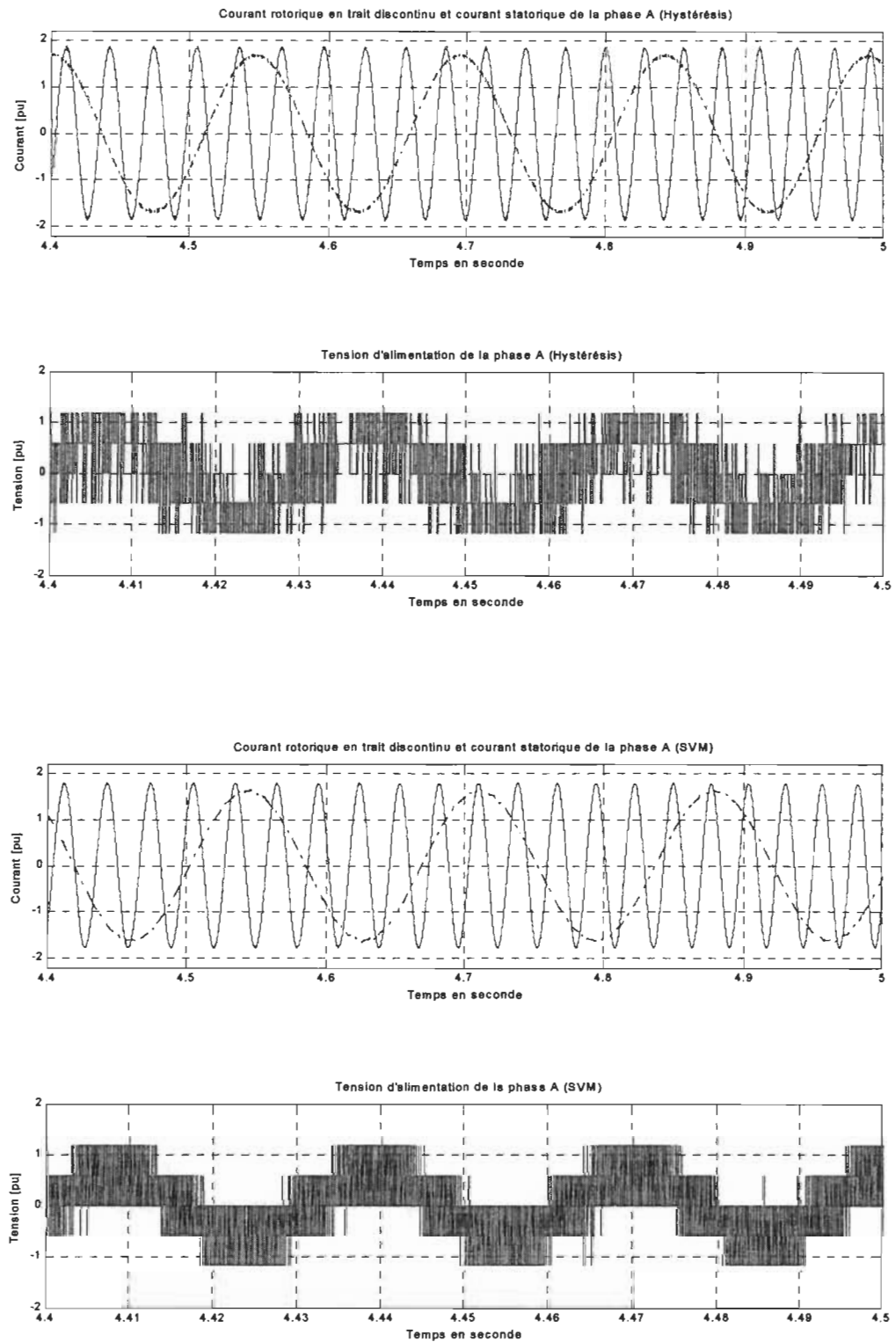


Figure A2.6 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 100% + perturbation)

La figure A2.7 présente le résultat de la simulation avec la consigne de vitesse à 27% et un freinage à 3 secondes. L'évolution du couple est fonction de la vitesse du moteur. Lorsque la vitesse demandée est presque atteinte, l'accélération décroît et on constate que le couple résistant diminue pour amener une diminution du couple produit par la commande. À 3 secondes, le couple redevient maximal de façon rapide, et ce, pour les deux commandes. Cela permet au moteur de pas trop ralentir lors du freinage puisque la consigne demandée est maintenue à 27 %.

De la figure A2.8, on constate que l'enveloppe du courant statorique de la phase A suit la même forme de tracé que le couple produit de la figure précédente.

La figure A2.9 montre une portion agrandie de l'évolution du courant statorique et rotorique de la phase A pour les deux commandes. Ces résultats contribuent à appuyer le choix de la commande en tension avec modulation vectorielle puisque que l'on remarque une qualité de l'onde supérieure pour cet commande par rapport à la commande à comparateur à hystérésis.

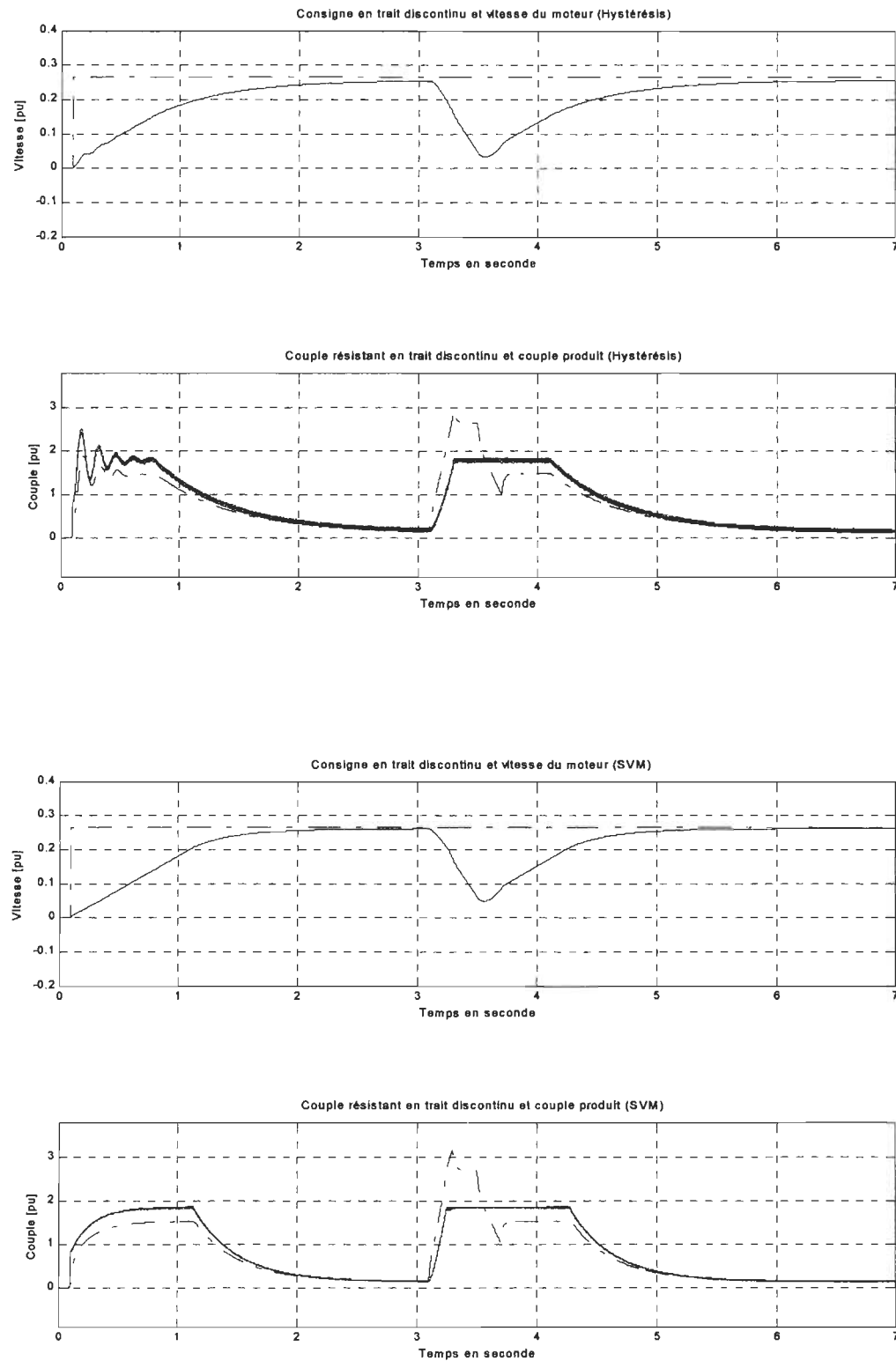


Figure A2.7 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 27% + perturbation)

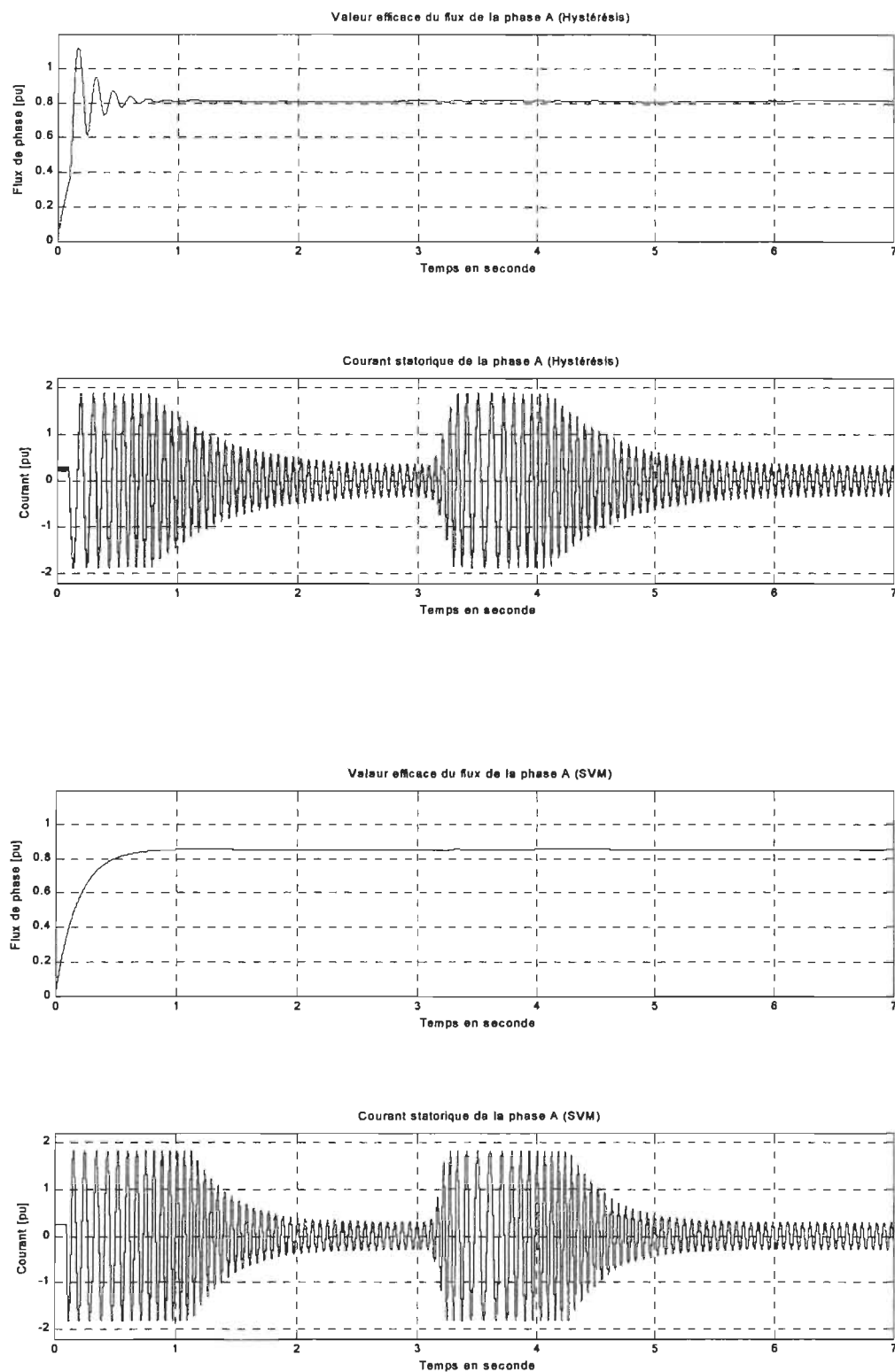


Figure A2.8 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 27% + perturbation)

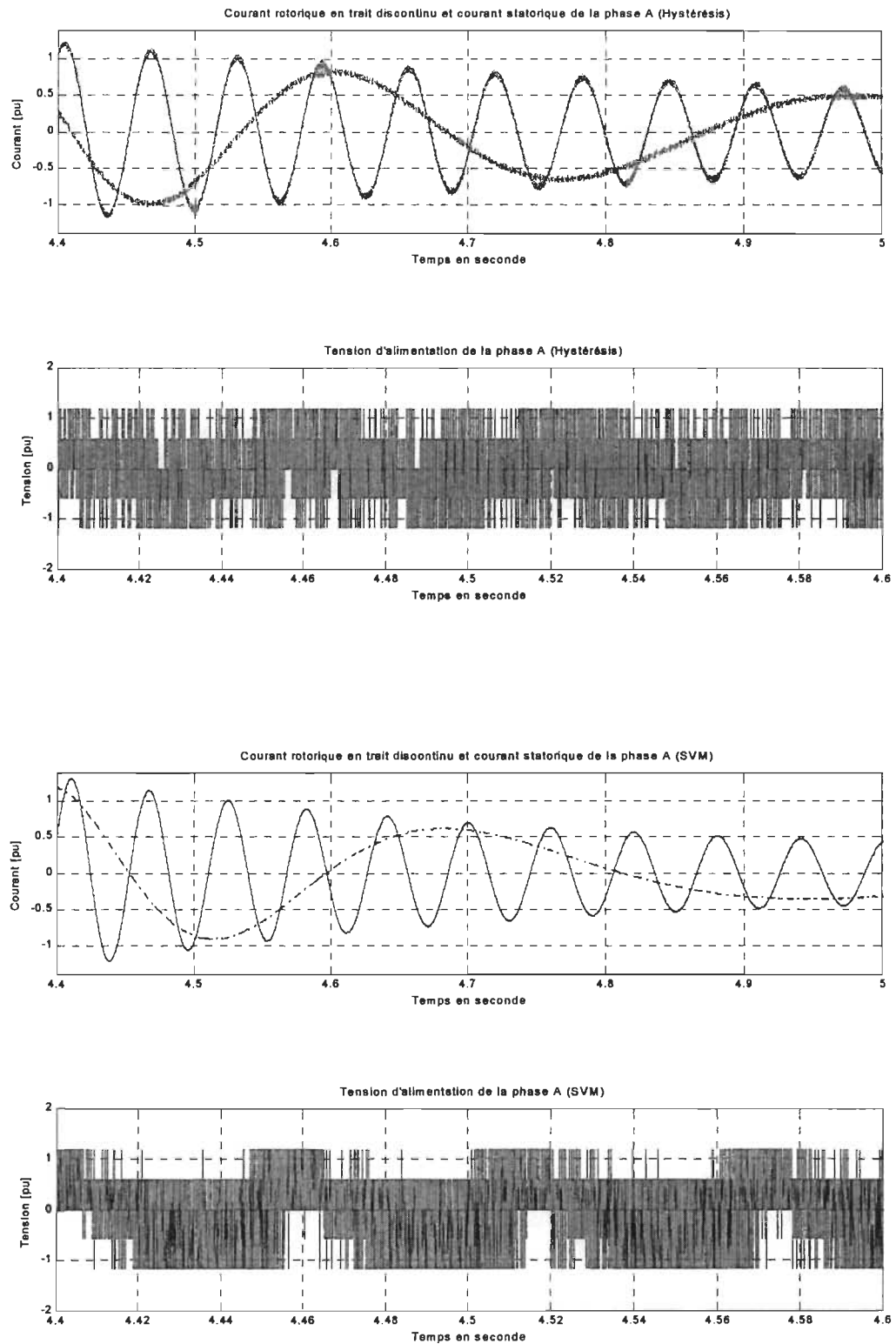


Figure A2.9 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 27% + perturbation)

La figure A2.10 présente le résultat de la simulation avec la consigne de vitesse à 8%, une augmentation progressive de la consigne de 2 à 5 secondes et un maintien à 32% pour le reste du temps de simulation. On constate une évolution similaire de la vitesse pour les deux commandes. Cependant, cette figure montre une bien meilleure régularité par la commande à modulation vectorielle du couple produit par la machine pendant ces faibles consignes de vitesse.

La figure A2.11 montre aussi que l'enveloppe du courant statorique de la phase A suit la même forme de tracé que le couple produit par le moteur et illustré à la figure A2.10.

La figure A2.12 montre une portion agrandit de l'évolution du courant statorique et rotorique de la phase A pour les deux commandes. Comme la figure A2.9, ces résultats contribuent à appuyer le choix de la commande en tension avec modulation vectorielle.

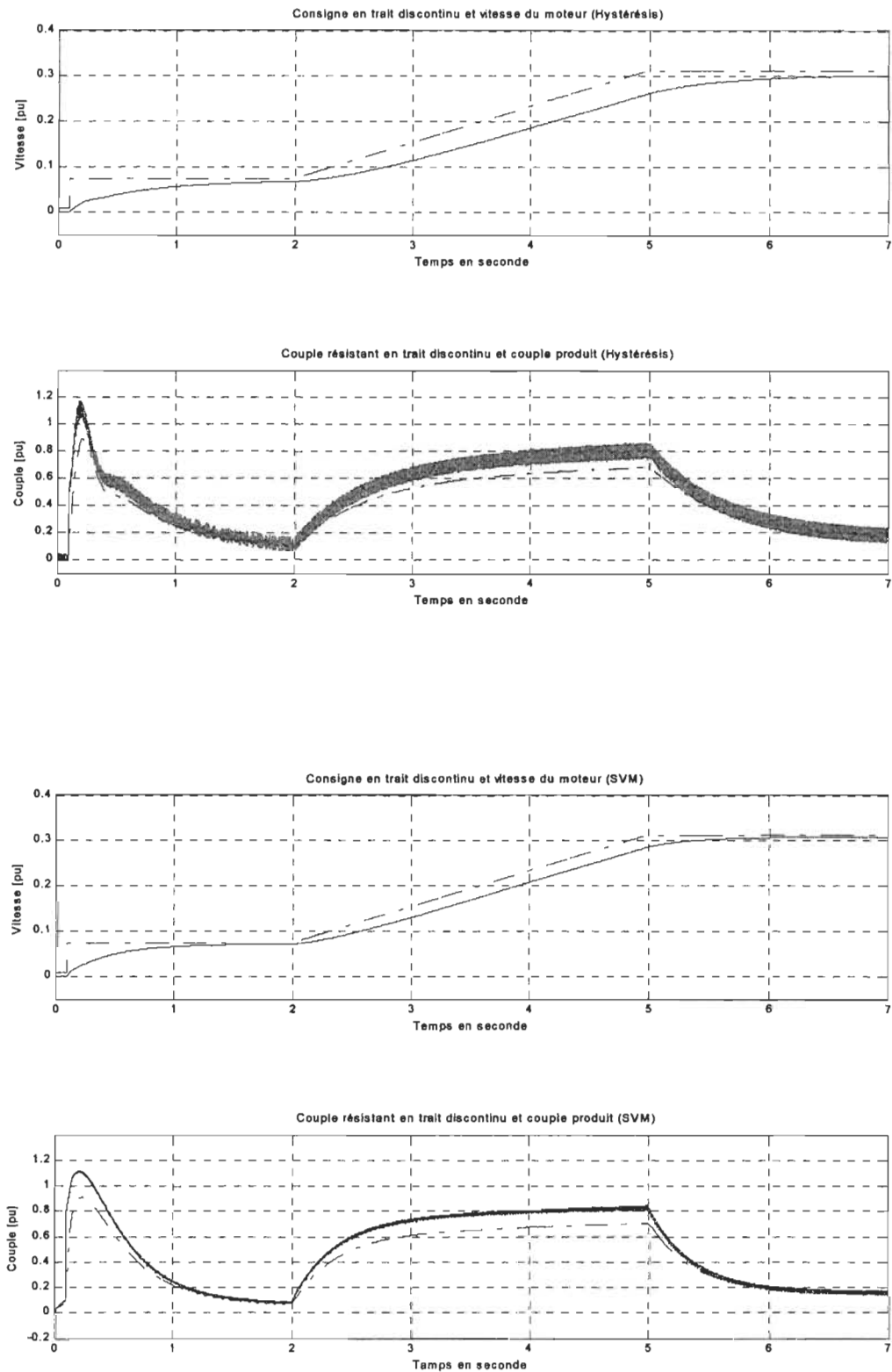


Figure A2.10 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 8% et 32%)

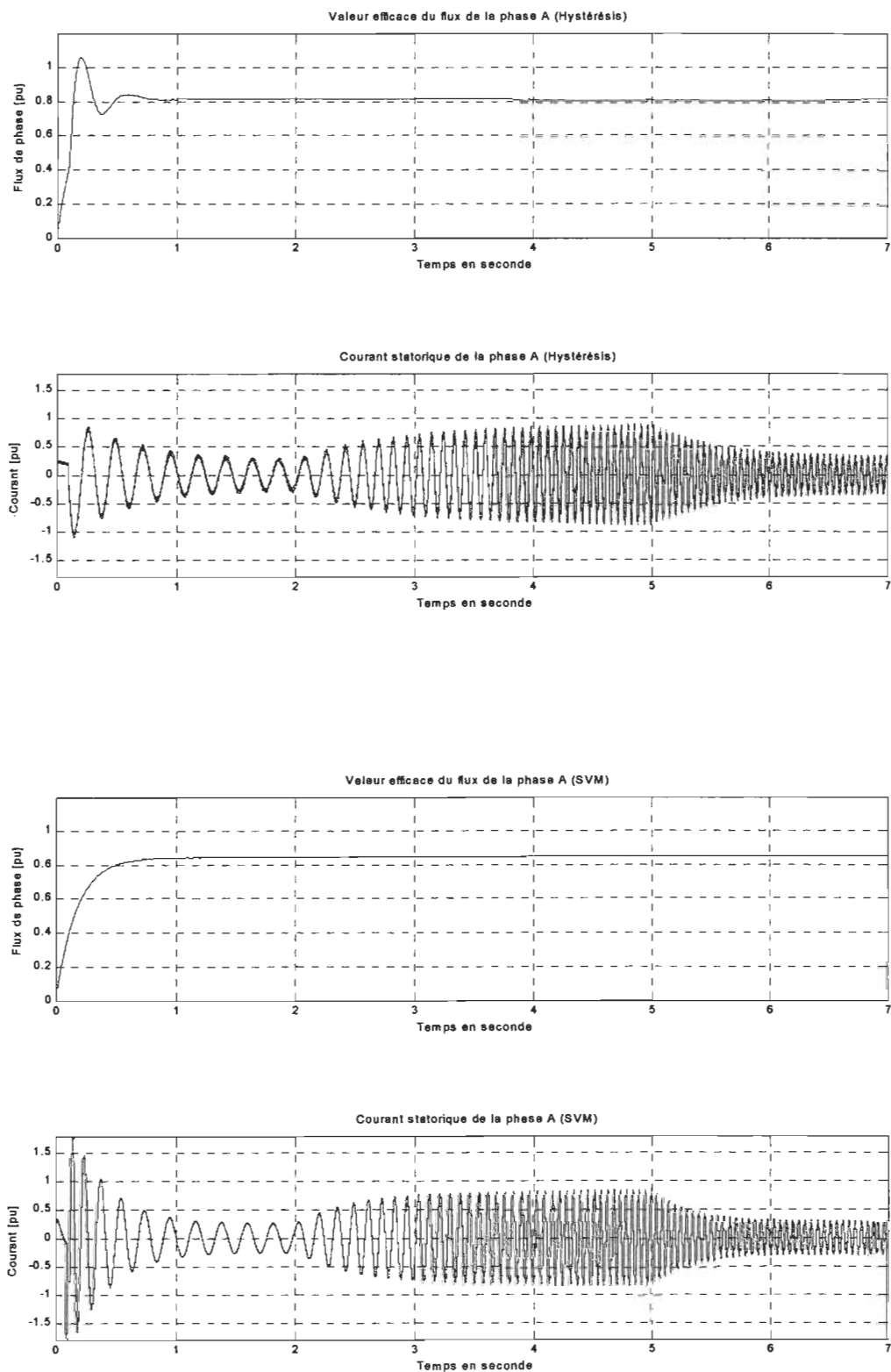


Figure A2.11 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 8% et 32%)

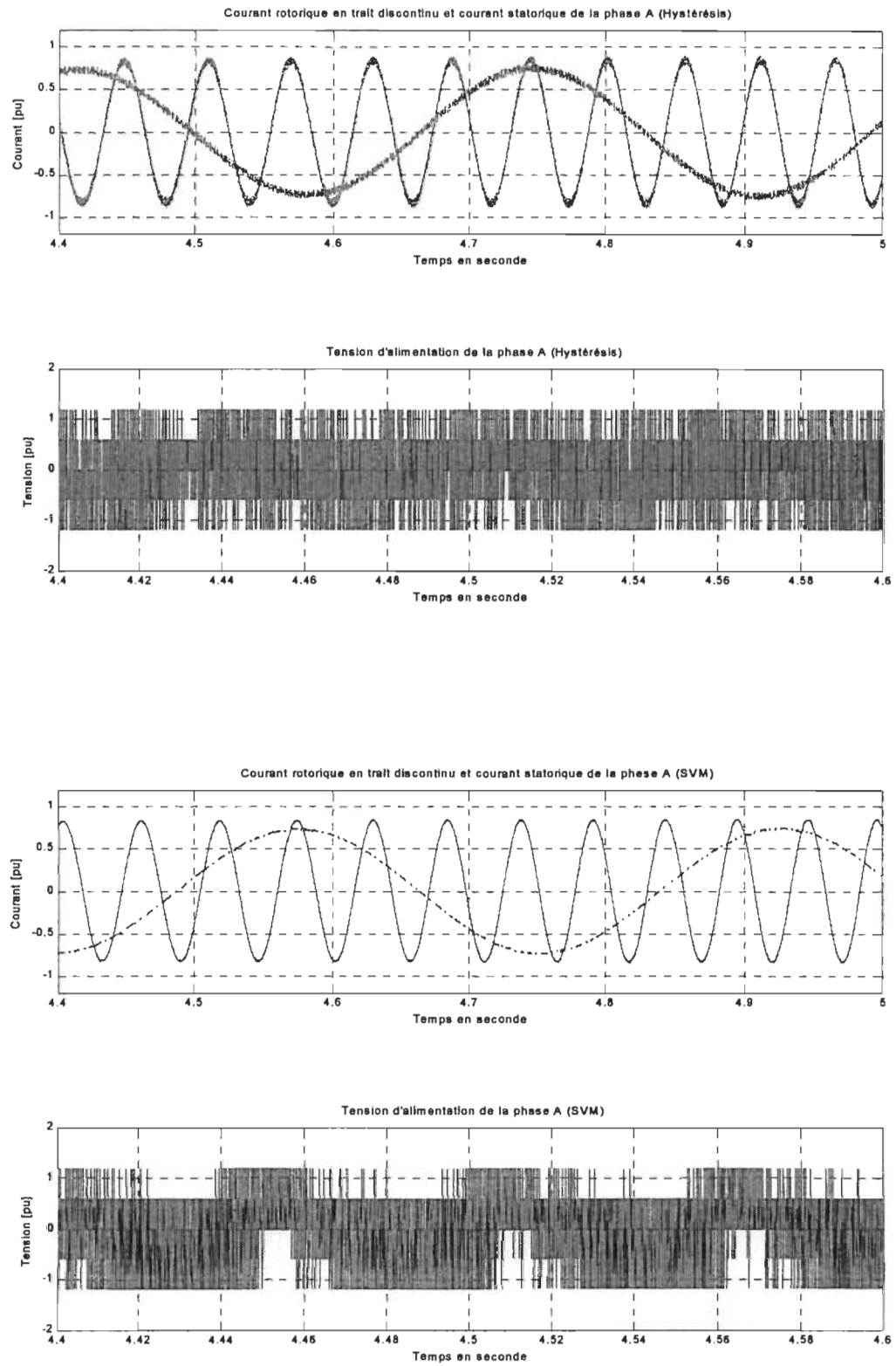


Figure A2.12 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, consigne 8% et 32%)

La figure A2.13 présente l'évolution de la vitesse du moteur en marche arrière ainsi que l'évolution du couple pour des consignes de vitesse de -17% , en passant par 0% et pour finir à -6% . Il est intéressant de constater le freinage en mode de récupération entre 4 et 5.5 secondes. Contrairement aux essais précédents, les couples doivent être interprétés à l'inverse puisque le déplacement du véhicule est en sens contraire. On constate que les couples, pour la marche arrière, sont limités entre -0.6 et 0.6 pu.

La figure A2.14 montre les changements de phase brusques que le courant phase effectue pour engendrer des changements de signe du couple produit par le moteur à 4 et 5.5 secondes.

Ces mêmes courants sont repris à la figure A2.15 où l'on peut apprécier, en agrandit, la forme des courants rotoriques (onde de plus basse fréquence).

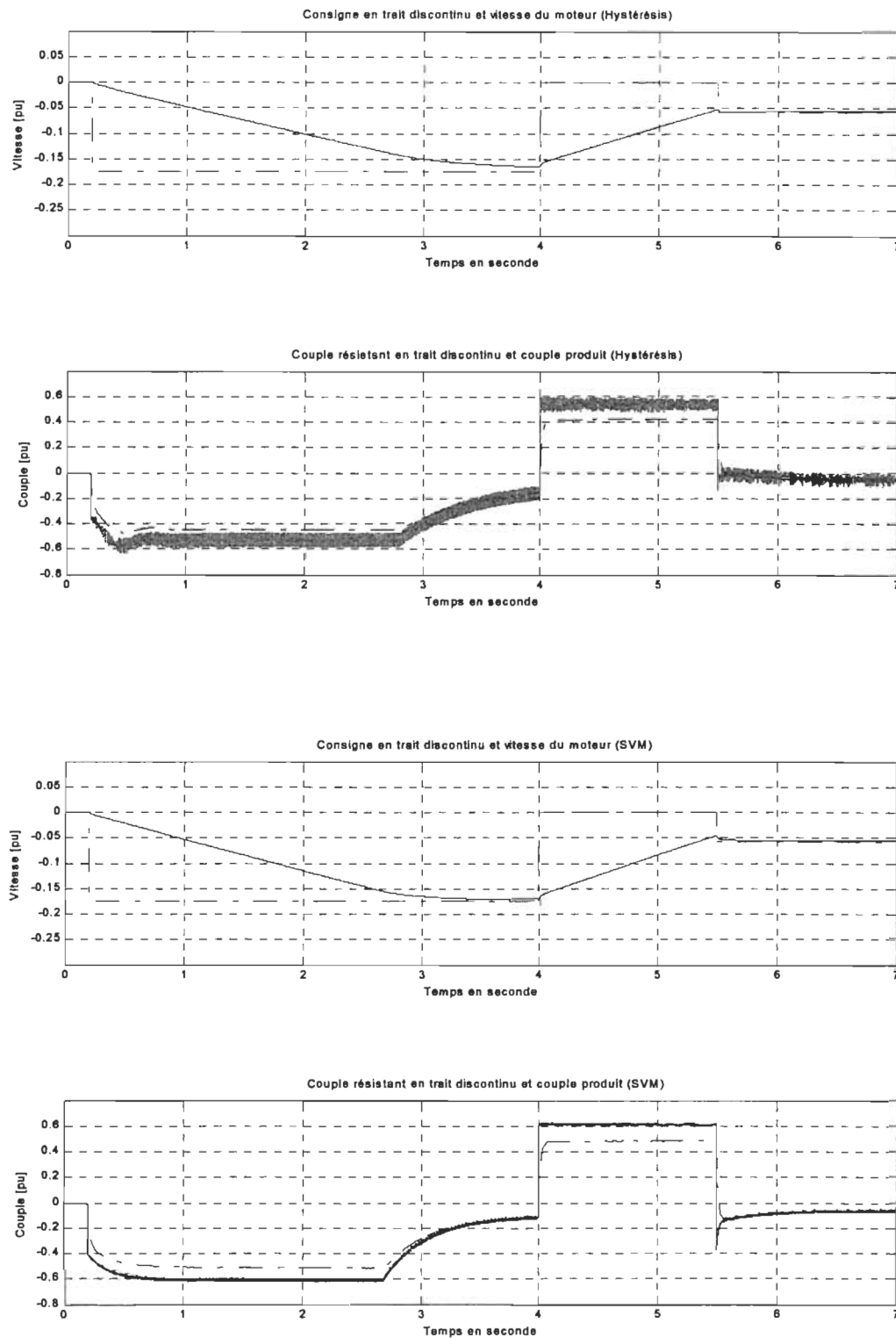


Figure A2.13 Résultats de simulation de la vitesse et du couple du système de propulsion (commande en courant et en tension, reverse)

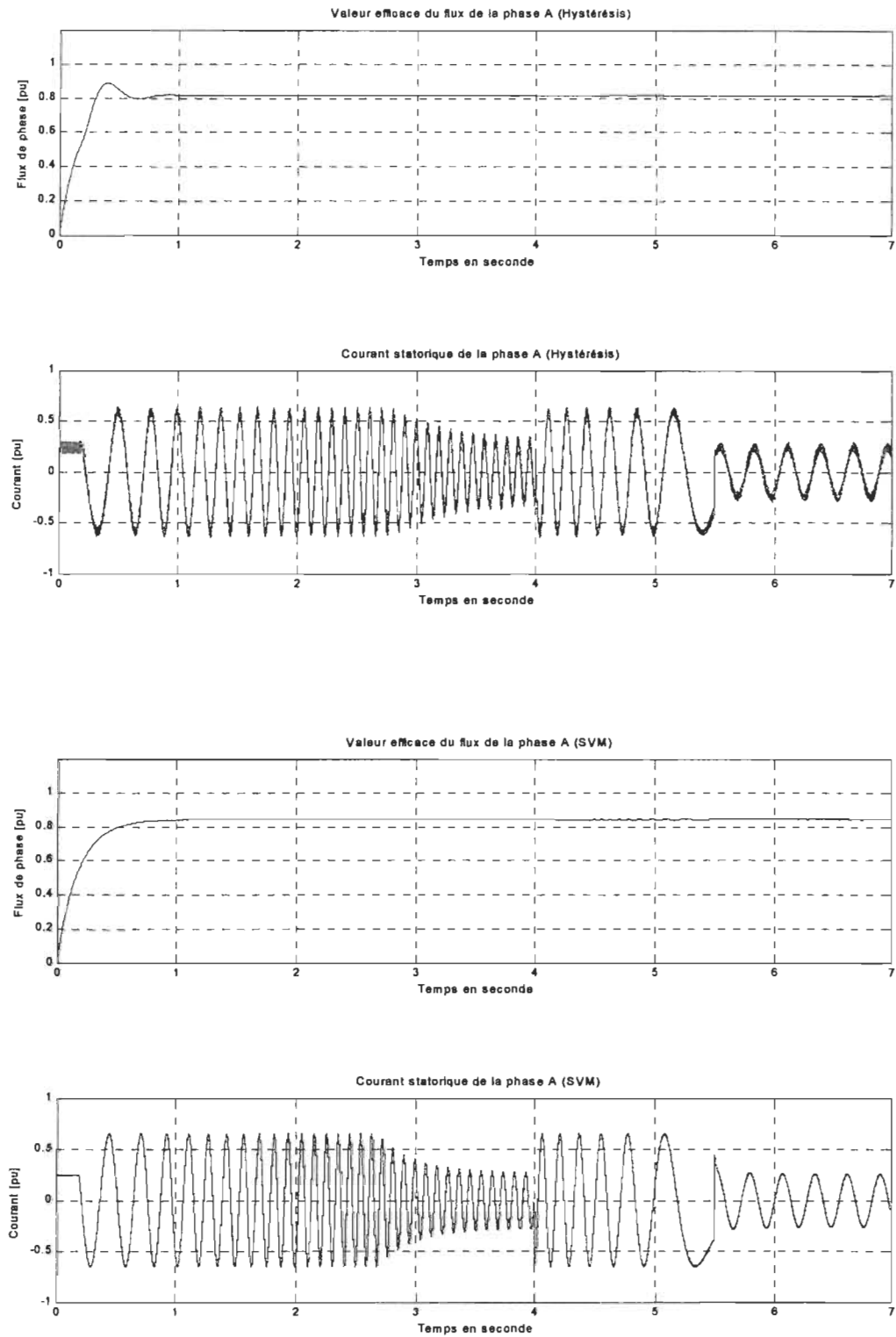


Figure A2.14 Résultats de simulation du flux et du courant du système de propulsion (commande en courant et en tension, renverse)

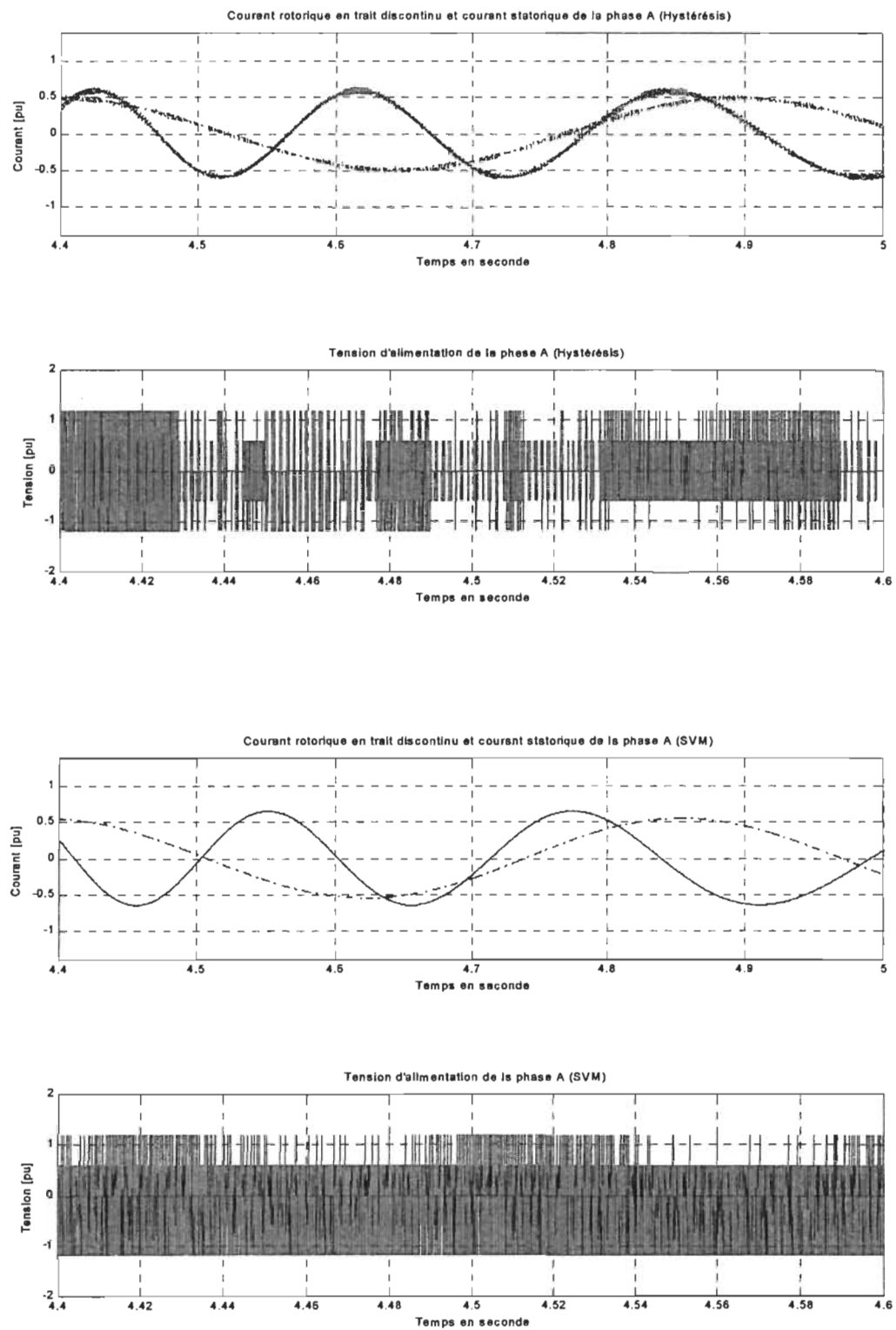


Figure A2.15 Résultats de simulation des courants et de la tension du système de propulsion (commande en courant et en tension, renverse)