

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF 1

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

THESE

Présentée au Département d'Electrotechnique

Pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES

Option : Commande Electrique

Par

HAMLA Hichem

THÈME

**Commande directe du couple d'une machine asynchrone
à fréquence de fonctionnement constante**

Soutenue le 27 / 10 /2022 devant le Jury :

RADJELI Hammoud	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Président
RAHMANI Lazhar	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Directeur de thèse
LABAR Hocine	Professeur	Univ. Badji Mokhtar Annaba	Examinateur
KELAIAIA Samira Mounia	Professeur	Univ. Badji Mokhtar Annaba	Examinatrice
MOUSSAOUI Abdelkrim	Professeur	Univ. 8 Mai 1945 Guelma	Examinateur
LEMZADMI Ahcene	Professeur	Univ. 8 Mai 1945 Guelma	Examinateur
BELHAOUCHET Nouri	MCA	Univ. Ferhat Abbas Sétif 1	Invité

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre des travaux de recherche du Laboratoire d'Automatique Sétif (*LAS*) de l'Université Ferhat Abbas Sétif 1, Algérie.

A l'issue de ce travail, je tiens à adresser ma profonde reconnaissance et mes remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

Tout d'abord, Je tiens à remercier très chaleureusement mon directeur de thèse, Monsieur *RAHMANI Lazhar*, Professeur à l'Université Ferhat Abbas Sétif 1, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils.

Je tiens également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et cette thèse :

Monsieur *RADJELI Hammoud*, Professeur à l'Université Ferhat Abbas Sétif 1, d'avoir accepté de juger mon travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Monsieur *LABAR Hocine* et Madame *KELAIAIA Samira Mounia*, Professeurs à l'Université Badji Mokhtar Annaba.

Messieurs *MOUSSAOUI Abdelkrim* et *LEMZADMI Ahcene*, Professeurs à l'Université 8 Mai 1945 Guelma.

Pour m'avoir fait l'honneur d'accepter d'être les examinateurs de cette thèse.

Un grand remerciement à Monsieur *BELHAOUCHET Nouri*, Maître de Conférences à l'Université Ferhat Abbas Sétif 1, pour son aide, ses conseils et ses orientations surtout pendant la durée des essais pratiques effectués au sein du Laboratoire d'électronique de puissance et commande électrique du département d'électrotechnique de l'université Ferhat Abbas Sétif 1.

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------	---

CHAPITRE 1

Systeme d'Entraînement Electrique avec Machine Asynchrone

1.1. Introduction	5
1.2. Description du système d'entraînement électrique	6
1.3. Onduleur de tension à MLI	7
1.4. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil	9
1.4.1. Modèle mathématique dans le repère triphasé	10
1.4.2. Transformation de Park	12
1.4.3. Passage entre transformation de Park et transformation de Concordia	14
1.4.4. Choix du référentiel	16
1.4.5. Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel statorique ($\alpha\text{-}\beta$)	17
1.5. Identification paramétrique d'une machine asynchrone de 1 kW	18
1.5.1. Détermination des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone	18
1.5.2. Détermination des paramètres mécaniques	22
1.6. Validation du modèle de la machine asynchrone	24
1.7. Conclusion	26

CHAPITRE 2

Commande Directe du Couple DTC Conventiennelle de la Machine Asynchrone

2.1. Introduction	28
2.2. Principe de la commande DTC conventiennelle	28
2.2.1. Structure générale de la technique de commande DTC conventiennelle	28
2.2.2. Principe de contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique	30
2.2.2.1. Contrôle du flux statorique	30
2.2.2.2. Contrôle du couple électromagnétique	32
2.2.3. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	33

2.2.3.1. Estimation du flux statorique	33
2.2.3.2. Estimation du couple électromagnétique	33
2.2.4. Choix du vecteur tension	34
2.2.5. Contrôleur du flux statorique	35
2.2.6. Tables de commutation et contrôleurs du couple électromagnétique	35
2.2.6.1. Structure de la commande DTC avec l'utilisation de tous les vecteurs tensions	35
2.2.6.1.1. Principe	35
2.2.6.1.2. Phénomène de démagnétisation	37
2.2.6.2. Structure de la commande DTC sans sélection des vecteurs tensions nuls	39
2.3. Etude en simulation numérique	40
2.3.1. Analyse des performances des commandes DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2 en vitesse élevée	41
2.3.2. Analyse des performances des commandes DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2 en basses vitesses	46
2.4. Conclusion	54

CHAPITRE 3

Commande DTC-SVM de la Machine Asynchrone

3.1. Introduction	55
3.2. Principe de la commande DTC-SVM	55
3.2.1. Structure de la technique de commande DTC-SVM	55
3.2.2. Principe de la Modulation vectorielle SVM	56
3.2.2.1. Vecteurs tensions et secteurs	56
3.2.2.2. Etapes d'implémentation de la modulation vectorielle SVM	58
3.3. Etude en simulation numérique	64
3.3.1. Analyse des performances de la commande DTC-SVM en vitesse élevée	64
3.3.2. Analyse des performances de la commande DTC-SVM en basses vitesses	67
3.4. Conclusion	72

CHAPITRE 4

Commande DTC-VHBCC de la Machine Asynchrone

4.1. Introduction	73
4.2. Structure de la technique de commande DTC-FHBCC	74
4.3. Structure de la technique de commande DTC-VHBCC	77
4.4. Etude en simulation numérique	80
4.4.1. Analyse des performances de la commande DTC-VHBCC en vitesse élevée	80
4.4.2. Investigation du fonctionnement de la commande DTC-VHBCC en basses vitesses	83
4.4.3. Analyse des performances de la commande DTC-VHBCC en basses vitesses	85
4.5. Conclusion	90

CHAPITRE 5

Validation Expérimentale à l'Aide de la Carte dSPACE 1104 des Commandes DTC Conventionnelle et DTC-VHBCC Appliquées à la Machine Asynchrone

5.1. Introduction	91
5.2. Banc d'essais expérimental	91
5.2.1. Principaux éléments du banc d'essais expérimental	92
5.2.2. Commande Numérique	92
5.3. Résultats expérimentaux	95
5.3.1. Résultats expérimentaux en régime nominal	95
5.3.2. Résultats expérimentaux en basses vitesses	96
5.3.2.1. Etude des formes d'ondes des courants statoriques en basses vitesses	96
5.3.2.2. Etude du comportement du système d'entraînement électrique lors d'une inversion brusque de la vitesse de rotation en basse vitesses	98
5.4. Conclusion	101
CONCLUSION GENERALE	102
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

Liste des Symboles et Abréviations

	<i>E</i>
e	: Force contre-électromotrice (f.c.e.m)
	<i>f</i>
f	: Coefficient du frottement visqueux
f_d	: Fréquence de commutation désirée
f_z	: Fréquence de modulation
	<i>g</i>
g	: Glissement
	<i>I</i>
i_{sa}^*	: Courant de référence de la phase « a »
i_r	: Vecteur courant rotorique
i_s	: Vecteur courant statorique.
	<i>J</i>
J	: Moment d'inertie des masses tournantes
	<i>L</i>
L_{lr}	: Inductance de fuite rotorique
L_{ls}	: Inductance de fuite statorique
L'_{lr}	: Inductance de fuite rotorique ramenée au stator
L_m	: Inductance du circuit d'aimantation
L_r	: Inductance cyclique propre rotorique
l_r	: Inductance propre rotorique
L_s	: Inductance cyclique propre statorique
l_s	: Inductance propre statorique
	<i>M</i>
M_r	: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
M_s	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M_{sr}, M_{rs}	: Inductance mutuelle entre le stator et le rotor
	<i>P</i>
p	: Nombre de paires de pôles
P_0	: Puissance active absorbée à vide
P_c	: Pertes dans le noyau
P_{js}	: Pertes Joule du stator
P_{mec}	: Pertes mécaniques
	<i>R</i>
R_r	: Résistance rotorique
R'_r	: Résistance rotorique ramenée au stator
R_s	: Résistance statorique

T

T_a, T_b, T_c	: Durées de fermeture des interrupteurs de l'onduleur
T_{em}	: Couple électromagnétique
T_e	: Couple électromagnétique estimé
T_L	: Couple résistant
T_d	: Période de commutation désirée
$T_{éch}$: Période d'échantillonnage
T_z	: période de modulation

U

u_{ab}, u_{bc}, u_{ca}	: Tensions composées entre les bornes de sortie de l'onduleur
--------------------------	---

V

v_a^*	: Tension de référence de la phase « a »
V_{dc}	: Tension du bus continu de l'onduleur
v_a, v_b, v_c	: Tensions fournies par les demi-ponts de l'onduleur de tension
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	: Tensions aux bornes des trois phases
v_o	: Tension du neutre de la machine par rapport au point milieu du bus continu de l'onduleur
v_r	: Vecteur tension rotorique
v_s	: Vecteur tension statorique

Lettres grecques

α, β	: Axes correspondant au référentiel fixe par rapport au stator
β_a	: Bande d'hystérésis de la phase « a »
ε_a	: Erreur entre le courant réel et le courant de référence
ε'_a	: Erreur de courant découplée
ε''_a	: Erreur de découplage
θ	: Angle de rotation du rotor par rapport au stator
θ_{obs}	: Position arbitraire du repère de park
θ_s	: Angle du vecteur flux statorique
θ_{sr}	: Angle entre le vecteur flux rotorique et le vecteur flux statorique
σ	: Coefficient de dispersion de blondel
ψ_s	: Vecteur flux statorique
ψ_r	: Vecteur flux rotorique
ω_s	: Pulsation statorique
ω	: Pulsation mécanique
ω_r	: Pulsation rotorique ou de glissement
Ω	: Vitesse mécanique de rotation

Liste des abréviations

DTC	: Direct torque control
FHBCC	: Fixed Hysteresis Band Current Control
MAS	: Machine Asynchrone
MLI	: Modulation de largeur d'impulsions
VHBCC	: Variable Hysteresis Band Current Control
SVM	: Space Vector Modulation.

Liste des Figures

Figure 1.1. Schéma général d'un entraînement électrique à vitesse variable.

Figure 1.2. Schéma du variateur de vitesse d'une machine asynchrone.

Figure 1.3. Représentation des systèmes d'axes triphasés stator et rotor de la machine

Figure 1.4. Passage d'un repère (a-b-c) vers un repère (d-q).

Figure 1.5. Représentation du système triphasé dans le plan de Concordia.

Figure 1.6. Passage d'un repère ($d-q$) vers un repère ($\alpha-\beta$).

Figure 1.7. Représentation des différents référentiels.

Figure 1.8. Schéma équivalent simplifiée de la machine asynchrone.

Figure 1.9. Méthode voltampère métrique pour la mesure de la résistance du stator.

Figure 1.10. Schéma équivalent pour l'essai à vide.

Figure 1.11. Schéma équivalent pour l'essai à rotor bloqué.

Figure 1.12. Courbe des pertes dans le noyau et les pertes mécaniques.

Figure 1.13. Essai de décélération libre.

Figure 1.14. Résultats de simulation du moteur asynchrone alimenté par une source sinusoïdale triphasée équilibrée de tension nominale 380V.

Figure 2.1. Structure générale de la technique de commande DTC conventionnelle appliquée à la machine asynchrone.

Figure 2.2. Exemple de l'évolution de l'extrémité du flux statorique pour $R_s i_s$ négligeable.

Figure 2.3. Trajectoire du flux statorique.

Figure 2.4. Choix du vecteur tension dans la zone 1.

Figure 2.5. Comparateur du flux statorique à bande d'hystérésis à deux niveaux.

Figure 2.6. Comparateur du couple électromagnétique à bande d'hystérésis à trois niveaux.

Figure 2.7. Exemple de démagnétisation provoquée par un vecteur tension actif (non nul).

Figure 2.8. Exemple de démagnétisation provoquée par un vecteur tension nul.

Figure 2.9. Comparateur du couple électromagnétique à bande d'hystérésis à deux niveaux.

Figure 2.10. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-tableau 2.1 : (a) module du flux statorique estimé, (b) vitesse de rotation, (c) Couple électromagnétique estimé, (d) courant statorique i_{sa} , (e) Spectre harmonique associé à i_{sa} en régime nominal.

Figure 2.11. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-tableau 2.1. (a) Vecteurs tensions, (b) fréquence de commutation à vide, (c) fréquence de commutation en régime nominal.

- Figure 2.12.** Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-tableau 2.2 : (a) module du flux statorique estimé, (b) vitesse de rotation, (c) Couple électromagnétique estimé, (d) courant statorique i_{sa} , (e) Spectre harmonique associé à i_{sa} en régime nominal.
- Figure 2.13.** Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-tableau 2.2. (a) Vecteurs tensions, (b) fréquence de commutation à vide, (c) fréquence de commutation en régime nominal.
- Figure 2.14.** Résultats de simulation obtenus pour un fonctionnement en basse vitesse 200 tr/min en pleine charge : (a) DTC- tableau 2.1 avec sélection des vecteurs tensions nuls, (b) DTC-tableau 2.2 sans sélection des vecteurs tensions nuls.
- Figure 2.15.** Résultats de simulation obtenus pour une inversion brusque du sens de rotation de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge : (a) DTC- tableau 2.1 avec sélection des vecteurs tensions nuls, (b) DTC- tableau 2.2 sans sélection des vecteurs tensions nuls.
- Figure 2.16.** Résultats de simulation obtenus pour une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge : (a) DTC- tableau 2.1 avec sélection des vecteurs tensions nuls, (b) DTC- tableau 2.2 sans sélection des vecteurs tensions nuls.
- Figure 2.17.** Résultats de simulation obtenus pour à une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide : (a) DTC- tableau 2.1 avec sélection des vecteurs tensions nuls, (b) DTC- tableau 2.2 sans sélection des vecteurs tensions nuls
- Figure 3.1.** Schéma de la structure de la commande DTC-SVM de la machine asynchrone.
- Figure 3.2.** Vecteurs tension et secteurs.
- Figure 3.3.** Vecteur tension de référence et ses composantes dans le repère stationnaire (α - β).
- Figure 3.4.** Vecteur tension de référence situé dans le secteur 1.
- Figure 3.5.** Séquences de commutation pour deux périodes de modulation successives dans chaque secteur
- Figure 3.6.** Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTCSVM. (a) module du flux statorique estimé, (b) vitesse de rotation, (c) Couple électromagnétique estimé, (d) courant statorique i_{sa} , (e) Spectre harmonique associé à i_{sa} en régime nominal.
- Figure 3.7.** Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTCSVM. (a) Vecteurs tensions à vide, (b) Vecteurs tensions en charge, (c) fréquence de commutation à vide, (d) fréquence de commutation en régime nominal.
- Figure 3.8.** Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBCC lors d'un fonctionnement en basse vitesse 200 tr/min en pleine charge.
- Figure 3.9.** Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBCC lors d'une inversion brusque du sens de rotation de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge.

- Figure 3.10.** Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBCC lors d'une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge.
- Figure 3.11.** Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBCC lors d'une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide.
- Figure 4.1.** Onduleur triphasé de tension alimentant une machine asynchrone.
- Figure 4.2.** Schéma de la structure de la commande DTC-FHBCC de la machine asynchrone.
- Figure 4.3.** Erreur de courant découplée dans une bande fixe et la tension de sortie de l'onduleur pour un bras.
- Figure 4.4.** Schéma de la structure de la commande DTC-VHBCC de la machine asynchrone.
- Figure 4.5.** Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-VHBCC.
 (a) module du flux statorique estimé, (b) vitesse de rotation, (c) Couple électromagnétique estimé, (d) courant statorique i_{sa} , (e) Spectre harmonique associé à i_{sa} en régime nominal.
- Figure 4.6.** Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-VHBCC. (a) Vecteurs tensions, (b) erreur de courant, erreur de découplage et erreur de courant découplée à vide, (c) erreur de courant, erreur de découplage et erreur de courant découplée en charge, (d) fréquence de commutation à vide, (e) fréquence de commutation en régime nominal.
- Figure 4.7.** Résultats de simulation obtenus lors d'un fonctionnement à 500 tr/min en pleine charge pour la structure DTC-VHBCC.
- Figure 4.8.** Module du flux statorique estimé pour DTC-VHBCC à 200 tr/min en pleine
- Figure 4.9.** Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBCC lors d'une inversion brusque du sens de rotation de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge.
- Figure 4.10.** Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBCC lors d'une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge.
- Figure 4.11.** Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBCC lors d'une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide.
- Figure 5.1.** Photographie du banc d'essais expérimental complet.
- Figure 5.2.** Etapes de l'implantation des algorithmes sur la carte DSP.
- Figure 5.3.** Formes d'ondes des courants statoriques et spectre harmonique associé à i_{sa} pour DTC-tableau 2.2 conventionnelle.
- Figure 5.4.** Formes d'ondes des courants statoriques et spectre harmonique associé à i_{sa} pour DTC-VHBCC proposée.
- Figure 5.5.** Formes d'ondes de la bande d'hystérésis β_a et du courant statorique i_{sa} obtenues par la commande DTC-VHBCC pour un fonctionnement à 500 tr/min en pleine charge.
- Figure 5.6.** Forme d'onde du courant statorique i_{sa} pour un fonctionnement à 500 tr/min en pleine charge :
 (a) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (b) DTC-VHBCC proposée.
- Figure 5.7.** Forme d'onde du courant statorique i_{sa} pour un fonctionnement à 200 tr/min en pleine charge :
 (a) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (b) DTC-VHBCC proposée.

Figure 5.8. Forme d'onde du courant statorique i_{sa} pour un fonctionnement à 100 tr/min en pleine charge :

(a) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (b) DTC-VHBCC proposée.

Figure 5.9. Résultats expérimentaux obtenus lors d'une inversion de la vitesse de rotation,

(côté gauche) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (côté droit) DTC-VHBCC proposée :

(a) de +500 tr/min à -500 tr/min, (b) de -500 tr/min à +500 tr/min.

Figure 5.10. Résultats expérimentaux obtenus lors d'une inversion de la vitesse de rotation,

(côté gauche) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (côté droit) DTC-VHBCC proposée :

(a) de +200 tr/min à -200 tr/min, (b) de -200 tr/min à +200 tr/min.

Figure 5.11. Résultats expérimentaux obtenus lors d'une inversion de la vitesse de rotation,

(côté gauche) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (côté droit) DTC-VHBCC proposée :

(a) de +100 tr/min à -100 tr/min, (b) de -100 tr/min à +100 tr/min.

Liste des Tableaux

Tableau 1.1. Valeurs des différentes tensions de sortie de l'onduleur.

Tableau 1.2. Paramètres de la machine asynchrone.

Tableau 2.1. Table de commutation de Takahashi.

Tableau 2.2. Table de commutation de Takahashi sans sélection des vecteurs tensions nuls.

Tableau 3.1. Etats de commutation, valeurs des tensions simples, Composantes $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ et l'indice du vecteur tension représentatif de chaque état.

Tableau 3.2. Durées de fermeture des interrupteurs de l'onduleur dans chaque secteur.

Tableau 4.1. Valeurs de v_o pour les huit états de commutation possibles de l'onduleur triphasé de tension.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Récemment, les progrès réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis un développement très important de la commande des machines électriques tournantes. De ce fait, on trouve actuellement des variateurs de vitesse pour tous les types de moteurs. Selon les applications, les moteurs utilisés sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. Par conséquent, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées. Le moteur à courant continu à excitation indépendante répond très bien à ces exigences. Cela s'explique par le découplage naturel entre le flux et le couple. Néanmoins, la présence du collecteur limite la puissance et/ou la vitesse et exige une maintenance régulière. C'est pourquoi, de nos jours, on se tourne de plus en plus vers les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs à induction [1].

Aujourd'hui, La machine à induction est particulièrement robuste et de faible coût, et cela conduit à devenir de plus en plus utile dans le domaine industriel [1-4]. De par sa structure, cette machine possède un problème important par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone. Ce problème réside dans le couplage entre le couple et le flux, ce qui rend sa commande plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques [1].

En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux grandes classes la commande scalaire et la commande vectorielle [3-7]. La commande scalaire est la plus simple et la plus répandue dans la majorité des applications industrielles. Malgré qu'elle est suffisante pour de nombreuses applications, cette commande a globalement de faibles performances, suite à la simplicité de sa structure qui tient compte uniquement du régime permanent. Dans ce type de commande, le flux et le couple ne sont pas directement commandés et les paramètres de la machine doivent être correctement identifiés.

La commande vectorielle se divise en deux familles qui sont la commande vectorielle du flux « Field Oriented Control (FOC) » et la commande directe du couple « Direct Torque

Control (DTC) ». Ces commandes permettent d'assurer un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple électromagnétique de ces moteurs soient commandés indépendamment. Elles sont plus complexes, mais offrent des performances élevées.

La technique de commande DTC a été développée dans les années 1980 pour assurer un découplage entre le contrôle du couple électromagnétique et du flux statorique [8, 9]. Cette technique de commande possède une simple structure basée sur l'utilisation d'une table de commutation et des contrôleurs à hystérésis, et présente des performances dynamiques remarquables, ainsi qu'une bonne robustesse vis à vis de la variation des paramètres du moteur [1-36]. Cependant, elle souffre de certains inconvénients, parmi lesquels on trouve, un contrôle difficile du couple électromagnétique lors du fonctionnement en très faible vitesse, un phénomène de démagnétisation lors du fonctionnement en faibles vitesses, des ondulations importantes du couple électromagnétique et des courants statoriques, une forte variation de la fréquence de commutation, un bruit acoustique lors du fonctionnement en faibles vitesses et l'absence du contrôle direct du courant [10, 11].

Dans ces dernières années, la commande DTC a connu un grand essor et elle a été la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences de l'industrie, où plusieurs modifications ont été apportées à sa structure originale dans le but de surmonter ses inconvénients, notamment la variation de la fréquence de commutation et les ondulations du couple électromagnétique. Ces modifications sont basées sur différentes analyses et concepts, elles ont montré récemment des avancements remarquables de la commande DTC pour les entraînements électriques à base de machines asynchrones, comme le résume [37].

Le travail de recherche réalisé dans cette thèse vise à développer une structure de commande DTC modifiée basée sur la commande en courant par hystérésis à bande variable «Variable Hysteresis Band Current Control (VHBCC)». Cette technique a pour but de surmonter le problème majeur de la variation de la fréquence de commutation ; lié à la commande DTC conventionnelle de la machine asynchrone à cage d'écureuil, elle permet de contrôler non seulement le flux statorique et le couple électromagnétique, mais également les courants statoriques. La structure DTC développée est simple et similaire à la structure DTC conventionnelle, mais au lieu d'utiliser des contrôleurs à hystérésis pour le flux statorique et le couple électromagnétique et une table de commutation, on utilise deux régulateurs de type

proportionnel-intégral PI et des comparateurs à hystérésis à bandes variables pour le contrôle des erreurs des courants statoriques, tout en assurant le découplage de l'erreur de courant pour compenser le phénomène d'interférence entre les phases.

De façon à atteindre les objectifs de nos recherches, le travail de cette thèse est divisé en cinq chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la présentation du système d'entraînement électrique à base d'une machine asynchrone, sur lequel est basée notre étude. On met tout particulièrement l'accent sur les expressions des différentes tensions de sortie de l'onduleur triphasé de tension, la modélisation de la machine asynchrone et l'identification paramétrique d'une machine asynchrone à cage d'écureuil de 1 kW.

Dans le deuxième chapitre, on donne en premier lieu, le principe de la commande DTC conventionnelle appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil avec deux structures (avec et sans sélection des vecteurs tensions nuls). On présente en deuxième lieu, une étude en simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink qui permet d'évaluer les performances de ces deux structures dans différents régimes de fonctionnement.

Dans le troisième chapitre, on présente, dans un premier temps, le principe d'une structure de commande DTC modifiée appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette structure permet le fonctionnement à fréquence de commutation constante, elle est basée sur l'utilisation des régulateurs PI et de la modulation vectorielle « Space Vector Modulation (SVM) ». Puis on donne dans un deuxième temps, une étude en simulation numérique qui permet de justifier l'utilité de cette technique dans différents régimes de fonctionnement.

Le quatrième chapitre porte sur le développement de la technique de commande DTC-VHBCC appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil, dont on explique son principe, et on présente par la suite une étude en simulation numérique qui permet de vérifier ses performances dans différents régimes de fonctionnement.

Le dernier chapitre est consacré à la validation expérimentale à l'aide de la carte dSPACE 1104 des deux techniques de commande ; DTC conventionnelle sans sélection des vecteurs tensions nuls et DTC-VHBCC, appliquées à la machine asynchrone à cage d'écureuil. On donne dans un premier temps, le banc d'essais expérimental de l'entraînement électrique. Ensuite, on présente les résultats expérimentaux obtenus lors d'une série d'essais

pratiques, tout en comparant les performances apportées par les deux techniques DTC implémentées.

Enfin, on termine cette thèse par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

**Système d'Entraînement Electrique
avec Machine Asynchrone**

CHAPITRE 1

Système d'Entraînement Electrique avec Machine Asynchrone

1.1. Introduction

Les entraînements électriques constituent l'application la plus importante de l'électronique industrielle. On y fait appel non seulement à l'électronique de puissance, mais aussi à l'électronique de réglage et de commande. Parmi les principaux avantages des systèmes d'entraînement électriques, on peut citer la souplesse d'utilisation, la facilité de réglage, le rendement, la fiabilité, un entretien réduit et la possibilité de réduire leur impact sur l'environnement [38, 39].

La figure 1.1 montre la structure commune à tous les systèmes d'entraînement électriques à vitesse variable, quels que soient leurs niveaux de puissance ou de performance. Le convertisseur électromécanique qui fournit l'énergie mécanique nécessaire pour commander le mouvement du système mécanique entraîné est alimenté par un système électronique de puissance. Ce système conditionne l'énergie provenant d'une ou de plusieurs source(s) non réglables (généralement le réseau) en assurant un réglage de tension, de courant ou de fréquence en fonction des signaux élaborés par une unité de commande à partir des consignes qu'elle reçoit et de mesures de grandeurs électriques et mécaniques assurées par différents capteurs [38].

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

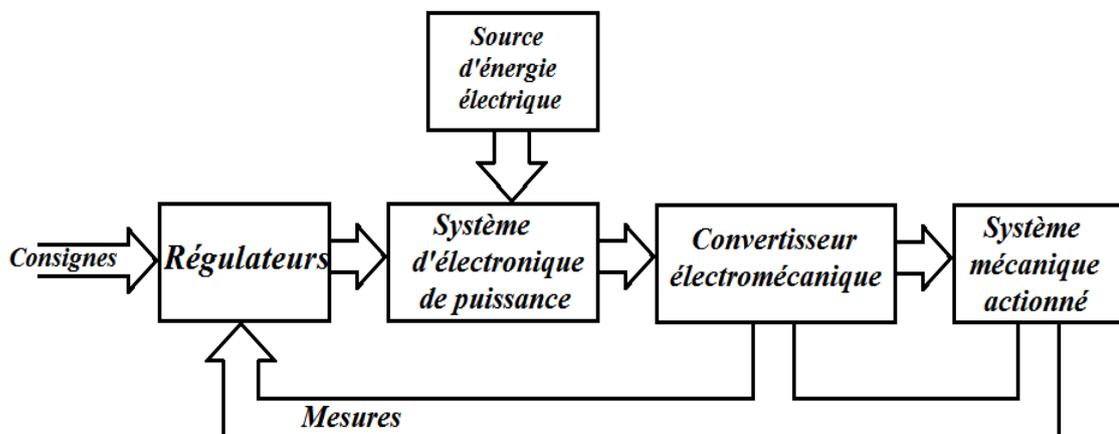


Figure 1.1. Schéma général d'un entraînement électrique à vitesse variable.

Aujourd'hui les machines à courant alternatif peuvent remplacer les machines à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable. Dans de nombreux secteurs industriels, il faut donc s'attendre à la disparition progressive des entraînements utilisant la machine à courant continu dont le collecteur représente le point faible de ce type de machines.

Dans ce chapitre, on présente un système d'un entraînement électrique à base d'une machine asynchrone, sur lequel est basée notre étude. Précisément dans ce cadre, on met tout particulièrement l'accent sur les expressions des différentes tensions de sortie du variateur de vitesse (onduleur), la modélisation de la machine asynchrone et l'identification paramétrique d'une machine asynchrone à cage d'écureuil de 1 kW.

1.2. Description du système d'entraînement électrique

La machine asynchrone à cage est la machine la plus répandue dans l'industrie : elle est robuste, fiable, économique. Elle est également appréciée pour sa très bonne standardisation. La plupart des applications basées sur l'emploi de machines asynchrones à cage utilisent pour alimenter la machine un onduleur autonome de tension (à transistors ou à GTO « Gate-turn off thyristor ») fonctionnant en modulation de largeur d'impulsions (MLI). Si les onduleurs utilisés sont encore majoritairement des onduleurs classiques à deux niveaux, on notera qu'en forte puissance l'emploi d'onduleurs multi-niveaux tend à s'imposer.

Dans les applications relevant des processus industriels qui vont des kilowatts à plusieurs centaines de kilowatts voire jusqu'au mégawatt, la tension continue à l'entrée de l'onduleur provient du réseau triphasé par redressement et filtrage. On peut utiliser un pont redresseur triphasé, parfois régulé en tension s'il n'est pas nécessaire de pouvoir renvoyer vers le réseau la puissance récupérée à l'entrée de l'onduleur lors des phases de freinage (lorsque la machine asynchrone fonctionne en génératrice). Il faut alors placer en parallèle avec le condensateur un dissipateur formé d'une résistance et d'un transistor ou d'un GTO (Figure 1.2) [6].

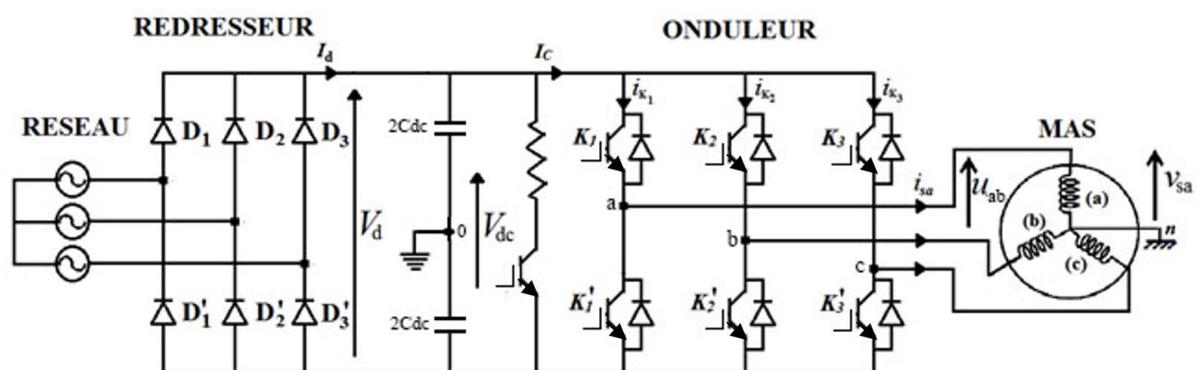


Figure 1.2. Schéma du variateur de vitesse d'une machine asynchrone.

Si l'on doit pouvoir renvoyer au réseau l'énergie produite lors des phases de freinage, il faut remplacer le redresseur à diodes par un redresseur réversible en courant. La solution la plus appropriée à l'heure actuelle consiste à utiliser un redresseur MLI (topologiquement identique à un onduleur MLI) connecté au réseau via des inductances de lissage car un tel redresseur permet également d'absorber au réseau des courants quasi-sinusoïdaux avec un facteur de puissance réglable.

1.3. Onduleur de tension à MLI

D'après le schéma structurel de la figure 1.2, le pont redresseur, suivi d'un filtre, élabore à partir du réseau triphasé une tension continue V_{dc} . Cette tension continue est découpée par un onduleur de tension pour fournir au stator du moteur un système de tensions. D'ordinaire, les onduleurs de tension fonctionnent en MLI, c'est-à-dire que les tensions de sortie sont formées non pas de un mais de plusieurs créneaux rectangulaires par alternance.

En groupant trois demi-ponts monophasés à deux niveaux, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Cet onduleur fonctionnant en MLI est très utilisé pour alimenter à tension et fréquence variables des récepteurs triphasés équilibrés [6].

Les tensions fournies par les demi-ponts sont :

$$\begin{aligned} v_a &= +V_{dc}/2, \text{ quand } K_1 \text{ est fermé ; } S_1 = 1 & v_a &= -V_{dc}/2, \text{ quand } K_1' \text{ est fermé ; } S_1 = 0 \\ v_b &= +V_{dc}/2, \text{ quand } K_2 \text{ est fermé ; } S_2 = 1 & v_b &= -V_{dc}/2, \text{ quand } K_2' \text{ est fermé ; } S_2 = 0 \\ v_c &= +V_{dc}/2, \text{ quand } K_3 \text{ est fermé ; } S_3 = 1 & v_c &= -V_{dc}/2, \text{ quand } K_3' \text{ est fermé ; } S_3 = 0 \end{aligned}$$

Donc, ces tensions peuvent être données par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2S_1 - 1 \\ 2S_2 - 1 \\ 2S_3 - 1 \end{bmatrix} \quad 1.1$$

Où : (S_1, S_2, S_3) sont respectivement les signaux de commande logiques de K_1 , K_2 et K_3 .

De (1.1) on déduit les tensions composées entre les bornes de sortie :

$$\begin{aligned} u_{ab} &= v_a - v_b \\ u_{bc} &= v_b - v_c \\ u_{ca} &= v_c - v_a \end{aligned} \quad 1.2$$

Puisque la charge est équilibrée et couplée en étoile, les tensions v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} aux bornes des trois phases sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{sa} &= \frac{1}{3}[2v_a - v_b - v_c] \\
 v_{sb} &= \frac{1}{3}[-v_a + 2v_b - v_c] \\
 v_{sc} &= \frac{1}{3}[-v_a - v_b + 2v_c]
 \end{aligned}
 \tag{1.3}$$

Ces tensions peuvent être écrites comme :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}
 \tag{1.4}$$

La composante homopolaire (supprimée dans v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}) correspond à la différence de potentiel entre les points neutre de la machine « n » et le point milieu des deux condensateurs « 0 » est donnée par :

$$v_0 = \frac{1}{3}(v_a + v_b + v_c)
 \tag{1.5}$$

Le tableau 1.1 montre les valeurs des tensions fournies par les demi-ponts, simples et composées selon les huit combinaisons possibles des interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 de l'onduleur.

Tableau 1.1. Valeurs des différentes tensions de sortie de l'onduleur.

K_1	K_2	K_3	v_a	v_b	v_c	v_{sa}	v_{sb}	v_{sc}	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}
F	F	F	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	0	0	0	0
F	O	F	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
F	F	O	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
F	O	O	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
O	F	F	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
O	O	F	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
O	F	O	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
O	O	O	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	0	0	0	0	0

1.4. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent, il permet d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques et le contrôle nécessaire aux problèmes qui accompagnent les opérations de freinage, variation de charge, etc.

La figure 1.3 montre la représentation des systèmes d'axes triphasés stator et rotor de la machine asynchrone. Le stator est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversé par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

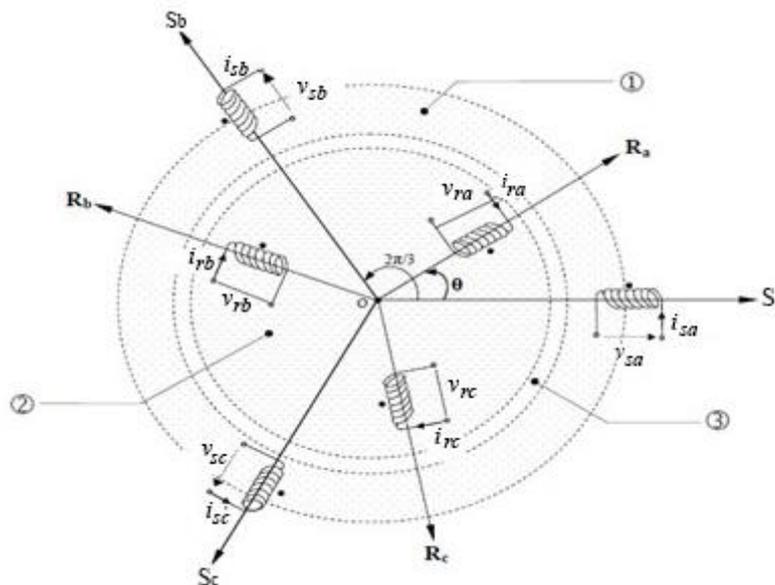


Figure 1.3. Représentation des systèmes d'axes triphasés stator et rotor de la machine asynchrone : 1-Partie fixe : Stator ; 2-Partie mobile : Rotor ; 3-Entrefer constant.

Le modèle de la machine asynchrone est élaboré à partir d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, parmi lesquelles, on cite [6,40-44]:

- Entrefer constant, effets des encoches et pertes ferromagnétiques négligeables ;
- Saturation dans le circuit magnétique négligeable ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans entrefer ;
- Variation des caractéristiques par effet de peau et échauffement négligeables.

Ces hypothèses simplificatrices ont pour principales conséquences :

- Additivité des flux, et la constance des inductances propres.
- Loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique.

1.4.1. Modèle mathématique dans le repère triphasé

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase comme le montre la figure 1.3, les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent pour le stator avec l'indice "s" et le rotor avec l'indice "r" sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \\ [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \end{cases} \quad 1.6$$

Avec : $[v_s] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$: Vecteur tension statorique.

$[i_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$: Vecteur courant statorique.

$[v_r] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T$: Vecteur tension rotorique.

$[i_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$: Vecteur courant rotorique.

$[\psi_s] = [\psi_{sa} \ \psi_{sb} \ \psi_{sc}]^T$: Vecteur flux statorique.

$[\psi_r] = [\psi_{ra} \ \psi_{rb} \ \psi_{rc}]^T$: Vecteur flux rotorique.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{Matrices des résistances statoriques et}$$

rotoriques.

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

Pour le stator :

$$[\psi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad 1.7$$

Pour le rotor :

$$[\psi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{rr}][i_r] \quad 1.8$$

Avec :

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

$[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$: Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique

l_s , l_r : Représentent respectivement les inductances propres statorique et rotorique.

M_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

La matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est donnée par :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad 1.9$$

Avec :

M_0 : Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

Par conséquent les équations des tensions seront :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d[i_s]}{dt} + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][i_r]) \quad 1.10$$

$$0 = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d[i_r]}{dt} + \frac{d}{dt} ([M_{rs}][i_s]) \quad 1.11$$

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à l'aide du bilan de puissance :

$$T_{em} = p \left([i_s]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}][i_r] \right) \quad 1.12$$

Où p : est le nombre de paires de pôles.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_L - f\Omega \quad 1.13$$

avec :

J : Moment d'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine

T_{em} : Couple électromagnétique

T_L : Couple résistant

f : Coefficient du frottement visqueux

Ω : Vitesse mécanique de rotation

En considérant le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère (a-b-c), il est clair de constater que les équations ((1.10) et (1.11)) sont à coefficients variables, puisque la matrice des inductances mutuelles contient des termes qui sont en fonction de θ , donc en fonction du temps. C'est cela justement qui rend la résolution analytique de ce système d'équations très difficile. Ceci nous conduit à l'utilisation de la transformation de Park qui permettra de rendre ces paramètres constants ; indépendants de la position θ (transformation linéaire des grandeurs triphasées de la machine réelle (du repère triphasé) à d'autres grandeurs dans un repère biphasé fictif) [41].

1.4.2. Transformation de Park

La transformation de Park, appelée souvent transformation des deux axes. Cette transformation permet de remplacer les enroulements triphasés statoriques et rotoriques par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe \mathbf{d} et l'autre sur l'axe \mathbf{q} , caractérisée par la variable angulaire θ_{obs} qu'elle fait avec l'axe de phase a. Ceci permet d'obtenir des inductances mutuelles constantes entre les différents enroulements.

La transformation d'un système triphasé en un système biphasé avec une composante homopolaire est définie par la matrice suivante [41]:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_{obs})] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad 1.14$$

Avec :

X : Grandeur physique (représente le vecteur de tension, courant ou flux).

X_0 : Composante homopolaire.

La matrice de transformation directe de Park $[P(\theta_{obs})]$ est donnée par :

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad 1.15$$

Cette transformation conserve la puissance instantanée.

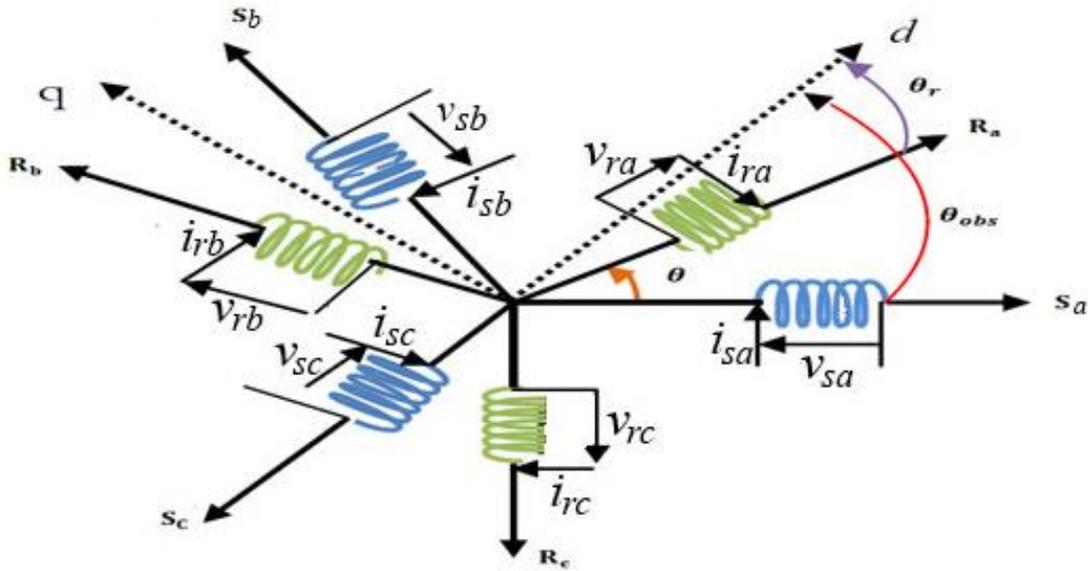


Figure 1.4. Passage d'un repère (a-b-c) vers un repère (d-q).

Si on veut réaliser le passage du système biphasé au système triphasé on utilise la matrice de transformation inverse de Park $[P(\theta_{obs})]^{-1}$ donnée par :

$$[P(\theta_{obs})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad 1.16$$

1.4.3. Passage entre transformation de Park et transformation de Concordia

La transformation de Concordia est constituée également d'une transformation triphasée-déphasée mais dans un repère fixe sans rotation. Elle transforme le système d'équations du repère $(a-b-c)$ vers le repère $(\alpha-\beta)$ [41].

Par conséquent, si on considère un champ magnétique tournant triphasé, il sera réduit à deux phases. En effet, la transformation de Concordia, illustrée sur la figure 1.5 permet d'obtenir un système de deux enroulements situés dans le même plan $(\alpha-\beta)$ et composante homopolaire perpendiculaire à ce plan qui caractérise l'équilibre du système.

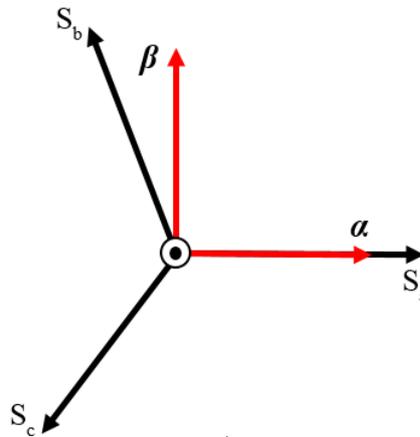


Figure 1.5. Représentation du système triphasé dans le plan de Concordia.

La composante homopolaire est nulle lorsque le système est équilibré. Le passage du système triphasé $(a-b-c)$ au biphasé $(\alpha-\beta)$ est défini par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} [C] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad 1.17$$

(1.17) montre la transformation de Concordia, elle permet de conserver la puissance et ne conserve pas les amplitudes des grandeurs, lors des opérations matricielles. En remplaçant $\sqrt{2/3}$ figurant dans cette équation par $2/3$ on obtient une transformation appelée transformation de Clarke, qui conserve les amplitudes des grandeurs de départ et ne conserve pas la puissance (ne permet pas d'avoir l'égalité de l'expression des puissances dans les 2 repères).

Si on veut réaliser le passage du système biphasé au système triphasé on utilise la matrice de transformation inverse de Concordia $[C]^{-1}$ donnée par :

$$[C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad 1.18$$

La figure 1.6 montre le passage du repère tournant (d - q) vers le repère fixe (α - β). Le passage direct de la transformation de Concordia fixe à la transformation de Park dans le repère tournant se fait à l'aide de l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \sin(\theta_c) & 0 \\ -\sin(\theta_c) & \cos(\theta_c) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad 1.19$$

La transformation inverse s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & 0 \\ \sin(\theta_c) & \cos(\theta_c) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad 1.20$$

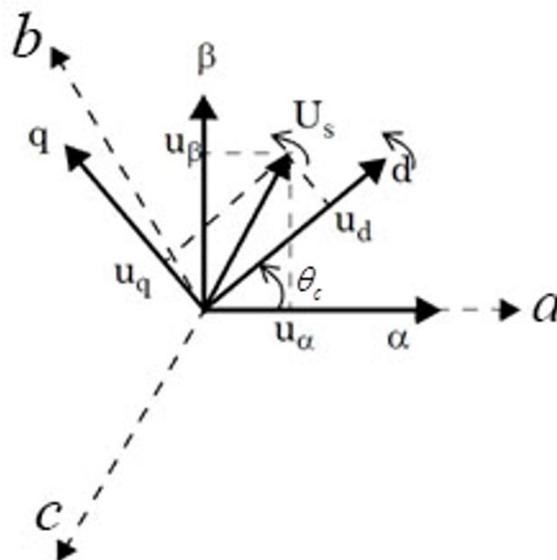


Figure 1.6. Passage d'un repère (d - q) vers un repère (α - β).

1.4.4. Choix du référentiel

L'étude analytique d'une machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes qui se fait en fonction de l'application (Figure 1.7), on peut fixer le repère (d - q) [6,40-44] :

- Au stator (α - β) : ce référentiel est utilisé pour étudier les grandeurs statoriques, variation importante de la vitesse de rotation (démarrage et freinage des machines électrique).

$$\theta_{obs} = 0, \frac{d\theta_{obs}}{dt} = 0 \text{ et } \omega_r = -\omega$$

- Au rotor (x - y) : Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines asynchrones où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

$$\theta_{obs} = \theta, \frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega \text{ et } \omega_r = 0$$

- Au champ tournant (d - q) : Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable. La conception de la commande vectorielle nécessite ce choix et le modèle d'action dépend de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux.

$$\theta_{obs} = \theta_s, \frac{d\theta_{obs}}{dt} = \omega_s \text{ et } \omega_r = \omega_s - \omega$$

où : ω_s : pulsation statorique

ω_r : pulsation rotorique

ω : pulsation mécanique

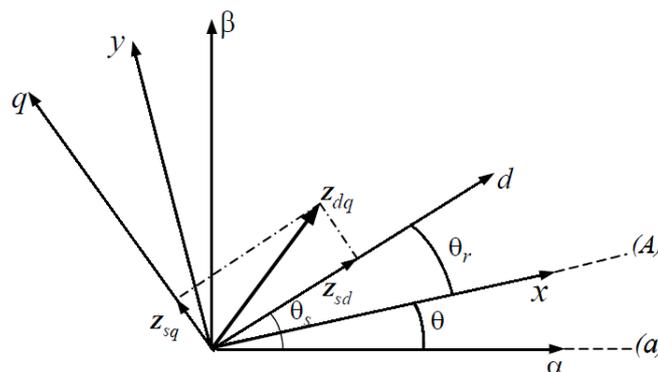


Figure 1.7. Représentation des différents référentiels.

1.4.5. Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel statorique (α - β)

Dans notre travail, nous nous intéressons à une orientation dans le repère lié au stator (α - β). Les équations de la machine dans le repère (α - β) sont données par :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad 1.21$$

Les équations des flux magnétiques sont :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad 1.22$$

En remplaçant (1.21) dans (1.20), on obtient :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m^2}{L_r} \right) \right) i_{s\alpha} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{r\alpha} - \frac{L_m}{L_r} \omega \psi_{r\beta} \\ v_{s\beta} = \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m^2}{L_r} \right) \right) i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \omega \psi_{r\alpha} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{r\beta} \\ v_{r\alpha} = 0 = \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} + \omega \psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \omega \psi_{r\alpha} + \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} \end{cases} \quad 1.23$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

$L_m = (3/2) M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

L'expression du couple électromagnétique peut être donnée par :

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad 1.24$$

La modélisation de la machine revient à mettre l'ensemble des équations qui régissent le fonctionnement de la machine sous forme d'état. Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif de la commande. Le modèle d'état est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\psi}_{r\alpha} \\ \dot{\psi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{\lambda}{T_r} & \omega \lambda \\ 0 & -\gamma & -\omega \lambda & \frac{\lambda}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad 1.25$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} : \text{Appelé coefficient de dispersion.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$\lambda = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s}, \quad \gamma = \frac{R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2}{\sigma L_s}$$

1.5. Identification paramétrique d'une machine asynchrone de 1 kW

Les paramètres de la machine asynchrone à cage d'écureuil sur laquelle est basée notre étude sont déterminés par des essais expérimentaux. La plaque signalétique de cette machine possède les indications suivantes :

$$Y/\Delta \text{ 380/220 V, 2.2 /3.8 A, 50 Hz, 1kW, } \cos\varphi=0.83, \text{ 2880 tr/min}$$

1.5.1. Détermination des paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone

La machine asynchrone est représentée par son schéma équivalent par phase simplifié ramené au stator, comme le montre la figure 1.8 [45-47].

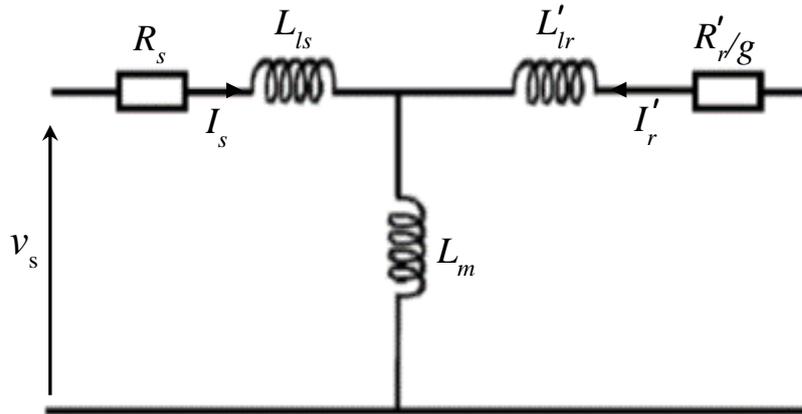


Figure 1.8. Schéma équivalent simplifiée de la machine asynchrone.

Où :

v_s : tension de phase du stator ;

I_s, I'_r : le courant du stator et le courant du rotor ramené au stator;

R_s, R'_r : sont respectivement la résistance statorique et la résistance rotorique ramenée au stator, avec $R'_r = (L_s/L_m)^2 R_r$.

L_{ls}, L'_{lr} : sont respectivement l'inductance de fuite statorique et l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator ;

L_m : Inductance du circuit d'aimantation ;

g : Le glissement ;

Les paramètres du schéma équivalent de la machine asynchrone (figure 1.8) sont déterminés en utilisant une méthode classique hors ligne basée sur les trois tests expérimentaux :

- a) Essai à courant continu (Mesure de la résistance de l'enroulement du stator)
- b) Essai à vide
- c) Essai à rotor bloqué.

a) Mesure de la résistance du bobinage du stator

Dans cet essai, comme le montre la figure 1.9, la valeur de la résistance du stator est obtenue par des mesures tension-courant entre deux phases du stator connecté en étoile (Y), lors de l'application d'une source de tension continue en variant le courant jusqu'à la valeur nominale.

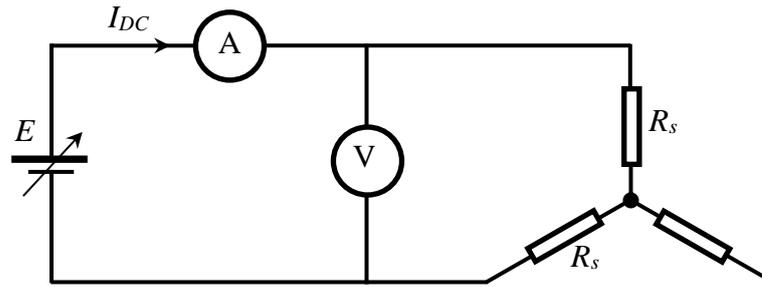


Figure 1.9. Méthode voltampère métrique pour la mesure de la résistance du stator.

A partir de la figure 1.9, la valeur de la résistance du stator est donnée par :

$$R_s = \frac{E}{2I_{DC}} = 5.65 \text{ Ohms} \quad 1.26$$

b) Essai à vide

L'essai à vide permet de donner des informations sur l'inductance statorique cyclique et les pertes rotationnelles (pertes mécaniques et pertes dans le noyau). Ce test est effectué en appliquant des tensions nominales triphasées équilibrées aux enroulements du stator à la fréquence nominale. Le rotor est maintenu désaccouplé de toute charge mécanique. La faible perte de puissance active dans la machine à vide est due aux pertes dans le noyau et aux pertes mécaniques.

Le schéma équivalent de ce test est illustré à la figure 1.10, où la branche du circuit du rotor n'est pas prise en compte en raison du fait qu'à vide, le glissement est très faible et la valeur de la résistance du rotor est élevée (le courant du rotor est nettement plus petit).

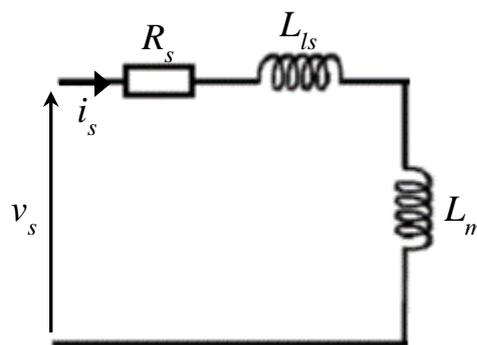


Figure 1.10. Schéma équivalent pour l'essai à vide.

La mesure de la puissance réactive Q_0 (en utilisant la méthode des deux wattmètres) permet de déterminer l'inductance cyclique statorique L_s . En négligeant la chute de tension aux bornes de

la résistance R_s , l'inductance statorique peut être donnée par :

$$L_s = L_m + L_{ls} = 3 \frac{V_{sn}^2}{(2\pi f)Q_0} = 0.737 H \quad 1.27$$

c) Essai à rotor bloqué

Le test du rotor bloqué sur une machine asynchrone permet de déterminer les inductances de fuite, la résistance rotorique ramenée au stator et déduire l'inductance mutuelle. Dans ce test, le rotor est bloqué et le moteur est alimenté progressivement par une tension réduite (environ de 10 à 20 % de la tension nominale), de sorte que le courant circulant dans l'enroulement du stator soit égal au courant nominal de la machine. Le réglage de cette tension s'effectue en utilisant une tension d'alimentation variable via un autotransformateur triphasé.

Dans ce test, les mesures du courant de ligne efficace I_{cc} , de la puissance active P_{cc} et de la puissance réactive Q_{cc} permettent de déterminer la résistance rotorique ramenée au stator et les inductances de fuite L_{ls}, L_{lr} . Le rotor est bloqué (le glissement $g = 1$). Dans le cas d'une alimentation sous tension réduite, les pertes dans le noyau sont très faibles (elles sont proportionnelles à V_s^2) et le courant qui circule par la branche magnétisante peut être négligé car le rotor est à l'arrêt. Le schéma équivalent est montré sur la figure 1.11.

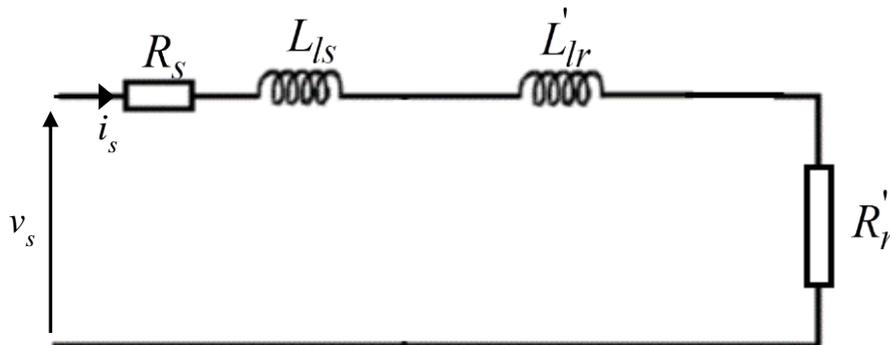


Figure 1.11. Schéma équivalent pour l'essai à rotor bloqué.

A partir de ce test, on a :

$$R'_r = \frac{P_{cc}}{3I_n^2} - R_s = 4.46 \text{ Ohms} \quad 1.28$$

$$R_r = \frac{R'_r}{\left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2} = 4.32 \text{ Ohms} \quad 1.29$$

$$L_{ls} = L'_{lr} = \frac{1}{2} \frac{Q_{cc}}{3(2\pi f)I_n^2} = 0.012 H \quad 1.30$$

$$L_{lr} = \left(\frac{L_m}{L_s}\right)^2 \cdot L'_{lr} = 0.0116 H \quad 1.31$$

A partir de (1.26), la valeur de l'inductance mutuelle est :

$$L_m = L_s - L_{ls} = 0.725 H \quad 1.32$$

1.5.2. Détermination des paramètres mécaniques

✓ Détermination du coefficient de frottement visqueux

Afin de déterminer le coefficient de frottement visqueux, il est nécessaire de connaître les pertes mécaniques. La puissance active absorbée à vide est donnée par [47]:

$$P_0 = P_c + P_{js} + P_{mec} \quad 1.33$$

Avec :

P_c : Pertes dans le noyau

P_{js} : Pertes Joule du stator

P_{mec} : Pertes mécaniques

Ainsi, les pertes rotationnelle peuvent être données par :

$$P_c + P_{mec} = P_0 - P_{js} = P_0 - 3R_s I_0^2 \quad 1.34$$

Dans ce test, le moteur asynchrone (tourne à vide) est alimenté par différentes tensions. A partir de l'équation (1.34), les mesures du courant de ligne efficace I_0 et de la puissance active absorbée P_0 permettent de déterminer $P_c + P_{mec}$ pour chaque tension appliquée.

La figure 1.12 montre la courbe de $(P_c + P_{mec}) = f(3V_s^2)$ qui permet de séparer les pertes dans le noyau sur les pertes mécaniques. Les pertes dans le noyau sont proportionnelles à $3V_s^2$ et elles sont nulles pour $V_s = 0$. Donc, les pertes mécaniques peuvent être déduites lorsque $V_s = 0$.

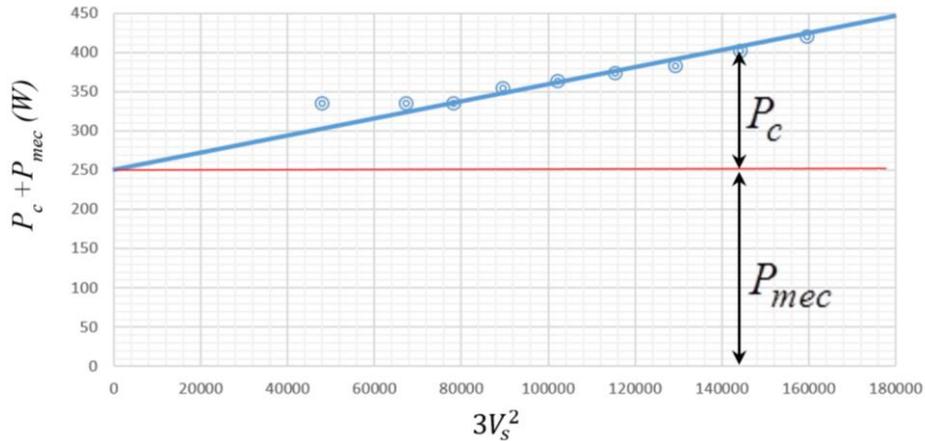


Figure 1.12. Courbe des pertes dans le noyau et les pertes mécaniques.

Pour une vitesse mesurée de 2970 tr/min, le coefficient de frottement est :

$$f \cong \frac{P_{mec}}{\Omega_m^2} \cong \frac{250}{\left(\frac{2970 \times \pi}{30}\right)^2} = 0.00258 \text{ Nm.s/rd} \tag{1.35}$$

✓ **Détermination du moment d'inertie**

A partir du même test, le moment d'inertie peut être obtenu à partir de la courbe de décélération libre obtenue par l'oscilloscope numérique comme indiqué sur la figure 1.13, lorsque le moteur asynchrone est déconnecté de l'alimentation électrique triphasée.

Une fois que le moteur est hors tension et qu'il n'entraîne aucune charge mécanique, l'équation du mouvement prend la forme suivante [47]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = -f . \Omega_m \tag{1.36}$$

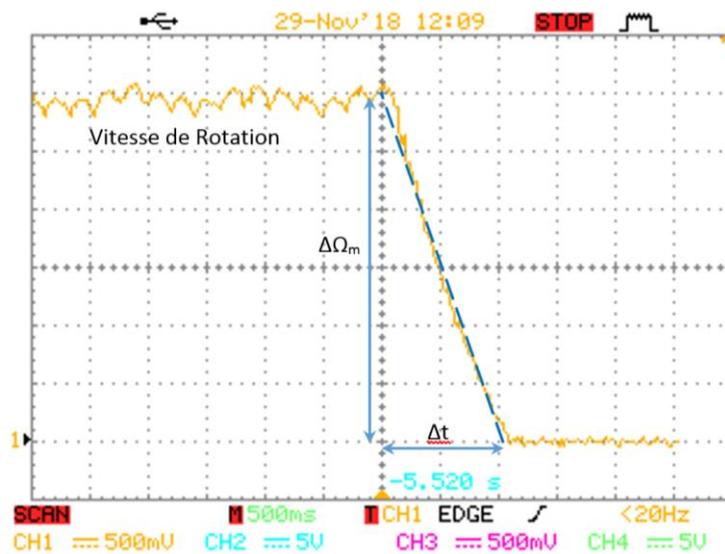


Figure 1.13. Essai de décélération libre.

A partir de la figure 1.13, le moment d'inertie peut être déterminé approximativement par :

$$J \cong \frac{\Delta t}{\Delta \Omega_m} \cdot \Omega_m \cdot f = \frac{1.05}{\left(\frac{2970 \times \pi}{30} - 0\right)} \cdot \left(\frac{2970 \times \pi}{30}\right) \cdot 0.00258 = 0.0027 \text{ kg.m} \quad 1.37$$

Les paramètres de la machine asynchrone déduits des différents essais sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau 1.2 Paramètres de la machine asynchrone.

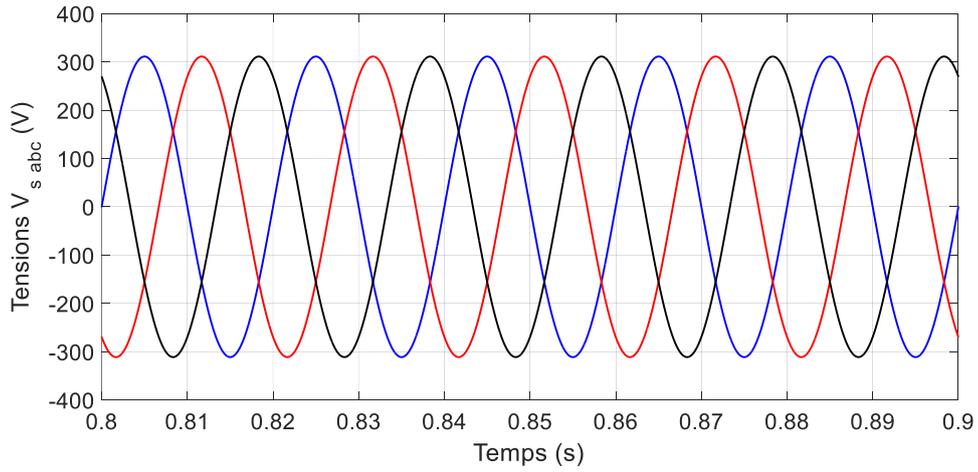
Résistance du stator R_s	5.65 Ω
Résistance du rotor R_r	4.32 Ω
Inductance du stator L_s	737 mH
Inductance du rotor L_r	737 mH
Inductance mutuelle L_m	725 mH
Inductance de fuite du stator L_{ls}	12 mH
Inertie J	0.0027 Kg.m ²
Coefficient de frottement f	0.258 Nm.s/rd

1.6. Validation du modèle de la machine asynchrone

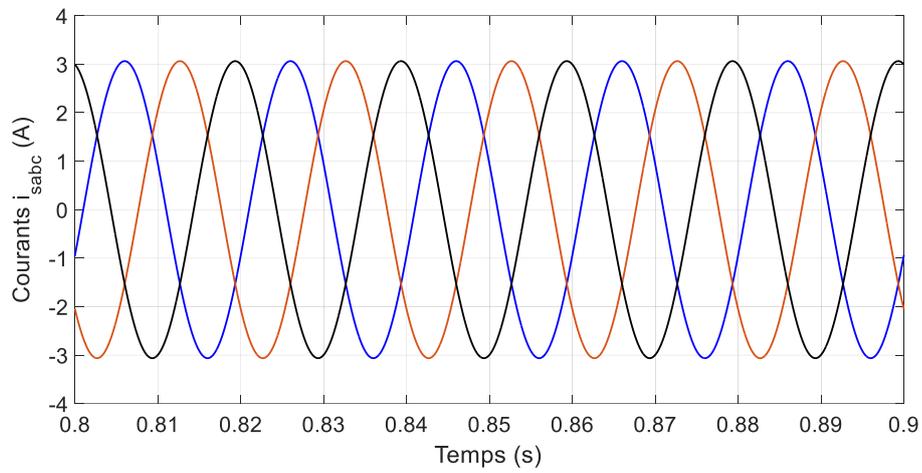
Le modèle de la machine asynchrone a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Dans cette simulation, le stator du moteur est couplé en étoile et est alimenté par une source sinusoïdale triphasée équilibrée de tension nominale 380 V (ligne-ligne). Le couple résistant nominal imposé par la charge mécanique est de 3.31 Nm.

La figure 1.14 montre les principaux résultats obtenus lors de la simulation. Après le passage du régime de démarrage, Il est bien observé que :

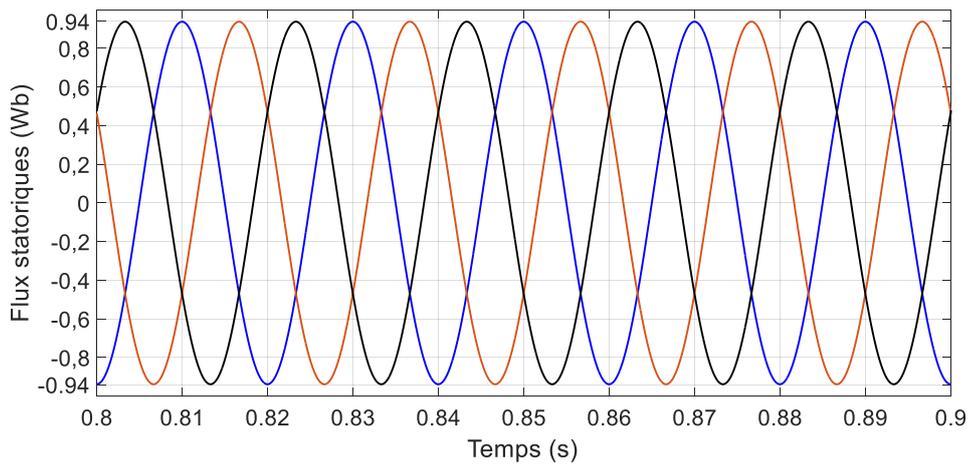
- Les courants statoriques ont des formes d'ondes parfaitement sinusoïdales d'amplitude 3.1 A.
- Les formes d'ondes des flux magnétiques statoriques sont parfaitement sinusoïdales d'amplitude 0.94 Wb.
- La vitesse de rotation se stabilise autour de sa valeur nominale 2880 tr/min.
- Le couple électromagnétique est de 4.11 Nm qui correspond au « couple utile + couple de pertes ».



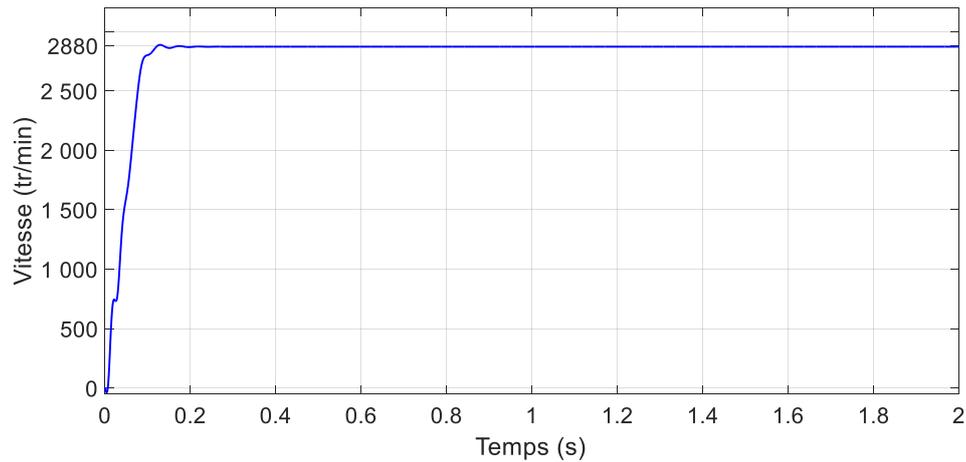
(a) Tensions de phases statoriques



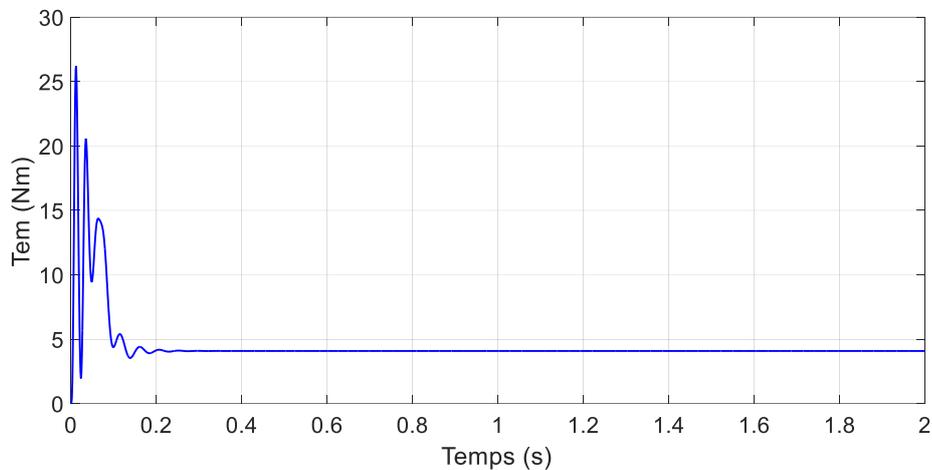
(b) Courants statoriques.



(c) Flux magnétiques statoriques.



(d) Vitesse de rotation.



(e) Couple électromagnétique.

Figure 1.14. Résultats de simulation du moteur asynchrone alimenté par une source sinusoïdale triphasée équilibrée de tension nominale 380V.

Donc le modèle de la machine asynchrone est bien validé car ces résultats sont conformes aux indications portées sur la plaque signalétique de la machine asynchrone (courant nominal de valeur efficace 2.2 A, vitesse nominale 2880 tr/min et couple nominal 3.31 Nm).

1.7. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation d'un système d'entraînement électrique basé sur une machine asynchrone à cage d'écureuil. Ce système est constitué d'un pont redresseur triphasé à diodes accompagné d'un élément de filtrage LC, un dissipateur de freinage, un onduleur triphasé de tension à deux niveaux fonctionnant en MLI et une machine asynchrone.

L'accent a été essentiellement mis sur l'onduleur de tension à MLI et la machine asynchrone, où nous avons donné les relations générales liant les différentes tensions de sortie de l'onduleur et leurs valeurs pour les huit configurations possibles. La modélisation de la machine asynchrone et l'identification paramétrique d'une machine asynchrone à cage d'écureuil de 1 kW sur laquelle nous allons par la suite appliquer des techniques de commande directe de couple (Direct torque control « DTC ») classique et à fréquences de commutation constantes.

CHAPITRE 2

Commande Directe du Couple DTC Conventionnelle de la Machine Asynchrone

CHAPITRE 2

Commande Directe du Couple DTC Conventionnelle de la Machine Asynchrone

2.1. Introduction

La machine asynchrone à cage d'écureuil, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variateurs de vitesse [1-4]. De par sa structure, cette machine possède un problème qui réside dans le couplage entre le couple et le flux, ce qui donne un modèle complètement non linéaire et complexifie beaucoup la commande de cette machine [1]. Différentes techniques de commande scalaire et vectorielle ont été développées pour supprimer ce couplage interne, elles permettent d'assurer un certain découplage dans le moteur de façon à ce que le flux et le couple électromagnétique soient commandés indépendamment [3-7].

Dans le cadre du travail présenté dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'étude de la commande directe du couple conventionnelle « Direct Torque Control (DTC) » appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette technique a été développée par I. Takahashi et T. Noguchi [8] et M. Depenbrock [9] dans les années 1980, et se présente comme la principale concurrente des méthodes de commande vectorielles à flux rotorique orienté « Field Oriented Control (FOC) ». Cette technique de commande a pour but de supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple, elle présente des performances dynamiques remarquables, ainsi qu'une bonne robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine. En premier lieu, on donne le principe de cette commande DTC avec deux structures (avec et sans sélection des vecteurs tensions nuls). En deuxième lieu, on présente une étude en simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink qui permet de comparer et d'analyser les performances de ces deux structures dans différents régimes de fonctionnement.

2.2. Principe de la commande DTC conventionnelle

2.2.1. Structure générale de la technique de commande DTC conventionnelle

Le schéma synoptique de la commande DTC conventionnelle proposée par I. Takahashi, et T. Noguchi, appliquée à la machine asynchrone est représenté par la figure 2.1. Les grandeurs contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique. La valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide des comparateurs à hystérésis (CH),

dont un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux peut être utilisé pour le contrôle du couple électromagnétique et un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour le contrôle du module du flux statorique [8]. Une table de commutation de Takahashi est utilisé pour la sélection du vecteur tension optimal pour l'onduleur triphasé de tension selon :

- Le signal de sortie du comparateur à hystérésis du couple électromagnétique ;
- Le signal de sortie du comparateur à hystérésis du flux statorique ;
- Le signal informant sur la position du vecteur flux statorique.

Les caractéristiques générales de la commande DTC sont :

- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande indirecte des intensités et des tensions du stator de la machine ;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales ;
- Une réponse dynamique rapide de la machine ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de bandes d'hystérésis.

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

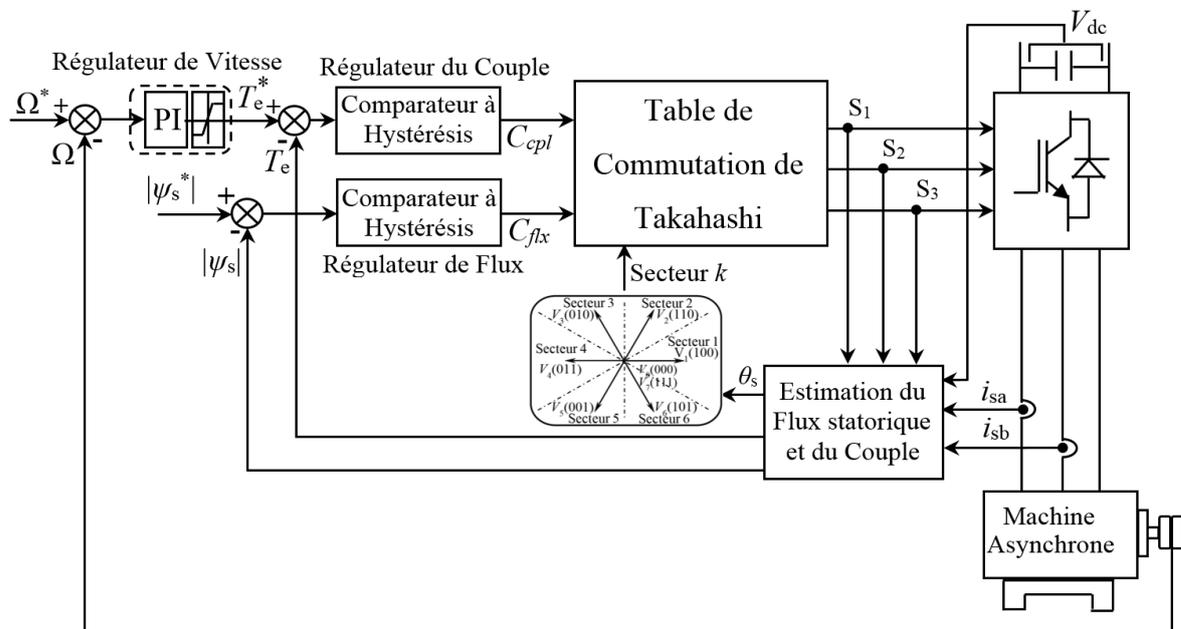


Figure 2.1. Structure générale de la technique de commande DTC conventionnelle appliquée à la machine asynchrone.

Comparativement à la commande FOC, la commande DTC possède une simple structure et offre un bon contrôle du couple électromagnétique dans les régimes de fonctionnement transitoire et permanent [1-36]. Cependant, cette technique de commande présente certains inconvénients, parmi lesquels on peut citer [10,11] :

- un contrôle difficile du couple électromagnétique en très faible vitesse ;
- phénomène de démagnétisation (stator-flux demagnetization phenomenon) lors du fonctionnement en faibles vitesses.
- des ondulations importantes du couple électromagnétique et des courants statoriques ;
- fréquence de commutation fortement variable ;
- bruit acoustique lors du fonctionnement en faibles vitesses ;
- absence de contrôle direct du courant.

2.2.2. Principe de contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique

2.2.2.1. Contrôle du flux statorique

A partir de (1.20), le flux statorique de la machine asynchrone peut être obtenu par :

$$\psi_s = \int_0^t (v_s - R_s i_s) dt + \psi_s(0) \quad 2.1$$

En considérant que le terme $R_s i_s$ est négligeable devant v_s , on obtient :

$$\psi_s = \int_0^t v_s dt + \psi_s(0) \quad 2.2$$

Dans le cas où on applique un vecteur tension non nul à la machine pendant une période de contrôle $[0, T_{éch}]$, correspondant à la période d'échantillonnage $T_{éch}$, l'expression (2.2) peut s'écrire comme suit :

$$\psi_s = v_s T_{éch} + \psi_s(0) \quad 2.3$$

Où $\psi_s(0)$ est le vecteur flux statorique à $t = 0$

Donc :

$$\Delta\psi_s = \psi_s - \psi_s(0) = v_s T_{éch} \quad 2.4$$

A partir de (2.4), on constate que pour un intervalle de temps de largeur $T_{éch}$ l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace sur une droite dont la direction est celle du vecteur tension sélectionné à la sortie de l'onduleur s'il n'est pas nul, si non le vecteur flux s'arrête mais il ne

change pas son sens de rotation. La figure 2.2 montre un exemple de l'évolution de l'extrémité du flux statorique pour $R_s i_s$ négligeable.

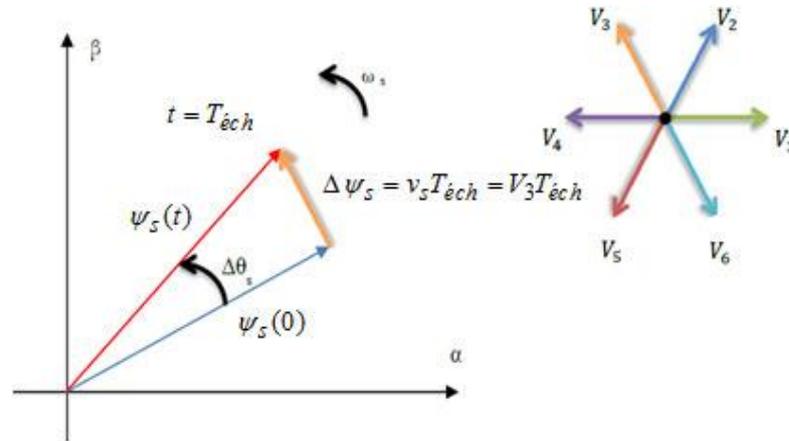


Figure 2.2. Exemple de l'évolution de l'extrémité du flux statorique pour $R_s i_s$ négligeable.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tensions fournis par l'onduleur. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique comme le montre la figure 2.2. Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage $T_{éch}$, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire circulaire et maintenir l'amplitude de flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure 2.3 pour un exemple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux, dont le flux statorique est forcé à suivre sa référence dans une bande d'hystérésis dans tous les six secteurs [1,6].

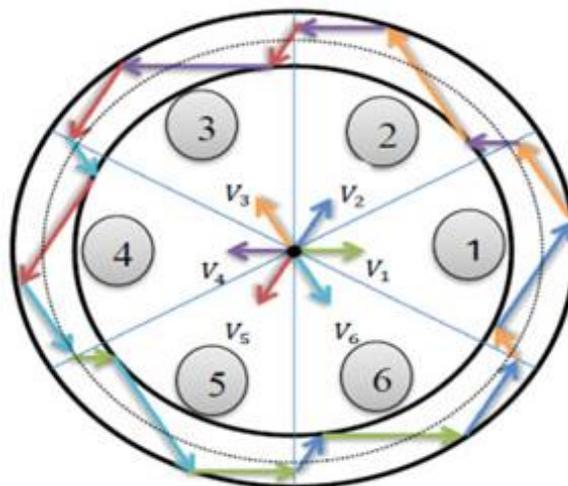


Figure 2.3. Trajectoire du flux statorique.

2.2.2.2. Contrôle du couple électromagnétique

A partir de (1.21), le courant du rotor peut s'écrire par :

$$i_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\psi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \psi_s \right) \quad (2.5)$$

En remplaçant l'équation (2.5) dans l'équation (1.20), on obtient :

$$\frac{d\psi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} + j\omega \right) \psi_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \psi_s \quad (2.6)$$

- En régime permanent, le flux rotorique est donné par :

$$\psi_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\psi_s}{(1 + j\omega\sigma T_r)} \quad (2.7)$$

Les relations (2.1), (2.6) et (2.7) montrent que :

- Le vecteur ψ_s peut être contrôlé à partir du vecteur v_s aux chutes de tensions $R_s i_s$ prés.
- Le flux ψ_r suit les variations de ψ_s avec un petit retard causé par la constante de temps σT_r
- Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux ψ_s et ψ_r .

En faisant intervenir les flux statorique et rotorique, le couple électromagnétique peut être exprimé par :

$$T_{em} = \frac{PL_m}{L_r L_s \sigma} (\psi_r \otimes \psi_s) = \frac{PL_m}{L_r L_s \sigma} |\psi_r| |\psi_s| \sin \theta_{sr} \quad (2.8)$$

Avec :

θ_{sr} : Angle entre le vecteur flux rotorique et le vecteur flux statorique.

\otimes : Symbolise le produit vectoriel.

De (2.8), on constate que le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs ψ_s et ψ_r et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler correctement le flux ψ_s (à partir de v_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de ψ_s et ψ_r , donc le couple. Ceci est possible si la période d'échantillonnage $T_{éch}$ de la tension v_s est telle que $T_{éch} \ll \sigma T_r$. Supposons que le flux rotorique tourne dans un sens de rotation et que le flux statorique tourne dans le sens inverse par l'application des vecteurs actifs de l'onduleur, l'angle

relatif entre le stator et le rotor diminue rapidement et provoque une diminution rapide du couple. La même chose se produit lors de l'application des vecteurs nuls, mais pour ce dernier cas la diminution du couple sera moins rapide par rapport au premier cas [1,6].

2.2.3. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

2.2.3.1. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux statorique peut être réalisée à partir de mesures des grandeurs statoriques « les courants et les tensions ». A partir de (1.20), les composantes $\psi_{s\alpha}$ et $\psi_{s\beta}$ estimées du vecteur flux statorique peuvent être obtenues comme suit :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad 2.9$$

Les composantes $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ peuvent être obtenues à partir des signaux de commande (S_1 , S_2 et S_3) et de la tension de bus continu de l'onduleur V_{dc} comme :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad 2.10$$

Le module du flux statorique estimé s'écrit :

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad 2.11$$

Le secteur k dans lequel se trouve le vecteur flux statorique est déduit à partir de l'angle θ_s que fait ce vecteur avec le référentiel statorique, cet angle est calculé comme suit :

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right) \quad 2.12$$

2.2.3.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des composantes (α , β) des vecteurs courant et flux estimé statoriques, et peut se mettre sous la forme suivante [1,6] :

$$T_e = P(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad 2.13$$

2.2.4. Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur tension v_s dépend de la position de ψ_s dans le référentiel (α, β) , de la variation souhaitée pour le module de ψ_s , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de ψ_s .

L'espace d'évolution de ψ_s dans (α, β) est décomposée en six zones (secteurs), telle que représentée sur la figure 2.4. Lorsque le flux statorique se trouve dans une zone k , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si V_{k+1} est sélectionné alors ψ_s croit et T_e croit.
- Si V_{k-1} est sélectionné alors ψ_s croit et T_e décroît.
- Si V_{k+2} est sélectionné alors ψ_s décroît et T_e croit.
- Si V_{k-2} est sélectionné alors ψ_s décroît et T_e décroît.
- Si V_0 et V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux ψ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux ψ_s reste inchangée.

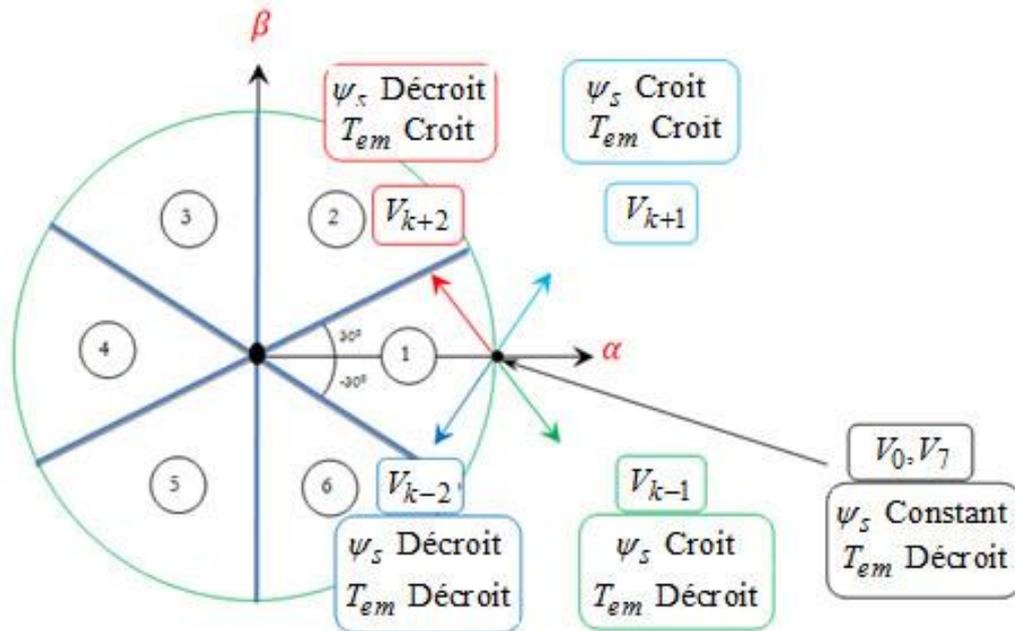


Figure 2.4. Choix du vecteur tension dans la zone 1.

2.2.5. Contrôleur du flux statorique

Pour contrôler le flux statorique, on utilise un comparateur à hystérésis à deux niveaux afin de le maintenir dans une couronne circulaire, en comparant sa valeur estimée avec une valeur de référence, la sortie du comparateur à hystérésis est une valeur binaire 1 ou 0 (figure 2.5) [7].

- $C_{flx} = 1$: indique que le module du flux doit s'augmenter.
- $C_{flx} = 0$: indique que le module du flux doit se diminuer.

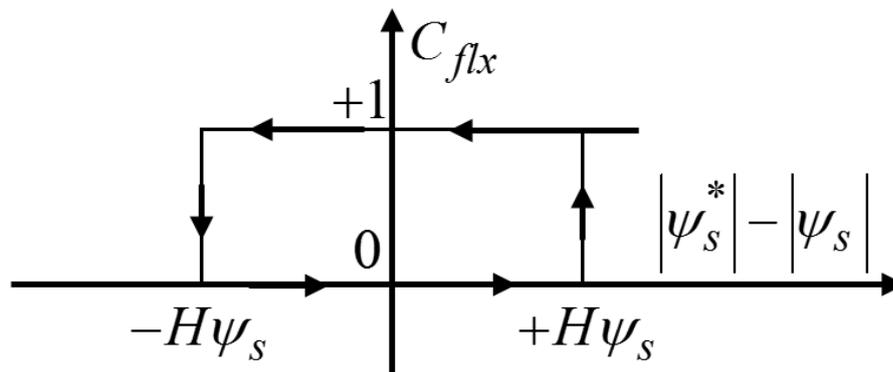


Figure 2.5. Comparateur du flux statorique à bande d'hystérésis à deux niveaux.

2.2.6. Tables de commutation et contrôleurs du couple électromagnétique

La commande DTC conventionnelle permettant le fonctionnement dans les deux sens de rotation de la machine asynchrone peut être implémentée avec deux structures différentes. Cette différence réside dans le comparateur à hystérésis du contrôleur utilisé pour le couple électromagnétique à deux ou à trois niveaux et la table de commutation de Takahashi qui utilise soit tous les vecteurs tensions actifs et nuls ou bien les vecteurs tensions actifs seulement.

2.2.6.1. Structure de la commande DTC avec l'utilisation de tous les vecteurs tensions

2.2.6.1.1. Principe

Cette structure permet de contrôler la machine asynchrone dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif en appliquant tous les vecteurs tensions (six actifs et deux nuls) [8,34].

Dont les vecteurs tensions actifs sont : $V_1(100)$, $V_2(110)$, $V_3(010)$, $V_4(011)$, $V_5(001)$, $V_6(101)$.

Et les vecteurs nuls sont : $V_0(000)$ et $V_7(111)$.

La table de commutation de Takahashi utilisé est donnée par le tableau 2.1.

Tableau 2.1. Table de commutation de Takahashi.

Secteur k		1	2	3	4	5	6
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_{cpl} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$C_{cpl} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Cette table de commutation est commandée par trois paramètres :

- k est le numéro du secteur dans lequel se trouve le vecteur flux statorique. On considère ici six secteurs de 60° chacun (figure 2.1).
- C_{flx} : sortie du comparateur à hystérésis du flux statorique, qui dépend de la valeur du flux statorique par rapport à sa bande d'hystérésis.
- C_{cpl} : sortie du comparateur à hystérésis du couple électromagnétique, qui dépend de la valeur du couple électromagnétique par rapport à sa bande d'hystérésis.

Ce contrôleur est un comparateur à hystérésis à trois niveaux. La sortie de celui-ci, présentée par la variable C_{cpl} (figure 2.6) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative, ou diminuée ($C_{cpl} = 0$). Ce contrôleur permet de pouvoir diminuer le couple rapidement en appliquant les vecteurs V_{k-1} et V_{k-2} si la rotation est dans le sens antihoraire, et par les vecteurs V_{k+1} et V_{k+2} pour le sens horaire [1,8, 34].

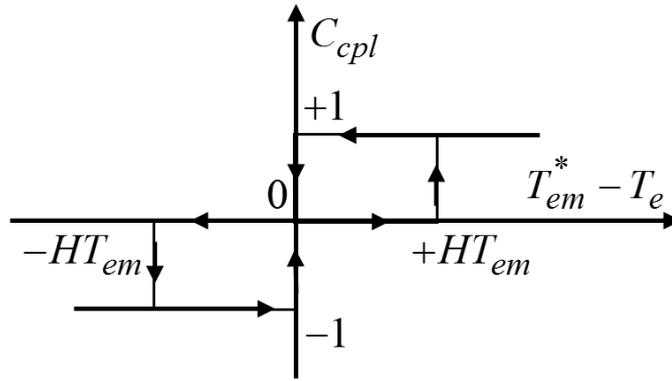


Figure 2.6. Comparateur du couple électromagnétique à bande d'hystérésis à trois niveaux.

2.2.6.1.2. Phénomène de démagnétisation

Il est certain que la structure DTC conventionnelle avec sélection de tous les vecteurs tensions (actifs et nuls) offre la réduction des ondulations du couple. Cependant, il est à noter qu'elle est affectée par un phénomène indésirable d'affaiblissement du flux statorique (Stator-flux demagnetization phenomenon). Ce problème apparaît aux limites des secteurs, lorsque le vecteur flux statorique se déplace d'un secteur au secteur suivant, en particulier lors du régime de fonctionnement en basses vitesses. Dans ce régime, le système de commande sélectionne plusieurs fois des vecteurs tensions nuls provoquant une réduction du niveau du flux en raison des effets de la chute de tension de la résistance statorique. Ce phénomène de démagnétisation représente le principal inconvénient de cette structure [11, 23, 31-34].

Afin de montrer ce problème, on présente le développement mathématique suivant :

Si le terme $R_s i_s$ est non négligeable, (2.4) devient :

$$\Delta \psi_s = (v_s - R_s i_s) T_{éch} \quad 2.14$$

L'équation (2.14) montre la relation entre le vecteur tension de sortie de l'onduleur et la variation du flux statorique. On peut facilement expliquer le phénomène de démagnétisation lors du fonctionnement en basses vitesses en considérant un exemple où le vecteur flux statorique est situé dans le secteur 2 pour deux cas :

a) Démagnétisation provoquée par les vecteurs tensions actifs

Lorsque le vecteur tension actif est appliqué, le flux statorique peut être exprimé sous la forme discrète :

$$\psi_{s,k+1} = \psi_{s,k} + v_s T_{éch} - R_s i_s T_{éch} \quad 2.15$$

On observe qu'à partir de (2.15) et de la figure 2.7 que dans la région proche du début du secteur 2, le flux statorique ψ_s subit une diminution lors de l'application du vecteur tension actif V_3 qui est sélectionné pour augmenter l'amplitude du flux statorique selon la table de commutation (tableau 2.1). L'affaiblissement du flux statorique est dû, d'une part, au fait que le vecteur tension actif appliqué devient inefficace pour augmenter le flux statorique. D'autre part, à la chute de tension aux bornes de la résistance du stator qui devient comparable à la tension d'entrée du stator. Au contraire, dans la région en dehors du début du secteur 2, le flux statorique est augmenté lorsque le vecteur tension V_3 est appliqué, car ce vecteur devient plus efficace pour augmenter le flux statorique résultant et le problème de démagnétisation est disparu [32,33].

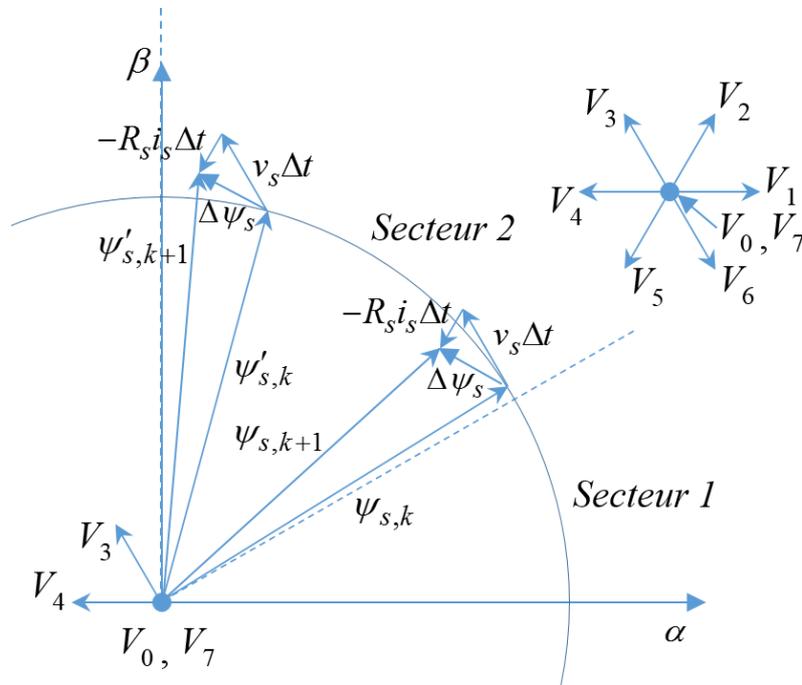


Figure 2.7. Exemple de démagnétisation provoquée par un vecteur tension actif (non nul).

b) Démagnétisation provoquée par les vecteurs tensions nuls

Lorsque le vecteur tension nul est appliqué, le flux statorique peut être exprimé sous la forme :

$$\psi_{s,k+1} = \psi_{s,k} - R_s i_s T_{éch} \tag{2.16}$$

A partir de (2.16) et de la figure 2.8, on observe que le mouvement du flux statorique est fortement affecté par le vecteur courant statorique et que le flux statorique correspondant subit une diminution remarquable à cause de la chute de tension ohmique statorique [32,33].

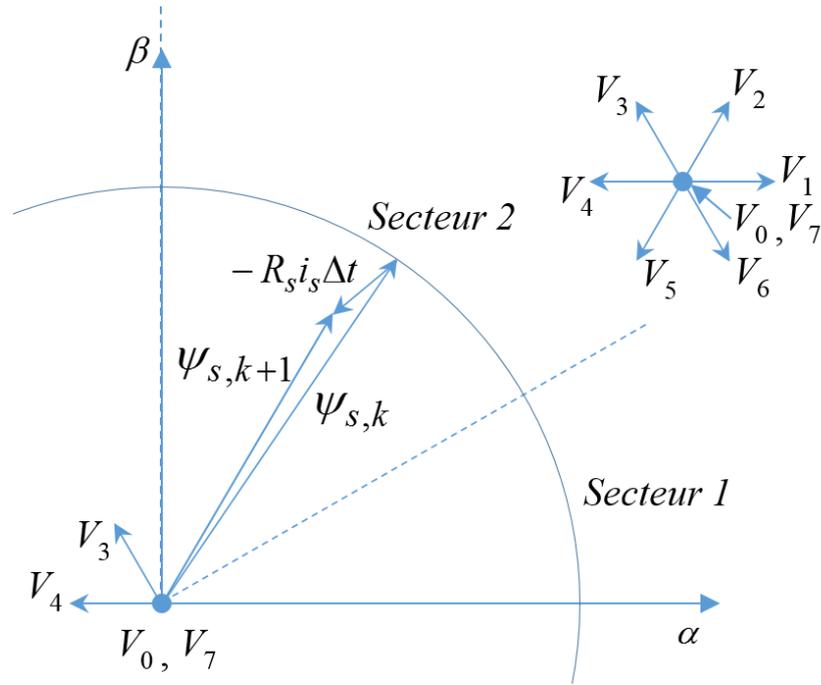


Figure 2.8. Exemple de démagnétisation provoquée par un vecteur tension nul.

2.2.6.2. Structure de la commande DTC sans sélection des vecteurs tensions nuls

Comme nous l’avons vu précédemment, la structure de commande DTC avec l’utilisation de tous les vecteurs tensions présente un phénomène de démagnétisation lors des régimes de fonctionnement en basses vitesses de l’entraînement électrique. Ce problème apparaît aux limites des secteurs et il est plus aggravé lors de l’application de vecteurs tensions nuls [32,33].

Pour réduire l’impact de ce phénomène, on peut appliquer la commande DTC sans sélection des vecteurs tensions nuls [11,34]. La table de commutation de Takahashi sans sélection des vecteurs tensions nuls est donnée par le tableau 2.2.

Tableau 2.2. Table de commutation de Takahashi sans sélection des vecteurs tensions nuls.

Secteur k		1	2	3	4	5	6
$C_{flx} = 1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$C_{flx} = 0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Cette structure permet également de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif, en appliquant uniquement les vecteurs tensions actifs (sans vecteurs tensions nuls). Dans le but de contrôler le couple électromagnétique, cette technique utilise un comparateur à hystérésis à deux niveaux.

La sortie de celui-ci, présentée par la variable C_{cpl} (figure 2.9) indique :

- si l'amplitude du couple doit être augmentée ($C_{cpl} = 1$) ou diminuée ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne positive ;
- si l'amplitude du couple doit être augmentée ($C_{cpl} = -1$) ou diminuée ($C_{cpl} = 1$) pour une consigne négative.

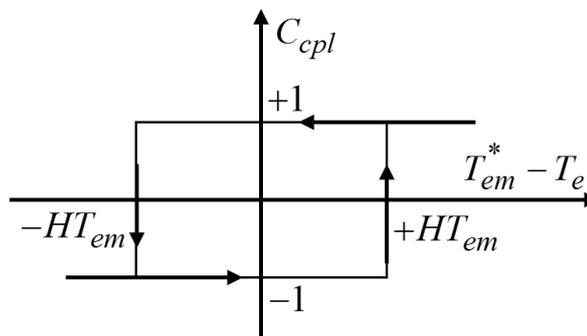


Figure 2.9. Comparateur du couple électromagnétique à bande d'hystérésis à deux niveaux.

2.3. Etude en simulation numérique

Dans ce paragraphe, on va présenter une étude en simulation qui permet d'analyser les performances de la commande DTC conventionnelle appliquée à la machine asynchrone à cage avec deux structures (tableau 2.1 et tableau 2.2). Les performances seront évaluées en termes d'ondulations du couple électromagnétique et de phénomène de démagnétisation lors du fonctionnement en basses vitesses. Le modèle de ce système d'entraînement électrique a été simulé sous l'environnement Matlab /Simulink en utilisant le solveur à pas fixe ODE1 (Euler). Le moteur asynchrone à cage utilisé est couplé en étoile et ses paramètres sont indiqués dans le tableau 1.2.

Le module du flux statorique de référence est fixé à 0.94 Wb.

La tension de référence du bus continu de l'onduleur de tension est fixée à 630 V

La bande d'hystérésis du contrôleur du flux statorique : $\pm 0.01 \text{ Wb}$

La bande d'hystérésis du contrôleur du couple électromagnétique :

Structure DTC-tableau 2.1 : le comparateur à hystérésis utilisé est à trois niveaux : (+0.6 Nm, 0 Nm, -0.6 Nm).

Structure DTC-tableau 2.2 : le comparateur à hystérésis utilisé est à deux niveaux : $\pm 0.3 Nm$

2.3.1. Analyse des performances des commandes DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2 en vitesse élevée

Pour ce test, on a choisi une consigne de vitesse égale à la vitesse de rotation nominale du moteur 2880 tr/min. Le système a été simulé avec un démarrage à vide dans le sens direct du moteur asynchrone, suivi d'une application d'un couple résistant nominal de 3.11 N.m à l'instant 0.6 s. Les principaux résultats de ce test sont montrés sur les figures 2.10 à 2.13.

D'après ces résultats, on peut faire les commentaires suivants :

- à vide (avant 0.6 s) et à pleine charge (après 0.6 s), l'amplitude du flux statorique est bien régulée à sa valeur de référence 0.94 Wb pour les deux cas ; structure DTC-tableau 2.1 et structure DTC-tableau 2.2.
- à vide (avant 0.6 s) et à pleine charge (après 0.6 s), la vitesse de rotation du moteur est bien régulée à sa valeur de référence 2880 tr/min pour les deux cas ; structure DTC-tableau 2.1 et structure DTC-tableau 2.2.
- à vide (avant 0.6 s) et à pleine charge (après 0.6 s), la fréquence de commutation est fortement variable pour les deux cas ; structure DTC-tableau 2.1 et structure DTC-tableau 2.2.
- Comparativement à la structure DTC-tableau 2.2, la structure DTC-tableau 2.1 offre de bonnes performances en termes de réductions des ondulations du couple électromagnétique et de taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion THD) des courants statoriques (7.22 % pour DTC-tableau 2.1 et 9.05 % pour DTC-tableau 2.2). Ceci montre que l'utilisation des vecteurs tensions nuls participe beaucoup à la réduction des ondulations du couple électromagnétique et à l'amélioration de la qualité de formes d'ondes des courants statoriques.

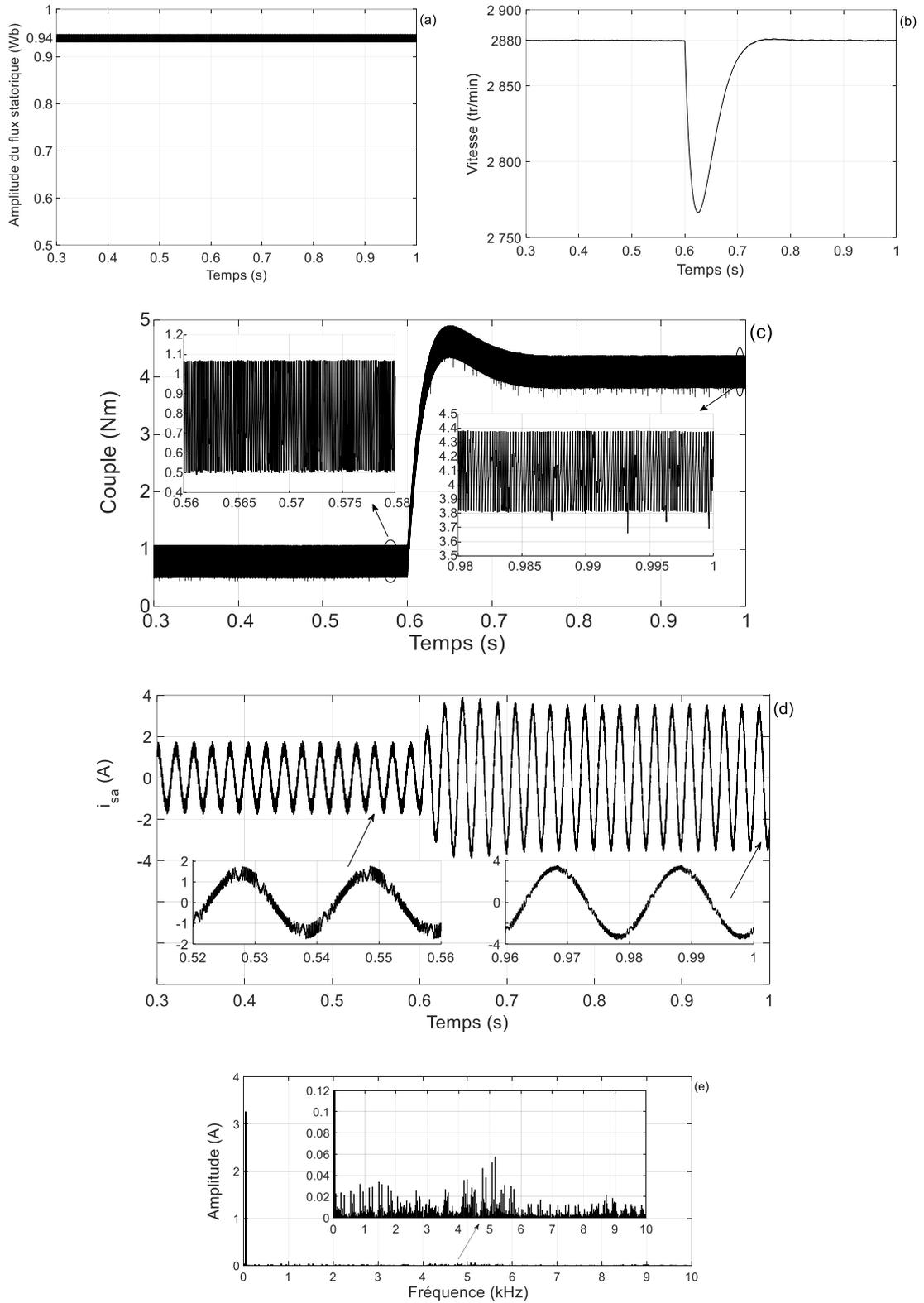


Figure 2.10. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-tableau 2.1 : (a) module du flux statorique estimé, (b) vitesse de rotation, (c) Couple électromagnétique estimé, (d) courant statorique i_{sa} , (e) Spectre harmonique associé à i_{sa} en régime nominal.

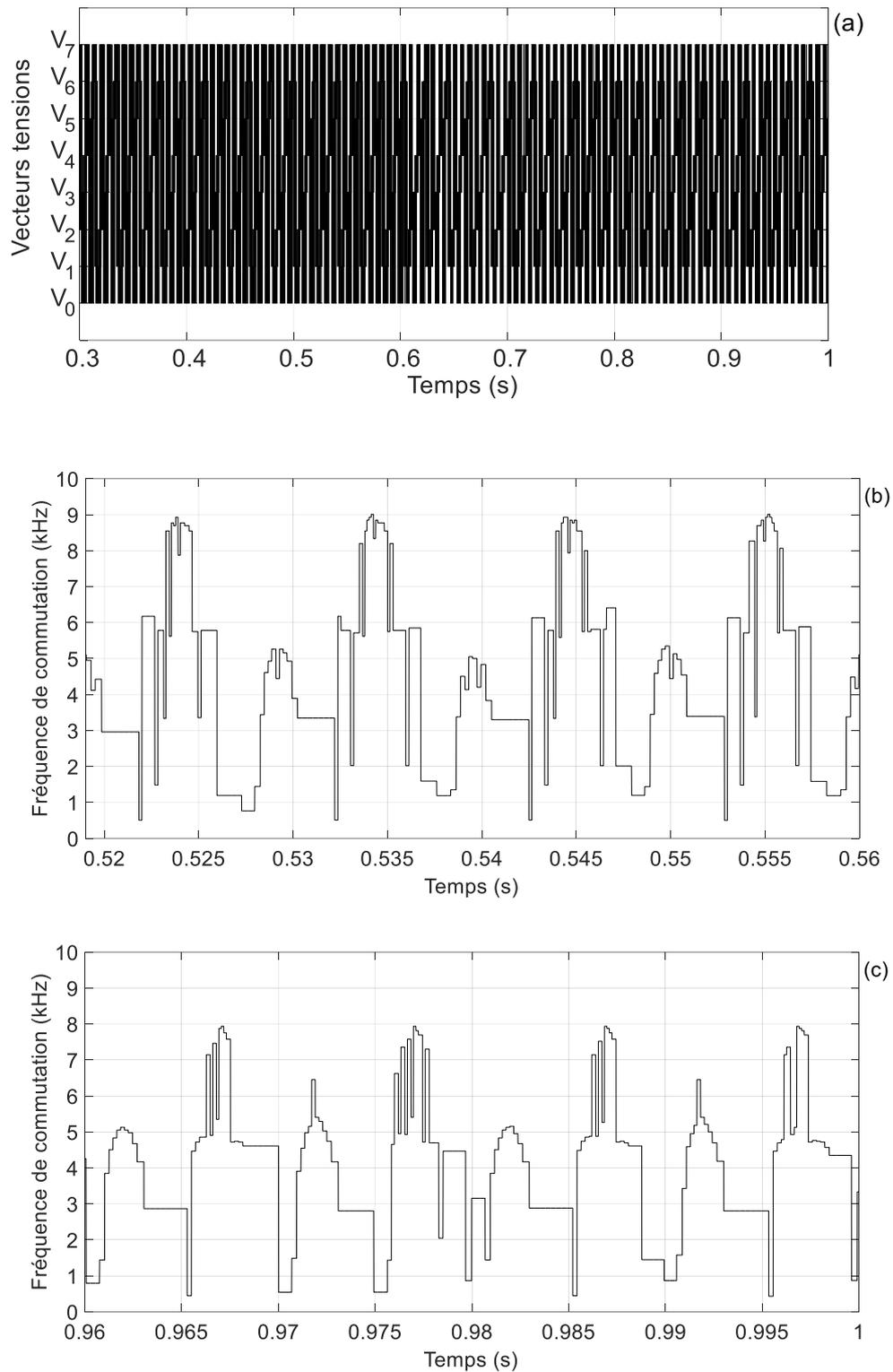


Figure 2.11. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-tableau 2.1.
(a) Vecteurs tensions, (b) fréquence de commutation à vide,
(c) fréquence de commutation en régime nominal.

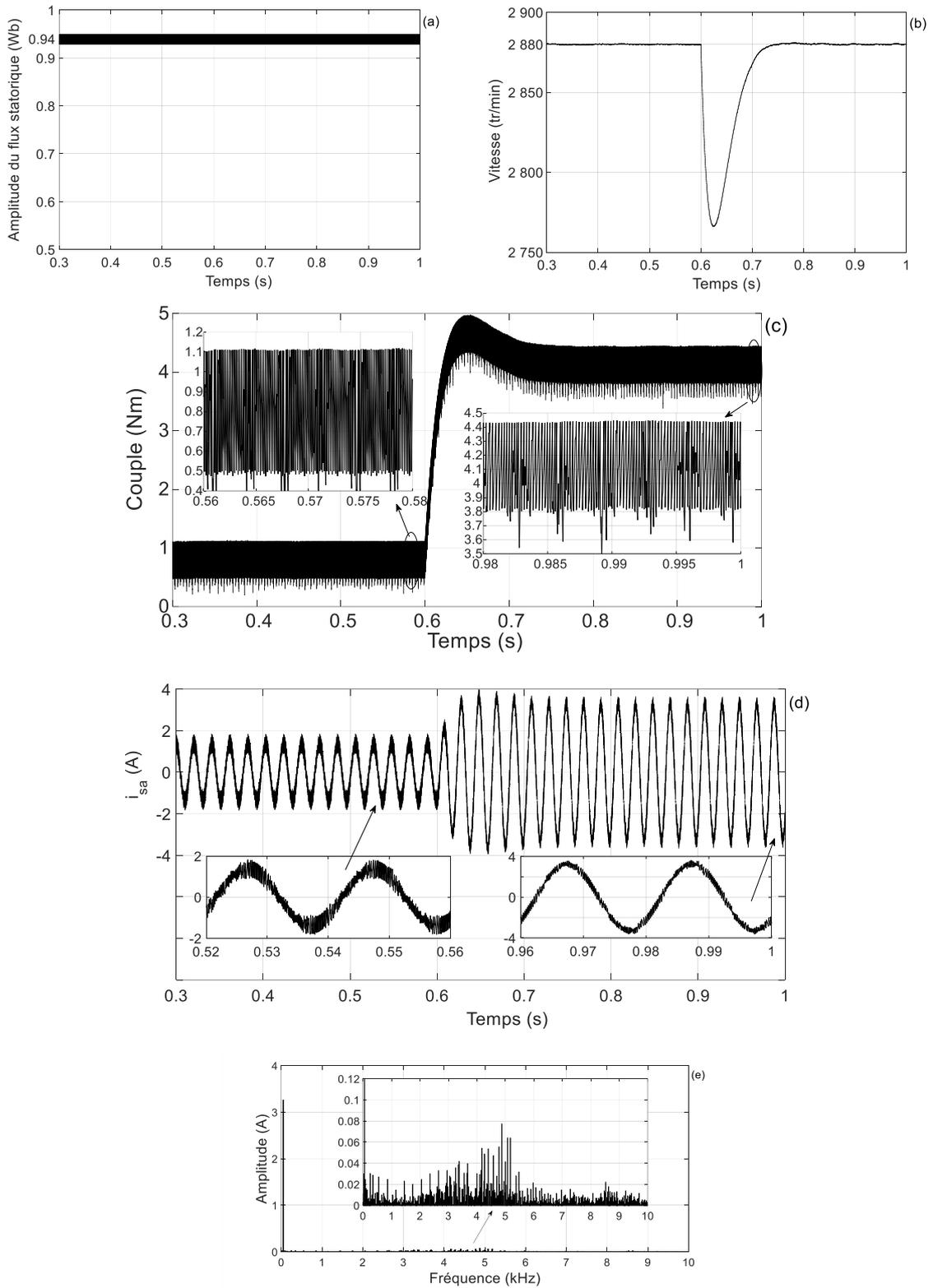


Figure 2.12. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-tableau 2.2 : (a) module du flux statorique estimé, (b) vitesse de rotation, (c) Couple électromagnétique estimé, (d) courant statorique i_{sa} , (e) Spectre harmonique associé à i_{sa} en régime nominal.

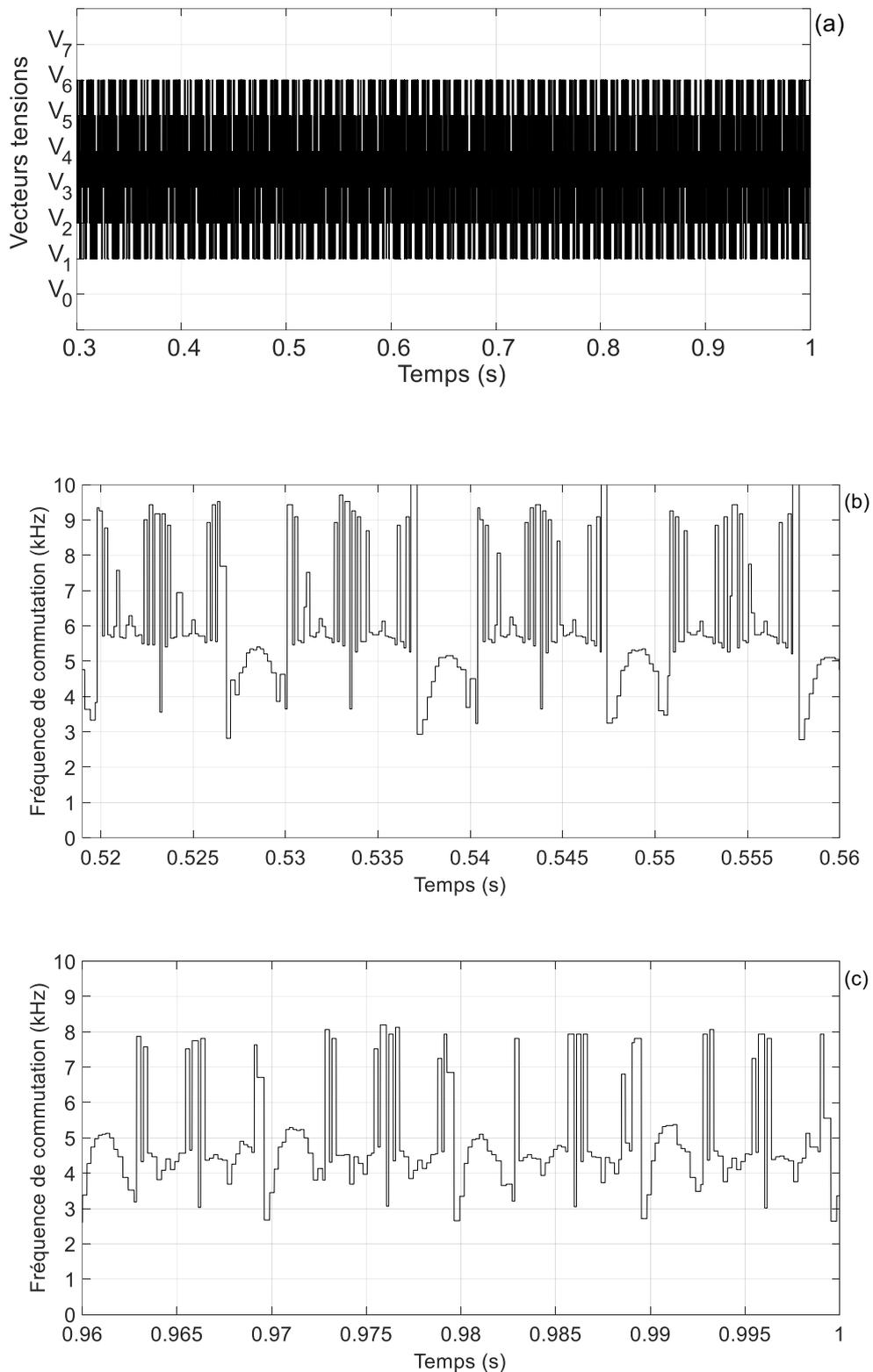


Figure 2.13. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-tableau 2.2.

(a) Vecteurs tensions, (b) fréquence de commutation à vide,
(c) fréquence de commutation en régime nominal.

2.3.2. Analyse des performances des commandes DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2 en basses vitesses

Afin de montrer le problème du phénomène de démagnétisation causé par l'utilisation des vecteurs tensions nuls lors du fonctionnement en basses vitesses, quatre tests de simulation sont effectués pour la commande DTC conventionnelle avec et sans sélection des vecteurs tensions nuls (tableau 2.1 et tableau 2.2).

- **Test 1** : Fonctionnement en basse vitesse à 200 tr/min en pleine charge
- **Test 2** : Inversion brusque du sens de rotation du moteur de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge
- **Test 3** : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge
- **Test 4** : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide

Les résultats illustrés sur les figures 2.14 à 2.17 peuvent évaluer clairement la réponse du flux statorique. D'après ces résultats, on peut remarquer que :

- **Pour la structure DTC-tableau 2.2 :**

Dans les quatre tests, cette technique maintient le flux statorique bien régulé autour de sa référence 0.94 Wb sur toutes les plages de fonctionnement. Mais comparativement à la structure DTC-tableau 2.1, cette structure présente des ondulations importantes du couple électromagnétique.

- **Pour la structure DTC-tableau 2.1 :**

- D'après la figure 2.14, le flux statorique est régulé autour de sa référence 0.94 Wb, mais il est affecté par un affaiblissement (diminution jusqu'à 0.92 Wb) quand il passe d'un secteur au secteur suivant (autour des limites des secteurs).
- D'après la figure 2.15, le flux statorique est régulé autour de sa référence 0.94 Wb, mais il est affecté par un affaiblissement notable (diminution jusqu'à 0.85 Wb) autour des limites des secteurs pour une vitesse voisine de zéro.
- D'après la figure 2.16, le flux statorique est régulé autour de sa référence 0.94 Wb pour 1000 tr/min, mais il présente un affaiblissement (diminution jusqu'à 0.92 Wb) autour des limites des secteurs pour 100 tr/min.
- D'après la figure 2.17, le flux statorique est régulé autour de sa référence 0.94 Wb pour 1000 tr/min, mais pour 100 tr/min il diminue de plus en plus, ce qui provoque un fonctionnement indésirable de l'entraînement électrique.

❖ Test 1 : Fonctionnement en basse vitesse à 200 tr/min en pleine charge

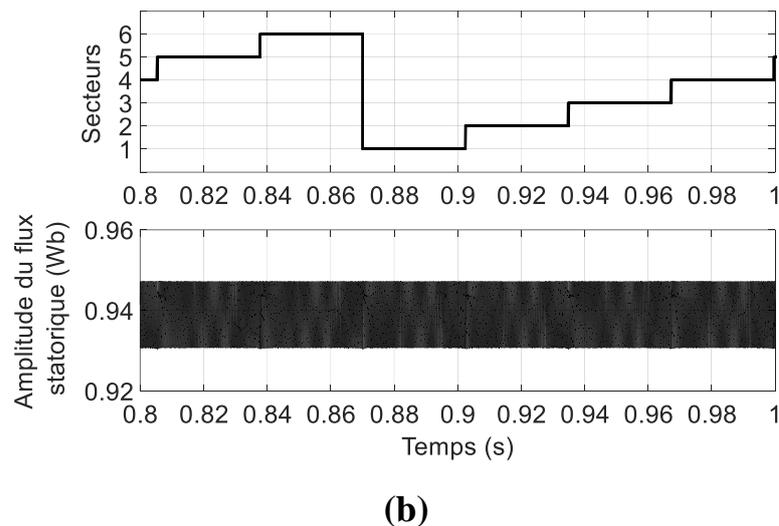
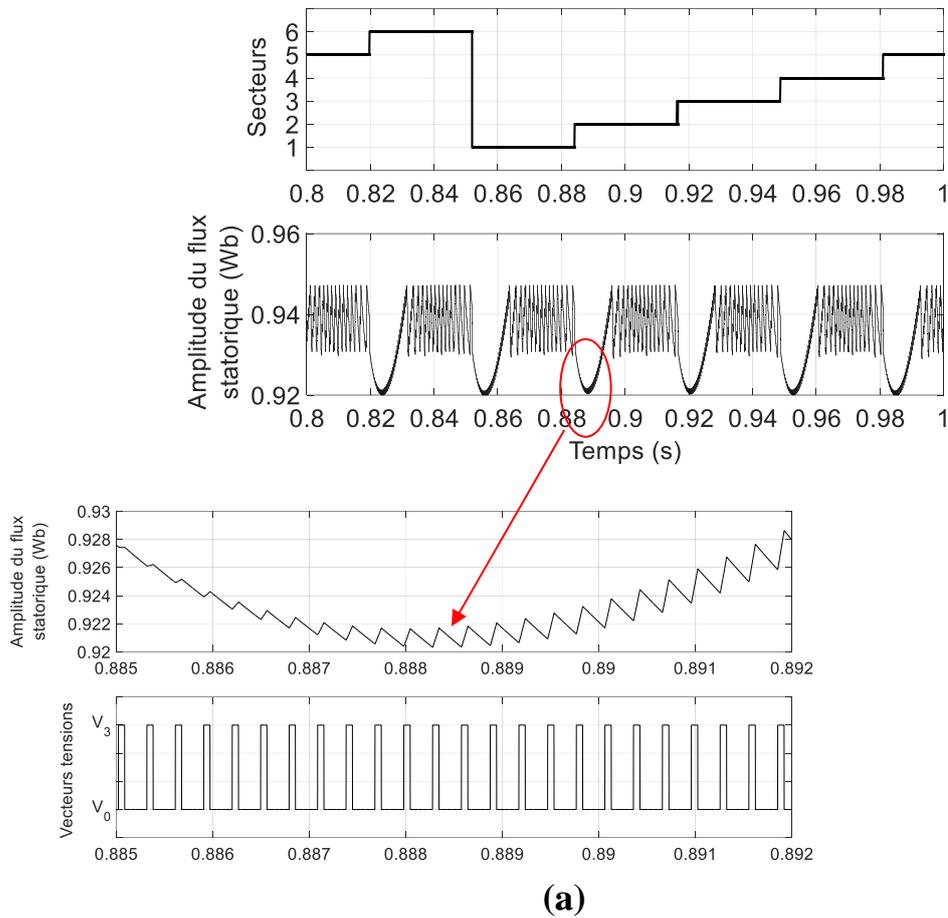
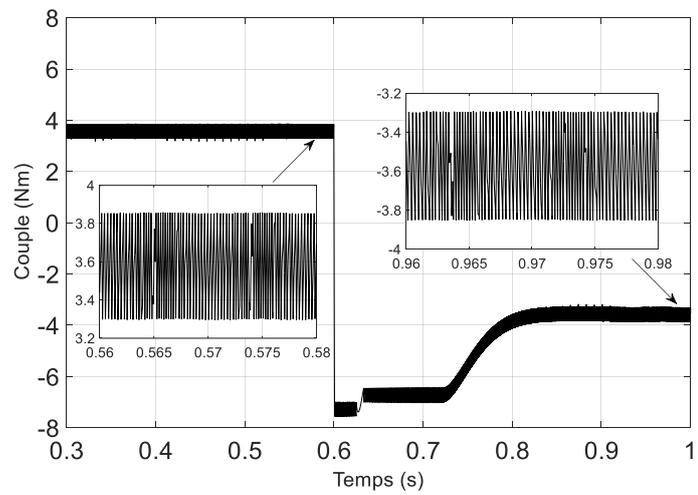
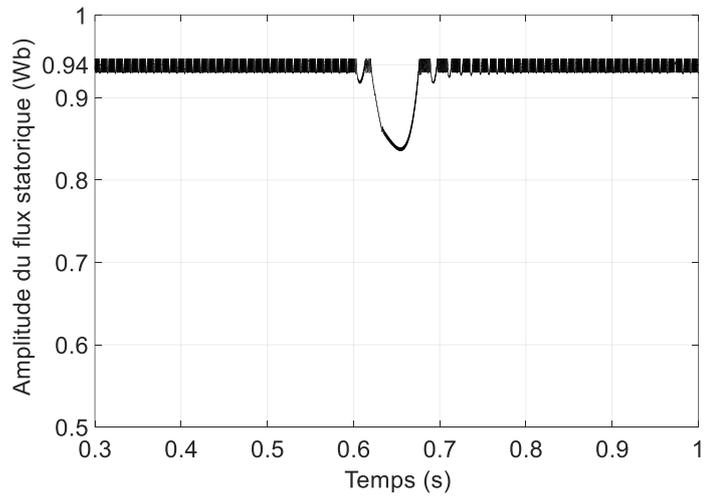
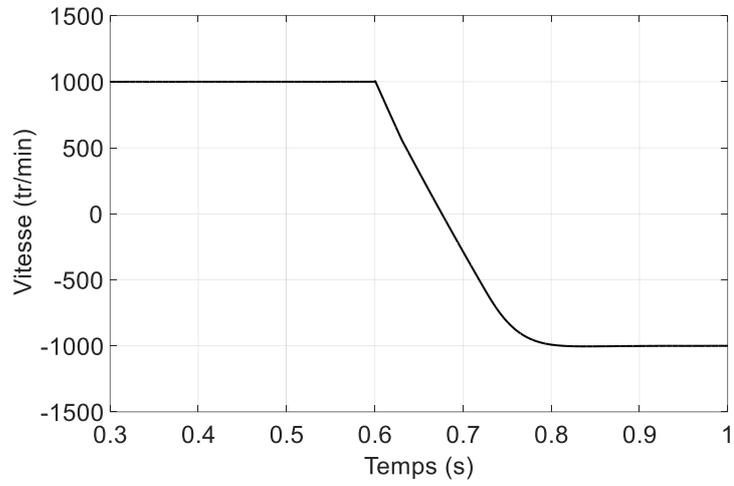
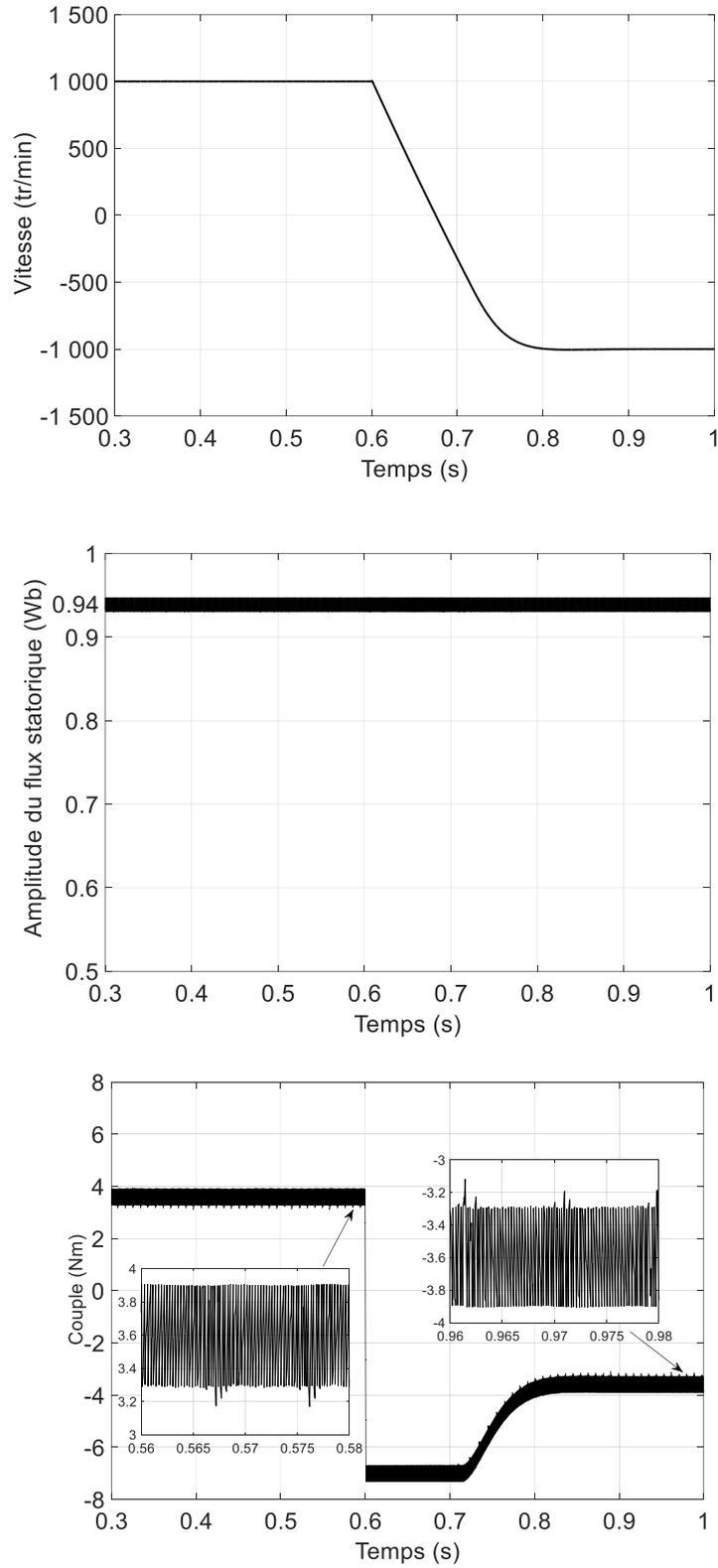


Figure 2.14. Résultats de simulation obtenus pour un fonctionnement en basse vitesse 200 tr/min en pleine charge : (a) DTC- tableau 2.1 avec sélection des vecteurs tensions nuls, (b) DTC- tableau 2.2 sans sélection des vecteurs tensions nuls.

❖ **Test 2 : Inversion brusque du sens de rotation du moteur de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge**



(a)

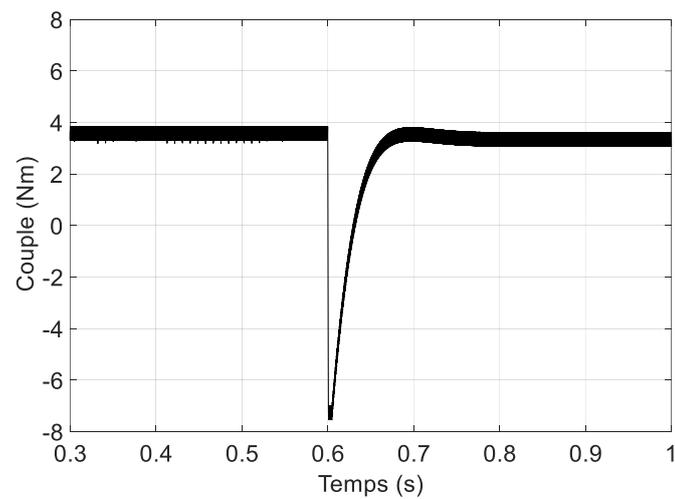
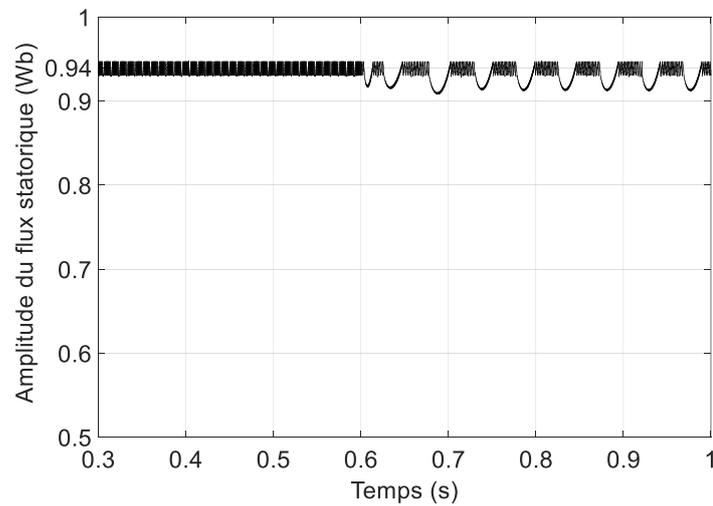
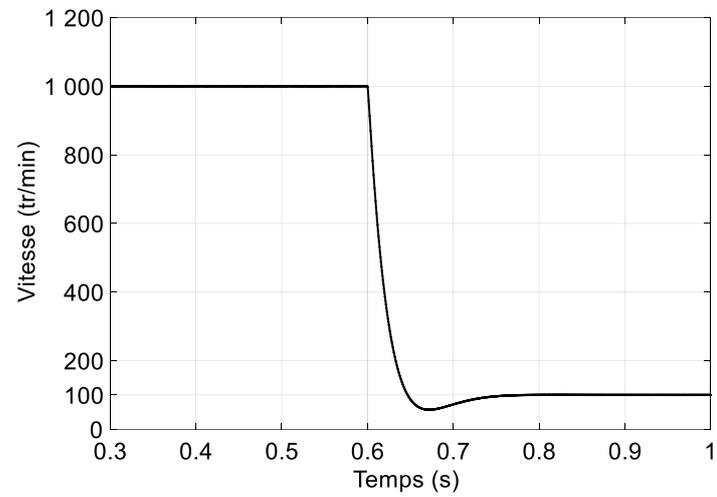


(b)

Figure 2.15. Résultats de simulation obtenus pour une inversion brusque du sens de rotation de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge :

- (a) DTC- tableau 2.1 avec sélection des vecteurs tensions nuls,
- (b) DTC- tableau 2.2 sans sélection des vecteurs tensions nuls.

❖ **Test 3 : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge**



(a)

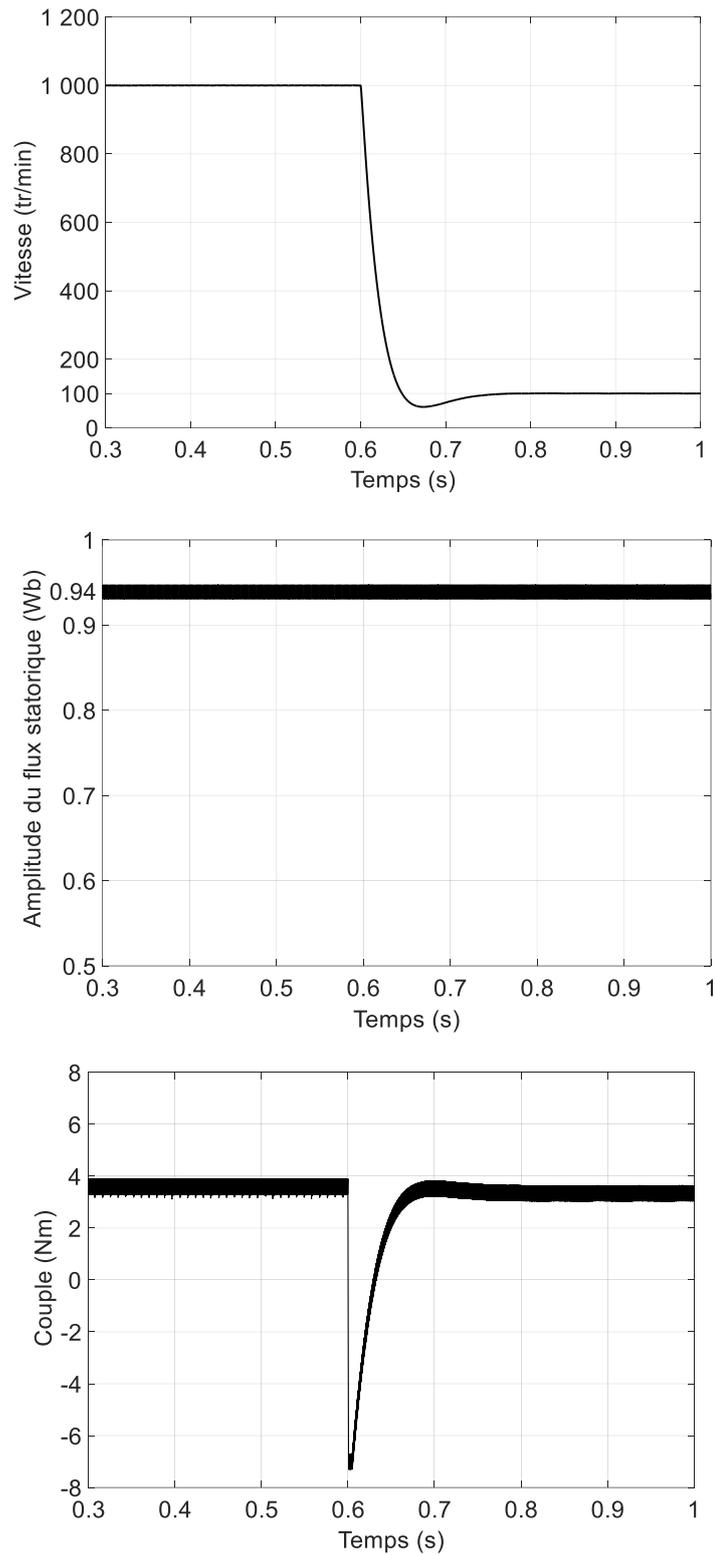
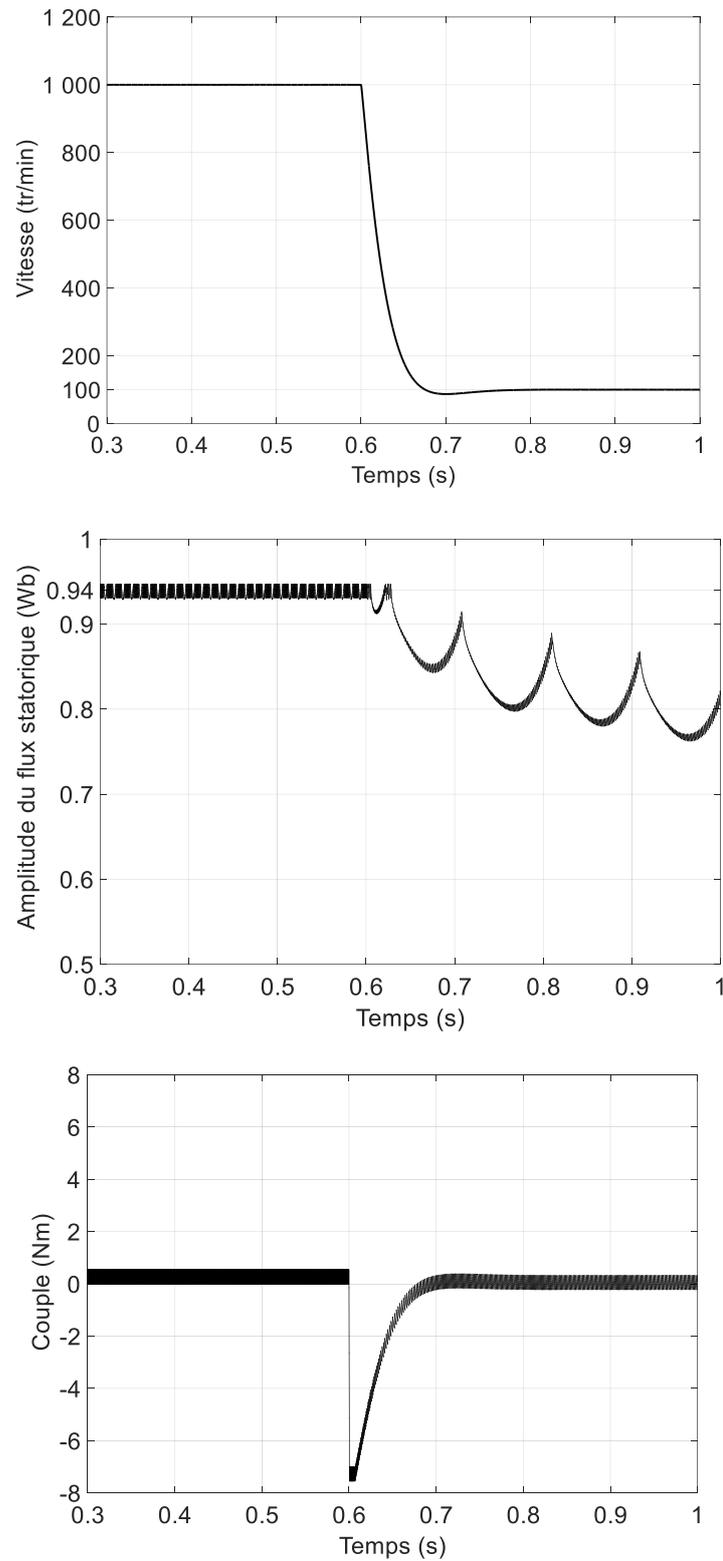
**(b)**

Figure 2.16. Résultats de simulation obtenus pour une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge :

- (a) DTC- tableau 2.1 avec sélection des vecteurs tensions nuls,
- (b) DTC- tableau 2.2 sans sélection des vecteurs tensions nuls.

❖ Test 4 : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide



(a)

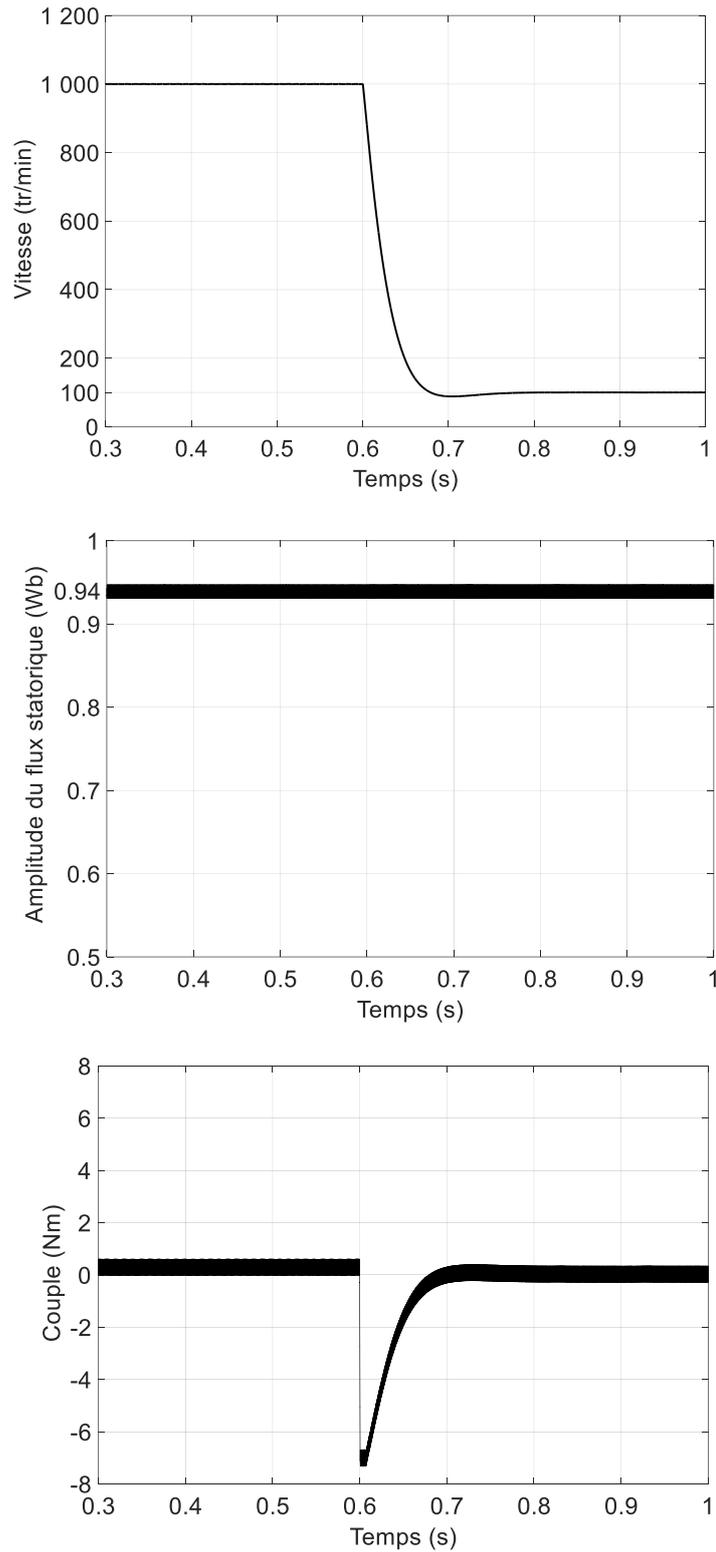
**(b)**

Figure 2.17. Résultats de simulation obtenus pour à une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide :

- (a) DTC- tableau 2.1 avec sélection des vecteurs tensions nuls,
- (b) DTC- tableau 2.2 sans sélection des vecteurs tensions nuls.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la technique de commande DTC conventionnelle appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil avec deux structures. La première structure est basée sur une table de commutation qui utilise tous les vecteurs tensions actifs et nuls, tandis que la seconde est basée sur une table de commutation qui n'utilise que les vecteurs tensions actifs. Il est à noter que pour la première structure, le contrôleur du couple électromagnétique utilisé est basé sur un comparateur à hystérésis à trois niveaux et pour la seconde, il est basé sur comparateur à hystérésis à deux niveaux.

L'étude en simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink a permis d'analyser les performances offertes par les deux structures DTC avec et sans sélection des vecteurs tensions nuls. Les résultats de simulation présentés ont montré que comparativement à la commande DTC avec sélection des vecteurs tension nuls, la technique de commande DTC sans sélection des vecteurs tensions nuls offre un bon réglage du flux statorique autour de sa référence sur toute la plage de variation de la vitesse, mais celle-ci présente des ondulations importantes au niveau du couple électromagnétique.

CHAPITRE 3

Commande DTC-SVM de la Machine Asynchrone

CHAPITRE 3

Commande DTC-SVM de la Machine Asynchrone

3.1. Introduction

La technique de commande DTC conventionnelle présentée dans le chapitre précédent permet un contrôle découplé du flux statorique et du couple électromagnétique. Cette technique de commande, en raison de ses performances élevées, représente une solution viable pour les systèmes d'entraînements électriques à courants alternatifs. Cependant, elle souffre de certains inconvénients dégradant les performances du système d'entraînement électrique. Parmi les inconvénients liés à cette structure de commande, on trouve le problème de la variation de la fréquence de commutation, créée à cause de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis non linéaires du flux statorique et du couple électromagnétique. Celui-ci peut provoquer des bruits acoustiques et des modes résonants engendrant un vieillissement du système d'entraînement électrique. Ce problème suscite actuellement l'intérêt de plusieurs chercheurs travaillant dans ce domaine [3,13-15, 19, 21].

Dans le but de surmonter l'inconvénient de la variation de cette fréquence de commutation de la commande DTC, on présente dans ce chapitre le principe d'une structure de commande DTC modifiée, basée sur l'utilisation des régulateurs proportionnel-intégral PI et de la modulation vectorielle « Space Vector Modulation (SVM) ». Cette technique conserve l'idée de base de la technique de commande DTC conventionnelle. Les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs de type PI du flux statorique et du couple électromagnétique et imposées par une technique de commande rapprochée MLI vectorielle (SVM). L'utilité de cette technique sera vérifiée par voie de simulation numérique dans différents régimes de fonctionnement.

3.2. Principe de la commande DTC-SVM

3.2.1. Structure de la technique de commande DTC-SVM

Le schéma synoptique de la technique de commande DTC-SVM, appliquée à la machine asynchrone est représenté sur la figure 3.1. Dans cette structure, deux régulateurs PI sont utilisés pour le contrôle du couple et du flux statorique au lieu des contrôleurs à hystérésis (cas de la structure de commande DTC conventionnelle figure 2.1).

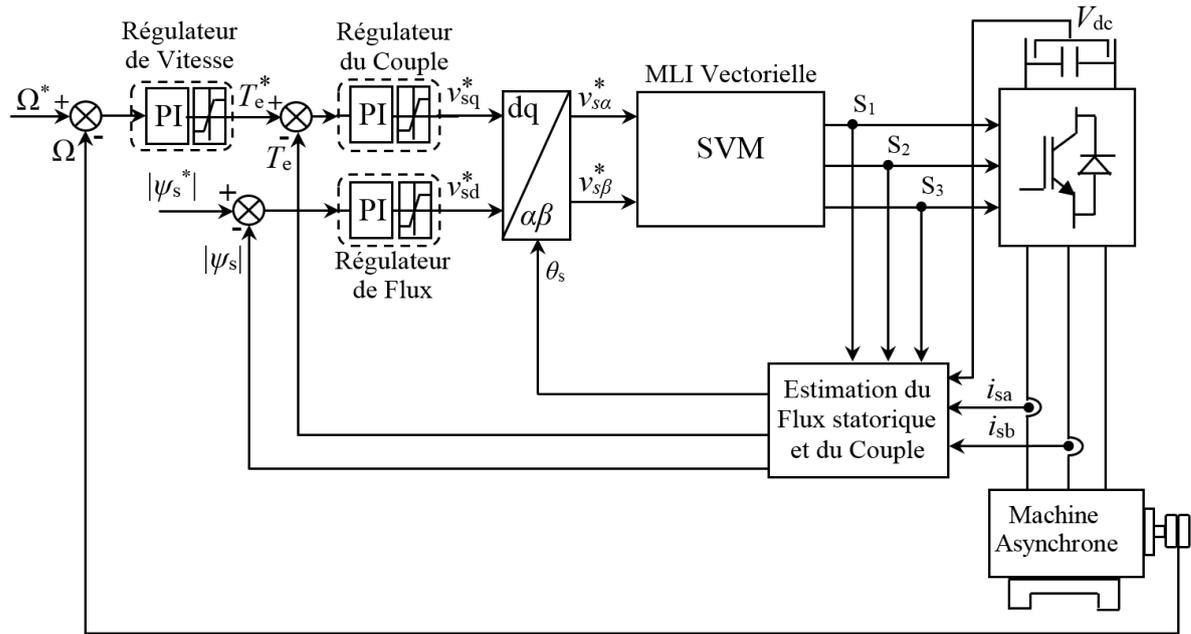


Figure 3.1. Schéma de la structure de la commande DTC-SVM de la machine asynchrone.

Ces régulateurs calculent les composantes de tensions de références requises v_{sd}^* et v_{sq}^* dans le repère (d-q). Ces composantes sont alors transformées dans le repère stationnaire (α - β) en utilisant (1.20), et les composantes $v_{s\alpha}^*$ et $v_{s\beta}^*$ obtenues seront par la suite injectées dans le bloc de la modulation vectorielle SVM qui génère à son tour les ordres de commande de l'onduleur triphasé de tension [3].

3.2.2. Principe de la Modulation vectorielle SVM

3.2.2.1. Vecteurs tensions et secteurs

Dans la modulation vectorielle, on représente par un seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires, K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 du schéma de la figure 1.2 [48].

Le tableau 3.1 indique pour chacun des huit états possibles des interrupteurs, les valeurs des tensions simples v_{sa} , v_{sb} et v_{sc} , les valeurs de leurs composantes $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$, et l'indice du vecteur tension représentatif de cet état.

Tableau 3.1. Etats de commutation, valeurs des tensions simples, Composantes $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ et l'indice du vecteur tension représentatif de chaque état.

Etats de commutation K_1, K_2, K_3	Tensions simples			Composantes $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$		Vecteurs tensions
	v_{sa}	v_{sb}	v_{sc}	$v_{s\alpha}$	$v_{s\beta}$	
(0 0 0)	0	0	0	0	0	V_0
(1 0 0)	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_1
(1 1 0)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	V_2
(0 1 0)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	V_3
(0 1 1)	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_4
(0 0 1)	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	V_5
(1 0 1)	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	V_6
(1 1 1)	0	0	0	0	0	V_7

Dans le tableau 3.1, on peut remarquer l'existence de deux états particuliers V_0 et V_7 , où les phases du stator sont court-circuitées. Les six autres ont tous le même module, égal à $2V_{dc}/3$.

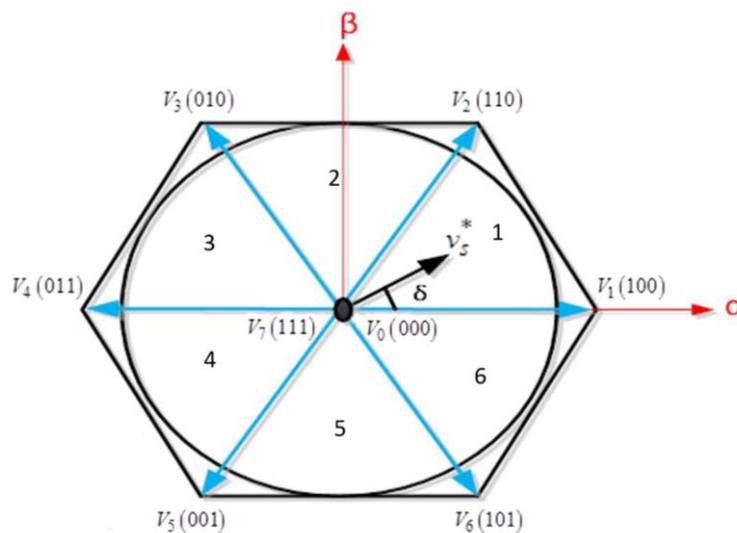


Figure 3.2. Vecteurs tension et secteurs.

Les extrémités des six vecteurs non nuls (V_1 jusqu'à V_6) forment les sommets d'un hexagone régulier (figure 3.2), parce que deux vecteurs successifs font entre eux un angle de 60° .

3.2.2.2. Etapes d'implémentation de la modulation vectorielle SVM

La modulation vectorielle SVM peut être implémentée en suivant les étapes suivantes [48] :

❖ Détermination du module et de l'argument du vecteur tension de référence

La figure 3.3 montre la représentation du vecteur tension de référence et ses composantes dans le repère stationnaire (α - β). Les composantes $v_{s\alpha}^*$ et $v_{s\beta}^*$ calculées par les régulateurs du couple et du flux.

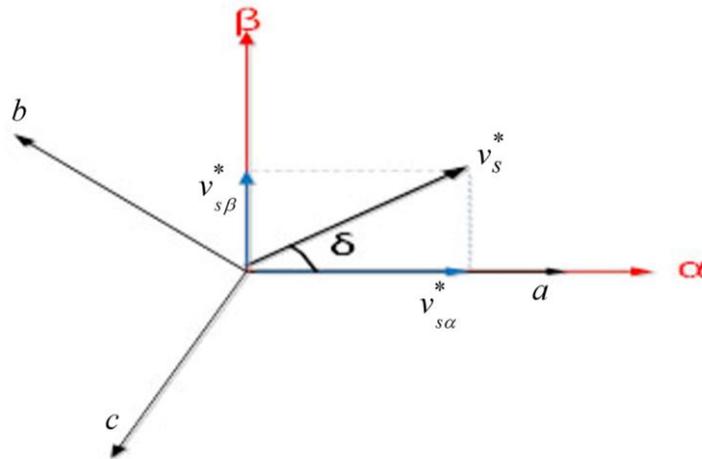


Figure 3.3. Vecteur tension de référence et ses composantes dans le repère stationnaire (α - β).

Le module et l'argument du vecteur tension de référence sont donnés par :

$$|v_s^*| = \sqrt{(v_{s\alpha}^*)^2 + (v_{s\beta}^*)^2} \quad 3.1$$

$$\delta = \tan^{-1}(v_{s\beta}^*/v_{s\alpha}^*) \quad 3.2$$

❖ Calcul des temps d'application des vecteurs tensions

Sur un intervalle de temps T_z (période de modulation) assez bref, pour qu'on puisse négliger la variation du vecteur tension de référence pendant sa durée, on peut reconstituer la valeur moyenne à l'aide des vecteurs qui lui sont adjacents dans chaque secteur et le vecteur nul.

D'après la figure 3.4, quand le vecteur tension de référence est situé dans le secteur 1, on peut calculer les durées d'application des vecteurs V_1 , V_2 et le vecteur nul sur un intervalle de temps T_z (période de modulation).

On peut écrire :

$$\int_0^{T_z} v_s^* . dt = \int_0^{T_1} V_1 . dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 . dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} V_0 . dt \quad 3.3$$

$$T_z \cdot v_s^* = (T_1 \cdot V_1 + T_2 \cdot V_2) \quad 3.4$$

$$T_z \cdot |v_s^*| \cdot \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} \cdot V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad 3.5$$

avec : $0 \leq \delta \leq 60^\circ$

A partir de (3.5), les durées d'application des vecteurs V_1 , V_2 et le vecteur nul sur un intervalle de temps T_z sont données par :

$$T_1 = T_z \cdot a \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \delta)}{\sin(\pi/3)} \quad 3.6$$

$$T_2 = T_z \cdot a \frac{\sin(\delta)}{\sin(\pi/3)} \quad 3.7$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \quad 3.8$$

Où : $T_z = \frac{1}{f_z}$ et $a = |v_s^*| / \left(\frac{2}{3} V_{dc} \right)$

Pour cela, on impose aux interrupteurs de se trouver :

- Dans la configuration correspondant à V_1 pendant un intervalle T_1
- Dans la configuration correspondant à V_2 pendant un intervalle T_2
- et dans une configuration fournissant un vecteur nul pendant le reste de la période T_0 .

On procède de la même façon durant le deuxième secteur de l'hexagone, à la seule différence près que V_2 joue le rôle que tenait V_1 et V_3 celui que tenait V_2 .

Il en va de même pour le troisième secteur de l'hexagone à condition de remplacer maintenant V_1 par V_3 et V_2 par V_4 ...

De manière générale, on peut écrire :

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |v_s^*|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) \cdot \cos \delta - \cos\left(\frac{n}{3}\pi\right) \cdot \sin \delta \right) \quad 3.9$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |v_s^*|}{V_{dc}} \left(-\cos \delta \cdot \sin\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) + \sin \delta \cdot \cos\left(\frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \quad 3.10$$

Où n est le nombre de secteurs ($n=1, 2, \dots, 6$). L'intervalle de temps d'application du vecteur nul T_0 est donné par l'équation (3.8).

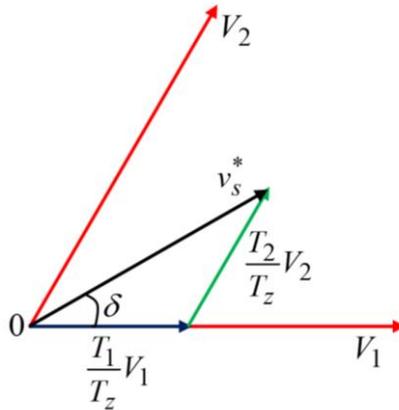


Figure 3.4. Vecteur tension de référence situé dans le secteur 1.

❖ Détermination des rapports cycliques

Si on considère que le vecteur de référence est situé dans le premier secteur, les vecteurs qu'on doit appliquer sont : V_1 , V_2 , V_0 et V_7 .

Durant la première période de modulation on a :

- La configuration des interrupteurs ($K_1, K_2, K_3 = F, O, O$) correspondant au vecteur V_1 doit être maintenue pendant un intervalle égal à T_1 .
- La configuration des interrupteurs ($K_1, K_2, K_3 = F, F, O$) correspondant à V_2 pendant un intervalle égal à T_2 .
- Une configuration (O, O, O) ou (F, F, F) fournissant un vecteur de sortie nul V_0 ou V_7 pendant un intervalle égal à T_0 .

Pour réduire le nombre des commutations, on choisit de couper en deux l'intervalle où il faut produire un vecteur de sortie nul, et de placer les deux demi-intervalles ainsi obtenus aux extrémités de la période de modulation.

Si on considère que la séquence des vecteurs commence par le vecteur V_0 , on aura donc dans cette période de modulation la séquence suivante : V_0, V_1, V_2, V_7 .

Par analogie avec ce qui a été fait durant la première période de modulation et compte tenu de l'état des interrupteurs (F, F, F) à la fin de celle-ci, la séquence des vecteurs dans la deuxième période de modulation est inversée et donnée successivement : V_7, V_2, V_1, V_0 .

Donc une période de commutation est formée de deux périodes de modulation. La figure 3.5 montre les séquences des vecteurs de la modulation vectorielle dans chaque secteur :

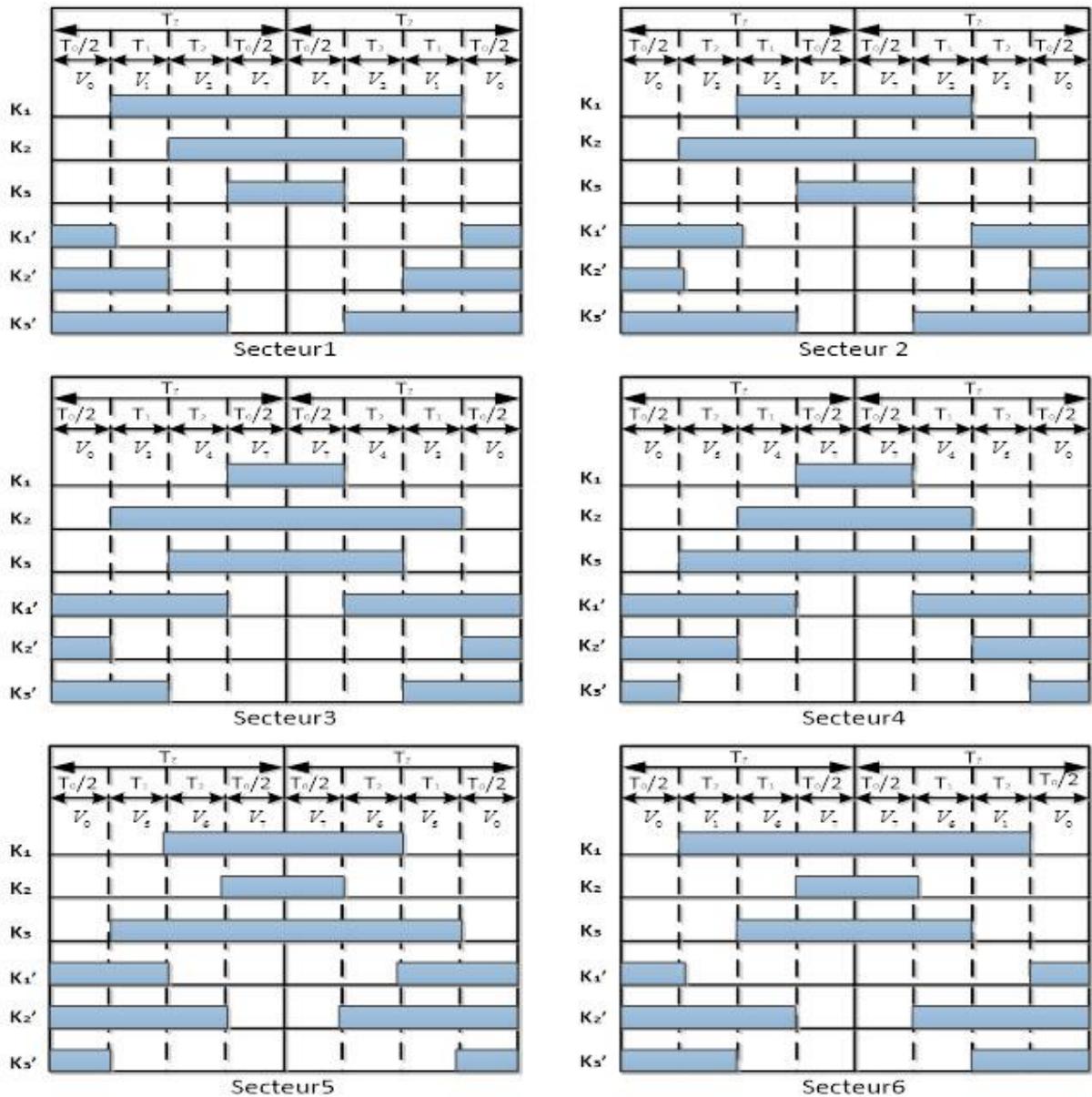


Figure 3.5. Séquences de commutation pour deux périodes de modulation successives dans chaque secteur

Considérons par exemple le cas où le vecteur de référence est dans le secteur 1 et où la séquence commence par le vecteur V_0 .

Sur la période de modulation T_z , on aura successivement : V_0, V_1, V_2, V_7 .

- On doit donc fermer l'interrupteur K_1 pendant l'intervalle :

T_1 où on prend le vecteur V_1

T_2 où on prend le vecteur V_2

T_0 où on prend le vecteur V_7

D'où la durée de fermeture de K_1 est : $T_a = T_1 + T_2 + T_0/2$.

- On doit donc fermer l'interrupteur K_2 pendant l'intervalle :

T_2 où l'on prend le vecteur V_2

T_0 où l'on prend V_7

D'où la durée de fermeture de K_2 est : $T_b = T_2 + T_0/2$.

- L'interrupteur K_3 ne doit être fermé que pendant l'intervalle T_0 où l'on prend le vecteur V_7 .

La durée de sa fermeture est donc : $T_c = T_0/2$.

Si, dans le cas où le vecteur de référence est dans le secteur 1, on veut que la séquence commence par le vecteur V_7 , pour réduire le nombre de commutations on prend successivement : V_7, V_2, V_1, V_0 .

Les durées de fermeture de K_1, K_2, K_3 sont les mêmes qu'avec la séquence commençant par V_0 ; mais, au lieu de compter les intervalles par rapport à la fin de la période de modulation, on les compte par rapport au début de celle-ci.

Pour réaliser, sur une période de modulation, une séquence commençant par le vecteur V_0 , on compare les trois ondes de référence (ou les rapports cycliques) $T_a/T_z, T_b/T_z, T_c/T_z$ avec une onde de modulation en dents de scie décroissante allant de 1 à 0 sur l'intervalle T_z . Les intersections donnent les instants de fermeture de K_1, K_2, K_3 .

Pour réaliser une séquence commençant par le vecteur V_7 , on prend les mêmes ondes de référence $T_a/T_z, T_b/T_z, T_c/T_z$, mais on utilise une onde de modulation en dents de scie

croissante allant de 0 à 1 sur l'intervalle T_z . Les intersections donnent les instants d'ouverture de K_1, K_2, K_3 tous fermés au départ de la période de modulation.

L'emploi d'une onde de modulation triangulaire unipolaire de période double de celle des dents de scie permet de retourner la séquence des commutations d'une période T_z à la suivante.

On procède de la même façon pour les autres secteurs. A partir de la figure 3.5, on peut obtenir les durées de fermeture des interrupteurs dans chaque secteur comme le montre le tableau 3.2.

Tableau 3.2. Durées de fermeture des interrupteurs de l'onduleur dans chaque secteur.

Secteur	Interrupteurs (K_1, K_2, K_3)	Interrupteurs (K'_1, K'_2, K'_3)
1	$T_a = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $T_b = T_2 + T_0 / 2$ $T_c = T_0 / 2$	$T'_a = T_0 / 2$ $T'_b = T_1 + T_0 / 2$ $T'_c = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
2	$T_a = T_1 + T_0 / 2$ $T_b = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $T_c = T_0 / 2$	$T'_a = T_2 + T_0 / 2$ $T'_b = T_0 / 2$ $T'_c = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
3	$T_a = T_0 / 2$ $T_b = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $T_c = T_2 + T_0 / 2$	$T'_a = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $T'_b = T_0 / 2$ $T'_c = T_1 + T_0 / 2$
4	$T_a = T_0 / 2$ $T_b = T_1 + T_0 / 2$ $T_c = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$T'_a = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $T'_b = T_2 + T_0 / 2$ $T'_c = T_0 / 2$
5	$T_a = T_2 + T_0 / 2$ $T_b = T_0 / 2$ $T_c = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$T'_a = T_1 + T_0 / 2$ $T'_b = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $T'_c = T_0 / 2$
6	$T_a = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $T_b = T_0 / 2$ $T_c = T_1 + T_0 / 2$	$T'_a = T_0 / 2$ $T'_b = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $T'_c = T_2 + T_0 / 2$

Les intersections de l'onde de modulation en triangle avec les ondes de référence T_a/T_z , T_b/T_z , T_c/T_z donnent les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur de tension.

3.3. Etude en simulation numérique

L'étude en simulation présentée dans ce paragraphe permet d'analyser les performances de la commande DTC-SVM appliquée à la machine asynchrone. Le modèle de ce système d'entraînement électrique a été simulé sous l'environnement Matlab/Simulink avec les mêmes conditions que celles du système d'entraînement électrique basé sur la commande DTC conventionnelle, présenté dans le chapitre 2. La fréquence de commutation désirée est fixée à 5.6 kHz.

3.3.1. Analyse des performances de la commande DTC-SVM en vitesse élevée

Pour ce test, le système a été simulé avec un démarrage à vide dans le sens direct du moteur asynchrone, puis suivi d'une application d'un couple résistant nominal de 3.11 N.m à l'instant 0.6 s. la vitesse de référence est fixée à 2880 tr/min. Les principaux résultats de ce test sont montrés sur les figures 3.6 et 3.7.

D'après ces résultats, on remarque que :

- à vide (avant 0.6 s) et à pleine charge (après 0.6 s), l'amplitude du flux statorique et la vitesse de rotation du moteur sont bien régulées autour de leurs valeurs de référence 0.94 Wb et 2880 tr/min.
- à vide (avant 0.6 s) et à pleine charge (après 0.6 s), la fréquence de commutation est bien fixée à sa valeur désirée 5.6 kHz.
- Comparativement aux structures DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2, la structure DTC-SVM possède une réponse dynamique lente en régime transitoire, mais elle offre de bonnes performances en termes de réductions des ondulations du couple électromagnétique et de taux d'harmonique de distorsion (Total Harmonic Distortion THD) des courants statoriques (THD réduit à 5.12 %).

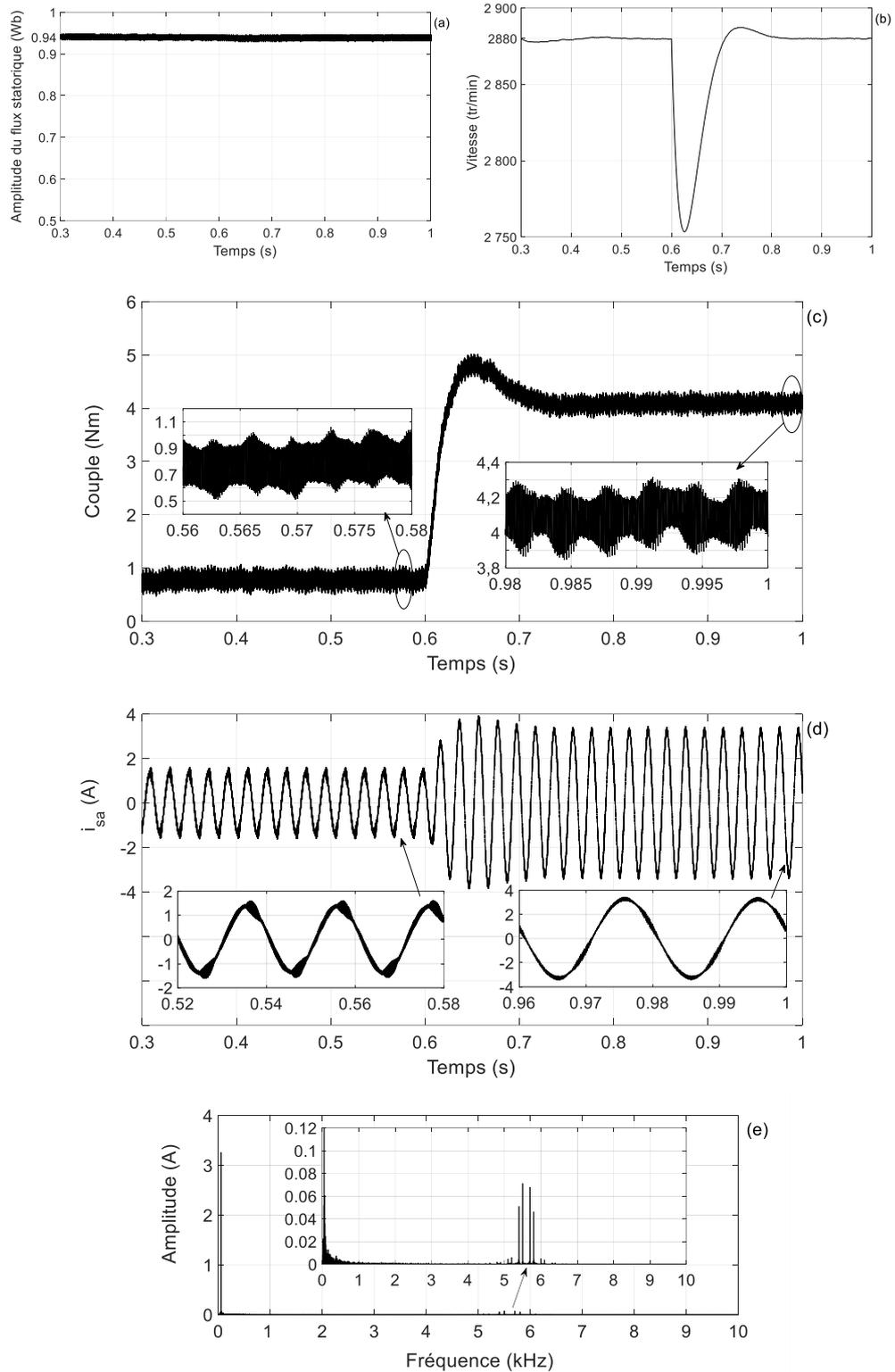


Figure 3.6. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTCSVM : (a) module du flux statorique estimé, (b) vitesse de rotation, (c) Couple électromagnétique estimé, (d) courant statorique i_{sa} , (e) Spectre harmonique associé à i_{sa} en régime nominal.

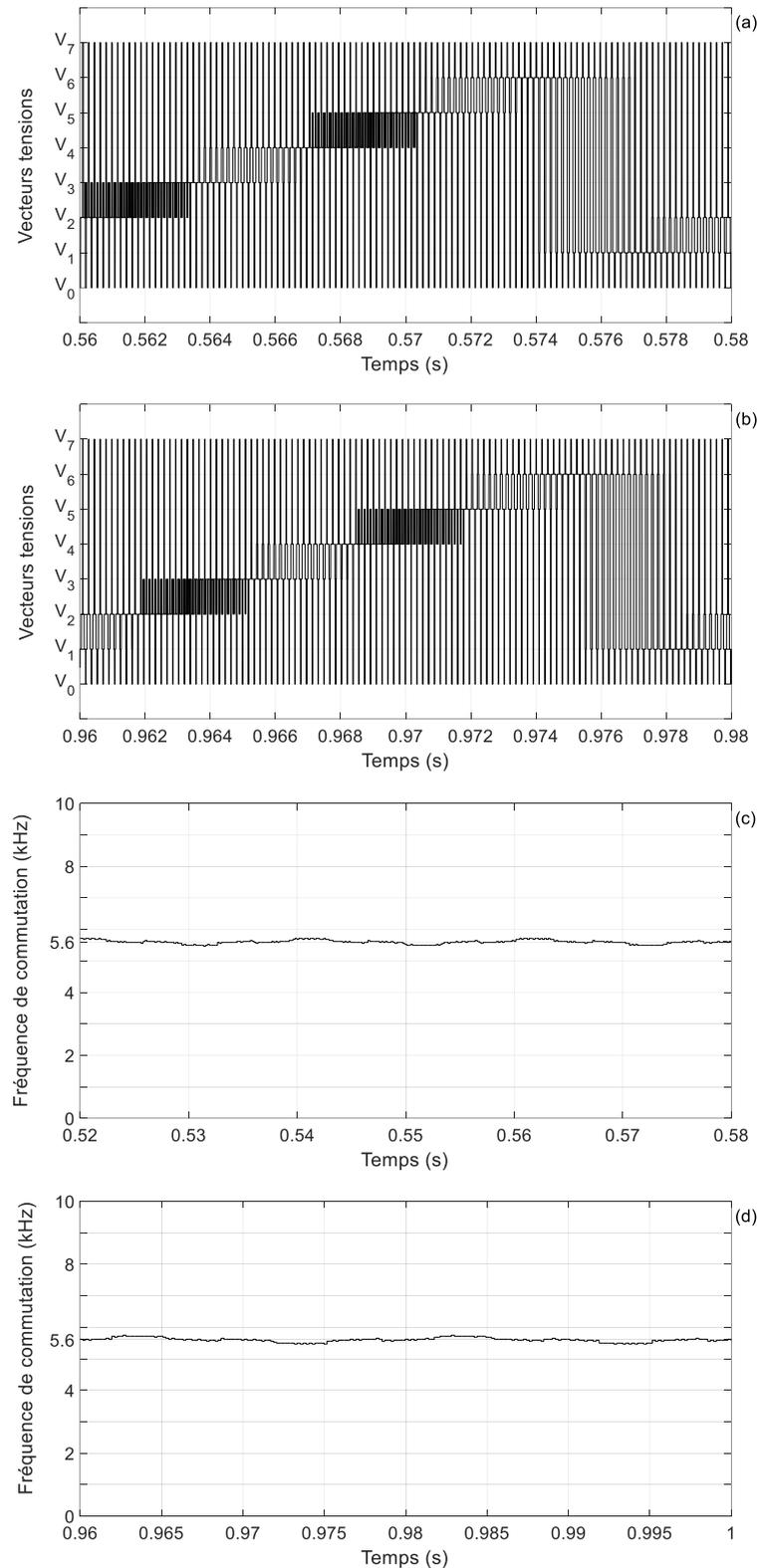


Figure 3.7. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTCSVM :
(a) Vecteurs tensions à vide, (b) Vecteurs tensions en charge, (c) fréquence de commutation à vide, (d) fréquence de commutation en régime nominal.

3.3.2. Analyse des performances de la commande DTC-SVM en basses vitesses

Dans le but d'évaluer la réponse du flux statorique en basses vitesses. Le système a été simulé avec quatre tests similaires à ceux de la commande DTC conventionnelle présentée dans le chapitre 2.

- **Test 1** : Fonctionnement en basse vitesse à 200 tr/min en pleine charge
- **Test 2** : Inversion brusque du sens de rotation du moteur de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge
- **Test 3** : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge
- **Test 4** : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide

Les résultats obtenus sont montrés sur les figures 3.8 à 3.11. On remarque bien que dans les quatre tests, la technique DTC-SVM maintient le flux statorique bien régulé autour de sa référence 0.94 Wb sur toutes les plages de fonctionnement (aucun phénomène de démagnétisation). Comparativement aux structures DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2, elle permet également de réduire les ondulations du couple électromagnétique.

❖ Test 1 : Fonctionnement en basse vitesse à 200 tr/min en pleine charge

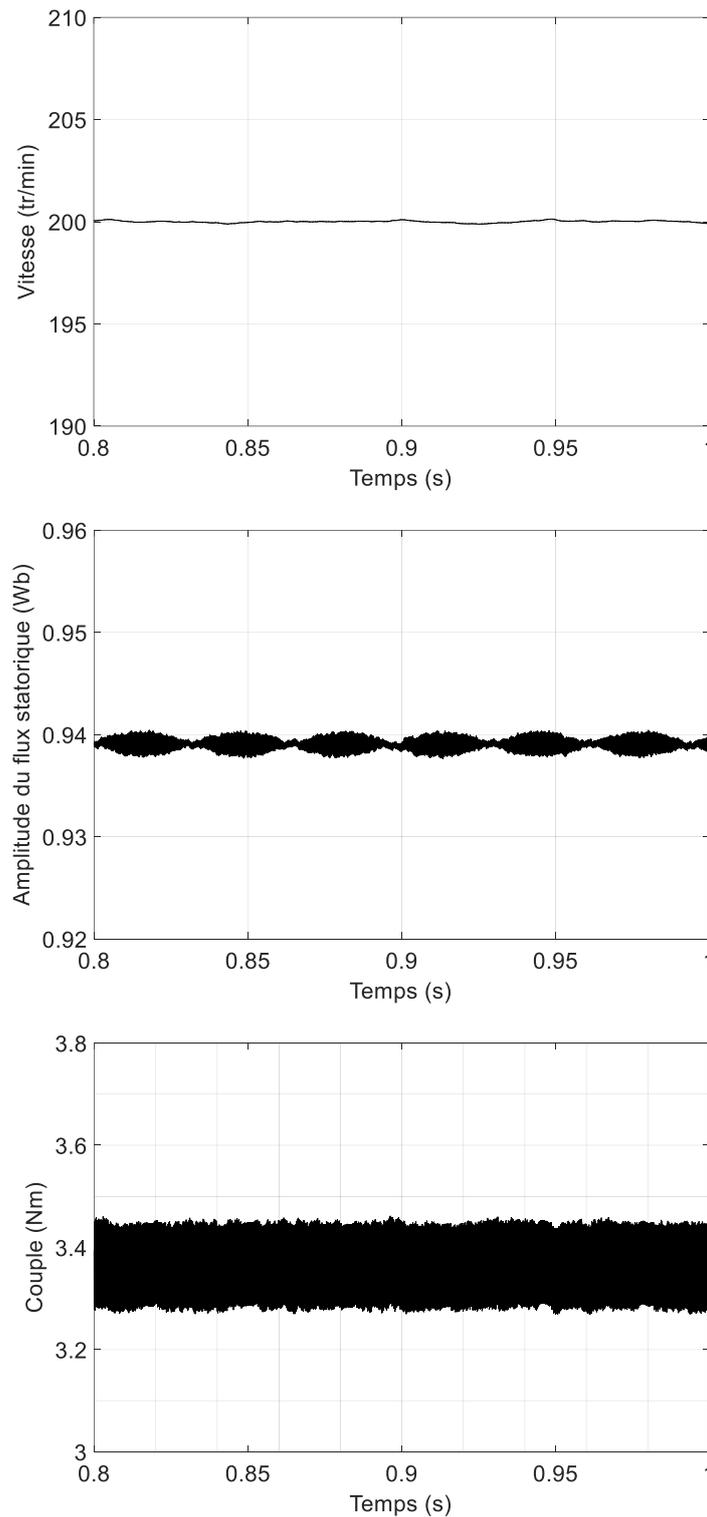


Figure 3.8. Résultats de simulation obtenus pour DTC-SVM lors d'un fonctionnement en basse vitesse 200 tr/min en pleine charge.

❖ **Test 2 : Inversion brusque du sens de rotation du moteur de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge**

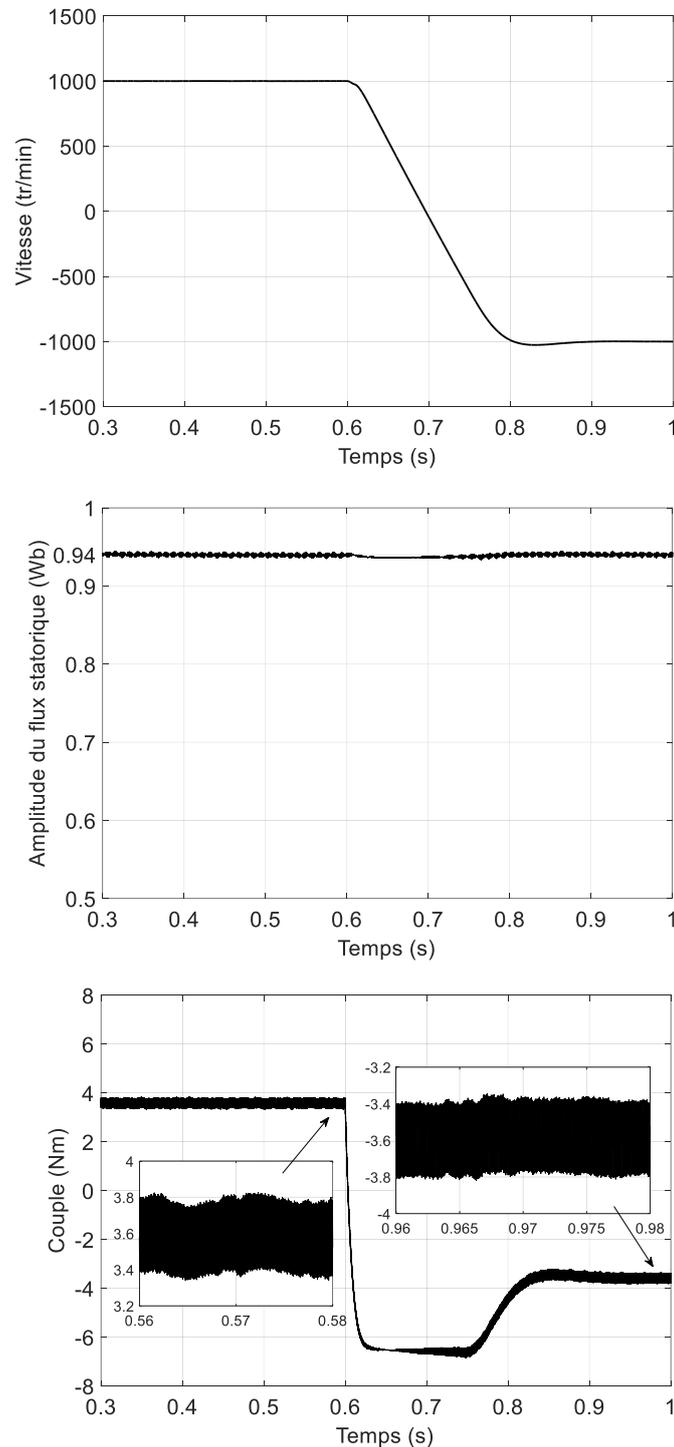


Figure 3.9. Résultats de simulation obtenus pour DTC-SVM lors d'une inversion brusque du sens de rotation de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge.

❖ **Test 3 : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge**

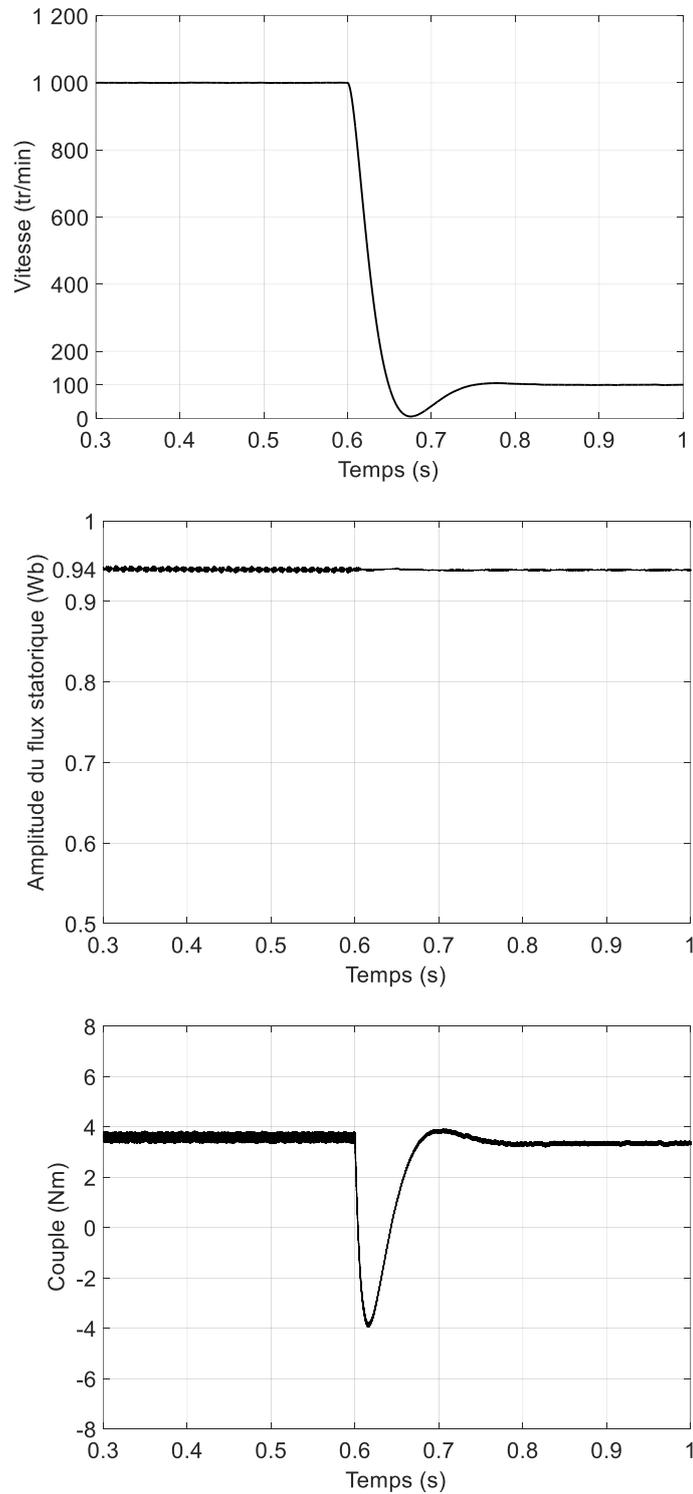


Figure 3.10. Résultats de simulation obtenus pour DTC-SVM lors d'une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge.

❖ Test 4 : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide

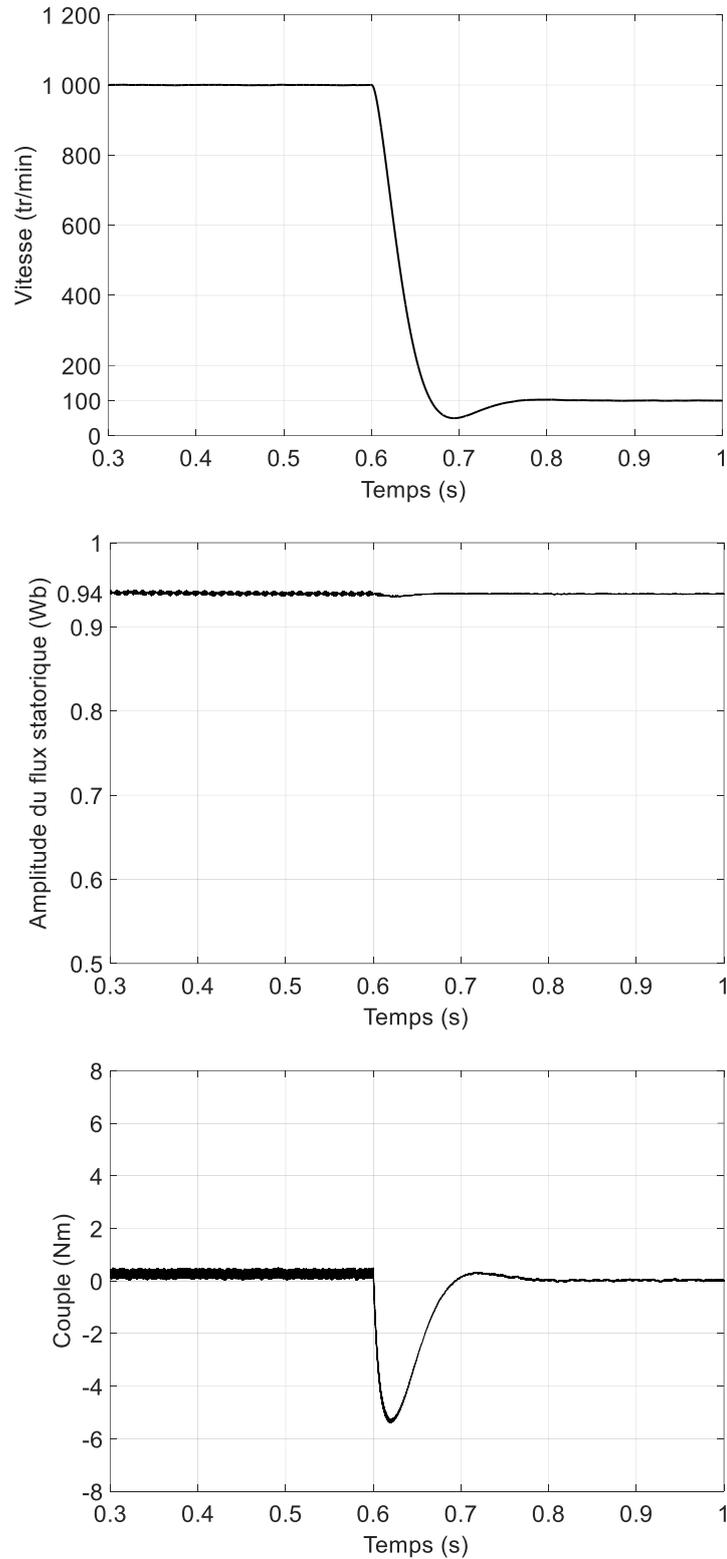


Figure 3.11. Résultats de simulation obtenus pour DTC-SVM lors d'une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide.

3.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la technique de commande DTC-SVM appliquée à la machine asynchrone et une étude en simulation numérique qui a permis de montrer son efficacité pour différents régimes de fonctionnement. Les résultats de simulation présentés ont montré clairement que comparativement à la technique de commande DTC conventionnelle (DTC-tableau 2.1), la technique de commande DTC-SVM présente une réponse dynamique lente en régime transitoire, mais elle permet d'offrir un bon réglage du flux statorique sur toute la plage de variation de la vitesse, une bonne fixation de la fréquence de commutation, moins d'ondulations du couple et meilleure qualité des formes d'ondes des courants statoriques.

CHAPITRE 4

Commande DTC-VHBC de la Machine Asynchrone

CHAPITRE 4

Commande DTC-VHBCC de la Machine Asynchrone

4.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une structure de commande DTC de la machine asynchrone basée sur la MLI vectorielle. Cette technique permet d'imposer les tensions de commande de l'onduleur triphasé de tension tout en assurant une fréquence de commutation stable, mais elle ne permet pas le contrôle des courants statoriques où cet inconvénient reste un point clé à traiter dans la structure DTC. Dans le but de fixer la fréquence de commutation et de contrôler les courants statoriques, on propose dans ce chapitre d'appliquer une commande DTC modifiée basée sur la commande en courant par hystérésis à bande variable «Variable Hysteresis Band Current Control (VHBCC)».

Le développement de cette technique met en évidence les spécificités fondamentales suivantes :

- la structure DTC-VHBCC proposée possède une structure simple et similaire à la structure DTC conventionnelle en termes de contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique.
- l'idée la structure DTC-VHBCC proposée conduit à trois considérations techniques importantes :

1) elle prend en considération le contrôle des courants statoriques qui est le point clé manquant dans la technique DTC conventionnelle.

2) elle inclut dans sa structure la commande en courant par hystérésis qui est caractérisée par la simplicité, la robustesse et le temps de réponse minimal aux perturbations.

3) elle traite le problème de la variation de la fréquence de commutation lié à la commande en courant par hystérésis à bande fixe tout en compensant le phénomène d'interférence entre les phases.

- comme alternative à la technique DTC-tableau 2.1 conventionnelle, la technique DTC-VHBCC développée :

- 1) possède un comportement dynamique comparable ;
- 2) assure un bon réglage du flux statorique ;
- 3) fonctionne avec fréquence de commutation constante ;
- 4) assure des courants statoriques quasi-sinusoïdaux ;

5) réduit les ondulations du couple électromagnétique sur toutes les plages de fonctionnement.

Dans ce chapitre, on donne en premier lieu le principe de la structure de commande DTC modifiée basée sur la commande en courant par hystérésis à bande fixe «Fixed Hysteresis Band Current Control (FHBCC)». On montre l'inconvénient de cette structure à neutre isolé, qui réside dans l'apparition du phénomène d'interférence entre les phases ; dégradant les performances de la commande et rendant la fréquence de commutation difficile à maîtriser. En deuxième lieu, on donne le principe de la structure de commande DTC- VHBCC. On montre l'intérêt de découplage de l'erreur de courant au niveau de la commande et la fixation de la fréquence de commutation par l'évolution de l'erreur de courant découplée à l'intérieur d'une bande d'hystérésis variable. Enfin, les résultats de simulation que nous avons obtenus pour la DTC-VBHCC proposée seront présentés et commentés pour divers régimes de fonctionnement.

4.2. Structure de la technique de commande DTC-FHBCC

La figure 4.1 montre le schéma de l'onduleur triphasé de tension qui alimente une machine asynchrone. La machine asynchrone est représentée par son schéma équivalent où chaque phase contient une résistance statorique R_s , une inductance de fuite statorique L_{ls} et une force contre-électromotrice e [49-55].

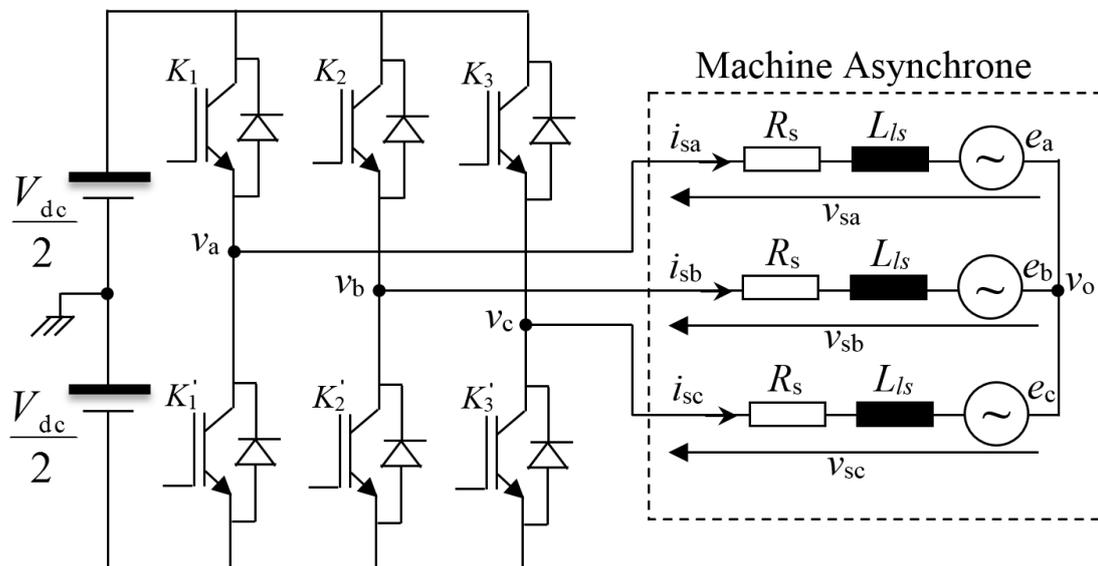


Figure 4.1. Onduleur triphasé de tension alimentant une machine asynchrone.

D'après le montage de la figure 4.1, le neutre du réseau est isolé du point milieu du bus continu de l'onduleur triphasé de tension. A cause de la symétrie de l'onduleur triphasé de

tension et de la machine asynchrone, une seule phase peut être considérée dans ce développement mathématique, soit la phase a.

Pour un courant réel généré par l'onduleur de tension, on a :

$$v_a = R_s i_{sa} + L_{ls} \frac{di_{sa}}{dt} + e_a + v_o \quad 4.1$$

Où :

v_a : est la tension fournie par le demi-pont (du point «a» par rapport au point milieu du bus continu de l'onduleur), elle peut prendre $\pm V_{dc}/2$.

v_o : est la tension du neutre de la machine par rapport au point milieu du bus continu de l'onduleur, son expression est donnée par (1.5). Le tableau 4.1 montre les valeurs de v_o pour les huit configurations possibles de l'onduleur triphasé de tension.

Tableau 4.1. Valeurs de v_o pour les huit états de commutation possibles de l'onduleur triphasé de tension.

K ₁	K ₂	K ₃	v_o
F	F	F	$+V_{dc}/2$
F	F	O	$+V_{dc}/6$
F	O	F	$+V_{dc}/6$
F	O	O	$-V_{dc}/6$
O	F	F	$+V_{dc}/6$
O	F	O	$-V_{dc}/6$
O	O	F	$-V_{dc}/6$
O	O	O	$-V_{dc}/2$

Pour un courant de référence, on a la formule suivante :

$$v_a^* = R_s i_{sa}^* + L_{ls} \frac{di_{sa}^*}{dt} + e_a + v_o^* \quad 4.2$$

Où :

v_a^* est la tension de référence qu'il faut appliquer pour faire circuler le courant de référence

i_{sa}^* .

En considérant que les tensions v_a^*, v_b^*, v_c^* calculées par la boucle externe sont sinusoïdales, donc $v_o^* = 0$.

L'erreur entre le courant réel et le courant de référence peut être définie comme suit :

$$\varepsilon_a = i_{sa}^* - i_{sa} \quad 4.3$$

Donc à partir de (4.1), (4.2) et (4.3), on peut écrire :

$$L_{ls} \frac{d\varepsilon_a}{dt} + R_s \varepsilon_a = v_a^* - (v_a - v_o) \quad 4.4$$

En considérant les tensions de phase, l'équation 4.4 peut être réécrite comme :

$$L_{ls} \frac{d\varepsilon_a}{dt} + R_s \varepsilon_a = v_{sa}^* - v_{sa} \quad 4.5$$

En négligeant l'effet de la résistance statorique, (5.4) devient :

$$L_{ls} \frac{d\varepsilon_a}{dt} = v_a^* - (v_a - v_o) \quad 4.6$$

A partir de (4.6), on voit bien qu'à cause de la présence de v_o , l'erreur de courant durant une période de commutation ne peut pas être triangulaire, parce que les tensions de phases agissent l'une sur l'autre et la tension à la sortie de l'onduleur est différente de $V_{dc}/2$.

Ce phénomène est appelé phénomène d'interférence entre les phases, il permet les excursions des courants qui peuvent atteindre jusqu'au double de la bande d'hystérésis. Ceci rend la fréquence de commutation fortement variable et difficile à maîtriser [49-57].

Le schéma synoptique de la technique DTC basée sur la commande en courant par hystérésis à bande fixe «Fixed Hysteresis Band Current Control (FHBCC)», appliquée à la machine asynchrone est représenté sur la figure 4.2. Dans la structure de cette commande, au lieu d'utiliser des contrôleurs à hystérésis pour le flux et le couple, on utilise des régulateurs de type PI comme dans le cas de la DTC-SVM. Ces régulateurs calculent les composantes de tensions de référence requises v_{sd}^* et v_{sq}^* dans le repère (d-q). En utilisant la transformation inverse de Park donnée par (1.16), ces composantes sont alors transformées dans le repère (abc). En négligeant l'effet de la résistance statorique, l'erreur de courant pour chaque phase peut être déduite à partir de l'intégration de la différence entre la tension de phase de référence et la

tension de phase correspondante et divisée par la valeur de l'inductance de fuite du stator (à partir de l'équation 4.6 pour la phase « a »). Cette erreur est ensuite envoyée à un comparateur à hystérésis à bande fixe pour générer les impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur de tension. Suivant l'état de l'erreur de courant à l'intérieure de la bande d'hystérésis, la tension de sortie de l'onduleur prend $+V_{dc}/2$ ou $-V_{dc}/2$ et les courants statoriques sont forcés à poursuivre leurs courants de référence avec la bande d'hystérésis désirée [54,55].

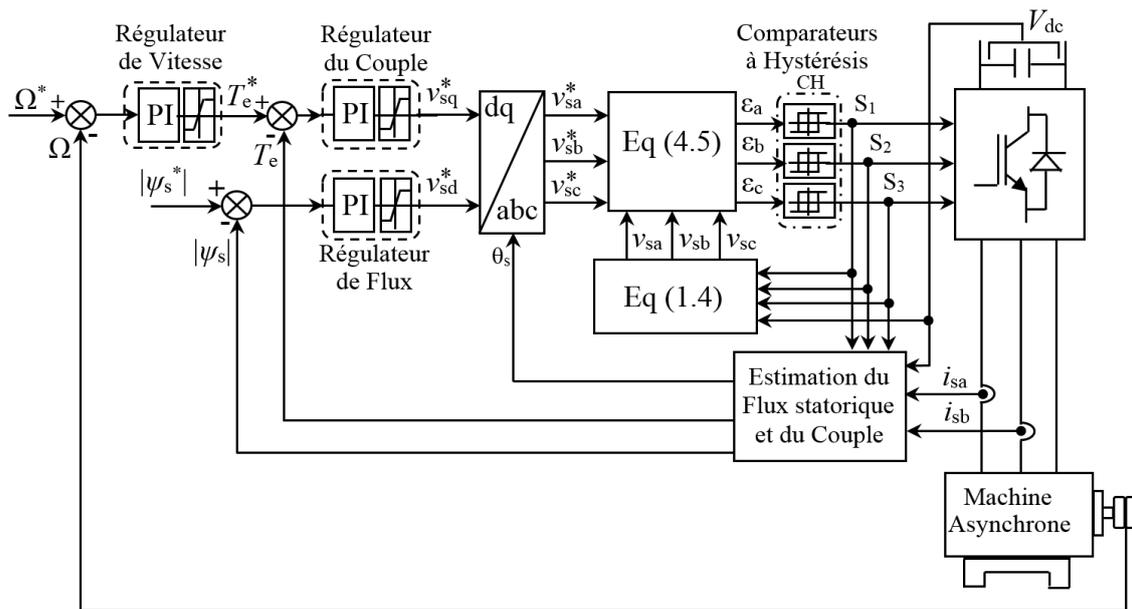


Figure 4.2. Schéma de la structure de la commande DTC-FHBCC de la machine asynchrone.

4.3. Structure de la technique de commande DTC-VHBCC

Dans le but de fixer la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur triphasé de tension, on propose une structure dite DTC-VBHCC. Cette structure est similaire à celle de la DTC-FHBCC à la seule différence qu'au lieu d'utiliser des comparateurs à hystérésis à bandes fixes, on utilise des comparateurs à hystérésis à bandes variables tout en assurant le découplage de l'erreur de courant pour compenser le phénomène d'interférence entre les phases.

L'équation (4.6) met en évidence le couplage qui existe entre les trois phases, puisque l'erreur de courant d'une phase dépend de l'état de toutes les phases à travers v_0 . Pour éviter ce phénomène, un découplage de l'erreur de courant doit être effectué comme suit :

$$\varepsilon_a = i_{sa}^* - i_{sa} = \varepsilon'_a + \varepsilon''_a \tag{4.7}$$

ε'_a : représente l'erreur de courant découplée ;

ε''_a : représente l'erreur de découplage.

En remplaçant (4.7) en (4.6), on obtient :

$$L_{ls} \frac{d\varepsilon'_a}{dt} + L_{ls} \frac{d\varepsilon''_a}{dt} = v_{sa}^* - v_a + v_o \tag{4.8}$$

Puisque l'erreur de découplage ε''_a dépend de l'état de toutes les phases à travers v_o et l'erreur découplée ε'_a dépend uniquement de la tension correspondante v_a . Dans ce cas, (4.8) peut être décomposée en deux parties comme suit :

$$L_{ls} \frac{d\varepsilon''_a}{dt} = v_o \tag{4.9}$$

$$L_{ls} \frac{d\varepsilon'_a}{dt} = v_{sa}^* - v_a \tag{4.10}$$

Les trois termes de découplages sont égaux ($\varepsilon''_a = \varepsilon''_b = \varepsilon''_c$).

Après le découplage de l'erreur de courant, l'erreur de courant découplée $\varepsilon'_a(t)$ varie triangulairement dans la bande d'hystérésis β_a comme le montre la figure 4.3.

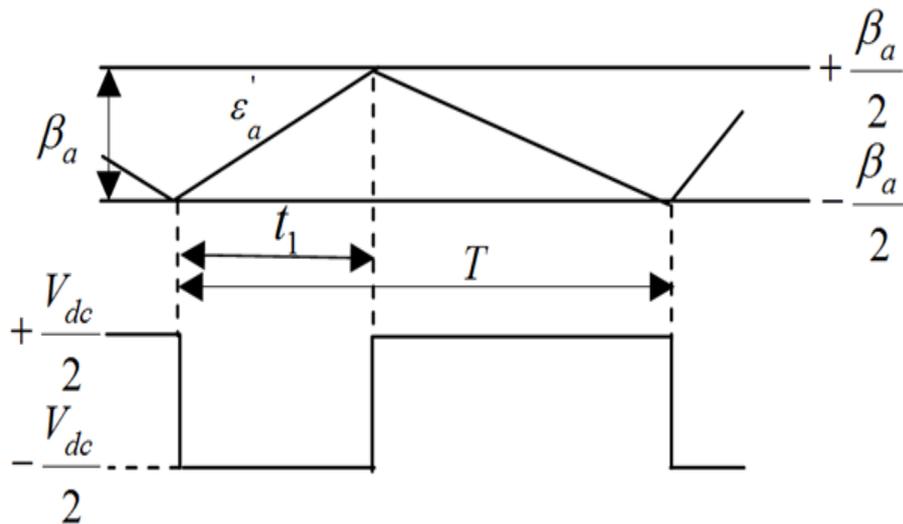


Figure 4.3. Erreur de courant découplée dans une bande fixe et la tension de sortie de l'onduleur pour un bras.

A l'aide de (4.10) et à partir de la figure 4.3, on peut écrire :

Pour $0 < t < t_1$, on a :

$$\begin{aligned}
v_{sa}^* + \frac{V_{dc}}{2} &= L_{ls} \frac{\Delta \varepsilon'_a}{\Delta t} = L_{ls} \left(\frac{\varepsilon'_a(t_1) - \varepsilon'_a(0)}{t_1 - 0} \right) \\
&= L_{ls} \left(\frac{\beta_a/2 + \beta_a/2}{t_1} \right)
\end{aligned} \tag{4.11}$$

Pour $t_1 < t < T$, on a :

$$\begin{aligned}
v_{sa}^* - \frac{V_{dc}}{2} &= L_{ls} \frac{\Delta \varepsilon'_a}{\Delta t} = L_{ls} \left(\frac{\varepsilon'_a(T) - \varepsilon'_a(t_1)}{T - t_1} \right) \\
&= L_{ls} \left(\frac{-\beta_a/2 - \beta_a/2}{T - t_1} \right)
\end{aligned} \tag{4.12}$$

De (4.11) et (4.12), l'expression de la période de commutation s'écrit comme suit :

$$T = \frac{L_{ls} V_{dc} \beta_a}{\left(\frac{V_{dc}}{2} \right)^2 - (v_{sa}^*)^2} \tag{4.13}$$

De (4.13), on constate bien que pour β_a constante, alors la période de commutation T est variable.

De (4.13), pour maintenir la fréquence de commutation constante, la bande d'hystérésis peut être modifiée dynamiquement selon cette expression.

$$\beta_a = \frac{\left(\frac{V_{dc}}{2} \right)^2 - (v_{sa}^*)^2}{L_{ls} V_{dc}} T_d \tag{4.14}$$

Où : T_d est la période de commutation désirée.

L'équation (4.14) montre que l'adaptation de la bande d'hystérésis se réalise par une loi de commande simple qui offre le fonctionnement à fréquence de commutation constante et améliore les performances de la commande DTC. Le seul inconvénient de cette loi de commande réside dans la nécessité de disposer d'une bonne connaissance des paramètres du système (notamment l'inductance de fuite statorique).

Le choix de la tension du bus continu V_{dc} de l'onduleur est très important, car quand le rapport $\frac{v_{sa}^*}{V_{dc}/2}$ s'approche à l'unité, ceci peut provoquer l'instabilité du système et peut dégrader les performances de la commande [57].

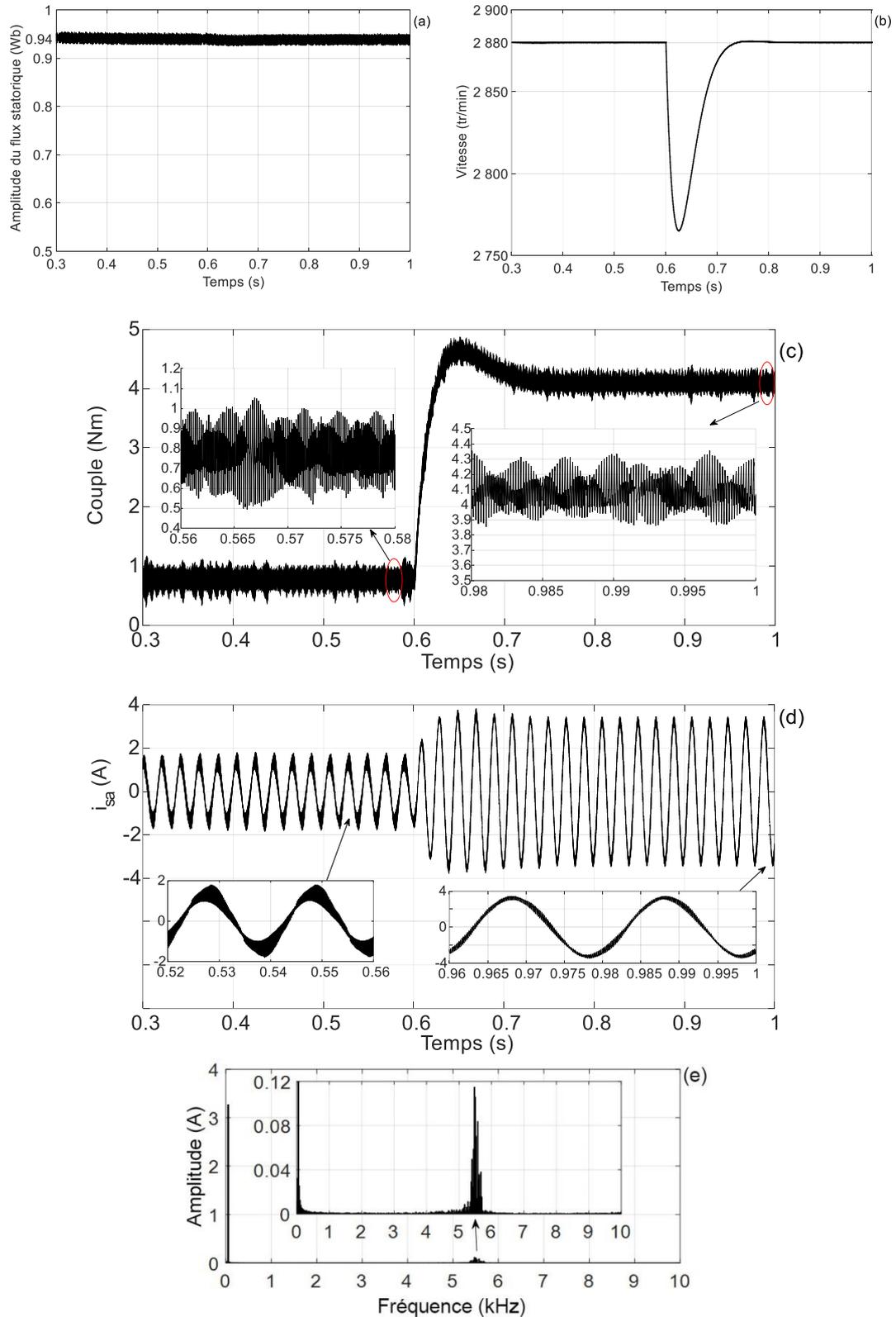


Figure 4.5. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-VHBC : (a) module du flux statorique estimé, (b) vitesse de rotation, (c) Couple électromagnétique estimé, (d) courant statorique i_{sa} , (e) Spectre harmonique associé à i_{sa} en régime nominal.

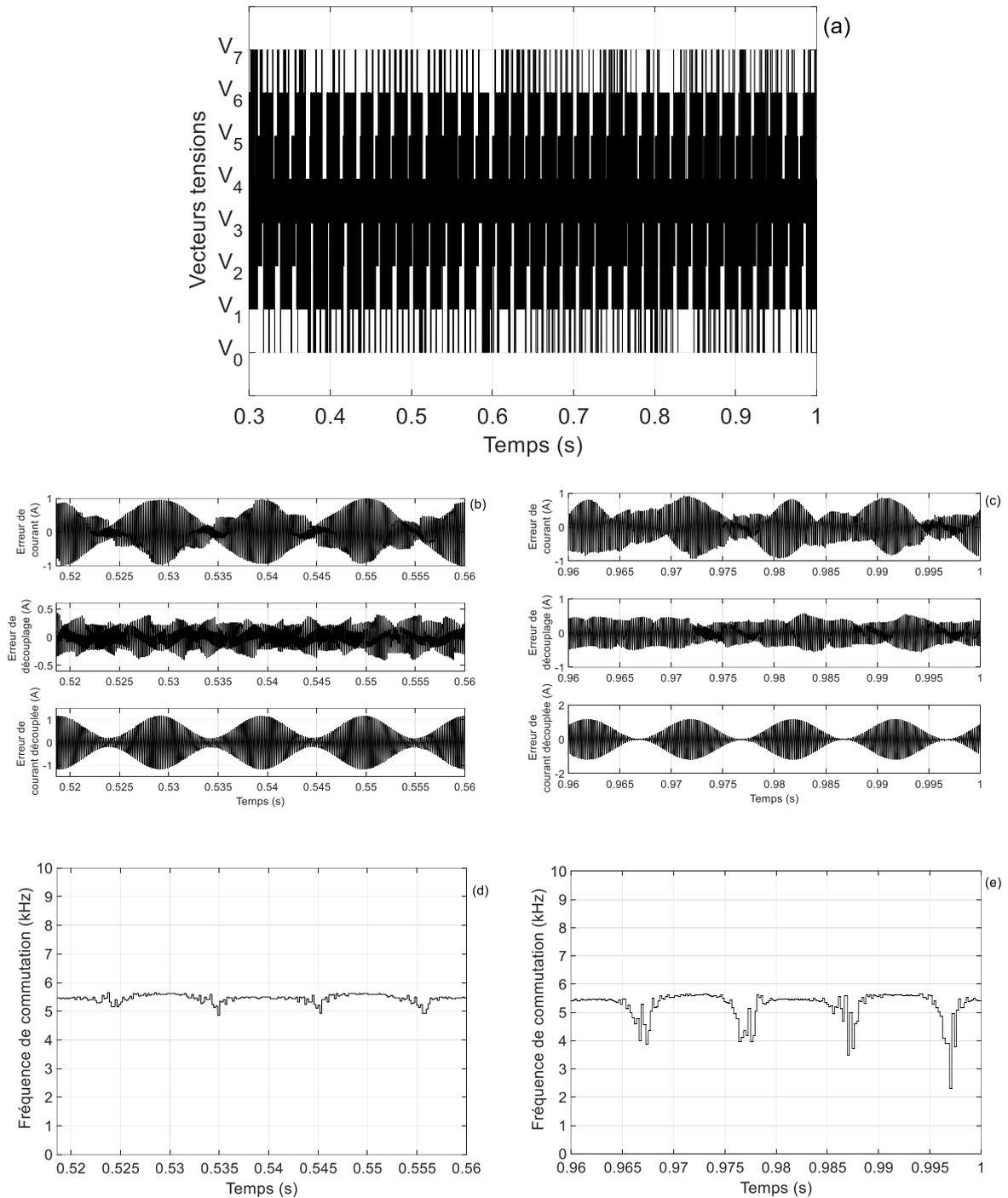


Figure 4.6. Résultats de simulation obtenus lors d'un changement brusque de la charge mécanique à la vitesse nominale 2880 tr/min pour la structure DTC-VHBC : (a) Vecteurs tensions, (b) erreur de courant, erreur de découplage et erreur de courant découplée à vide, (c) erreur de courant, erreur de découplage et erreur de courant découplée en charge, (d) fréquence de commutation à vide, (e) fréquence de commutation en régime nominal.

D'après ces résultats, on remarque que :

- à vide (avant 0.6 s) et à pleine charge (après 0.6 s), l'amplitude du flux statorique et la vitesse de rotation du moteur sont bien régulées autour de leurs valeurs de référence 0.94 Wb et 2880 tr/min.
- à vide (avant 0.6 s), l'erreur de courant découplée évoluée dans une bande d'hystérésis variable, ce qui montre que la fréquence de commutation est bien fixée à sa valeur désirée 5.6 kHz.
- à pleine charge (après 0.6 s), l'erreur de courant découplée évoluée dans une bande d'hystérésis variable, ce qui montre que la fréquence de commutation est bien fixée à sa valeur désirée 5.6 kHz. Mais elle présente de légères diminutions aux instants où l'allure de la tension de référence s'approche à son maximum, car en régime nominal l'amplitude des tensions de référence est de $220\sqrt{2} = 311V$, qui est très proche à la valeur $V_{dc}/2 = 630/2 = 315V$ (d'après (4.14), le rapport $\frac{v_{sa \max}^*}{V_{dc}/2}$ est très proche à l'unité et la bande d'hystérésis est presque nul).
- Comparativement aux structures DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2, la structure DTC-VHBC possède une réponse dynamique comparable en régime transitoire, elle offre également de bonnes performances en termes de réductions des ondulations du couple électromagnétique et de qualité des courants statoriques (THD = 7.19 %).

4.4.2. Investigation du fonctionnement de la commande DTC-VHBC en basses vitesses

Ce test a pour but de bien illustrer les performances de la commande DTC-VHBC lorsque la machine asynchrone fonctionne en basse vitesse et entraîne la charge mécanique nominale. Dans ce cas, on a choisi une vitesse de référence 500 tr/min et une tension du bus continu de l'onduleur $V_{dc} = 300V$. Les formes d'ondes de la tension de référence v_{sa}^* , de la bande d'hystérésis, de la fréquence de commutation instantanée et du courant statorique i_{sa} sont présentées sur la figure 4.7. On observe que :

- La tension de référence v_{sa}^* a une amplitude de 75 V et une fréquence de 10.5 Hz, ce qui montre que la valeur de $V_{dc} = 300V$ est suffisante car le rapport : $\frac{v_{sa \max}^*}{V_{dc}/2} = \frac{75}{150} = 0.5$ est inférieur de l'unité.

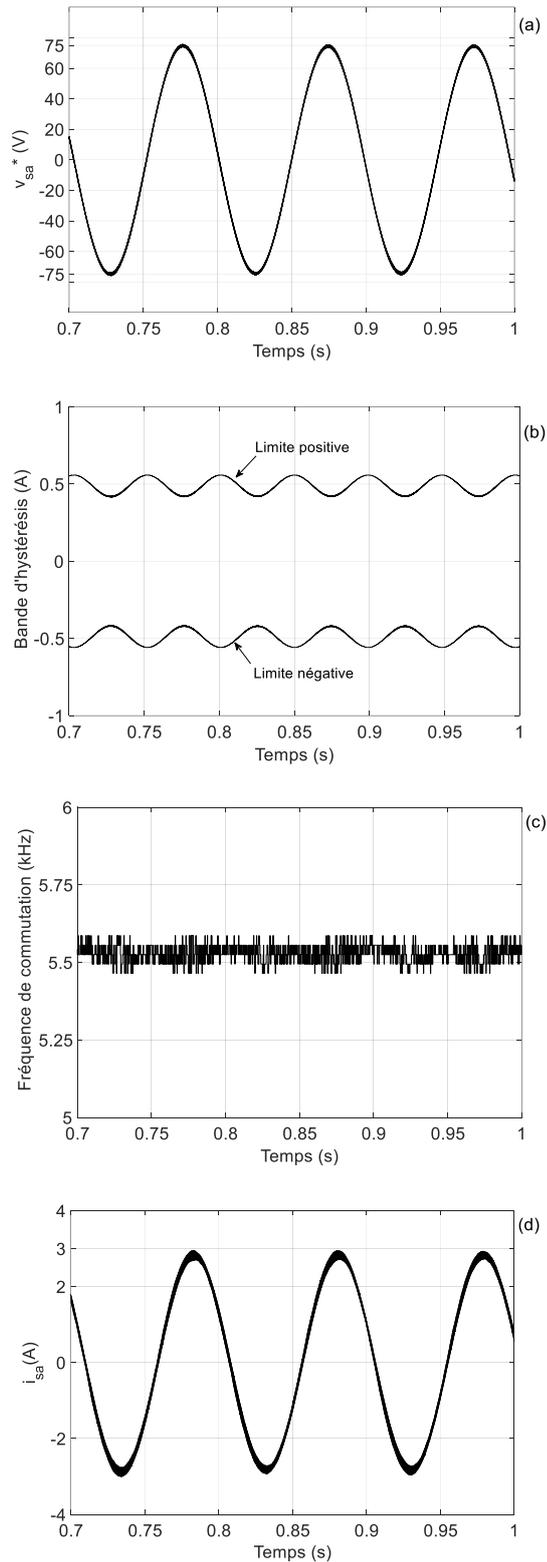


Figure 4.7. Résultats de simulation obtenus lors d'un fonctionnement à 500 tr/min en pleine charge pour la structure DTC-VHBC : (a) tension de référence v_{sa}^* , (b) bande d'hystérésis, (c) fréquence de commutation, (d) courant statorique i_{sa} .

- La bande d'hystérésis est variable et la fréquence de commutation est bien fixée à sa valeur désirée 5.6 kHz.
- Le courant statorique i_{sa} possède une forme d'onde quasi-sinusoidale.

D'après ce test on peut dire que la commande DTC-VHBCC assure un fonctionnement à fréquence de commutation très stable même pour un fonctionnement en basse vitesse.

4.4.3. Analyse des performances de la commande DTC-VHBCC en basses vitesses

Le système a été simulé avec quatre tests similaires à ceux de la commande DTC conventionnelle présentée dans le chapitre 2 et de la commande DTC-SVM présentée dans le chapitre 3. Ces tests permettent d'évaluer la réponse du flux statorique en basses vitesses.

- **Test 1 :** Fonctionnement en basse vitesse à 200 tr/min en pleine charge
- **Test 2 :** Inversion brusque du sens de rotation du moteur de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge
- **Test 3 :** Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge
- **Test 4 :** Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide

Les résultats obtenus sont montrés sur les figures 4.8 à 4.11. On remarque bien que dans les quatre tests, la technique DTC-VHBCC maintient le flux statorique bien régulé autour de sa référence 0.94 Wb sur toutes les plages de fonctionnement (aucun phénomène de démagnétisation).

❖ Test 1 : Fonctionnement en basse vitesse à 200 tr/min en pleine charge

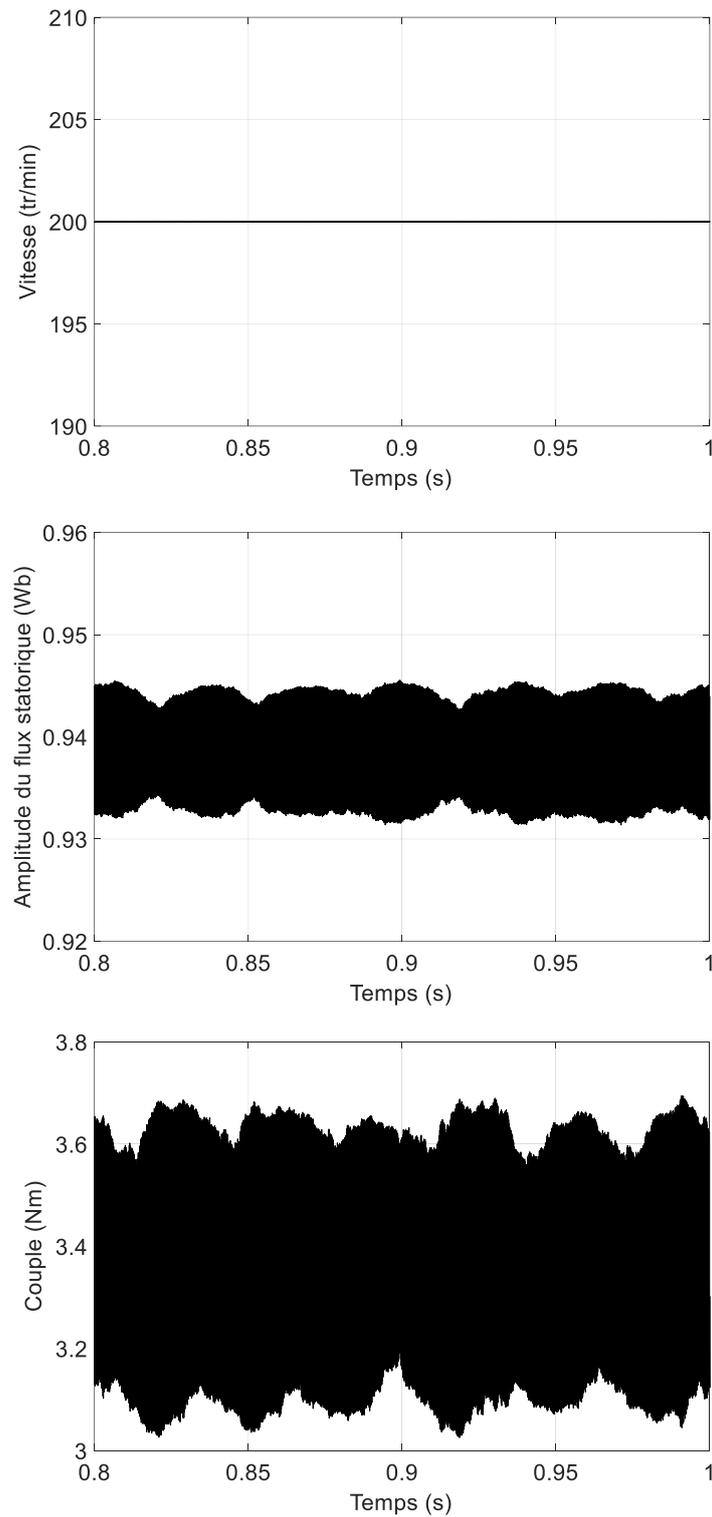


Figure 4.8. Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBC lors d'un fonctionnement en basse vitesse 200 tr/min en pleine charge.

❖ **Test 2 : Inversion brusque du sens de rotation du moteur de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge**

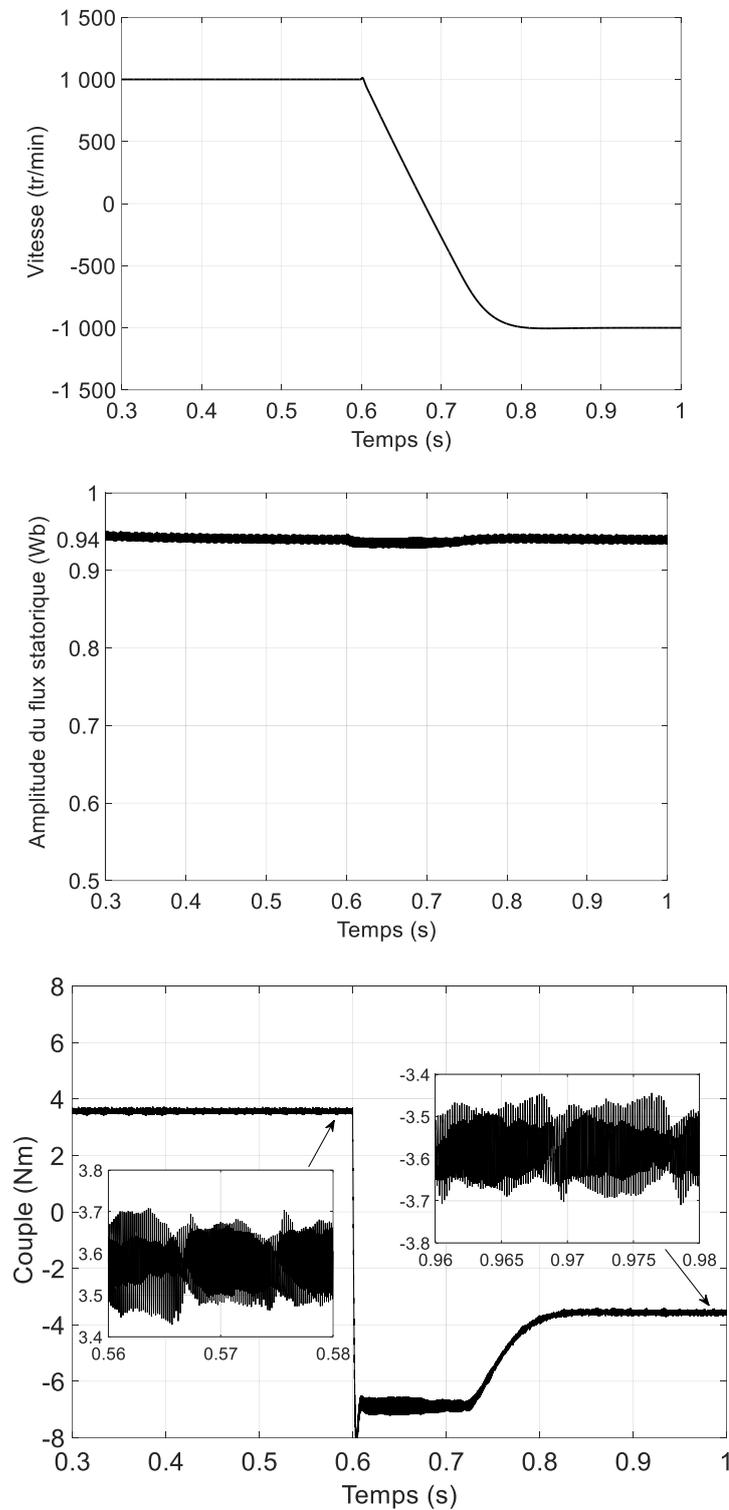


Figure 4.9. Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBCC lors d'une inversion brusque du sens de rotation de +1000 tr/min à -1000 tr/min en pleine charge.

❖ **Test 3 : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge**

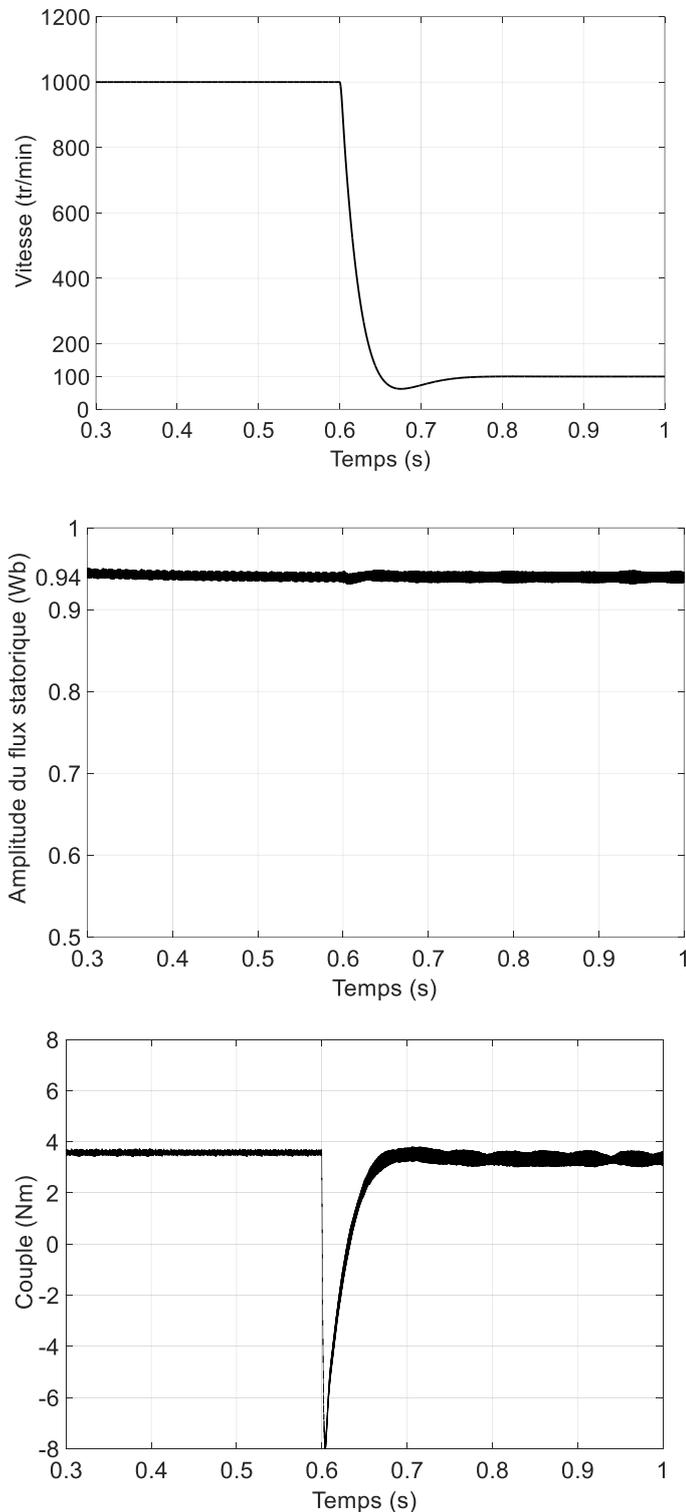


Figure 4.10. Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBC lors d'une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min en pleine charge.

❖ Test 4 : Diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide

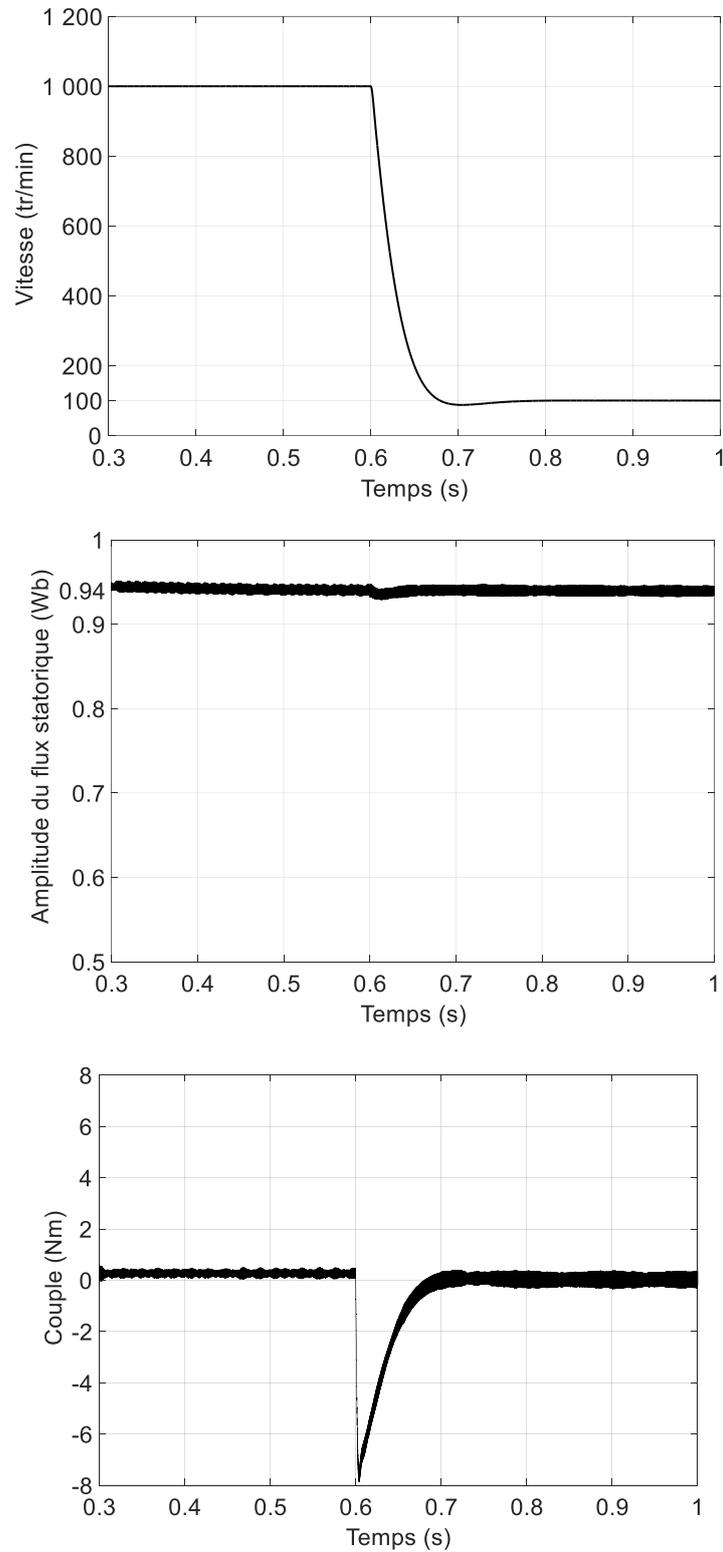


Figure 4.11. Résultats de simulation obtenus pour DTC-VHBC lors d'une diminution brusque de la vitesse de 1000 tr/min à 100 tr/min à vide.

4.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré au développement et à l'étude en simulation d'une technique de commande DTC modifiée à fréquence de commutation constante basée sur la commande en courant par hystérésis à bande variable (DTC-VHBCC) pour une machine asynchrone. Cette technique possède une structure simple et similaire à celle de la commande DTC conventionnelle, elle permet de contrôler non seulement le flux statorique et le couple électromagnétique, mais également les courants statoriques. L'incorporation de la commande en courant par hystérésis dans sa structure offre un contrôle caractérisé par la simplicité, la robustesse et la réponse rapide aux perturbations. Le problème de la variation de la fréquence de commutation lié à cette commande est traité par l'adaptation de la bande d'hystérésis tout en compensant le phénomène d'interférence entre les phases.

L'étude en simulation numérique a permis de montrer clairement son efficacité pour différents régimes de fonctionnement. Il a été observé que comparativement à la technique de commande DTC conventionnelle (DTC-tableau 2.1), la technique de commande DTC-VHBCC permet d'offrir un bon réglage du flux statorique sur toute la plage de variation de la vitesse, une bonne fixation de la fréquence de commutation, moins d'ondulations du couple et meilleure qualité des formes d'ondes des courants statoriques. En guise de conclusion sur les résultats de simulation obtenus, on peut dire que la technique de commande DTC-VHBCC nous a permis d'atteindre les objectifs visés, avec des performances très satisfaisantes.

CHAPITRE 5

**Validation Expérimentale à l'Aide de la Carte dSPACE 1104
des Commandes DTC Conventionnelle et DTC-VHBCC
Appliquées à la Machine Asynchrone**

CHAPITRE 5

Validation Expérimentale à l'Aide de la Carte dSPACE 1104 des Commandes DTC Conventionnelle et DTC-VHBCC Appliquées à la Machine Asynchrone

5.1. Introduction

Dans ce chapitre, on présente une étude expérimentale qui permet de valider l'étude théorique et de justifier l'utilité primordiale de la structure de commande DTC-VHBCC développée dans le cadre de ce travail. Cette étude a été réalisée au sein du laboratoire « Electronique de Puissance et Commandes électriques », Département d'Electrotechnique, Faculté de technologie, Université Ferhat Abbas Sétif 1.

Dans le cadre de cette implémentation pratique, la comparaison se fait avec différents tests entre la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle et la commande DTC-VHBCC proposée. Notre choix pour la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle comme technique de base est principalement dû à l'avantage qu'elle offre par rapport à la commande DTC-tableau 2.1 conventionnelle. Cet avantage réside dans le bon réglage du flux statorique autour de sa référence sur toute la plage de variation de la vitesse (pas de phénomène de démagnétisation en basses vitesses).

Lors de cette implémentation pratique, le système d'entraînement est interfacé avec un PC et la communication entre le système et le PC se fait via une carte d'acquisition de type DSP (carte dSPACE 1104) et en utilisant les environnements logiciels Matlab/Simulink et Control Desk. On présente en premier lieu le banc d'essais expérimental de l'entraînement électrique. En deuxième lieu, les résultats expérimentaux relevés lors d'une série d'essais pratiques seront présentés et commentés.

5.2. Banc d'essais expérimental

Le banc d'essais expérimental développé a pour but de mettre en place les commandes DTC-tableau 2.2 conventionnelle et DTC-VHBCC pour le système d'entraînement électrique à base de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Les commandes développées sont réalisées numériquement à l'aide d'une plateforme de type dSPACE, mettant en œuvre une carte de

prototypage DS1104. L'interface de contrôle et de visualisation des signaux entre l'opérateur et le système est réalisée à l'aide du logiciel Control Desk, qui permet, à partir du schéma Simulink/dSPACE, de commander les signaux de contrôle et de visualiser les signaux accessibles sous l'environnement Simulink.

5.2.1. Principaux éléments du banc d'essais expérimental

La figure 5.1 montre une photographie du banc d'essais expérimental complet. Ce dernier est composé des éléments suivants :

- (1) une alimentation alternative triphasée variable « auto-transformateur ».
- (2) un onduleur triphasé de tension accompagné d'un pont redresseur, deux condensateurs de filtrage montés en série (2200 μ F/400V pour chacun) et un dissipateur résistif piloté par un transistor (peut être utilisé lors des phases de freinage).
- (3) une carte dSPACE (DS1104) insérée dans un PC permettant l'implantation des algorithmes de commande.
- (4) Panneau de connexion multi-entrées, multi-sorties qui assure la liaison entre les différentes sorties des capteurs et la carte DS1104 (PC).
- (5) Deux capteurs de courants à effet Hall sont utilisés pour capter les courants statoriques.
- (6) Un capteur de tension (sonde différentielle) utilisé pour capter la tension du bus continu de l'onduleur.
- (7) un capteur de vitesse de type dynamo tachymétrique.
- (8) une machine asynchrone triphasée à cage de 1 kW.
- (9) un système mécanique « électro-frein ».
- (10) Oscilloscope numérique.
- (11) Un analyseur de qualité de l'énergie (Chauvin Arnoux) est utilisé pour évaluer la qualité de l'énergie (THD, spectre harmonique et diagramme vectoriel de tensions et courants statoriques), mesurer les puissances active et réactive et calculer le facteur de puissance et de déplacement.

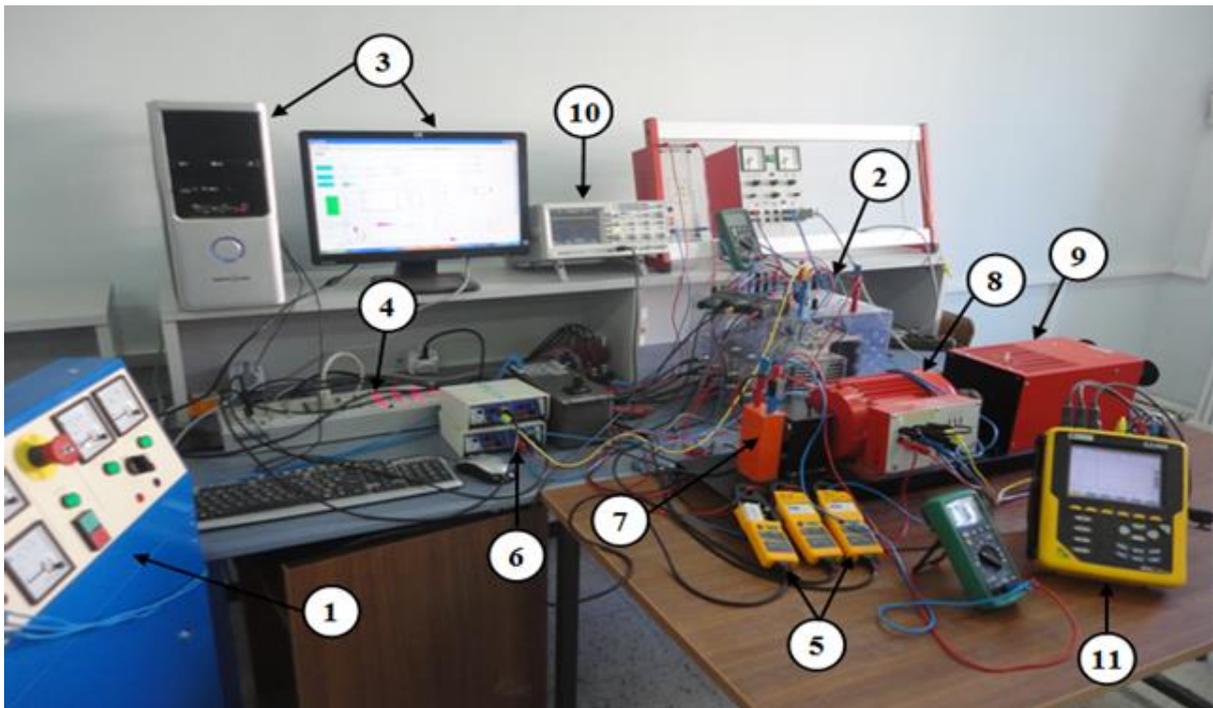


Figure 5.1. Photographie du banc d'essais expérimental complet.

5.2.2. Commande Numérique

La commande de l'entraînement électrique est réalisée numériquement à l'aide d'une plateforme de type dSPACE, mettant en œuvre une carte de prototypage DS1104. Le système DS1104 se compose des éléments suivants [57] :

- La carte mère DS1104, montée dans l'ordinateur. Elle gère le fonctionnement global du système et exécute le programme principal.
- Deux groupes de quatre entrées BNC liées à la carte de conversion analogique-numérique. Il faut noter que les signaux d'entrées doivent être multipliés par 10 car les convertisseurs (CAN) divisent automatiquement les entrées par 10.
- Deux groupes de quatre sorties BNC liées à la carte de conversion numérique-analogique. De même, il faut diviser les signaux de sorties par 10 car les convertisseurs (CNA) multiplient automatiquement les sorties par 10. Les sorties sont comprises dans la plage ± 10 V.

L'avantage principal de ce système de commande numérique est qu'à l'aide de logiciels adéquats, il est possible de traduire automatiquement en code assembleur, de compiler et de charger dans le DSP les commandes réalisées avec les modèles classiques de Simulink®. Ainsi, il est possible de tester des lois de commande en simulation sous Simulink® puis de traduire

celles-ci en langage codé et les transférer automatiquement dans le contrôleur. Un autre avantage du système de commande réside dans le logiciel d'expérimentation (Control Desk). Il autorise la visualisation en temps réel, le stockage des différentes grandeurs du système et la modification des paramètres de la commande.

Les différents outils logiciels composant ce système de développement sont les suivants (figure 5.2) [57]:

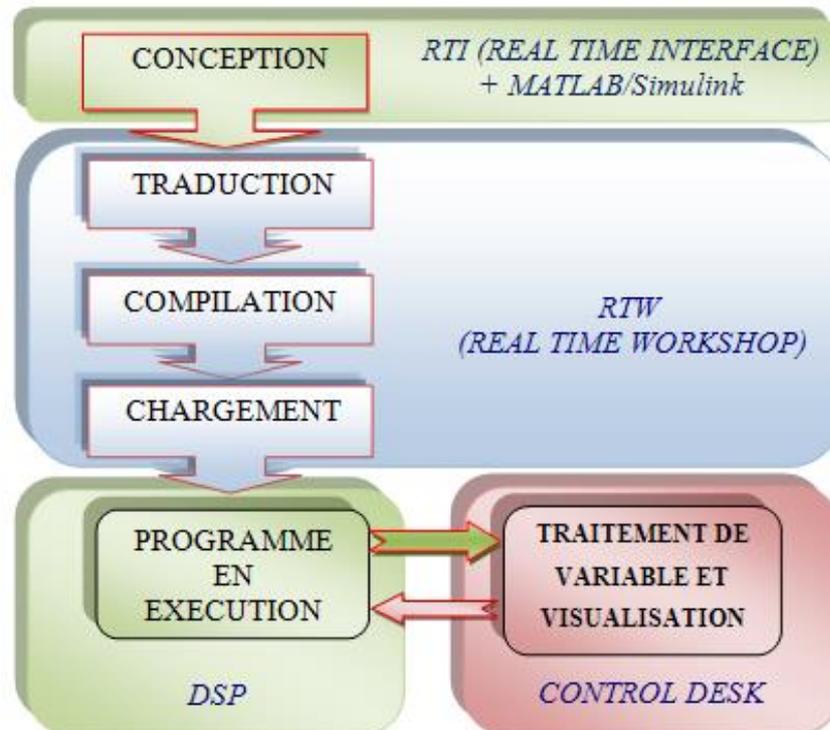


Figure 5.2. Etapes de l'implantation des algorithmes sur la carte DSP.

- ▶ *Matlab/Simulink* : il permet de transcrire la modélisation du système physique et des lois de commande associées. Les algorithmes de contrôle sont développés et testés en simulation avant de les implémenter sur le banc d'essais.
- ▶ *RTI (Real Time Interface)* : logiciel d'implémentation constitué d'une librairie sous Simulink qui permet de rendre la commande développée directement implémentable dans le DSP. Ses blocs spéciaux servent d'interface entre les entrées/sorties de la commande avec leurs homologues physiques du DSP. En fonction du contrôleur utilisé, la librairie est différente et la constitution des blocs aussi.
- ▶ *RTW (Real Time Workshop)* : ce programme compile les fichiers Simulink et génère automatiquement un code en langage C. Toutes les spécifications pour convertir le modèle

Simulink dans un fichier en langage C, comme par exemple les priorités entre interruptions, peuvent être contrôlées par l'utilisateur.

► *Control Desk* : c'est le logiciel d'expérimentation. Il permet la construction aisée d'une interface graphique. Ainsi, il est possible de visualiser en temps réel les grandeurs physiques mesurées, de stocker des données pour ensuite les traiter dans l'environnement Matlab. Il pilote les instants de démarrage ou d'arrêt du programme et les changements des paramètres de la commande en temps réel (consignes, paramètres de contrôle ...etc.).

5.3. Résultats expérimentaux

Dans ce paragraphe, on présente les résultats expérimentaux obtenus pour différents tests, lors de l'application à la machine asynchrone la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle et la commande DTC-VHBCC. Les techniques de commande sont implémentées numériquement sur la carte dSPACE 1104 avec une période d'échantillonnage 50 μ s. Dans tous les tests, la fréquence de commutation désirée de la commande DTC-VHBCC est fixée 5.6 kHz.

5.3.1. Résultats expérimentaux en régime nominal

Pour ce test, la tension du bus continu de l'onduleur est de valeur 630 V. Le moteur tourne à une vitesse nominale 2880 tr/min et entraîne une charge mécanique développant un couple résistant nominal. Les figure 5.3 et 5.4 montrent respectivement les formes d'ondes des courants statoriques et le spectre harmonique associé à i_{sa} pour DTC-tableau 2.2 conventionnelle et DTC-VHBCC. D'après ces allures, on remarque bien que les deux structures de commande permettent à la machine asynchrone d'absorber des courants presque sinusoïdaux de valeur efficace et de fréquence conformes avec les indications du régime nominal portées par sa plaque signalétique (2.2 A, 50 Hz). Comme on peut aussi l'observer que comparativement à la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle, la commande DTC-VHBCC proposée présente des courants statoriques de bonne qualité (le THD est de 16.9 % pour DTC-tableau 2.2 conventionnelle et de 8.8 % pour DTC-VHBCC proposée).

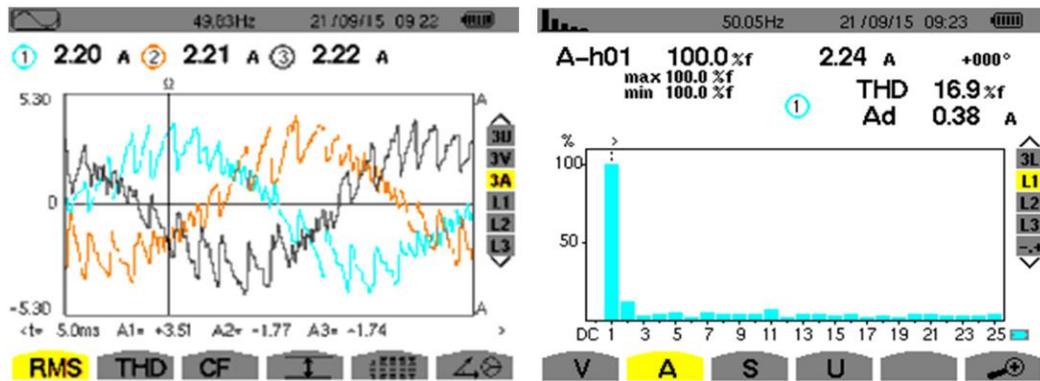


Figure 5.3. Formes d'ondes des courants statoriques et spectre harmonique associé à i_{sa} pour la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle.

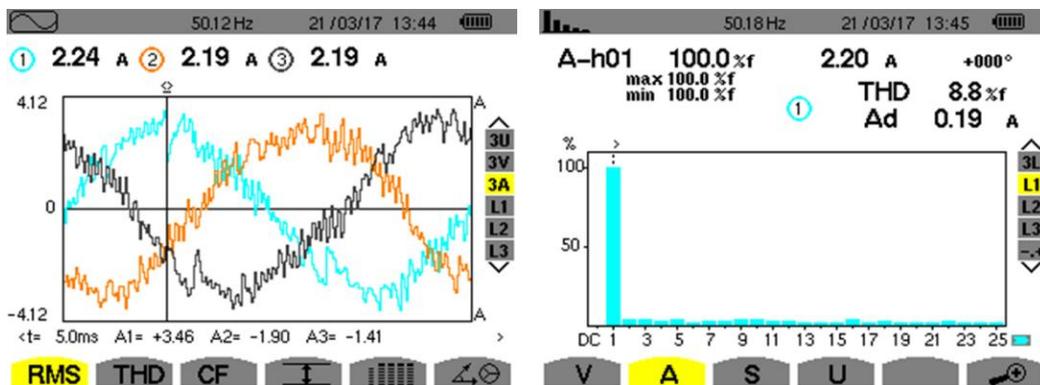


Figure 5.4. Formes d'ondes des courants statoriques et spectre harmonique associé à i_{sa} pour la commande DTC-VHBCC proposée.

5.3.2. Résultats expérimentaux en basses vitesses

5.3.2.1. Etude des formes d'ondes des courants statoriques en basses vitesses

Ce test a pour but de montrer une comparaison entre les formes d'ondes des courants statoriques pour DTC-tableau 2.2 conventionnelle et DTC-VHBCC. La tension du bus continu de l'onduleur est fixée à 300 V.

La figure 5.5 montre les formes d'ondes de la bande d'hystérésis β_a et du courant statorique i_{sa} obtenues lors de l'application de la commande DTC-VHBCC pour un fonctionnement à 500 tr/min en pleine charge. On remarque que cette technique présente une variation de la bande d'hystérésis coïncidant avec son expression théorique donnée par (4.14), et un courant statorique quasi-sinusoïdal, d'amplitude presque 3 A et de fréquence presque 10.5 Hz.

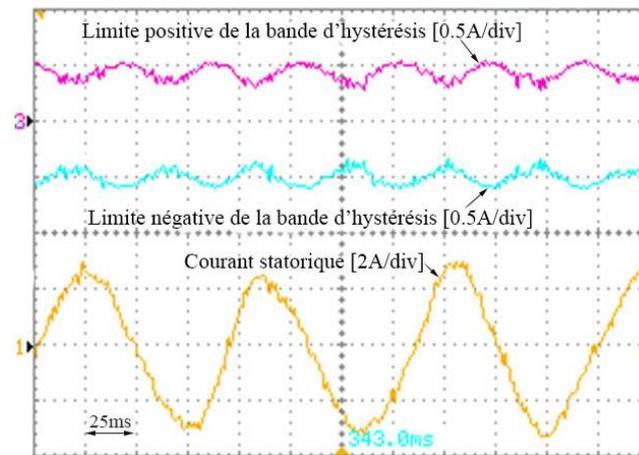


Figure 5.5. Formes d'ondes de la bande d'hystérésis β_a et du courant statorique i_{sa} obtenues par la commande DTC-VHBC pour un fonctionnement à 500 tr/min en pleine charge.

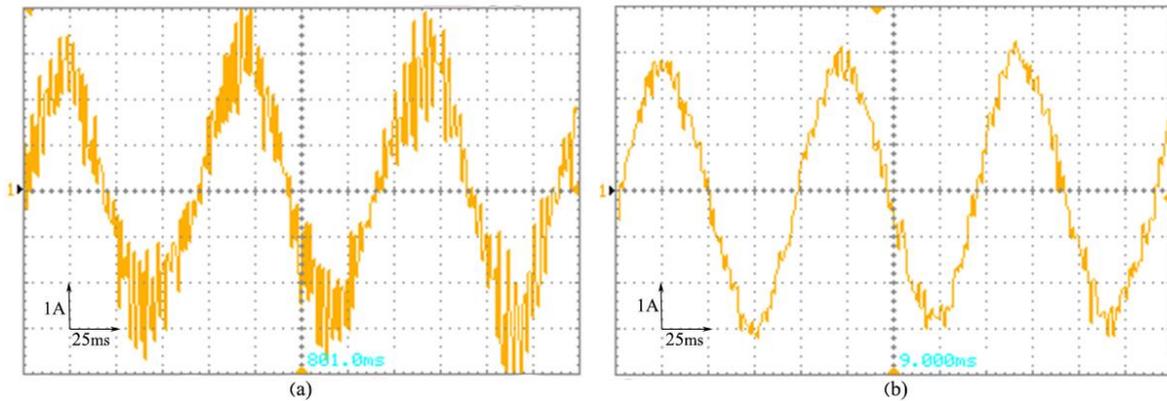


Figure 5.6. Forme d'onde du courant statorique i_{sa} pour un fonctionnement à 500 tr/min en pleine charge : (a) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (b) DTC-VHBC proposée.

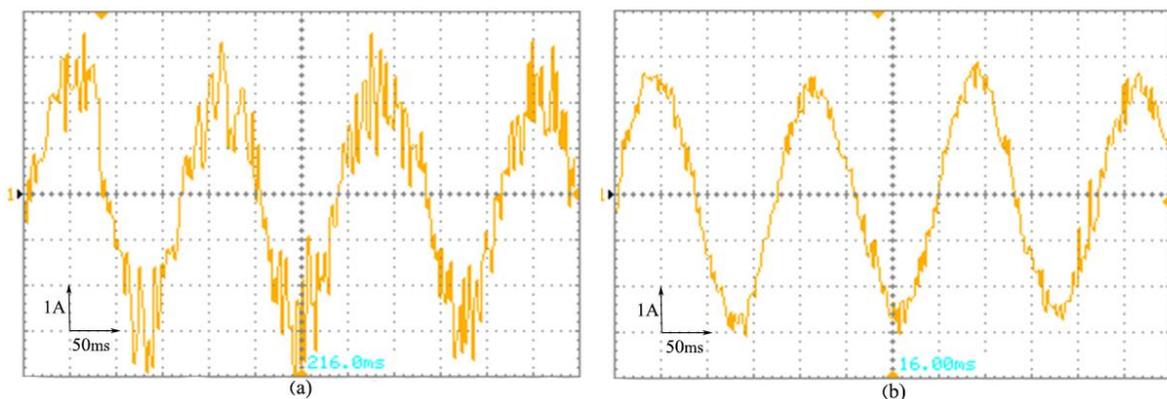


Figure 5.7. Forme d'onde du courant statorique i_{sa} pour un fonctionnement à 200 tr/min en pleine charge : (a) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (b) DTC-VHBC proposée.

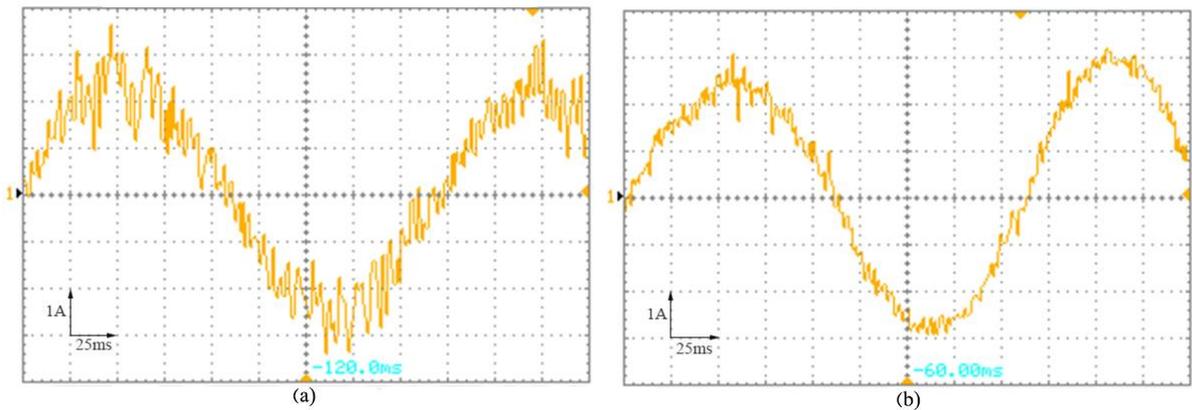


Figure 5.8. Forme d'onde du courant statorique i_{sa} pour un fonctionnement à 100 tr/min en pleine charge : (a) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (b) DTC-VHBCC proposée.

Les formes d'ondes du courant statorique i_{sa} obtenues lors de l'application des commandes DTC-tableau 2.2 conventionnelle et DTC-VHBCC sont montrées sur la figure 5.6 pour un fonctionnement à 500 tr/min en pleine charge, sur la figure 5.7 pour un fonctionnement à 200 tr/min en pleine charge et sur la figure 5.8 pour un fonctionnement à 100 tr/min en pleine charge. On remarque que les deux techniques présentent un courant statorique d'amplitude de presque 3 A quelle que soit la vitesse de rotation et de fréquence de presque : 10.5 Hz pour 500 tr/min, 5.88 Hz pour 200 tr/min et 4.7 Hz pour 100 tr/min. On observe également que comparativement à la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle, la commande DTC-VHBCC proposée présente des courants statoriques de bonne qualité pour les trois régimes de fonctionnement 500 tr/min, 200 tr/min et 100 tr/min.

5.3.2.2. Etude du comportement du système d'entraînement électrique lors d'une inversion brusque de la vitesse de rotation en basse vitesses

Afin de bien montrer les meilleures performances offertes par la commande DTC-VHBCC proposée par rapport à la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle, six tests expérimentaux sont réalisés lors d'une inversion brusque de la vitesse de rotation en basse vitesses.

Les résultats expérimentaux relevés (vitesse de référence, vitesse de rotation, couple électromagnétique estimé, module du flux statorique estimé) sont illustrés sur :

- La figure 5.9-a pour une inversion de +500 tr/min à -500 tr/min.
- La figure 5.9-b pour une inversion de -500 tr/min à +500 tr/min
- La figure 5.10-a pour une inversion de +200 tr/min à -200 tr/min,
- La figure 5.10-b pour une inversion de -200 tr/min à +200 tr/min,

- La figure 5.11-a pour une inversion de +100 tr/min à -100 tr/min et
- sur la figure 5.11-b pour une inversion de -100 tr/min à +100 tr/min.

D'après ces résultats, on remarque bien que pour tous les tests, les deux techniques DTC-tableau 2.2 conventionnelle et DTC-VHBCC offrent un bon réglage du module du flux statorique autour de 0.94 Wb et possèdent un comportement dynamique comparable. Comparativement la structure DTC-tableau 2.2, la structure DTC-VHBCC offre de bonnes performances en termes de réductions des ondulations du couple électromagnétique.

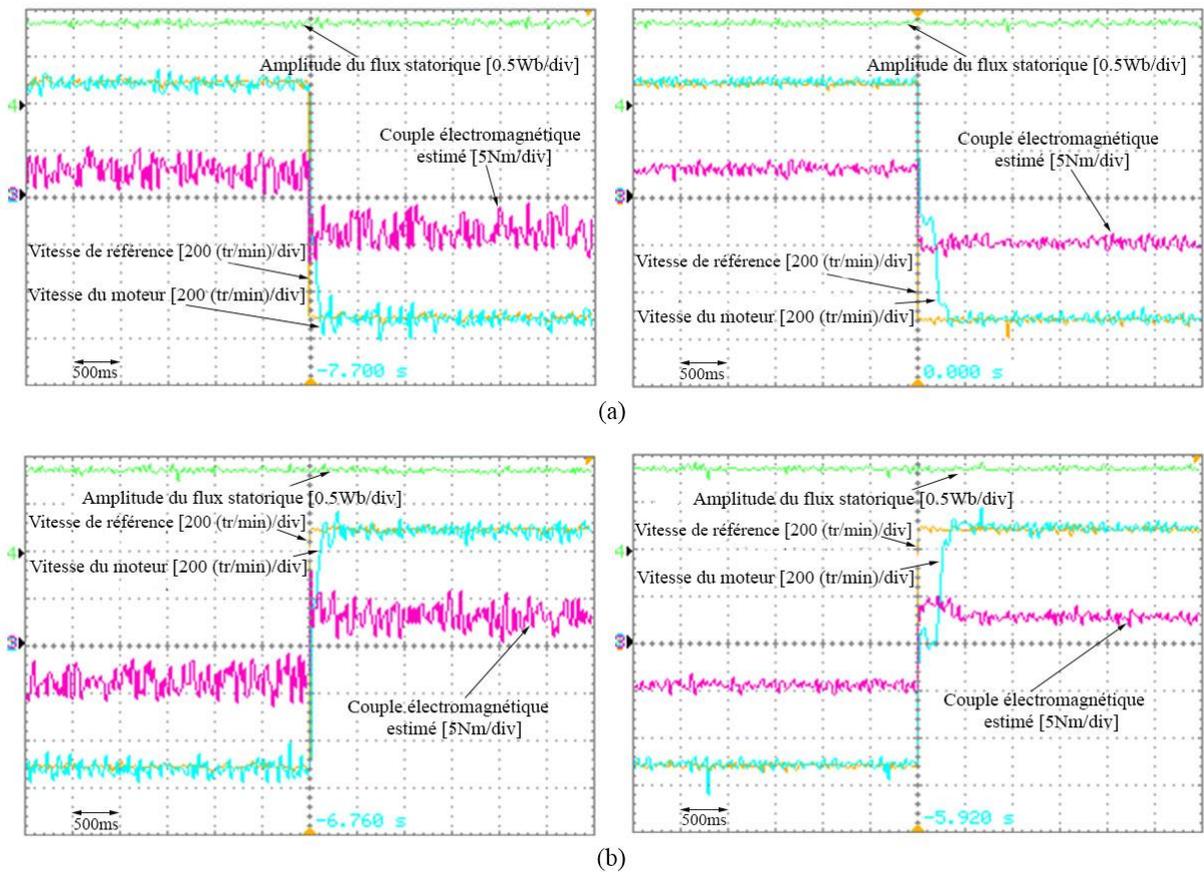


Figure 5.9. Résultats expérimentaux obtenus lors d'une inversion de la vitesse de rotation, (côté gauche) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (côté droit) DTC-VHBCC proposée : (a) de +500 tr/min à -500 tr/min, (b) de -500 tr/min à +500 tr/min.

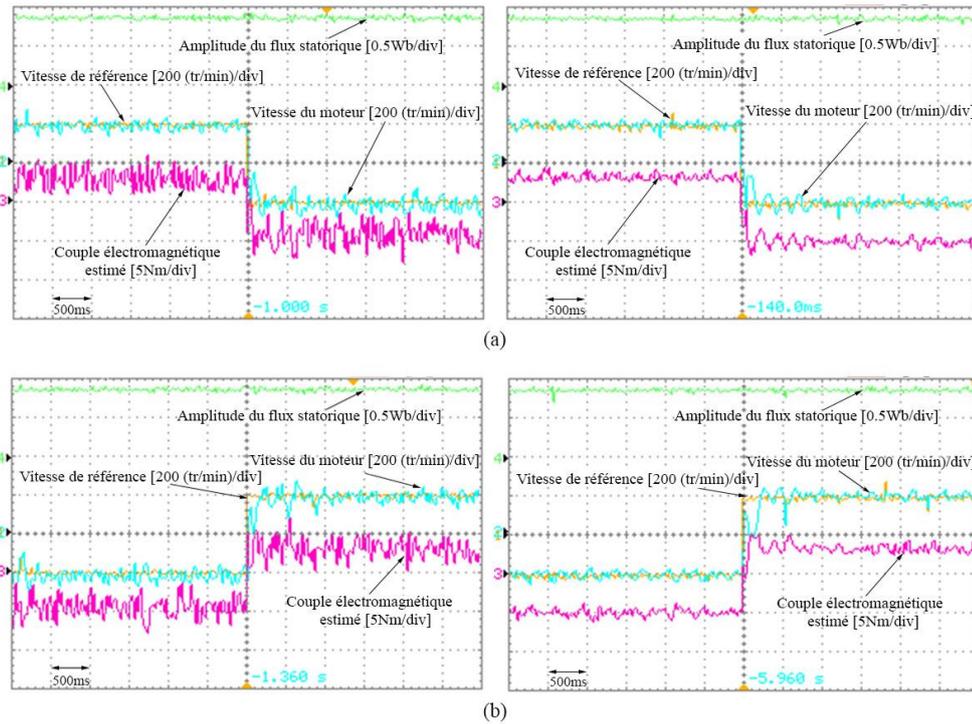


Figure 5.10. Résultats expérimentaux obtenus lors d'une inversion de la vitesse de rotation, (côté gauche) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (côté droit) DTC-VHBCC proposée : (a) de +200 tr/min à -200 tr/min, (b) de -200 tr/min à +200 tr/min.

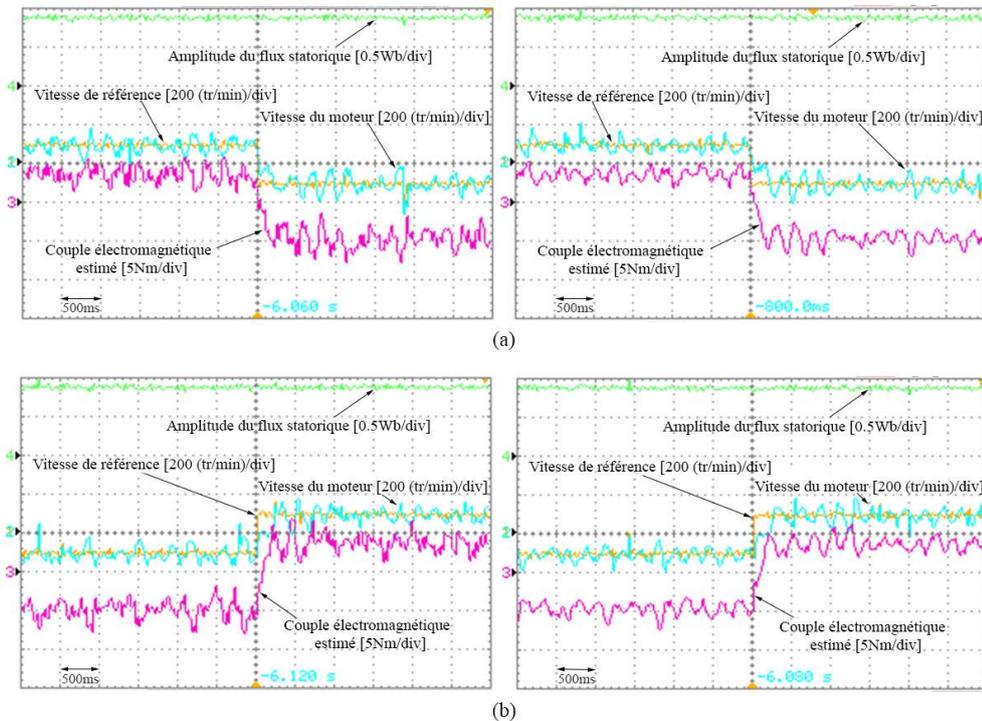


Figure 5.11. Résultats expérimentaux obtenus lors d'une inversion de la vitesse de rotation, (côté gauche) DTC-tableau 2.2 conventionnelle, (côté droit) DTC-VHBCC proposée : (a) de +100 tr/min à -100 tr/min, (b) de -100 tr/min à +100 tr/min.

5.4. Conclusion

L'étude expérimentale présentée dans ce chapitre nous a permis de vérifier l'utilité de la technique de commande DTC-VHBCC appliquée à la machine asynchrone. Les performances apportées par cette technique ont été comparées à celles de la technique de commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle pour une série d'essais expérimentaux. Les résultats expérimentaux obtenus confirment ceux de la simulation et montrent bien que les deux techniques possèdent un comportement dynamique comparable dans les régimes transitoires, mais comparativement à la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle, la technique de commande DTC-VHBCC présente des courants statoriques de bonne qualité et des ondulations réduites du couple électromagnétique et ce pour différents régimes de fonctionnement.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de recherche des techniques de commande avancées qui permettent le fonctionnement à fréquence de commutation constante de la commande DTC appliquée à la machine asynchrone.

A la lumière de l'étude bibliographique approfondie, nous avons pu apprécier l'importance des recherches effectuées sur les différentes modifications apportées à la structure DTC originale afin de supprimer ses principaux inconvénients et améliorer ses performances. Notre attention a été principalement portée sur le développement d'une nouvelle structure dite DTC-VHBCC qui a pour but de surmonter le problème de la variation de la fréquence de commutation ; lié à la commande DTC conventionnelle de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Cette structure est basée sur une technique de commande en courant par hystérésis à bande variable «Variable Hysteresis Band Current Control (VHBCC)», elle est simple et similaire à la structure DTC conventionnelle, elle permet de contrôler non seulement le flux statorique et le couple électromagnétique, mais également les courants statoriques. Comparativement à la technique DTC conventionnelle, la technique DTC-VHBCC développée possède un comportement dynamique comparable dans les régimes transitoires, assure un bon réglage du flux statorique, assure un fonctionnement à fréquence de commutation stable, améliore la qualité des courants statoriques et réduit les ondulations du couple électromagnétique sur toutes les plages de fonctionnement.

Au début de cette thèse, nous avons mis l'accent sur les expressions des différentes tensions de sortie de l'onduleur triphasé de tension, la description mathématique de la machine asynchrone et l'identification paramétrique d'une machine asynchrone à cage d'écureuil de 1 kW sur laquelle a été basée notre étude.

Ensuite, le principe de la commande DTC conventionnelle appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil a été détaillé avec deux structures DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2 (avec et sans sélection des vecteurs tensions nuls). Ainsi, les performances de ces deux structures ont été examinées et comparées par une étude en simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/Simulink dans différents régimes de fonctionnement.

Nous avons ensuite, présenté le principe d'une structure de commande DTC-SVM et une étude en simulation numérique qui a permis de justifier son utilité dans différents régimes de fonctionnement. Cette structure offre un fonctionnement à fréquence de commutation

constante pour le système d'entraînement électrique avec machine asynchrone, elle est basée sur l'utilisation des régulateurs PI et de la SVM. L'étude en simulation a permis de montrer que comparativement aux structures DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2, la structure DTC-SVM possède une réponse dynamique lente en régimes transitoires, cependant elle offre de bonnes performances en termes de réductions des ondulations du couple électromagnétique et de qualité des courants statoriques.

Ensuite, Nous avons montré notre propre contribution qui a été apportée sur le développement d'une technique de commande DTC-VHBCC appliquée à la machine asynchrone à cage d'écureuil. Ce développement a été accompagné par une étude en simulation numérique qui a permis de montrer que comparativement aux structures DTC-tableau 2.1 et DTC-tableau 2.2, la structure DTC-VHBCC possède une réponse dynamique comparable en régimes transitoires, et offre de bonnes performances en termes de réductions des ondulations du couple électromagnétique et de qualité des courants statoriques.

Enfin, nous avons présenté une validation expérimentale à l'aide de la carte dSPACE 1104 des deux techniques de commande ; DTC-tableau 2.2 conventionnelle et DTC-VHBCC, appliquées à la machine asynchrone à cage d'écureuil. La structure de commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle a été choisie comme technique de base à cause de l'avantage qu'elle offre par rapport à la technique DTC-tableau 2.2. Cet avantage réside dans le bon réglage du flux statorique autour de sa référence sur toute la plage de variation de la vitesse (pas de phénomène de démagnétisation en basses vitesses). Les résultats expérimentaux présentés ont montré clairement que les deux techniques possèdent un comportement dynamique comparable dans les régimes transitoires, mais comparativement à la commande DTC-tableau 2.2 conventionnelle, la technique de commande DTC-VHBCC présente des courants statoriques de bonne qualité et des ondulations réduites du couple électromagnétique.

Nous espérons que notre contribution pourra être élargie à l'application d'autres techniques de commande qui permettent l'amélioration des performances de la commande DTC du système d'entraînement électrique à base de la machine asynchrone à cage.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

Références Bibliographiques

- [1] Peter Vas. Sensorless Vector and Direct Torque Control. USA: Oxford University Press; 1998.
- [2] Xiaoshuai Xin, Haichao Shan, Yang Yang. Control strategy for motor drive system of electric vehicle. Transactions on Electrical and Electronic Engineering (IEEJ), Vol. 11, pp. 374–383, 2016.
- [3] Marcin Żelechowski, M. Sc. Space vector modulated–Direct torque controlled (DTC–SVM) Inverter–fed induction motor drive. PhD Thesis; Warsaw University of Technology; 2005.
- [4] Giuseppe S Buja, Marian P Kazmierkowski. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors—a survey. IEEE, Trans Indus Electron, Vol. 51, No. 4, pp. 744-757, August 2004.
- [5] M. Petronijevic, B. Veselic, N. Mitrovic, V. Kostic , B. Jeftenic. Comparative study of unsymmetrical voltage sag effects on adjustable speed induction motor drives. IET, Electric Power Applications, Vol.5, No.5, pp.432-442, May 2011.
- [6] Carlos Canudas de Wit. Modélisation Contrôle vectoriel et DTC : Commande des moteurs asynchrones 1. Edition HERMES Science Europe Ltd, 2000.
- [7] Bernard de Fornel. Machines asynchrones. Commande par contrôle direct de couple. Techniques de l'ingénieur [D 3 623], 2008.
- [8] Isao Takahashi and Toshihiko Noguchi. A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820–827, 1986.
- [9] M. Depenbrock. Direct Self Control of Inverter-Fed Induction Machines. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. PE-3, no.4, pp.420-429, October 1988.
- [10] M Vasudevan, R Arumugam, S Paramasivam. Real time implementation of viable torque and flux controllers and torque ripple minimization algorithm for induction motor drive. Elsevier, Energy Conversion and Management, vol. 47, pp. 1359-1371, 2006.
- [11] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani. Switching strategies in direct torque control of induction machines. In Proceeding of ICEM'94, Paris, France, pp. 204-209, September 1994.
- [12] F. Ben Salem, A. Yanguï, A. Masmoudi. On the reduction of the commutation frequency in DTC: a comparative study. Euro. Trans. Electr. Power, Vol. 15, pp. 571–584, 2005.

- [13] Ibrahim MohdAlsofyani, Nik Rumzi Nik Idris. Simple flux regulation for improving state estimation at very low and zero speed of a speed sensorless direct torque control of induction motor. *IEEE, Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 4, pp. 3027–3035, April 2016.
- [14] Ibrahim MohdAlsofyani, Nik Rumzi Nik Idris. Lookup-table-based DTC of induction machines with improved flux regulation and extended Kalman filter state estimator at low speed operation. *IEEE, Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 12, No. 4, pp. 1412–1425, August 2016.
- [15] Ibrahim MohdAlsofyani, Nik Rumzi Nik Idris, Kyo-Beum Lee. Dynamic Hysteresis Torque Band for Improving the Performance of Lookup-Table-Based DTC of Induction Machines. *IEEE, Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 9, pp. 7959-7970, September 2018.
- [16] Cristian Lascu, Saeed Jafarzadeh, Sami M. Fadali, FredeBlaabjerg. Direct torque control with feedback linearization for induction motor drives. *IEEE, Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 3, pp. 2072–2080, March 2017.
- [17] Mohammad Reza Nikzad, Behzad Asaei, Seyed Omid Ahmadi. Discrete duty-cycle-control method for direct torque control of induction motor drives with model predictive solution. *IEEE, Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 3, pp. 2317–2329, March 2018.
- [18] Jay K. Pandit, Mohan V. Aware, Ronak Nemade, Emil Levi. Direct torque control scheme for a six-phase induction motor with reduced torque ripple. *IEEE, Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 9, pp. 7118–7129, September 2017.
- [19] Yuttana Kumsuwan, Suttichai Premrudeepreechacharn, Hamid A Toliyat. Modified direct torque control method for induction motor drives based on amplitude and angle control of stator flux. *ELSEVIER, Electric Power Systems Research*, Vol. 78, pp. 1712-1718, 2008.
- [20] Kuo-Kai Shyu, Juu-Kuh Lin, Van-Truong Pham, Ming-Ji Yang, Te-Wei Wang. Global minimum torque ripple design for direct torque control of induction motor drives. *IEEE Trans Ind Electron*, Vol. 57, No. 9, pp. 3148-3156, September 2010.
- [21] Auzani Jidin, Nik Rumzi Nik Idris, Abdul Halim Mohamed Yatim, Tole Sutikno, Malik E. Elbuluk. An optimized switching strategy for quick dynamic torque control in DTC–Hysteresis–based induction machines. *IEEE Trans Ind Electron*, Vol. 58, No. 8, pp. 3391-3400, August 2011.

- [22] Md. Habibullah, Dylan Dah-Chuan Lu, Dan Xiao, Muhammed Fazlur Rahman. A simplified finite-state predictive direct torque control for induction motor drive. *IEEE, Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 6, pp. 3964–3975, June 2016.
- [23] Bhoopendra Singh, Shailendra Jain, Sanjeet Dwivedi. Torque ripple reduction technique with improved flux response for a direct torque control induction motor drive. *IET Power Electron*, Vol. 6, No.2, pp. 326-342, 2013.
- [24] Tole Sutikno, Nik Rumzi Nik Idris, Auzani Jidin, Marcian N. Cirstea. An improved FPGA implementation of direct torque control for induction machines. *IEEE Trans Ind Info*, Vol. 9, No. 3, pp. 1280-1290, 2013.
- [25] Uday Kumar V Patil, Hiralal Murlidhar Suryawanshi, Mohan M Renge. Closed-loop hybrid direct torque control for medium voltage induction motor drive for performance improvement. *IET Power Electron*, Vol. 7, No.1, pp. 31-40, 2014.
- [26] Yongchang Zhang, Haitao Yang. Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control. *IEEE Trans Power Electron*, Vol. 729, No 12, 6593-6603, 2014.
- [27] J. A. T. Altuna, R. V. Jacomini, J. L. A. Puma, C. E. Capovilla, A. J. Sguarezi Filho. Deadbeat controller applied to induction motor direct torque control with low-speed operation. *SPRINGER, ElectrEng*, Vol. 100, No.1, pp. 123–128, 2018.
- [28] Wenxiang Song, Shengkang Le, Xiaoxin Wu, Yi Ruan. An improved model predictive direct torque control for induction machine drives. *Journal of Power Electronics*, Vol. 17, No. 3, pp. 674-685, May 2017.
- [29] Seong-Yun Kang, Hye Ung Shin, Sung-Min Park, Kyo-Beum Lee. Optimal voltage vector selection method for torque ripple reduction in the direct torque control of five-phase induction motors. *Journal of Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 1203-1210, September 2017.
- [30] Kang Wang, Robert D. Lorenz, Noor Aamir Baloch. Improvement of back-emf self-sensing for induction machines when using deadbeat-direct torque and flux control (DB-DTFC). *IEEE, Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, No.5, pp. 4569–4578, September-October 2017.
- [31] Domenico Casadei, Francesco Profumo, Giovanni Serra, Angelo Tani. FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control. *IEEE, Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 779–787, September 2002.

- [32] Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, Ji-Yoon Yoo. Improvement of low-speed operation performance of DTC for three-level inverter-fed induction motors. *IEEE, Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No.5, pp. 1006–1014, October 2001.
- [33] Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, Ji-Yoon Yoo. Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by three-level inverter with low switching frequency. *IEEE, Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No.2, pp. 255–264, March 2002.
- [34] Truc Pham-Dinh. Direct torque control of induction machines considering the iron losses. PhD Thesis, Liverpool John Moores University, Liverpool, UK 2003.
- [35] M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale, and G. Cirrincione. A new direct torque control strategy for the minimization of common-mode emissions. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 42, No. 2, pp. 504–517, March 2006.
- [36] Y. N. Tatte, M. V. Aware, J. K. Pandit and R. Nemade. Performance Improvement of Three-Level Five-Phase Inverter-Fed DTC-Controlled Five-Phase Induction Motor During Low-Speed Operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 54, No. 3, pp. 2349-2357, May-June 2018.
- [37] Ravi Hemantha Kumar, Atif Iqbal, Natesan Chokkalingam Lenin. Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives – a decade of progress. *IET, Power Electronics*, Vol. 11, No. 1, pp. 1-15, 1 12 2018.
- [38] Damien Grenier, Hervé Buyse, François Labrique, Ernest Matagne. *Electromécanique : Convertisseurs d'énergie et actionneurs. 2^e cycle, Ecoles d'ingénieurs*, Dunod, 2001.
- [39] Hansruedi Bühler. *Electronique de réglage et de commande*. Edition Presses polytechniques romandes, 1987.
- [40] Leila Moussaoui. Etude de la commande de l'ensemble machine asynchrone-onduleur à source de courant. Thèse de doctorat en sciences, université de Batna, Algérie 2007.
- [41] Claude Chaigne Erik Etien. *Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones*. Edition Lavoisier, 2005.
- [42] Jean-pierre Caron, jean-paul hautier. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Editions Technip, Paris 1995.
- [43] Jean-Paul Louis. *Modélisation des machines électriques en vue de leur commandes concepts généraux*. Hermès science publication, Edition Lavoisier, 2004.
- [44] Guy Grellet et Guy Clerc. *Actionneurs électriques : Principes, Modèle de commande*. Edition Eyrolles, 2000.

- [45] P. C. SEN. Principles of electric machines and power electronics. Third edition, Wiley 2013.
- [46] Jacek F. Gieras. Electrical machines: Fundamentals of electromechanical energy conversion. CRC Press Taylor & Francis Group, 2017.
- [47] Onofre A. Morfín, Carlos E. Castañeda, Riemann Ruiz-Cruz, Fredy A. Valenzuela, Miguel A. Murillo, Abel E. Quezada and Nahitt Padilla. The squirrel-cage induction motor model and its parameter identification via steady and dynamic tests. Taylor & Francis Group, Electric Power Components and Systems, Vol. 46, No. 3, 302-315, 2018.
- [48] F. Labrique, G. Seguier, R. Bausiere. Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Volume 4 : La conversion continu-alternatif, Lavoisier TEC & DOC, 2^{ème} édition, 1992.
- [49] L. Malesani, P. Tenti. A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 1, pp. 88-92, January-February 1990.
- [50] Q. Yao, D.G. Holmes. A simple novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency. in Proceeding of IEEE, IAS 93 Ann. Meet Conf Rec, Toronto, pp. 1122-1129, October 1993.
- [51] Donald Grahame Holmes, Reza Davoodnezhad, Brendan P. McGrath. An improved three-phase variable-band hysteresis current regulator. IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No.1, pp. 441–450, January 2013.
- [52] L. Malesani P. Mattavelli, P. Tomasin. Improved constant frequency hysteresis current control of VSI inverters with simple feedforward band with prediction. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 5, pp. 1194-1202, September-October 1997.
- [53] Nouri Belhaouchet, Lazhar Rahmani, Souhila Begag and Hichem Hamla. Development of digital hysteresis current control with PLL loop gain compensation strategy for PWM inverters with constant switching frequency. ESRGroups, Journal of Electrical Systems, Vol 4, Issue 1, pp. 77-90, 2008.
- [54] Nouri Belhaouchet, Hichem Hamla, Lazhar Rahmani. A Modified direct torque control for induction motor drives. Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn et Énerg, Vol. 63, 1, pp. 38–45, Bucarest, 2018.
- [55] Hichem Hamla, Lazhar Rahmani, Nouri Belhaouchet. A modified direct torque control with minimum torque ripple and constant switching frequency for induction motor drives. Int Trans Electr Energ Syst. 2019; e12120, <https://doi.org/10.1002/2050-7038.12120>.

- [56] Simone Buso, Sandro Fasolo, Luigi Malesani, Paolo Mattavelli. A dead-beat adaptive hysteresis current control. IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 4, pp. 1174-1180, July-August 2000.
- [57] Nouri Belhaouchet. Fonctionnement a fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application : amélioration de la qualité de l'énergie. Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2011.

ملخص: يهدف العمل المنجز في هذه الأطروحة إلى تطوير تقنية معدلة للتحكم المباشر في عزم الدوران DTC-VHBCCC مطبقة على آلة غير متزامنة. هذه التقنية تعتمد على التحكم بالتباطؤ للتيار الكهربائي ذو شريط متغير و تهدف لحل المشكلة الرئيسية المتمثلة في تغير تردد التبديل المرتبطة بالتحكم DTC التقليدي. كما تسمح بالتحكم في التدفق المغناطيسي للساكن والعزم الكهرومغناطيسي و أيضا في تيارات الساكن. لقد تم تقييم فائدة هذه التقنية بواسطة المحاكاة العددية باستخدام برنامج Matlab / Simulink، كما تم أيضا التحقق من صحتها بشكل تجريبي على لوحة dSPACE 1104. حيث بينت النتائج التي تم الحصول عليها على أن هذه التقنية تضمن تشغيل بتردد تبديل ثابت وتوفر أداءً جيدًا من حيث تقليل تموجات العزم الكهرومغناطيسي و جودة تيارات الساكن.

الكلمات المفتاحية: التحكم المباشر في عزم الدوران، التحكم بالتباطؤ للتيار الكهربائي ذو شريط متغير، تردد تبديل ثابت، التفاعل بين الأطوار، آلة غير متزامنة.

Abstract: The research work carried out in this thesis aims to develop a modified direct torque control technique DTC-VHBCCC based on variable hysteresis band current control applied to asynchronous machine. This technique aims to overcome the major problem of switching frequency variation associated to the conventional DTC control. It makes it possible to control not only the stator flux and the electromagnetic torque, but also the stator currents. The usefulness of this control technique is verified by numerical simulation using Matlab/Simulink software and validated experimentally using a real-time implementation on the dSPACE 1104 board.

The results obtained show that this control technique ensures a constant switching frequency operation and offers good performance in terms of electromagnetic torque ripples reduction and stator currents quality.

Keywords: Direct torque control, DTC, Variable hysteresis band current control, VHBCCC, Constant switching frequency, Phase interaction, Asynchronous machine.

Résumé : Le travail de recherche réalisé dans cette thèse vise à développer une technique de commande directe du couple modifiée DTC-VHBCCC appliquée à la machine asynchrone. Cette technique est basée sur la commande en courant par hystérésis à bande variable et elle a pour but de surmonter le problème majeur de la variation de la fréquence de commutation lié à la commande DTC conventionnelle. Elle permet de contrôler non seulement le flux statorique et le couple électromagnétique, mais également les courants statoriques. L'utilité de cette technique de commande est vérifiée par voie de simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/ Simulink et validée expérimentalement à l'aide d'une implémentation en temps réel sur la carte dSPACE 1104.

Les résultats obtenus montrent que cette technique de commande assure un fonctionnement à fréquence de commutation constante et offre de bonnes performances en termes de réduction des ondulations du couple électromagnétique et qualité des courants statoriques.

Mots clés : Commande directe du couple, DTC, Commande en courant par hystérésis à bande variable, VHBCCC, Fréquence de commutation constante, Interaction entre les phases, Machine asynchrone.

ملخص: يهدف العمل المنجز في هذه الأطروحة إلى تطوير تقنية معدلة للتحكم المباشر في عزم الدوران DTC –VHBCC مطبقة على آلة غير متزامنة. هذه التقنية تعتمد على التحكم بالتباطؤ للتيار الكهربائي ذو شريط متغير و تهدف لحل المشكلة الرئيسية المتمثلة في تغير تردد التبديل المرتبطة بالتحكم DTC التقليدي. كما تسمح بالتحكم في التدفق المغناطيسي للساكن والعزم الكهرومغناطيسي و أيضا في تيارات الساكن. لقد تم تقييم فائدة هذه التقنية بواسطة المحاكاة العددية باستخدام برنامج Matlab / Simulink، كما تم ايضا التحقق من صحتها بشكل تجريبي على لوحة dSPACE 1104. حيث بينت النتائج التي تم الحصول عليها على أن هذه التقنية تضمن تشغيل بتردد تبديل ثابت وتوفر أداءً جيداً من حيث تقليل تموجات العزم الكهرومغناطيسي و جودة تيارات الساكن.

الكلمات المفتاحية: التحكم المباشر في عزم الدوران، التحكم بالتباطؤ للتيار الكهربائي ذو شريط متغير، تردد تبديل ثابت، التفاعل بين الأطوار، آلة غير متزامنة.

Abstract: The research work carried out in this thesis aims to develop a modified direct torque control technique DTC-VHBCC based on variable hysteresis band current control applied to asynchronous machine. This technique aims to overcome the major problem of switching frequency variation associated to the conventional DTC control. It makes it possible to control not only the stator flux and the electromagnetic torque, but also the stator currents. The usefulness of this control technique is verified by numerical simulation using Matlab/Simulink software and validated experimentally using a real-time implementation on the dSPACE 1104 board.

The results obtained show that this control technique ensures a constant switching frequency operation and offers good performance in terms of electromagnetic torque ripples reduction and stator currents quality.

Keywords: Direct torque control, DTC, Variable hysteresis band current control, VHBCC, Constant switching frequency, Phase interaction, Asynchronous machine.

Résumé : Le travail de recherche réalisé dans cette thèse vise à développer une technique de commande directe du couple modifiée DTC-VHBCC appliquée à la machine asynchrone. Cette technique est basée sur la commande en courant par hystérésis à bande variable et elle a pour but de surmonter le problème majeur de la variation de la fréquence de commutation lié à la commande DTC conventionnelle. Elle permet de contrôler non seulement le flux statorique et le couple électromagnétique, mais également les courants statoriques. L'utilité de cette technique de commande est vérifiée par voie de simulation numérique à l'aide du logiciel Matlab/ Simulink et validée expérimentalement à l'aide d'une implémentation en temps réel sur la carte dSPACE 1104.

Les résultats obtenus montrent que cette technique de commande assure un fonctionnement à fréquence de commutation constante et offre de bonnes performances en termes de réduction des ondulations du couple électromagnétique et qualité des courants statoriques.

Mots clés : Commande directe du couple, DTC, Commande en courant par hystérésis à bande variable, VHBCC, Fréquence de commutation constante, Interaction entre les phases, Machine asynchrone.
