

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTER DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE Dr. TAHAR MOULAY DE SAIDA

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département d'Electrotechnique



Mémoire présenté par :

Mourad SELLAH

Pour l'obtention du diplôme

DE

Magister en Electrotechnique

OPTION : COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

Intitulé du mémoire

**Etude comparative de la commande d'une machine
asynchrone avec et sans capteur mécanique.**

Présenté devant le jury composé de :

Pr. Y. MILOUD
Dr. M. LAOUER
Dr. A. MEZOUAR
Dr. K. HARTANI

Professeur
Maître de Conférences 'A'
Maître de Conférences 'A'
Maître de Conférences 'A'

(U.T.M. Saida)
(U.T.M. Saida)
(U.T.M. Saida)
(U.T.M. Saida)

Président
Rapporteur
Examineur
Examineur

Soutenu le: 20/12/2012

Dédicaces

" الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات "

Je dédie ce modeste travail à:

Ma mère,

La mémoire de mon père,

Mes frères et sœurs,

Le petit Youcef,

Toute ma famille,

Tout mes amies.....

Remerciements

Mes remerciement vont tout premièrement, à **DIEU** le tout puissant qui m'a donné la foi, le courage et la parvenir à finir ce modeste travail.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **M. LAOUER**, Maitre de Conférence Classe A au département d'électrotechnique de l'Université Tahar Moulay de Saida, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.

Je tiens à remercier très profondément Monsieur **Y. MILOUD**, Professeur à l'Université Tahar Moulay de Saida pour m'avoir honoré par sa présence en acceptant de présider le jury de soutenance de ce mémoire.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **A.MEZOUAR**, Maitre de Conférence Classe A au département d'électrotechnique de l'Université Tahar Moulay de Saida, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Je remercie vivement Monsieur **K. HARTANI**, Maitre de Conférence Classe A au département d'électrotechnique de l'Université Tahar Moulay de Saida, pour avoir accepté d'examiner ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

Je remercie aussi tous les enseignants du Département d'électrotechnique de l'Université de Saida pour leurs aides et leurs encouragements. Sans oublier mes collègues d'étude.

Je tiens enfin à remercier vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à l'aboutissement de ce travail.

Résumé

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse, est un axe fondamental de développement et de recherche industrielle. Il présente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques. Dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique capital et une bonne sûreté de fonctionnement. Pour les raisons de coût et/ou technologiques il faut donc réaliser un capteur indirect par le biais des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs comme celui du filtre de Kalman étendu (FKE).

Dans ce travail, nous présentons une étude comparative entre la commande DTC avec capteur mécanique et la commande DTC sans capteur mécanique associée au filtre de Kalman étendu, avec l'étude aussi de quelques techniques d'améliorations des performances de la DTC classique telle que la DTC modifiée (DTC_M), la DTC avec douze secteur (DTC_12), et la DTC par onduleur de trois-niveaux (DTC_3N). Des tests de simulations numériques sont effectués, les résultats obtenus confirment bien l'efficacité et les performances dynamiques des méthodes proposées.

Mots clés: Machines asynchrones, Onduleur de tension, Commande directe du couple (DTC), Filtre de Kalman étendu (FKE), Capteur mécanique de vitesse.

ملخص

التحكم في الآليات اللامتزامنة بدون لاقط للسرعات هو محور أساسي للتطور والبحث الصناعي بالنظر لما يقدمه من ادوار إستراتيجية متعلقة بالجانب التجاري بالنسبة للعديد من المصنعين للمعدات الكهربائية، وكذلك في مجال الاستطاعات الصغيرة حيث إن إزالة اللاقط الميكانيكي للسرعات يمكن أن يعطي فوائد اقتصادية، بالإضافة إلى تحسين ضمانية العمل. ولهذه الأسباب (المتعلقة بالتكلفة أو الأسباب التكنولوجية) كان لابد من إنشاء لاقط غير مباشر باستعمال المثمنات أو بالأحرى الملاحظات مثل مصفي كالمان الممدد.

في هذا العمل قدمنا دراسة مقارنة بين التحكم المباشر في العزم مع وجود لاقط ميكانيكي والتحكم المباشر في العزم بدون وجود لاقط ميكانيكي بإشراك مصفي كالمان الممدد. مع دراسة بعض تقنيات تحسين نتائج التحكم المباشر في العزم الكلاسيكي على غرار التحكم المباشر في العزم المغير، التحكم المباشر في العزم باستعمال اثنا عشر منطقة و التحكم المباشر في العزم باستعمال موج للتوترات ذي ثلاثة مستويات. اختبارات المحاكات الرقمية نفذت والنتائج المحصل عليها برهنت على الفاعلية و الدقة الديناميكية للطرق المقترحة.

كلمات مفتاحية: الآليات اللامتزامنة، موج التوترات، التحكم المباشر في العزم، مصفي كالمان الممدد، لاقط ميكانيكي للسرعة.

TABLE DES MATIERES

Résumé	
Table des matières	
Notations et symboles	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale.....	01
CHAPITRE I : Modélisation de la machine asynchrone	
I.1. Introduction.....	03
I.2.Description de la machine asynchrone.....	04
I.2.1.Disposition générale	04
I.3.Principe de fonctionnement du moteur asynchrone.....	05
I.4.Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	06
I.5.Hypothèses simplificatrices.....	06
I.6.Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	07
I.6.1.Modèle de la machine asynchrone triphasée.....	07
I.6.2.Equations générales de la machine asynchrone triphasé.....	08
I.6.2.1.Equations électriques.....	08
I.6.2.2.Equations magnétiques.....	09
I.6.3.Modèle de Park.....	10
I.6.4.Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant.....	12
I.6.5.Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au stator.....	14
I.7.Modélisation de l'onduleur.....	16
I.7.1.Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à deux-niveaux.....	18
I.7.2.Commande de l'onduleur.....	21
I.7.2.1.Commande de l'onduleur par MLI sinus-triangle.....	21
I.8.Simulation du modèle de la MAS en tension.....	24
I.8.1.Interprétation des résultats.....	24
I.9.Simulation de l'association convertisseur statique- MAS.....	26
I.9.1.Résultats de simulation.....	27
I.9.1.1 Résultats de simulation à vide.....	27
I.9.1.2.Résultats de simulation avec application d'une charge.....	28
I.9.1.3.Interprétation des résultats.....	30
I.10.Conclusion.....	30
CHAPITRE II : Commande DTC avec capteur mécanique	
II.1.Introduction.....	31
II.2.Principe du contrôle direct de couple.....	31
II.3.Contrôle de flux et de couple électromagnétique.....	32
II.3.1.Contrôle du flux statorique.....	32
II.3.2.Contrôle du couple électromagnétique.....	33
II.4.Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique.....	39
II.4.1.Estimation du module et du secteur position du flux statorique	39
II.4.2.Estimation du couple électromagnétique	41

TABLE DES MATIERES

II.5. Réglage du flux statorique et du couple électromagnétique.....	42
II.6. Présentation et utilisation du module de simulation en Matlab/Simulink.....	45
II.6.1 Schéma de simulation.....	45
II.6.2 Résultats de Simulation.....	46
II.6.2.1 Démarrage à vide.....	46
II.6.2.2 Test avec couple de charge variable.....	49
II.6.2.3 Test avec inversion du sens de rotation.....	52
II.6.2.4 Test pour les faibles vitesses de rotation.....	55
II.7. Amélioration des performances de la DTC classique.....	57
II.7.1. Le contrôle direct du couple modifié.....	57
II.7.2. Le contrôle direct du couple douze secteurs.....	60
II.7.2.1 Comparateur à hystérésis du couple.....	61
II.7.3. Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur trois niveaux.....	63
II.7.3.1. Onduleurs multi-niveaux.....	63
II.7.3.2. Topologies d'onduleurs multi-niveaux.....	63
II.7.3.3. Présentation de l'onduleur de tension trois niveaux	64
II.7.3.4. Les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur trois-niveaux.....	65
II.7.3.5. Construction de la table de commutation.....	69
II.7.3.6. Résultats de Simulation.....	70
II.7.3.6.1 Résultats de simulation de la DTC modifiée.....	70
II.7.3.6.2. Résultats de simulation de la DTC douze secteurs.....	72
II.7.3.6.3. Résultats de simulation de la DTC avec onduleur de trois-niveaux.....	73
III.8. Conclusion.....	76
CHAPITRE III : Commande DTC sans capteur mécanique	
III.1. Introduction.....	78
III.2. Notions d'estimation et observation.....	79
III.3. Les méthodes de commande sans capteur mécanique.....	80
III.3.1. Méthodes avec Modèle.....	80
III.3.1.1. Méthodes à base d'estimateur.....	80
III.3.1.1.1. La loi d'auto-pilotage.....	80
III.3.1.1.2. Estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	80
III.3.1.2. Méthodes à base d'observateur.....	80
III.3.1.2.1. Observateur déterministe.....	82
III.3.1.2.2. Observateur stochastique (Filtre de Kalman).....	82
III.3.2. Méthodes sans modèle.....	82
III.3.2.1. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine.....	82
III.3.2.2. Estimation basée sur l'intelligence artificielle.....	83
III.4. Filtre de Kalman.....	83
III.4.1. Principe.....	83
III.4.2. Elaboration du filtre de Kalman.....	84
III.4.3. Filtre de Kalman Étendu.....	86
III.5. Application du filtre de Kalman étendue à la MAS	89

TABLE DES MATIERES

III.5.1.Le modèle d'état étendu de la MAS.....	89
III.5.2.Discrétisation du modèle du système	90
III.5.3.Le modèle stochastique non linéaire de la MAS.....	91
III.5.4.Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état	92
III.6.Implantation de l'algorithme du FKE.....	92
III.6.1.Présentation du FKE.....	92
III.6.1.1.Les étapes de l'algorithme du FKE.....	93
III.6.1.2.Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances	93
III.6.1.3.La phase de prédiction.....	93
III.6.1.4.Phase de correction.....	95
III.7.Schéma de simulation globale.....	96
III.8.Schéma bloc de simulation.....	97
III.8.1.Résultats de Simulation.....	98
III.8.1.1.Démarrage à vide.....	98
III.8.1.2.Application du couple de charge.....	105
III.8.1.3.Inversion de sens de rotation.....	113
III.9.Conclusion.....	117
CHAPITRE IV : Comparaison et synthèse	
IV.1.Introduction.....	118
IV.2.Comparaison des résultats de la commande directe du couple avec et sans capteur mécanique.....	118
IV.2.1.Résultats de simulation pour le démarrage à vide.....	119
IV.2.1.1.Interprétation des résultats de simulation pour le démarrage à vide.....	127
IV.2.2.Résultats de simulation pour l'application du couple de charge.....	127
IV.2.2.1.Interprétation des résultats de simulation l'application du couple de charge	136
IV.2.3.Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation.....	136
IV.2.3.1.Interprétation des résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation.....	140
IV.3.Synthèse.....	141
IV.4.Conclusion.....	141
Conclusion générale.....	142
Bibliographie	
Annexes	

Notations et symboles

Paramètres du modèle	
R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
L_s	L'inductance propre d'une phase statorique
L_r	L'inductance propre d'une phase rotorique
M_{sr}	La mutuelle inductance entre phase statorique et rotorique
J	Moment d'inertie du rotor
P	Nombre de paire de pôles

Variables électriques et mécaniques de la machine	
E	La tension continue à l'entrée de l'onduleur
V_s	La tension statorique
I_s	Le courant statorique
I_r	Le courant rotorique
φ_s	Le flux du stator
φ_r	Le flux du rotor
ω_s	La pulsation statorique
ω	La pulsation mécanique
ω_{sl}	La pulsation de glissement
θ_r	L'angle électrique entre le rotor et le stator
θ_{sl}	L'angle électrique entre l'axe d et le rotor
θ_s	L'angle électrique entre l'axe d et le stator
$\rho = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$	Le coefficient de dispersion de Blondel
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	La constante de temps rotorique
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	La constante de temps statorique
γ	L'angle entre les vecteurs statorique et rotorique
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple de charge

Indices	
a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé
d, q	Variables exprimées dans le repère d, q tournant a la vitesse synchrone
α, β	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé α, β

Variable de commande et de régulation	
T_e	La période d'échantillonnage
K_I, K_P	Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur IP
\hat{C}_e	Le couple estimé
$\hat{\varphi}_s$	Le flux estimé
C_e^*	Le couple de référence
φ_s^*	Le flux de référence

Abréviations	
MAS	Machine asynchrone
DTC	Direct torque control
FKE	Filtre de Kalman étendu
IP	Integral proportional
$IGBT$	Acronym de Insolated Gate Bipolar transistor
GTO	Acronym de Gate Turn Off
$MOSFET$	Acronym de Metal Oxide semiconductor Field effect Transistor
MLI	Modulation par largeur d'impulsion

Liste des figures

Figure	Chapitre I	Page
(I.1)	Constitution de la machine asynchrone.	04
(I.2)	Stator et rotor de la machine asynchrone.	05
(I.3)	Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.	08
(I.4)	Définition des angles entre les différents repères quadratiques.	11
(I.5)	Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	17
(I.6)	Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur deux-niveaux.	19
(I.7)	Schéma de principe de la technique triangle- sinusoïdale.	22
(I.8.a)	Génération d'une MLI naturelle.	23
(I.8.b)	Génération d'une MLI naturelle.	23
(I.9)	Schéma de simulation de la MAS.	24
(I.10)	Résultats de simulation de la MAS démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10N.m à t=0.8 s en boucle ouverte.	25
(I.11)	Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur	27
(I.12.a)	Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS- convertisseur statique	28
(I.12.b)	Résultats de simulation de la MAS-convertisseur statique avec l'application d'une charge	30
Figure	Chapitre II	Page
(II.1)	Sélection du vecteur tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.	34
(II.2)	Évolution du vecteur flux statorique dans le Plan (α, β)	34
(II.3)	Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique	35
(II.4)	Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique	36
(II.5)	Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique	38
(II.6)	Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.	41
(II.7)	Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.	42
(II.8)	Choix du vecteur tension.	43
(II.9)	Schéma bloc de la commande directe du couple	45
(II.10)	Résultats de simulation de la DTC classique pour le démarrage à vide	48
(II.11)	Résultats de simulation de la DTC classique avec un couple de charge variable	51

(II.12)	Résultats de simulation de la DTC classique avec inversion du sens de rotation	54
(II.13)	Résultats de simulation de la DTC classique pour les faibles vitesses	57
(II.14.a)	DTC classique	58
(II.14.b)	DTC modifiée	58
(II.15)	Les douze secteurs	60
(II.16)	Bloc d'hystérésis de couple de la commande DTC.	61
(II.17)	Structure d'un onduleur de tension trois-niveaux	65
(II.18)	Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à trois-niveaux de tension	66
(II.19)	Blocs d'hystérésis pour la DTC d'une MAS alimentée par onduleur trois-niveaux.	69
(II.20)	Résultats de simulation de la DTC modifiée	71
(II.21)	Résultats de simulation de la DTC douze secteurs	73
(II.22)	Résultats de simulation de la DTC avec onduleur de trois-niveaux	75

Figure	Chapitre III	Page
(III.1)	Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur.	79
(III.2)	Structure fonctionnel d'un observateur d'état.	81
(III.3)	La structure globale du FKE.	93
(III.4)	Représentation de l'algorithme du Filtre de Kalman.	96
(III.5)	Modèle de simulation du FKE.	96
(III.6)	Structure d'une commande DTC sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone associée à un observateur non-linéaire.	98
(III.7)	Résultats de Simulation de la DTC classique sans capteur mécanique pour le démarrage à vide	99
(III.8)	Résultats de Simulation de la DTC modifiée sans capteur mécanique pour le démarrage à vide	101
(III.9)	Résultats de Simulation de la DTC douze secteurs sans capteur mécanique pour le démarrage à vide	103
(III.10)	Résultats de Simulation de la DTC avec onduleur de trois-niveau sans capteur mécanique pour le démarrage à vide	105
(III.11)	Résultats de Simulation de la DTC classique sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge	107
(III.12)	Résultats de Simulation de la DTC modifiée sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge	109
(III.13)	Résultats de Simulation de la DTC douze secteurs sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge	111
(III.14)	Résultats de Simulation de la DTC avec onduleur de trois-niveaux sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge	113

(III.15)	Résultats de Simulation de la DTC classique sans capteur mécanique pour l'inversion du sens de rotation	115
(III.16)	Résultats de Simulation de la DTC douze secteurs sans capteur mécanique pour l'inversion du sens de rotation	118

Figure	Chapitre IV	Page
(IV.1)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC classique avec et sans capteur mécanique pour le démarrage à vide	120
(IV.2)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC modifiée avec et sans capteur mécanique pour le démarrage à vide	122
(IV.3)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC douze secteurs avec et sans capteur mécanique pour le démarrage à vide	124
(IV.4)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC onduleur trois-niveaux avec et sans capteur mécanique pour le démarrage à vide	126
(IV.5)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC classique avec et sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge	129
(IV.6)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC modifiée avec et sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge	131
(IV.7)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC douze secteurs avec et sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge	133
(IV.8)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC onduleur de trois-niveaux avec et sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge	135
(IV.9)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC classique avec et sans capteur mécanique pour l'inversion du sens de rotation	137
(IV.10)	Résultats de simulation de la comparaison de la DTC douze secteurs avec et sans capteur mécanique pour l'inversion du sens de rotation	140

Liste des tableaux

Tableau	Chapitre I	Page
(I.1)	Induction de huit états des interrupteurs du pont triphasé.	20
Tableau	Chapitre II	Page
(II.1)	Position du vecteur flux statorique.	40
(II.2)	Table de sélection de V_s .	44
(II.3)	Table de commutation de la commande DTC.	44
(II.4)	Table de commutation de la commande DTC modifiée.	59
(II.5)	Comportement de la DTC classique et la DTC modifiée.	59
(II.6.a)	Effet des vecteurs tension pour la DTC douze secteurs.	61
(II.6.b)	Table de commutation pour la DTC douze secteurs.	62
(II.7)	Répartition en quatre groupes des vecteurs de tension de l'onduleur à trois-niveaux de tension.	67
(II.8)	Calcul des vecteurs de tension.	68
(II.9)	Table de vérité pour l'onduleur trois-niveaux.	70
(II.10)	Tableau récapitulatif des avantages et inconvénients des commandes DTC étudiés	76

Introduction générale

Introduction Générale

La commande à vitesse variable des entraînements électriques, a bénéficié ses dernières années d'avancées méthodologique et technologique significatives. En effet, les projets de l'électronique numérique et le développement des composants de l'électronique de puissance ont permis aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande envisageables déjà une décennie. Dans diverses applications industrielles modernes, la machine asynchrone bénéficie d'une attention particulière due essentiellement à sa fiabilité, à sa robustesse, à son coût relativement faible et à sa simplicité de construction.

Ce mémoire a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la vitesse des machines asynchrone sans capteur de vitesse.

Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines asynchrones: la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple et la commande non linéaire.

Le travail envisagé porte sur la commande directe du couple(DTC) sans capteur de vitesse des moteurs asynchrones. Nous nous attacherons à améliorer ce type de commande afin de réduire les oscillations du couple et les bruits acoustiques tout en réduisant les contraintes de calcul en temps réel.

La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système.

L'information de la vitesse mécanique sans capteur doit être reconstruite à partir des grandeurs électriques mesurées. A cause de non linéarité du modèle de l'état de la machine asynchrone, on a appliqué la technique à base de Filtre de Kalman et Etendu (FEK), pour l'estimation de la vitesse mécanique. Qui nous a permis aussi d'estimer la résistance statorique R_s , le seul paramètre variable utilisé par le bloc de commande par DTC.

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres :

-Le premier chapitre est consacré à l'étude de l'état de l'art de la commande des machines électriques et leur modélisation dans le référentiel de Park. De plus, nous avons

présenté une simulation de la MAS alimentée par une source de tension triphasée et aussi l'alimentation des machines asynchrones. Un des types de commande a été appliquée à l'onduleur de tension à deux niveaux : la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à hystérésis

-Le deuxième chapitre est consacré à la commande directe du couple des machines asynchrones alimentées par un onduleur de tension à deux niveaux. Nous allons étudier aussi quelques améliorations de la DTC classique comme la DTC modifiée, DTC douze secteurs. En fin de chapitre, on présentera l'utilisation des onduleurs multi niveaux (trois niveaux) qui permet d'obtenir un grand nombre de vecteurs de tension, afin d'améliorer le contrôle de flux et du couple et de réduire la fréquence de commutation.

- Dans le troisième chapitre nous présenterons l'élaboration d'une commande directe du couple (DTC) utilisant un observateur d'ordre complet, basé sur le filtre de Kalman étendu à la vitesse de rotation. Des tests de simulation sont présentés pour examiner la robustesse de ce filtre ainsi que le système d'entraînement complet dans les différents modes de fonctionnement. Cette étude a été faite en temps discret.

-Le quatrième chapitre servira de comparaisons entre les différentes stratégies qui ont été réalisées,(La commande DTC avec capteur mécanique et la commande DTC sans capteur mécanique).

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

La machine asynchrone, de par sa simplicité de fabrication et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. Tesla à la fin du 19^{ème} siècle, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [1].

Le moteur asynchrone a un intérêt majeur par rapport aux autres types de moteurs par ses qualités de robustesse, de son faible coût de fabrication et d'entretien [3,4]. Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable, il doit être commandé par un processus externe qui permet d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge [3].

Pour réaliser une commande performante d'un système dynamique, nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente, d'une manière satisfaisante, le comportement réel du système. Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électromécanique (machine électrique), de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux). En effet, le problème de modélisation (mise en équations) est très important pour la conception et l'analyse de ses performances statiques et dynamiques[2].

La modélisation de la machine asynchrone triphasée est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif [5]. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques, permettant d'une part une mise en équations particulièrement simples et d'autre part de pousser assez loin, par fois jusqu'à son terme, la résolution de certains problèmes par voie purement analytique [6].

I.2. Description de la machine asynchrone

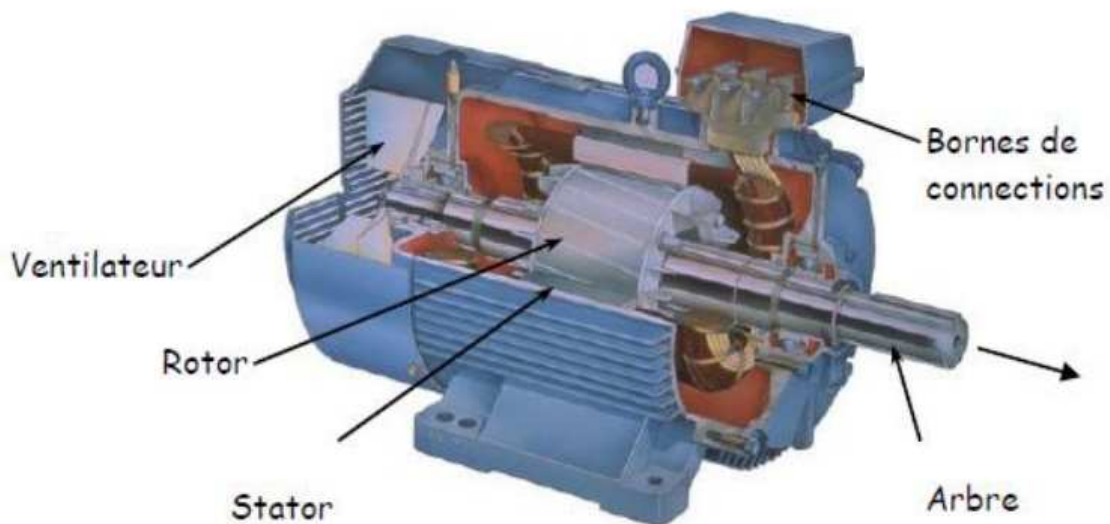


Figure (I.1) Constitution de la machine asynchrone.

Le moteur asynchrone est le plus couramment utilisé à cause de son faible coût et de sa robustesse, il fonctionne grâce à une tension alternative 220V monophasé ou 380 V triphasé. On peut difficilement faire varier sa vitesse de rotation en modifiant la fréquence de la tension (en Hertz). Il peut fournir des couples (en Nm) très importants, mais possède des vitesses de rotation souvent inférieures à 3000 tr/min [3].

Ses domaines d'utilisation principaux sont:

- Les fortes puissances $\geq 1\,000$ kW.
- Trains, machines outils,...

I.2.1 Disposition générale: Un moteur asynchrone est formé:

- **D'un stator** constitué de trois enroulements identiques décalés de $\frac{2\pi}{3}$ radians les uns par rapport aux autres. L'ensemble de ces enroulements constitue le bobinage statorique. Les conducteurs de ces enroulements sont logés dans les encoches à la périphérie du stator. Lorsqu'ils sont alimentés par un réseau triphasé, ces enroulements

créent un champ tournant multipolaire. Le stator constitue **l'inducteur** du moteur et a pour rôle de constituer un champ tournant dans l'entrefer de la machine. Bien évidemment le stator fixe doit être feuilleté puisqu'il se trouve placé dans un champ variable. D'ailleurs sa carcasse comporte des ailettes pour augmenter la ventilation des tôles fixes dans les quelles apparaissent des courants de Foucault.

- **D'un rotor** cylindrique formé par l'empilage sur l'arbre de disques ferromagnétiques. Dans ses encoches tournées vers l'entrefer est logé un bobinage polyphasé mis en court-circuit. Les bobinages du stator et du rotor doivent avoir le même nombre de pôles ($2p$) mais leurs nombres de phases peuvent être différents.

- **L'entrefer** est la partie d'air entre le stator et le rotor et doit être très étroit pour éviter les pertes de flux.



Figure (I.2) Stator et rotor de la machine asynchrone.

1.3. Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

Les enroulements du stator, sont alimentés par un système de tensions sinusoïdales triphasé de pulsation ω_s . Ces tensions statoriques donnent naissance à un système de courants triphasés, ces derniers créent à leur tour un champ magnétique tournant à la

vitesse angulaire $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, appelée vitesse de synchronisme. Le flux balaye les enroulements rotoriques (moteur à bagues) ou les barres de la cage d'écureuil (rotor à court-circuit), ceux-ci seront alors le siège de f.é.m (s) induites qui à leur tour donneront naissance aux courants. L'interaction entre le flux statorique et les courants rotoriques crée le couple électromagnétique.

Le fonctionnement de la machine asynchrone est basé sur la loi de l'induction électromagnétique. La vitesse de rotation du rotor Ω_m est inférieure à la vitesse de synchronisme Ω_s . L'écart relatif entre la vitesse mécanique Ω_m et la vitesse de synchronisme Ω_s est dénommé glissement. Son expression en régime permanent est donnée par la relation suivante:

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (I.1)$$

1.4. Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator [11]. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator, [23,27]. Cependant, sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations paramétrique qui sont essentiellement conséquences du rotor à cage [25]. Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande.

1.5. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont [24,27]:

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables).
- La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétique le long de l'entrefer.
- L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées équilibrés.
- On néglige l'effet de peau.
- L'additivité de flux.
- La constance des inductances propres.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

1.6. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Une bonne commande en boucle fermée doit s'appuyer sur un modèle mathématique du processus à réguler ou à asservir. Dans notre application, nous utiliserons un modèle de la machine asynchrone qui décrit le comportement dynamique des différentes grandeurs concernées par le système de contrôle (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions, etc.) [26, 27,28].

1.6.1 Modèle de la machine asynchrone triphasée

Le modèle de la machine à induction triphasé est illustré par le schéma de la figure (I.3) avec les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, sont trois enroulements du stator: S_a , S_b et S_c , et pour les trois enroulement rotorique: R_a , R_b et R_c .

Notons que θ caractérise la position du rotor (tournant) par rapport au stator (fixe), d'où la vitesse angulaire de rotation: $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ (I.2)

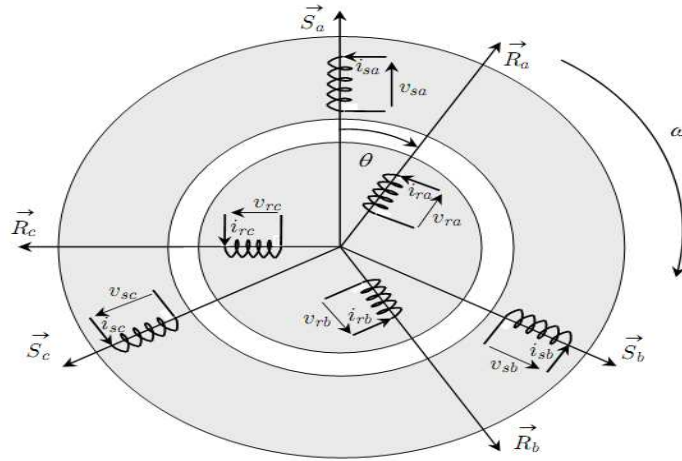


Figure (I.3) Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.

I.6.2 Equations générales de la machine asynchrone triphasée

Les équations de la machine asynchrone à cage d'écureuil (rotor en court-circuit), s'écrivent alors :

I.6.2.1. Equations électriques

$$\text{Stator} \quad \begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Rotor} \quad \begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Avec:

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$: Les trois tensions statoriques et rotoriques.

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$: Les trois courants statoriques et rotoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

Les équations (I.3) et (I.4) peuvent s'écrire sous forme matricielle:

$$\text{Stator} \quad \{ [V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{I.5})$$

$$\text{Rotor} \quad \{ [V_r] = 0 = [R_r] [I_r] + \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (\text{I.6})$$

I.6.2.2. Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ra} = L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rb} = M_r I_{ra} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rc} = M_r I_{ra} + M_r I_{rb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Sous forme matricielle on a:

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (\text{I.9})$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (\text{I.10})$$

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Si on désigne par θ l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre les phases du stator et du rotor, et M la mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident[24].

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Avec: $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

Telle que:

- L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
- M_{sr}, M_{rs} : Inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques.

En désignant par L_{sr} la mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques et par M_{sr} sa valeur lorsque leur axes coïncident.

I.6.3. Modèle de Park

Pour remplacer ces équations différentielles à coefficients en fonctions du temps par des équations différentielles plus simples et à coefficients constants, on fait appel à la transformation la plus utilisée pour les machines asynchrones dite transformation de Park [25-27].

Ainsi pour un système de trois courants réels I_a, I_b, I_c , la transformation de Park d'angle θ génère deux composantes (I_d, I_q). Les deux systèmes sont liés par:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Ou inversement:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

En faisant une transformation de Park d'angle θ_s (où θ_s est l'angle électrique entre l'axe d et le stator) pour les grandeurs statoriques, on obtient les grandeurs statoriques $V_{sd}, V_{sq}, I_{sd}, I_{sq}$, relatives à deux enroulements fictifs S_d et S_q tournant à la vitesse angulaire $\frac{d\theta_s}{dt}$ par rapport au stator. En faisant une transformation de Park d'angle θ_r (ou θ_r est l'angle électrique entre le rotor et le stator) pour les grandeurs rotoriques, on obtient les courants rotoriques I_{rd}, I_{rq} , dans les deux enroulements fictifs R_d et R_q tournant à la vitesse angulaire $\frac{d\theta_r}{dt}$ par rapport au rotor.

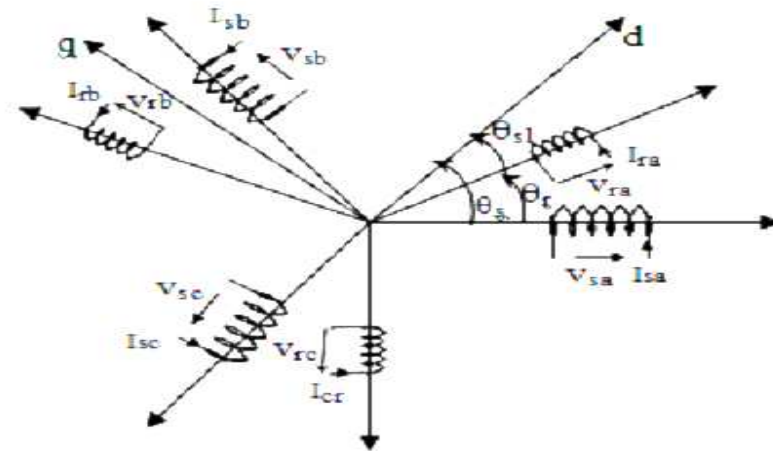


Figure (I.4) Définition des angles entre les différents repères quadratiques.

On cherche évidemment à ce que R_d et R_q tournent à la même vitesse que S_d et S_q , pour cela il faut que:

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl} \quad (I.16)$$

Où θ_{sl} est l'angle électrique entre l'axe d et le rotor.

Parmi les diverses façons de remplir cette condition et ainsi permettre un autopilotage réalisant l'orientation du repère, trois cas sont particulièrement intéressants:

$$\text{- Repère lié au stator: } \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega \quad (\text{I.17})$$

$$\text{- Repère lié au rotor: } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \text{ et } \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0 \quad (\text{I.18})$$

$$\text{- Repère lié au champ tournant: } \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_{sl} - \omega \quad (\text{I.19})$$

Où:

- ω_s est la pulsation statorique.
- ω est la pulsation mécanique.
- ω_{sl} est la pulsation de glissement.

I.6.4. Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant

Dans le dernier cas où le repère est lié au champ tournant, les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent pour le stator et le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \\ & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & \\ & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Les flux totaux à travers les quatre bobines fictives ayant pour valeurs:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

A partir de l'équation (I.23), on obtient l'équation suivante:

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - M_{sr} I_{sd}}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{\varphi_{rq} - M_{sr} I_{sq}}{L_r} \end{cases} \quad (I.24)$$

Remplaçons les expressions des courants I_{rd} et I_{rq} de l'équation (I.24) par leurs valeurs dans les équations (I.22), on obtient alors:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = (L_s - M_{sr}^2) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = (L_s - M_{sr}^2) I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I.25)$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, on trouve:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = (L_s - M_{sr}^2) \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = (L_s - M_{sr}^2) \frac{dI_{sq}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (I.26)$$

Pour le rotor à partir des équations (I.21) on obtient:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -R_r I_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -R_r I_{rq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.27)$$

En remplaçant I_{rd} et I_{rq} par leurs expressions obtenues en (I.24), les expressions suivantes sont obtenues:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.28)$$

On obtient finalement à partir des équations (I.20), (I.25), (I.26) et (I.28):

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{rd} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{rq} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{rq} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.29)$$

On peut écrire les équations (I.28) et (I.29) sous forme d'équations d'état telles que [25]:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r\sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_r\sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_U \quad (I.30)$$

Avec:

- $\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU$
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps rotorique et statorique.
- $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer comme suit:

$$C_e = \frac{PM_{sr}}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (I.31)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (I.32)$$

I.6.5. Modèle exprimé dans le repère (α, β) lié au stator

Le passage de Park (d, q) à celle Concordia (α, β) en faisant une rotation de l'angle θ :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

On définit également la transformation inverse:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Cela correspond aux changements de repère dans un contexte de modélisation de l'ensemble convertisseur statique-machine asynchrone, en vue de l'étude des lois de commande basées sur le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il paraît plus judicieux le choix d'un repère diphasé, aux axes orthogonaux (α, β) fixes au stator, ayant l'axe α selon la phase a du système d'alimentation. Ce repère (α, β) , dans le quel $\theta_s = \omega_s t = 0$, est un cas particulier du repère tournant (d, q) et sera désormais retenu pour la suite de l'étude[26,27]. Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à cage dans le repère fixe devient alors:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

Etant donné que le repère (α, β) est lié au stator donc leurs tensions sont réelles et ne dépendent pas de la position θ du rotor, il vient que:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

Les courants rotoriques peuvent s'exprimer en fonction du flux statorique et du courant statorique, donnés par (I.38).

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \frac{\varphi_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha}}{M_{sr}} \\ I_{s\beta} = \frac{\varphi_{s\beta} - L_s I_{s\beta}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

Le système d'équations (I.39) établit les relations entre les flux rotoriques, statoriques et de fuites:

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M_{sr}} (\varphi_{s\alpha} - \sigma L_s I_{s\alpha}) \\ \varphi_{r\beta} = \frac{L_r}{M_{sr}} (\varphi_{s\beta} - \sigma L_s I_{s\beta}) \end{cases} \quad (I.39)$$

En les dérivant par rapport au temps, on obtient:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(\frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(\frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (I.40)$$

En remplaçant les expressions des équations (I.38-40) dans les équations (I.35-36), on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator (α, β) :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix}}_{\dot{\mathbf{X}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_U \quad (I.41)$$

Ce dernier modèle d'état sera utilisé dans les simulations de la commande directe du couple.

I.7. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesses pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc.

Grâce au développement des semi-conducteurs, et l'apparition de nouvelles techniques de commandes, les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour la

quelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [29, 30, 31].

L'onduleur de tension à deux niveaux, est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor IGBT et d'une diode montée en antiparallèle [32, 33]. Comme montre la figure (I.5).

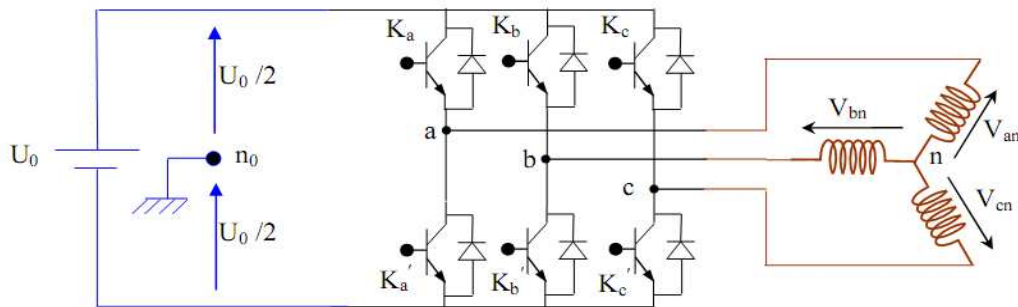


Figure (I.5) Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

- Les deux interrupteurs K_j, K'_j ($j = a, b, c$), doivent être contrôlés de façon complémentaire.
- Les deux interrupteurs K_j, K'_j ($j = a, b, c$), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ce sont des éléments commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion, qui consiste à moduler la tension de sortie. Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi que chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion S_j ($j = a, b, c$) définie comme suit: [34] et [35]

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_j \text{ fermé, } K'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_j \text{ ouvert, } K'_j \text{ fermé} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Les différentes formes d'ondes de tensions de sortie de l'onduleur sont données par:

$$\begin{bmatrix} U_{ac} \\ U_{ba} \\ U_{cb} \end{bmatrix} = U_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

Avec: S_j ($j = a, b, c$): Signaux de commande des interrupteurs.

Vu la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons:

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{I.44})$$

Par conséquent, les tensions simples V_j ($j = a, b, c$), s'expriment par la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.45})$$

I.10.1. Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à deux-niveaux.

En appliquant la transformation de Park, prise sous la forme de (I.14), aux tensions phase-neutre (simples) données par (I.45), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveaux de phase (I.46).

$$\underline{V}_s = V_{sd} + jV_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a + \underline{a}S_b + \underline{a}^2 S_c) \quad (\text{I.46})$$

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à deux-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans la figure (I.6) [36,37].

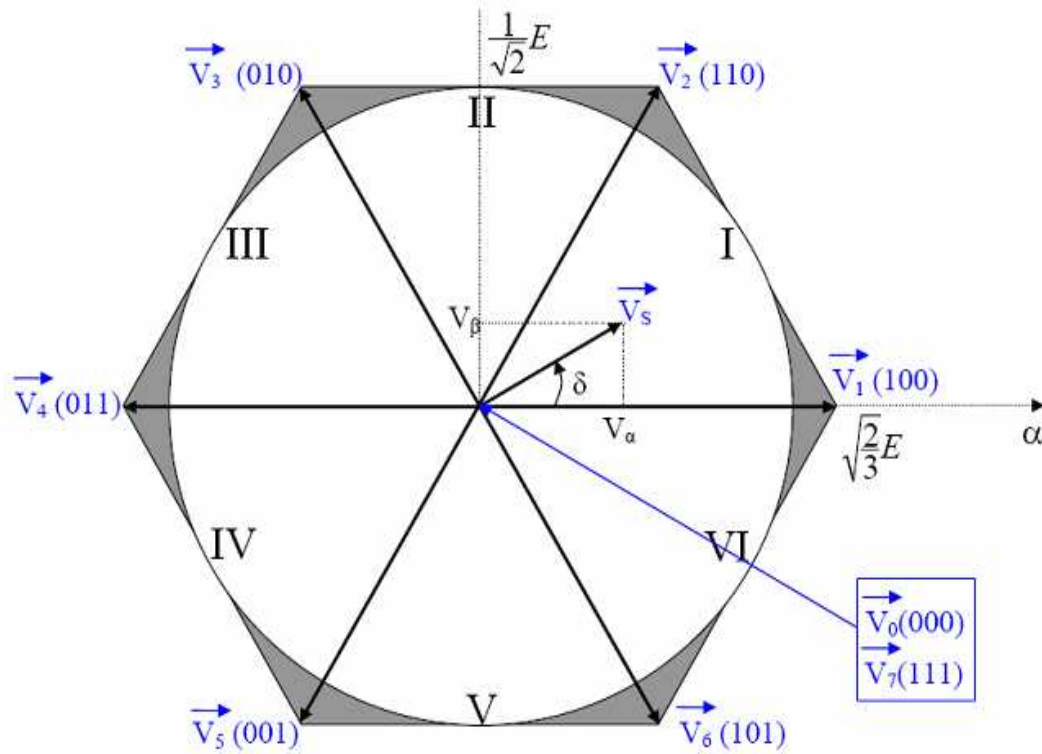


Figure (I.6) Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur deux-niveaux.

Les huit vecteurs de tensions sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (I.6) où \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à $\sqrt{\frac{2}{3}}E$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\frac{\pi}{3}$.

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	\vec{V}_s
0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	\vec{V}_1
1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	\vec{V}_2
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	\vec{V}_3
0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	\vec{V}_4
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	\vec{V}_5
1	0	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}E$	\vec{V}_6
1	1	1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau (I.1) Induction de huit états des interrupteurs du pont triphasé.

1.7.2. Commande de l'onduleur

L'onduleur est le plus souvent commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), c'est-à-dire, qu'au lieu de former chaque alternance des tensions de sortie d'un seul créneau rectangulaire, on la forme d'une succession de créneau de largeurs convenables [38]. Cela permet d'obtenir des tensions ne contenant pas d'harmoniques à basses fréquences.

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d' Impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande [26,27]. Trois types de MLI sont généralement utilisés:

- La MLI précalculée.
- La MLI sinus-triangle.
- La MLI vectorielle.

Une technique de commande MLI va être développée dans cette mémoire à savoir la commande MLI sinus-triangle.

1.7.2.1. Commande de l'onduleur par MLI sinus-triangle

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée.

Cependant, l'essor de la modulation MLI est lié aux progrès du développement des interrupteurs semi conducteurs de puissance, la montée en fréquence de découpage, limite la puissance transmise et augmente les pertes par commutation.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont:

- L'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence:

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{I.47})$$

- Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude V_m de la référence à tension crête U_{pm} de la porteuse:

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad (\text{I.48})$$

La commande triangulaire-sinusoïdale de base, consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou plusieurs ondes de modulation ou porteuses, généralement triangulaire ou en dents de scie, unipolaire ou bipolaire. Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel par une électronique de commande analogique ou numérique. La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique. [39]

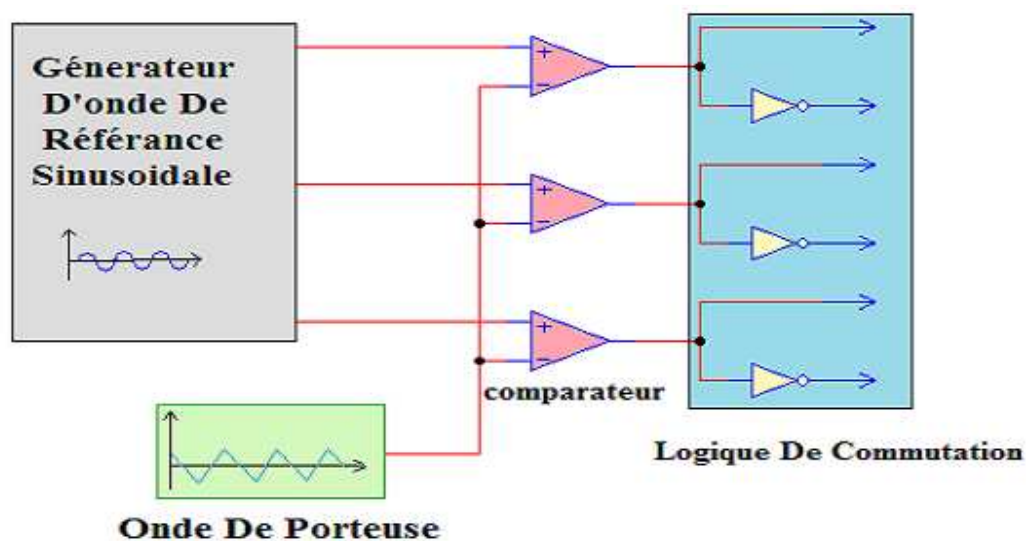


Figure (I.7) Schéma de principe de la technique triangulaire- sinusoïdale.

Les figures suivantes (I.8-a,b) représentent un signal à MLI généré par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle (V_{port}) d'une fréquence de 400 HZ, avec le signal de référence sinusoïdal (V_{ref}) d'une fréquence de 50 HZ (I.8-a) et représentent l'impulsion imposée au bras de l'onduleur (I.8-b).

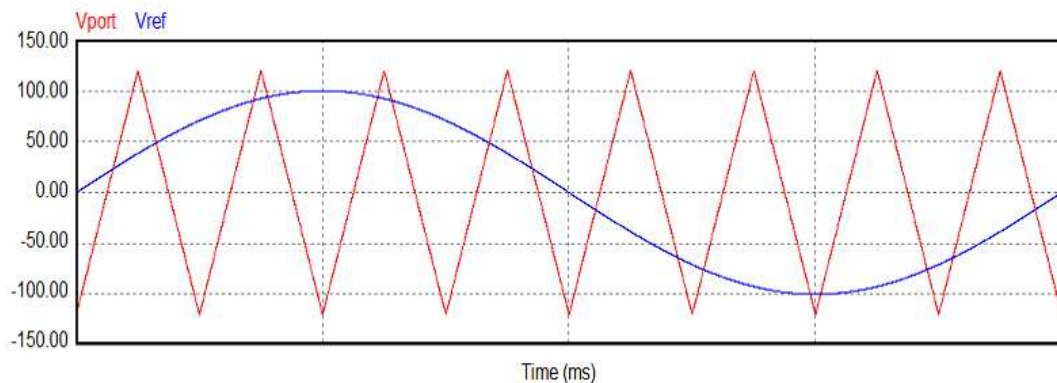


Figure (I.8-a) Génération d'une MLI naturelle.

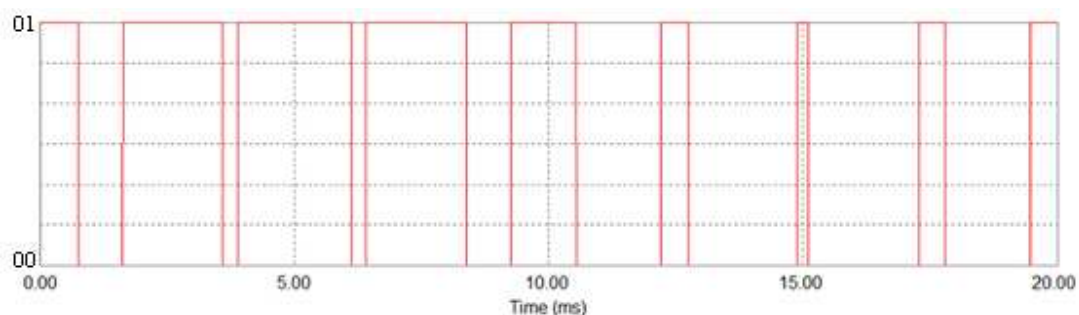


Figure (I.8-b) Génération d'une MLI naturelle.

La modulation sinus-triangle, présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

I.8. Simulation du modèle de la MAS en tension

La simulation, bien connue de nos jours, des modèles des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des systèmes avec beaucoup de précision. Dans notre cas, toutes les simulations ont été effectuées par le logiciel «SIMULINK» sous «MATLAB», il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (la méthode d'EULER simple, d'EULER modifiée, RUNGE-KUTTA d'ordre quatre... etc), il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la sommation, l'intégrale, la multiplication,...etc. Le schéma bloc de simulation du modèle de la machine asynchrone est donné par la figure (I.9).

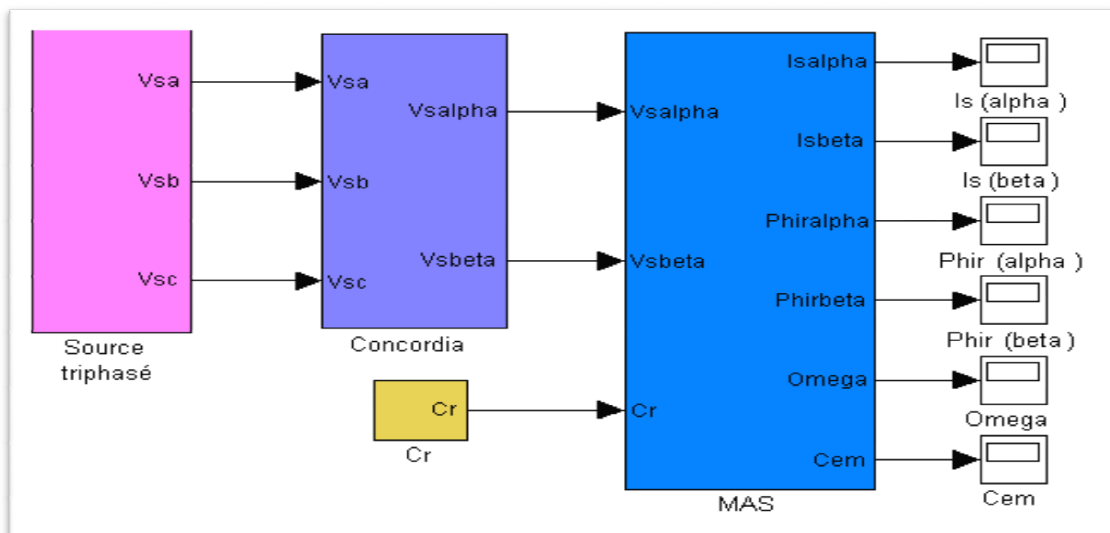
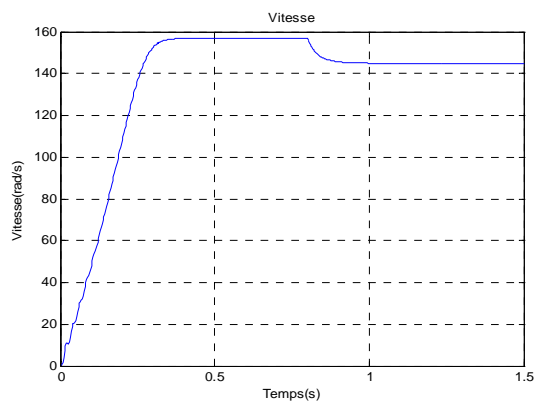


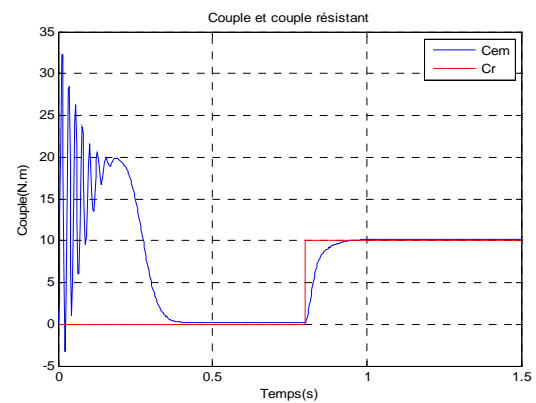
Figure (I.9) schéma de simulation de la MAS.

I.8.1. Interprétation des résultats

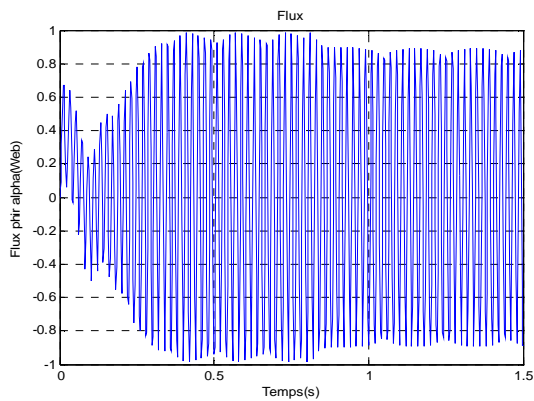
Le moteur est alimenté directement par le réseau 220/380 V, 50Hz, puis nous avons appliqués un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à $t = 0.8 \text{ s}$. Les résultats de la simulation sont représentés comme suite:



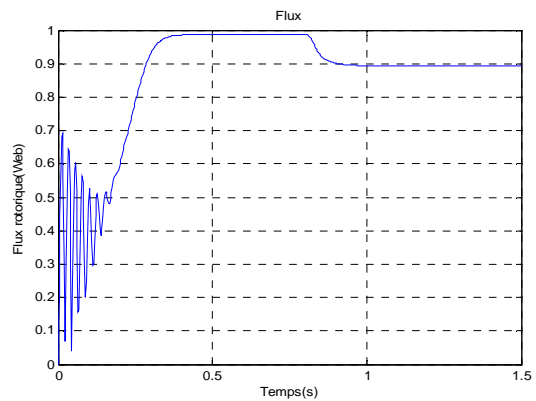
(a) Allure de la vitesse mécanique



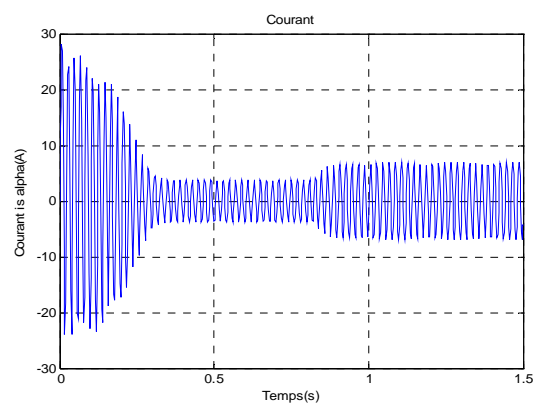
(b) Allure du couple électromagnétique



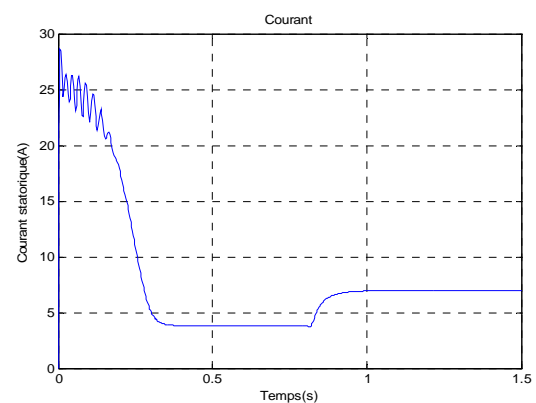
(c) Allure du flux rotorique φ_{ra}



(d) Allure de la module du flux rotorique



(e) Allure du courant statorique $i_{s\alpha}$



(f) Allure de la module du courant statorique

Figure (I.10) Résultats de simulation de la MAS démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10N.m à $t = 0.8$ s en boucle ouverte.

A vide:

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.3 s la vitesse de rotation stabilise à une valeur constante (157 rad/s) puisque le moteur possède deux paires de pôle.

La courbe de couple présente aux premiers instants du démarrage une pulsation très importante, après 20 ms le couple tend vers zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (29A) jusqu'à 20 ms, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 5A.

Au premier instant le flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

En charge:

Avec $t \in [0.8, 1.5]$ s nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$). Nous constatons que:

Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (10 N.m) appliqué. La diminution de flux durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.9. Simulation de l'association convertisseur statique- MAS

La simulation numérique de l'association convertisseur statique–MAS est donnée au figure (I.11):

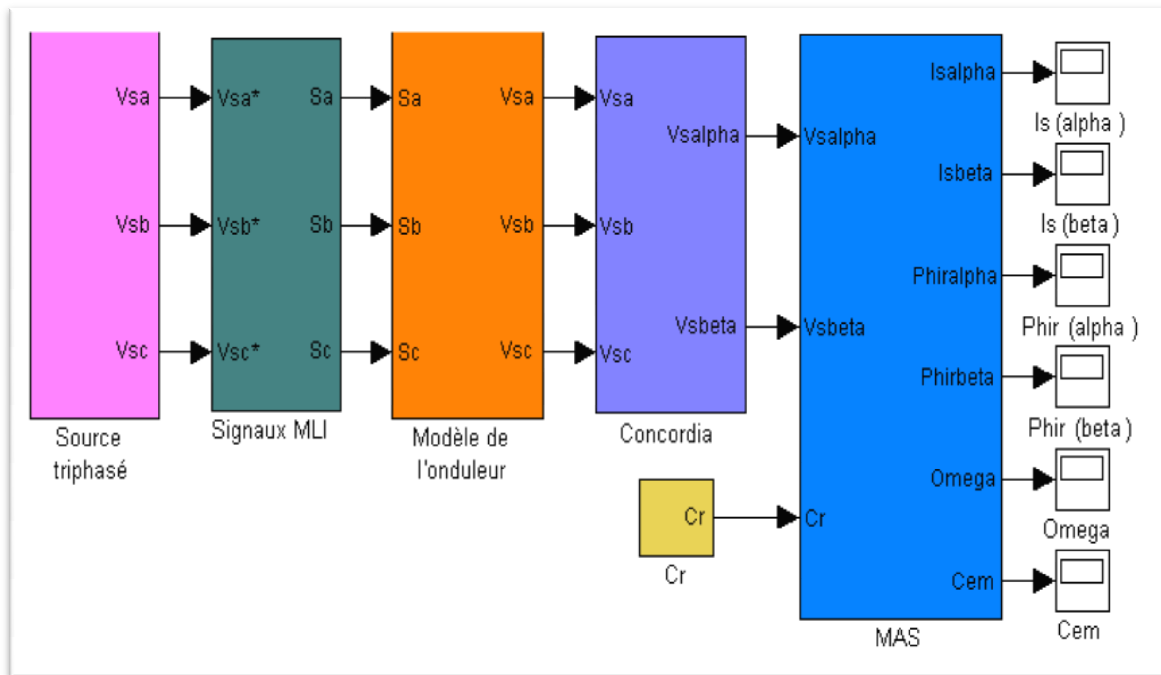


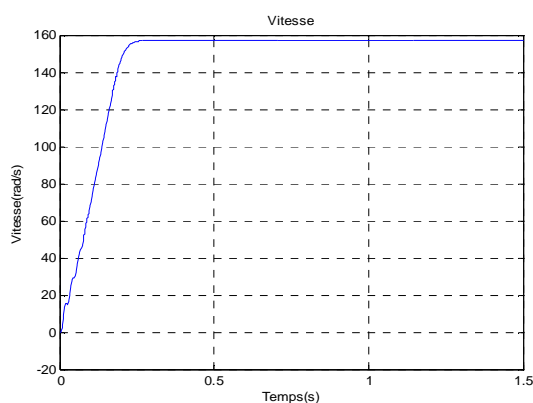
Figure (I.11) Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur

I.9.1. Résultats de simulation

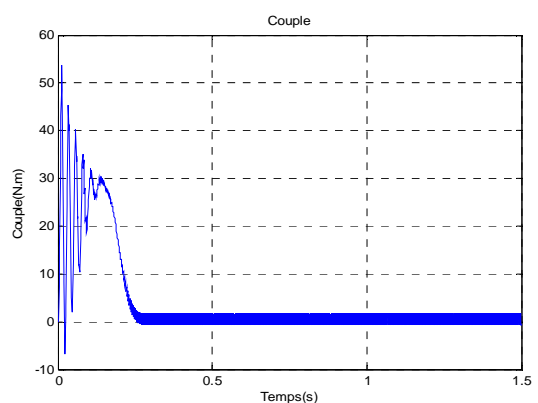
Les résultats de simulation de l'association machine–onduleur sont représentés dans ce qui suit:

I.9.1.1. Résultats de simulation à vide

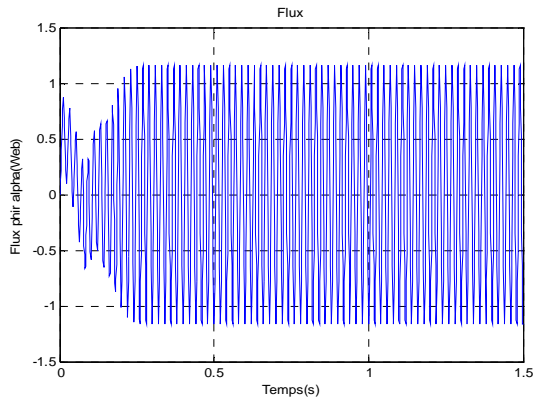
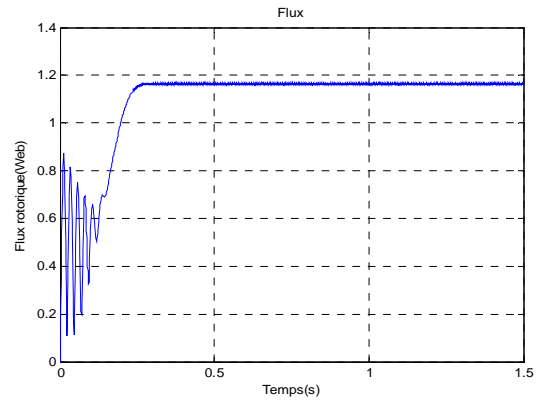
Les résultats suivants sont obtenus à une fréquence de porteuse de 1050 Hz



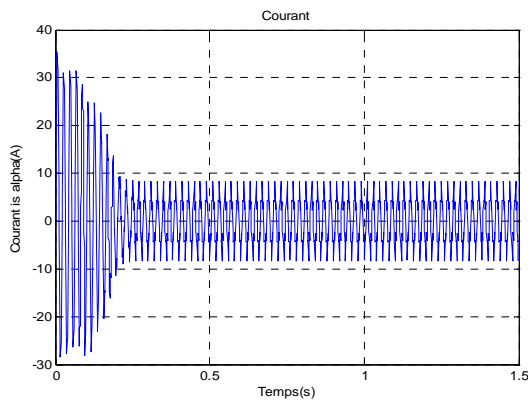
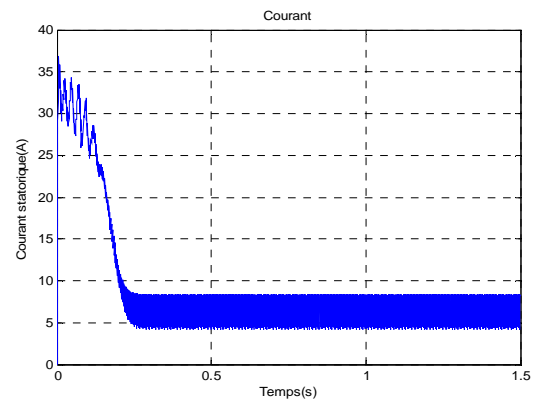
(a) Allure de la vitesse mécanique



(b) Allure du couple électromagnétique

(c) Allure du flux rotorique $\phi_{r\alpha}$ 

(d) Allure de la module du flux rotorique

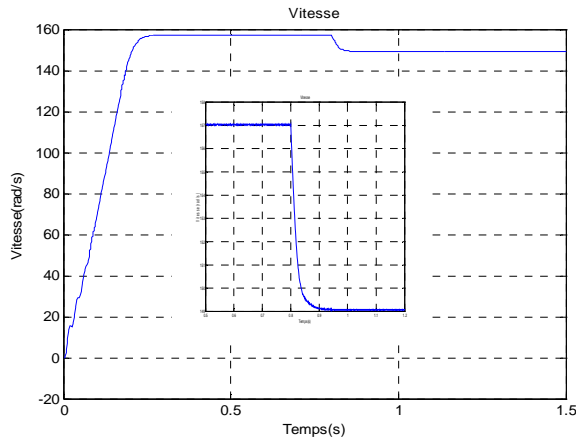
(e) Allure du courant statorique $i_{s\alpha}$ 

(f) Allure de la module du courant statorique

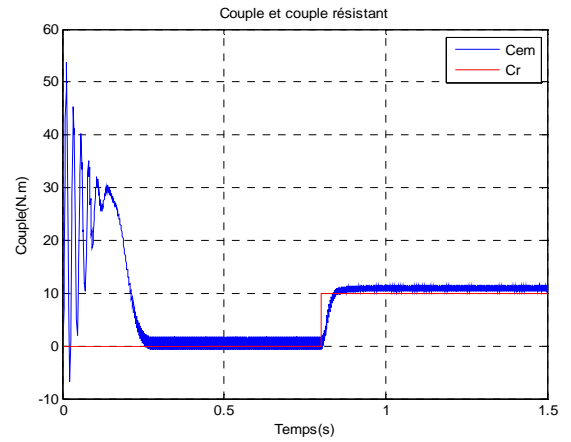
Figure (I.12-a) Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS- convertisseur statique

1.9.1.2. Résultats de simulation avec application d'une charge

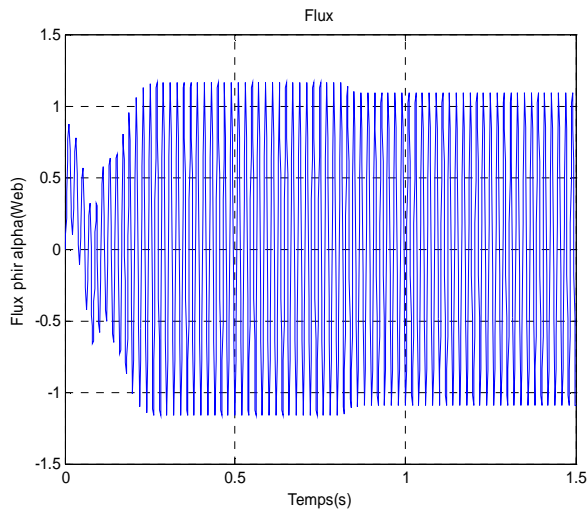
Les résultats suivants sont obtenus avec l'application d'un couple de charge de (10 N.m) à $t = 0.8$ s.



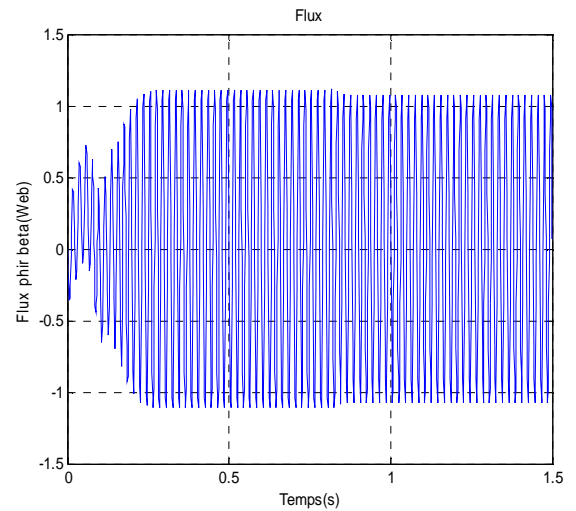
(a) Allure de la vitesse mécanique



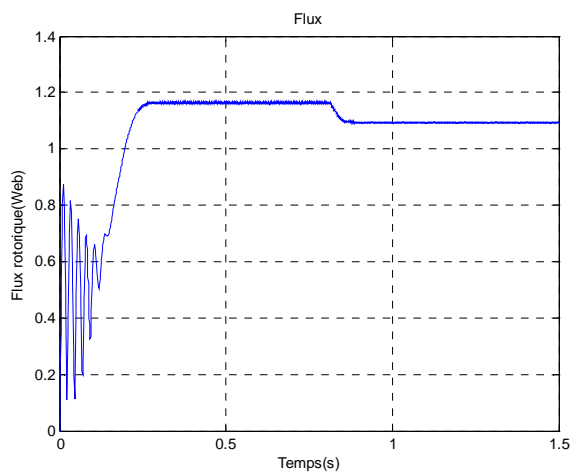
(b) Allure du couple électromagnétique



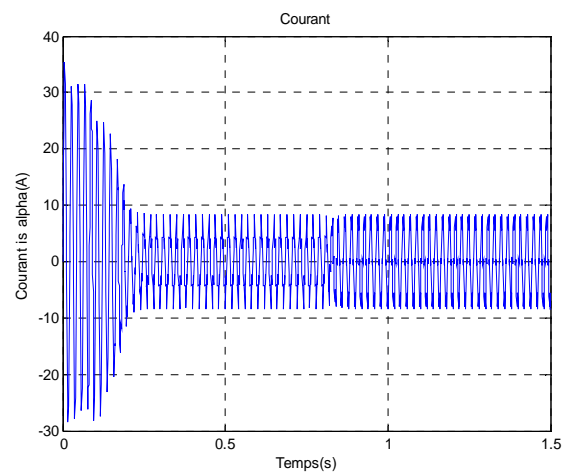
(c) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\alpha}$



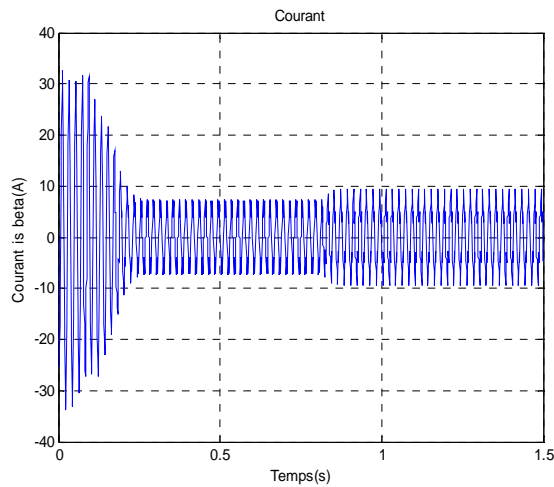
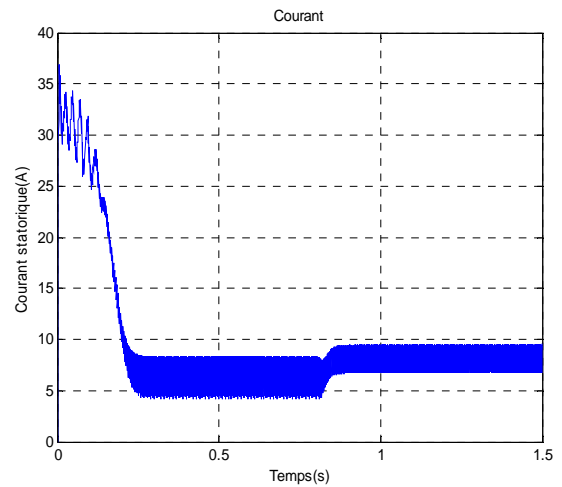
(d) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\beta}$



(e) Allure de la module du flux rotorique



(f) Allure du courant statorique $i_{s\alpha}$

(g) Allure du courant statorique $i_{s\beta}$ 

(h) Allure de la module du courant statorique

Figure (I.12-b) Résultats de simulation de la MAS- convertisseur statique avec l'application d'une charge

I.9.1.3. Interprétation des résultats

Le modèle de la machine à induction dans le cas où l'alimentation est assurée par un onduleur de tension avec une fréquence de commutation de 1050 Hz.

Les réponses des courants sont presque confondues et la même remarque pour la vitesse. On constate que les courbes des grandeurs de la machine ont le même temps d'établissement presque égal à 20 ms dans les deux cas, et la réponse du système est sans dépassement.

On constate que la MLI permet de réduire les harmoniques des courants en augmentant la fréquence de découpage, et permet aussi de faciliter le filtrage et d'augmenter le fondamental de la tension.

I.10. Conclusion

La modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension et les résultats de simulation obtenus, comparés avec les résultats obtenus pour une machine alimentée par un réseau triphasé équilibré, sont satisfaisants et prouvent son admission au fonctionnement normal.

Pour son encombrement réduit et les résultats satisfaisants obtenus, l'onduleur de tension à MLI présente une alternative intéressante au niveau des moyennes et faibles puissances pour l'alimentation des machines à induction.

Chapitre II : Commande DTC avec capteur mécanique

II.1. Introduction

Depuis une trentaines d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées «commandes vectorielles» assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [3,8]. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. La plus récente démarche dans cette direction est la commande directe du couple DTC «Direct Torque Control». Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d' améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine et on ne nécessitant pas de capteur mécanique de position [11-12].

Dans la première partie, nous développons le principe du contrôle direct de couple de la machine. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux présenté dans «Chapitre. I.10». La deuxième partie de ce chapitre est destinée à l'étude de l'effet des bandes hystérésis sur les performances de la commande par DTC. On terminera par l'étude de l'amélioration des performances de la DTC.

Des résultats de simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances de la technique proposée.

II.2. Principe du contrôle direct de couple

Le contrôle direct de couple (DTC) d'une machine à induction, est basé sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation [40]. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur.

Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes, La valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

La séquence de commande est choisie selon [40],

- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique.
- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator.
- Le signal informant sur la position du vecteur flux stator.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.

Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique φ_s et du couple électromagnétique C_{em} sont estimés à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec la sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur.

II.3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique

II.3.1. Contrôle du flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante [8-17]:

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d\overline{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

On obtient:

$$\overline{\varphi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.2})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors:

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s0} - \int_0^t \overline{V}_s dt \quad (\text{II.3})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué reste constant, on peut écrire alors:

$$\overline{\varphi}_s(k+1) \approx \overline{\varphi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.4})$$

Ou encore:

$$\Delta \overline{\varphi}_s = \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.5})$$

Avec:

- $\overline{\varphi}_s(k)$ c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\overline{\varphi}_s(k+1)$ c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Delta \overline{\varphi}_s$ c'est la variation du vecteur flux statorique $(\overline{\varphi}_s(k+1) - \overline{\varphi}_s(k))$.
- T_e c'est la période d'échantillonnage.

Pour une période d'échantillonnage constante l'erreur du flux statorique $\Delta \overline{\varphi}_s$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué au stator de la machine. La figure (II.1) montre que la sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique $\overline{\varphi}_s$, dans le plan (α, β) , [11]. L'équation (II.5) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant dans la direction du vecteur tension statorique \overline{V}_s à une vitesse égale à son amplitude [12,41].

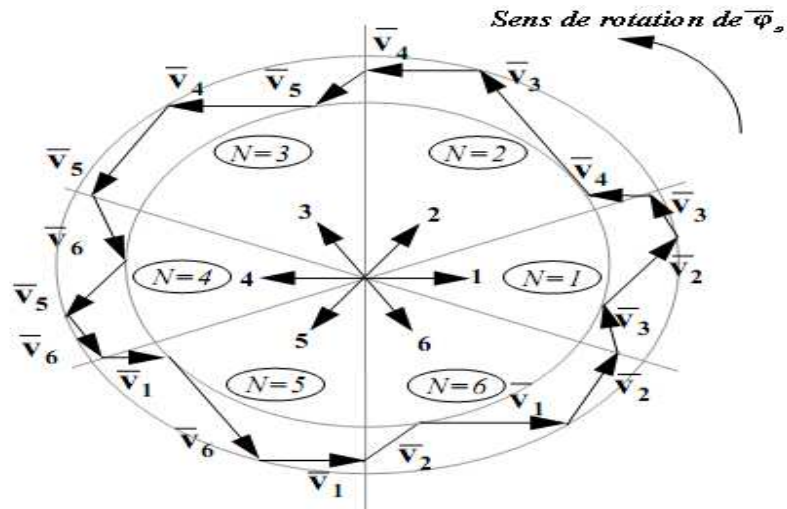


Figure (II.1) Sélection du vecteur tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.

La figure (II.2) montre un exemple de l'évolution de l'extrémité du vecteur flux statorique dans le cas où $\vec{V}_s = \vec{V}_3$. Cette figure montre que la composante radiale du vecteur tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle agit sur la position du vecteur flux [8]. En sélectionnant pas à pas le vecteur tension approprié, il est possible de faire suivre au vecteur flux statorique une trajectoire choisie permettant d'avoir une bonne dynamique de la machine [8,42]. Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

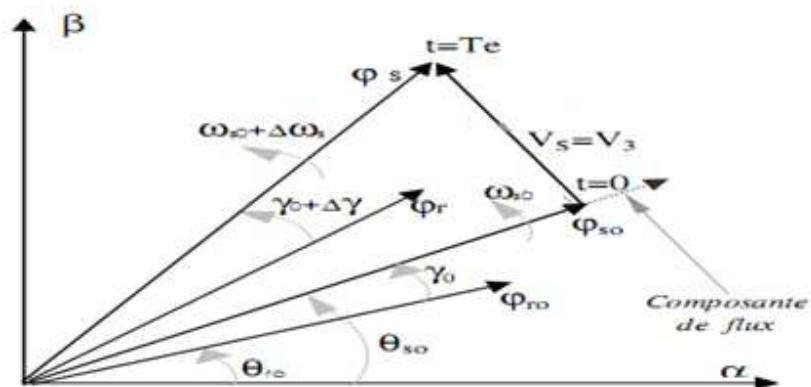


Figure (II.2) Évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α, β) .

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.3), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative [8,41,47]. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

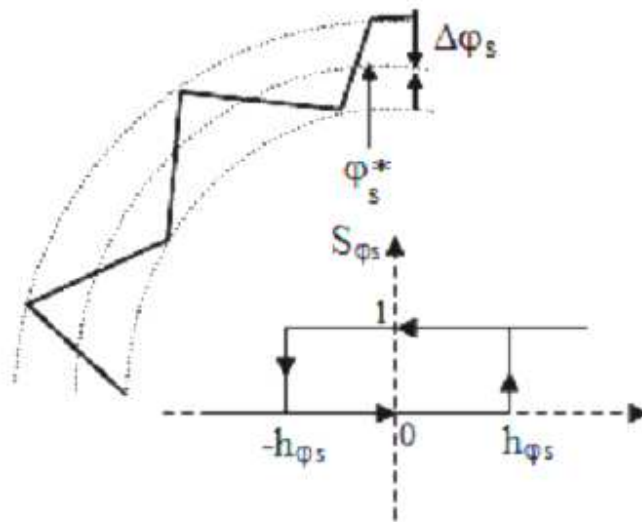


Figure (II.3) Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.

On peut écrire ainsi:

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\varphi_s > h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \text{ et } \frac{d\varphi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \text{ et } \frac{d\varphi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\ \text{Si } \Delta\varphi_s < -h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\varphi_s$, entre le flux de référence φ_s^* et le flux estimé φ_s dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux voir figure (II.3), celui-ci génère à sa sortie la valeur $S_{\varphi_s} = +1$ pour augmenter le flux et $S_{\varphi_s} = 0$ pour le réduire, ce type de

correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux statorique φ_s dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés [8,43]. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux φ_s . Ainsi, pour aller en marche arrière, on impose un croisement d'un bras du convertisseur.

II.3.2. Contrôle du couple électromagnétique

La transformation de Park est faite avec conservation de puissance, l'expression du couple électromagnétique durant l'intervalle de commande peut être écrite sous la forme:

$$C_e = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma \quad (\text{II.7})$$

Où $\gamma = \theta_s - \theta_r$ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique, on obtient:

$$\overline{\varphi}_s = [\varphi_s, \theta_s] = \varphi_s e^{j\theta_s} \quad , \quad \overline{\varphi}_r = [\varphi_r, \theta_r] = \varphi_r e^{j\theta_r} \quad (\text{II.8})$$

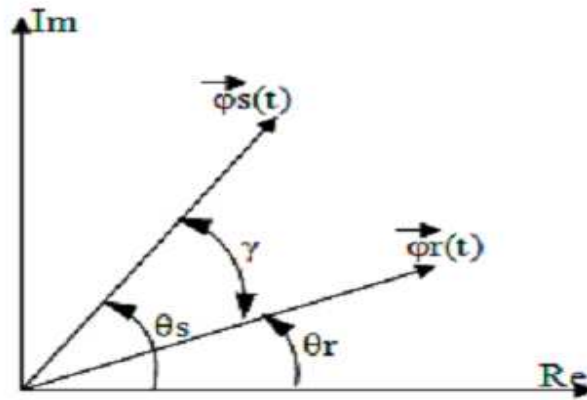


Figure (II.4) Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique.

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence ($\varphi_s = \varphi_s^*$) et l'expression (II.7) devient:

$$C_e = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \sin \gamma \quad (\text{II.9})$$

Lors de l'application d'un vecteur tension -actif-, on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon:

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_s(t + \Delta t) = \varphi_s^* e^{j(\theta_s + \Delta\theta_s)} \quad (\text{II.10})$$

Où $(\Delta\theta_s = (\omega_s + \Delta\omega_s)\Delta t)$, ω_s est la variation de vitesse du vecteur statorique. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire:

$$\overline{\varphi}_r = \overline{\varphi}_r(t + \Delta t) = (\varphi_r + \Delta\varphi_r) e^{j(\theta_r + \Delta\theta_r)} \quad (\text{II.11})$$

Or l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique, la constante de temps est de l'ordre de 100 ms, d'où:

$$\Delta\varphi_s \approx 0 \quad \text{et} \quad \Delta\varphi_r \approx 0 \quad (\text{II.12})$$

Et par conséquent le couple à l'instant $(t + \Delta t)$ devient:

$$C_e = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \sin(\gamma + \Delta\gamma) \quad (\text{II.13})$$

Avec $(\Delta\gamma = (\omega_s + \Delta\omega_s)\Delta t)$ la variation de l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

La dérivée du couple est calculée de la façon suivante:

$$\left. \frac{dC_e}{dt} \right|_{t=t_i(\Delta t=0)} = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \omega_s \quad (\text{II.14})$$

Deux importantes conclusions se déduisent à partir des expressions précédentes:

- Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.
- Le coefficient de proportionnalité dans le calcul de la dérivée du couple étant positif définit la rapidité de la réponse de celui-ci.

Dans d'autres travaux [44,46], une étude basée sur un modèle de petites variations de la machine asynchrone valable à l'échelle de temps de la commutation permet d'exprimer la variation du couple en fonction de la tension et des grandeurs de contrôle (flux, couple). Cette expression, plus complexe que celle de la dérivée du flux, montre que la variation du couple peut être définie dans deux zones de fonctionnement dans le plan (couple, vitesse) et dépend de la vitesse (basse, moyenne et grande vitesse), de la charge et du vecteur tension appliquée [44]. En général, une séquence nulle ramène systématiquement le couple vers zéro en fonctionnement moteur [43]. Par contre, en fonctionnement générateur, le sens de variation du couple dépend d'une part, du signe de la vitesse et d'autre part du niveau du couple de la machine.

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (II.5). Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation [8]. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (II.15), tels que S_{C_e} représente l'état de sortie du comparateur et h_c la limite de la bande d'hystérésis.

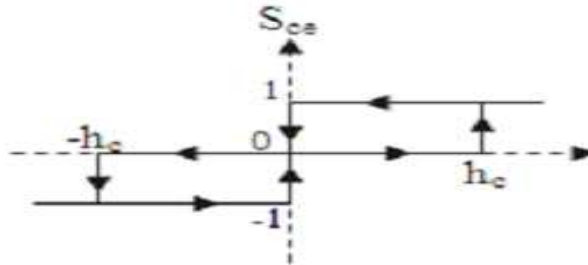


Figure (II.5) Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple ELM

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_e > h_c & \Rightarrow S_{C_e} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_c \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{C_e} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_c \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{C_e} = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -h_c & \Rightarrow S_{C_e} = -1 \\ \text{Si } -h_c \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{C_e} = 0 \\ \text{Si } -h_c \leq \Delta C_e \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{C_e} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

L'écart C_e , entre le couple de référence C_e^* et le couple estimé C_e est introduit dans le comparateur à hystérésis à trois niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur $S_{C_e} = 1$ pour augmenter le couple, $S_{C_e} = -1$ pour le réduire et $S_{C_e} = 0$ pour le maintenir constant à l'intérieur d'une bande h_c autour de sa référence [47]. L'augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [8,47]. Ce type de correcteur, autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. De plus, ce comparateur autorise une décroissance rapide du couple, en plus l'application des vecteurs nuls fait arrêter la rotation du vecteur flux statorique φ_s . Par exemple si on applique les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} et si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique φ_r rattrape le flux φ_s , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur [8,48].

Ce type de comparateur confère à la commande de la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande.

II.4. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

II.4.1. Estimation du module et du secteur position du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes biphasées $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$:

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha} - R_s \overline{I}_{s\alpha}) dt \\ \overline{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta} - R_s \overline{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.17})$$

Où $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (II.16) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant statorique et du vecteur tension statorique: $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ et $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$. Les composantes du vecteur courant statorique sont

obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés: i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} .

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs.

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} E [S_b - S_c] \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

La détermination de la position de φ_s , dans l'intervalle $[0 - 2\pi]$ est donnée par le tableau (II.1). Le numéro du secteur de la position du flux φ_s peut être obtenu à partir de la figure (II.1). [49]

		θ_s
$\varphi_{s\alpha} > 0$	$\varphi_{s\beta} > 0$	$\arctan(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha})$
	$\varphi_{s\beta} < 0$	$\arctan(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\varphi_{s\alpha} < 0$		$\arctan(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) + \pi$
$\varphi_{s\alpha} = 0$	$\varphi_{s\beta} \geq 0$	$\frac{\pi}{2}$
	$\varphi_{s\beta} \leq 0$	$\frac{3\pi}{2}$

Tableau (II.1) Position du vecteur flux statorique.

II.4.2. Estimation du couple électromagnétique

A partir des valeurs calculées de $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$ et les composantes estimées de $\varphi_{s\alpha}$, $\varphi_{s\beta}$ on peut estimer le couple électromagnétique par la relation suivante :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{II.20})$$

a) Application d'un vecteur non nul

Nous représentons sur la figure (II.6) l'évolution de l'angle, pour deux vecteurs de tension différents.

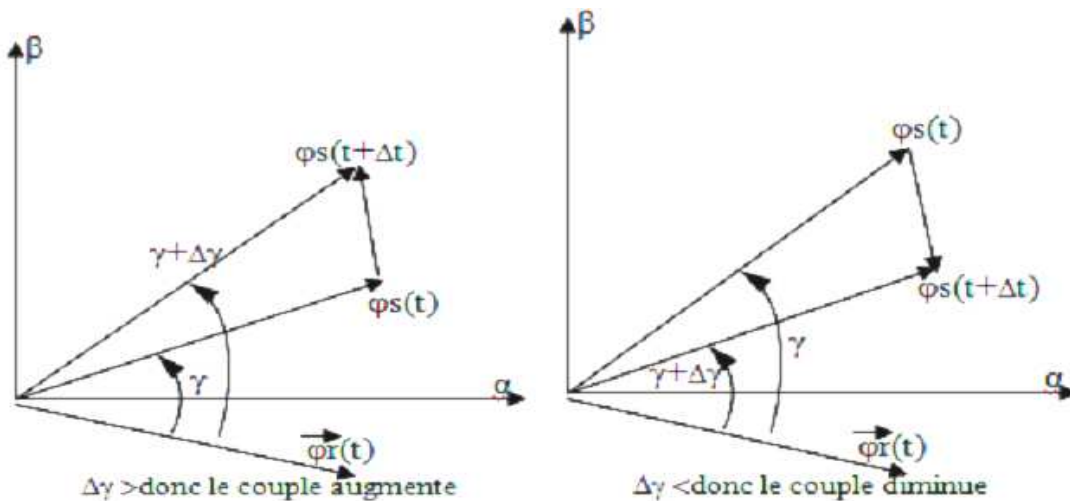


Figure (II.6) Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.

b) Application d'un vecteur nul

Lors de l'application d'un vecteur de tension nul, le vecteur flux statorique reste fixe et égal à $R_s I_s$. Quand on néglige le terme résistive ($R_s I_s \neq 0$), l'application d'un vecteur nul permet de ralentir la rotation du vecteur flux statorique [42,43]. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution avec la constante du temps rotorique, ainsi l'angle γ entre les deux vecteurs va être diminué et par conséquent le couple électromagnétique diminue lentement voir figure (II.7).

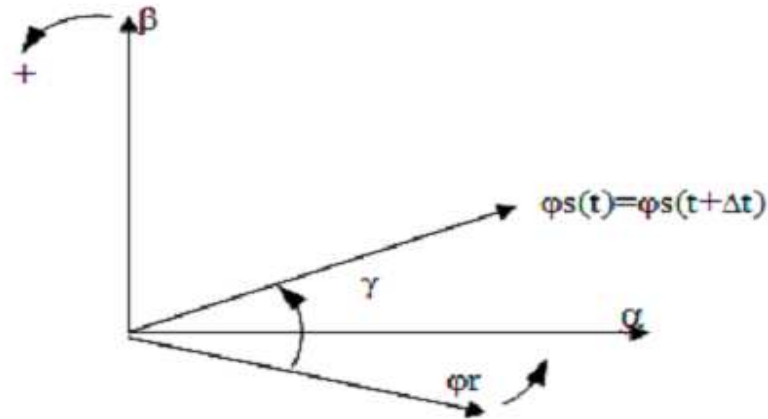


Figure (II.7) Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.

Pour le réglage du couple électromagnétique, on associe au régulateur à hystérésis du couple (figure (II.5)), une variable C_e^* qui peut être à deux ou à trois états en fonction de la nature du régulateur utilisé (simple bande, double bande... etc) [42,43]. Cette variable définit l'action désirée sur le couple (augmentation, diminution, maintien).

II.5. Réglage du flux statorique et du couple électromagnétique

Comme il a été déjà mentionné au l'équation (II.5), le choix de \bar{V}_s dépend de la position du flux φ_s , de la variation souhaitée de son module, de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

L'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel (α, β) lié au stator est divisé en six secteurs angulaires de $\frac{\pi}{3}$, ce partage permet de déterminer pour chaque secteur, la séquence de contrôle adéquate pour les états des grandeurs de contrôle.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i (figure (II.8)), les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante et leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone considérée, c'est la cause pour laquelle ils ne sont jamais appliqués.

Ainsi, Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des autres quatre vecteurs non nuls ou l'un des deux vecteurs nuls selon le secteur où se trouve le vecteur flux φ_s . L'effet du vecteur tension pouvant être sélectionné est mentionné sur la figure (II.8).

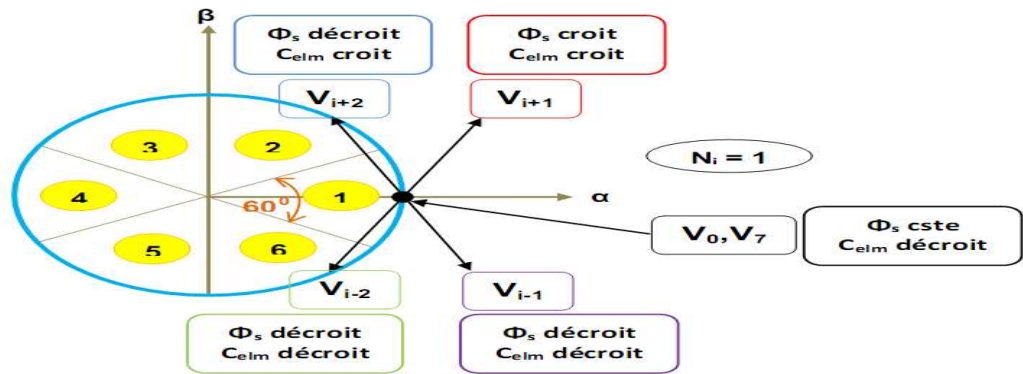


Figure (II.8) Choix du vecteur tension.

Le choix du vecteur V_s dépend:

- De la position de φ_s dans le référentiel (s).
- De la variation souhaitée pour le module de φ_s .
- De la variation souhaitée pour le couple.
- Ainsi que du sens de rotation de φ_s .

Lorsque le flux φ_s se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant d'un des huit vecteurs de tensions proposés sur le tableau (II.2):

		\vec{V}_s
φ_s	Croît	$\vec{V}_{i-1}, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}$
	Décroît	$\vec{V}_{i-2}, \vec{V}_{i+2}, \vec{V}_{i+3}$
C_e	Croît	$\vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i+2}$
	Décroît	$\vec{V}_{i-1}, \vec{V}_{i-2}$

Tableau (II.2) Table de sélection de \vec{V}_s .

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnées alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux φ_s reste inchangée.

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables ΔC_e et $\Delta \varphi_s$ et le secteur que l'on note N , déterminant la position de flux $\vec{\varphi}_s$, Elle se présente donc sous la forme suivante [50]:

$N^0(\text{Secteur})$		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
$\Delta \varphi_s = 1$	$\Delta C_e = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\Delta C_e = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\Delta C_e = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$\Delta \varphi_s = 0$	$\Delta C_e = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$\Delta C_e = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$\Delta C_e = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (II.3) Table de commutation de la commande DTC.

II.6. Présentation et utilisation du module de simulation en Matlab/Simulink

Pour illustrer le fonctionnement de la commande et réaliser les études prospectives, un modèle de simulation de la commande a été mis en place à partir d'un logiciel de simulation d'association Machine/Convertisseur/Commande en (Matlab/Simulink).

Ce logiciel, permet de reproduire fidèlement les comportements des divers composants de la chaîne de puissance. Il permet également de simuler les différentes fonctions de la commande en prenant en compte, les temps de calcul, les retards qui en découlent, ainsi que les problèmes de quantification.

II.6.1 Schéma de simulation

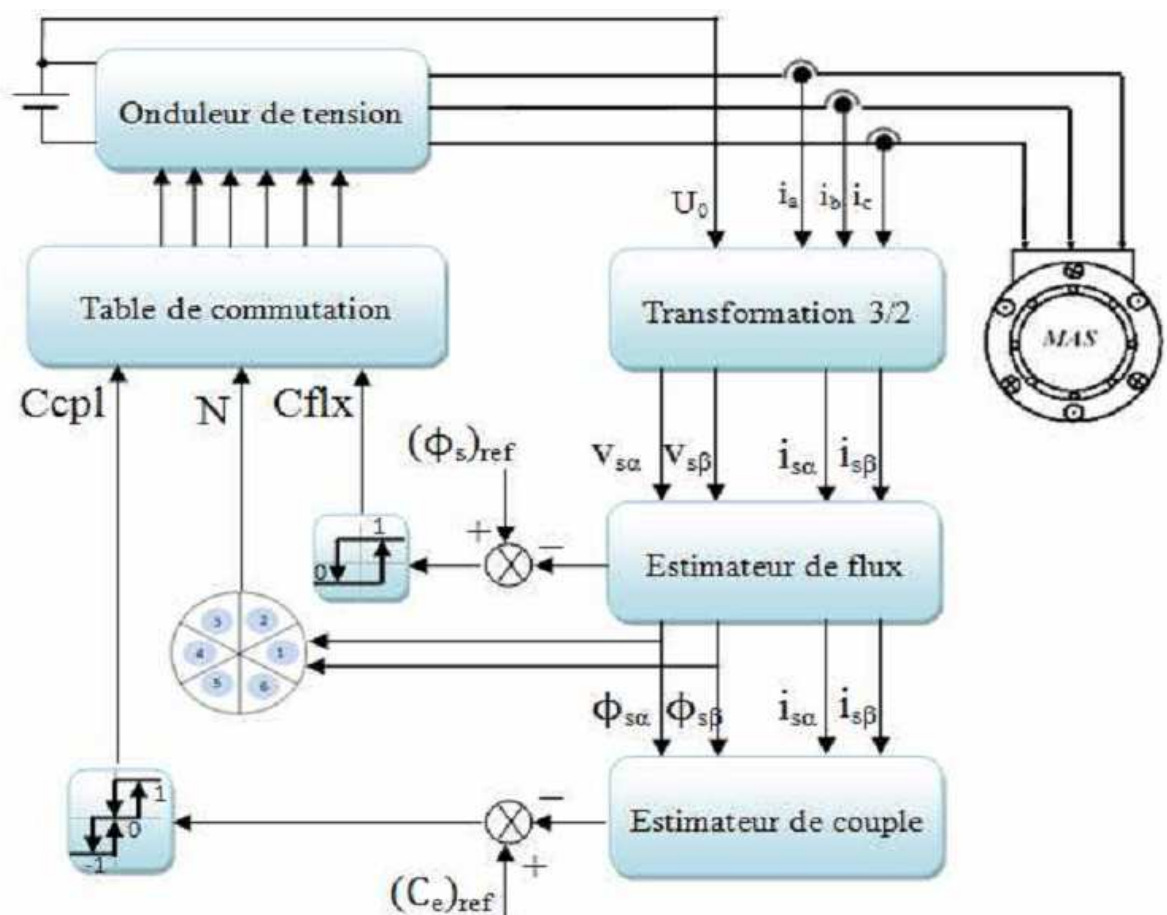


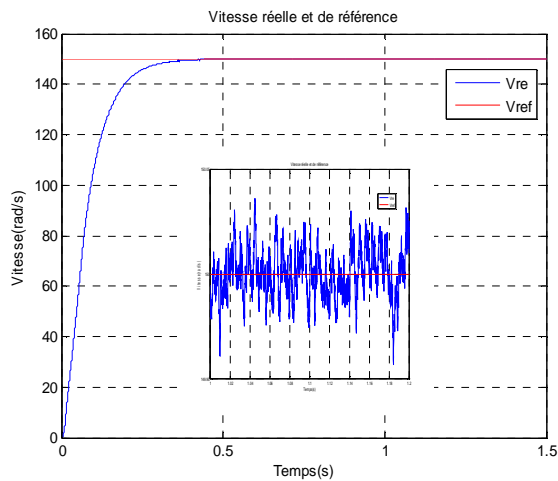
Figure (II.9) Schéma bloc de la commande directe du couple.

II.6.2 Résultats de Simulation

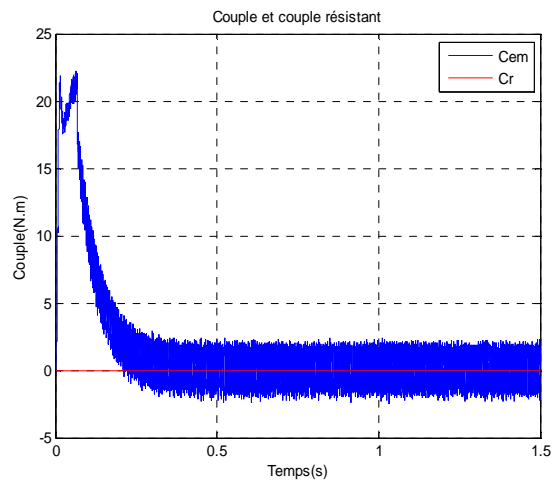
Les figures ci-dessous représentent les résultats de simulation de la commandes direct du couple (DTC classique) d'une machine asynchrone de (1.5 kW), avec réglage de vitesse par un régulateur IP.

II.6.2.1 Démarrage à vide

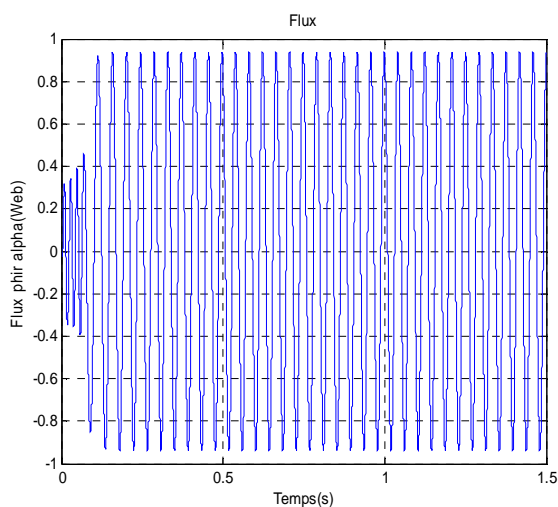
La figure (II.10) présente les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide.



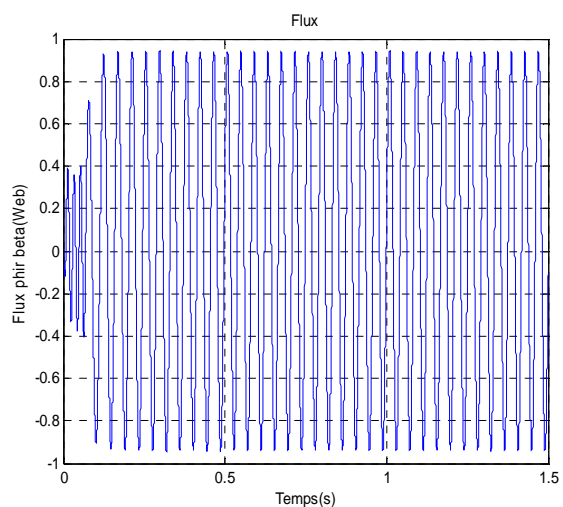
(a) Allure de la vitesse mécanique et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



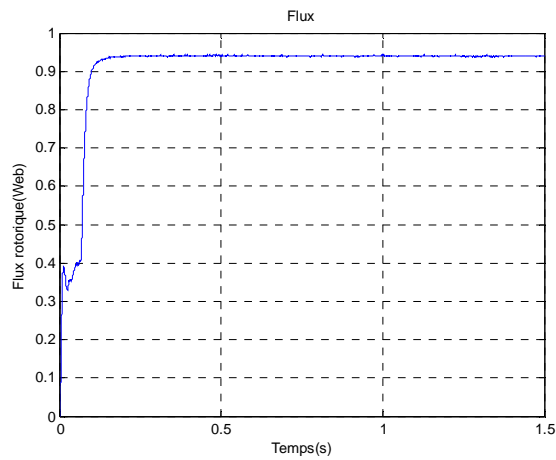
(b) Allure du couple électromagnétique



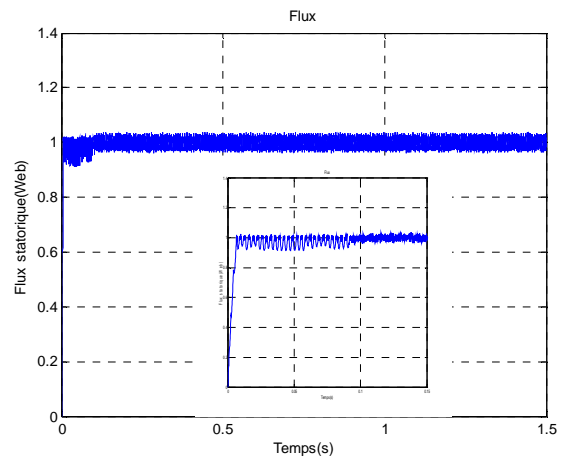
(c) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\alpha}$



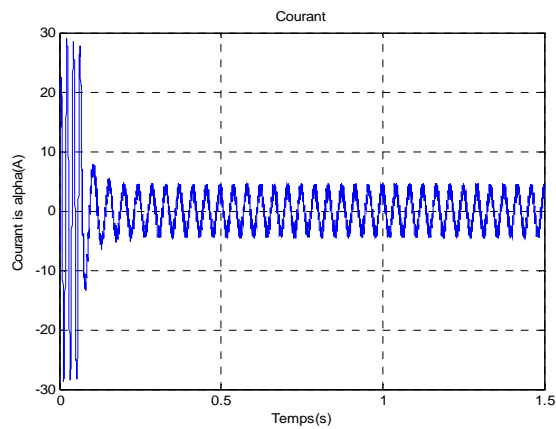
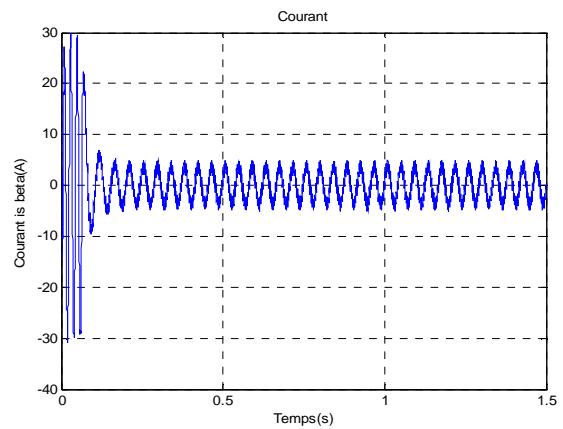
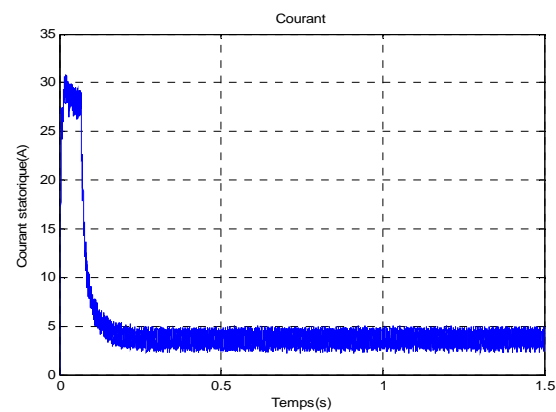
(d) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\beta}$



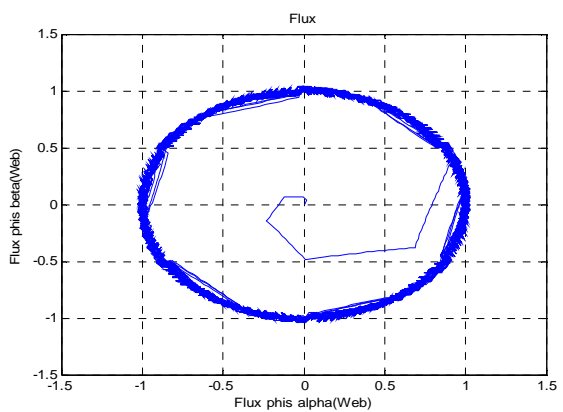
(e) Allure du flux rotorique



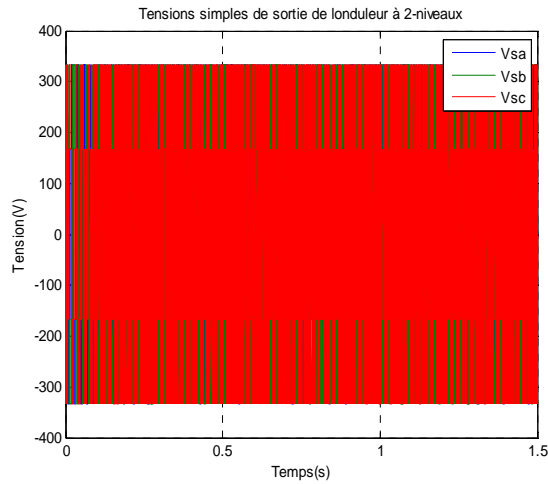
(f) Allure du flux statorique

(g) Allure du courant statorique $i_{s\alpha}$ (h) Allure du courant statorique $i_{s\beta}$ 

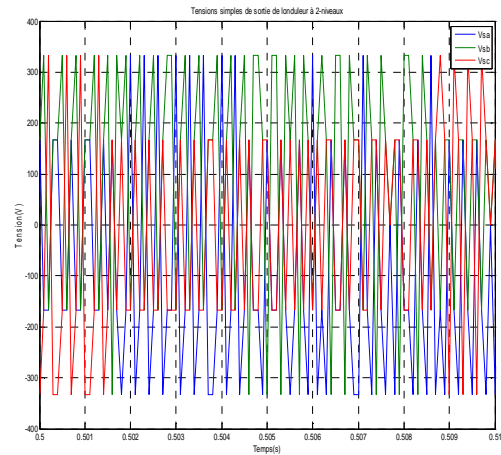
(i) Allure du courant statorique



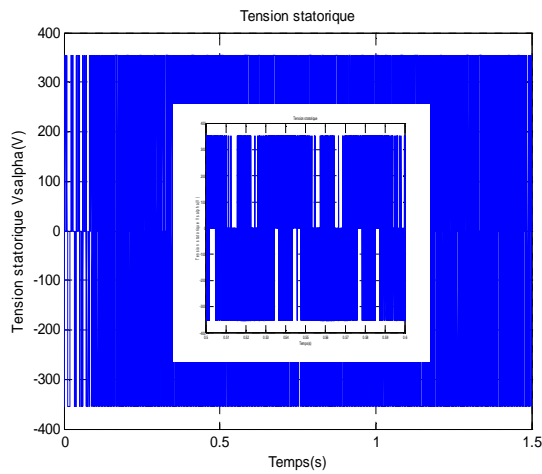
(j) Trajectoire du flux statorique



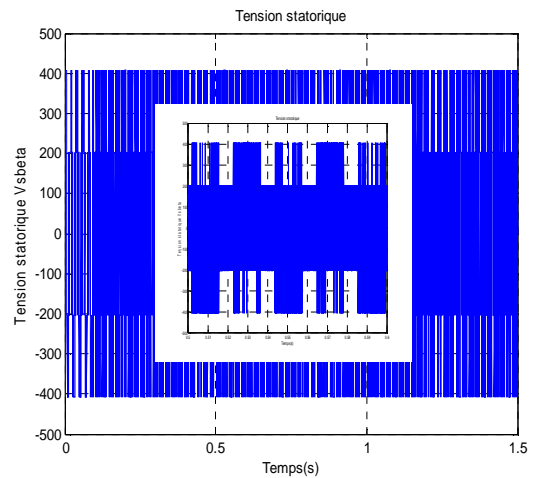
(k) Allure des tensions simples de la sortie de l'onduleur à deux niveaux



(l) Zoom des tensions simples de la sortie de l'onduleur à deux niveaux



(m) Allure de la tension statorique $V_{s\alpha}$



(n) Allure de la tension statorique $V_{s\beta}$

Figure(II.10) Résultats de simulation de la DTC classique pour le démarrage à vide

On remarque les bonnes performances dynamiques et statiques obtenues, où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.4s, montre les performances de la régulation.

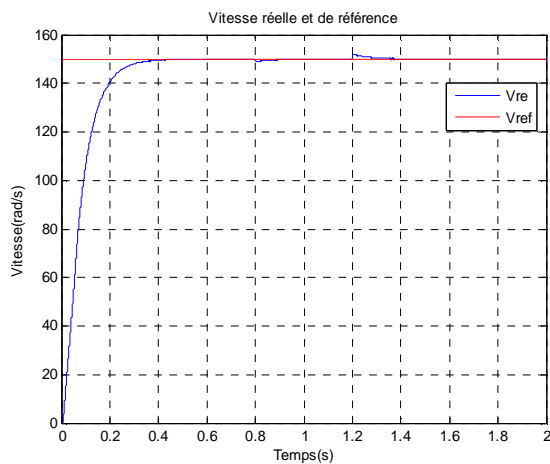
Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.2s à une valeur pratiquement nulle, et la même remarque pour les courants statoriques, qui présentent des allures sinusoïdales en régime permanent.

En ce qui concerne les tensions elles ont une onde d'allure rectangulaire formée de créneaux générés par la commande des bras de l'onduleur et la transformation de CONCORDIA à partir d'une source de tension continue.

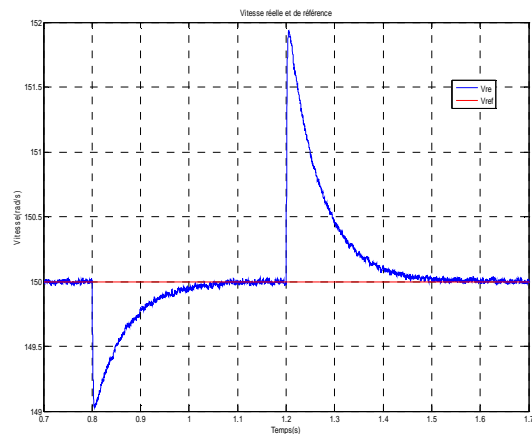
On remarque aussi que le module de flux statorique a une valeur pratiquement constante (1Web) dans ce cas, et la forme circulaire de la trajectoire de l'extrémité de son vecteur. Les ondulations du flux aux premiers instants de démarrage, reviennent en partie à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur.

II.6.2.2 Test avec couple de charge variable

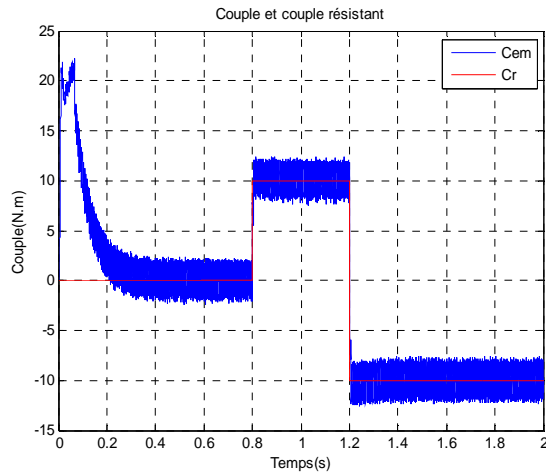
La figure (II.11) présente les résultats de simulation de la DTC classique pour des consignes de charge de 10 Nm à 0.8s , -10 Nm à 1.2 s.



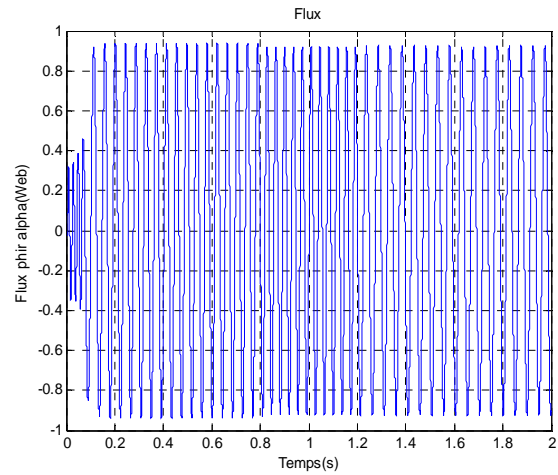
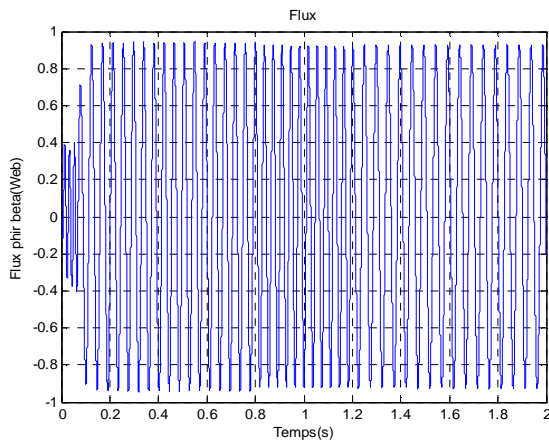
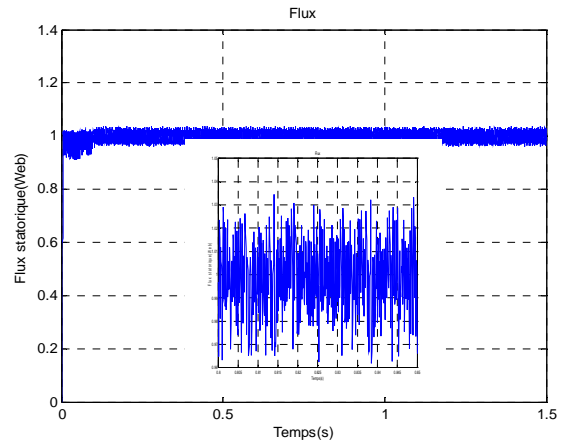
(a) Allure de la vitesse réelle et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



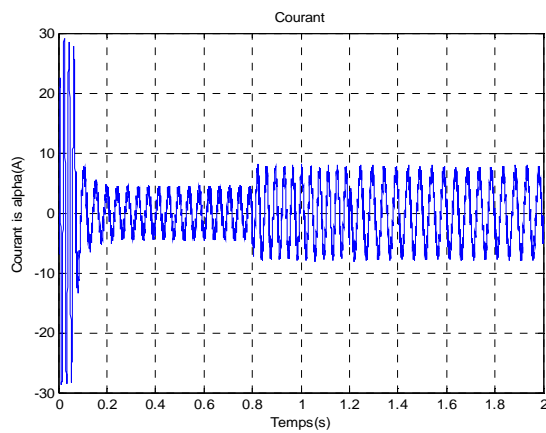
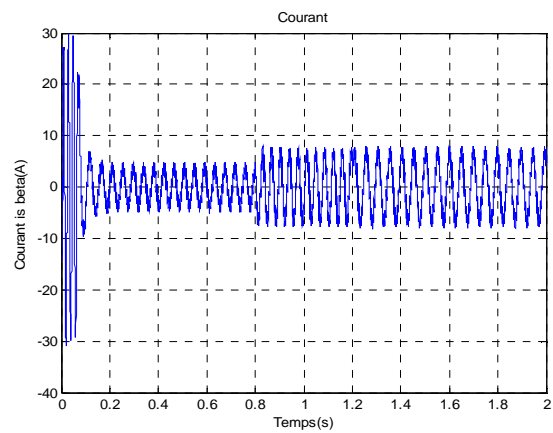
(b) Zoom de la vitesse réelle

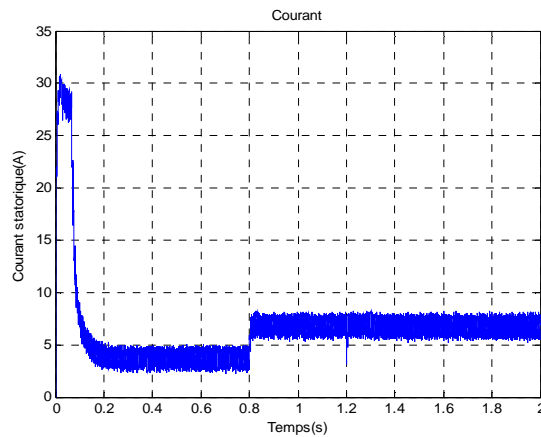


(c) Allure du couple électromagnétique

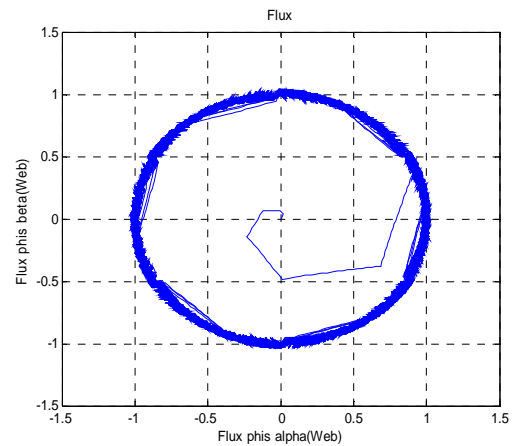
(d) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\alpha}$ (e) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\beta}$ 

(f) Allure du flux statorique

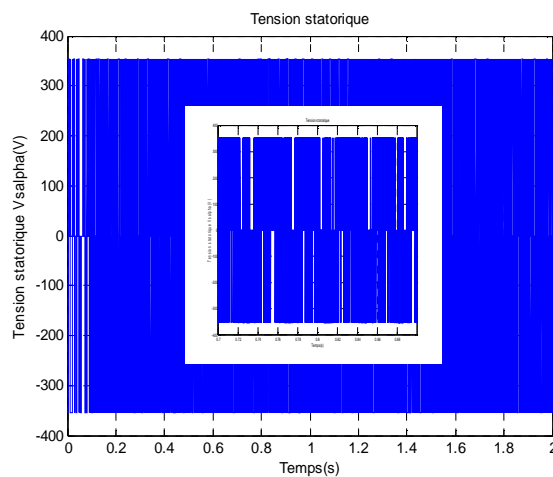
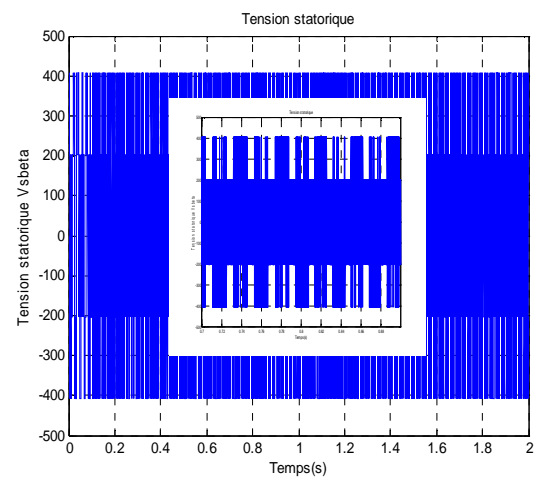
(g) Allure du courant statorique $i_{s\alpha}$ (h) Allure du courant statorique $i_{s\beta}$



(i) Allure du courant statorique



(j) Trajectoire du flux statorique

(k) Allure de la tension statorique $V_{s\alpha}$ (l) Allure de la tension statorique $V_{s\beta}$

Figure(II.11) Résultats de simulation de la DTC classique avec un couple de charge variable

On constate que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne, le courant répond à la variation de charge rapidement, Par ailleurs, l'évolution du flux statorique est pour une référence de (1 Web). On remarque que le module de flux statorique n'est pas affecté par la variation de la charge.

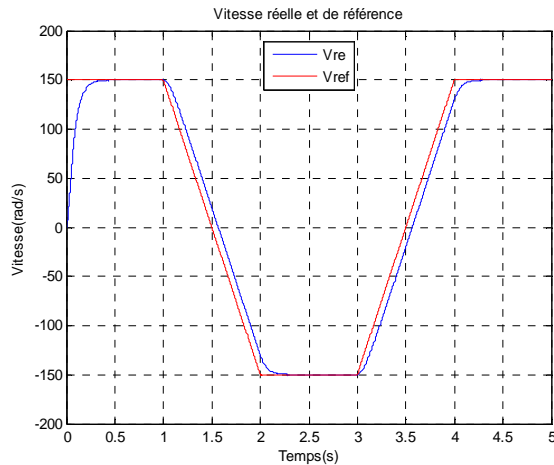
Les composantes de tension $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ présentent une allure sinusoïdale peu bruitée aux instants de variation de charge.

D'un autre coté la vitesse n'est affectée par la variation du couple de charge. Ainsi que les courants, répondent avec succès à ce type de test. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.

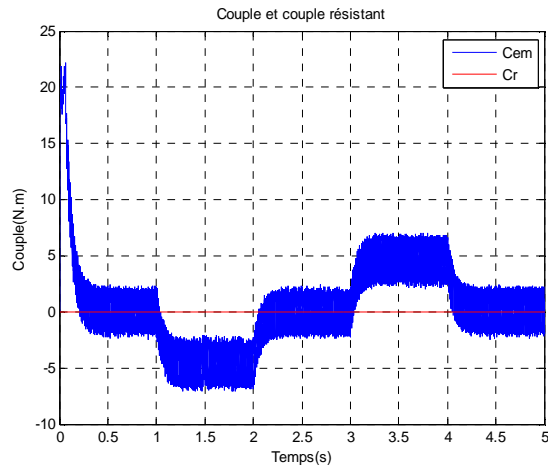
On remarque aussi que les ondulations du couple dépassent la bande d'hystérésis. En continu, ces dépassements disparaissent, mais ils augmentent avec la période d'échantillonnage. Ceci est dû aux instants de comparaison du couple avec sa référence qui sont synchronisés avec la période d'échantillonnage. Par contre entre deux périodes d'échantillonnage le couple peut quitter sa bande d'hystérésis d'où les irrégularités du couple électromagnétique.

II.6.2.3 Test avec inversion du sens de rotation

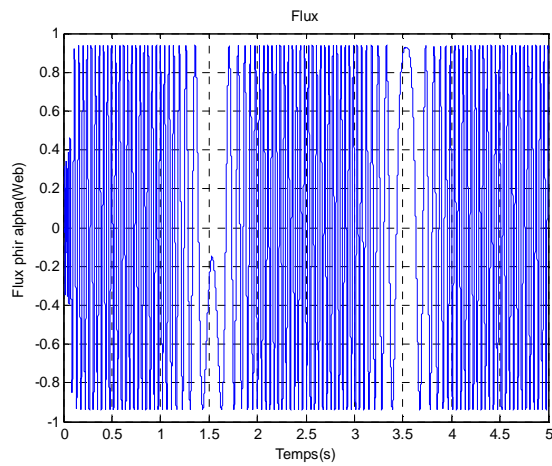
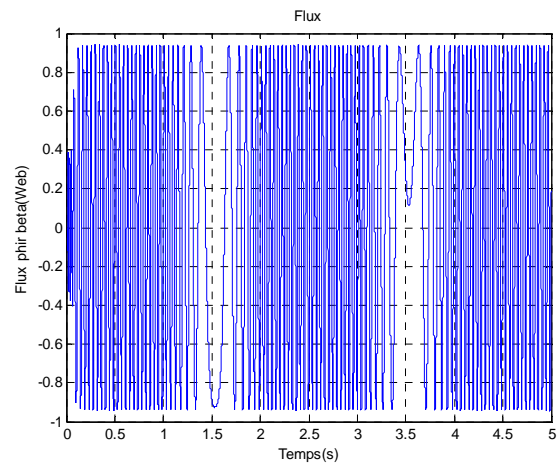
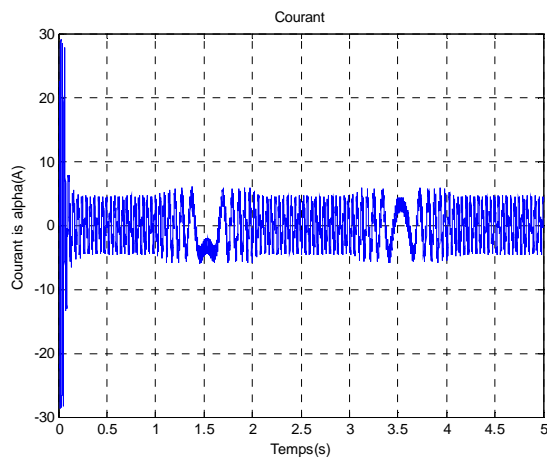
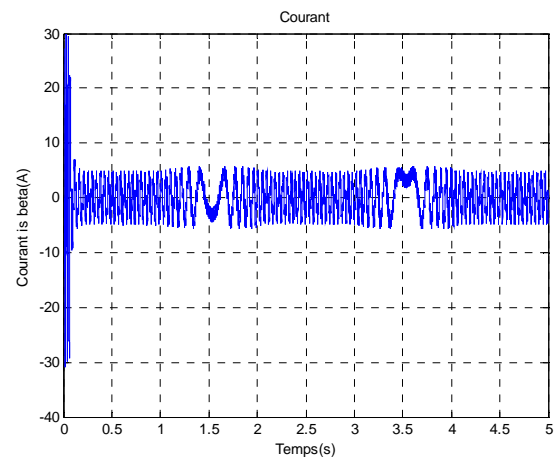
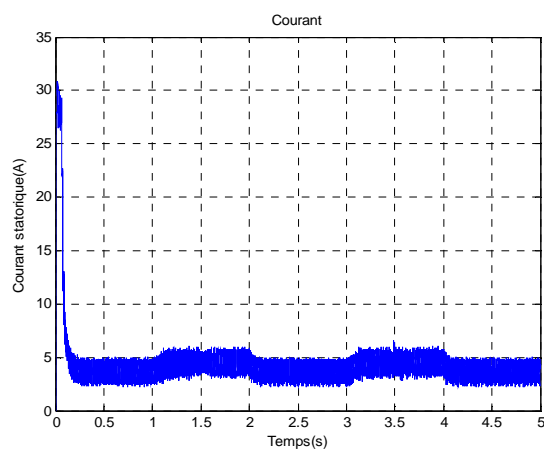
La figure (II.12) présente les résultats de simulation du système pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de 150 rad/s à -150 rad/s à l'instant 1s et une autre variation de -150 rad/s à 150 rad/s à l'instant 3s.



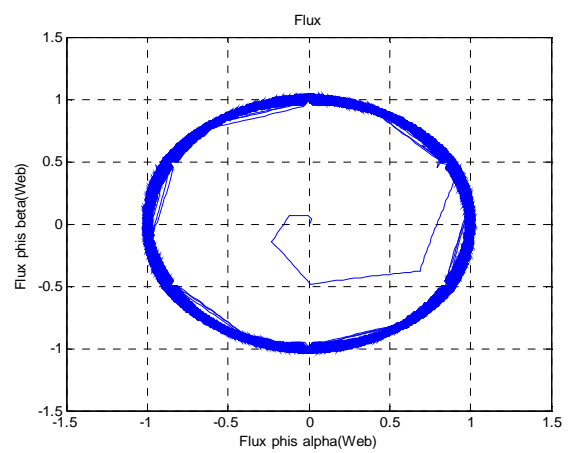
(a) Allure de la vitesse mécanique et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = \pm 150 \text{ rad/s}$



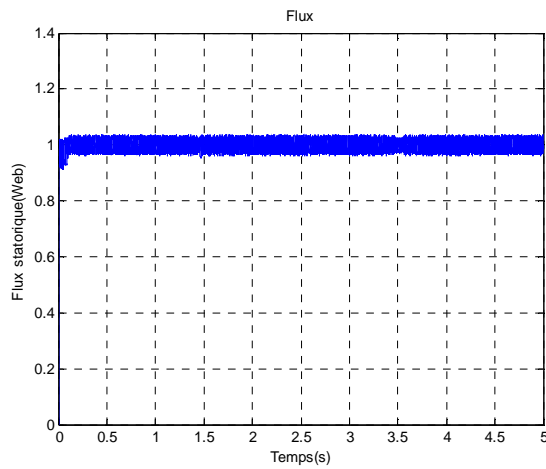
(b) Allure du couple électromagnétique

(c) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\alpha}$ (d) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\beta}$ (e) Allure du courant statorique $i_{s\alpha}$ (f) Allure du courant statorique $i_{s\beta}$ 

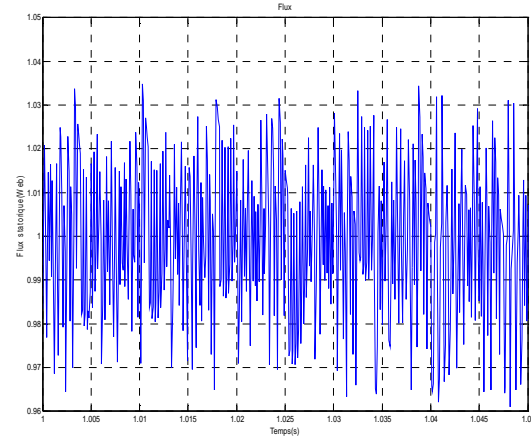
(g) Allure du courant statorique



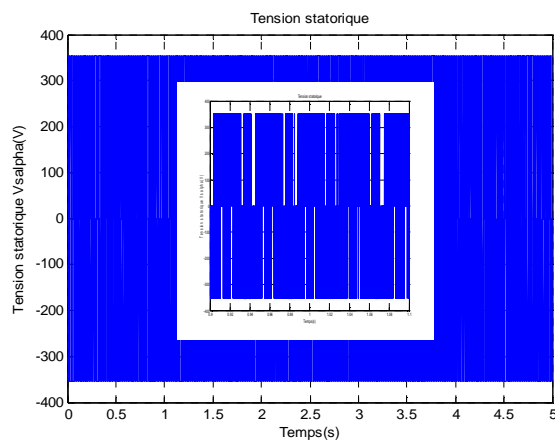
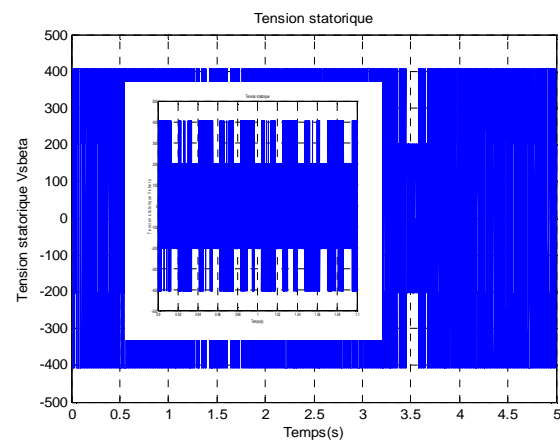
(h) Trajectoire du flux statorique



(i) Allure du flux statorique



(j) Zoom du flux statorique

(k) Allure de la tension statorique $V_{s\alpha}$ (l) Allure de la tension statorique $V_{s\beta}$

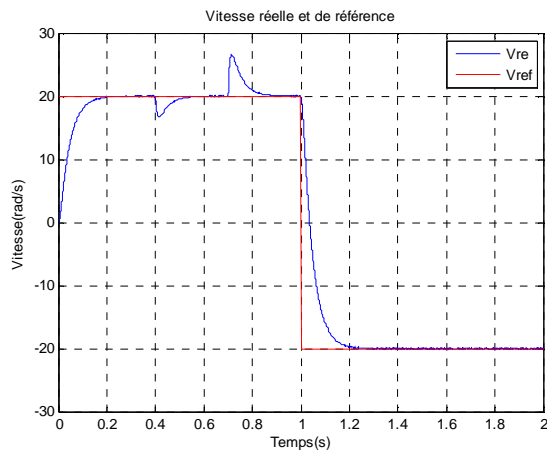
Figure(II.12) Résultats de simulation de la DTC classique avec inversion du sens de rotation

On constate que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement, le courant et le flux sont affectés aux instants de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent, l'influence de cette variation est plus claire sur la trajectoire du module de flux.

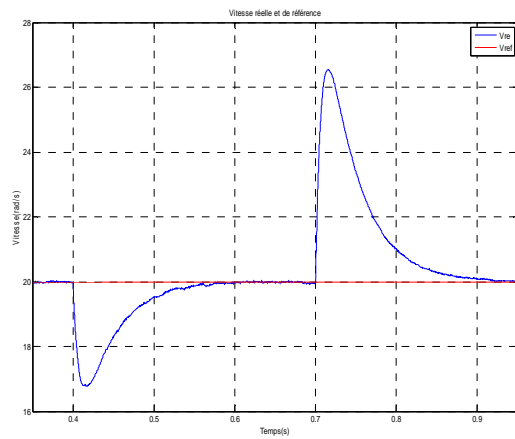
Par ailleurs, le module du flux statorique qui présente un régime transitoire un peut lent avec quelque atténuation à cause des instants où le vecteur flux change leur zone. Puis au régime permanent le flux suit sa valeur de référence.

II.6.2.4 Test pour les faibles vitesses de rotation

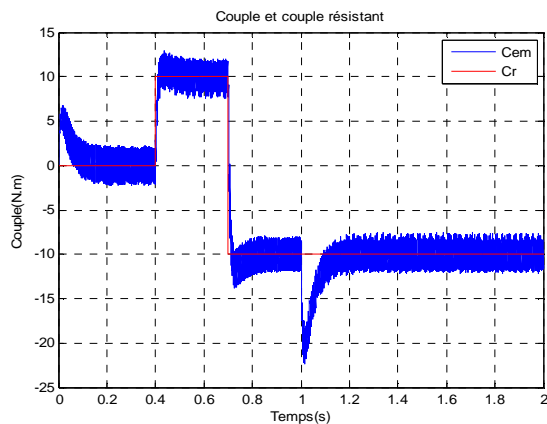
La figure (II.13) présente les résultats de simulation de la DTC classique pour les faibles vitesse de rotation de la machine lors d'une variation de 20 rad/s à -20 rad/s à l'instant 1s, avec l'application de deux échelons de consigne du couple de charge (à $t = 0.4\text{ s}$, $C_r = 10\text{ N.m}$ à $t = 0.7\text{ s}$, $C_r = -10\text{ N.m}$).



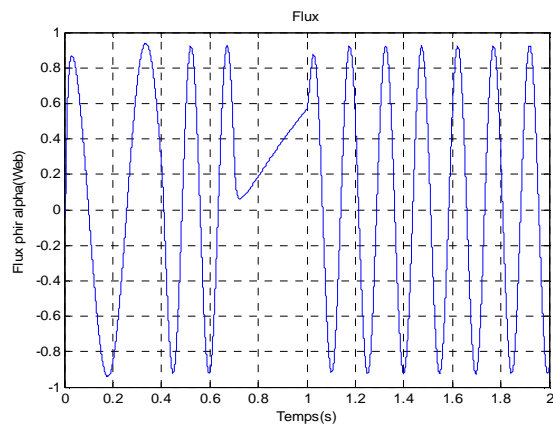
(a) Allure de la vitesse réelle et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = \pm 20\text{ rad/s}$



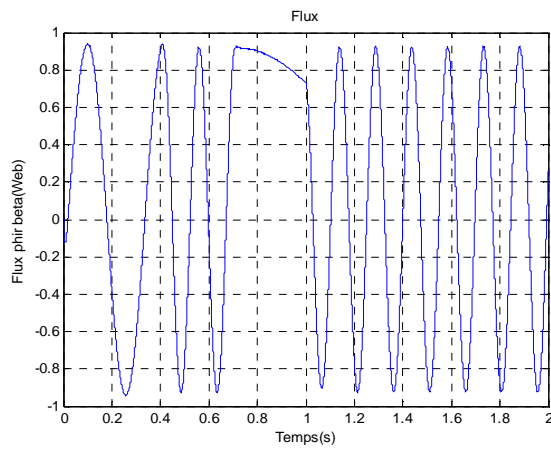
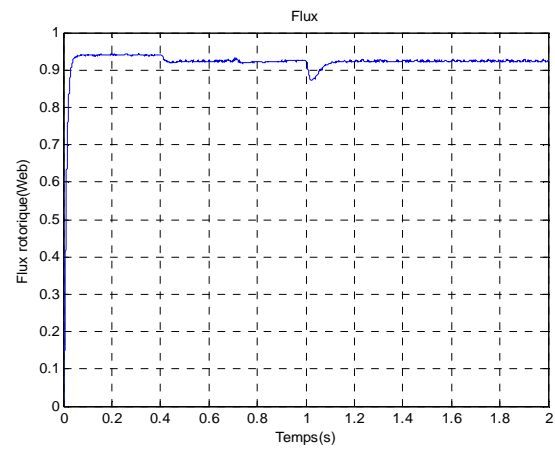
(b) Zoom de la vitesse réelle



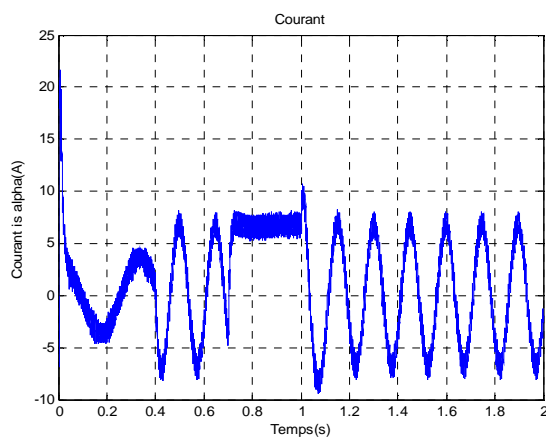
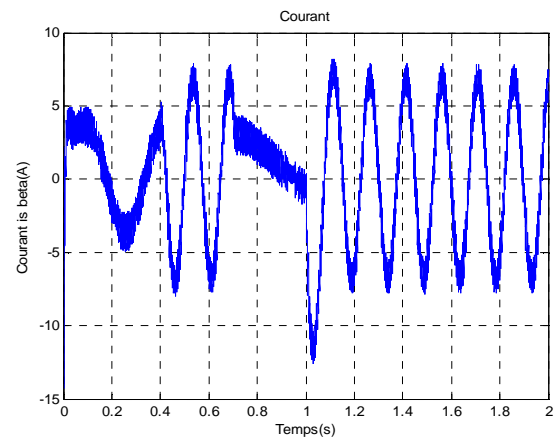
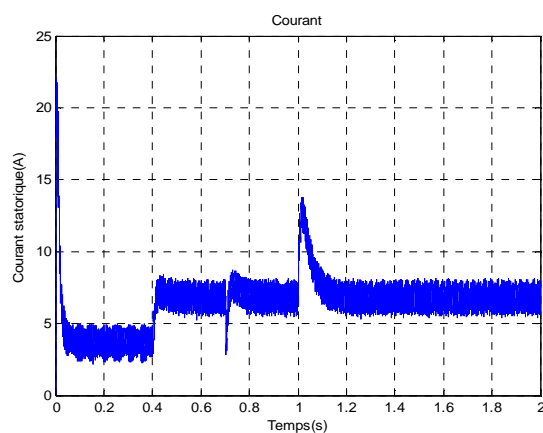
(c) Allure du couple électromagnétique



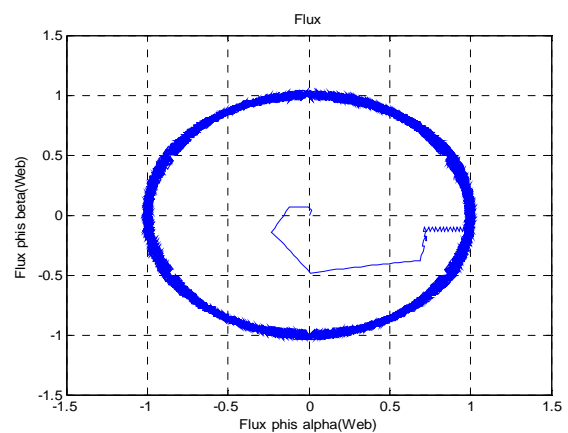
(d) Allure du flux rotorique $\phi_{r\alpha}$

(e) Allure du flux rotorique $\varphi_{r\beta}$ 

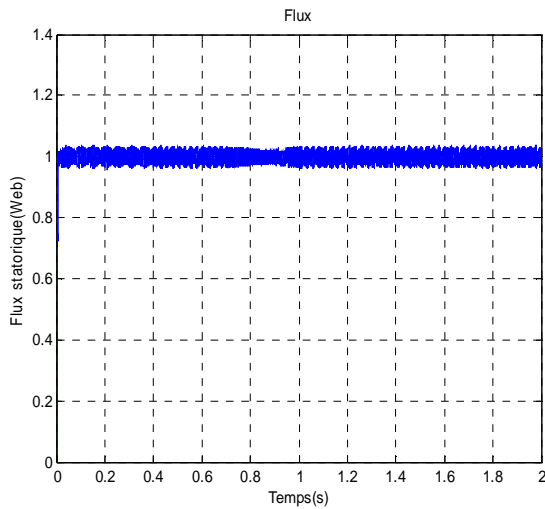
(f) Allure du flux rotorique

(g) Allure du courant statorique $i_{s\alpha}$ (h) Allure du courant statorique $i_{s\beta}$ 

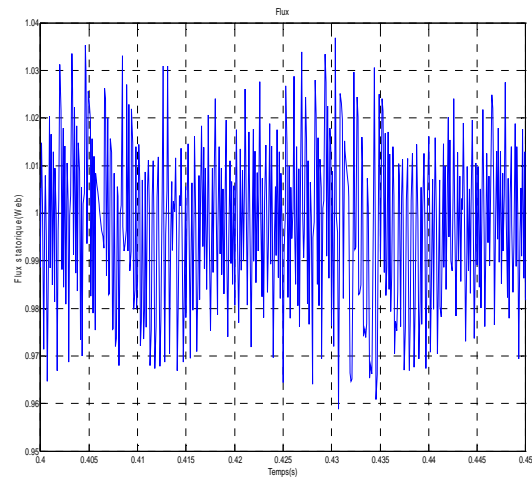
(i) Allure du courant statorique



(j) Trajectoire du flux statorique



(k) Allure du flux statorique



(l) Zoom du flux statorique

Figure(II.13) Résultats de simulation de la DTC classique pour les faibles vitesses

On constate que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement et plus rapide mais elle est affectée par la variation du couple de charge, le courant et la tension suivent la variation de vitesse, et clairement influés en fréquences. On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur la constance du module de flux.

II.7. Amélioration des performances de la DTC classique

On a vu de ce qui précède que la DTC classique présente des ondulations dans le flux et le couple. Pour cela, on présente dans ce qui suit quelques stratégies de commande qui minimisent ces ondulations.

II.7.1. Le contrôle direct du couple modifié

Dans cette partie l'idée est de changer la table de vérité à partir d'une modification des secteurs de la DTC classique, tels qu'au lieu de prendre le premier secteur de -30° à 30° ($-\frac{\pi}{6}$ à $\frac{\pi}{6}$), il est pris de 0° à 60° (0 à $\frac{\pi}{3}$). La figure (II.14.b) montre cette nouvelle position des zones [56-57], dans ce cas-ci, les états non utilisés dans la première zone seront V_3 et V_6 au lieu de V_1 et de V_4 .

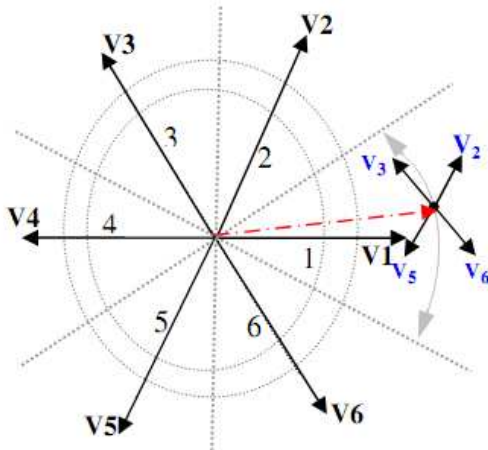


Figure (II.14.a) DTC classique.

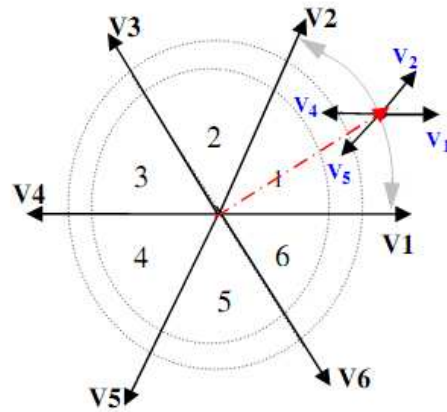


Figure (II.14.b) DTC modifiée.

On peut voir que les états V_1 et V_4 , ne sont pas employés dans la DTC classique (DTC_C) parce qu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple au même secteur selon si la position est dans les premiers ou les deuxièmes 30° . Dans la DTC modifiée (DTC_M), V_3 et V_6 ne sont pas utilisés. Cependant, dans la DTC modifiée l'ambiguïté se trouve dans le couple au lieu du flux comme dans la DTC_C [1].

L'avantage principal de la DTC modifiée est d'avoir une fréquence de commutation constante, c'est le but des méthodes proposées dans ce chapitre. Par conséquent, il est préférable de perdre l'usage de deux états pour réduire et maîtriser la fréquence de commutation. La table de commutation de la DTC modifiée est donnée par le tableau (II.4).

$N^0(\text{Secteur})$		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple	1	2	3	4	5	6
$\Delta\varphi_s = 1$	$\Delta C_e = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$\Delta C_e = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\Delta C_e = -1$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6

$\Delta\varphi_s = 0$	$\Delta C_e = 1$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
	$\Delta C_e = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$\Delta C_e = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (II.4) Table de commutation de la commande DTC modifiée.

Ce type de contrôle basé sur un décalage des zones, permet un bon fonctionnement à basse vitesse. Le tableau (II.5) illustre la comparaison entre les deux techniques de contrôle DTC

	<i>DTC classique</i>	<i>DTC modifiée</i>
V_1	$-30^\circ \rightarrow 30^\circ$ Couple ambiguïté	$-30^\circ \rightarrow 30^\circ$ ($C_e \downarrow, \varphi_s \uparrow$)
V_2	$30^\circ \rightarrow 90^\circ$ ($C_e \uparrow, \varphi_s \uparrow$)	$60^\circ \rightarrow 0^\circ$ ($C_e \uparrow, \varphi_s \uparrow$)
V_3	$90^\circ \rightarrow 150^\circ$ ($C_e \uparrow, \varphi_s \uparrow$)	$60^\circ \rightarrow 120^\circ$ Flux ambiguïté
V_4	$150^\circ \rightarrow -150^\circ$ Couple ambiguïté	$120^\circ \rightarrow 180^\circ$ ($C_e \uparrow, \varphi_s \downarrow$)
V_5	$-150^\circ \rightarrow -90^\circ$ ($C_e \downarrow, \varphi_s \downarrow$)	$-120^\circ \rightarrow -180^\circ$ ($C_e \downarrow, \varphi_s \downarrow$)
V_6	$-90^\circ \rightarrow -30^\circ$ ($C_e \downarrow, \varphi_s \uparrow$)	$-60^\circ \rightarrow -120^\circ$ Flux ambiguïté

Tableau (II.5) Comportement de la DTC classique et la DTC modifiée.

A partir de ce tableau, on remarque qu'il y a une ambiguïté du couple quand on applique les vecteurs de tension V_1 et V_4 et une ambiguïté du flux quand applique V_6 et V_3 , pour éviter ce problème, on utilise une autre stratégie qui sera illustrée dans les paragraphes suivants.

II.7.2. Le contrôle direct du couple avec douze secteurs

Dans la DTC classique il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de flux, donc ils ne sont pas utilisés (V_i, V_{i+3}). De même pour la DTC modifiée les deux vecteurs (V_{i+2}, V_{i+5}) ils ne pas aussi utilisés par ce qu'ils introduisent une ambiguïté dans le contrôle de couple [1,53]. Pour résoudre le problème d'ambiguïté dans le couple et le flux on va diviser la position du flux statorique en douze secteurs au lieu de six secteurs, là où les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur. Cependant, la composante tangentielle du vecteur tension est très faible par conséquent la variation du couple sera aussi faible, pour cela il faut introduit l'idée de la petite augmentation du couple [1]. La nouvelle partition est donnée par la figure (II.15).

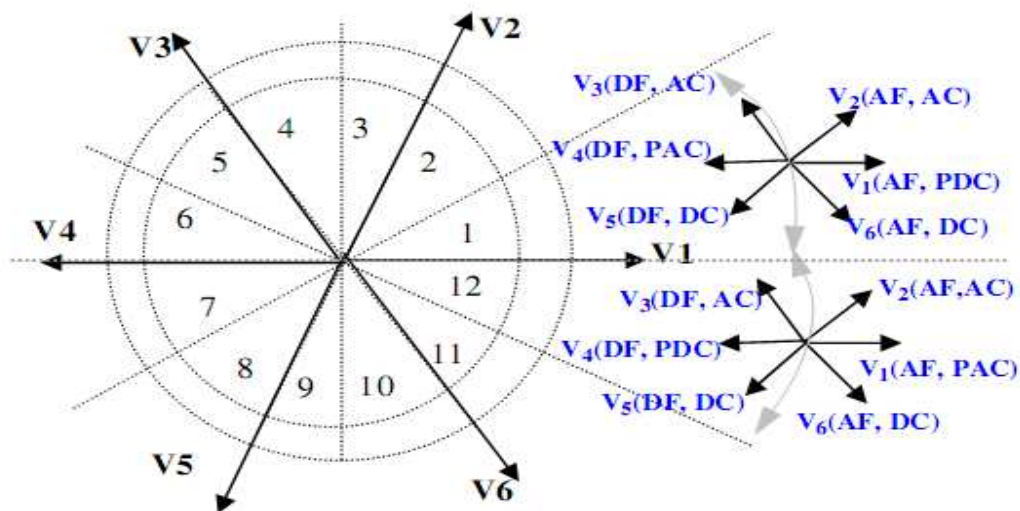


Figure (II.15) Les douze secteurs.

Le tableau (II.6.a) représente les cas où les six vecteurs tensions, peuvent être employés dans les secteurs un et douze (N_1 et N_{12}).

N_{12}	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
<i>Flux statorique</i>	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
<i>Couple</i>	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6

N_1	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
<i>Flux statorique</i>	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
<i>Couple</i>	V_2, V_3, V_4	V_5, V_6, V_1

Tableau (II.6.a) Effet des vecteurs tension pour la DTC douze secteurs.

II.7.2.1 Comparateur à hystérésis du couple

La commande DTC à douze secteurs peut produire plusieurs zones pour contrôler les vecteurs de tension, et s'ils sont correctement appliqués on aura moins d'ondulations au niveau du couple et du flux. Pour γ parvenir, on utilise un comparateur à hystérésis à cinq niveaux au lieu de deux pour le couple. Figure (II.16).

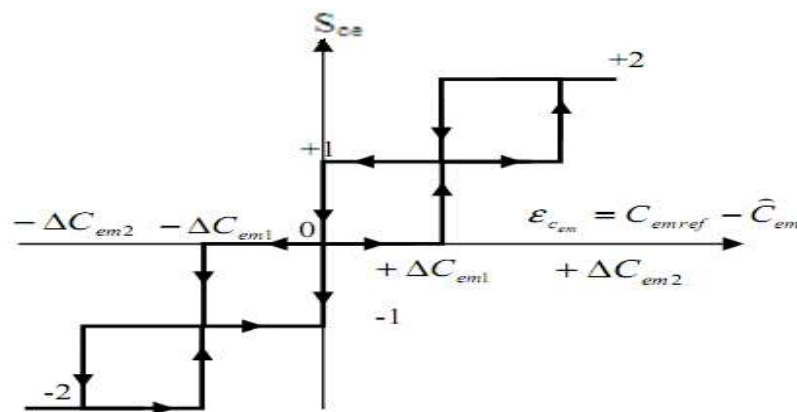


Figure (II.16) Bloc d'hystérésis de couple de la commande DTC.

- (-2) grandeur fortement diminué
- (-1) grandeur diminuée.
- (0) maintenir.
- (+1) grandeur augmentée.
- (+2) grandeur fortement augmentée.

Si l'erreur du couple est petite donc l'hystérésis est à l'état 0. Dans ce cas, un vecteur de tension est choisi pour maintenir le couple à son niveau actuel. Si l'hystérésis est à l'état +1 ou -1, le vecteur choisi doit être moyen pour hisser le couple dans la petite région. Lorsque l'hystérésis est à l'état +2 ou -2, le vecteur choisi pour compenser l'erreur du couple le plus vite possible doit être assez grand, c'est-à-dire le même vecteur utilisé dans la commande DTC classique.

Finalement, la table de sélection pour cette technique est donnée par le tableau (II.6.b).

$N^0(\text{Secteur})$		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Flux	Couple												
$\Delta\varphi_s = 1$	$\Delta C_e = 2$	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2
	$\Delta C_e = 1$	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1
	$\Delta C_e = 0$	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0
	$\Delta C_e = -1$	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
	$\Delta C_e = -2$	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
$\Delta\varphi_s = 0$	$\Delta C_e = 2$	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
	$\Delta C_e = 1$	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3
	$\Delta C_e = 0$	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7
	$\Delta C_e = -1$	V_7	V_5	V_0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4
	$\Delta C_e = -2$	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5

Tableau (II.6.b) Table de commutation pour la DTC douze secteurs.

II.7.3. Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone alimentée par onduleur trois niveaux

II.7.3.1. Onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs deux-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [56]:

a) **Avantages technologiques:** Dans les onduleurs multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres [46,57]. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer [54,55].

b) **Avantages fonctionnelles pour le convertisseur:** possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance [54,58]. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [46,55].

c) **Avantages fonctionnelles pour la machine:** le nombre de tensions généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui de onduleur deux-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique[46,54,58]. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

Nous présentons ci-dessous, d'une manière brève, les principales topologies des onduleurs multi-niveaux évoquées dans la littérature.

II.7.3.2. Topologies des onduleurs multi-niveaux

a) **Topologie basée sur la mise des onduleurs deux-niveaux en cascade:** L'une des premières réalisations de cette topologie avait déjà été réussie en recourant aux

onduleurs polygonaux, dans un bras à N niveaux ($N \text{ impair} \geq 3$). Chaque pont onduleur monophasé, d'indice n , peut générer une tension de sortie de valeurs $(-E, 0, +E)$. Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs [46,57].

b) **Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées:** Cette topologie a été inventée en début des années 90, Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues [46,57], matérialisées par des condensateurs flottants en agissant sur les états logiques, des cellules de commutation.

c) **Topologie NPC (Neutral Point Clamped):** Cette topologie est connue depuis la fin des années 70, puis au début des années 80, étant l'une des premières publications contribuant largement à sa diffusion. C'est le cas que nous allons étudier dans ce qui suit [46, 56,57].

II.7.3.3. Présentation de l'onduleur de tension trois niveaux

La figure (II.17), présente le schéma général de l' onduleur de tension trois-niveaux, de structure appelée à point neutre "clampé" (NPC Neutral-Point-Clamped), C'est l'une des structures d'onduleur à trois-niveaux de tension. Elle présente beaucoup d' avantage, tels que le nombre de tension généré est plus élevé, moins d'harmonique de distorsion et faible fréquence de commutation [42,54]. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre interrupteurs: S_i, S'_i, S_j, S'_j . Les interrupteurs S_i et S'_i ont un fonctionnement complémentaire.

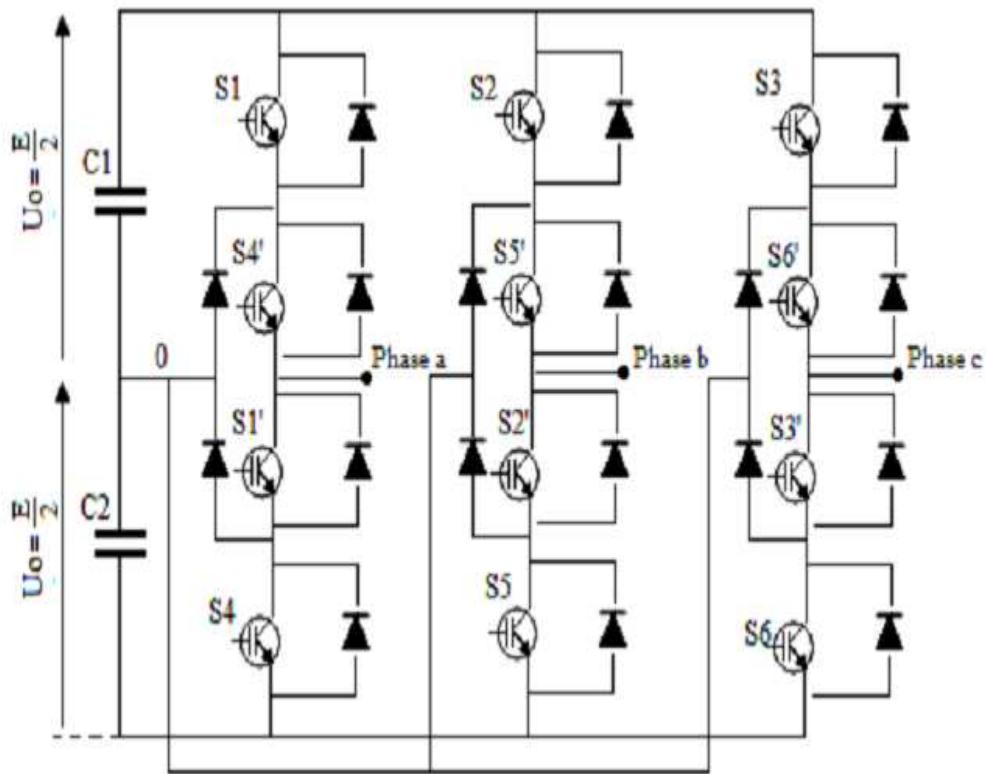


Figure (II.17) Structure d'un onduleur de tension trois-niveaux.

La combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras S_i, S_j', S_i', S_j , on peut imposer à la phase trois-niveaux de tensions différentes:

$$\begin{cases} (0,0,1,1) \rightarrow \frac{-E}{2} \\ (0,1,1,0) \rightarrow 0 \\ (1,1,0,0) \rightarrow \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Les combinaisons (1,1,1,0) et (0,1,1,1) réalisent un court-circuit de l'une des deux demies sources de tension continue pour cela il sont interdites[42].

II.7.3.4. Les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur trois-niveaux

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à trois niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure (II.18).

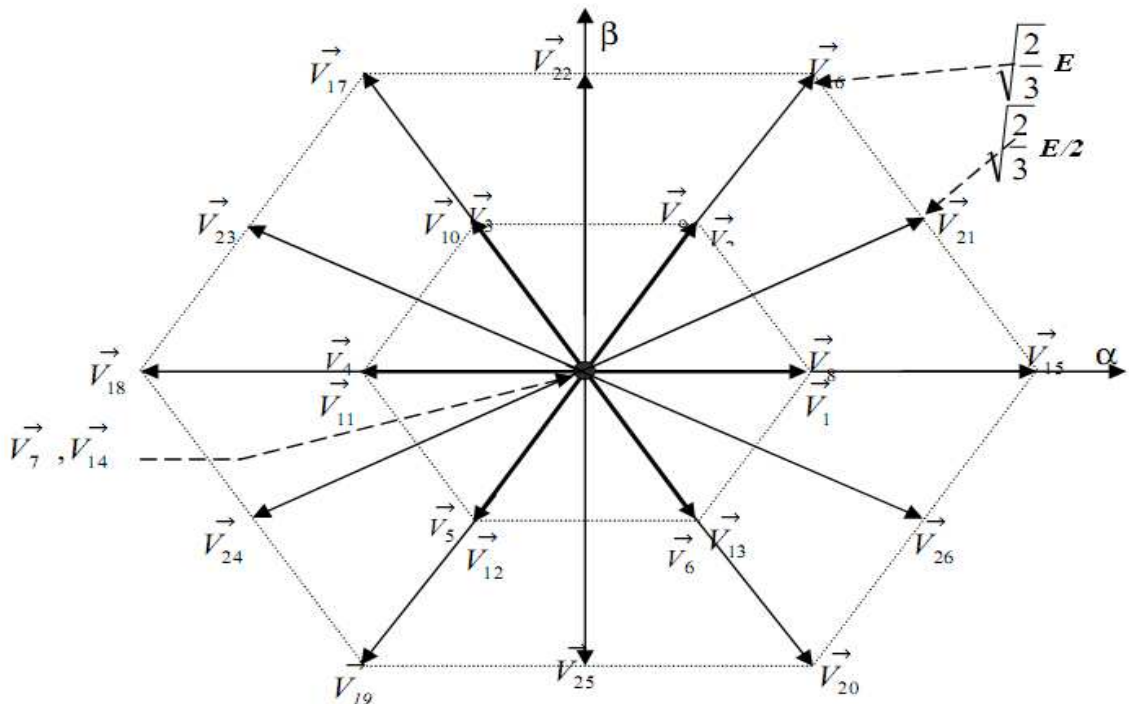


Figure (II.18) Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à trois-niveaux de tension.

L'expression du vecteur de tension de l'onduleur \bar{V}_s correspondant aux vingt cinq vecteurs de tension V_s différents peut se décomposer en quatre groupes, comme le montre le tableau (II.7).

<i>Tension nulle</i>	V_0 (0, 0, 0)	V_7 (1, 1, 1)	V_{14} (-1, -1, -1)									
<i>Demi tension</i>	V_1 (1, 0, 0)	V_2 (1, 1, 0)	V_3 (0, 1, 0)	V_4 (0, 1, 1)	V_5 (0, 0, 1)	V_6 (1, 0, 1)	V_8 (0, -1, -1)	V_9 (0, 0, -1)	V_{10} (-1, 0, -1)	V_{11} (-1, 0, 0)	V_{12} (-1, -1, 0)	V_{13} (0, -1, 0)

Pleine tension	V_{15} V_{16} V_{17} V_{18} V_{19} V_{20} $(1, -1, -1)(1, 1, -1)(-1, 1, -1)(-1, 1, 1)(-1, -1, 1)(1, -1, 1)$
Tension intermédiaire	V_{21} V_{22} V_{23} V_{24} V_{25} V_{26} $(1, 0, -1) (0, 1, -1) (-1, 1, 0) (-1, 0, 1) (0, -1, 1) (1, -1, 0)$

Tableau (II.7) Répartition en quatre groupes des vecteurs de tension de l'onduleur à trois-niveaux de tension.

Le calcul des vecteurs de tension que fournir l'onduleur à trois-niveaux de tension est donné par le tableau (II.8)

\vec{V}_s	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	(V_s, θ)
\vec{V}_0	0	0	0	0	0	0	$(0, 0^\circ)$
\vec{V}_7	E	E	E	0	0	0	$(0, 0^\circ)$
\vec{V}_{14}	$-E$	$-E$	$-E$	0	0	0	$(0, 0^\circ)$
\vec{V}_1, \vec{V}_8	E	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$(E\sqrt{2/3}, 0^\circ)$
\vec{V}_2, \vec{V}_9	E	E	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$(E\sqrt{2/3}, 60^\circ)$
\vec{V}_3, \vec{V}_{10}	0	E	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$(E\sqrt{2/3}, 120^\circ)$
\vec{V}_4, \vec{V}_{11}	0	E	E	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$(E\sqrt{2/3}, 180^\circ)$
\vec{V}_5, \vec{V}_{12}	0	0	E	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$(E\sqrt{2/3}, 240^\circ)$
\vec{V}_6, \vec{V}_{13}	E	0	E	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$(E\sqrt{2/3}, 300^\circ)$

\vec{V}_{15}	E	$-E$	$-E$	$-2E/3$	$4E/3$	$-2E/3$	$(2E\sqrt{2/3}, 0^\circ)$
\vec{V}_{16}	E	E	$-E$	$2E/3$	$2E/3$	$-4E/3$	$(2E\sqrt{2/3}, 60^\circ)$
\vec{V}_{17}	$-E$	E	$-E$	$-2E/3$	$4E/3$	$-2E/3$	$(2E\sqrt{2/3}, 120^\circ)$
\vec{V}_{18}	$-E$	E	E	$-4E/3$	$2E/3$	$2E/3$	$(2E\sqrt{2/3}, 180^\circ)$
\vec{V}_{19}	$-E$	$-E$	E	$-2E/3$	$-2E/3$	$4E/3$	$(2E\sqrt{2/3}, 240^\circ)$
\vec{V}_{20}	E	$-E$	E	$2E/3$	$-4E/3$	$2E/3$	$(2E\sqrt{2/3}, 300^\circ)$
\vec{V}_{21}	E	0	$-E$	E	0	$-E$	$(\sqrt{2}E, 30^\circ)$
\vec{V}_{22}	0	E	$-E$	0	E	$-E$	$(\sqrt{2}E, 90^\circ)$
\vec{V}_{23}	0	E	0	0	E	0	$(\sqrt{2}E, 150^\circ)$
\vec{V}_{24}	$-E$	0	E	$-E$	0	E	$(\sqrt{2}E, 210^\circ)$
\vec{V}_{25}	$-E$	$-E$	E	$-E$	$-E$	E	$(\sqrt{2}E, 270^\circ)$
\vec{V}_{26}	0	$-E$	0	0	$-E$	0	$(\sqrt{2}E, 330^\circ)$

Tableau (II.8) Calcul des vecteurs de tension.

L'angle θ donnant la position du flux statorique est déterminé sur la base de l'expression (II.22). L'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel considéré se décompose en douze zones N ($1, \dots, 12$) ce choix est dicté par souci d'un contrôle plus rigoureux, et tel que:

$$-\frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \leq \theta(N) < \frac{\pi}{12} + (N - 1)\frac{\pi}{6} \quad (\text{II.22})$$

L'erreur $\Delta\varphi_s$ entre la référence flux et sa valeur estimée, respectivement φ_s^* et φ_s , sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à trois-niveaux. De même, l'erreur ΔC_e entre la référence couple et sa valeur estimée, respectivement C_e^* et C_e , sert pour entrée à un comparateur à hystérésis à cinq-niveaux (deux bandes supérieures et deux bandes inférieures), (figure (II.19)). La sortie de chaque comparateur, représentée par une variable signe S_{φ_s} (ou S_{C_e}) indique directement si l'amplitude du flux (ou du couple) doit être augmentée ou diminuée de façon à maintenir ces deux grandeurs à l'intérieur des bandes d'hystérésis désirées.

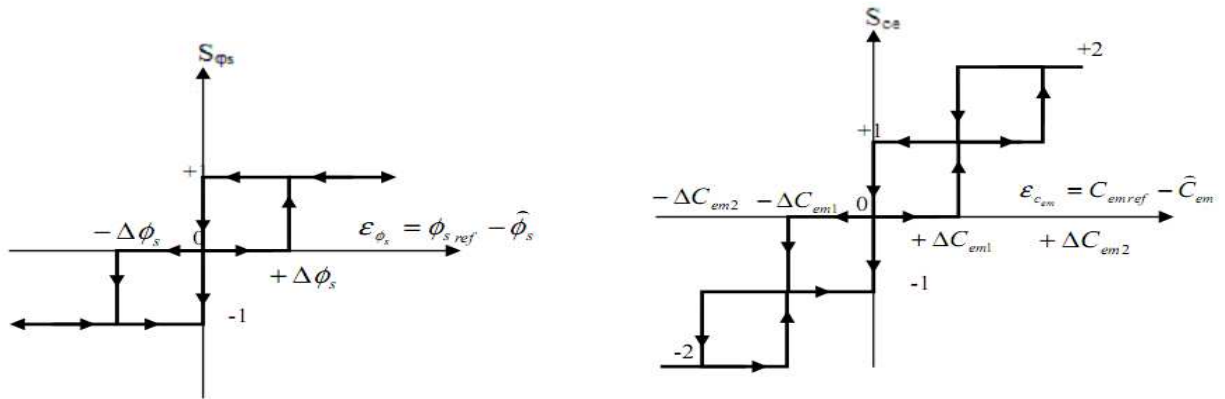


Figure (II.19) Blocs d'hystérésis pour la DTC d'une MAS alimentée par onduleur trois-niveaux.

II.7.3.5. Construction de la table de commutation.

La construction des tables de commutation (tableau (II.9)), se base effectivement sur le choix du vecteur tension statorique appliqué pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique.

$N^0(\text{Secteur})$		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Flux	Couple												
$\Delta\phi_s = 1$	$\Delta C_e = 2$	V_{21}	V_{16}	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}	V_{25}	V_{20}	V_2	V_{15}
	$\Delta C_e = 1$	V_{21}	V_2	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5	V_{25}	V_6	V_{26}	V_1
	$\Delta C_e = 0$	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}
	$\Delta C_e = -1$	V_{26}	V_1	V_{21}	V_2	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5	V_{25}	V_6
	$\Delta C_e = -2$	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}	V_{25}	V_{20}
$\Delta\phi_s = 0$	$\Delta C_e = 2$	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}
	$\Delta C_e = 1$	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5	V_{25}	V_6	V_{26}	V_1	V_{21}	V_2
	$\Delta C_e = 0$	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}

	$\Delta C_e = -1$	V_{25}	V_6	V_{26}	V_1	V_{21}	V_2	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5
	$\Delta C_e = -2$	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}
$\Delta \varphi_s = -1$	$\Delta C_e = 2$	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}	V_{19}	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}	V_{22}
	$\Delta C_e = 1$	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}	V_5	V_{25}	V_6	V_{26}	V_1	V_{21}	V_2	V_{22}
	$\Delta C_e = 0$	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}	V_0	V_7	V_{14}
	$\Delta C_e = -1$	V_5	V_{25}	V_6	V_{26}	V_1	V_{21}	V_2	V_{22}	V_3	V_{23}	V_4	V_{24}
	$\Delta C_e = -2$	V_{19}	V_{25}	V_{20}	V_{26}	V_{15}	V_{21}	V_{16}	V_{22}	V_{17}	V_{23}	V_{18}	V_{24}

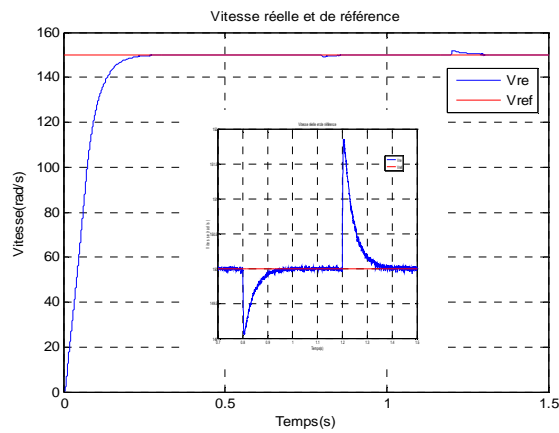
Tableau (II.9) Table de vérité pour l'onduleur trois-niveaux.

II.7.3.6. Résultats de Simulation

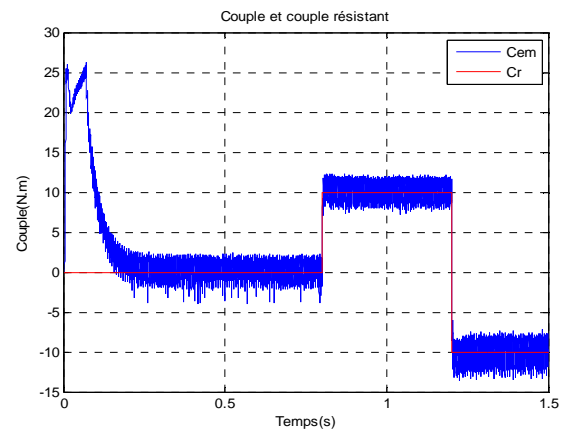
Les figures ci-dessous représentent les résultats des simulations des différentes techniques d'améliorations des performances de la DTC classique ont été étudiées telle que la DTC modifiée (DTC_M), la DTC douze secteur (DTC_12) et la DTC par onduleur trois-Niveaux (DTC_3N) d'une machine asynchrone de (1.5 kW), avec réglage de vitesse par un régulateur IP.

II.7.3.6.1 Résultats de simulation de la DTC modifiée

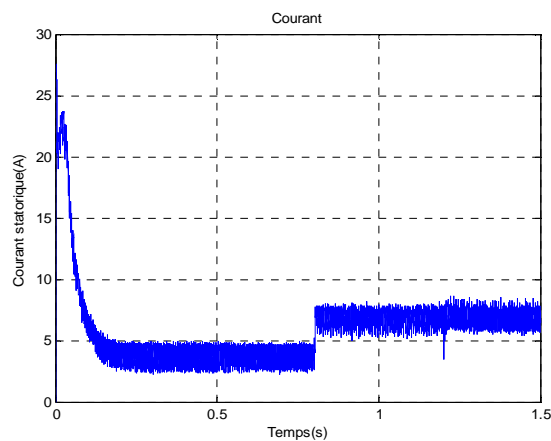
La figure (II.20) présente les résultats de simulation de la DTC modifiée pour des consignes de charge de 10 Nm à 0.8s , -10 Nm à 1.2 s.



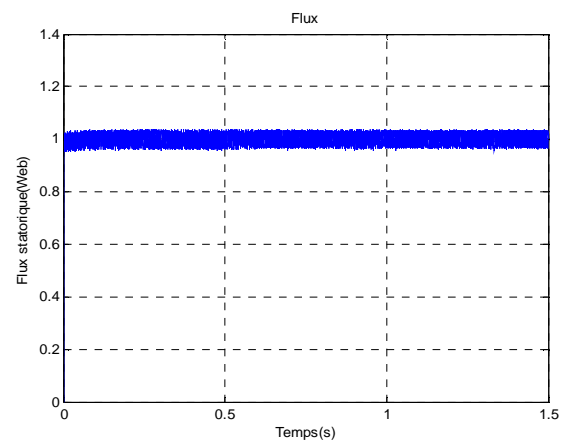
(a) Allure de la vitesse réelle et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



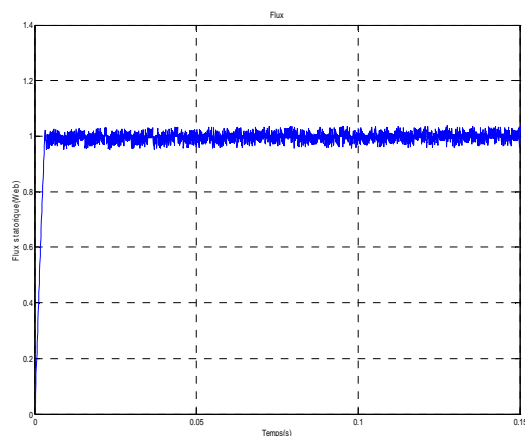
(b) Allure du couple électromagnétique



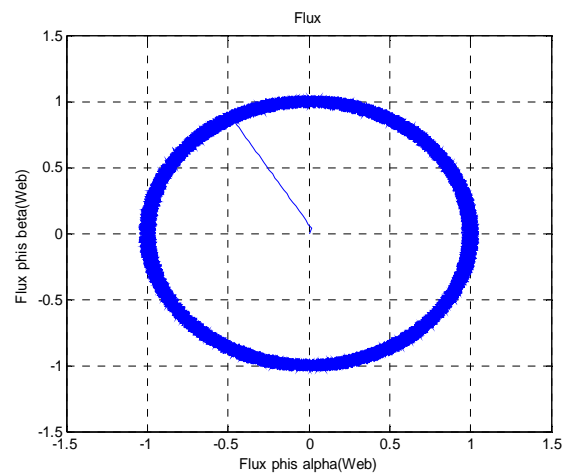
(c) Allure du courant statorique



(d) Allure du flux statorique



(e) Zoom du flux statorique



(f) Trajectoire du flux statorique

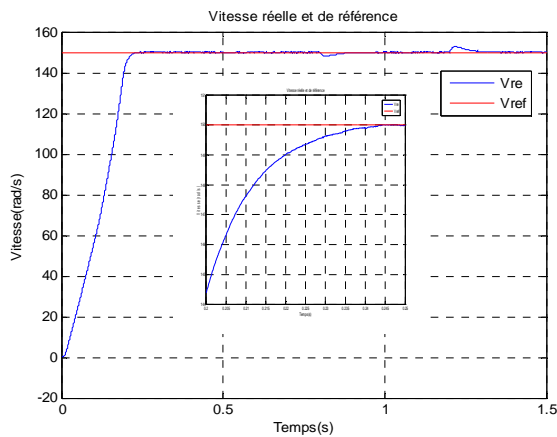
Figure (II.20) Résultats de simulation de la DTC modifiée

Les résultats de simulation de la DTC modifiée, montrent que le module du vecteur flux suit parfaitement le flux de référence et que celui-ci s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique, et l'évolution de flux dans le plan (α, β) , est parfaitement circulaire et ce qui entraîne une diminution des pics du courant au démarrage de la machine.

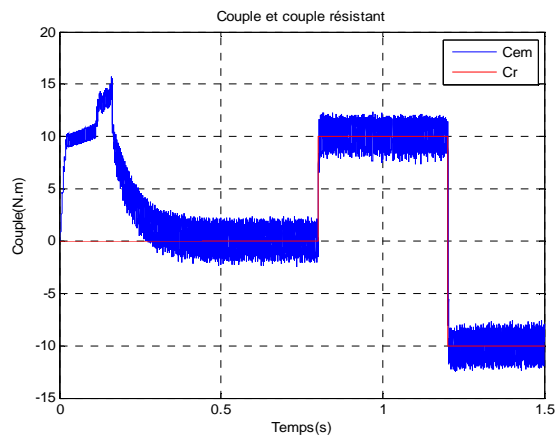
Cependant le couple de la DTC modifiée montre de grandes oscillations avec dépassement des bandes du comparateur, ce qui indique que la DTC modifiée présente une faible dynamique de couple par rapport à la DTC classique.

II.7.3.6.2. Résultats de simulation de la DTC avec douze secteurs

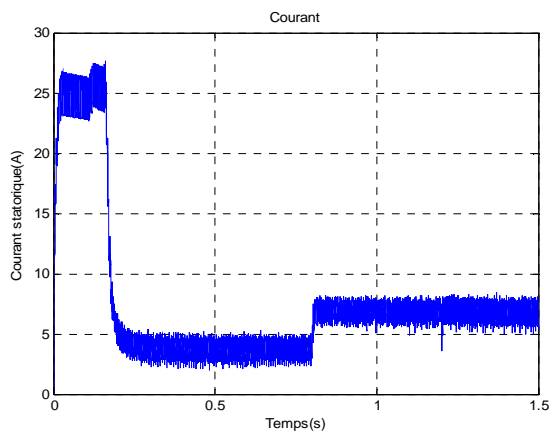
La figure ci-dessous présente les résultats de simulation de la DTC avec douze secteurs pour des consignes de charge de 10 Nm à 0.8 s, -10 Nm à 1.2 s.



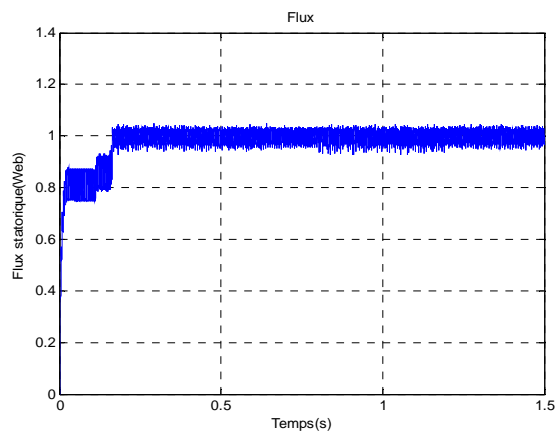
(a) Allure de la vitesse réelle et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



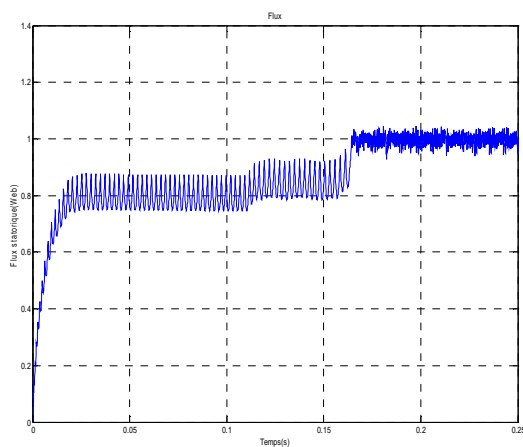
(b) Allure du couple électromagnétique



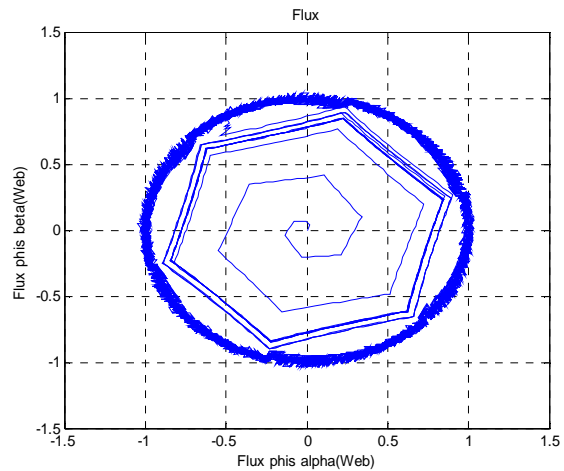
(c) Allure du courant statorique



(d) Allure du flux statorique



(e) Zoom du flux statorique



(f) Trajectoire du flux statorique

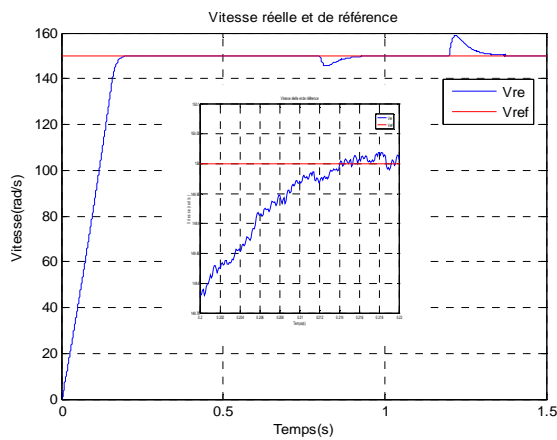
Figure (II.21) Résultats de simulation de la DTC douze secteurs

La DTC a douze secteurs présente une vitesse de rotation avec un dépassement de 0% elle se stabilise à une valeur constante égale à celle de la consigne (150 rad/s) avec un temps de réponse relativement réduit 0.24 s.

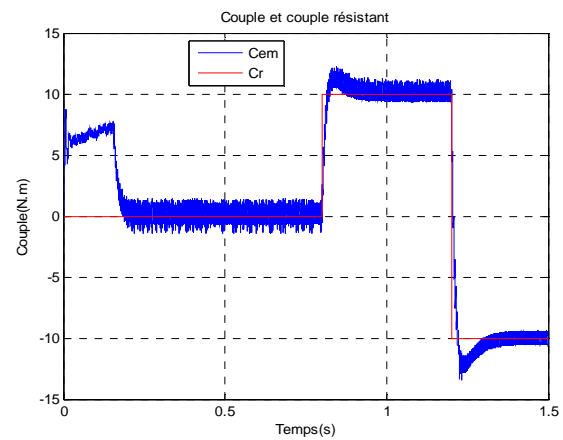
La figure (II.21) nous montre un régime transitoire rapide du couple, suivi d'un régime établi où le couple suit sa référence avec moins de dépassement de sa bande hystérésis. D'après cette figure on remarque bien que le courant statorique a moins de pics au démarrage et une forme sinusoïdale au régime permanent.

II.7.3.6.3. Résultats de simulation de la DTC avec onduleur de trois-niveaux

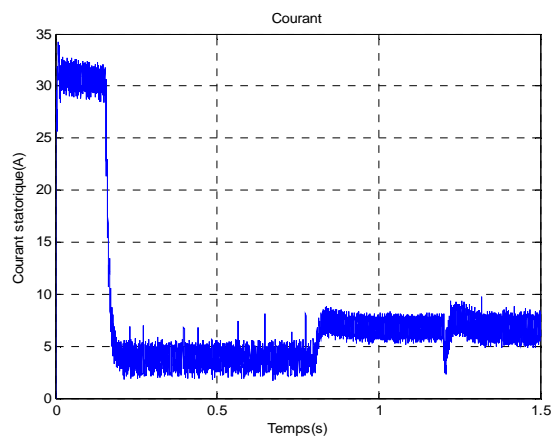
La (II.22) présente les résultats de simulation de la DTC avec onduleur de trois niveaux pour des consignes de charge de 10 Nm à 0.8s , -10 Nm à 1.2 s.



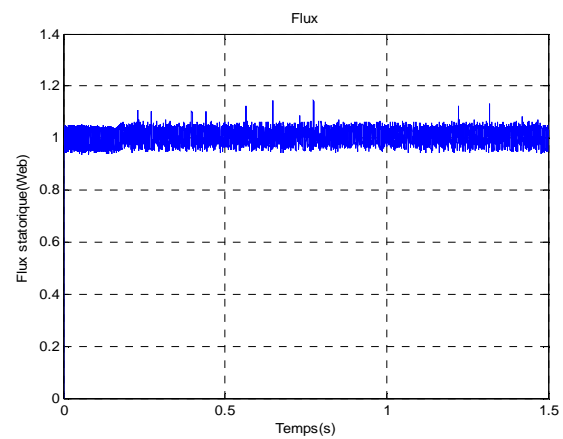
(a) Allure de la vitesse réelle et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



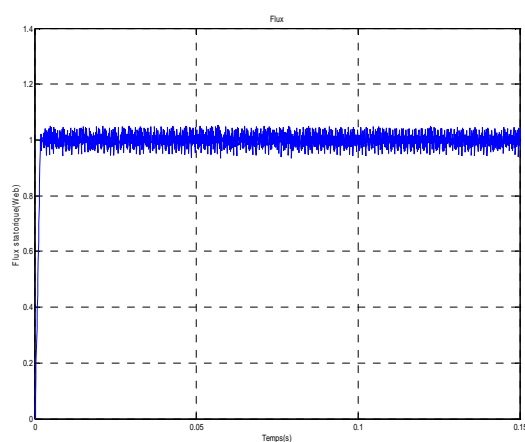
(b) Allure du couple électromagnétique



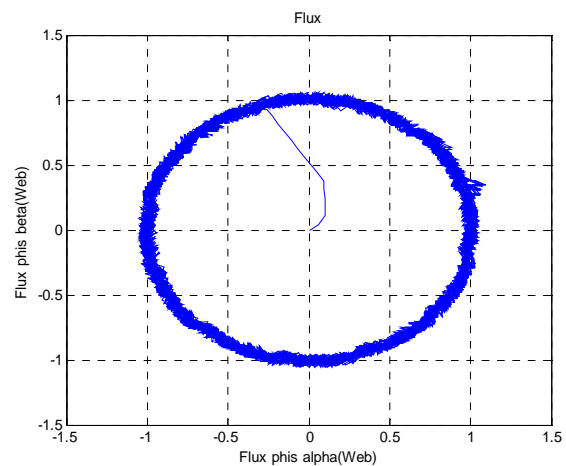
(c) Allure du courant statorique



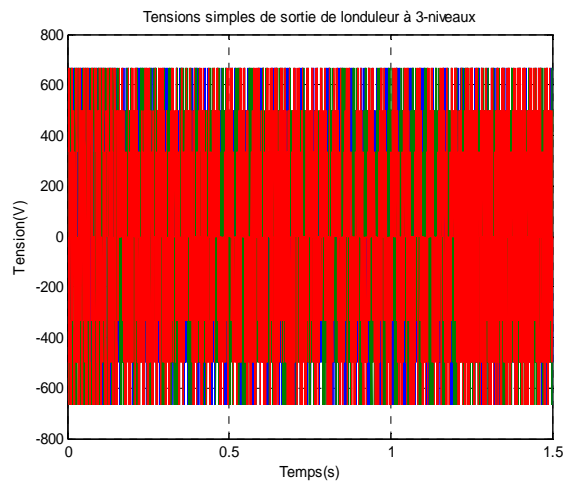
(d) Allure du flux statorique



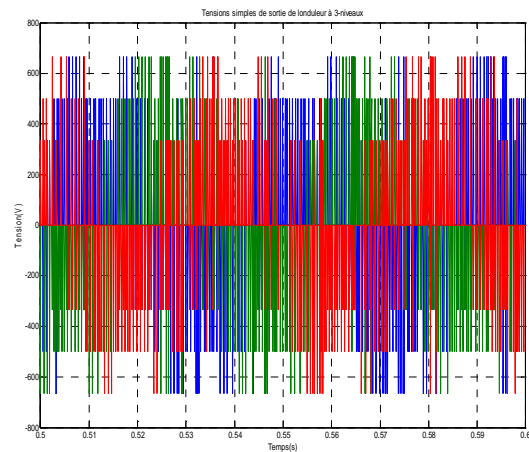
(e) Zoom du flux statorique



(f) Trajectoire du flux statorique



(g) Allure des tensions simples de la sortie de l'onduleur à trois-niveaux



(h) Zoom des tensions simples de la sortie de l'onduleur à trois-niveaux

Figure (II.22) Résultats de simulation de la DTC avec onduleur de trois-niveaux

On remarque qu' en présence d'un onduleur trois-niveaux, les niveaux de tension est plus élevées, que celui de l'onduleur deux-niveaux.

La figure (II.22) montre que dans le cas de l'onduleur à trois-niveaux, la bonne dynamique du couple avec moins d'oscillations et dépassement de consigne, le couple suit parfaitement sa référence en régime établi.

On remarque aussi que la vitesse a une dynamique très rapide, sans dépassement et sans erreur statique. On peut également observer l'établissement rapide du courant de ligne durant la phase de transition de la commande.

Le tableau suivant donne quelques avantages et inconvénients de chaque stratégies de commande précédentes.

<i>Stratégie</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
DTC classique	-La réponse dynamique du couple -Le flux et le couple suivent parfaitement ses références.	-Dépassements des bandes -Le flux s'établit lentement. -L'ondulation de flux. -Le courant sinusoïdal bruité avec deux pics au démarrage.
DTC modifiée	-Le flux est bien contrôlé. -Le flux s'établit rapidement. -Le courant statorique sinusoïdal.	-La faible dynamique de couple qui présente des grandes ondulations
DTC douze secteurs	-Le flux et le couple sont bien contrôlés. -Le courant statorique sinusoïdal.	-La table de grande taille. -Quelque dépassement des bandes de couple.
DTC onduleur de trois-niveaux	-Moins d'harmonique de distorsion -Faible fréquence de commutation -Nombre de tension élevé. -Le courant statorique sinusoïdal.	-Le flux s'établit lentement. -Coût élevé et Limité pour les commandes de grandes puissances

Tableau (II.10) Tableau récapitulatif des avantages et inconvénients des commandes DTC étudiées

III.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la DTC classique et les modifications apportées à sa structure en vue d'améliorer son comportement et réduire les harmoniques.

- Décalage zonal.
- Augmentation du nombre de zones.
- Onduleur à trois niveaux.

Ces structures permettent une réduction des ondulations observées sur le couple et le flux statorique et par conséquent une réduction des harmoniques, des pertes électriques et des vibrations.

La dernière structure est réservée pour les puissances élevées. Dans notre cas, on a pris une machine de faible puissance par manque de données réelles. Notre objectif est de montrer les améliorations que peut ramener cet onduleur.

On peut affirmer que les avantages liés à l'utilisation de ce type d'onduleurs à trois-niveaux de structure NPC (et donc d'onduleurs à n-niveaux) sont nombreux, on peut citer entre autre, l'augmentation de la puissance de l'installation, la diminution de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance et l'amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie.

Chapitre III :

Commande DTC sans

capteur mécanique

III.1. Introduction

La commande de la machine asynchrone, sans capteur de vitesse, est un axe fondamental de développement et de recherche industriels. Ce dernier, présente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plupart des constructeurs des entraînements électriques ainsi que dans le domaine des petites puissances où la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique en améliorant la sûreté de fonctionnement, Pour avoir un fonctionnement rapide et un contrôle précis, afin de garantir les performances souhaitées, la régulation de flux dans la machine et son maintien constant sont indispensables. Or, les grandeurs de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes économiques liés au coût [59].

La première idée, pour accéder au flux, est d'utiliser des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine. Cependant, l'utilisation de ces capteurs perturbe la stabilité de la machine, ainsi les avantages du moteur asynchrone seront, alors, perdus. De plus, le surcoût et les problèmes de fiabilité limitent leur mise en œuvre dans des applications industrielles [60]

La commande par DTC de la MAS nécessite la connaissance de l'amplitude et l'argument du flux statorique et le couple électromagnétique de la machine. les seuls grandeurs mesurables sont les courants statoriques et les tensions de commande, fournis par la commande. Nous avons estimé le flux statorique et le couple à partir des vecteurs tension et courant statoriques.

Dans cette estimation, deux facteurs d'influence sont importantes sur les performances de la commande surtout en basses vitesses: le facteur du terme résistif qui varie avec la température et celui de l'intégration en boucle ouverte [72], [73] . De nombreuses approches ont été proposées pour estimer la vitesse à partir des grandeurs mesurables de la machine asynchrone .

L'information de vitesse doit alors être reconstruite à partir des grandeurs électriques. Plusieurs approches existent, celles basées sur un modèle de comportement de la machine s'appuient notamment sur des techniques d'observation issues de l'automatique [74]

III.2. Notions d'estimation et observation

Pour des raisons de coût ou des raisons technologiques, il est parfois trop contraignant de mesurer certaines grandeurs du système. Cependant ces grandeurs peuvent représenter une information capitale pour la commande ou la surveillance. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs.

Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel l'évolution d'un modèle du processus commande. Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution du modèle et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel. Il s'agit d'un système bouclé au contraire de l'estimateur (figure (III.1)). L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation.

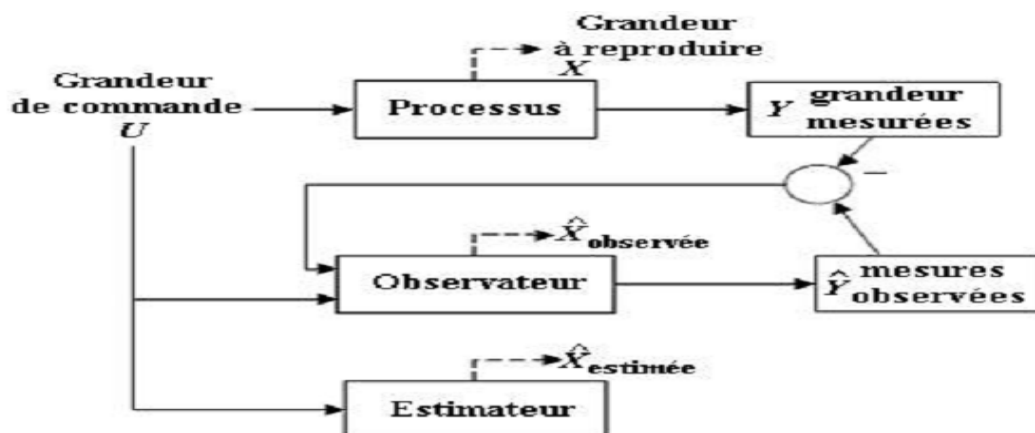


Figure (III.1) Schéma de principe représentant la différence entre l'observateur et l'estimateur.

III.3. Les méthodes de commande sans capteur mécanique

III.3.1. Méthodes avec Modèle

III.3.1.1. Méthodes à base d'estimateur

Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel.

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [61].

III.3.1.1.1. La loi d'autopilotage

La méthode d'estimation de la vitesse utilise la loi d'autopilotage des machines électriques et peut être facilement implantée. Elle repose dans le cas de la machine asynchrone sur la relation fondamentale entre les fréquences propres de la machine asynchrone. L'objectif de cette méthode est d'obtenir la vitesse électrique du rotor à partir des deux autres fréquences du moteur, qui peuvent être estimées. Ces estimations sont évaluées à partir des courants statoriques mesurés et des flux rotorique (courants magnétisants) estimés du moteur.

III.3.1.1.2. Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Le Système Adaptatif à Modèle de Référence est basé sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote, un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable [62].

III.3.1.2. Méthodes à base d'observateur

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un

estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. La structure fonctionnelle d'un observateur est illustrée dans la figure (III.2).

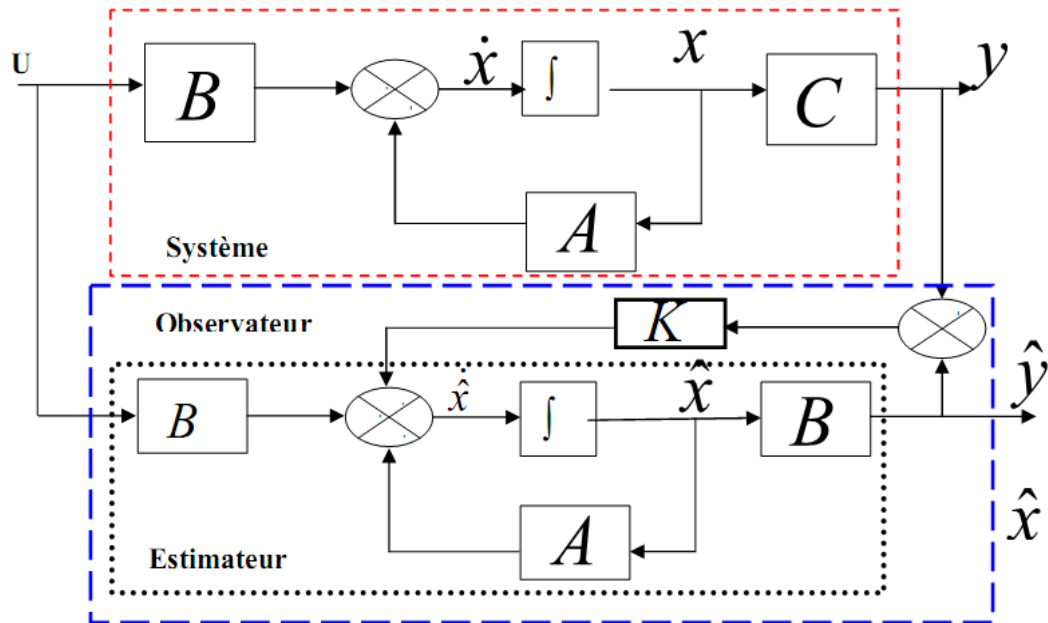


Figure (III.2) Structure fonctionnel d'un observateur d'état.

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure représentent respectivement:

U: Vecteur d'entrée du système réel et de l'observateur.

X: Vecteur d'état constitué des grandeurs à observer.

Y: Vecteur de sortie dont les composantes sont mesurables (courants, tensions).

Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable.

Des différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [63].

III.3.1.2.1. Observateur déterministe

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes: observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain.

III.3.1.2.2. Observateur stochastique (Filtre de Kalman)

Une des méthodes utilisées pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF) [64], Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique [65]. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

III.3.2. Méthodes sans modèle

III.3.2.1. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine

Généralement, les machines à induction sont théoriquement conçues symétriques et ne doivent pas comporter de saillances. Donc la machine présente des saillances à cause des imprécisions de construction (comme l'excentricité), de l'existence des encoches rotoriques et du phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [66],[67].

On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances. L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des grands avantages pour ces techniques en contre partie de l'exigence de moyens performants en termes de traitement du signal. Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation en temps réel, spécialement pour les commandes bouclées.

III.3.2.2. Estimation basée sur l'intelligence artificielle

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie [68]. Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes [69],[70], [71]. Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

III.4. Filtre de Kalman

III.4.1. Principe

Dans la famille des observateurs, le filtre de Kalman présuppose la présence de bruit sur l'état et sur la sortie. La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix. Nous présenterons ici une structure de filtre de Kalman à état retardé [75]. Ses caractéristiques porteront sur l'observation des flux et de la vitesse rotorique [76]. Les seules grandeurs de mesures sont les courants statoriques. Certaines grandeurs seront fournies directement

par la commande. Ainsi, les tensions statoriques et la pulsation statorique seront considérées comme des entrées pour le filtre.

L'observation d'états par un filtre de Kalman est une technique d'estimation linéaire, et notre système étant non linéaire (dépendance de la matrice A avec ω_{sl}), il sera nécessaire de recalculer cette matrice à chaque pas de calcul en considérant que la fréquence de rotation n'a pas évolué entre deux pas. On distingue deux étapes principales pour la réalisation d'un filtre de Kalman, une phase de prédiction, et une autre de correction [77],[78].

III.4.2. Elaboration du filtre de Kalman

Lorsque un système linéaire et invariant soumis à des perturbations aléatoires et des bruits de mesure, le reconstituteur d'état utilisé dans la commande deviendra plus compliqué. Dans ce cas le système sera décrit par la représentation d'état suivante [77], [79], [80]:

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u + w(t) \\ y = C.x + v(t) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Sachant que $w(t)$ et $v(t)$ sont respectivement les bruits du système et de mesure qui admettent les propriétés suivantes:

- Leur valeur moyenne est nulle:

$$E[w(t)] = 0 \quad (\text{III.2})$$

$$E[v(t)] = 0 \quad (\text{III.3})$$

- Leurs auto-corrélations s'expriment par:

$$E[w(t).w(t)^T] = Q.\delta(t - \tau) \quad (\text{III.4})$$

$$E[v(t).v(t)^T] = R.\delta(t - \tau) \quad (\text{III.5})$$

Où: $\delta(u)$ est une fonction de l'impulsion de Dirac, les matrices Q et R définies non négatives sont symétriques et présentent des densités spectrales de puissance moyenne $w(t)$ et $v(t)$.

- Ils se caractérisent par l'absence de corrélation entre $v(t)$ et $w(t)$:

$$E[w(t).v(t)^T] = 0 \quad (\text{III.6})$$

- Et entre le bruit et l'état initial:

$$E[w(t).x_0(t)^T] = E[v(t).x_0(t)^T] = 0 \quad (\text{III.7})$$

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement de données qui génère à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruits, les estimés des variables d'état d'un système dynamique. Etant donné, que ce filtre doit être utilisé en temps réel, il est donné directement sous forme discrète. Pour ce faire, nous supposons que l'entrée de commande $u(k)$ est constante entre les instants $k t_e$ et $(k + 1) t_e$.

Pour commencer, le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante [60],[81],[82-83]:

$$\begin{cases} x(k+1) = A_d \cdot x(k) + B_d \cdot u(k) + w(k) \\ y(k+1) = C_d \cdot x(k) + v(k) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Où:

- $x(k)$: est le vecteur d'état des variables discrètes de dimension n .
- A_d , B_d et C_d : sont respectivement les matrices de transition d'état entre $k t_e$ et $(k + 1) t_e$: Elles sont déterminées à partir de leurs variables homologues continues de la manière suivante:

$$A_d = e^{\int_{k t_e}^{(k+1)t_e} A(\tau) d\tau} \quad (\text{III.9})$$

$$B_d = \int_{k t_e}^{(k+1)t_e} A(t, \tau). B. u(\beta \tau) d\tau \quad (\text{III.10})$$

Le vecteur d'observation $y(k+1)$ est de dimension m et $C_d(k) = C$ de dimension $(m \times n)$.

Le calcul des deux intégrales d'après l'équation (III.2) est fastidieux. Ce qui fait que des simplifications doivent être introduit. Ceci par l'approximation de la fonction exponentielle par son développement limité. Une approximation d'ordre un est suffisamment précise si la période t_e est suffisamment petite. Les deux matrices A_d et B_d sont représentées comme suit:

$$\begin{cases} A_d \cong I + t_e A \\ B_d \cong B t_e \\ C_d \cong C \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Finalement, l'algorithme du filtre de Kalman peut être présenté en deux étapes, à savoir:

a) Prediction

$$\begin{cases} x(k+1/k) = A_d \cdot x(k) + B_d u(k) \\ P(k+1) = A_d \cdot P(k) \cdot A_d^T + Q \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

b) Correction

$$\begin{cases} K(k+1) = P(k+1/k) \cdot C_d^T \cdot (C_d P(k+1/k) \cdot C_d^T + R)^{-1} \\ x(k+1) = x(k+1/k) + K(k+1) \cdot (Y_m - C_d \cdot x(k+1/k)) \\ P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1) C_d \cdot P(k+1/k) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

III.4.3. Filtre de Kalman Étendu

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Ce filtre est largement utilisé pour l'estimation des diverses grandeurs de la machine asynchrone, tels que: la vitesse rotorique, le couple de charge, les paramètres électriques et les paramètres mécaniques [84].

Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce

système doit être discrétisé et linéarité autour du point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel. Soit le modèle non-linéaire du système à observer:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) + w(t) \\ y = h(t) + v(t) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec : f et h sont des fonctions non linéaires.

Le modèle discret de (III.8) s'écrit sous la forme suivante:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k+1) = h(x(k+1)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

La discrétisation du modèle non linéaire se fait par l'application du théorème de la valeur moyenne [85].

$$x(k+1) = x(k) + \int_{kt_e}^{(k+1)t_e} f(x(t), u(t), t) dt \quad (\text{III.16})$$

Tel que:

$$\begin{aligned} \int_{kt_e}^{(k+1)t_e} f(x(t), u(t), t) dt &\cong ((k+1)t_e - kt_e) f(x) \\ &\cong t_e f(x) \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

Où: t_e est la période de discrétisation.

L'implémentation du filtre de Kalman étendu dans le cas du système non linéaire donné par (III.15) consiste en l'exécution des étapes suivantes :

a) Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance: des valeurs initiales doivent être affectées au vecteur d'état ainsi que les matrices de covariances P_0 , Q et R . Les matrices initiales de Q et R sont considérées en tant que matrices diagonales.

Les valeurs initiales de P_0 , Q et R reflètent le degré de connaissance concernant l'état initial du système. Une grande valeur de P_0 signifie une moindre information

concernant les états suscités et ceci peut créer une divergence de l'estimation et même des oscillations des états estimés.

b) Prédiction des états: la prédiction des états $x(k + 1)$ est basée seulement sur la connaissance de l'état précédent du système et le vecteur d'entrée. Cette étape consiste aussi à prédire la sortie $\hat{y}(k + 1)$.

$$\begin{cases} \hat{x}(k + 1/k) = f(x(k), u(k)) \\ \hat{y}(k + 1/k) = h(x(k + 1)) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

c) Prédiction de la matrice de covariance.

$$P(k + 1/k) = F(k).P(k).F(k)^T + Q \quad (\text{III.19})$$

Avec:

$$F(k) = \left. \frac{\partial(f(x(k), u(k)))}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1/k)} \quad (\text{III.20})$$

d) Calcul du gain de Kalman

$$K(k + 1) = P(k + 1/k).H^T(k + 1).[H(k + 1).P(k + 1/k).H^T(k + 1) + R]^{-1} \quad (\text{III.21})$$

$H(k + 1)$: Est la matrice gradient définie comme suit:

$$H(k + 1) = \left. \frac{\partial(h(x(k), u(k)))}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}(k+1/k)} \quad (\text{III.22})$$

e) Estimation du vecteur d'état

$$\hat{x}(k + 1) = \hat{x}(k + 1/k) + K(k + 1).[y_m(k + 1) - \hat{y}(k + 1/k)] \quad (\text{III.23})$$

Avec: $y_m(k + 1)$ le vecteur des états mesurés.

f) Estimation de la matrice de covariance

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1).H(k+1).P(k+1/k) \quad (\text{III.24})$$

g) Mise à jour des matrices

$$\begin{cases} k = k + 1 \\ \hat{x}(k) = \hat{x}(k+1) \\ \hat{P}(k) = \hat{P}(k+1) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Le processus d'estimation continue en revenant à l'étape (b) et ainsi de suite.

III.5. Application du filtre de Kalman étendue à la MAS

Le FKE est un observateur stochastique qui donne une estimation optimale des états pour les systèmes non linéaires en se basant sur la présence des bruits. Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes:

- Sélection du modèle de la MAS.
- Discrétisation du modèle du système.
- Détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P .
- Implantation de l'algorithme du FKE.

III.5.1. Le modèle d'état étendu de la MAS

Le FKE comme n'importe quel observateur est basé sur le modèle du système. Dans cette partie nous présenterons le modèle dynamique de la MAS étendu à la vitesse de rotation électrique. Donc, le modèle d'état étendu du système est décrit par:

- L'équation différentielle d'état

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & a_3 p \Omega & 0 \\ 0 & a_1 & -a_3 p \Omega & a_2 & 0 \\ a_4 & 0 & a_5 & -p \Omega & 0 \\ 0 & a_4 & p \Omega & a_5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (1/\sigma L_s) & 0 \\ 0 & (1/\sigma L_s) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

Avec:

$$a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r} \right), a_2 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}, a_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, a_4 = \frac{L_m}{T_r}, a_5 = \frac{1}{T_r}$$

• L'équation de sortie

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & \varphi_{r\alpha} & \varphi_{r\beta} & \Omega \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.27})$$

Donc, le modèle de la MAS est représenté par le système non-linéaire suivant [86]:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = g[X(t), U(t), t] \\ Y(t) = C.X(t) \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

III.5.2. Discrétisation du modèle du système

Le modèle discret de la MAS se déduit du modèle continu .Le choix de la méthode et le pas de discrétisation est le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul [86].

En supposant que la période d'échantillonnage T est assez petite devant le temps de réponse, on peut exprimer la dérivée de la variable d'état par:

$$\dot{X}(t) = \frac{X[(k+1)T] - X[kT]}{T} \quad (\text{III.29})$$

Avec: $kT \leq t \leq (k+1)T$.

Le système discret qui détermine le comportement du filtre continu à des instants discrets (kT) est nécessaire pour l'implantation du FKE en temps réel.

En supposant que l'entrée de commande $U(kT)$ est constante entre les instants d'échantillonnage actuel $[(k+1)T]$ et précédent $[kT]$, donc le modèle d'état discret est exprimé par:

$$\begin{cases} X[(k+1)T] = X[kT] + T_g(X[kT], U[kT], kT) \\ Y[kT] = CX[kT] \end{cases} \quad (\text{III.30})$$

D'où, on peut écrire:

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] \\ Y(k) = CX(k) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Où (kT) est remplacé par (k) pour but de simplification de notation.

Avec:

$$f[X(k), U(k), k] = [f_1 \quad f_2 \quad f_3 \quad f_4 \quad f_5]^T \quad (\text{III.32})$$

En utilisant l'équation (III.30) on peut déduire:

$$\begin{cases} f_1 = (1 + a_1T)I_{s\alpha}(k) + a_2T\varphi_{r\alpha}(k) + a_3Tp\Omega(k)\varphi_{r\beta}(k) + (1/\sigma L_s)T V_{s\alpha}(k) \\ f_2 = (1 + a_1T)I_{s\beta}(k) - a_3Tp\Omega(k)\varphi_{r\alpha}(k) + a_2T\varphi_{r\beta}(k) + (1/\sigma L_s)T V_{s\beta}(k) \\ f_3 = a_4TI_{s\alpha}(k) + (1 + a_5T)\varphi_{r\alpha}(k) - Tp\Omega(k)\varphi_{r\beta}(k) \\ f_4 = a_4TI_{s\alpha}(k) + Tp\Omega(k)\varphi_{r\alpha}(k) + (1 + a_5T)\varphi_{r\beta}(k) \\ f_5 = p\Omega(k) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

Le modèle discret du moteur en forme étendue devient:

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \\ \varphi_{r\alpha}(k+1) \\ \varphi_{r\beta}(k+1) \\ \Omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1+a_1T) & 0 & a_2T & a_3Tp\Omega(k) & 0 \\ 0 & (1+a_1T) & -a_3Tp\Omega(k) & a_2T & 0 \\ a_4T & 0 & (1+a_5T) & -Tp\Omega(k) & 0 \\ 0 & a_4T & Tp\Omega(k) & (1+a_5T) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k) \\ \varphi_{r\alpha}(k) \\ \varphi_{r\beta}(k) \\ \Omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(\frac{T}{\sigma L_s}\right) & 0 \\ 0 & \left(\frac{T}{\sigma L_s}\right) \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha}(k) \\ V_{s\beta}(k) \end{bmatrix} \quad (\text{III.34})$$

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [I_{s\alpha}(k) \quad I_{s\beta}(k) \quad \varphi_{r\alpha}(k) \quad \varphi_{r\beta}(k) \quad \Omega(k)]^T \quad (\text{III.35})$$

La forme complète des équations (III.34) et (III.35) est la suivante:

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

III.5.3. Le modèle stochastique non linéaire de la MAS

En pratique la MAS ne peut pas être représentée parfaitement par le modèle (III.31). Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, le modèle stochastique suivant est introduit [87], [88], [89], [90]:

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), U(k), k] + b_{rs}(k) \\ Y(k) = CX(k) + b_{rm}(k) \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Ou $f[X(k), U(k), k]$ est définie dans le paragraphe précédent et b_{rs} et b_{rm} sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisées par leurs valeurs moyennes nulles.

III.5.4. Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état

Le filtre de Kalman considère la matrice de covariance du vecteur d'état P et les matrices de covariances des vecteurs des bruits de système et de mesure comme les suivantes:

$$\text{cov}(b_{rs}) = E[b_{rs}b_{rs}^T] = Q \quad (\text{III.38})$$

$$\text{cov}(b_{rm}) = E[b_{rm}b_{rm}^T] = R \quad (\text{III.39})$$

En supposant que Q et R sont diagonaux, les paramètres dans les axes α et β sont les mêmes. Il suit de cela au total que quatre éléments de covariance de bruits doivent être connus.

III.6. Implantation de l'algorithme du FKE discret

III.6.1. Présentation du FKE

Maintenant que le modèle du système est considéré en présence des incertitudes d'état et de mesure, l'algorithme de FKE peut être exécuté en utilisant une structure de prédiction -correction illustrée par la figure (III.3).

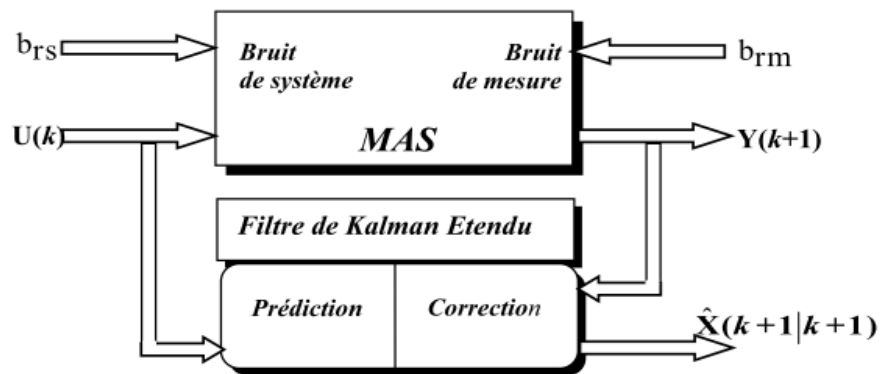


Figure (III.3) La structure globale du FKE.

III.6.1.1. Les étapes de l'algorithme du FKE

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du FKE. La première est la prédiction, la seconde la correction (ou le filtrage). Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances [91].

III.6.1.2. Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances

L'état initial du système X_0 et les matrices initiales de covariance Q_0 et R_0 sont placés ainsi que la valeur initiale de la matrice de covariance d'état P_0 . Cette dernière peut être considérée comme matrice diagonale, où tous ses éléments sont égaux [88], [91].

Les valeurs initiales des matrices de covariance reflètent le degré de la connaissance des états initiaux. Les valeurs trop élevées indiquent peu d'informations sur les états, en outre des problèmes de divergence et de grandes oscillations des évaluations d'état autour d'une valeur vraie peuvent se produire. Avec des valeurs basses la convergence de vitesse peut diminuer [92].

III.6.1.3. La phase de prédiction

• Calcul de la prédiction du vecteur d'état

L'objectif de cette étape est de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k + 1)$.

$$\hat{X}(k+1|k) = f[\hat{X}(k|k), U(k), k] \quad (\text{III.40})$$

Ainsi, cette mesure de l'état permet de prédire la sortie:

$$\hat{Y}(k+1|k) = C\hat{X}(k+1|k) \quad (\text{III.41})$$

• Calcul de la matrice de prédiction de covariance du filtre

Cette matrice doit être réactualisée et elle est donnée par la formule suivante [90],[92]:

$$\hat{P}(k+1|k) = A(k)P(k|k)A^T(k) + Q \quad (\text{III.42})$$

Tel que:

$$A(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial X} \right|_{X=\hat{X}(k|k)} \quad (\text{III.43})$$

Où f est définie par (III.32) et (III.33), donc:

$$A(k) = \left[\begin{array}{ccccc} \frac{\partial f_1}{\partial X_1} & \frac{\partial f_1}{\partial X_2} & \frac{\partial f_1}{\partial X_3} & \frac{\partial f_1}{\partial X_4} & \frac{\partial f_1}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_2}{\partial X_1} & \frac{\partial f_2}{\partial X_2} & \frac{\partial f_2}{\partial X_3} & \frac{\partial f_2}{\partial X_4} & \frac{\partial f_2}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_3}{\partial X_1} & \frac{\partial f_3}{\partial X_2} & \frac{\partial f_3}{\partial X_3} & \frac{\partial f_3}{\partial X_4} & \frac{\partial f_3}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_4}{\partial X_1} & \frac{\partial f_4}{\partial X_2} & \frac{\partial f_4}{\partial X_3} & \frac{\partial f_4}{\partial X_4} & \frac{\partial f_4}{\partial X_5} \\ \frac{\partial f_5}{\partial X_1} & \frac{\partial f_5}{\partial X_2} & \frac{\partial f_5}{\partial X_3} & \frac{\partial f_5}{\partial X_4} & \frac{\partial f_5}{\partial X_5} \end{array} \right]_{X=\hat{X}(k|k)} \quad (\text{III.44})$$

$$A(k) = \left[\begin{array}{ccccc} (1+a_1T) & 0 & a_2T & a_3Tp\Omega(k|k) & a_3T\varphi_{r\beta}(k|k) \\ 0 & (1+a_1T) & -a_3Tp\Omega(k|k) & a_2T & -a_3T\varphi_{r\alpha}(k|k) \\ a_4T & 0 & (1+a_5T) & -Tp\Omega(k|k) & T\varphi_{r\beta}(k|k) \\ 0 & a_4T & Tp\Omega(k|k) & (1+a_5T) & T\varphi_{r\alpha}(k|k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad (\text{III.45})$$

III.6.1.4. Phase de correction**• Calcul du Gain de Kalman à l'instant $(k + 1)$**

Le gain de filtre de Kalman est donné par:

$$K(k + 1) = P(k + 1|k)C^T[CP(k + 1|k)C^T + R]^{-1} \quad (\text{III.46})$$

Ce gain est choisi pour réduire au minimum, la variance d'erreur d'estimation des états à estimer.

• Estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$

En fait la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée $Y(k + 1)$ et la sortie prédite $Y(k + 1|k)$. Pour améliorer l'état il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain de filtre de kalman $K(k + 1)$. En minimisant la variance de l'erreur, on obtient l'expression du nouveau vecteur d'état estimé à l'instant $(k + 1)$ [92].

$$\hat{X}(k + 1|k + 1) = \hat{X}(k + 1|k) + K(k + 1)[Y(k + 1) - \hat{Y}(k + 1|k)] \quad (\text{III.47})$$

• Calcul de la covariance d'erreur

La dernière étape est la réactualisation de la matrice de covariance du filtre comme suit:

$$P(k + 1|k + 1) = (I - K(k + 1)C)P(k + 1|k) \quad (\text{III.48})$$

On peut représenter l'algorithme du FKE par cette structure:

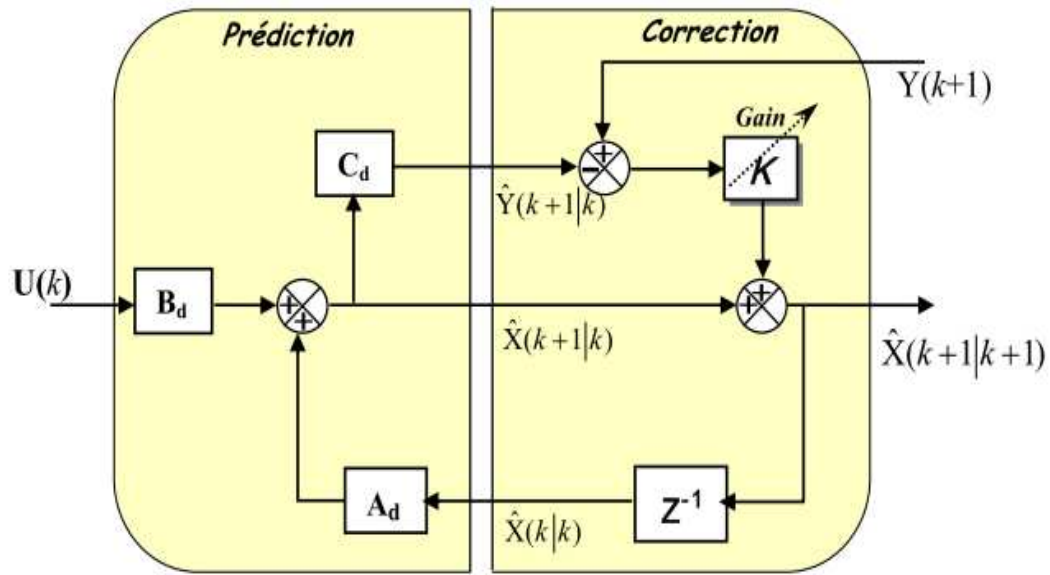


Figure (III.4) Représentation de l'algorithme du Filtre de Kalman.

III.7. Schéma de simulation globale

Le FKE présente un algorithme très complexe avec des opérations matricielles. Il est très difficile d'implanter toutes ces opérations en utilisant seulement Simulink. Ce filtre est implanté donc comme une s-function sous forme d'un bloc présenté par la figure (III.5). Il est inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MAS commandé par la DTC sans capteur de vitesse basée sur un FKE illustré par la figure (III.6).

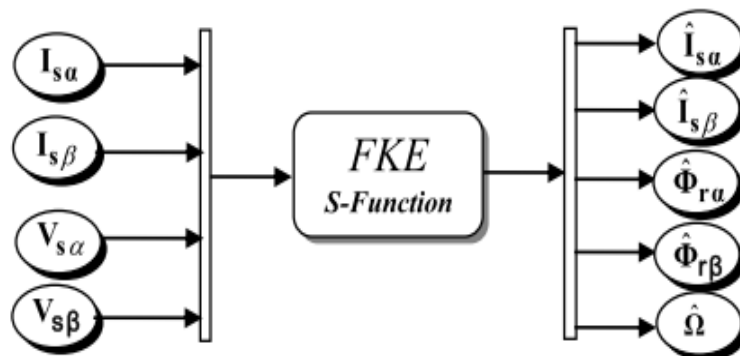


Figure (III.5) Modèle de simulation du FKE.

III.8. Schéma bloc de simulation

Le schéma de principe de l'association DTC-observateur non-linéaire (FKE) est illustré par la figure suivante, figure (III.6):

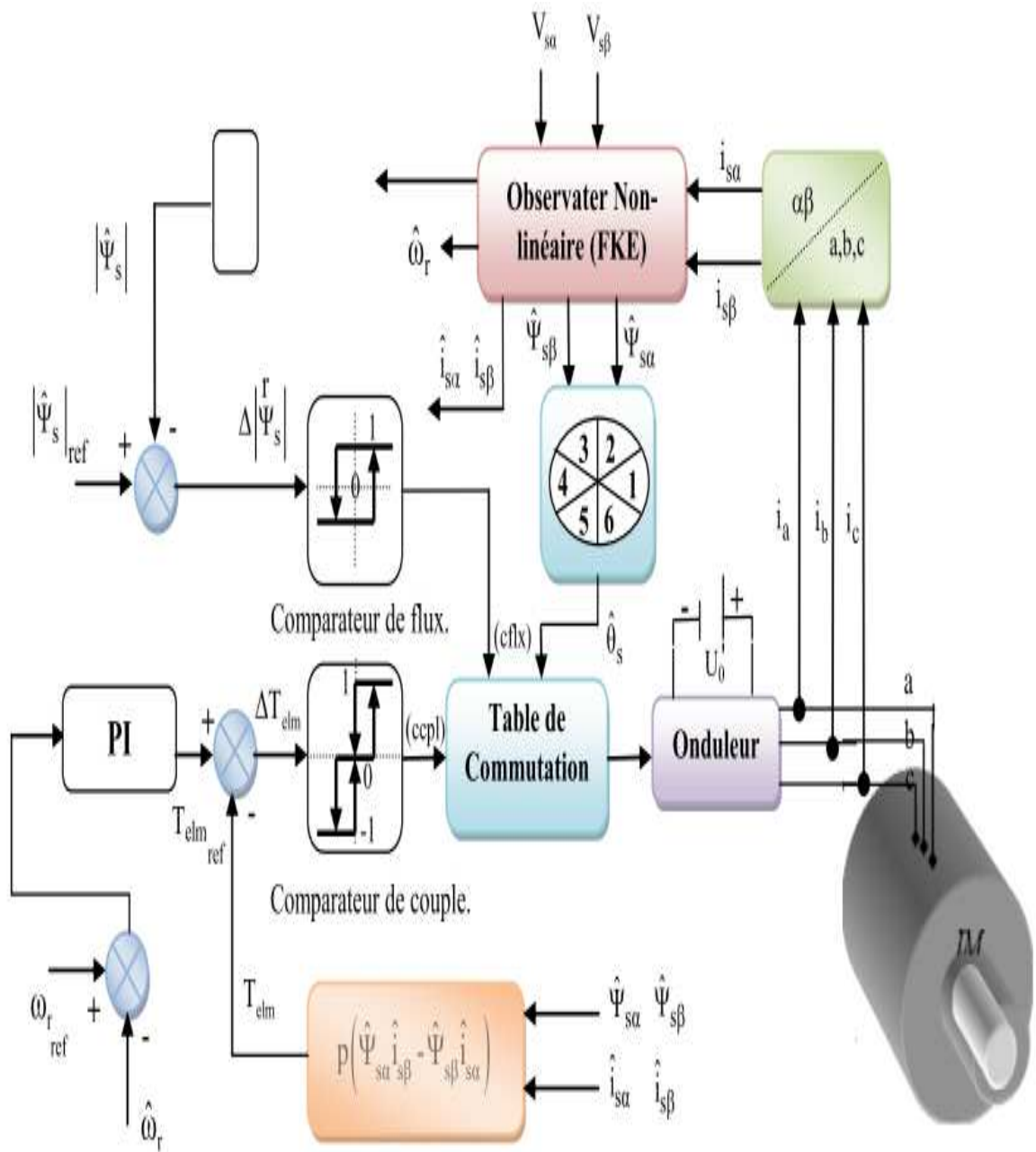


Figure (III.6) Structure d'une commande DTC sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone associée à un observateur non-linéaire.

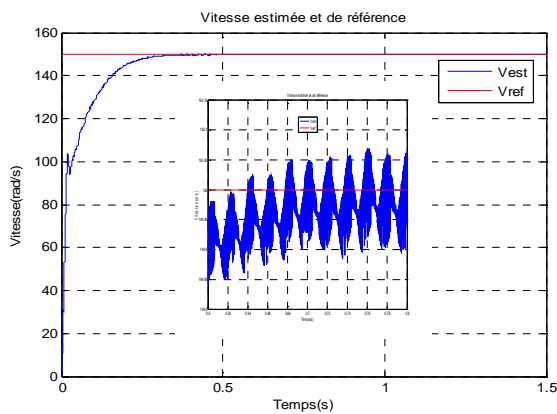
III.8.1. Résultats de Simulation

Le comportement de la structure de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à un filtre de Kalman étendu appliquée à une machine de 1.5kW, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe B, est simulé sous l'environnement Matlab/Simulink.

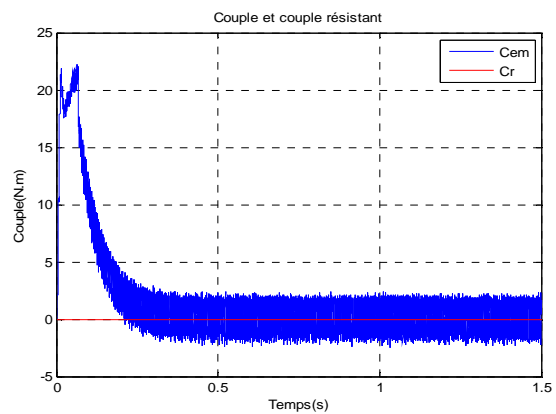
III.8.1.1. Démarrage à vide

Les figures (III.7) (III.8) (III.9) (III.10) représentent les résultats des simulations des différentes commandes direct du couple sans capteur de vitesse (FKE), avec réglage de vitesse par un régulateur IP.

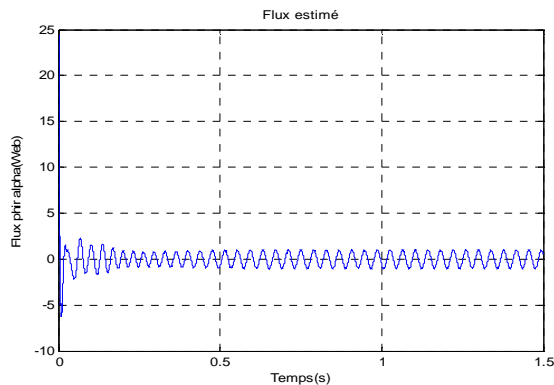
A- DTC classique sans capteur de vitesse



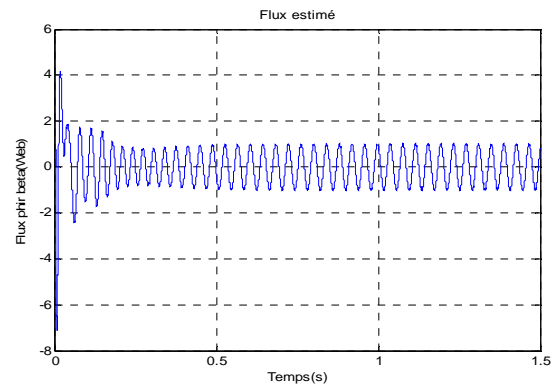
(a) Allure de la vitesse estimée et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



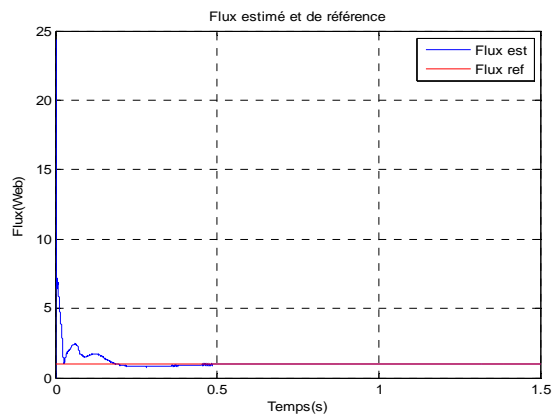
(b) Allure du couple électromagnétique



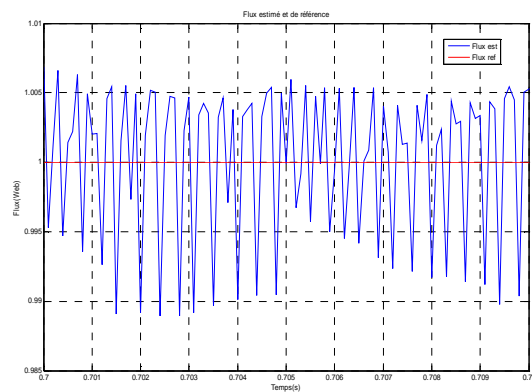
(c) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra \text{ est}}$



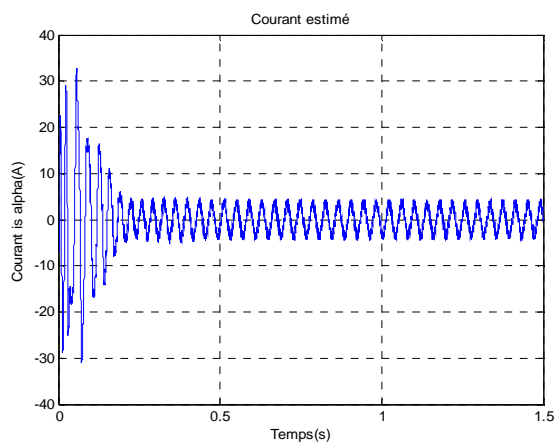
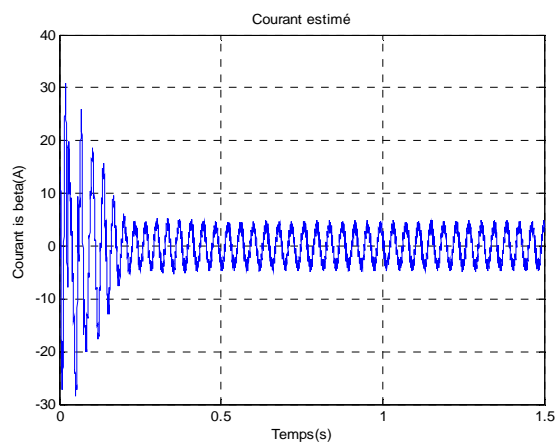
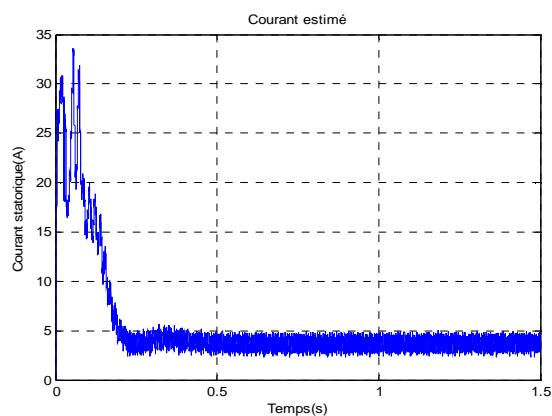
(d) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\beta \text{ est}}$



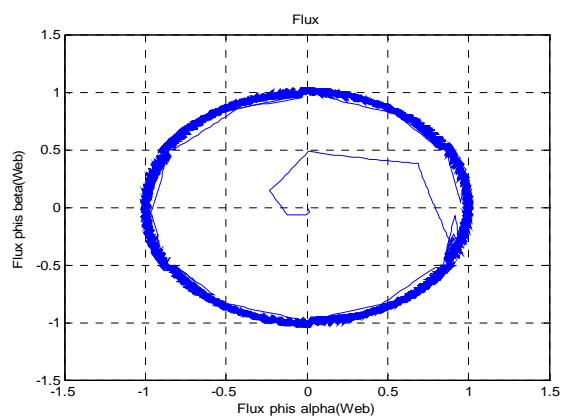
(e) Allure du flux rotorique estimé



(f) Zoom du flux rotorique estimé

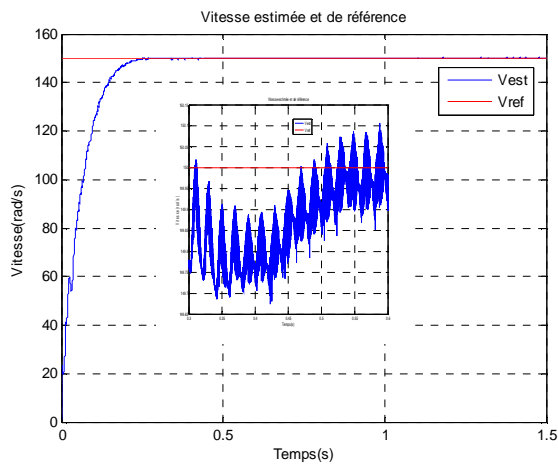
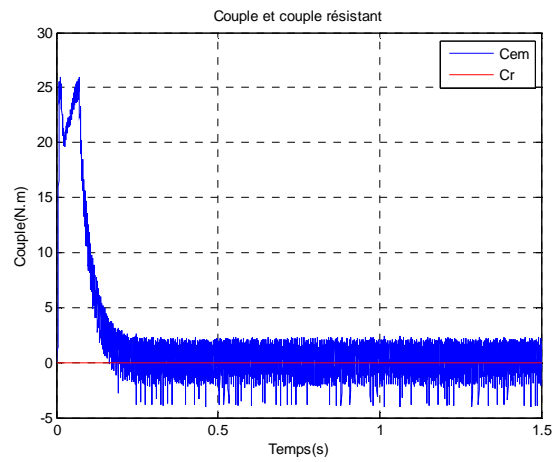
(g) Allure du courant statorique estimé $i_{s\alpha est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{s\beta est}$ 

(i) Allure du courant statorique estimé

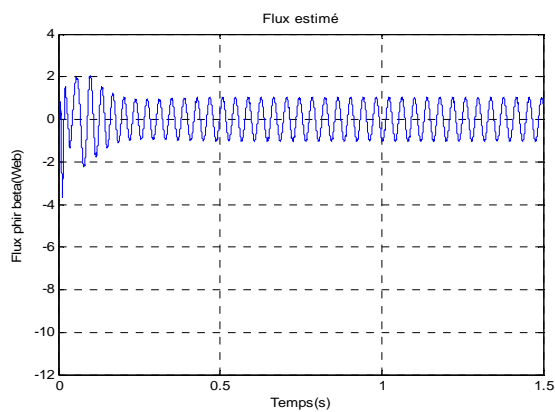
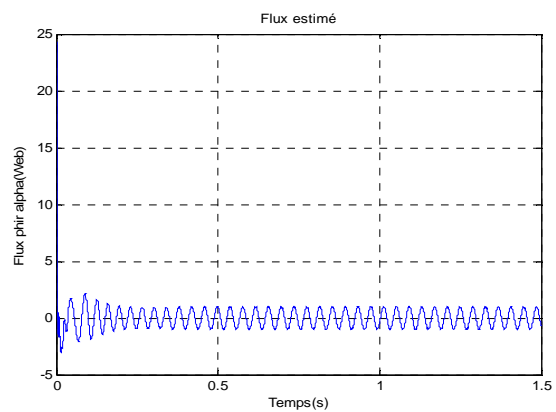
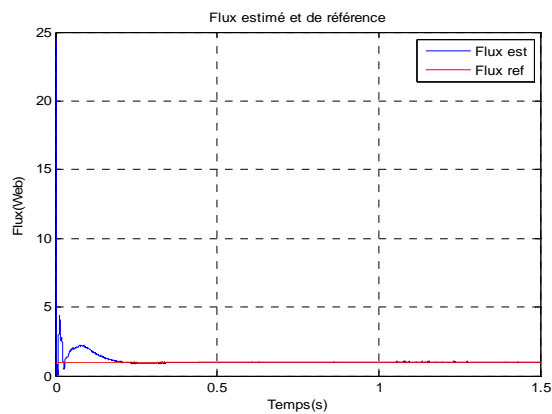


(j) Trajectoire du flux statorique

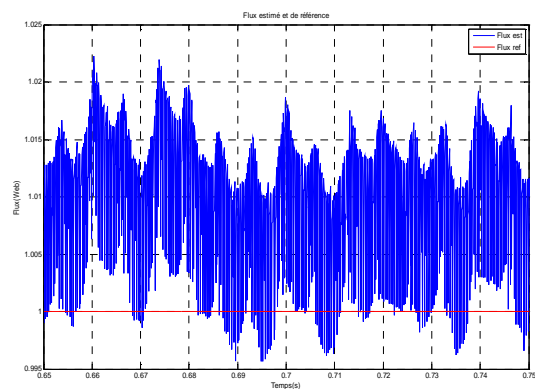
Figure (III.7) Résultats de Simulation de la DTC classique sans capteur mécanique pour le démarrage à vide

B- DTC modifiée sans capteur de vitesse(a) Allure de la vitesse estimée et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ 

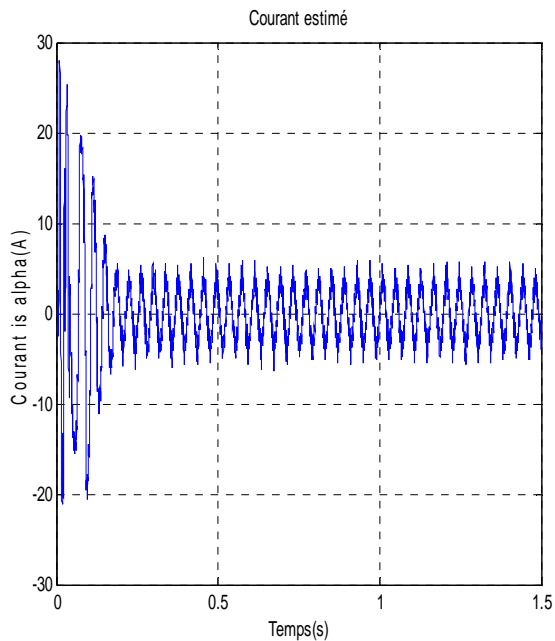
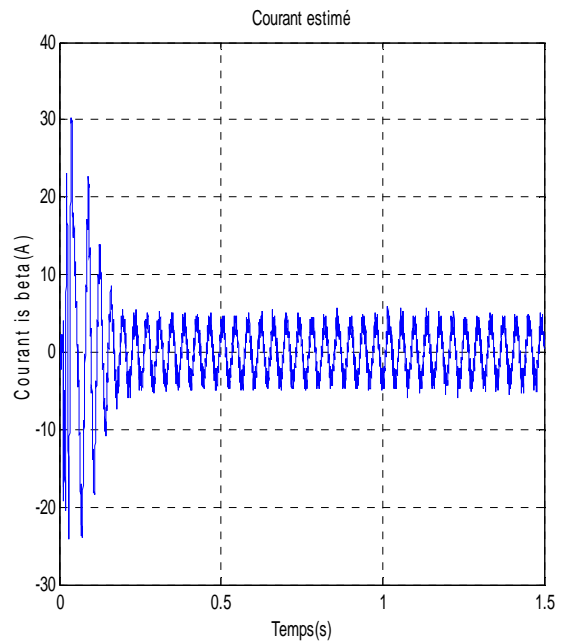
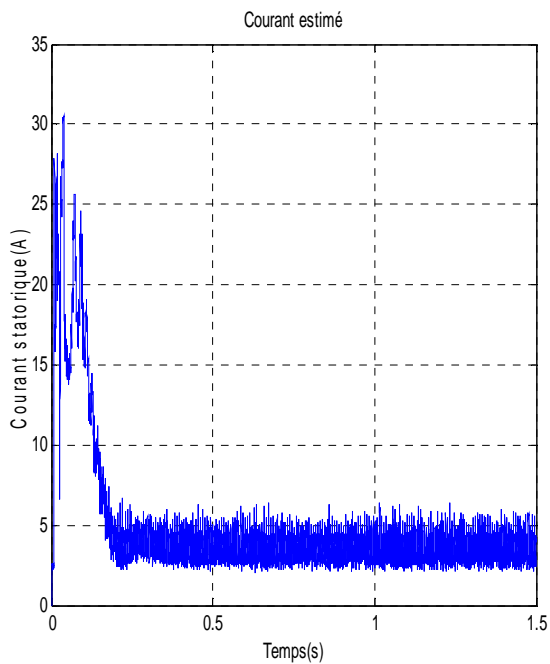
(b) Allure du couple électromagnétique

(c) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra \text{ est}}$ (d) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\beta \text{ est}}$ 

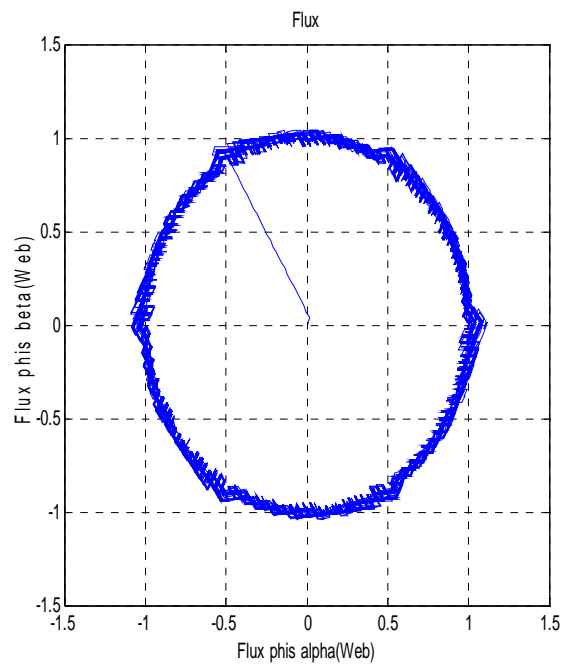
(e) Allure du flux rotorique estimé



(f) Zoom du flux rotorique estimé

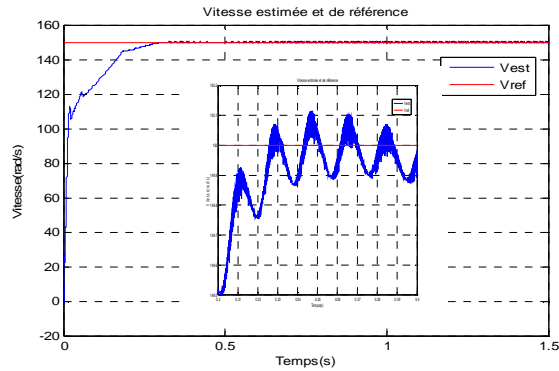
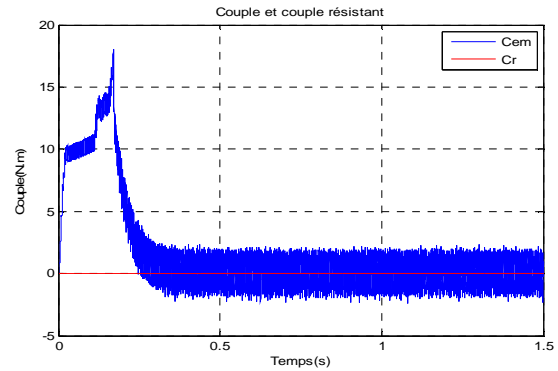
(g) Allure du courant statorique estimé $i_{s\alpha est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{s\beta est}$ 

(i) Allure du courant statorique estimé

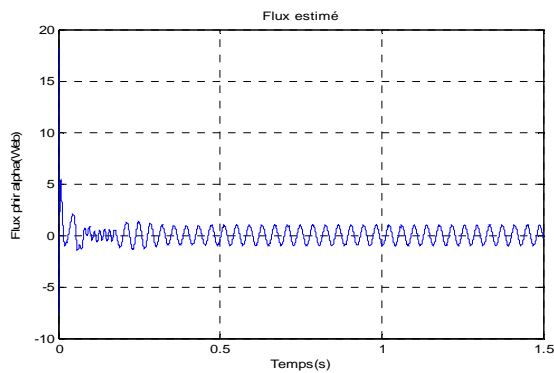
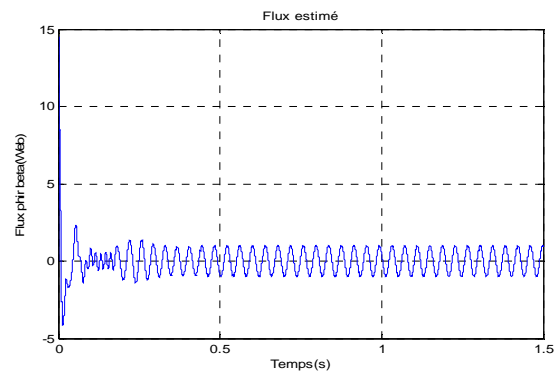
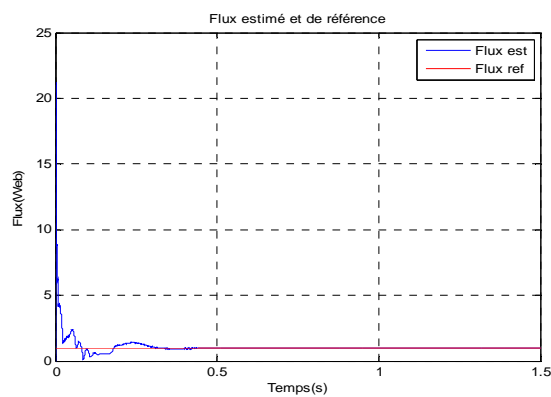


(j) Trajectoire du flux statorique

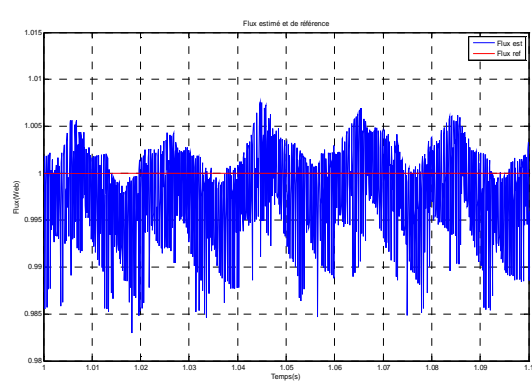
Figure (III.8) Résultats de Simulation de la DTC modifiée sans capteur mécanique pour le démarrage à vide

C- DTC douze secteurs sans capteur de vitesse(a) Allure de la vitesse estimée $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ 

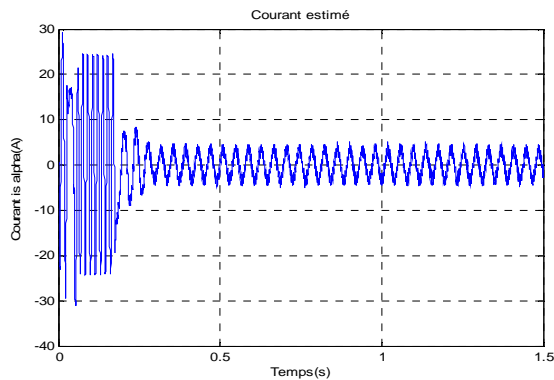
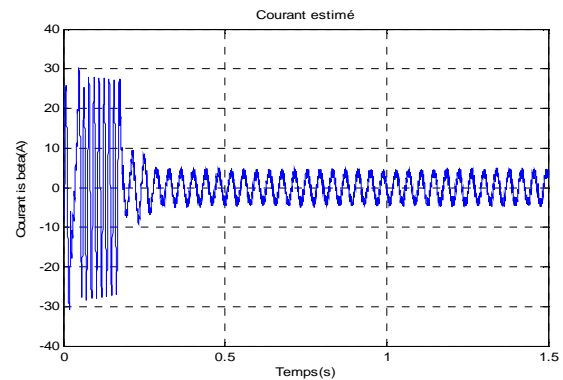
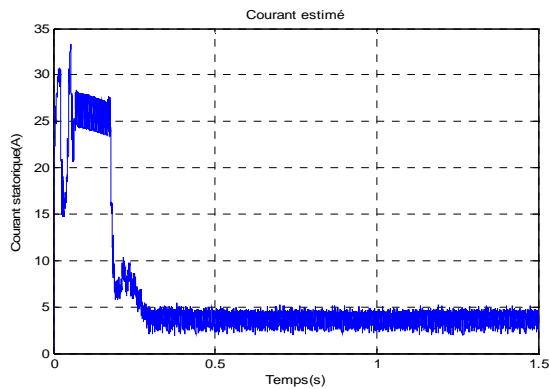
(b) Allure du couple électromagnétique

(c) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra \text{ est}}$ (d) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\beta \text{ est}}$ 

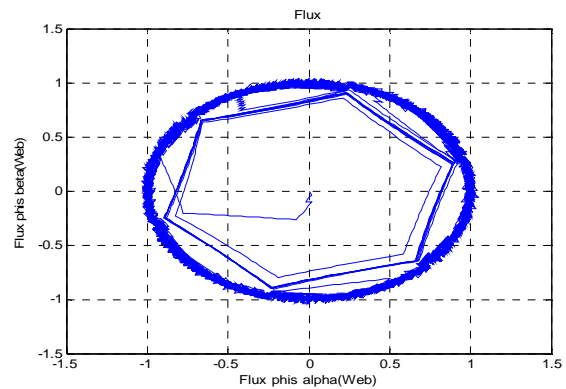
(e) Allure du flux rotorique estimé



(f) Zoom du flux rotorique estimé

(g) Allure du courant statorique estimé $i_{s\alpha est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{s\beta est}$ 

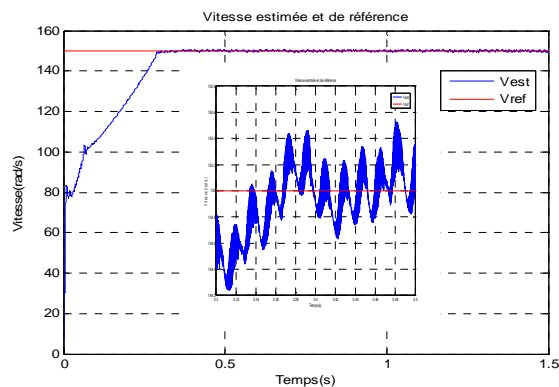
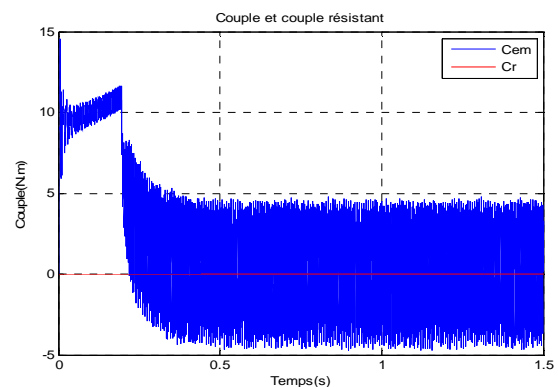
(i) Allure du courant statorique estimé



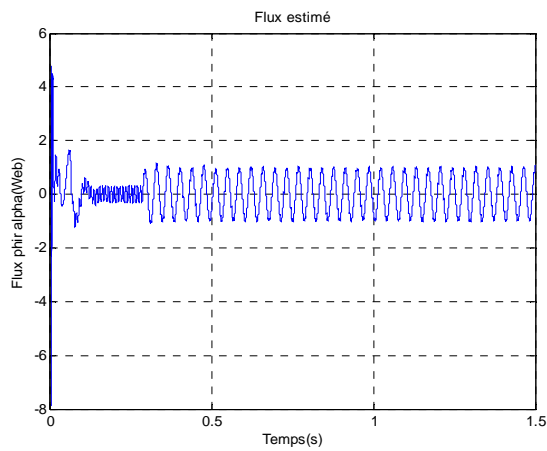
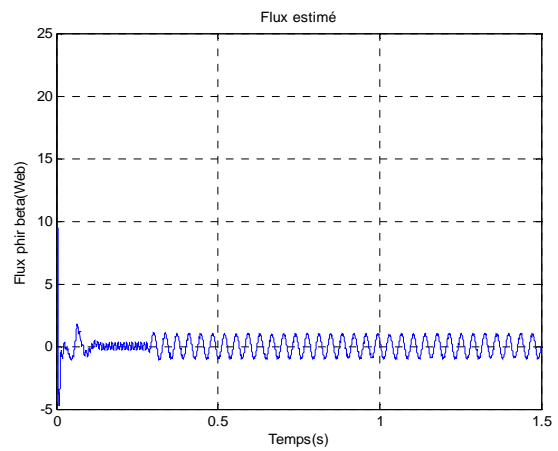
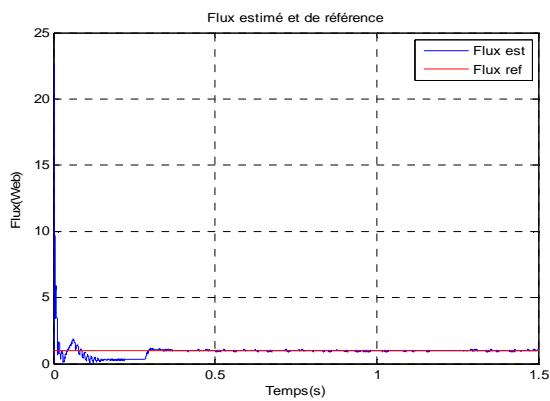
(j) Trajectoire du flux statorique

Figure (III.9) Résultats de Simulation de la DTC douze secteurs sans capteur mécanique pour le démarrage à vide

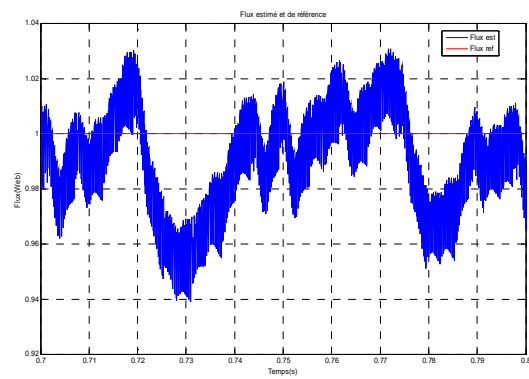
D- DTC avec onduleur de trois-niveaux sans capteur de vitesse

(a) Allure de la vitesse estimée $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ 

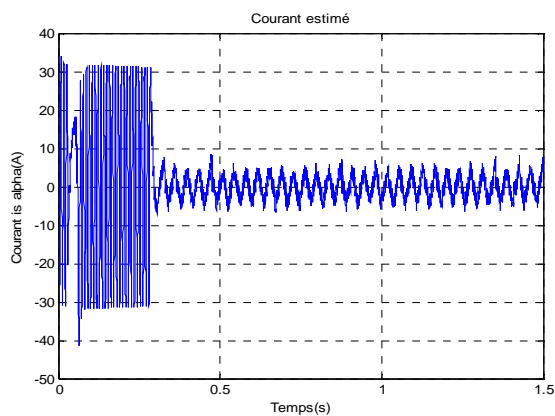
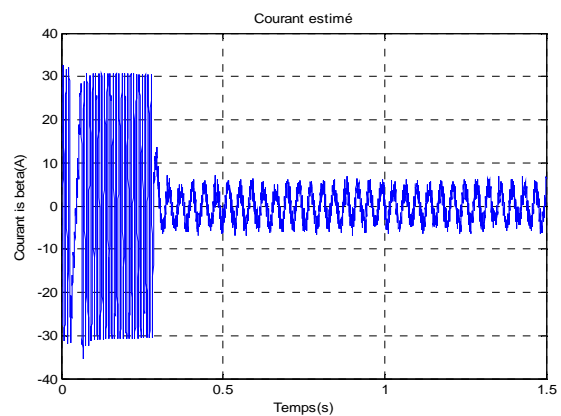
(b) Allure du couple électromagnétique

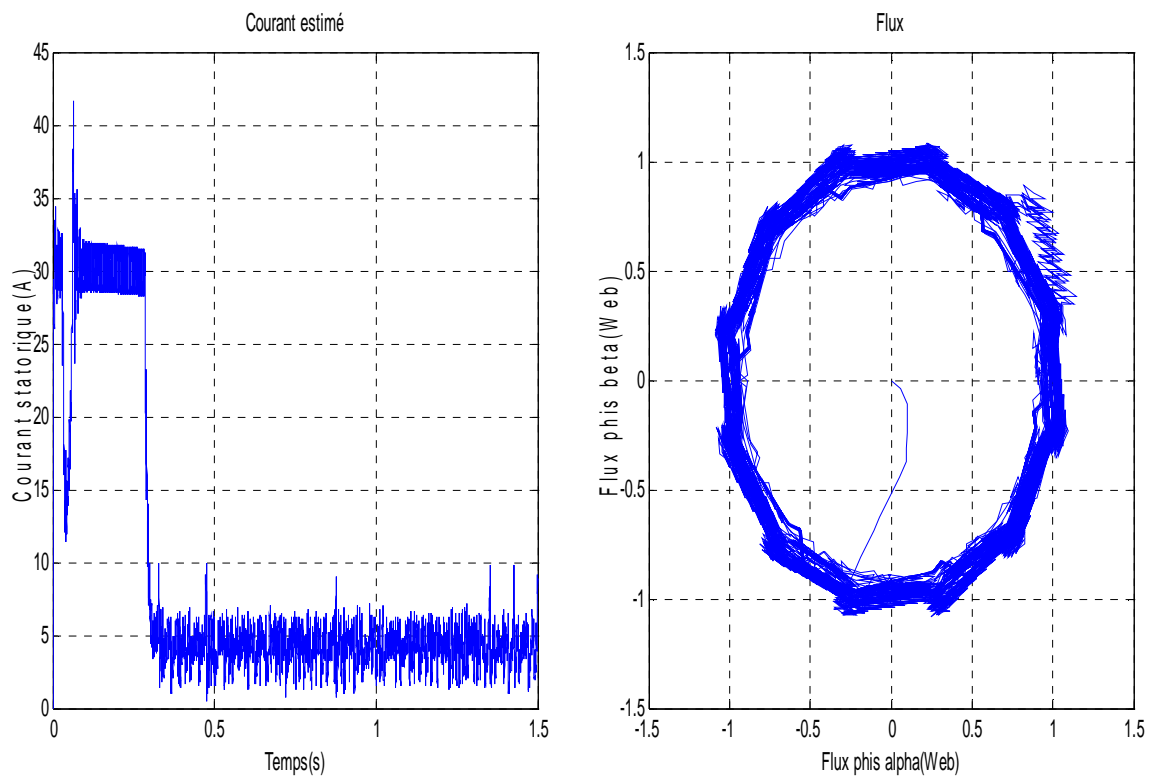
(c) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra\ est}$ (d) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\beta\ est}$ 

(e) Allure du flux rotorique estimé



(f) Zoom du flux rotorique estimé

(g) Allure du courant statorique estimé $i_{sa\ est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{s\beta\ est}$



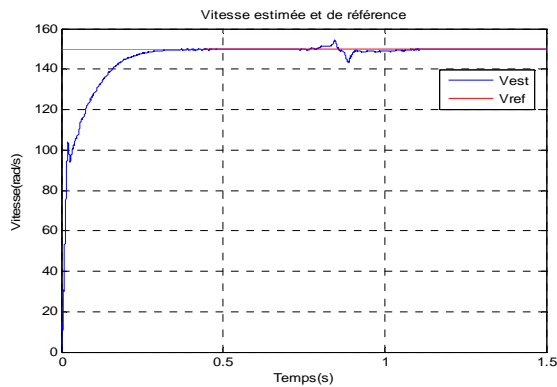
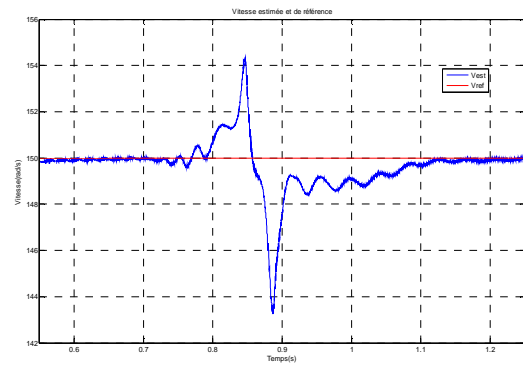
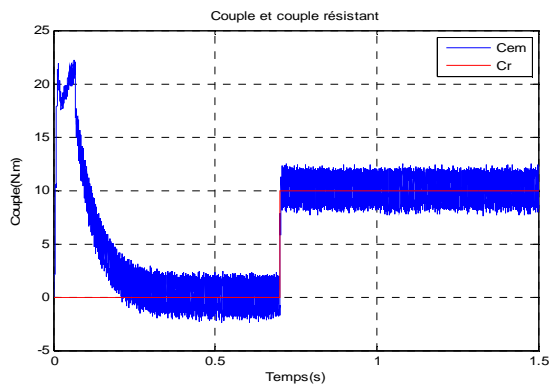
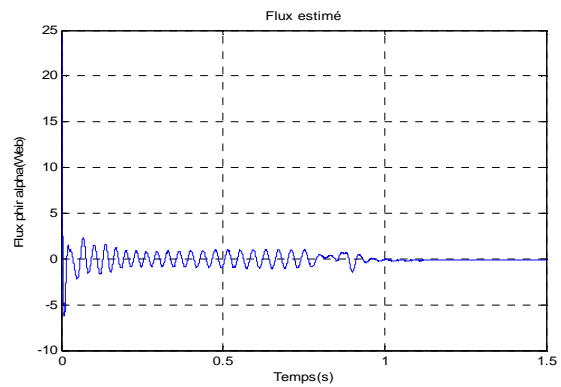
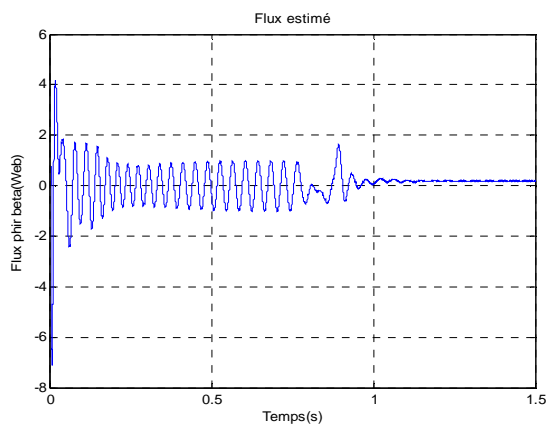
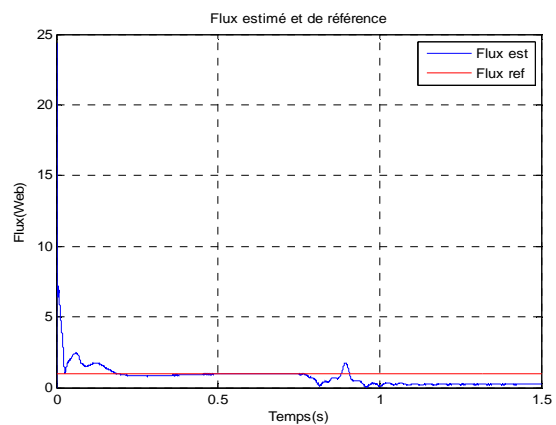
(i) Allure du courant statorique estimé

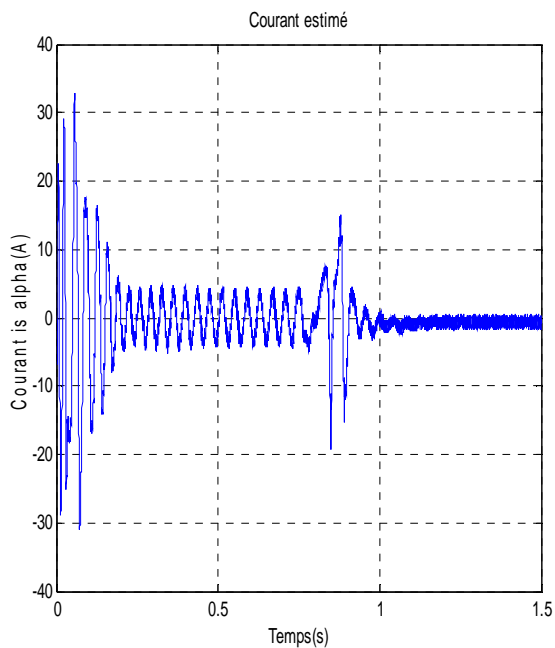
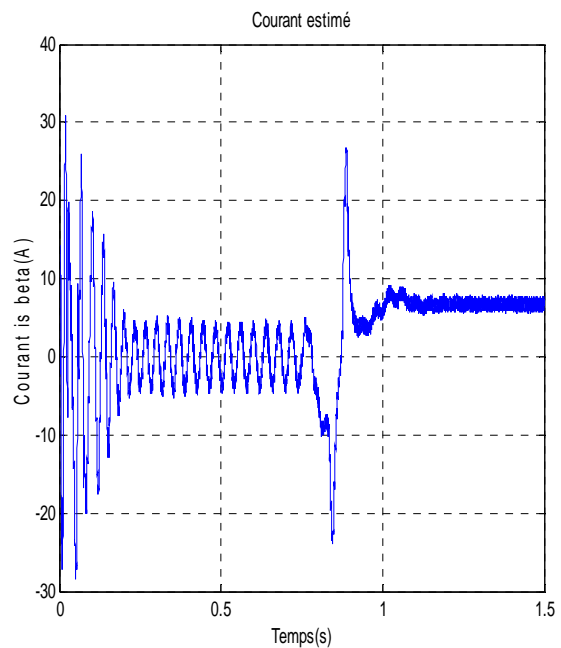
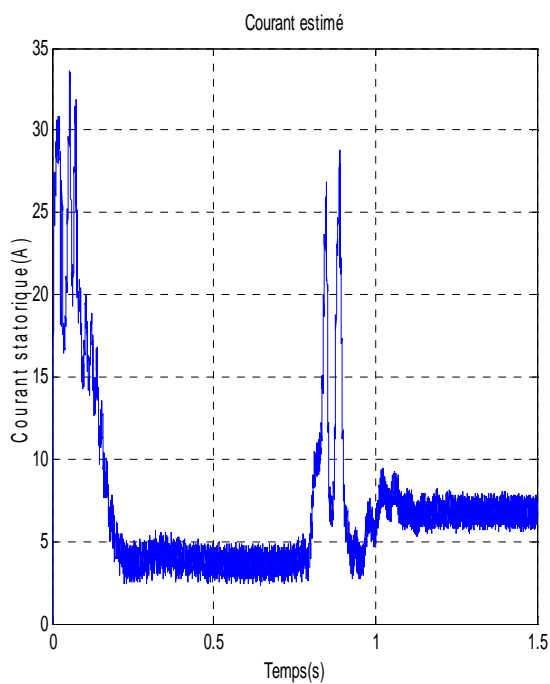
(j) Trajectoire du flux statorique

Figure (III.10) Résultats de Simulation de la DTC avec onduleur de trois-niveau sans capteur mécanique pour le démarrage à vide

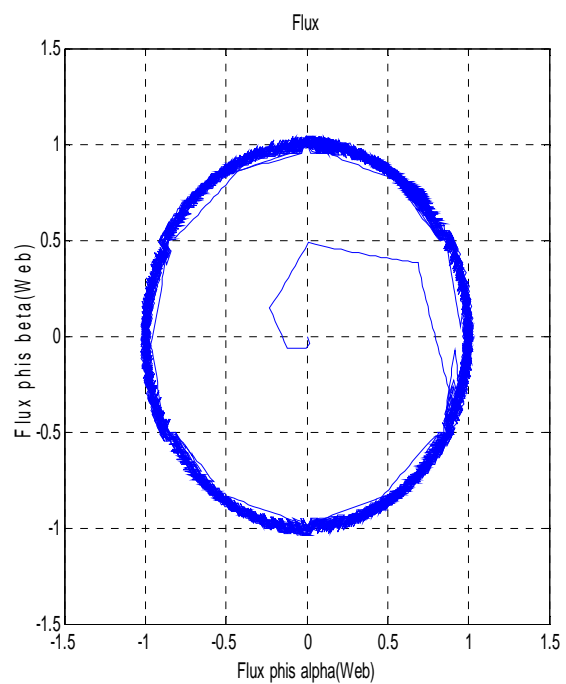
III.8.1.2. Application du couple de charge

Les figures ci-dessous présentent les résultats des simulations des différentes commandes direct du couple sans capteur de vitesse (FKE) pour une consigne de charge de 10 N.m à 0.7 s.

A- DTC classique sans capteur de vitesse**(a)** Allure de la vitesse estimée et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ **(b)** Zoom de la vitesse estimée**(c)** Allure du couple électromagnétique**(d)** Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra \text{ est}}$ **(e)** Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\beta \text{ est}}$ **(f)** Allure du flux rotorique estimé

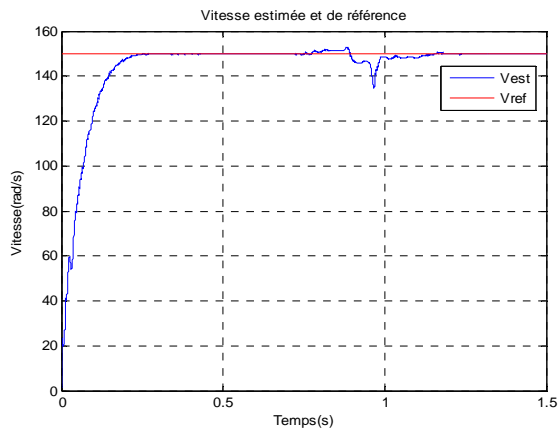
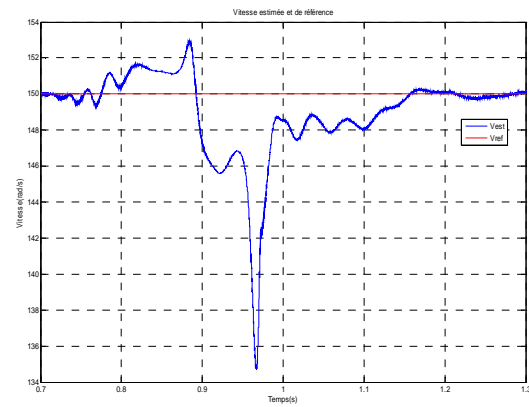
(g) Allure du courant statorique estimé $i_{s\alpha est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{s\beta est}$ 

(i) Allure du courant statorique estimé

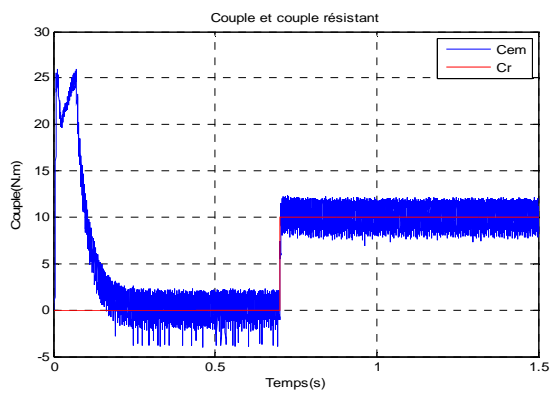


(j) Trajectoire du flux statorique

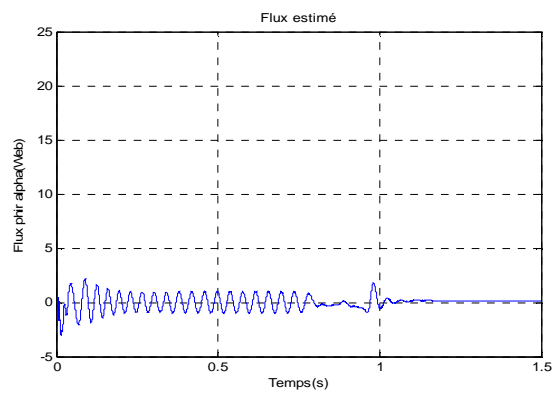
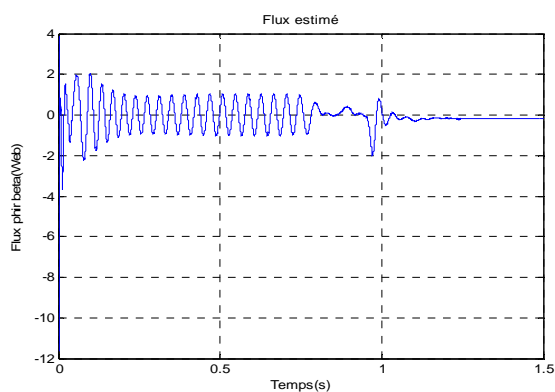
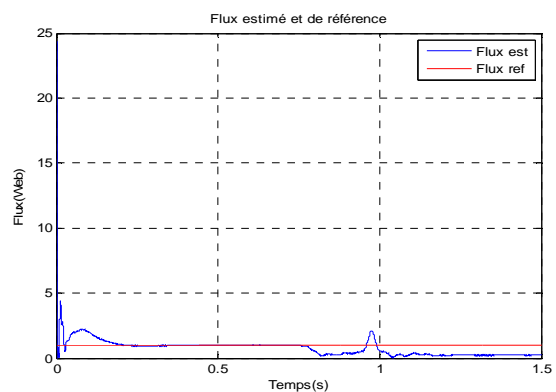
Figure (III.11) Résultats de Simulation de la DTC classique sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge

B- DTC modifiée sans capteur de vitesse(a) Allure de la vitesse estimée $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ 

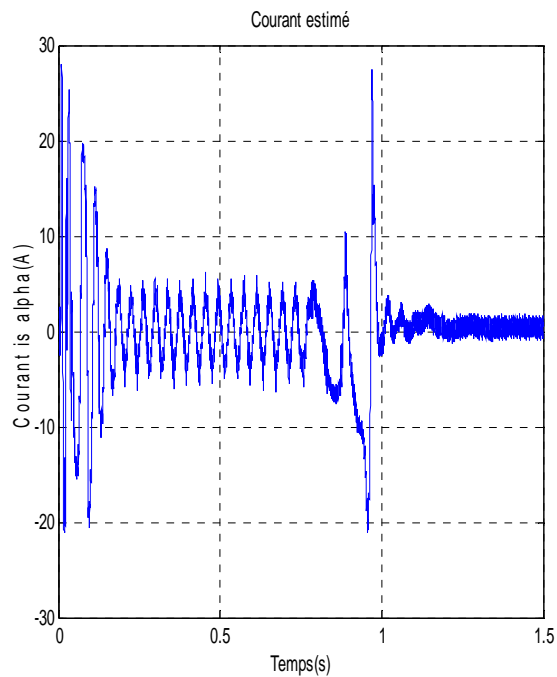
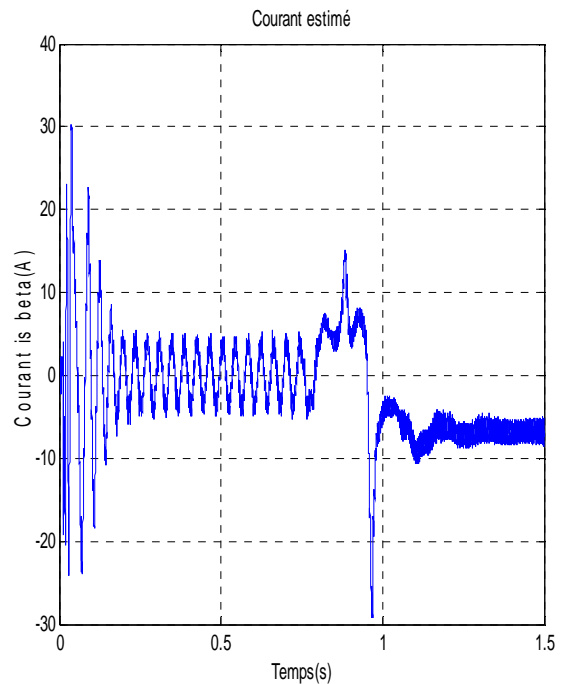
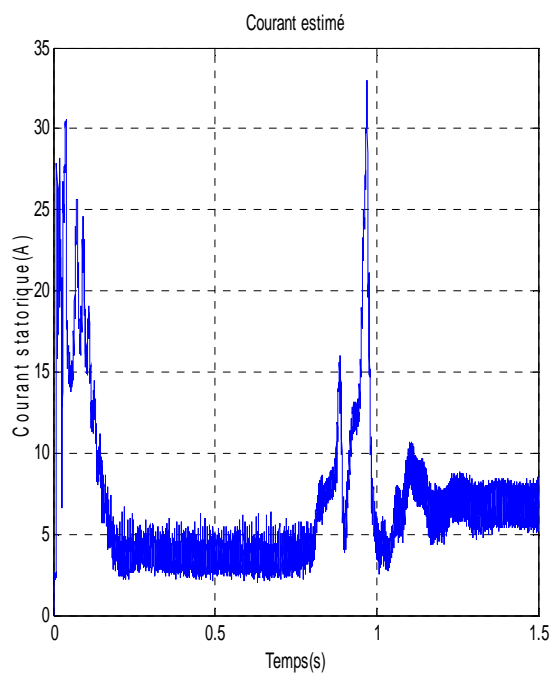
(b) Zoom de la vitesse estimée



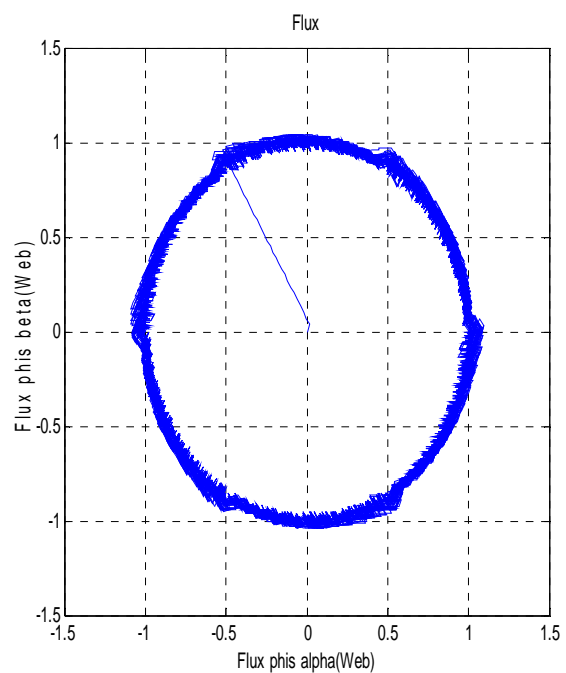
(c) Allure du couple électromagnétique

(d) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra \text{ est}}$ (e) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\beta \text{ est}}$ 

(f) Allure du flux rotorique estimé

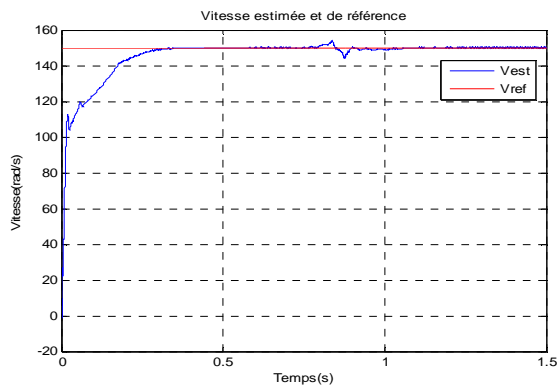
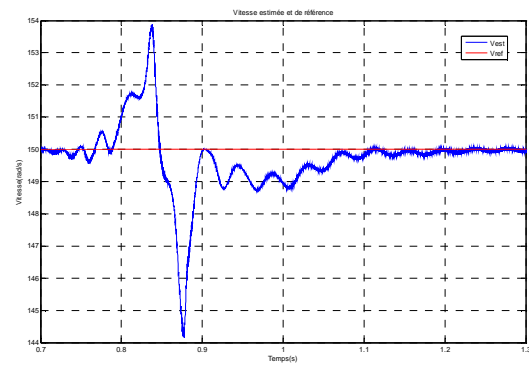
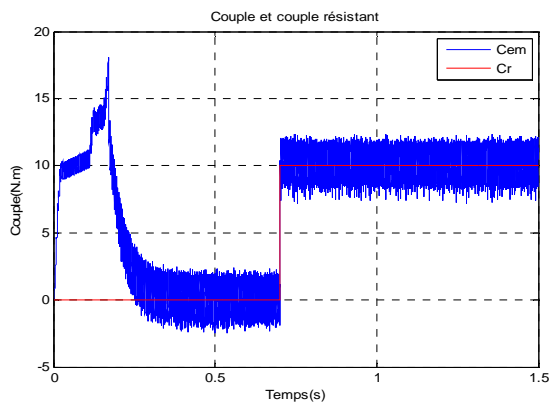
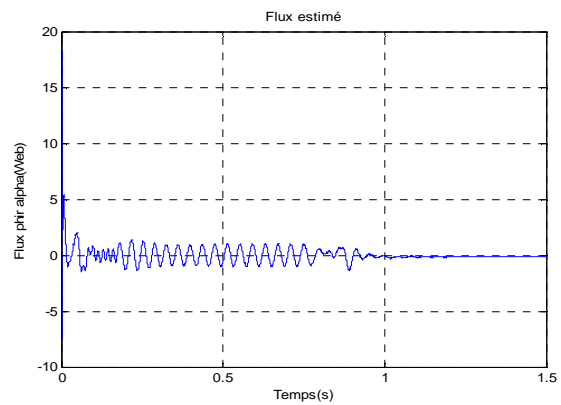
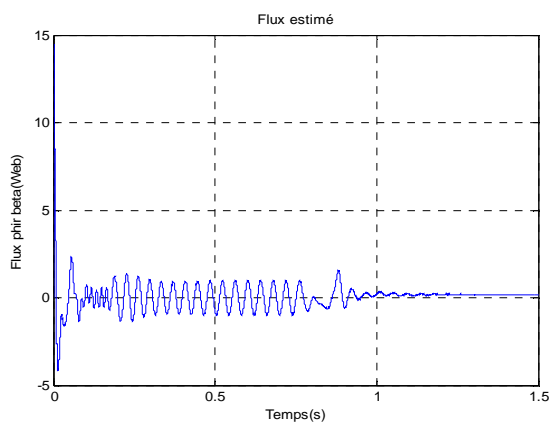
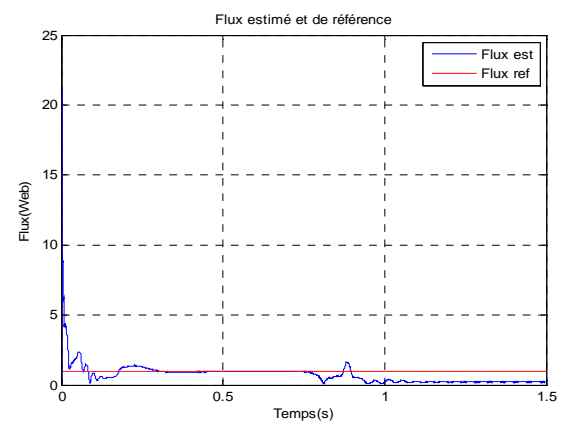
(g) Allure du courant statorique estimé $i_{sa est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{sb est}$ 

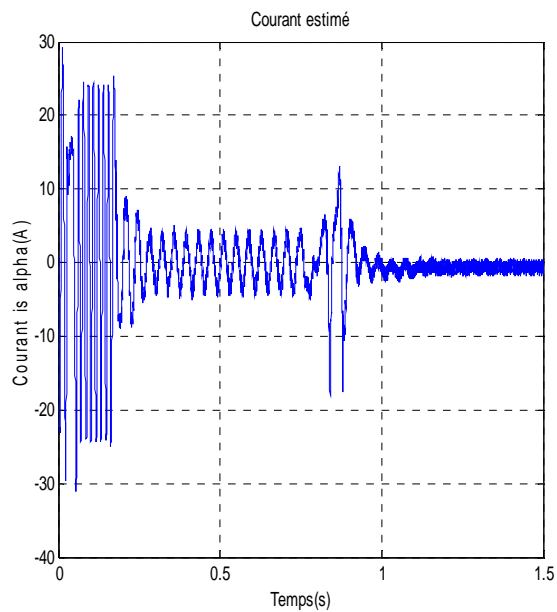
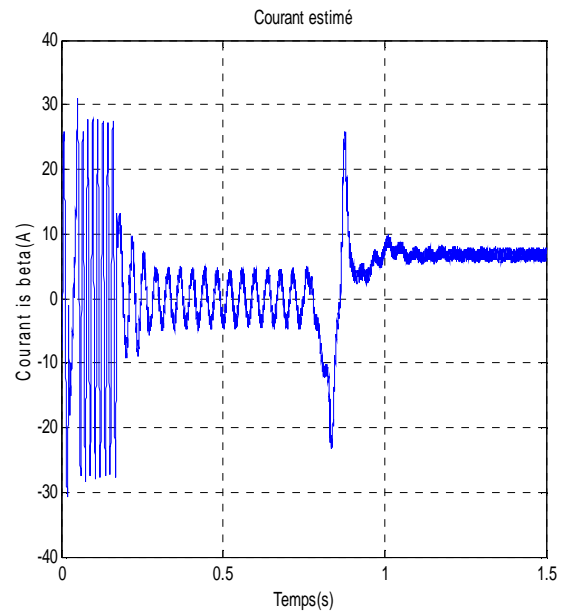
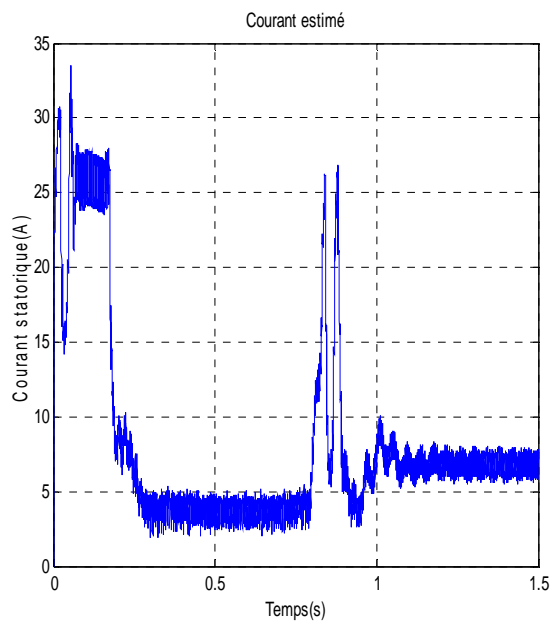
(i) Allure du courant statorique estimé



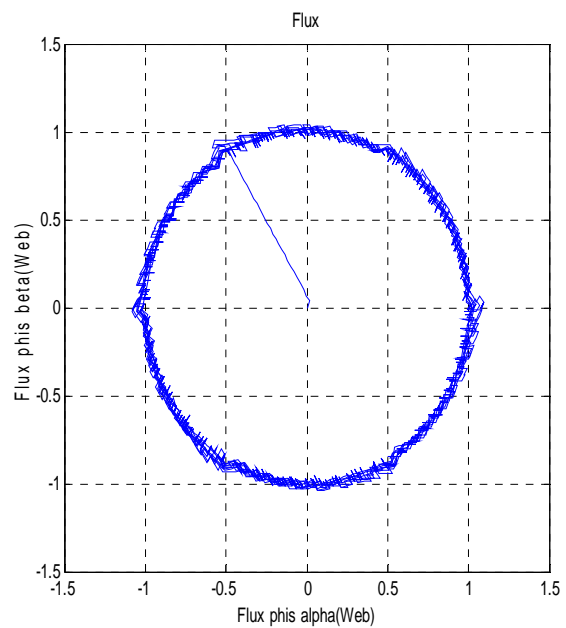
(j) Trajectoire du flux statorique

Figure (III.12) Résultats de Simulation de la DTC modifiée sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge

C- DTC douze secteurs sans capteur de vitesse**(a)** Allure de la vitesse estimée et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ **(b)** Zoom de la vitesse estimée**(c)** Allure du couple électromagnétique**(d)** Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra \text{ est}}$ **(e)** Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\beta \text{ est}}$ **(f)** Allure du flux rotorique estimé

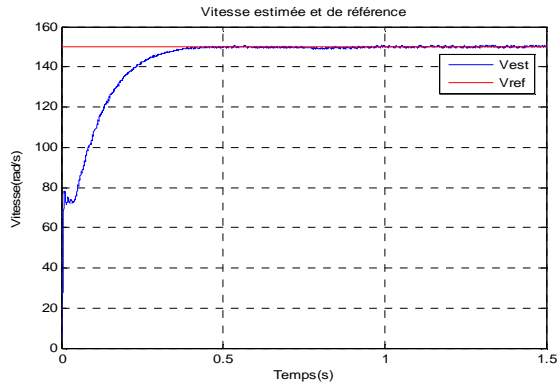
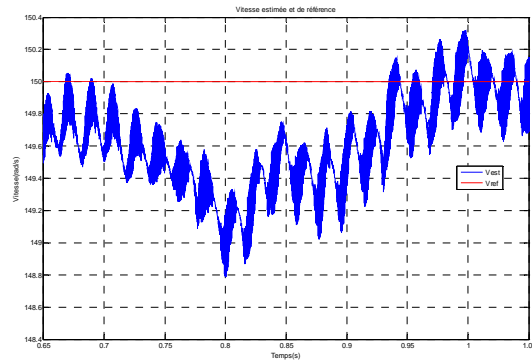
(g) Allure du courant statorique estimé $i_{sa est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{sb est}$ 

(i) Allure du courant statorique estimé

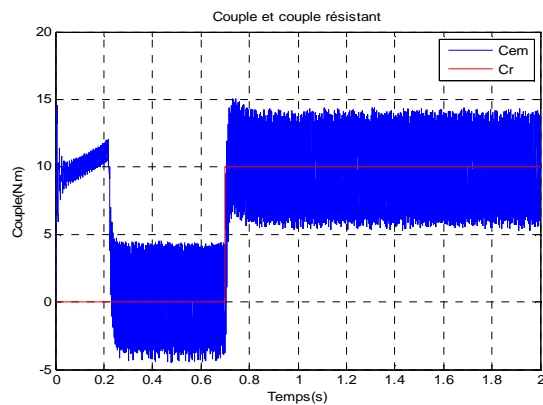


(j) Trajectoire du flux statorique

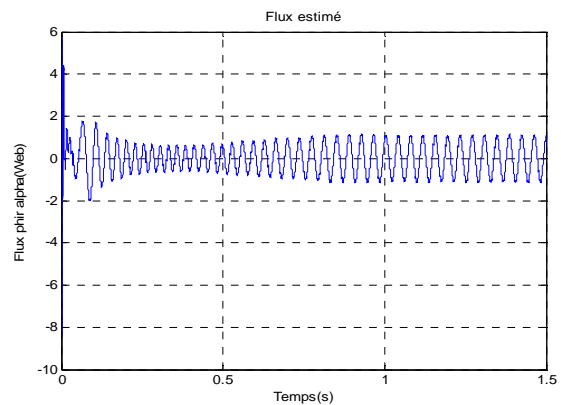
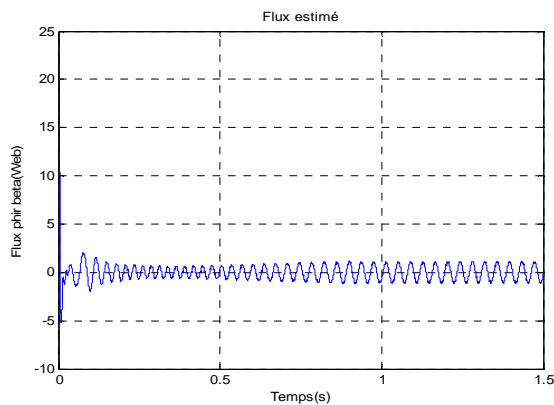
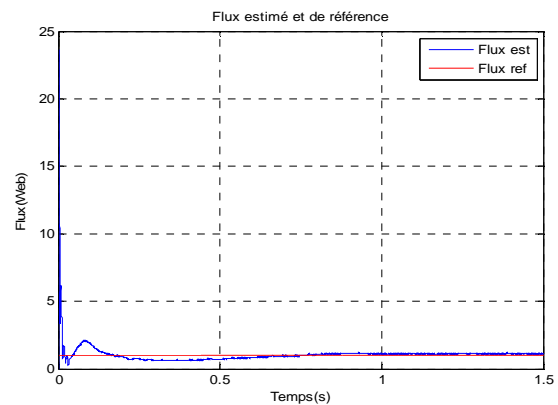
Figure (III.13) Résultats de Simulation de la DTC douze secteurs sans capteur mécanique pour l'application du couple de charg

D- DTC avec onduleur de trois-niveaux sans capteur de vitesse(a) Allure de la vitesse estimée $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ 

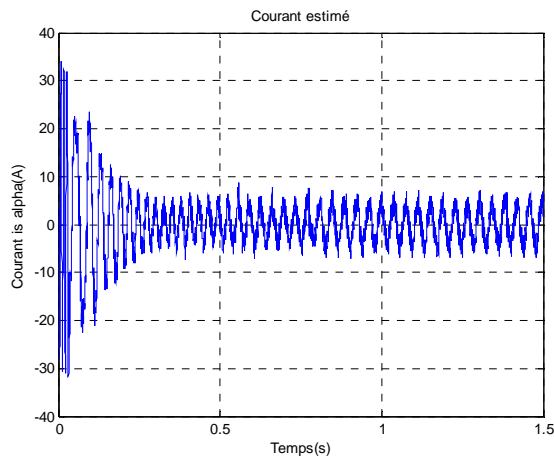
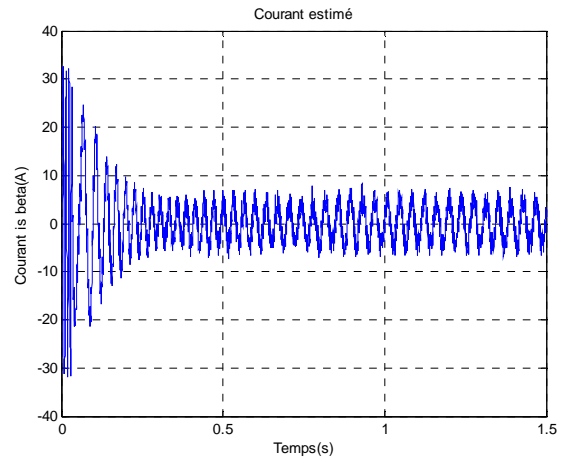
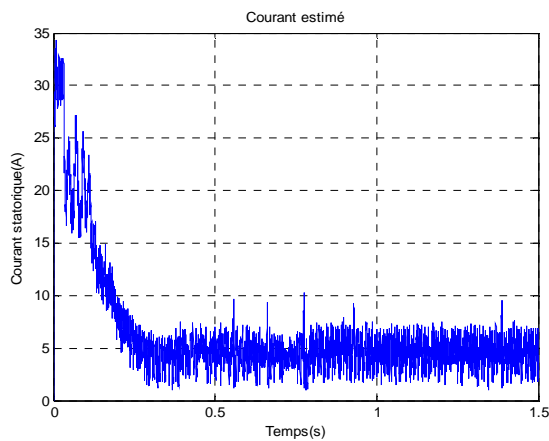
(b) Zoom de la vitesse estimée



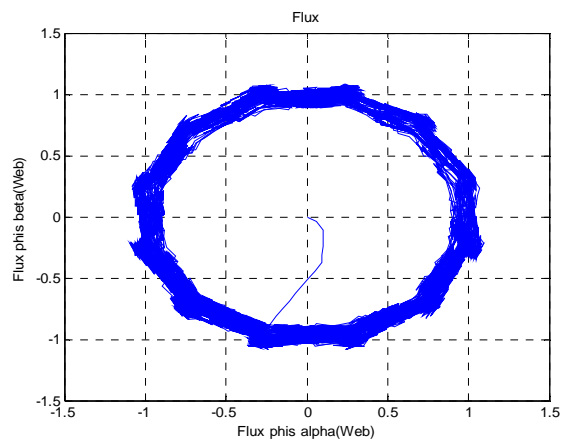
(c) Allure du couple électromagnétique

(d) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\alpha est}$ (e) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{r\beta est}$ 

(f) Allure du flux rotorique estimé

(j) Allure du courant statorique estimé $i_{s\alpha est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{s\beta est}$ 

(i) Allure du courant statorique estimé

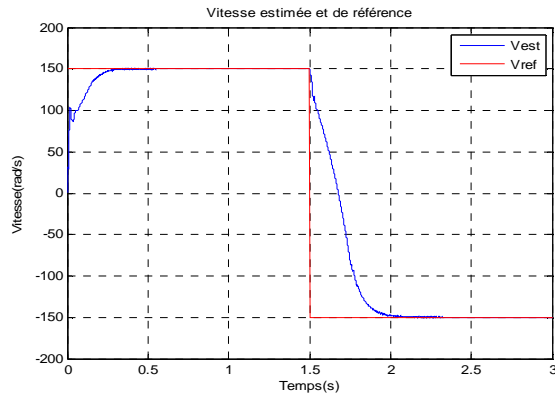
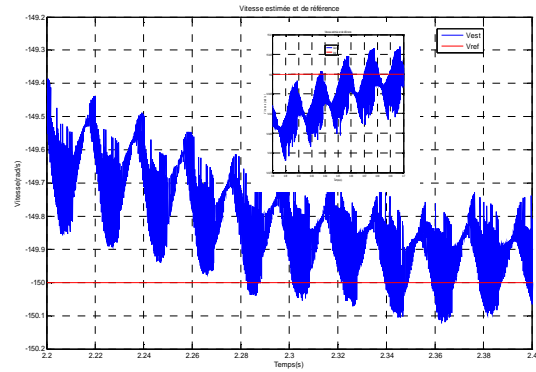
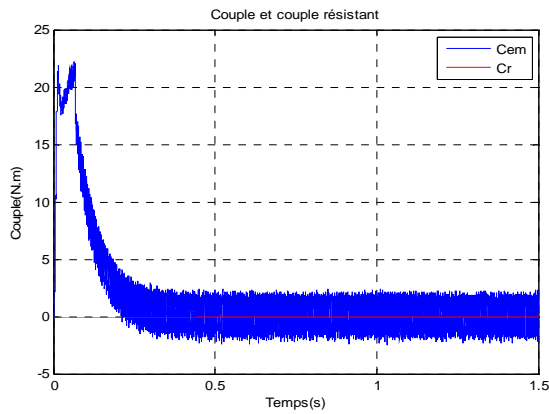
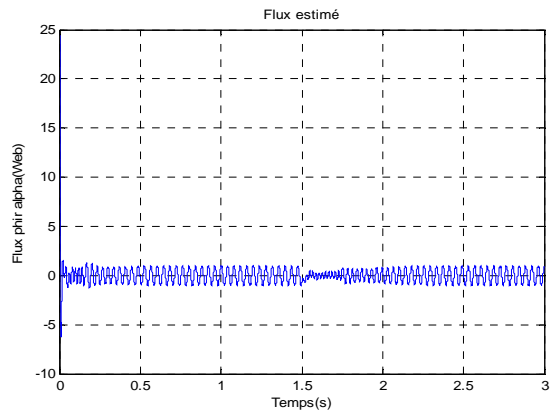
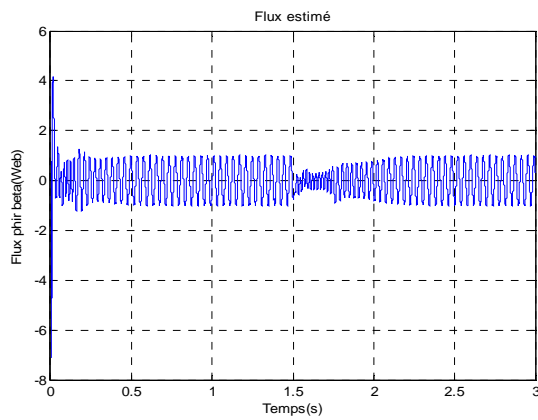
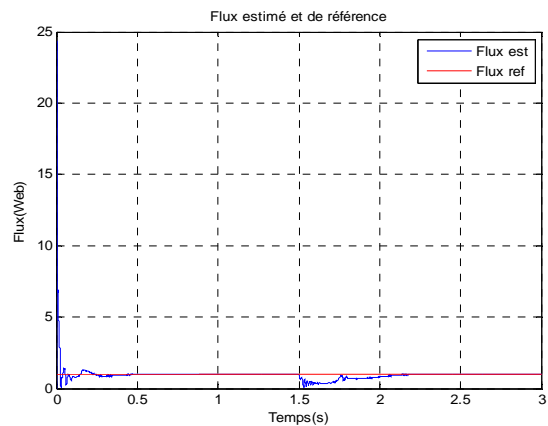


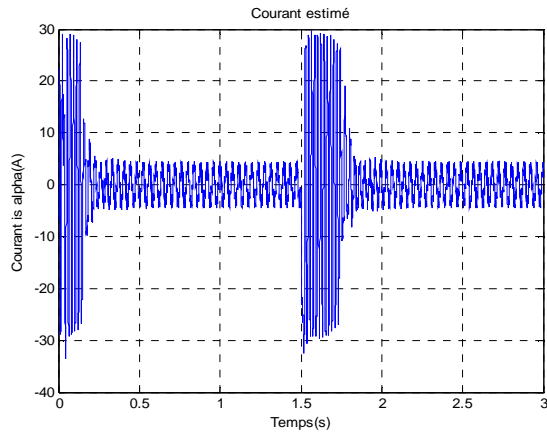
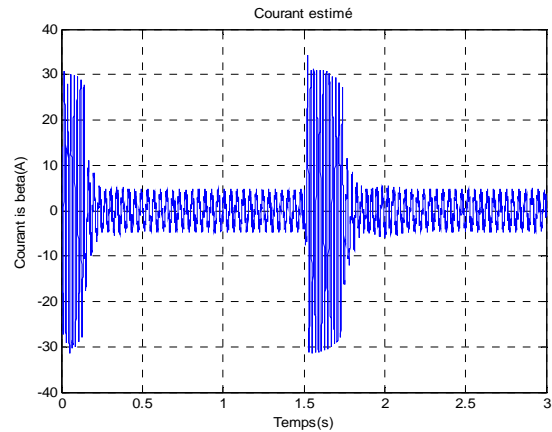
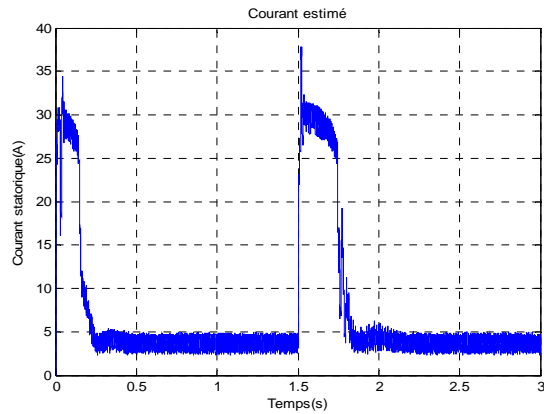
(j) Trajectoire du flux statorique

Figure (III.14) Résultats de Simulation de la DTC avec onduleur de trois-niveaux sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge

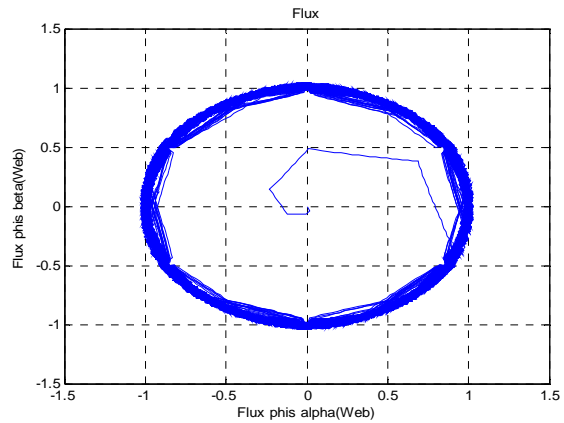
III.8.1.3. Inversion de sens de rotation.

Les figures (III.15) (III.16) représentent les résultats des simulations de la commande direct du couple classique et douze secteurs (DTC_C et DTC_12) sans capteur de vitesse (FKE) pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de 150 rad/s à -150 rad/s à l'instant 1.5 s.

A- DTC classique sans capteur de vitesse**(a)** Allure de la vitesse estimée et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = \pm 150 \text{ rad/s}$ **(b)** Zoom de la vitesse estimée**(c)** Allure du couple électromagnétique**(d)** Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra\ est}$ **(e)** Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{rb\ est}$ **(f)** Allure du flux rotorique estimé

(g) Allure du courant statorique estimé $i_{s\alpha est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{s\beta est}$ 

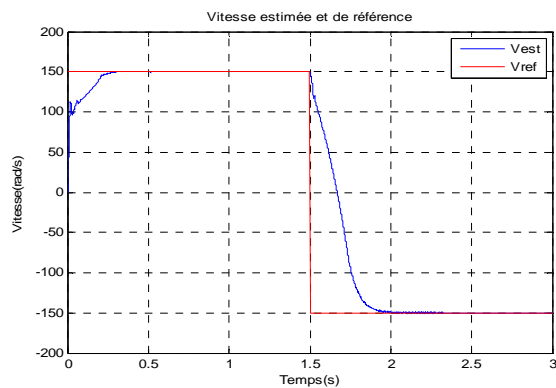
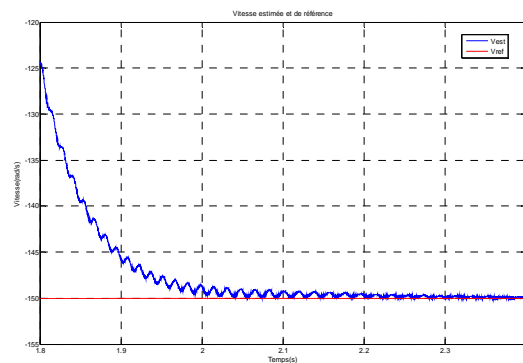
(i) Allure du courant statorique estimé



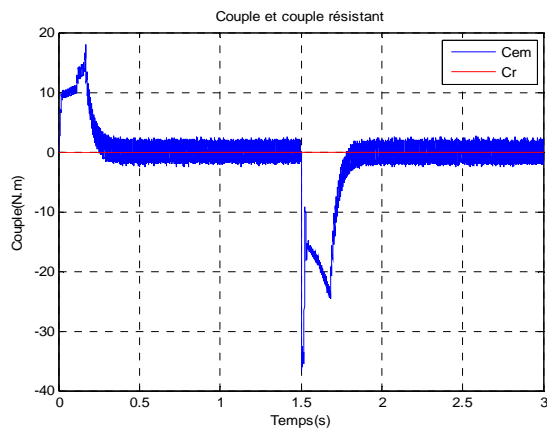
(j) Trajectoire du flux statorique

Figure (III.15) Résultats de Simulation de la DTC classique sans capteur mécanique pour l'inversion du sens de rotation

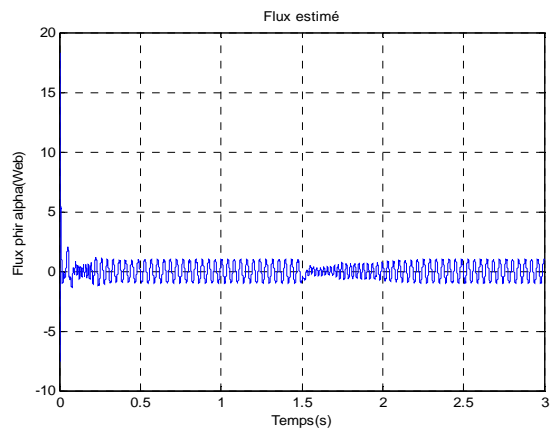
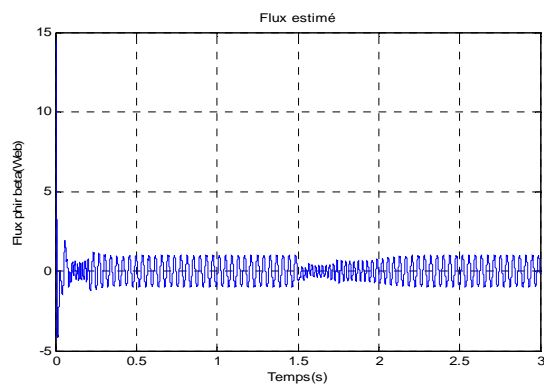
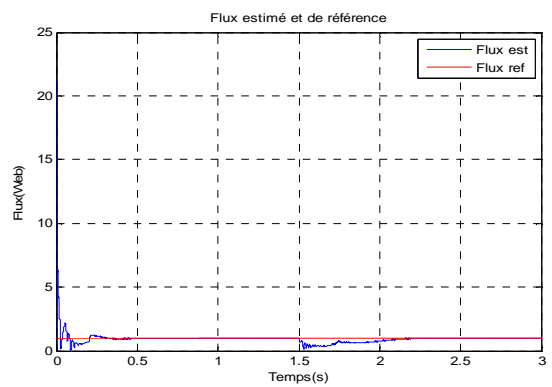
B- DTC douze secteurs sans capteur de vitesse

(a) Allure de la vitesse estimée et la vitesse de référence $\Omega_{ref} = \pm 150 \text{ rad/s}$ 

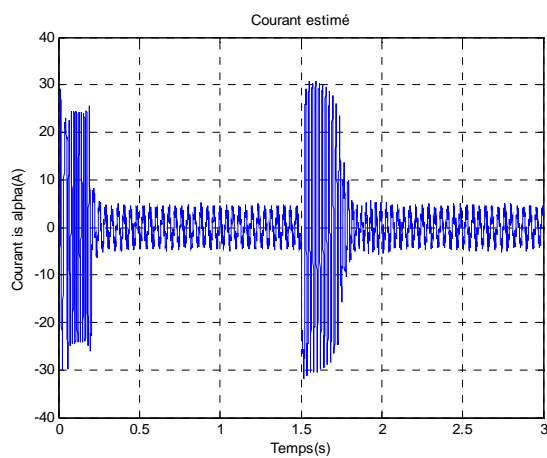
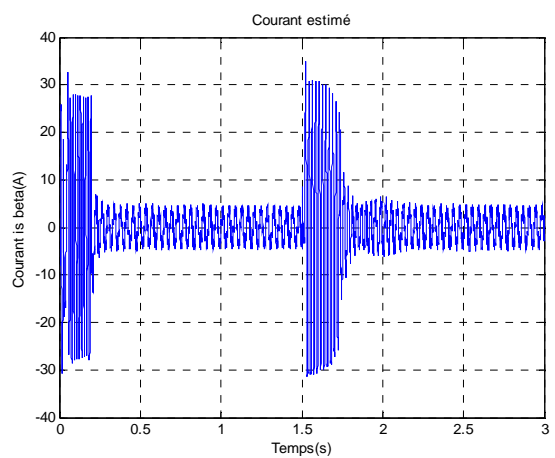
(b) Zoom de la vitesse estimée

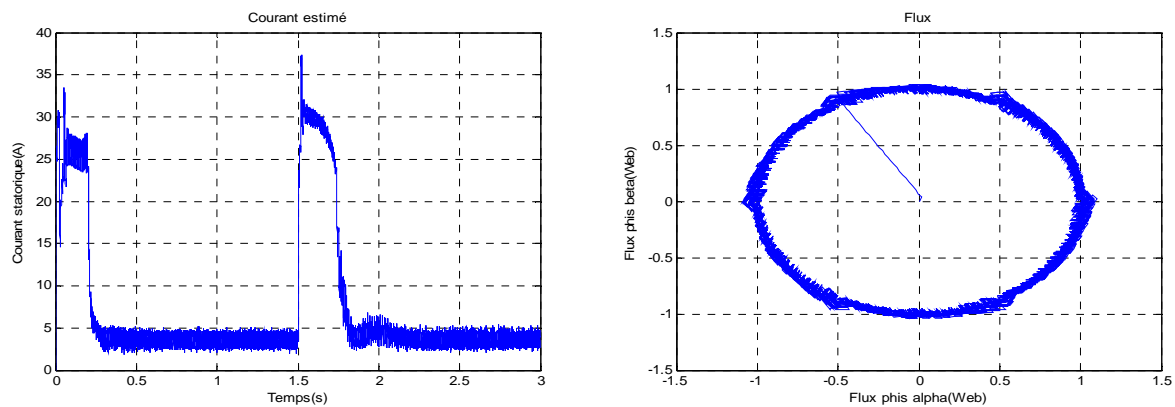


(c) Allure du couple électromagnétique

(d) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{ra\ est}$ (e) Allure du flux rotorique estimé $\varphi_{rb\ est}$ 

(f) Allure du flux rotorique estimé

(g) Allure du courant statorique estimé $i_{sa\ est}$ (h) Allure du courant statorique estimé $i_{sb\ est}$



(i) Allure du courant statorique estimé

(j) Trajectoire du flux statorique

Figure (III.16) Résultats de Simulation de la DTC douze secteurs sans capteur mécanique pour l'inversion du sens de rotation

Les figures (III.7,...,16) montrent que la valeur estimée du flux rotorique dans la machine est pratiquement égale à la valeur de référence, et l'erreur d'estimation est très faible. La même constatation pour la vitesse, puisque la vitesse estimée suit sa valeur de référence au démarrage sans dépassement comme à l'inversion du sens de rotation et l'erreur d'estimation est pratiquement nulle.

On remarque la sensibilité de la vitesse et du flux aux variations de la charge.

On constate que le couple et le courant suivent la variation de la charge.

III.9. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande directe de couple avec ses techniques d'améliorations des performances de la machine asynchrone associée à un filtre de Kalman étendu, la robustesse de l'algorithme d'estimation de flux et de vitesse vis-à-vis les différentes perturbations est étudiées à l'aide de la simulation des différents cas pouvant parvenir à la machine.

Chapitre IV :

Comparaison et synthèse

IV.1. Introduction

Dans ce dernier chapitre on examinera les résultats de la simulation des différentes stratégies utilisées pour étudier et améliorer la commande directe du couple avec et sans capteur mécanique. Parmi ces stratégies, on retrouve la commande directe du couple classique (DTC), modifiée, douze secteurs et la commande DTC avec un onduleur de trois-niveaux. Ainsi d'analysera en simulation des performances dynamique et de la robustesse du Filtre de Kalman Etendu (FKE).

Deux type de stratégie de commande sera exposés:

- la commande directe du couple avec capteur de vitesse.
- la commande directe du couple sans capteur de vitesse.

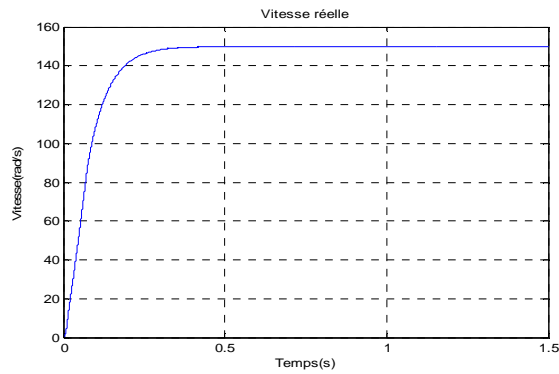
IV.2. Comparaison des résultats de la commande directe du couple avec et sans capteur mécanique

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de l'algorithme d'estimation de la vitesse rotorique, on a simulé une variété de cas qu'on présentera par la suite. Les performances statiques et dynamiques de l'observateur de flux sont analysées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivantes :

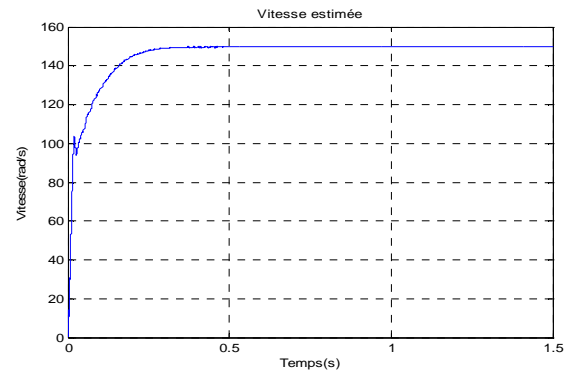
- Démarrage à vide.
- Application du couple de charge.
- Inversion de sens de rotation.

IV.2.1. Résultats de simulation pour le démarrage à vide

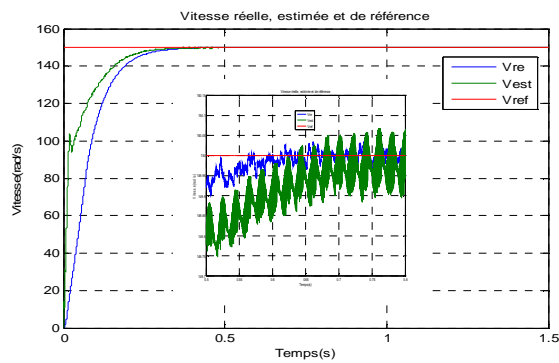
A- DTC classique



(a) Allure de la vitesse réelle

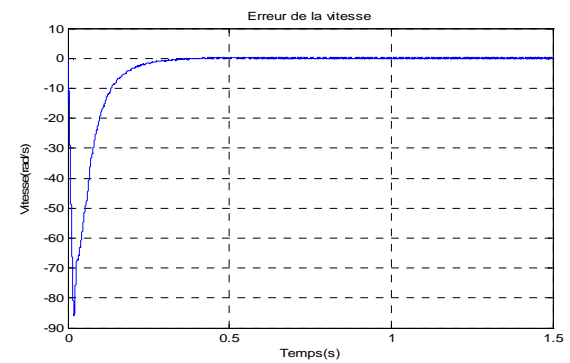


(b) Allure de la vitesse estimée

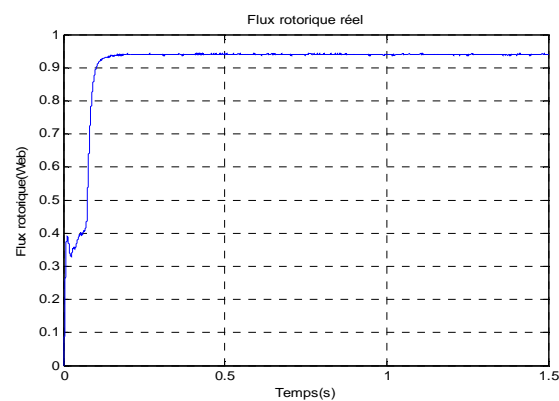


(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence

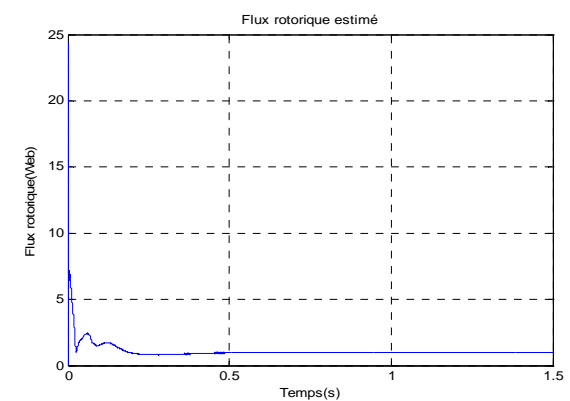
$$\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$$



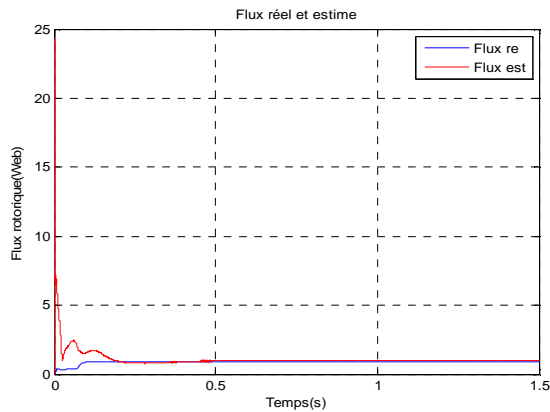
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



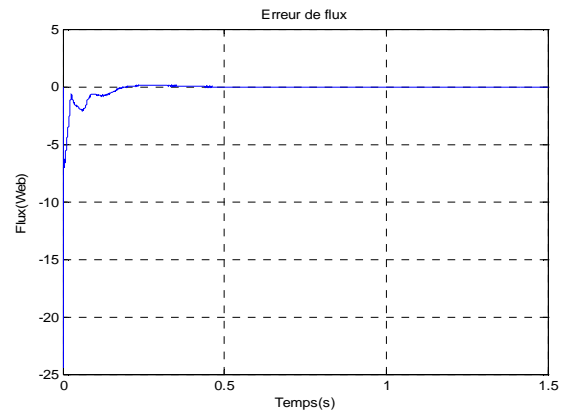
(e) Allure du flux rotorique réel



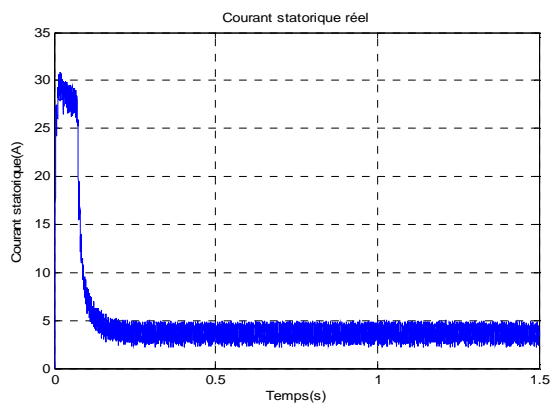
(f) Allure du flux rotorique estimé



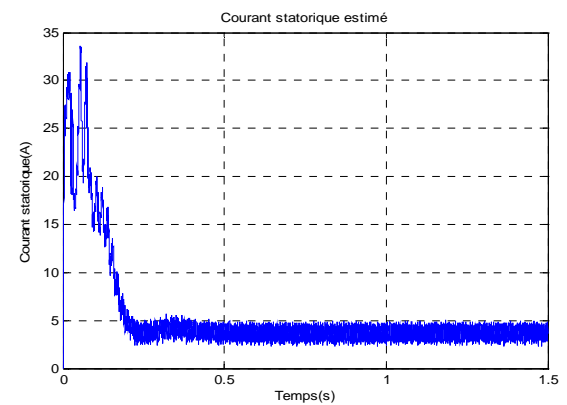
(g) Allure du flux rotorique réel et estimé



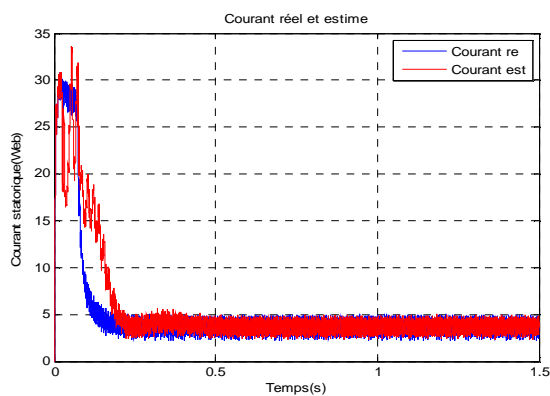
(h) Erreur entre le flux réel et estimé



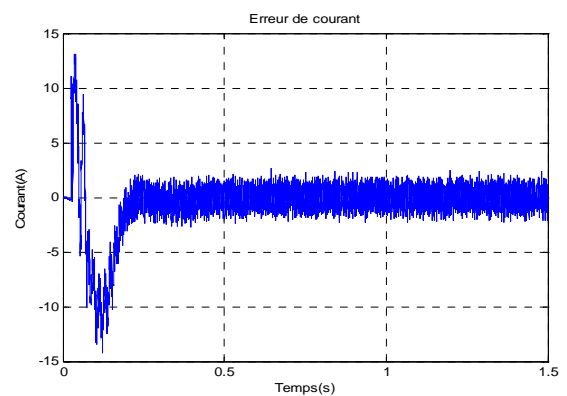
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé



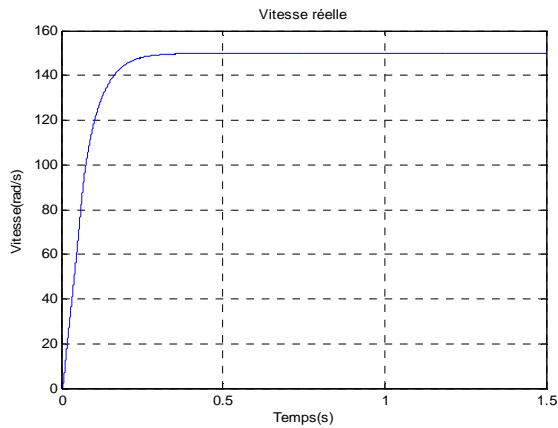
(k) Allure du courant réel et estimé



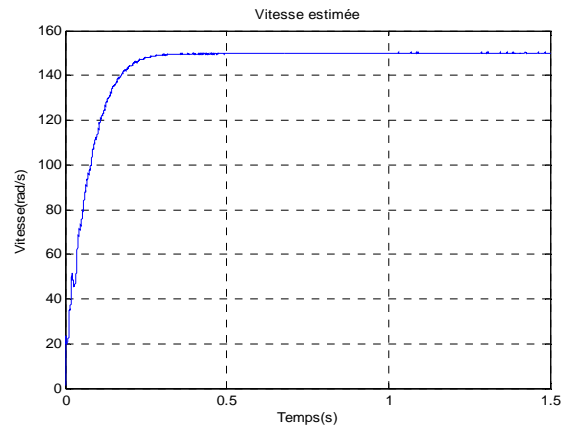
(l) Erreur entre le courant réel et estimé

Figure (IV.1) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC classique avec et sans capteur mécanique pour le démarrage à vide

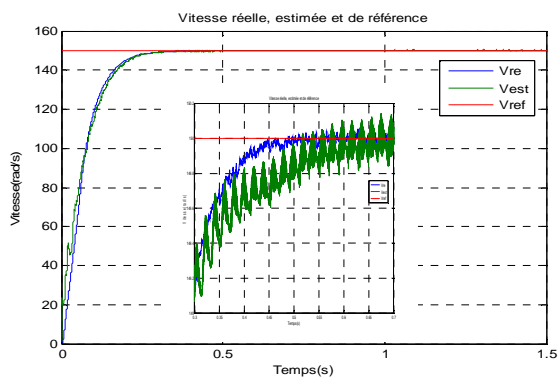
B- DTC modifiée



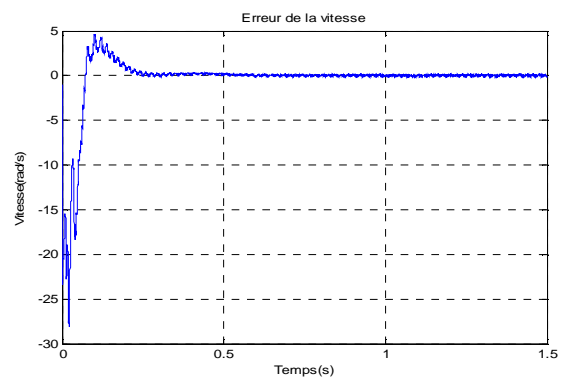
(a) Allure de la vitesse réelle



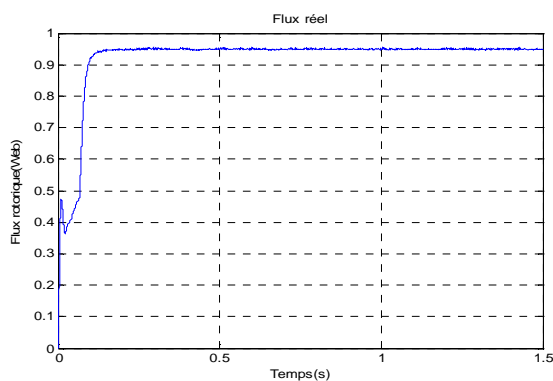
(b) Allure de la vitesse estimée



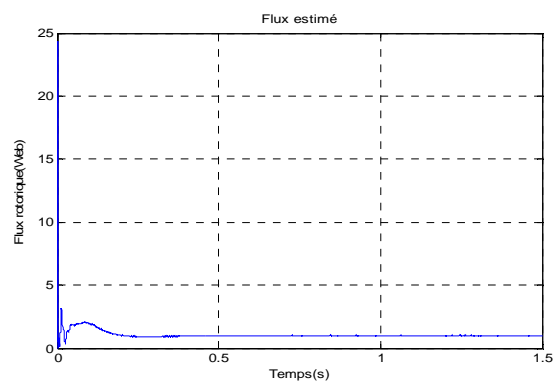
(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence
 $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



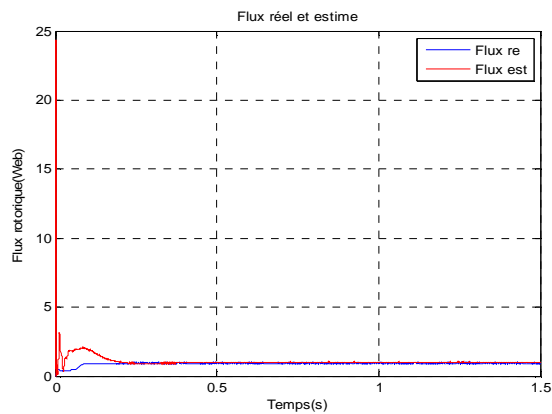
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



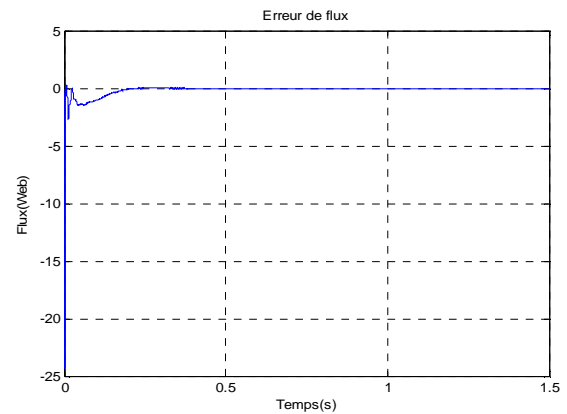
(e) Allure du flux rotorique réel



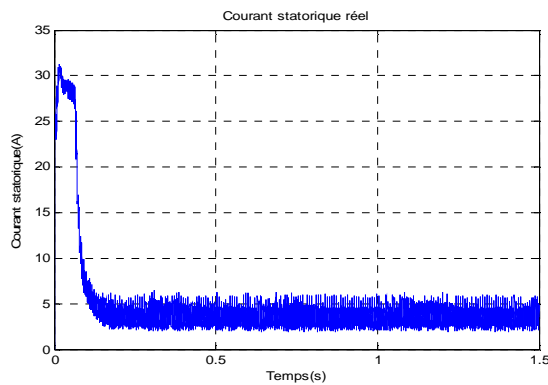
(f) Allure du flux rotorique estimé



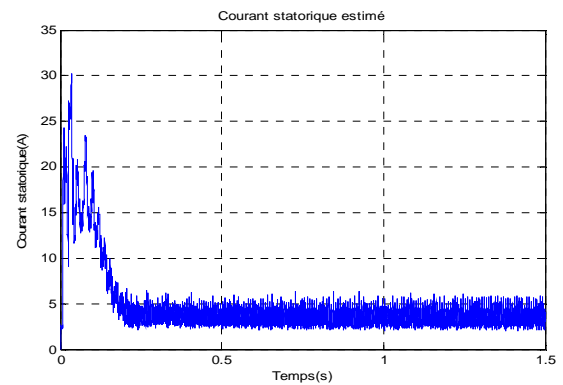
(g) Allure du flux rotorique réel et estimé



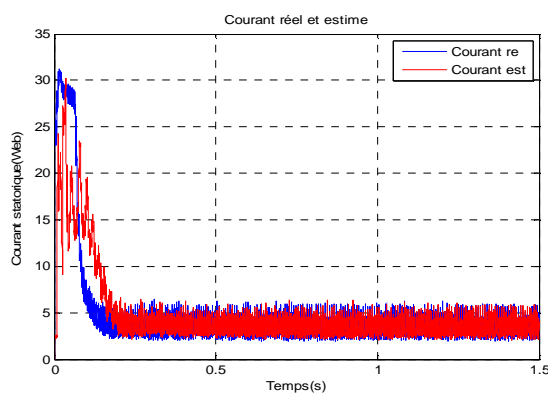
(h) Erreur entre le flux réel et estimé



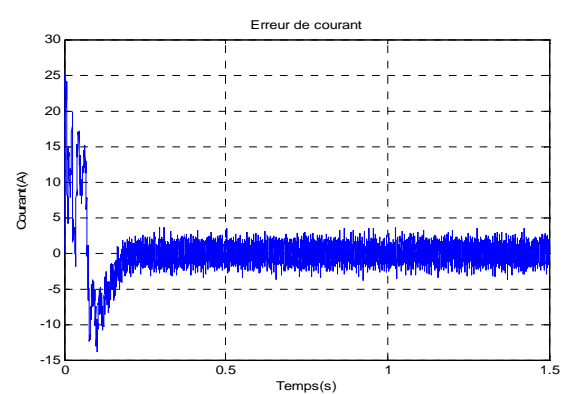
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé



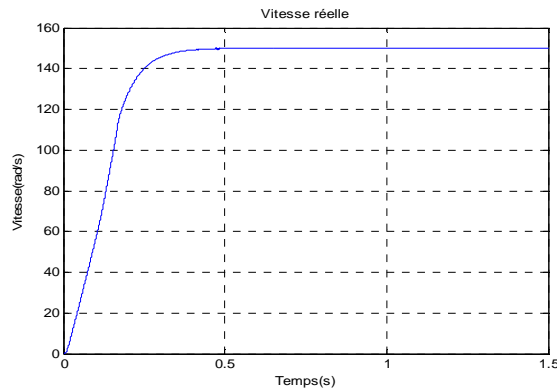
(k) Allure du courant réel et estimé



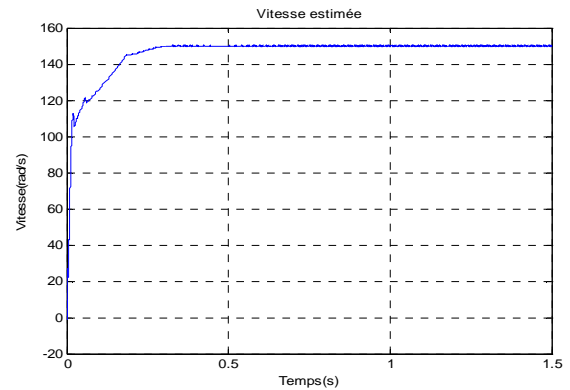
(l) Erreur entre le courant réel et estimé

Figure (IV.2) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC modifiée avec et sans capteur mécanique pour le démarrage à vide

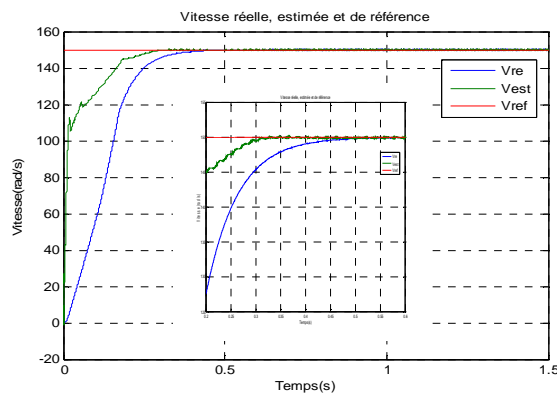
C- DTC douze secteurs



(a) Allure de la vitesse réelle

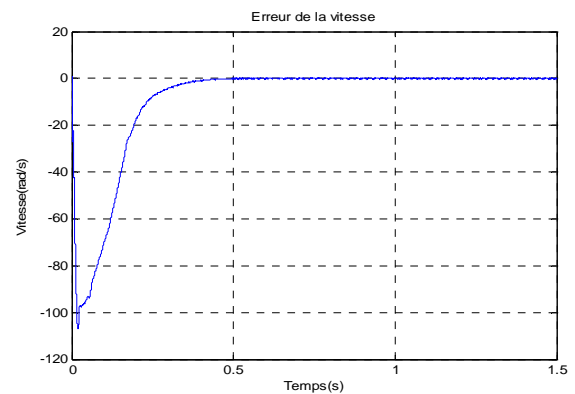


(b) Allure de la vitesse estimée

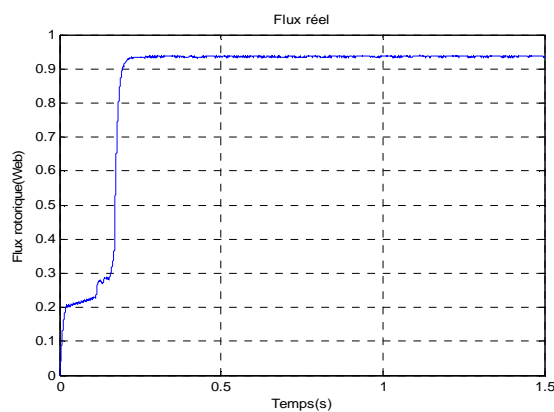


(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence

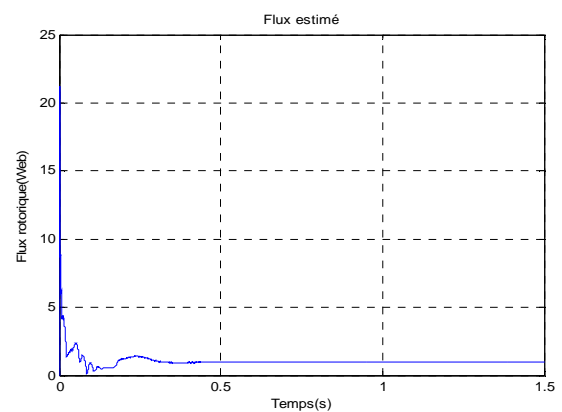
$$\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$$



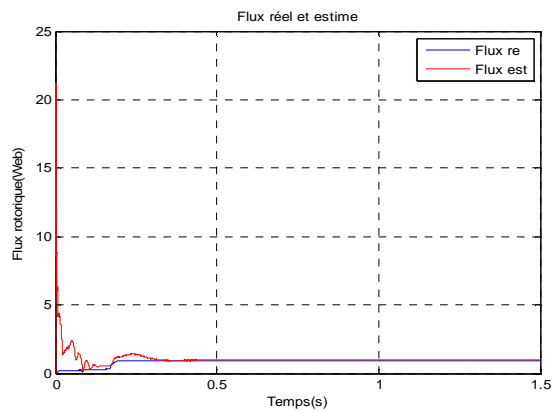
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



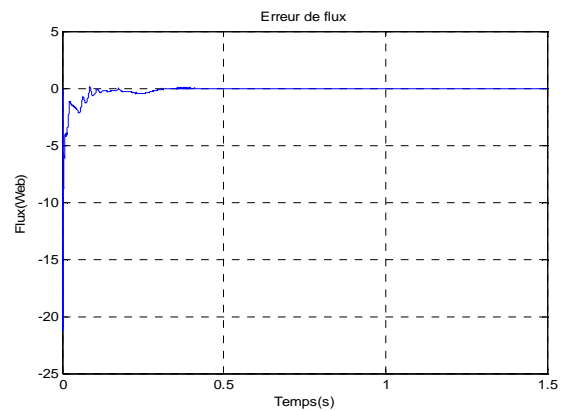
(e) Allure du flux rotorique réel



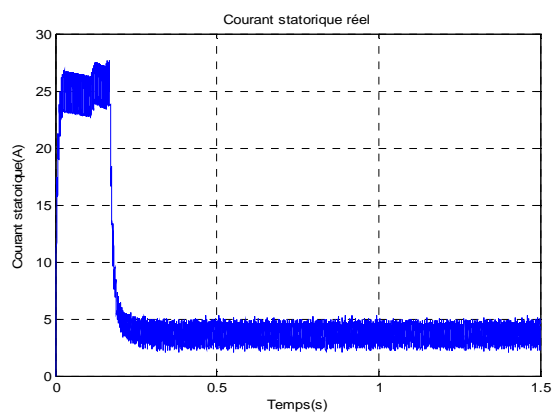
(f) Allure du flux rotorique estimé



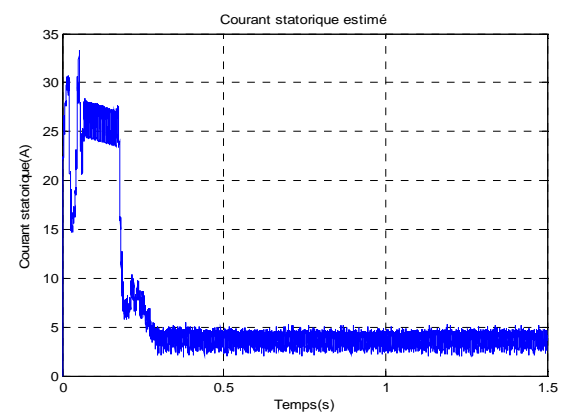
(g) Allure du flux rotorique réel et estimé



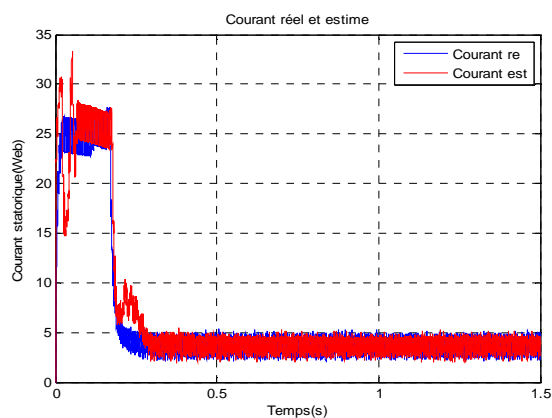
(h) Erreur entre le flux réel et estimé



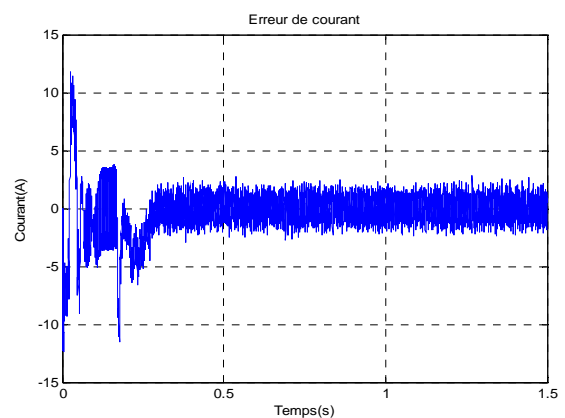
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé



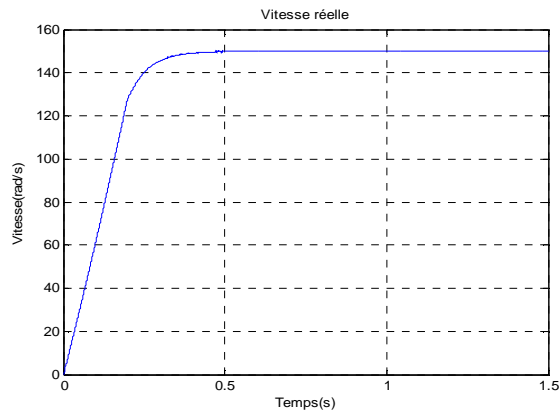
(k) Allure du courant réel et estimé



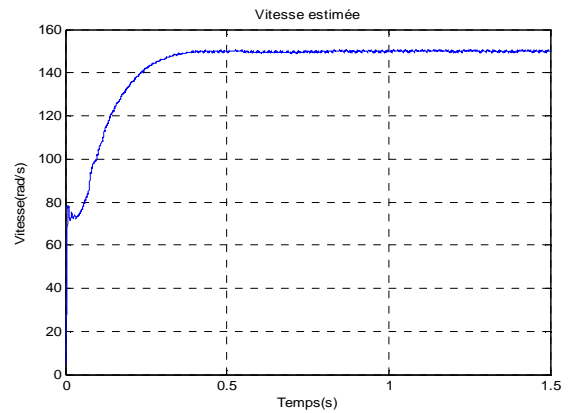
(l) Erreur entre le courant réel et estimé

Figure (IV.3) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC douze secteurs avec et sans capteur mécanique pour le démarrage à vide

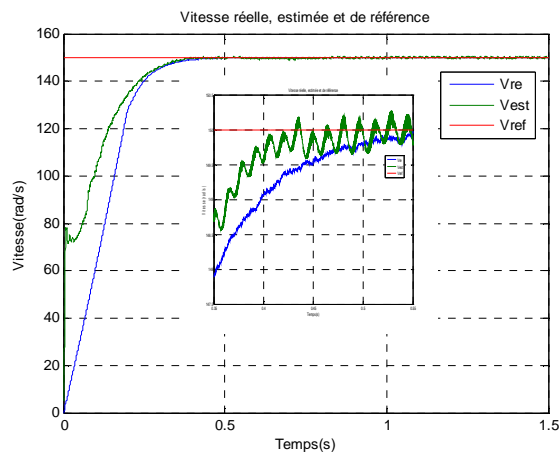
D- DTC avec onduleur de trois-niveaux



(a) Allure de la vitesse réelle

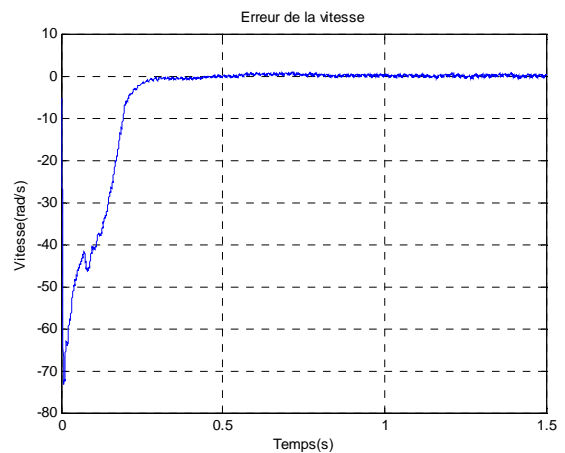


(b) Allure de la vitesse estimée

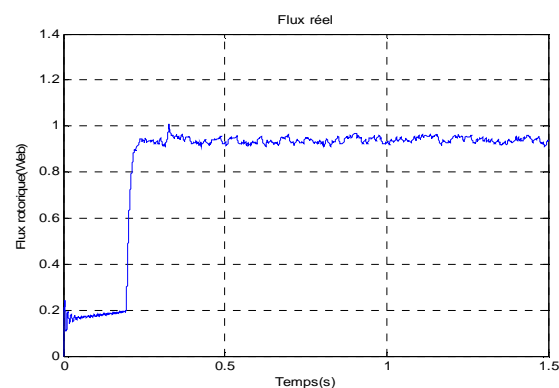


(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence

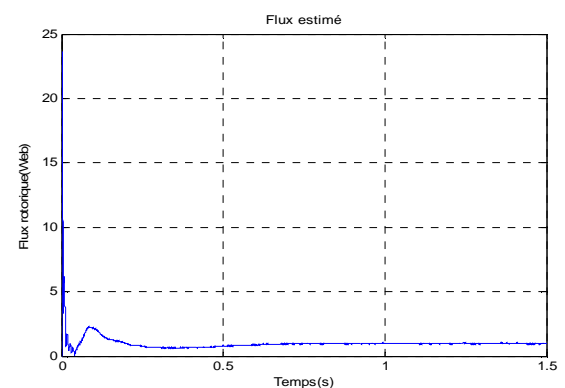
$$\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$$



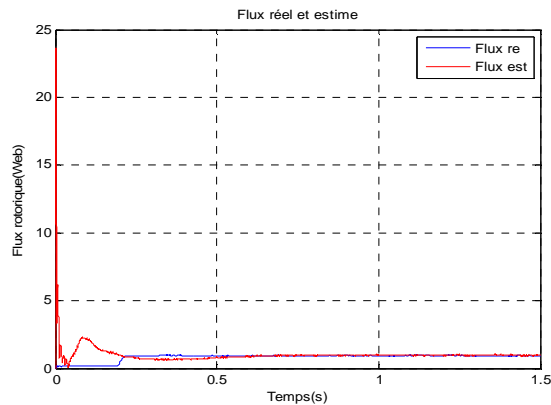
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



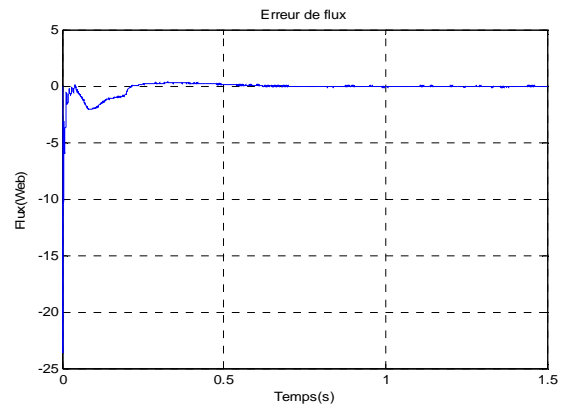
(e) Allure du flux rotorique réel



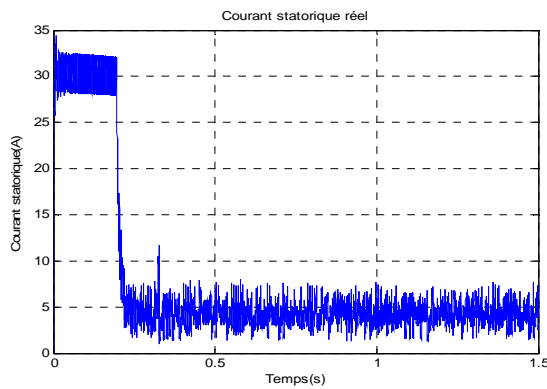
(f) Allure du flux rotorique estimé



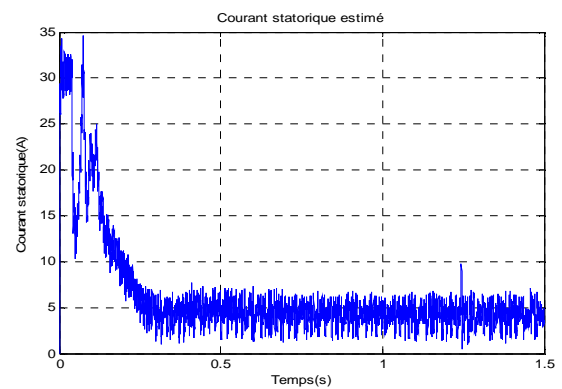
(g) Allure du flux rotorique réel et estimé



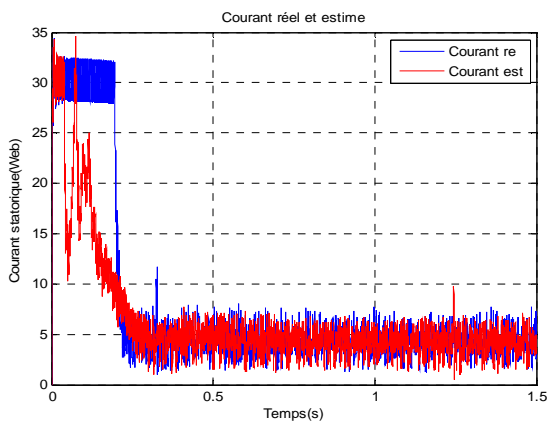
(h) Erreur entre le flux réel et estimé



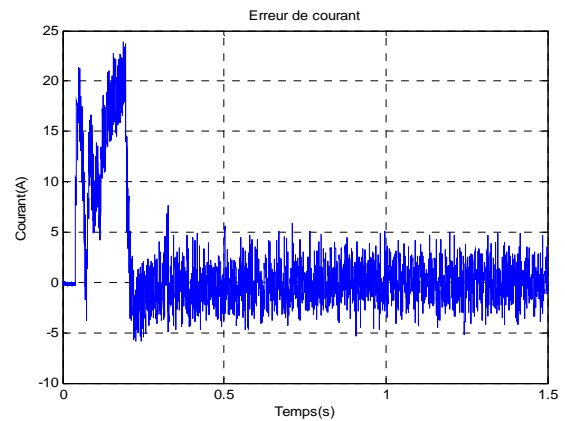
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé



(k) Allure du courant réel et estimé



(l) Erreur entre le courant réel et estimé

Figure (IV.4) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC onduleur trois-niveaux avec et sans capteur mécanique pour le démarrage à vide

IV.2.1.1. Interprétation des résultats de simulation pour le démarrage à vide

Les figures (IV.1) (IV.2) (IV.3) (IV.4) illustrent la réponse de la vitesse réelle, la vitesse estimée et leur écart d'estimation ainsi que le module du flux rotorique réel et estimé et leur erreur d'estimation. Elles présentent aussi la réponse du courant statorique estimé et réel du moteur pour la commande DTC classique, modifiée, douze secteurs, et la DTC avec onduleur de trois-niveaux.

On voit que l'observateur donne un flux qui suit bien l'évolution du flux réel dans la machine, et l'erreur d'estimation qui tend vers zéro. Et par la suite il donne un courant estimé plus stable.

On remarque aussi que les deux vitesses (réelle et estimée) suivent bien la vitesse de référence sans dépassement et un temps de réponse égal 0.5 s avec une erreur statique pratiquement nulle en régime permanent.

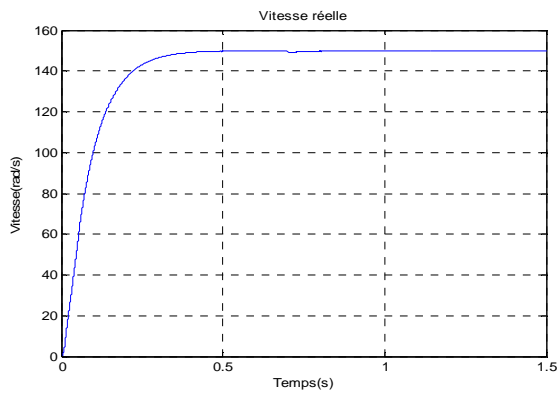
On voit clairement que la caractéristique du courant statorique mesurée et estimée d'après les figure (IV.1.k) (IV.2.k) (IV.3.k) (IV.4.k) ont la même allure avec une erreur statique relativement faible.

D'après cette simulation, on constate que la vitesse estimée et réelle suit la vitesse de référence pour toutes les commandes DTC, alors il ya une bonne poursuite en régime permanent. tandis qu'en régime transitoire ,il existe une erreur entre les deux vitesses, l'erreur de la vitesse est nulle (en régime permanent) donc, on observe que l'estimation des vitesses, des courants statoriques et des flux rotoriques est satisfaisante, en effet les erreurs d'estimation de ces derniers sont négligeables.

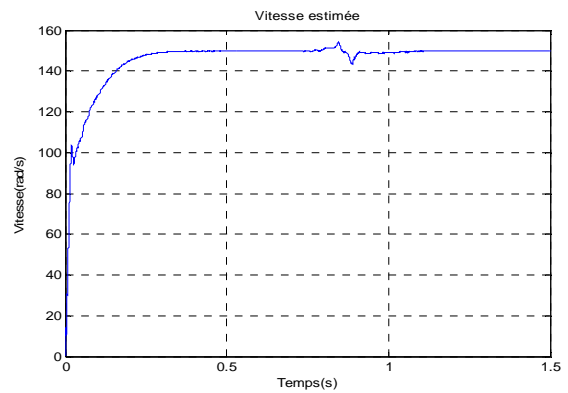
IV.2.2. Résultats de simulation pour l'application du couple de charge

Dans ce test, on a appliqué un couples de charge de 10 N.m, à l'instant 0.7 s, avec une vitesse de rotation de 150 rad/s.

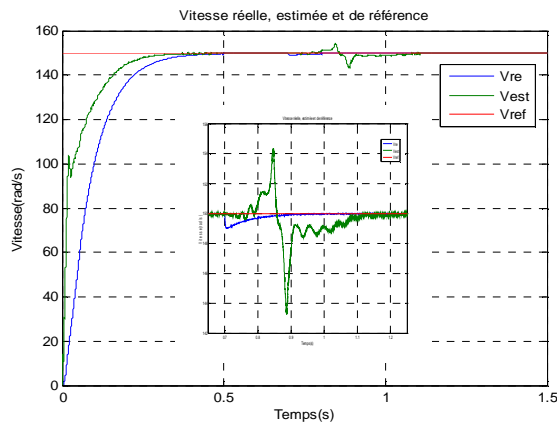
A- DTC classique



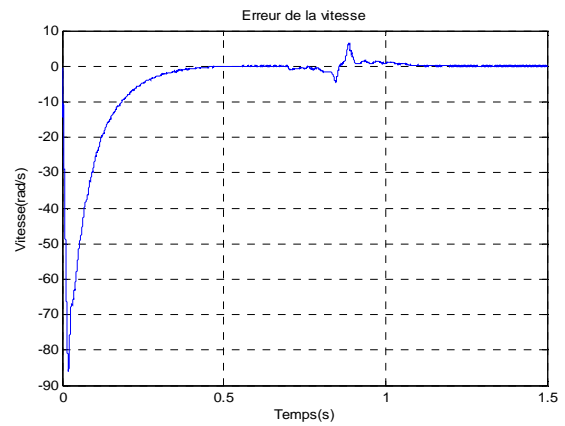
(a) Allure de la vitesse réelle



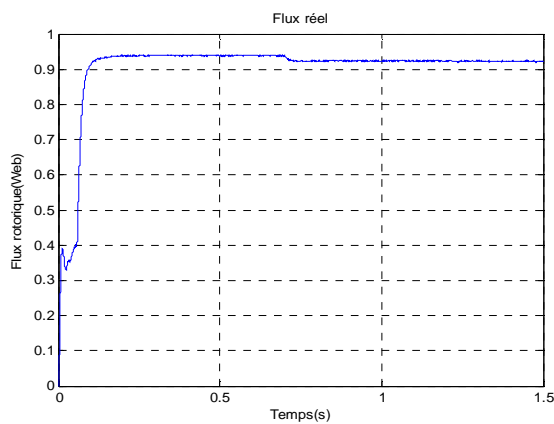
(b) Allure de la vitesse estimée



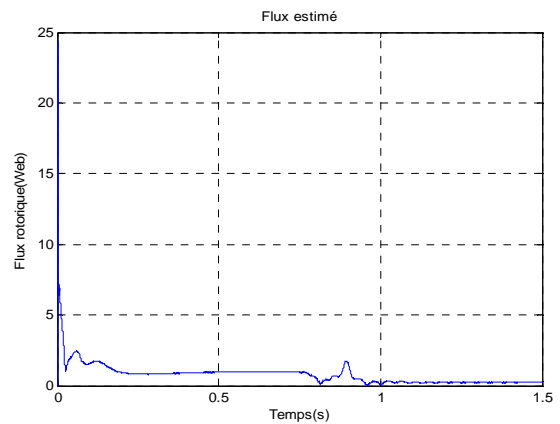
(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence
 $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



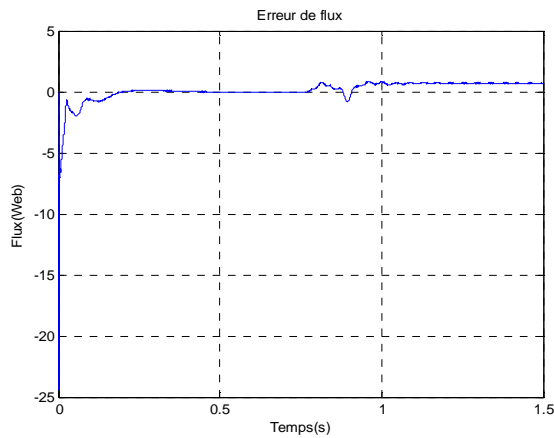
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



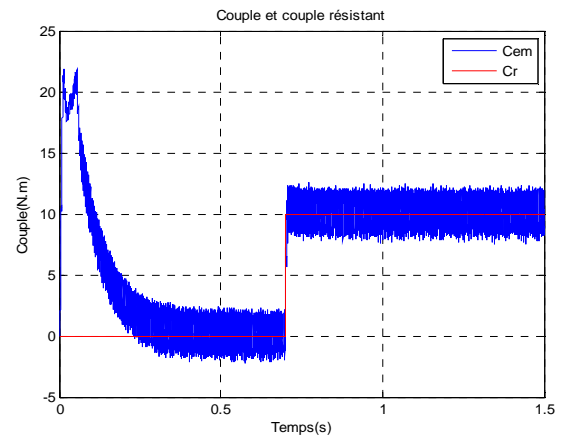
(e) Allure du flux rotorique réel



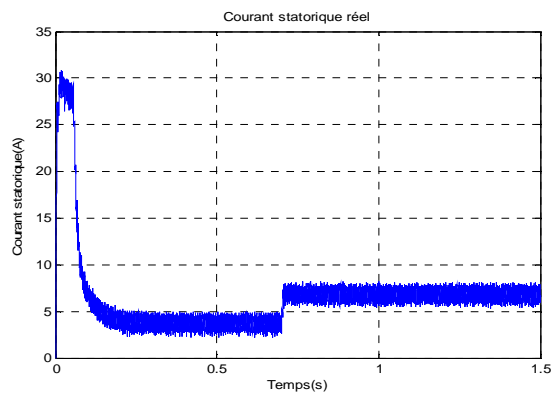
(f) Allure du flux rotorique estimé



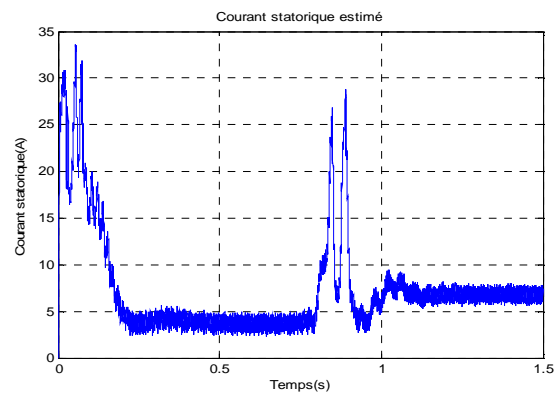
(g) Erreur entre le flux réel et estimé



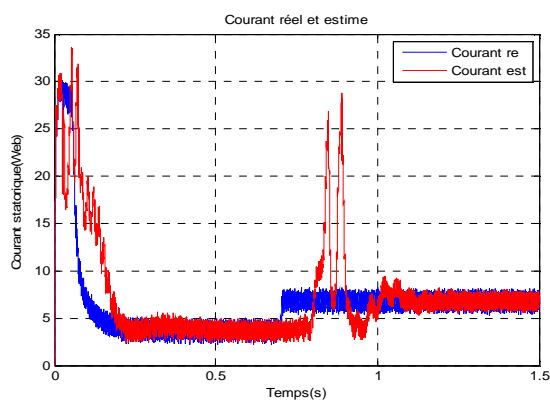
(h) Allure du couple électromagnétique



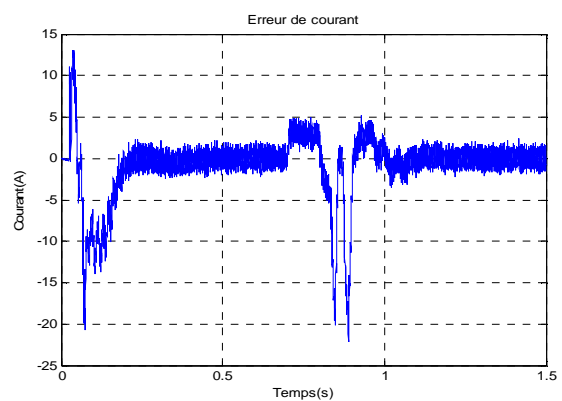
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé

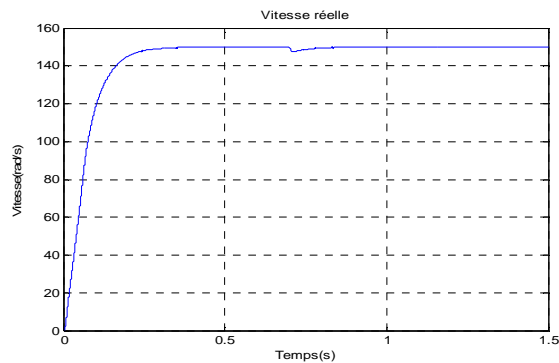


(k) Allure du courant réel et estimé

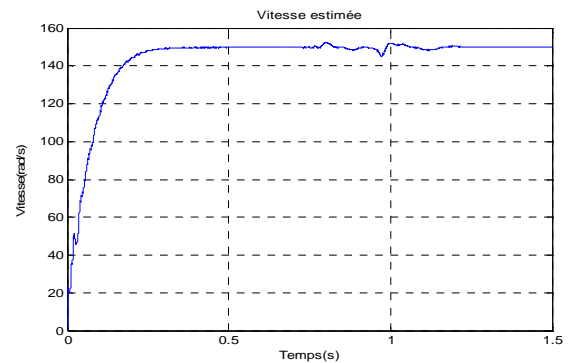


(l) Erreur entre le courant réel et estimé

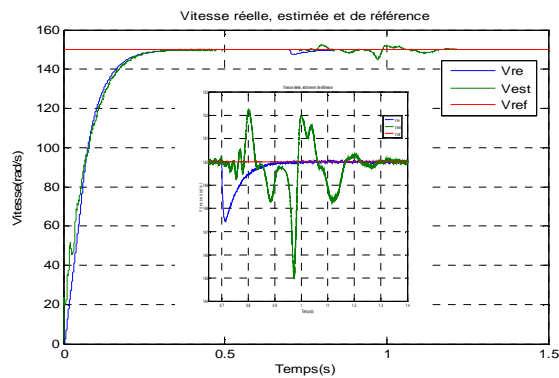
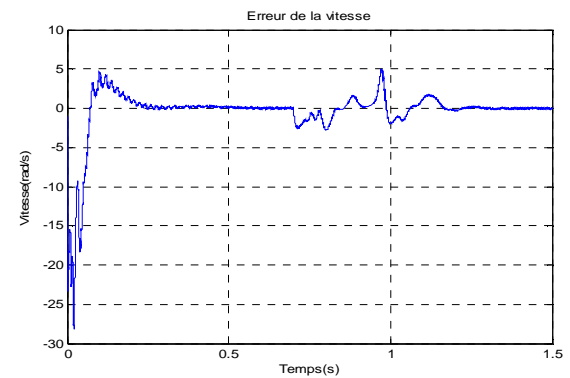
Figure (IV.5) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC classique avec et sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge

B- DTC modifiée

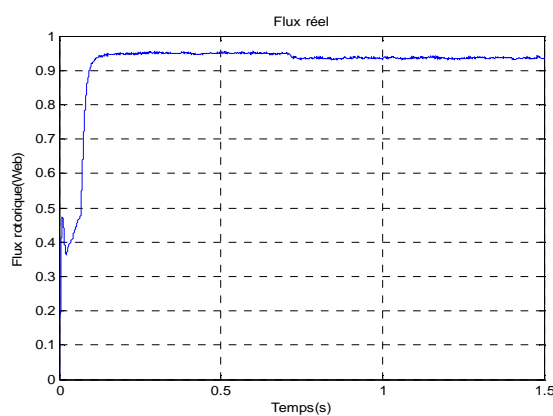
(a) Allure de la vitesse réelle



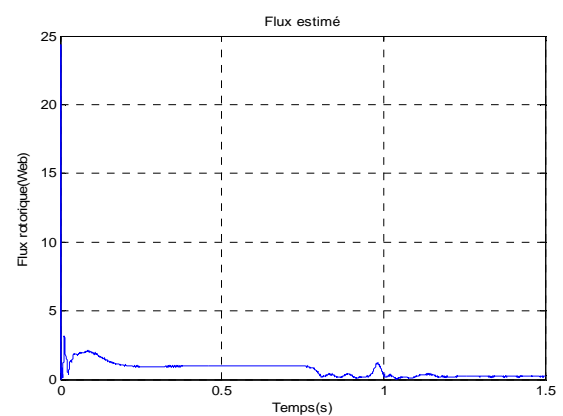
(b) Allure de la vitesse estimée

(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence
 $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$ 

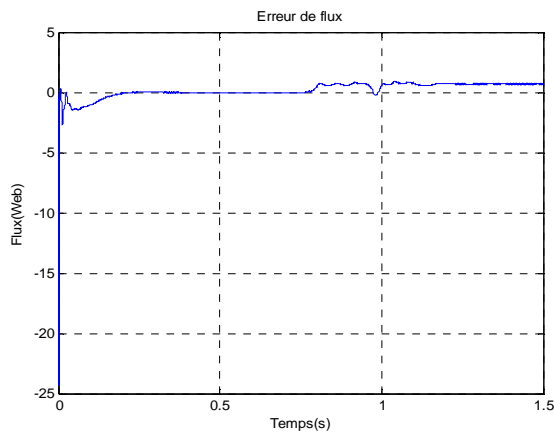
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



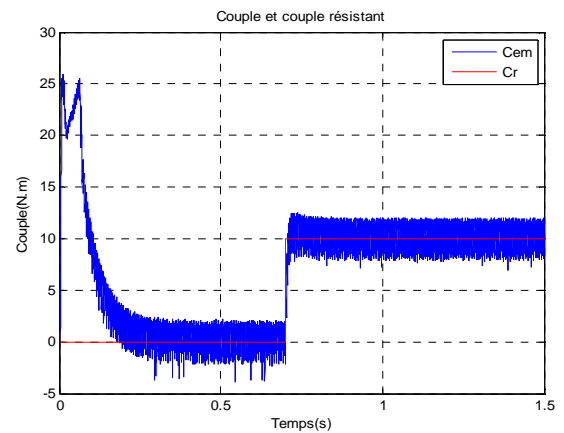
(e) Allure du flux rotorique réel



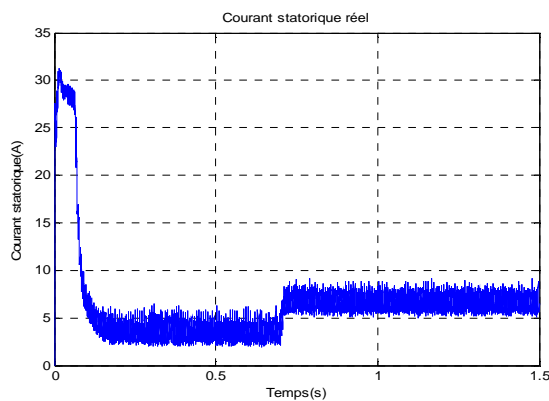
(f) Allure du flux rotorique estimé



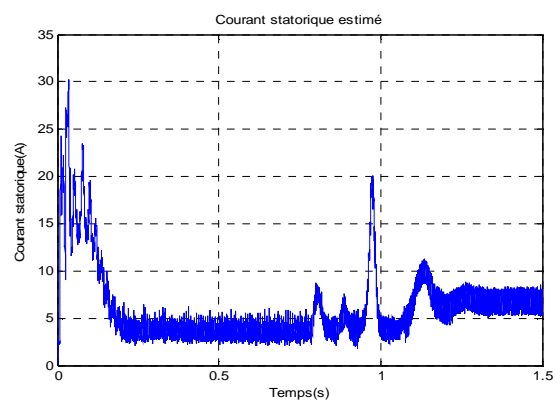
(g) Erreur entre le flux réel et estimé



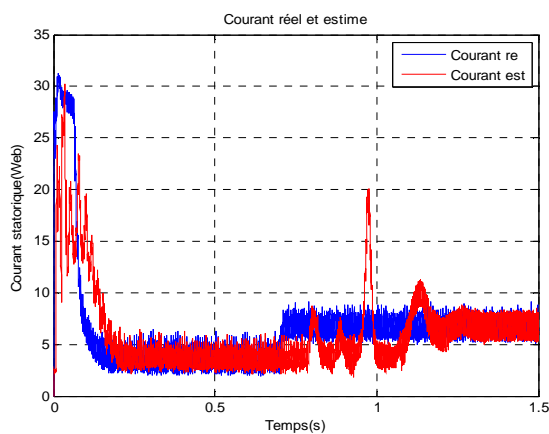
(h) Allure du couple électromagnétique



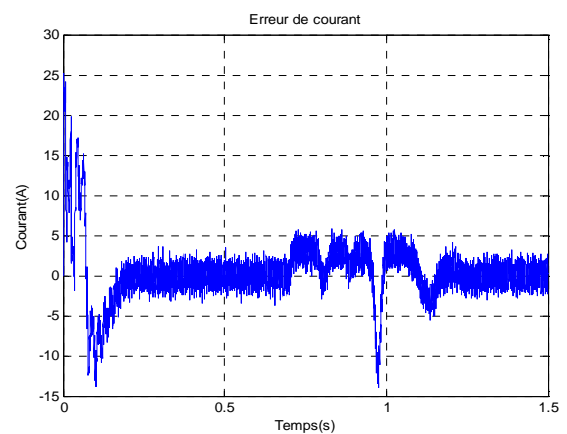
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé



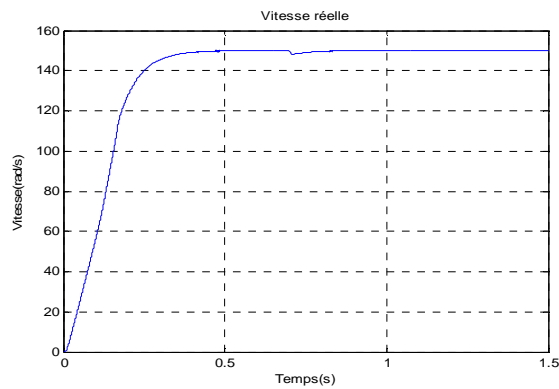
(k) Allure du courant réel et estimé



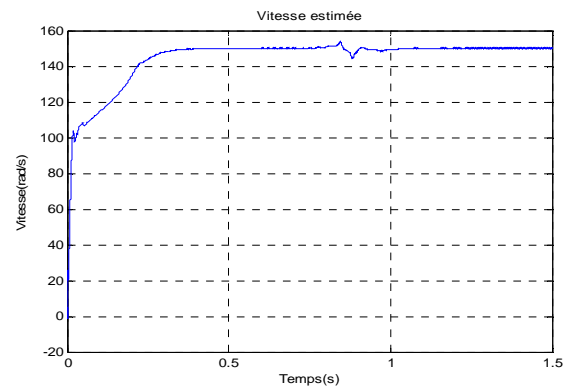
(l) Erreur entre le courant réel et estimé

Figure (IV.6) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC modifiée avec et sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge

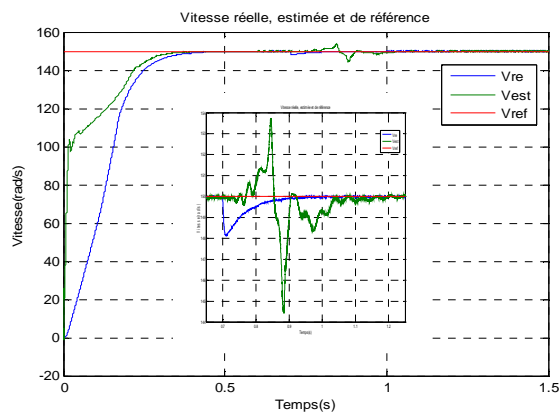
C- DTC douze secteurs



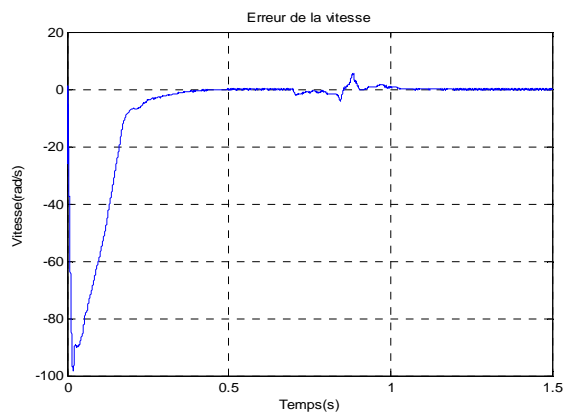
(a) Allure de la vitesse réelle



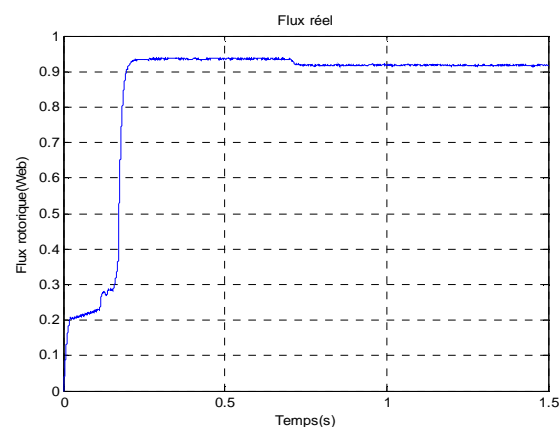
(b) Allure de la vitesse estimée



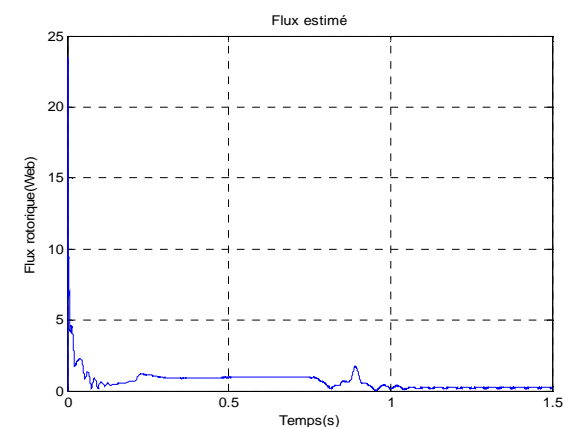
(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence
 $\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$



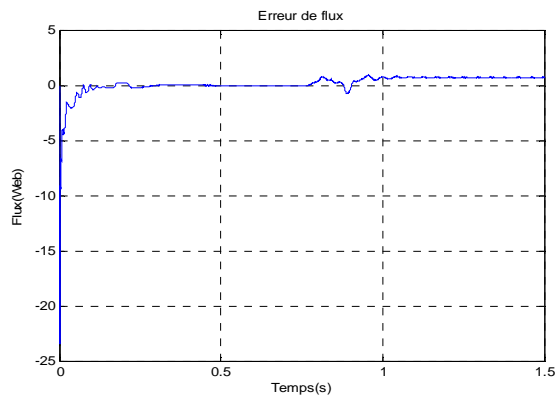
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



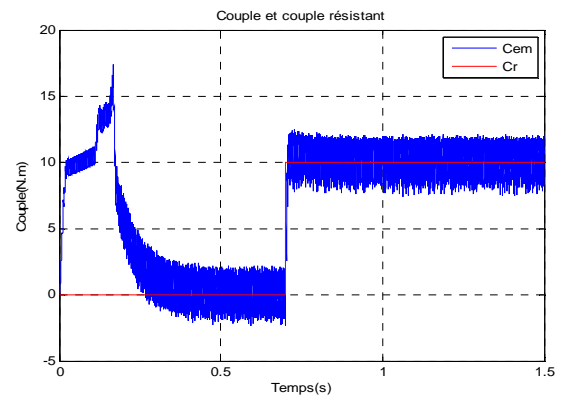
(e) Allure du flux rotorique réel



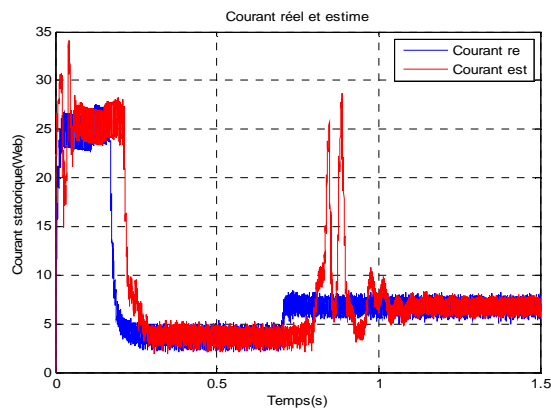
(f) Allure du flux rotorique estimé



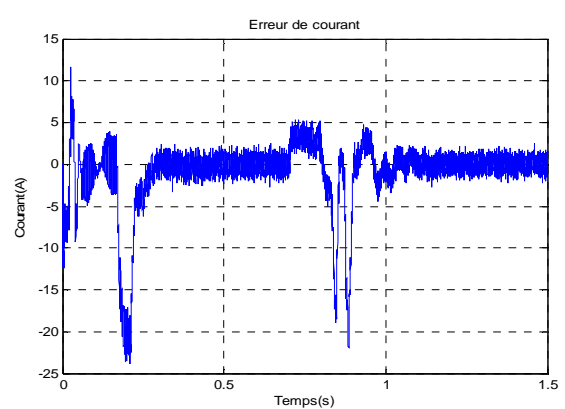
(g) Erreur entre le flux réel et estimé



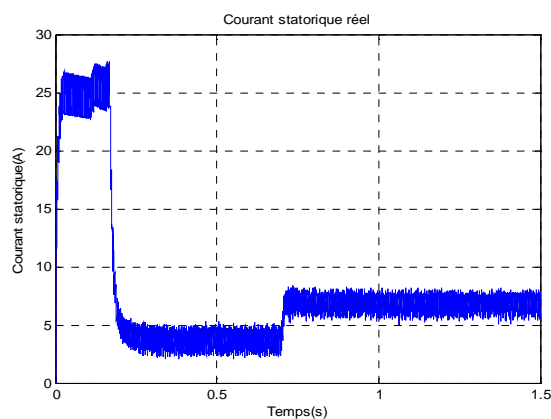
(h) Allure du couple électromagnétique



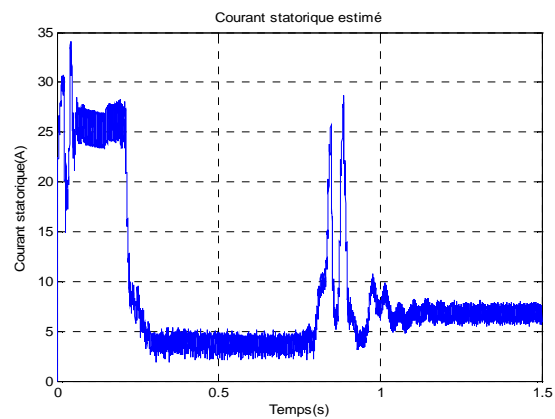
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé

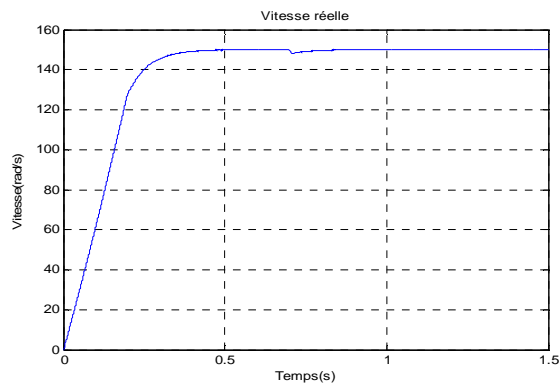


(k) Allure du courant réel et estimé

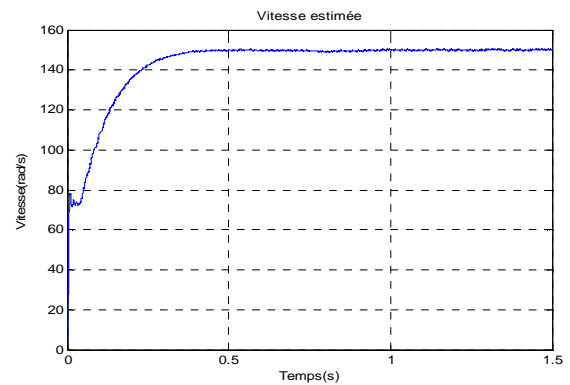


(l) Erreur entre le courant réel et estimé

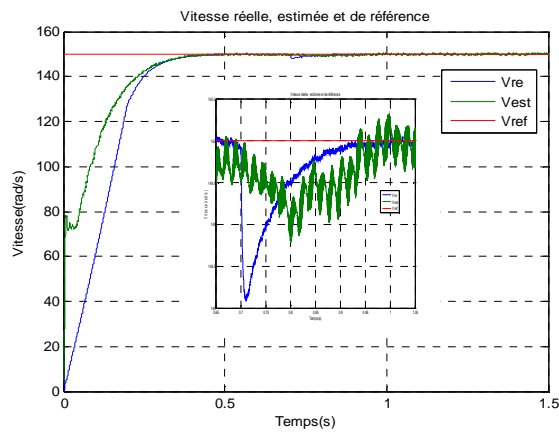
Figure (IV.7) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC douze secteurs avec et sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge

D- DTC avec onduleur de trois-niveaux

(a) Allure de la vitesse réelle

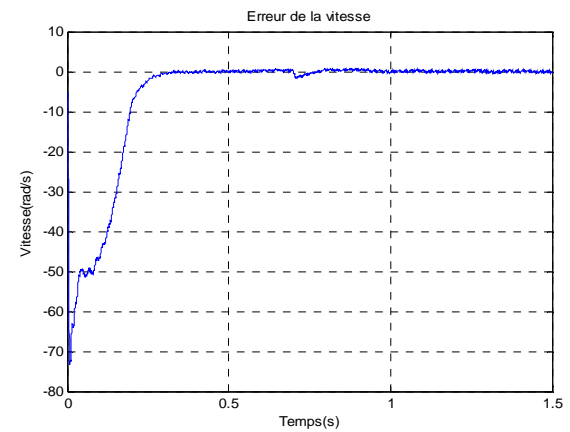


(b) Allure de la vitesse estimée

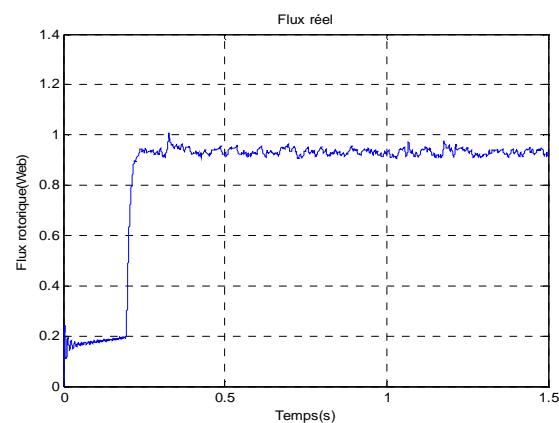


(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence

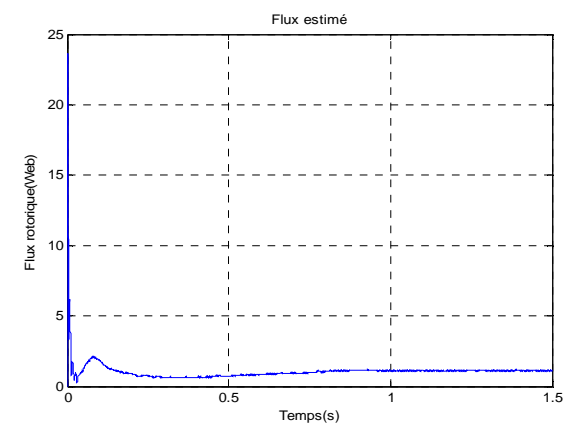
$$\Omega_{ref} = 150 \text{ rad/s}$$



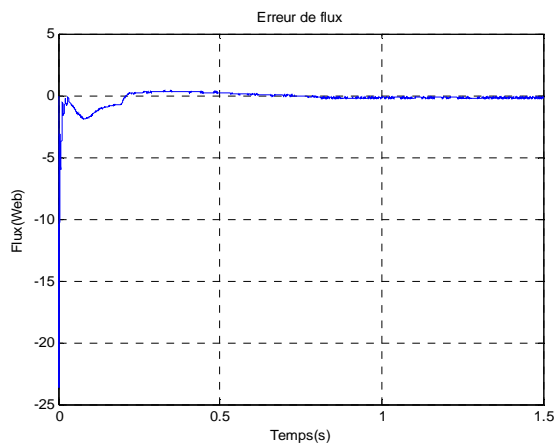
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



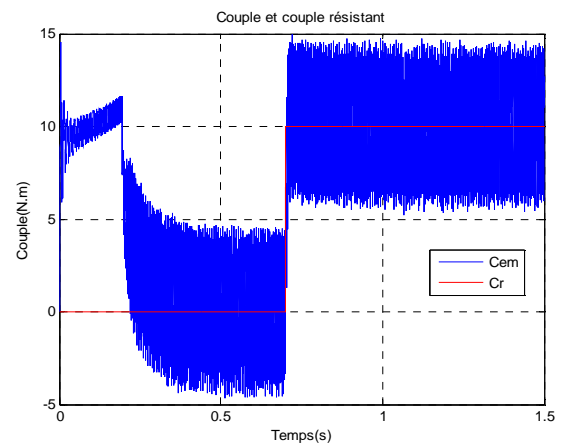
(e) Allure du flux rotorique réel



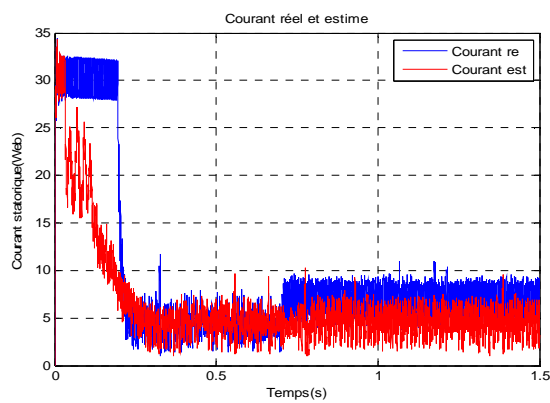
(f) Allure du flux rotorique estimé



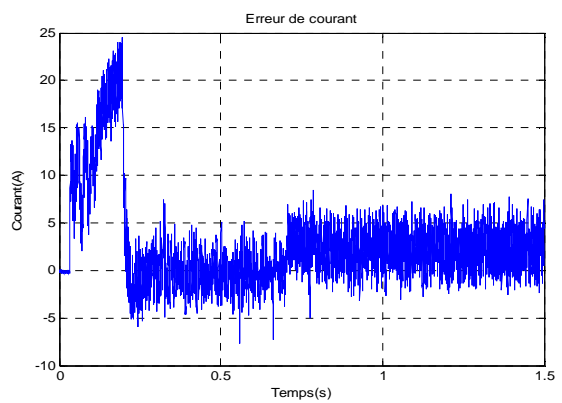
(g) Erreur entre le flux réel et estimé



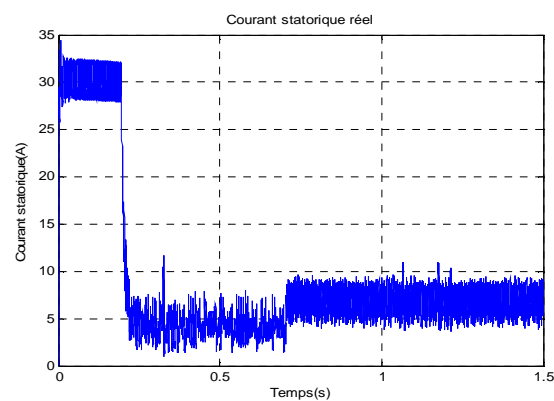
(h) Allure du couple électromagnétique



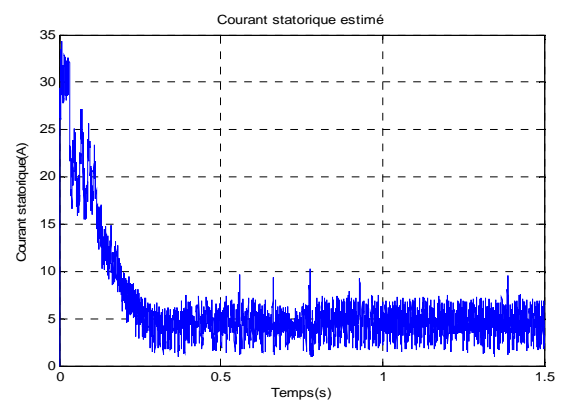
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé



(k) Allure du courant réel et estimé



(l) Erreur entre le courant réel et estimé

Figure (IV.8) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC onduleur de trois-niveaux avec et sans capteur mécanique pour l'application du couple de charge

IV.2.2.1. Interprétation des résultats de simulation pour l'application du couple de charge

D'après ces simulations (figures (IV.5) (IV.6) (IV.7) (IV.8)) on constate que la vitesse estimée et mesurée suit la vitesse de référence en régime permanent, alors il ya une bonne poursuite de la vitesse avec une petite erreur à l'instant d'application du couple de charge (sensibilité de la vitesse aux variation de la charge) pour la DTC classique, modifiée, et douze secteurs, tandis qu'en régime transitoire, il existe une faible erreur entre les deux vitesses, et les mêmes constatations pour le flux. On voit clairement l'insensibilité de la vitesse et du flux aux variations de la charge pour la DTC avec l'onduleur à trois-niveaux (figure (IV.8.c)).

Le couple électromagnétique atteint la valeur de consigne établi (10 N.m) d'après les figures (IV.5.h) (IV.6.h) (IV.7.h) (IV.8.h).

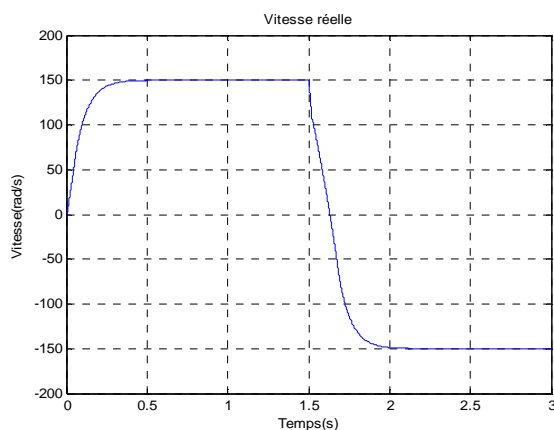
D'après les figures (IV.5.k)(IV.6.k)(IV.7.k)(IV.8.k).qui sont présentées les réponses de courant réels et estimés, on constate que le courant suivent la variation de la charge.

On constate d'après la comparaison des réponses des vitesses et celles des flux que le filtre de Kalman étendu est robuste vis-à-vis la variations de charge, l'erreur d'estimation est pratiquement nulle ; le couple et le courant suivent les variations de la charge.

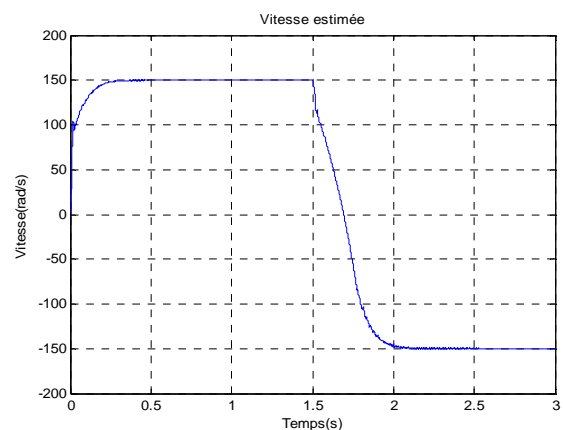
IV.2.3. Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation

Pour évaluer la robustesse du système d'entraînement complet, on applique un changement de la consigne de vitesse de +150 rad/s à -150 rad/s, à partir de l'instant $t=1.5$ s. Ce test est appliqué sur la DTC classique et douze secteurs.

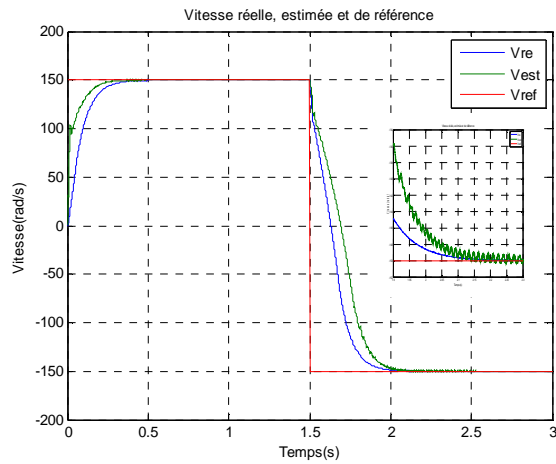
A- DTC classique



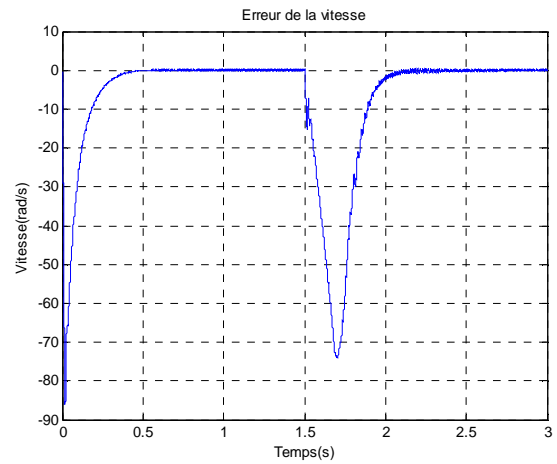
(a) Allure de la vitesse réelle



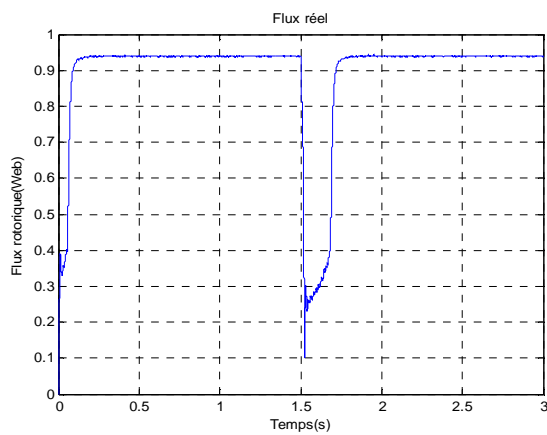
(b) Allure de la vitesse estimée



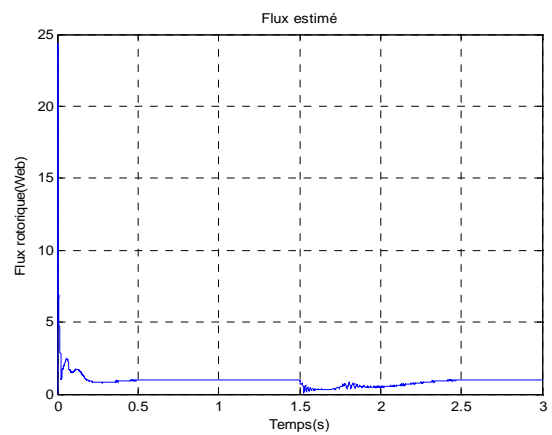
(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence
 $\Omega_{ref} = \pm 150 \text{ rad/s}$



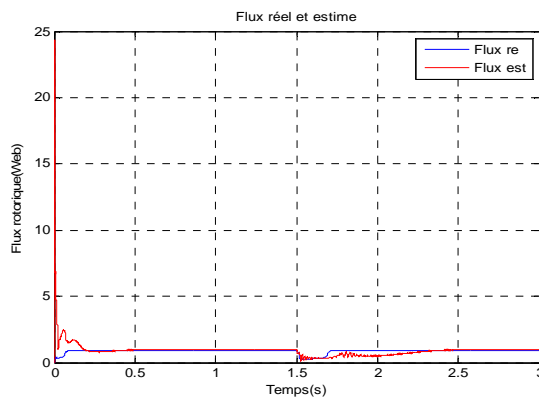
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



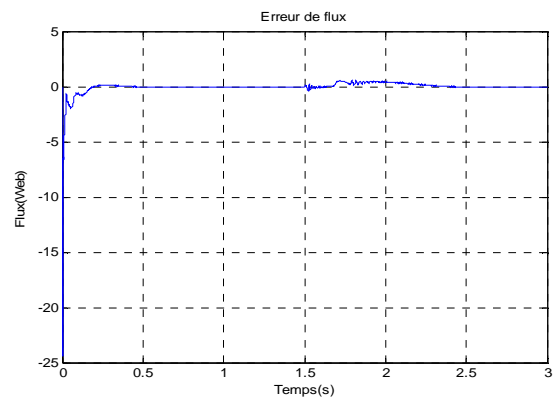
(e) Allure du flux rotorique réel



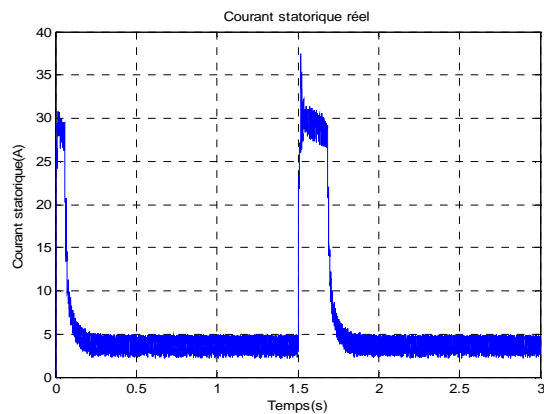
(f) Allure du flux rotorique estimé



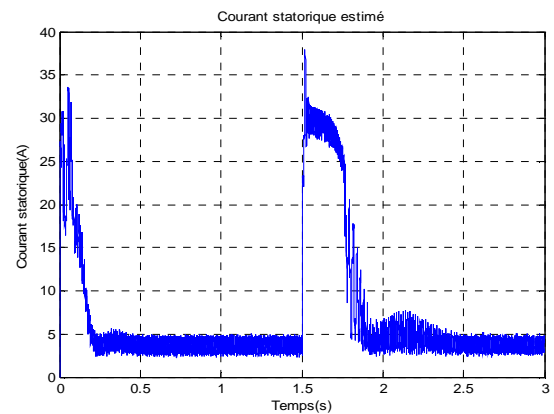
(g) Allure du flux rotorique réel et estimé



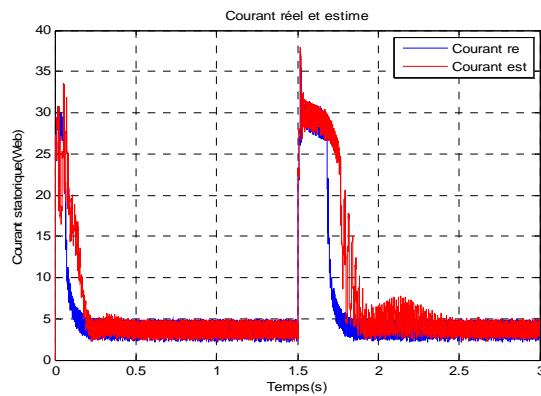
(h) Erreur entre le flux réel et estimé



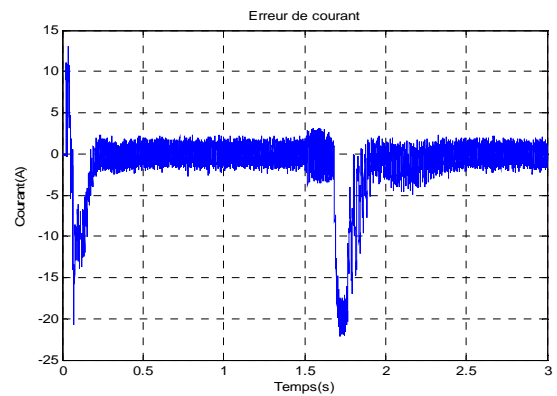
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé



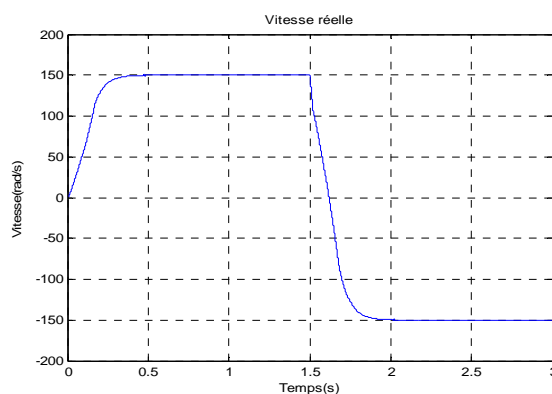
(k) Allure du courant réel et estimé



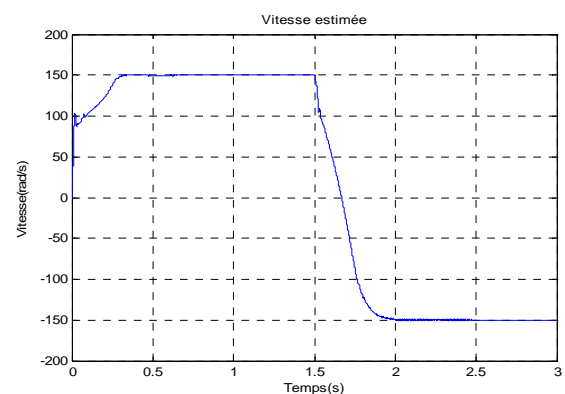
(l) Erreur entre le courant réel et estimé

Figure (IV.9) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC classique avec et sans capteur mécanique pour l'inversion du sens de rotation

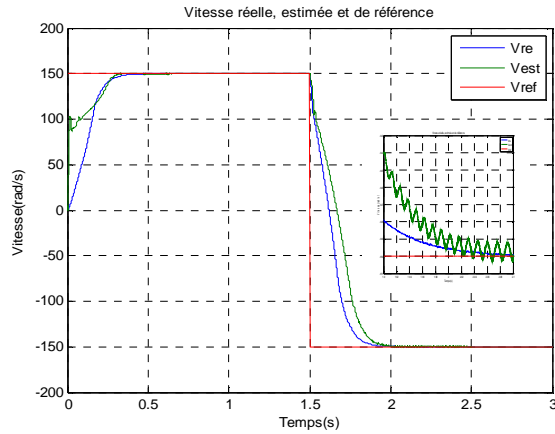
B- DTC Douze secteurs



(a) Allure de la vitesse réelle

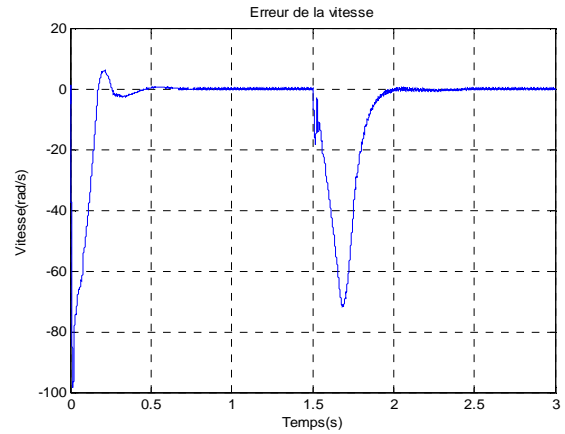


(b) Allure de la vitesse estimée

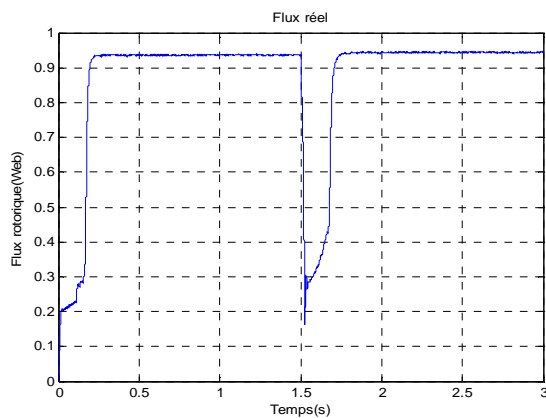


(c) Allure de la vitesse réelle, estimée et de référence

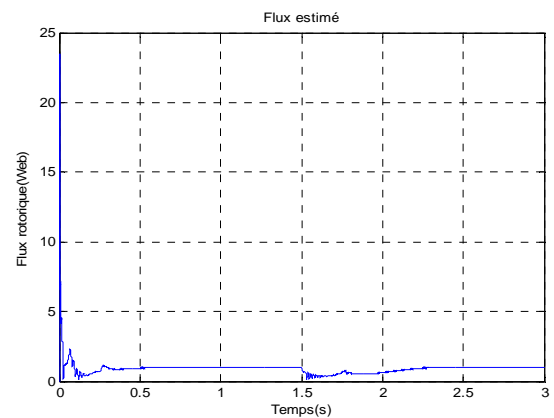
$$\Omega_{ref} = \pm 150 \text{ rad/s}$$



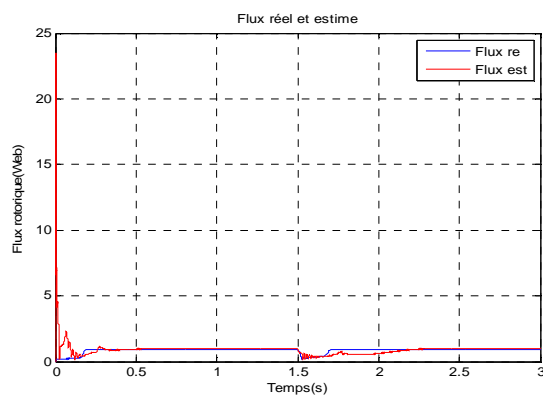
(d) Erreur entre la vitesse réelle et estimée



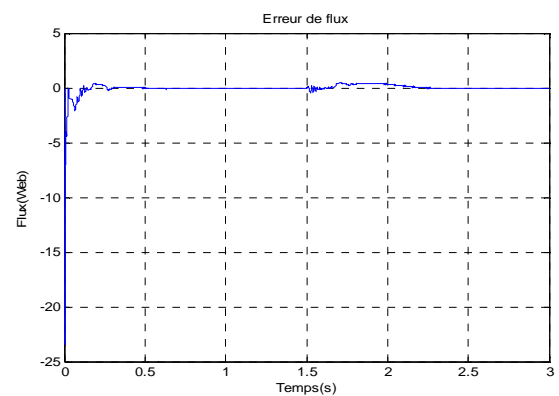
(e) Allure du flux rotorique réel



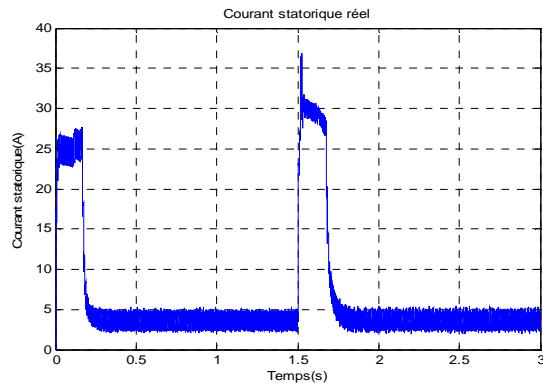
(f) Allure du flux rotorique estimé



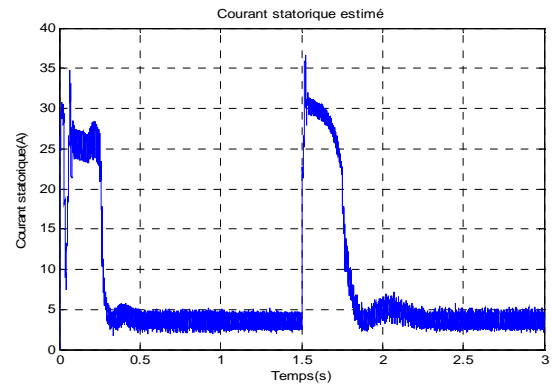
(g) Allure du flux rotorique réel et estimé



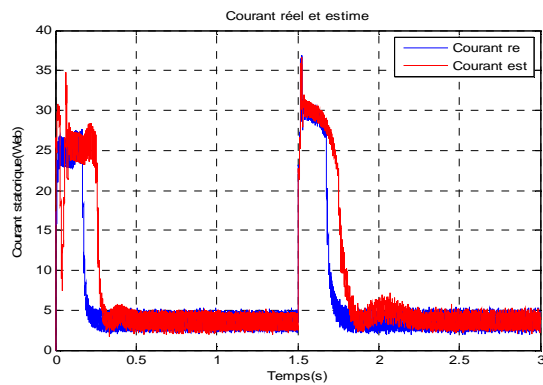
(h) Erreur entre le flux réel et estimé



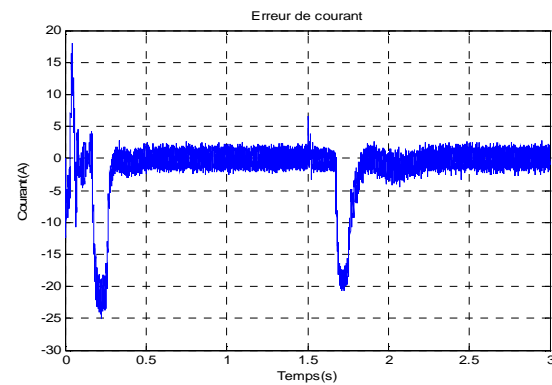
(i) Allure du courant réel



(j) Allure du courant estimé



(k) Allure du courant réel et estimé



(l) Erreur entre le courant réel et estimé

Figure (IV.10) Résultats de simulation de la comparaison de la DTC douze secteurs avec et sans capteur mécanique pour l'inversion du sens de rotation

IV.2.3.1. Interprétation des résultats de simulation pour l'inversion du sens de rotation

On constate, d'après les figures (IV.9) et (IV.10) que cet algorithme d'estimation est robuste vis-à-vis aux variations importantes de la vitesse, puisque la vitesse estimée suit la vitesse réelle au démarrage comme à l'inversion du sens de rotation et l'erreur d'estimation est pratiquement nulle au régime permanent. Aux régimes transitoires, lors de démarrage et inversion du sens de rotation cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statique et dynamique de le FKE et également le système d'entraînement global.

On constate aussi que le flux est affecté de variation remarquable aux moments transitoire de l'inversion de sens de rotation et revient pour se stabiliser au nouveau

régime, la même constatation pour le courant et le couple pour les deux commande DTC classique et douze secteurs.

IV.3. Synthèse

La détection des résidus insignifiants représentant les erreurs d'observation, indique une convergence rapide de ces erreurs vers zéro ainsi que la bonne poursuite des consignes de cet observateur. On peut conclure, donc, que cet observateur est robuste contre les variations paramétriques.

Ayant donné une analyse complète sur l'association DTC-observateur non-linéaire (FKE), nous avons remarqué que l'estimation du flux statorique par l'observateur FKE a rendu le moteur à induction commandé par DTC, plus robuste et plus stable.

IV.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une étude comparative entre la commande directe de couple avec et sans capteur mécanique de la machine asynchrone, la robustesse de l'algorithme d'estimation (FKE) de flux et de vitesse vis-à-vis les différentes perturbations est étudiées à l'aide de la simulation des différents cas pouvant parvenir à la machine. Nous avons constaté que l'introduction du FKE à a DTC apporte des performances remarquables au système d'entraînement à vitesses variables, les résultats de simulation montrent que le FKE est robuste vis-à-vis aux variations de charges et l'inversion de sens de rotation.

Les différents résultats obtenus en simulation montrent que le capteur peut être éliminé et remplacé par un algorithme de calcul numérique. comme le FKE. Mais l'observateur FKE nécessite un long calcul. Le choix des matrices de covariance Q et R pose un problème pour l'estimation de la vitesse. Les résultats de simulation en poursuite sont satisfaisants.

Conclusion générale

Conclusion Générale

Nous avons présenté dans ce mémoire l'étude comparative de la commande de la machine asynchrone (MAS) avec et sans capteur mécanique. Nous avons entamé notre étude par la modélisation de l'association MAS-Convertisseur Statique à MLI, puis une étude de la DTC de la MAS par la structure de base, suivi d'une association d'un observateur de Kalman étendu à la commande DTC pour l'estimation de la vitesse, et finalement nous avons étudié la comparaison entre la commande DTC avec et sans capteur mécanique. La DTC a été présentée comme alternative aux commandes classiques caractérisées par leur sensibilité aux variations paramétriques. Elle est caractérisée par une simple structure et un simple algorithme de calcul lié au modèle de la machine et qui ne peut dépendre que de la variation de la résistance statorique.

Dans cette commande, dont l'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension, la commande du convertisseur par MLI est éliminée par une table de commutation. L'étude de cette commande montre que ces performances sont liées aux paramètres de réglage, le contrôle de flux et de couple se fait à l'aide des régulateurs à hystérésis, qui sont en partie à l'origine des ondulations du couple. Une nette amélioration s'apercevait par un réglage adéquat des bandes d'hystérésis et la période d'échantillonnage. La simulation du système, montre des résultats satisfaisants des performances statiques et dynamique, ainsi que l'influence de la résistance statorique.

L'association du filtre de Kalman étendu pour une meilleure estimation de vitesse et des flux statoriques, a fait preuve d'un apport très important vis-à-vis de l'estimation des grandeurs de commande à travers les erreurs d'estimations.

Finalement nous recommandons la poursuite de la recherche sur ce thème en utilisant d'autres techniques et d'autres moyens comme par exemple, les onduleurs multi niveaux qui auront pour objectif, la réduction des fluctuations de couple et l'optimisation de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Toufouti Riad «Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone». Thèse de doctorat en sciences en électrotechnique, l'université de Mentouri Constantine 02/06/2008.
- [2] Mezouar Abdelkader «Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques: application à la commande des machines asynchrones». Thèse de Doctorat en Electrotechnique. 13/12/2006.
- [3] Souad Chaouch,“ Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse”, Thèse de doctorat en sciences en électrotechnique, l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [4] Davide Aguglia, “Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle” Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [5] J. P. Krause, « analysis of electric machinery », Mac Graw-Hill Edition, 1986.
- [6] P. Barret,«Régimes transitoires des machines tournantes électriques», Edition Eyrolles, 1982.
- [7] Heath Hofmann, Seth R. Sanders, “Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach”, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- [8] Y. A Chapuis, “ Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique”, Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [9] Takahashi, I. Ohmori, Y, “High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor”, Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2 , on page(s): 257-264.
- [10] Rachid, D; Othman, H.; Faouzi, B.,“A Completely Vectored Direct Torque Control Scheme for Induction Motor”, Systems, Man and Cybernetics, IEEE International Conference, Issue , 6-9 oct. 2002 page(s): 6 pp. vol.5.
- [11] Buja, G.; Casadei, D.; Serra, G., “Direct torque control of induction motor drives”, Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, 7-11 Jul 1997 Page(S):Tu2 - Tu8 Vol.1.

- [12] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A 'FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control', Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [13] Isao. Takahashi, Toshihiko. Noguchi, " Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control', IECON. 23rd International Conference on Vol 2, Issue, 9-14 Nov 1997 Page(s): 546 – 551.
- [14] N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim, Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine", Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.
- [15] Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim, "Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004.
- [16] M. Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N° 2, October 1988.
- [17] Marian P. Kazmierkowski, and Andrzej B. Kasprowicz, " Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42. No.4, August 1995.
- [18] M.R. Zolghadri, C. Pelissou, D. Roye, " Start up of a Global Direct Torque Control System", Power Electronics Specialists Conference, 1996, 27th Annual IEEE, Issue, 23-27 Jun 1996 Page(S):370 - 374 Vol.1.
- [19] Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani, "Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, N°. 6, Nov. 2001.
- [20] M. E. Haque and M. F.Rahman "Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance and Its Compensation", IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Chicago, USA, vol. 4, pp. 2563 -2569, 2001.
- [21] Ramón Blasco Giménez "High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives", Thèse de Doctorat Nottingham 1995.
- [22] A. Bilal, "State Estimation Technique for Speed Sensorless Field Oriented control of Induction Motor". Thesis of doctoral the Middle Est Technical University, August 2003.

- [23] Gabriel Buche, “ Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink,”Mémoire D' ingénieur C.N.A.M. En Automatisation Industriel 7 /03/2001centre Régional Associé De Grenoble (C.U.E.F.A).
- [24] Souad Chaouch, “Commande Vectorielle Robuste d' une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse”, These de doctorat en science en électrotechnique l' université de Batna 03 Décembre 2005.
- [25] Davide Aguglia., “ Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle”, Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [26] G. Grellet, G. Clerc “ Actionneurs électriques”, Editions Eyrolles, 1997.
- [27] D. Roze, “Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ”, HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1.
- [28] Seok Ho Jeon, Student, Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi, “ Flux Observer with Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors,” IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, June 2002.
- [29] Thomas G. Habetler, Francesco Profumo, Michele Pastorelli, M. Tolbert," Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation (DTC-SVM)", 0093-9994/92\$03.00 0 1992 IEEE.
- [30] A.Kaddouri, "Étude d'une commande Non-linéaire Adaptative d'une machine Synchrone à Aimants Permanents" ,Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- [31] T.Hanene, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale D'une Machine Asynchrone" Mémoire de magister, université de Batna 2006.
- [32] Jamel BELHADJ, “ Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone Structures d'observation Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs”, 7juillet 2001 Thèse Doctorat Toulouse.
- [33] Anne Marie Arker Hissel,“Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance”, Thèse Doctorat ENSEEIHT toulouse 1999.
- [34] B.TARK,"Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST ".Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2003].

- [35] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs électrique: Principes, Modèle et commande", Edition Eyrolles, Paris, 1997.
- [36] Y. A Chapuis, "Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique", Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [37] Carlos de Almeida Martins, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée" Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [38] G. Segulier, et F. Labrique, «Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu-alternatif», Volume 4, Edition Technique et doc. Lavoisier, 1989.
- [39] L. Nedjai, "étude d'une commande non linéaire et adaptative d'un machine synchrone à aimant permanent «Thèse d'ingénieur en élecomunication» 2008.
- [40] C. Carlos de Wit, «Optimisation, Discrétisation et Observateurs, Commande des Moteurs Asynchrones 2» Edition HERMES Science Europe, 2000.
- [41] D. casadei, G. Grandi, G. serra, A. Tani, "Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines" Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 – 304.
- [42] Anne Marie Arker Hissel, "Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance", Thèse Doctorat ENSEEIHT toulouse 1999.
- [43] Jamel BELHADJ, "Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone Structures d'observation Application aux systèmes multimachines multiconvertisseurs", 7 juillet 2001 Thèse Doctorat Toulouse.
- [44] I. El Hassan, E. v. Westerholt, X. Roboam, and B. de Fornel, "Torque Dynamic Behavior of Induction Machine Direct Torque Control in Four Quadrant Operation," Proc. International Symposium on Industrial Electronics, ISIE' 97, Guimarães, Portugal, July, 1997.
- [45] D. casadei, G. Grandi, G. serra, A. Tani, "Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines" Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 – 304.

- [46] Carlos de Almeida Martins, “Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée” Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [47] Ameer Aissa, “Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d’un Observateur d’ordre Complet à Modes Glissants”, Thèse Magister /2005 université Batna.
- [48] Y. A. Chapuis and D. Roze, “Direct Torque Control and Current Limitation Method in Start Up of an Induction Machine”, Proceedings of IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, UK, 1998, pp. 451-455.
- [49] Miloudi Abdallah “Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D’un Moteur Asynchrone” thèse Doctorat Es-Science Université Oran JUIN 2006.
- [50] Y. A. Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.
- [51] Lai, Yen-Shin and Jain-HO Chen, “A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction” , IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, No. 3, Sep. 2001, pp. 220-227.
- [52] Jie CHEN Yongdong, Li, “Virtual Vectors Based Predictive Control of Torque and Flux of Induction Motor and Speed Sensorless Drives”, Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. 1999 IEEE.
- [53] N.Nait-Said, “ Contribution a l’ identification et a la Commande de la Machine a Induction”, Thèse D’ états ES Science de L’institut de Génie Electrique, Université de Batna ,Soutenue le 14 Septembre 1992.
- [54] Xavier del Toro Garcia, Antoni Arias, Marcel G. Jayne, Phil A. Witting, Vicenç M. Sala and Jose Luis Romeral, “New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter”, AUTOMATIKA 2005. ISSN 0005–1144, ATKA AF 46(1–2), 73–81 (2005).
- [55] Hu, X.; Zhang, L. “A predictive direct torque control scheme for a three-level VSI-fed induction motor drive “Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468) Volume , Issue , 1999 Page(s):334 - 338

- [56] Zhuohui Tan; Yongdong Li; Min Li, "A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three-Level NP Cinverter", Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. Issue, 2001 Page(s):1435 - 1439 vol. 3
- [57] Martins, C.A.; Carvalho, A.S., "Technological Trends in Induction Motor Electrical Drives", Power tech Proceedings, 2001 IEEE page(s):7 pp. vol.2.
- [58] Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, and Ji-Yoon Yoo, "Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency", IEEE on Power Electronics, Vol. 17, N°. 2 March 2002.
- [59] R. Saifi, "Commande de la machine asynchrone sans capteur ", Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Option: Commande électrique, université de Batna, 2002.
- [60] G. Garcia soto, " Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement". Thèse de doctorat, Univ.Paris XI, France, Octobre 1998
- [61] B. MELIANI, "Les Techniques Adaptatives d'Estimation et de Commande Vectorielle sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Asynchrone " Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technologique d'Oran, E.N.S.E.T-Oran, Janvier 2008
- [62] J.Van Amerongen, "Adaptive Steering of Ships a Model Reference Approach", International Federation of Automatic Control, Automatica, Vol. 20, No. 1, pp. 3-14, 1984.
- [63] S. Damkhi "Commande sans Capteur de Vitesse s'un Moteur Asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holts " Mémoire de Magister, Université De Batna, 2007.
- [64] K.B. Mohanty and A. Patra " Flux and speed estimation in decoupled induction motor drive using Kalman Filter " Procc. Of 29th National Systems Conference (NSC), IIT Mumbai, Dec. 2005, pp. 1-9.
- [65] A. Kechich, "Utilisation des Nouvelles Techniques de Commande pour la Robustesse des Machines Synchrones à Aimants Permanents", Thèse de doctorat Es-sciences, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran USTO, Juin 2007.
- [66] K. Kouzi "Cont ribution des Techniques de la Logique Floue pour la Commande Machine à Induction sans Transducteur Rotatif" Thèse de doctorat es-sciences, Université De Batna, Mai 2008.

- [67] I. Al-rouh " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy 1, juillet 2004.
- [68] B.K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives", Condra Chair of Excellence in Power Electronics, The University of Tennessee, Knoxville, United States of America, 2001.
- [69] M. Cirrincione and M. Pucci "Sensorless Control of Induction Motor Drives by New Linear Neural Techniques", IEEE, EPE-PEMC 2006, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference 2006, Portorož, Slovenia, pp. 1820-1829.
- [70] J.R. Heredia, F. Perez and J.L. Duran Paz, "Sensorless Control of Induction Motors by Artificial Neural Networks", IEEE, Trans on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 5, October 2001, pp. 1038-1040.
- [71] S.H Kim, T.S. Park and J.Y. Yoo, "Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation", IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 3, June 2001, pp. 609-614.
- [72] Y. A. Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique", Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.
- [73] C. Carlos de Wit, «Optimisation, Discrétisation et Observateurs, Commande des Moteurs Asynchrones 2», Edition HERMES Science Europe, 2000.
- [74] C. Carlos de Wit, «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones 1», Edition HERMES Science Europe, 2000.
- [75] CHOUTER D.R. Conception et réalisation d' une commande robuste de machine asynchrone, Thèse CEGELY, Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 1997,192p.
- [76] LEITE A.V. ARAUJO A.E. FREITAS D. Full and reduced order extended Kalman filtre for speed estimation in induction motor drives a comparative study, PESC, Aachen Germany, pp. 2293-2299,2004.
- [77] G. Grellet, G. Clerc, "Actionneurs électriques: Principes, Modèles, Commande", Edition Eyrolles, 1997.
- [78] KIM Y.R. SUL S.K. PARK M.H. Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filtre, IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 30, no 5, pp. 1225-1233,Sep/Oct 1994.

- [79] S. Bachir, "Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique", Thèse de doctorat de l'université de Poitiers 2002.
- [80] S.-K. Kim, M.-H. Shin, D.-S. Hyun, "A Study on the Speed Estimation Methods of Induction Motor Drives in the Field Weakening Region", IEEE Industrial Electronics Society, November 2 - 6, 2004, Busan, Korea.
- [81] M.A. Ouhrouche, S. Lefebvre and X.D Do, "Application of an extended Kalman filter to rotor speed and resistance estimation in induction motor vector control," Proceedings of IEEE-CCECE' 98, pp 29 -300, Waterloo, Outario, June 28- 30.1998.
- [82] P. Borne, G.D. Tanguy, J.P. Rachard, F. Rotella and Zambettakis," Commande et optimisation des processus", Edition TECHNIP, Paris, France.
- [83] M.A Ouhrouche, "Estimation of speed, rotor flux and rotor resistance in cage Induction motor using the EKF algorithm," International journal of power and energy systems, Paper number 203-3028., pp. 1-20, 2002
- [84] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs électrique: Principes, Modèle et commande", Edition Eyrolles, Paris, 1997.
- [85] M. Barut, S. Bogosyan and M. Gokasan, "Switching EKF technique for rotor and stator resistance estimation in speed sensorless control of IMs" Energy Conversion and Management, Vo.48, Issue 12, December 2007, pp. 619-629.
- [86] T.Hanene, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale D'une Machine Asynchrone " Mémoire de magister, université de Batna 2006.
- [87] A.Benchaib, "Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone", Thèse de doctorat en automatique, université de Picardie Jules Vernes, Amiens, France, 1998.
- [88] C.Canudas de Wit, "Commande des moteurs asynchrone2- Optimisation discrétisation et observateurs", Edition HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2000.
- [89] A.Kaddouri, "Étude d'une commande Non-linéaire Adaptative d'une machine Synchrone à Aimants Permanents", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- [90] "Sensorless Control With Kalman Filter on .TMS320 Fixed-Point DSP", Texas Instruments Europe, July 1997.

[91] F. Ben- ammar, "Variateur de vitesse de hautes performances pour machine asynchrone de grande puissance "Modélisation vectorielle, Estimation par filtrage de Kalman, contrôle par orientation du flux", Thèse de doctorat en génie électrique, Institut national polytechnique de Toulouse, 1993.

[92] "Sensorless Field Oriented speed Control of Three Phase AC Induction Motor Using TMS320F240», Texas Instruments Europe. May 1998.

Annexes

Annexe A

A.1. Grandeurs nominales du moteur asynchrone	
Puissance nominale	1.5 kW
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale	1420 tr/min
Tension nominale	220/380 V
Intensité nominale	6.31/3.64 A
Couple nominal	10 N.m
Fréquence	50 Hz
Rendement	0.78

A.2. Paramètres électriques du moteur asynchrone	
Résistance statorique	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.274 H$
Inductance rotorique	$L_r = 0.274 H$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.258 H$

A.3. Paramètres mécaniques du moteur asynchrone	
Moment d'inertie	$J = 0.031 kg.m^2$
Coefficient de frottement	$F = 0.01136 kg.m^2/s$

A.4. Paramètres de l'onduleur de tension MLI -ST	
Tension continue	$E = 512 V$
Fréquence de référence	$f_r = 50 Hz$
Indice de modulation	$m = 21$
Taux de modulation	$r = 0.827$
Fréquence de commutation	$f_p = 1050 Hz$

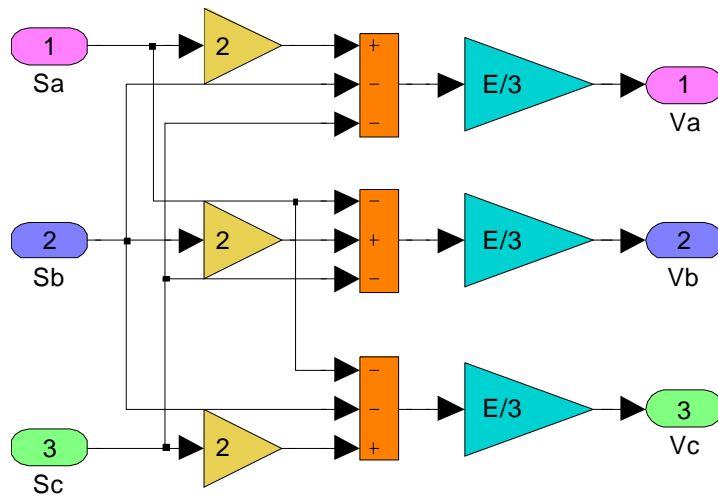
Annexe B

	Composante intégrale K_i	Composante proportionnelle K_p
Régulateur IP de vitesse	5	11.5

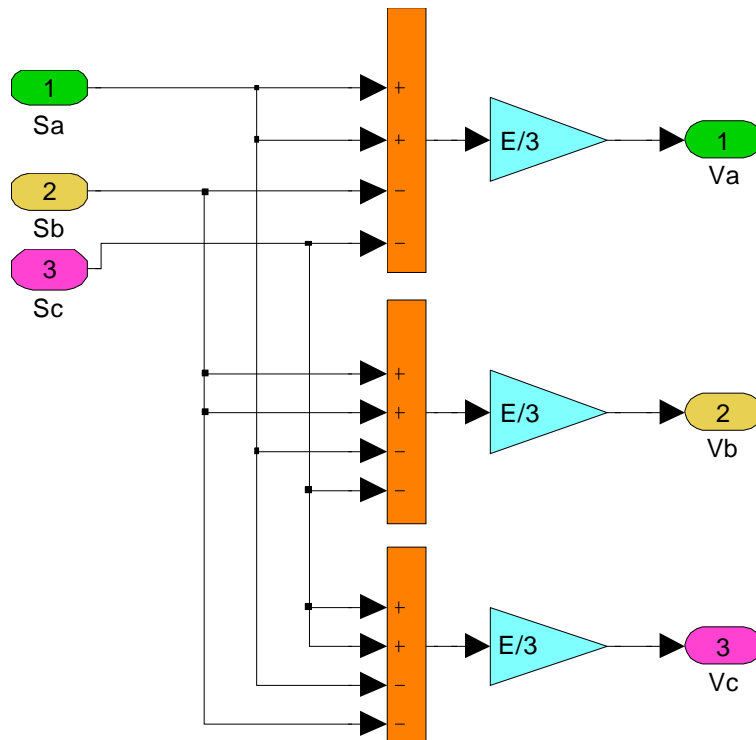
B.2 Paramètres du filtre de Kalman étendu (FKE)	
Matrice de covariance P	$P = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 100 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 100 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 100 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 100 \end{bmatrix}$
Matrice de covariance Q	$Q = \begin{bmatrix} 10^{-3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 10^{-3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-7} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 10^{-7} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 10^{-9} \end{bmatrix}$
Matrice de covariance R	$R = \begin{bmatrix} 10^{-4} & 0 \\ 0 & 10^{-4} \end{bmatrix}$
Période d'échantillonnage t_e	$t_e = 10^{-4}$

Annexe C

C.1. Schéma Simulink de l'onduleur de tension à deux -niveaux

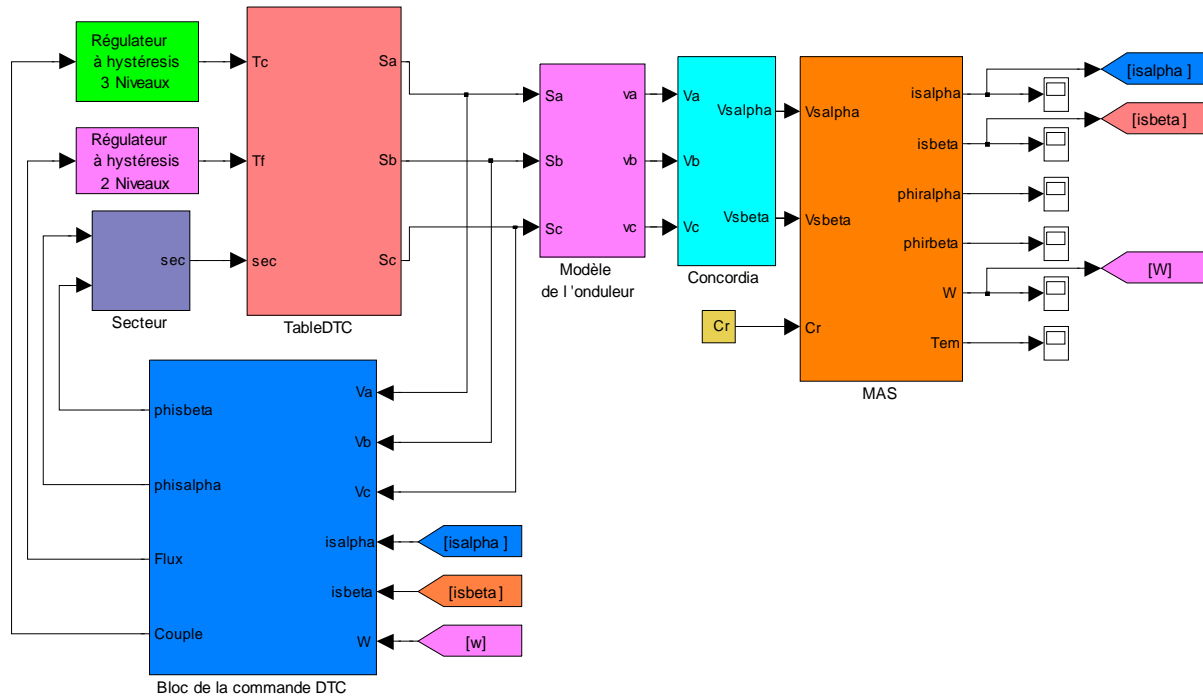


C.2. Schéma Simulink de l'onduleur de tension à trois -niveaux

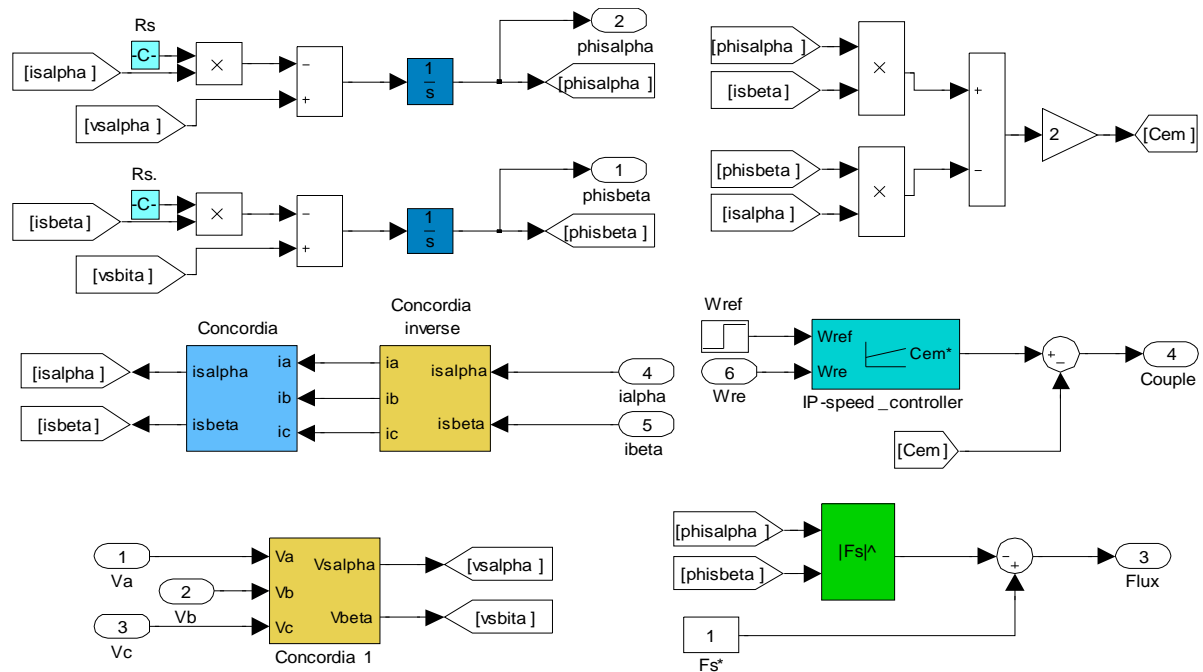


Annexe D

D.1 Schéma Simulink de la commande DTC avec capteur de vitesse d'une MAS



D.2 Schéma Simulink du bloc de la commande DTC.



Annexe E

E.1 Schéma Simulink de la commande DTC sans capteur de vitesse (FKE) d'une MAS

