

Université Mohamed Khider – Biskra

Faculté des Sciences et de la technologie

Département : Génie Electrique

Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention

Du diplôme de

Doctorat en sciences en : Electrotechnique

Spécialité (Option) : Electrotechnique

Intitulé

**Contribution à l'optimisation et à la commande
adaptative des entraînements électriques
soumis à des défauts multiples**

Présentée par :

Riad BOUZIDI

Soutenue publiquement le .../...../.....

Devant le jury composé de :

Dr. SRAIRI Kamal
Dr. ALLAG Abdelkarim

Professeur
Professeur

Président
Rapporteur

Université de Biskra
Université d'El-oued

Dr. BETKA Achour
Dr. KHODJA Djalal Eddine

Professeur
Maître de Conférences 'A'

Examinateur
Examinateur

Université de Biskra
Université de M'sila

ملخص : هذا العمل هو مساهمة في تحسين أنظمة التحريك الكهربائية التي يمثل استهلاكها للطاقة الكهربائية تحدياً اقتصادياً وصناعياً ، لذلك اقترنا تحسينا لنظام التحريك الكهربائي ، الذي يعتمد على المحرك الحثي ، من خلال تطبيق التحكم المحسن المباشر في العزم . هذا الأخير يعتمد من جهة على :

- رفع عدد القطاعات في التحكم المباشر في العزم من 6 إلى 12 .

- استخدام منظم التباطؤ المغناطيسي من أربعة مستويات بدلاً من اثنين .

ومن ناحية أخرى يعتمد على :

تطبيق التحكم التكيفي للنموذج المرجعي لتقدير سرعة الدوران. أدى هذا العمل إلى التحسين الطاقوي لنظام التحريك الكهربائي عن طريق تقليل التموجات في إشارة التدفق المغناطيسيي و تموجات عزم الدوران الكهرومغناطيسي مماساهم في التقليل من الضياعات وبالتالي زاد من مردود النظام التحريكي. كما أنه قلل من الاهتزازات الميكانيكية ، مما أدى إلى زيادة استقرار النظام وحسن مؤشرات أداء. ثم ان تطبيق التحكم التكيفي للنموذج المرجعي خفض تعقيدات النظام التحريكي الكهربائي وكفته.

بالإضافة إلى ذلك قمنا بتدعم مساهمتنا هذه بالتنفيذ التطبيقي للتحكم المباشر في العزم الكلاسيكي على نظام للاختبار ، يحتوي على مموج ثلاثي الطور وبطاقة لضبط القياس منجزتين ، حيث تم تسيير هذا النظام بواسطة بطاقة التطوير STM32F407 .

الكلمات المفتاحية : نظام تحريك كهربائي ، تحكم تكيفي بنموذج مرجعي ، تحكم محسن مباشر في العزم ، تنفيذ ، بطاقة تطوير STM32F407 .

Résumé :

Ce travail est une contribution à l'amélioration des entraînements électriques, dont la consommation énergétique est un défi économique et industriel. Pour cela, nous avons proposés une amélioration d'un entraînement électrique à moteur asynchrone par l'application du contrôle directe du couple amélioré. Ce dernier s'articule d'une part sur :

- L'augmentation du nombre des secteurs de 6 à 12.
- L'utilisation d'un régulateur d'hystérésis à quatre niveaux au lieu de deux niveaux.

D'autre part sur :

- L'application de la commande adaptative à modèle de référence MRAC pour l'estimation de la vitesse de rotation.

Premièrement, cette amélioration conduit à l'optimisation de l'énergie de l'entraînement électrique par la minimisation des ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique, ce qu'a réduit les pertes et par conséquent a augmenté le rendement de l'entraînement. Deuxièmement, elle a abaissé les vibrations mécaniques, cela a impliquée davantage la stabilité de notre entraînement et a amélioré les indices de performances de l'entraînement électrique. Ensuite l'application de la théorie de la commande adaptative a réduit la complexité de l'entraînement électrique et son coût.

Par ailleurs, nous avons consolidé notre contribution par l'implémentation de la commande directe du couple classique, sur un banc d'essai, contenant un onduleur triphasé et une carte d'adaptation de mesure réalisés. Cette implémentation est gérée par la carte de développement STM32F407.

Mots-clés : Entraînement électrique, commande adaptative à modèle de référence, implémentation, carte de développement STM32F407, commande directe du couple améliorée,

Abstract: This work is a contribution to the improvement of electrical drives, whose energy consumption is an economic and industrial challenge. For this, we have proposed an improvement of electric drive with an asynchronous motor by the application of improved direct torque control. This last is articulated on the one hand on:

- The increase in the number of sectors from 6 to 12.
- The use of a four-level hysteresis regulator instead of two levels.

On the other hand on:

- The application of the MRAC reference model adaptive control for estimating rotational speed.

Firstly, this improvement led to the optimization of the electric drive energy by minimizing the stator flux and electromagnetic torque ripples, which reduced the losses and consequently increased the efficiency of the electric drive. Secondly, it lowered the mechanical vibrations, this further implied the stability of our drives and improved the performance ratings of the electric drive. And the application of adaptive control theory has reduces the complexity of the electrical drive and its cost.

In addition, we have consolidated our contribution by implementing the classical direct torque control, on a test bench, containing a three-phase inverter and a measurement adapter card made. This implementation is managed by the STM32F407 development board.

Keywords : Electrical drive, a model reference adaptive control, implementation, development card STM32F407, improved direct torque control.

Chapitre I : Généralités sur les entraînements électriques et leurs améliorations		06
I.1 Introduction		
I.2 Définitions	06	
I.3 Composants d'un entraînement électrique		
I.3.1 La charge mécanique	07	
I.3.1.1 Couple indépendant de la vitesse	09	
I.3.1.2 Couple linéairement dépendant de la vitesse		
I.3.1.3 Couple proportionnel au carré de la vitesse		
I.3.1.4 Couple inversement proportionnel à la vitesse		
I.3.2 Le moteur électrique	10	
I.3.2.1 Entraînements électriques dc		
I.3.2.2 Entraînements électriques ac		
I.3.3 Le convertisseur statique	12	
I.3.4 Le capteur		
I.3.5 La transmission	13	
I.3.5.1 La transmission tournante – tournante		
I.3.5.2 La transmission tournante – linéaire	14	
I.3.6 La commande		
I.3.6.1 Les fonctions génériques de commande	15	
a) Les fonctions logiques de génération des impulsions de commande du convertisseur ...		
b) Les fonctions algorithmiques pour le calcul des instants de commutation		
c) Les fonctions d'acquisition des mesures		
d) Les fonctions logiques de surveillance		
e) Le bloc logique d'interfaçage		
I.4 Planification et choix d'un entraînement électrique	17	
I.4.1 Etapes de planification	18	
I.5 Amélioration des entraînements électriques	19	
I.6 Défaut dans les entraînements électriques	20	
I.6.1 La machine		
I.6.1.1 Causes des défauts		

I.6.1.2 Principaux défauts dans la machine	21
a) Défauts roulement	22
b) Défauts au stator de la machine	
c) Défauts au rotor de la machine	23
I.6.2 Le convertisseur statique	
I.6.3 La transmission mécanique	24
I.6.3.1 Origine des défauts	
I.6.3.2 Principaux défauts de la transmission	25
a) Les défauts répartis sur toutes les dents	
b) Les défauts localisés sur certaines dents	
I.6.4 Les capteurs	26
I.7 Conclusion	27

Chapitre II :
Modélisation des éléments de la chaîne d'entraînement électrique

II.1 Introduction	28
II.2 Description de la machine asynchrone triphasée	
II.2.1 Modèle dynamique de la machine asynchrone	29
II.2.2 Hypothèses simplificatrices	30
II.2.3 Equations générales de la m.as triphasée	31
II.2.3.1 Equations électriques	
II.2.3.2 Equations magnétiques	32
II.2.3.3 Equations mécaniques	33
II.3 Transformation de Park	34
II.4 Modèle biphasé de la machine asynchrone triphasé	35
II.4.1 Equations électriques	36
II.4.2 Equations magnétiques	
II.4.3 Equations mécaniques	
II.4.4 Différents repères biphasés	
II.4.5 Choix du référentiel	
II.4.5.1 Référentiel lié au stator (α, β)	

II.4.5.2 Référentiel lié au rotor (x, y)	37
II.4.5.3 Référentiel lié au champ tournant (d, q)	
II.4.5.4 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance	38
II.5 Représentation d'état du modèle de la mas	
II.6 Modélisation de l'alimentation de la machine	40
II.6.1 Modélisation du redresseur triphasé	41
II.6.2 Modélisation du filtre	43
II.6.3 Modélisation de l'onduleur	44
II.6.3.1 Techniques de commande de l'onduleur	47
a) <i>La mli pré calculée</i>	
b) <i>La mli sinus-triangle</i>	
c) <i>La mli vectorielle</i>	
II.7 Commande de la machine asynchrone	48
II.7.1 Commande en boucle ouverte	49
II.7.1.1 Résultats de simulation	
II.7.1.2 Interprétation des résultats de la simulation	50
II.7.2 La commande scalaire	
II.7.2.1 Résultats de simulation	51
II.7.2.2 Interprétation des résultats de la simulation	
II.7.3 La commande vectorielle	52
II.7.3.1 Résultats de simulation	
II.7.3.2 Interprétation des résultats de la simulation	53
II.8 Conclusion	54
Chapitre III :	
La première amélioration de l'entraînement électrique	
III.1 Introduction	55
III.2 Principes généraux de contrôle vectoriel du couple	
III.3 structure générale du contrôle direct du couple	56
III.4 Contrôle du flux statorique	58

III.5 Contrôle du couple électromagnétique	60
III.6 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	63
III.7 Choix du vecteur de tension	64
III.8 Tables de commutation	65
III.9 Résultats de simulation	
III.9.1 Essai de démarrage en charge après un démarrage à vide	66
III.9.2 Essai de variation de la charge	68
III.10 Amélioration de la dtc par une table a 12 secteurs	70
III.11 Résultats de simulation	72
III.12 Conclusion	75

Chapitre IV :

La deuxième amélioration de l'entraînement électrique

IV.1 Introduction	77
IV.2 Principe de la commande adaptative a modèle de référence (MRAC)	78
IV.3 Différentes structures de systèmes de commande adaptative avec modèle de référence	79
IV.3.1 Structures parallèle :	
IV.3.2 Structure série :	
IV.3.3 Structures série parallèle :	
IV.4 Principaux types de la MRAC	81
IV.4.1 MRAC basée sur l'optimisation :	
IV.4.1.1 Algorithme des moindres carres récursifs :	
IV.4.1.2 Algorithme de M.I.T :	
IV.4.2 MRAC basée sur la stabilité :	82
IV.4.2.1 La méthode de Lyapunov :	
IV.4.2.2 La méthode d'hyper stabilité :	
IV.5 Estimation de la vitesse de la machines asynchrone :	83
IV.6 Résultats de simulation	86
IV.6.1 Essai de demarrage en charge apres un demarrage a vide	87

IV.6.2 Essai 2 : variation de la charge	88
IV.7 Etude comparative	89
IV.7.1 Essai de demarrage en charge apres un demarrage a vide	90
IV.7.2 Essai de variation de la charge	91
IV.8 Conclusion	92
Chapitre V :	
Validation expérimentale de la commande direct du couple classique	
V.1 Introduction	93
V.2 Description générale du banc d'essai	
V.2.1 Onduleur triphasé	94
V.2.1.1 Circuit de commande	95
A Partie d'alimentation	
B Partie isolation et amplification des signaux	96
V.2.1.2 Circuit de puissance	
V.2.1.3 Circuits de protection	97
V.2.2 Carte d'adaptation de mesure	
V.2.3 Carte de développement STM32f407 (discovery)	99
V.3 Résultats expérimentaux	100
V.3.1 Assocition onduleur – moteur	101
V.3.2 Dtc classique en boucle ouverte	102
V.3.3 Dtc classique en boucle fermee	103
V.3.3.1 Test avec une vitesse de référence 1000 tr/m	
V.3.3.2 Test de poursuite de vitesse	105
V.4 Conclusion	107

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

- Figure (I-1) : Composants d'un entraînement électrique
- Figure (I-2) : Principales caractéristiques du couple - vitesse
- Figure (I-3) : Principales caractéristiques du puissance - vitesse
- Figure (I-4) : Types des charges mécaniques communes
- Figure (I-5) : Types des moteurs électriques
- Figure (I-6) : Caractéristiques vitesse-couple des différents type du moteur électrique
- Figure (I. 7) : Capteur de vitesse.
- Figure (I-8) : Transmission à engrenages
- Figure (I-9) : Transmission à pouliers et courroie
- Figure (I-10) : Système à came
- Figure (I-11) : Système à Bielle
- Figure (I-1) : Exemple de hiérarchie de commande
- Figure (I-2) : Structure de la commande
- Figure (I-14) : Etapes de planification d'un entraînement électrique
- Figure (I-15) : Répartitions des causes des défauts pour une machine asynchrone
- Figure (I-16) : Répartition des défauts suivant le composant
- Figure (I-17) : Localisation des défauts dans les éléments à engrenage

Chapitre II

- Figure (II-1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée
- Figure (II-2) : Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS
- Figure (II-3) : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.
- Figure (II-4) : Schéma de l'association convertisseur -machine
- Figure (II-5) : Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.
- Figure (II-6) : Tensions d'entrée et tension redressée.
- Figure (II-7) : Circuit du filtrage.
- Figure (II-8) : Schéma de l'onduleur triphasé
- Figure (II-9) : Classification générale des méthodes de contrôle de la machine asynchrone
- Figure (II-10) : Résultats de simulation de l'association onduleur-machine.
- Figure (II-11) : Résultats de simulation de la commande scalaire
- Figure (II-13) : Résultats de simulation de la commande vectorielle

Chapitre III

- Figure (III-1) : Structure de base du dtc classique
- Figure (III-2) : Exemple de l'évolution de l'extrémités de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable.
- Figure (III-3) : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs de tension
- Figure (III-4) : Comparateur à hystérésis du flux statorique
- Figure (III-5) : Evolution des flux Φ_s et Φ_r après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$
- Figure (III-6) : Evolution du couple C_{em} pour une variation positive de $\Delta\omega_{s1}$
- Figure (III-7) : Evolution du couple C_{em} pour une variation négative de $\Delta\omega_{s1}$
- Figure (III-8) : Comparateur à hystérésis à deux niveaux du couple électromagnétique
- Figure (III-9) : Choix du vecteur de tension
- Figure (III-10-a) : Essai de démarrage en charge après un démarrage à vide
- Figure (III-10-b) : Essai de démarrage en charge après un démarrage
- Figure (III-11-a) : Essai de variation de la charge
- Figure (III-11-b) : Essai de variation de la charge
- Figure (III-12) : DTC avec les 12 secteurs
- Figure (III-13) : Comparateur à hystérésis à 4 niveaux pour le couple
- Figure (III-14-a) : Essai en charge après un démarrage à vide
- Figure (III-14-b) : Essai en charge après un démarrage à vide

Chapitre IV

- Figure (IV-1) : Structure de la commande adaptative à modèle de référence
- Figure (IV-2) : Structure parallèle
- Figure (IV-3) : Structure série
- Figure (IV-4) : Structure série-parallèle
- Figure (IV-5) : Structure parallèle-série
- Figure (IV-6) : Décomposition pour l'étude de l'hyper-stabilité
- Figure (IV-7) : Schéma bloc de la méthode MRAC
- Figure (IV-8) : Schéma bloc de la MRAC
- Figure (IV-9) : MRAC basée sur le flux rotorique
- Figure (IV-10-a) : Essai d'un démarrage en charge après un démarrage à vide
- Figure (IV-10-b) : Essai d'un démarrage en charge après un démarrage à vide
- Figure (IV-11-a) : Essai de variation de la charge
- Figure (IV-11-b) : Essai de variation de la charge

- Figure (IV-12-a) : Essai de démarrage en charge après un démarrage à vide
Figure (IV-12-b) : Essai d'un démarrage en charge après un démarrage à vide
Figure (IV-13-a) : Essai de variation de la charge
Figure (IV-13-b) : Essai de variation de la charge

Chapitre V

- Figure (V-1) : le banc d'essai du moteur asynchrone
Figure (V-2) : l'onduleur triphasé réalisé.
Figure (V-3) : Schéma simple d'un optocoupleur
Figure (V-4) : Schéma électrique des circuits d'aide à la commutation
Figure (V-5) : Carte d'adaptation de mesure
Figure (V-6) : Exemple d'adaptation d'une mesure
Figure (V-7) : la carte de développement STM32F407
Figure (V-8) : Association onduleur -moteur avec $f=50\text{Hz}$
Figure (V-9) : Association onduleur -moteur avec $f=50\text{Hz}$
Figure (V-10-a) : Test avec une vitesse de référence 1000 tr/mn
Figure (V-10-b) : Test avec une vitesse de référence 1000 tr/mn
Figure (V-11-a) : Test de poursuite de vitesse
Figure (V-11-b) : Test de poursuite de vitesse

LISTE DES TABLEAUX

Chapitre III

- Tableau (III-1): Table de commutation de la DTC classique à six secteurs
Tableau (III-2) : Effet des six vecteurs tension utilisés dans les secteurs N1 et N12
Tableau (III-3) : Table de commutation de la DTC améliorée à douze secteurs

NOMENCLATURE

- s, r** : Indice relatif au stator et rotor respectivement
- d** : Indice de l'axe direct
- q** : Indice de l'axe en quadrature
- (d, q)** : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
- (α, β)** : Axes correspondants au référentiel lié au stator.
- (x, y)** : Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
- [V_s]** : Vecteur tension statorique
- [I_s]** : Vecteur courant statorique
- [I_r]** : Vecteur courant rotorique
- [ϕ_s]** : Vecteur flux statorique
- [ϕ_r]** : Vecteur flux rotorique
- $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$** : Tensions statoriques suivant l'axe (α, β).
- $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$** : Courants statoriques suivant l'axe (α, β).
- $\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$** : Flux statorique sur suivant l'axe (α, β).
- [R_s]** : Matrice résistance statorique
- [R_r]** : Matrice résistance rotorique
- [L_{ss}]** : Matrice inductance statorique
- [L_{rr}]** : Matrice inductance rotorique
- [M_{sr}]** : Matrice inductance mutuelle stator
- [$P(\theta)$]** : Matrice de Park
- P** : Nombre de paires de pôles
- θ_s** : L'angle électrique entre l'axe d'une phase statorique et l'axe d
- θ_r** : L'angle électrique entre l'axe d'une phase rotorique et l'axe q
- θ** : La position angulaire du rotor par rapport au stator
- ω_s** : Pulsation électrique statorique
- ω_g** : Pulsation de glissement
- ω** : Vitesse angulaire de rotation
- Ω** : Vitesse de rotation mécanique
- f_s** : Fréquence de la vitesse statorique.
- f_r** : Fréquence de la vitesse rotorique.
- g** : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant
- C_{em}** : Couple électromagnétique

C_r	: Couple résistant
R_s	: Résistance statorique
R_r	: Résistance rotorique
l_s	: Inductance propre d'une phase statorique
l_r	: Inductance propre d'une phase rotorique
M_s	: Inductance mutuelle entre deux phases statorique
M_r	: Inductance mutuelle entre deux phases rotorique
M_{sr}	: Inductance mutuelle maximale
L_s	: Inductance cyclique statorique
L_r	: Inductance cyclique rotorique
M	: Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor
j	: Moment d'inertie des masses tournantes
f	: Coefficient de frottement visqueux
$X_{réf}$: Grandeur de référence
\hat{X}	: Grandeur estimée
T_s, T_r	: Constantes de temps statorique et rotorique
σ	: Coefficient de dispersion

INTRODUCTION GENERALE

L'histoire de l'humanité et celle de la conquête de l'énergie sont inséparables. Dans un premier temps, les besoins étaient modestes : se chauffer, cuire les aliments et sans doute s'éclairer -l'énergie étant essentiellement liée à la maîtrise du feu-. Puis, les sociétés en développement ont rapidement été conduites à utiliser d'autres formes d'énergie. D'abord la force humaine et la force animale pour la construction, le transport de matériaux divers, les déplacements, l'agriculture... La navigation est aussi une étape importante puisque, outre l'énergie humaine des rameurs, l'utilisation de celle du vent devient essentielle et ce pendant des siècles. Les moulins font appel également à cette énergie ou à celle de l'eau.

Le milieu du XIXe siècle voit l'avènement et le développement de la civilisation industrielle grâce à l'utilisation de machines et à l'exploitation de nouvelles énergies, d'abord celle de la vapeur (liée au feu) puis celle de l'électricité et enfin celle apportée par les combustibles dits fossiles c'est-à- dire essentiellement le charbon et le pétrole (plus tardivement le gaz). Ces derniers permettent de concevoir des véhicules autonomes transportant leur propre source d'énergie (locomotives puis voitures automobiles et avions). Au cours du XXe siècle jusqu'à notre époque, les besoins d'énergie de l'humanité sont en croissance quasiment exponentielle. L'électricité s'est imposée comme une énergie incontournable pour l'industrie et nos usages domestiques[01].

La demande mondiale croissante en énergie électrique fait accroître le coût du kilowattheure, qui reste inaccessible pour tout le monde. Poussant ainsi de nombreux pays à rationaliser la consommation d'électricité ou rechercher des sources alternatives et peu coûteuses telles que les énergies renouvelables pour la production d'énergie électrique .

Dans le secteur industriel, 60% de la consommation d'énergie électrique est le fait des entraînements électriques fortement surdimensionnés. Les conséquences en sont une consommation électrique trop importante et des coûts d'exploitation plus élevés. Une bonne adéquation de l'entraînement à l'organe entraîné et une commande adaptée sont les conditions d'un choix judicieux. Des économies jusqu'à 75% sont ainsi réalisables, tout en réduisant les coûts d'investissement et d'exploitation[02].

Un entraînement électrique peut être défini comme un dispositif électromécanique pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique afin de transmettre un mouvement aux différentes machines et mécanismes pour différents types de contrôle de processus.[03]

Les scientifiques et les experts ont consacré beaucoup d'efforts au développement et au amélioration des entraînements électriques dans ses divers types, entraînement électrique à moteur à courant continu, entraînement électrique à moteur à courant alternatif, à vitesse constante, à vitesse variable, à moteur synchrone et à moteur asynchrone...etc. Ce dernier est le plus utilisé dans le monde et cela lié à la simplicité et la facilité du maintenance de son moteur. Egalement, le coût moins chère de son moteur et la capacité élevée de son variateur de vitesse sont des avantages par rapport à d'autres entraînements électriques.

L'optimisation, l'amélioration et le développement de nouveaux principes de contrôle, algorithmes et matériels, de l'entraînement électrique à moteur asynchrone est devenu un grand défi auquel l'industrie doit aujourd'hui faire face. L'évolution de cet entraînement peut être résumée comme suit :

En 1946, Weygandt et Charp ont étudié les performances transitoires du moteur à induction en utilisant un ordinateur analogique [04]. Ensuite, en 1956 les laboratoires Bell ont inventé le thyristor (redresseur contrôlé par silicium) [05]. Puis en 1959 Kovacs et Racz ont appliqué des référentiels rotatifs et des phaseurs à l'étude du régime transitoire du moteur à induction [06].

Depuis 1960, diverses stratégies de contrôle scalaire de (V/f) égale à constante du moteur à induction avaient été proposées [07]. En 1961, McMurray et Shattuck ont proposé l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI)[08]. En 1968 et en 1970, Hasse et Blaschke ont été les premiers à formuler le principe d'orientation du flux (FOC)[09] [10]. En 1985, M. Depenbrock, I. Takahashi et T. Noguchi ont proposé le contrôle par l'autopilotage direct [11][12] .Dans les années 1990, le contrôle intelligent du moteur à induction a suscité une grande attention [13].

Récemment, les progrès révolutionnaires dans les domaines de la technologie informatique, de l'électronique de puissance, du contrôle moderne et de l'intelligence artificielle ont conduit à une nouvelle génération de contrôle du moteur à induction pouvant générer des avantages économiques significatifs.

les méthodes de commande de moteur à induction sont classées en deux catégories: la commande scalaire dans laquelle l'amplitude et la fréquence de la tension sont ajustées et la commande vectorielle dans laquelle l'amplitude et la phase de la tension sont ajustées.

Les contrôleurs scalaires sont généralement utilisés dans des entraînements peu coûteux et peu performants[07]. Lorsque le couple de charge est constant et qu'il n'y a pas de

régulation de la vitesse, il suffit d'utiliser un entraînement par moteur à induction à fréquence variable avec commande V/Hz en boucle ouverte.

Les applications qui ne nécessitent qu'un changement de vitesse graduel sont remplacées par des contrôleurs à boucle ouverte, souvent appelés entraînements alternatifs à usage général [14]. Lorsque les exigences du variateur incluent une réponse dynamique plus rapide et un contrôle plus précis de la vitesse ou du couple, il est nécessaire de faire fonctionner le moteur en mode boucle fermée.

Les contrôleurs vectoriels sont des entraînements coûteux et performants, qui visent à contrôler l'amplitude et la phase des vecteurs de tension ou de courant. Les méthodes de contrôle vectoriel comprennent le contrôle par orientation du flux (FOC) et le contrôle par l'autopilotage direct (DSC). Bien que la mise en œuvre des deux méthodes ait été largement couronnée de succès, elles présentent les inconvénients suivants:

1. sensibilité aux variations de paramètres;
2. accumulation d'erreurs lors de l'évaluation des intégrales définies;
3. Dans les deux méthodes, le contrôle doit être continu et le calcul doit commencer à partir d'un état initial[14].

La commande sans capteur de vitesse des moteurs à induction est une nouvelle tendance prometteuse dans la recherche. Pour éliminer les capteurs de vitesse et de position, de nombreux algorithmes d'estimation de la vitesse et de la position ont été récemment proposés. Ces algorithmes sont généralement basés sur des calculs complexes impliquant les paramètres de la machine et la mesure des tensions et courants aux bornes du moteur à induction. Le contrôle de vitesse sans capteur peut être considéré comme un contrôle en boucle ouverte car la mesure est incluse dans le contrôleur [14].

Malgré les efforts considérables consacrés au contrôle des moteurs à induction, de nombreux résultats théoriques ne peuvent pas être appliqués directement aux systèmes pratiques. Les difficultés rencontrées dans le contrôle des moteurs à induction sont les calculs complexes, la non-linéarité du modèle et les incertitudes des paramètres de la machine.

Récemment, des techniques intelligentes ont été introduites afin de surmonter ces difficultés. La méthodologie de contrôle intelligent utilise des techniques et des procédures motivées par l'homme (par exemple, des formes de représentation des connaissances ou de prise de décision) pour le contrôle du système [15][16].

Actuellement, parmi les techniques de contrôle susmentionnées, seules deux ont été acceptées de manière générale. Il s'agit du contrôle constant V / Hz en boucle ouverte pour les applications à faible rendement et du contrôle vectoriel indirect pour les applications hautes performances [17]. Le principe de contrôle vectoriel, l'algorithme basé sur l'intelligence artificiel et le matériel basé sur le DSP représentent les tendances récentes de la recherche sur le contrôle de moteur à induction.

Dans ce travail de thèse, nous proposons une stratégie de contrôle direct du couple amélioré basée sur un entraînement électrique à moteur asynchrone. Ces améliorations sont basées, d'un côté, sur la minimisation des ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique en augmentant le nombre des secteurs de six à douze ainsi que les niveaux du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique de deux à quatre niveaux.

De l'autre côté, nous réduisons la complexité de notre entraînement électrique en baissant son coût par l'élimination du capteur de vitesse de rotation et le remplacer par un observateur d'état basé sur la théorie de la commande adaptative MRAC. Par conséquent, ces modifications permettent d'améliorer les indices de performance de la plupart des grandeurs (courant, flux, couple) et également d'optimiser le rendement de l'entraînement électrique. Par ailleurs, une implémentation expérimentale sera envisagée en vue de la validation de la première partie théorique en utilisant une carte de développement possédant les caractéristiques d'un processeur DSP.

Ce manuscrit de thèse a été organisé sous forme de cinq chapitres.

Le premier chapitre aborde le contexte de cette étude : des généralités sur les entraînements électriques, ainsi que leurs méthodes d'amélioration et les principaux défauts qu'ils subissent.

Le deuxième chapitre est destiné aux modélisations des principaux éléments de la chaîne d'entraînement électrique : le moteur asynchrone, l'alimentation (redresseur, filtre, onduleur). Ainsi que à la simulation de notre entraînement électrique pour deux types de contrôle de base : le contrôle scalaire et le contrôle vectoriel dans l'environnement Matlab/Simulink.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude et à la simulation du contrôle direct du couple classique et amélioré. Cette amélioration s'articule sur l'augmentation du nombre des

secteurs créés par l'angle du vecteur flux statorique, ainsi que l'utilisation d'un régulateur à hystérésis à quatre niveau au lieu de l'ancien régulateur.

Le **quatrième chapitre** discute l'application de la technique de la commande adaptative à modèle de référence MRAC pour l'estimation de la vitesse de rotation, permettant d'éliminer le capteur de vitesse ce qui améliore inévitablement notre entraînement électrique et réduit son coût.

Le **cinquième chapitre**, se focalise sur la validation expérimentale (sur un banc d'essai) de la commande directe du couple classique en boucle ouverte et en boucle fermée. Le banc d'essai contenant deux éléments réalisés :

Un onduleur triphasé de tension et une carte d'adaptation de mesure, dont la carte STM32F407 de développement est utilisée pour gérer les deux contrôles précédents.

Enfin des conclusions et des perspectives ont été présentées.

I.1 INTRODUCTION

Avant de parler de l'amélioration des entraînements électriques et leurs défauts, on doit d'abord connaître qu'est-ce qu'un entraînement électrique ? quels sont leurs principaux composants ? comment faire une planification pour un entraînement électrique ? comment le choisir ? et comment l'améliorer ?

Pour cela nous essayons de donner, dans ce premier chapitre, des réponses suffisantes aux questions posées précédemment, dont nous expliquons, en détaille, chaque élément d'un entraînement électrique.

Nous allons dresser une liste des principaux défauts pouvant se produire dans une application à base des moteurs électriques, leurs causes et statistiques d'occurrence.

I.2 DEFINITIONS

Un entraînement électrique possède plusieurs définitions :

- Un entraînement électrique est un dispositif électromécanique pour convertir l'énergie électrique en énergie mécanique afin de transmettre un mouvement aux différentes machines et mécanismes pour différents types de contrôle de processus[03].
- Un entraînement électrique est un système industriel qui convertit l'énergie électrique en énergie mécanique ou l'inverse pour exécuter et contrôler divers processus. La qualité de ce système vaut principalement par la valeur du composant le plus faible[18].

I.3 LES COMPOSANTS D'UN ENTRAINEMENT ELECTRIQUE

Un système d'entraînement électrique comporte les principaux blocs fonctionnels (figure I-1) : une charge mécanique, un moteur électrique, un convertisseur statique, une source d'alimentation, des capteurs et un contrôleur.

La source d'alimentation fournit l'énergie dont le système d'entraînement à besoin. Le convertisseur relie le moteur avec la source d'alimentation et fournit au moteur une tension, un courant et / ou une fréquence réglable. le contrôleur supervise le fonctionnement de l'ensemble du système pour améliorer ses performances et sa stabilité globale[18].

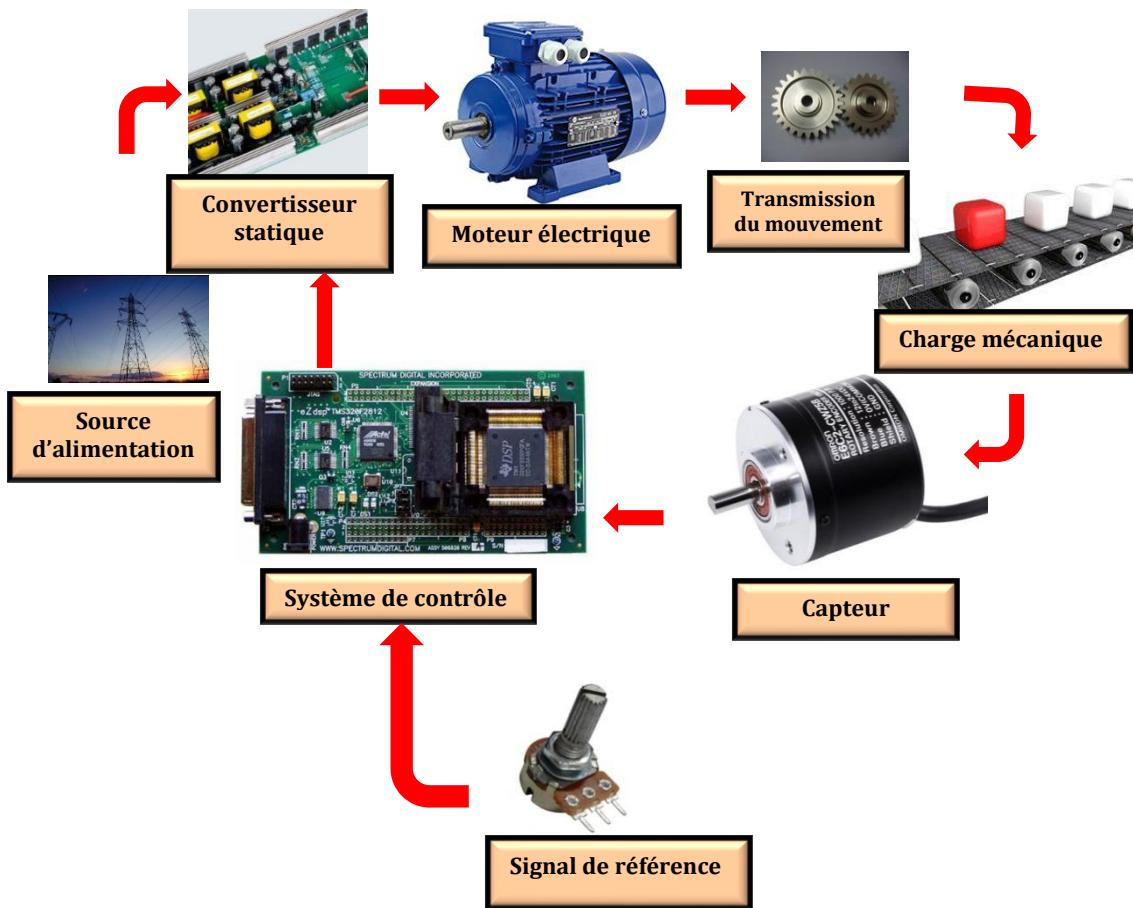


Figure (I-1) : Composants d'un entraînement électrique

I.3.1 LA CHARGE MECANIQUE :

Les charges mécaniques présentent de grandes variations des caractéristiques de couple vitesse. Les couples de charge dépendent généralement de la vitesse et peuvent être représentés par une formule empirique telle que :

$$C_e = A C_{e \text{ nom}} \left(\frac{n}{n_{\text{nom}}} \right)^k \quad (\text{I-1})$$

Où : A est une constante de proportionnalité, $C_{e \text{ nom}}$ est le couple nominale de la charge, n est la vitesse de fonctionnement, k est un coefficient exponentiel représentant la dépendance du couple à la vitesse.

La figure (I-2) montre les caractéristiques typiques de différentes charges mécaniques.

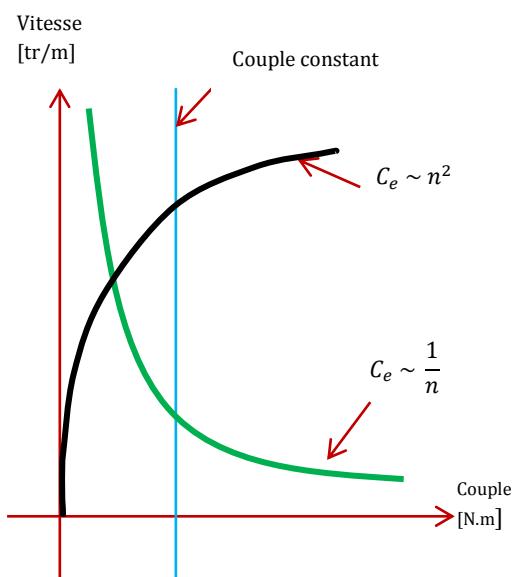


Figure (I-2) :Principales caractéristiques du couple - vitesse

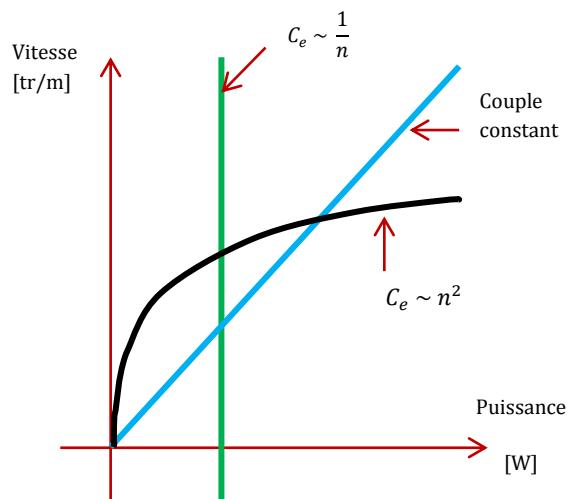


Figure (I-3) :Principales caractéristiques du puissance - vitesse

La puissance mécanique de la charge est donnée par l'équation :

$$P = C_e \omega \quad (I-2)$$

Où : $\omega = 2\pi \frac{n}{60}$ est la vitesse angulaire en [rad/sec] et n la vitesse en tr/m. La figure (I-3) montre la caractéristique de puissance mécanique correspondant aux charges mécaniques indiquées à la figure (I-2).

La figure (I-4) montre plusieurs types de charges mécaniques couramment utilisées dans les outils électroménagers. En général, les caractéristiques de charge peuvent être regroupées dans plusieurs types :

I.3.1.1 Couple indépendant de la vitesse:

Les caractéristiques de ce type de charge mécanique sont représentées par l'équation (I-1) lorsque k est égal à zéro et C est égal à 1. Malgré que le couple est indépendant de la vitesse, la puissance dépend de la vitesse. Il existe de nombreux exemples de ce type de charge, tels que des grues ou le pompage d'eau ou de gaz à pression constante.

I.3.1.2 Couple linéairement dépendant de la vitesse:

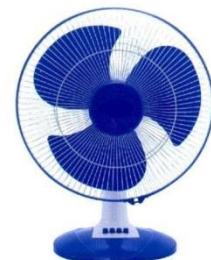
Lorsque le coefficient exponentiel vaut 1, cela signifie que le couple est linéairement proportionnel à la vitesse et la puissance mécanique est proportionnelle au carré de la vitesse. Il s'agit d'un type de caractéristiques de charge peu fréquent et généralement observé sous une forme de charge complexe. Un exemple serait un moteur entraînant un générateur de courant continu connecté à une charge à résistance fixe, et le flux magnétique du générateur est constant.

I.3.1.3 Couple proportionnel au carré de la vitesse:

Lorsque le coefficient exponentiel est égal à 2, la caractéristique couple-vitesse est parabolique (les ventilateurs, les pompes centrifuges et les hélices). La puissance requise est proportionnelle au cube de la vitesse et peut être excessive à des vitesses élevées.



Une perceuse électrique ($k=-1$).



Un ventilateur ($k=2$).

Figure (I-4) : Types des charges mécaniques communes

I.3.1.4 Couple inversement proportionnel à la vitesse :

Dans ce cas le coefficient exponentiel est égal -1, Cette charge nécessite généralement un couple important lors de démarrage et lors de son fonctionnement à faible vitesse (les

fraiseuses et les alésoseuses). La consommation de la puissance d'une telle charge est indépendante de la vitesse. Certaines charges peuvent avoir une combinaison des caractéristiques précédentes.

I.3.2 LE MOTEUR ELECTRIQUE :

Selon le courant du moteur, les entraînements électriques sont divisés en deux catégories [19]:

I.3.2.1 Entraînements électriques DC :

Ces entraînements utilisent un moteur à courant continu. Dans la gamme à faible puissance, le champ magnétique est produit par des aimants permanents, et dans la plage de forte puissance, il est produit par un enroulement d'excitation séparé.

I.3.2.2 Entraînements électriques AC :

Cette catégorie se sert des moteurs alimentés par un courant alternatif monophasé ou polyphasé. La fréquence du courant du moteur a une influence significative sur la vitesse du moteur. Les moteurs synchrones tournent exactement à la fréquence du courant d'alimentation, alors que dans le cas des moteurs asynchrones, il existe une différence entre la fréquence du courant du moteur et la fréquence de rotation.

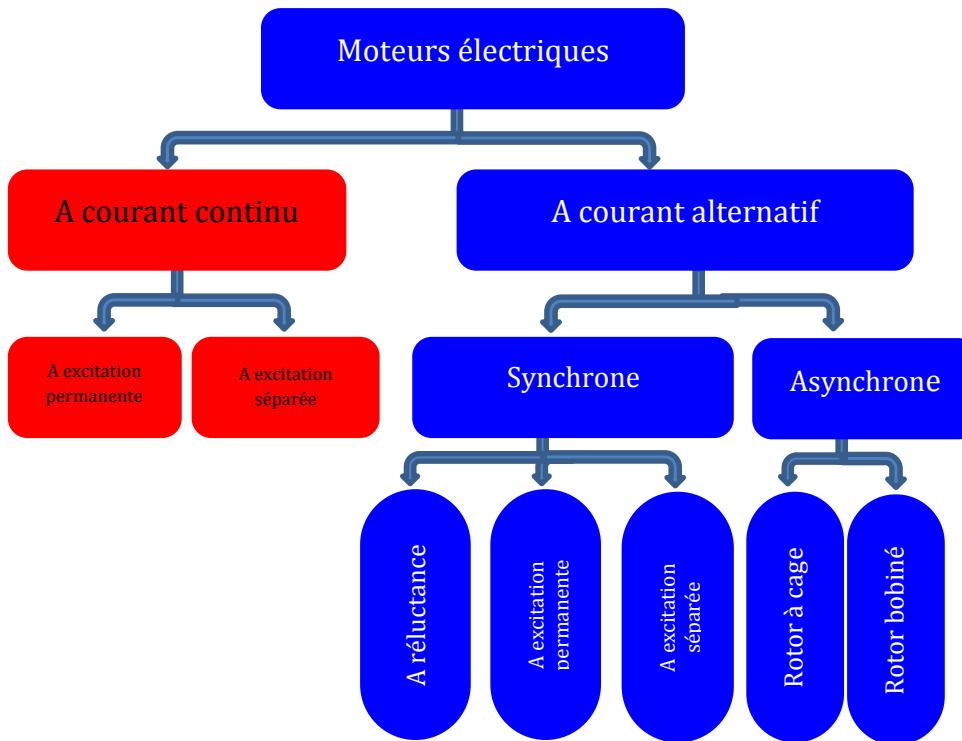


Figure (I-5) Types des moteurs électriques.

Les moteurs électriques présentent de grandes variations de caractéristiques couple-vitesse, certaines sont illustrées à la figure (I-6). Les moteurs synchrones ou à réluctance présentent une caractéristique de vitesse constante similaire à celle de la courbe I. En régime permanent, ces moteurs fonctionnent à vitesse constante quelle que soit la valeur du couple de charge.

La courbe II montre un moteur dc à excitation shunt ou à excitation séparée, où la vitesse est légèrement réduite lorsque le couple de charge augmente.

Les moteurs dc à excitation série présentent la caractéristique indiquée dans la courbe III, la vitesse est élevée à faible charge et faible lors de fortes charges. Le moteur à induction présente des caractéristiques de vitesse peu complexes similaires à celle donnée par la courbe IV; en régime permanent, ils fonctionnent dans la partie linéaire de la caractéristique couple-vitesse, qui ressemble à la caractéristique d'un moteur à excitation shunt ou séparée. Le couple maximum développé par les moteurs à induction est limité par un seuil dite $C_{e\max}$.

Dans les applications d'entraînement électrique, les moteurs électriques doivent être sélectionnés pour correspondre à la performance prévue des charges mécaniques. Par exemple, pour une application à vitesse constante, le moteur synchrone est probablement le meilleure choix. D'autres moteurs, tels que le moteur à induction ou le moteur à courant continu, peuvent également être utilisés dans les applications à vitesse constante, à condition que le circuit d'asservissement soit utilisé pour compenser le changement de vitesse lorsque le couple de charge change[18].

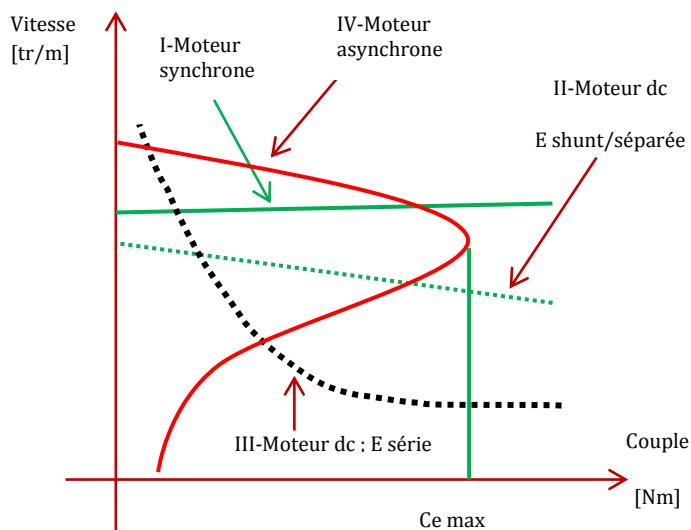


Figure (I-6) : Caractéristiques vitesse-couple des différents types de moteur électrique

I.3.3 LE CONVERTISSEUR STATIQUE :

La fonction principale d'un convertisseur statique est de transformer la forme d'onde d'une source d'alimentation en celle requise par un moteur électrique afin d'obtenir les performances souhaitées. La plupart des convertisseurs statiques fournissent une tension, un courant et / ou une fréquence ajustables pour contrôler la vitesse, le couple ou la puissance du moteur. On distingue quatre types de convertisseur :

- ✓ Convertisseurs DC – AC (les onduleurs) : La forme d'onde continue de la source d'alimentation est convertie en une forme d'onde alternative monophasé ou polyphasé. La fréquence de sortie, le courant et / ou la tension peuvent être ajustés en fonction de l'application. Ce type de convertisseur convient aux moteurs à courant alternatif tels que les moteurs à induction ou synchrones.
- ✓ Convertisseurs DC – DC : Ce type est également appelé hacheur. La forme d'onde continue à l'entrée est convertie en une forme d'onde continue d'amplitude variable. L'application principale de ce convertisseur est dans les entraînements électriques du moteur à courant continu.
- ✓ Convertisseurs AC – DC (les redresseurs) : La forme d'onde en courant alternatif est convertie en courant continu avec une amplitude réglable. L'entrée peut être une source monophasé ou polyphasé. Ce type de convertisseur est utilisé dans les entraînements électriques dc.
- ✓ Convertisseurs AC – AC : La forme d'onde d'entrée est généralement alternative avec une amplitude et une fréquence fixes. La sortie est alternative avec une fréquence, une amplitude ou les deux variables. La conversion peut être interrompue directement ou via un bus DC. Le système de liaison en courant continu relie les deux convertisseurs connectés en cascade (redresseur-onduleur). Les applications principales de ses dernières sont les moteurs à courant alternatif.

I.3.4 LE CAPTEUR

Les capteurs font la partie essentielle de la chaîne d'entraînement car sans eux, le contrôle serait impossible. L'ensemble des capteurs (capteurs de courant, capteurs de vitesse ou de flux) de la chaîne d'entraînement, permettent de mesurer les variables physiques que nécessite la commande.

Comme les autres dispositifs, les capteurs présentent des limites de fonctionnement et des non-linéarités dont les concepteurs de la commande et du système intégré devront tenir compte.

En particulier, il existe un phénomène qui n'a rien de physique mais qu'il est tout aussi important de signaler : la quantification binaire. On désigne, par ce terme, le fait qu'une grandeur physique par et qui peut prendre un nombre infini de valeurs, doit être représentée par une variable binaire qui ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs. À chaque bit, on associera donc un quanta qui dépend de la dynamique de la grandeur physique et du nombre de bits de la variable binaire. figure. (I-7)



fig. I. 7 Capteur de vitesse.

I.3.5 LA TRANSMISSION

La transmission est un dispositif mécanique permettant de transmettre un mouvement d'une pièce à une autre. Cet élément de la chaîne d'entraînement a pour fonction de l'adaptation du couple et de la vitesse entre le moteur et la charge mécanique.

On distingue deux types :

I.3.5.1 La transmission tournante – tournante : Figures (I.8), (I.9)

Figure (I.8): Transmission à engrenages Figure (I.9) : Transmission à pouliers et courroie

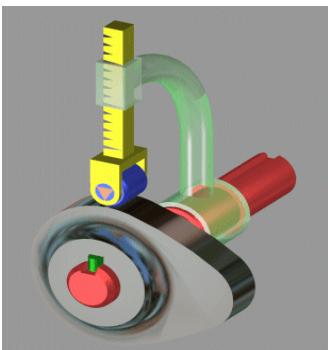
I.3.5.2 La transmission tournante – linéaire : Figures (I.10), (I.11)

Figure (I.10) : Système à came

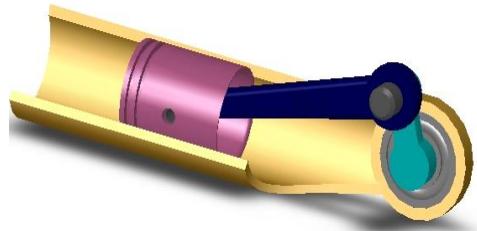


Figure (I.11) : Système à Bielle

I.3.6 LA COMMANDE

Nous pouvons donc définir la fonctionnalité de la commande de la chaîne d'entraînement comme l'ensemble des fonctions génériques indispensables au contrôle de l'entraînement et à son intégration dans un système plus complexe. La figure I.12 représente la répartition hiérarchique des tâches de commande dans une application complexe et de la place de la commande de la chaîne d'entraînement[25].

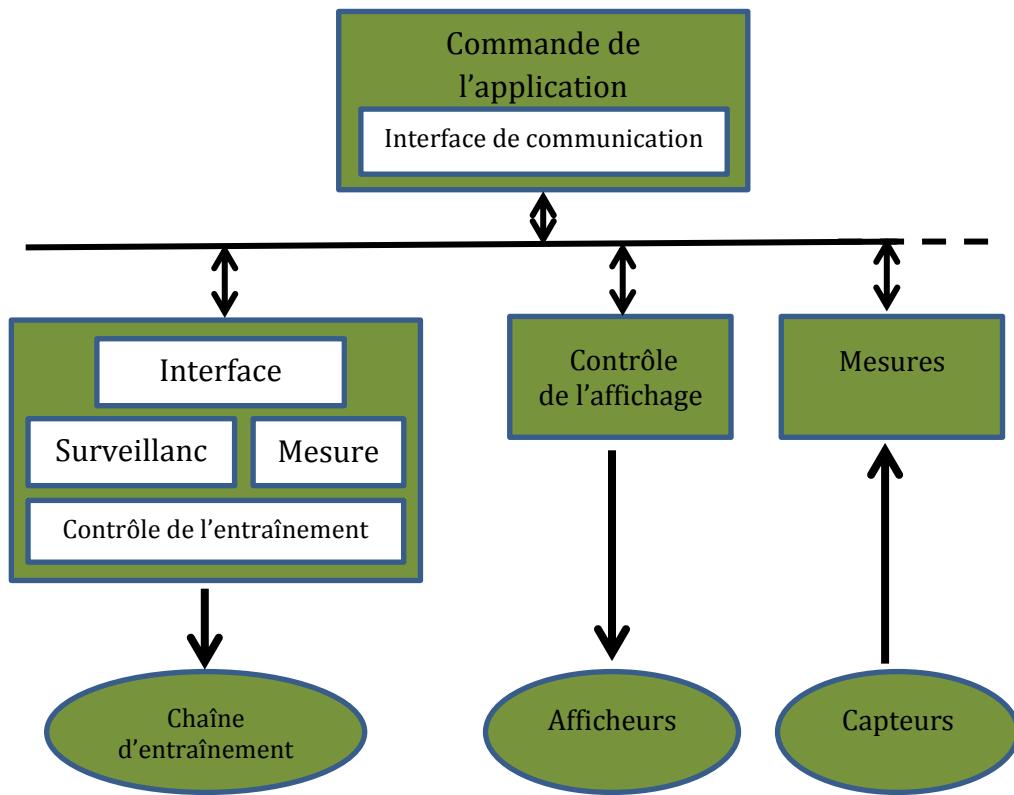


Figure I. 12 : Exemple de hiérarchie de commande.

I.3.6.1 Les fonctions génériques de commande

a) Les fonctions logiques de génération des impulsions de commande du convertisseur :

À partir de la valeur des instants de commutation de l'onduleur, du temps mort et de la période de commutation, ces fonctions génèrent les impulsions binaires qui commandent les interrupteurs de puissance de l'onduleur. Les fonctions sont purement logiques et n'intègrent à priori aucune fonction algorithmique.

b) Les fonctions algorithmiques pour le calcul des instants de commutation :

À ce niveau, il nous faut faire la différence entre deux blocs algorithmiques (Fig. I.13) :

1. le bloc MLI . Ce bloc est chargé de calculer les instants de commutation des composant de puissance du convertisseur à partir d'une consigne de tension.
 2. le bloc de contrôle proprement dit qui assure les fonctions de régulation et asservissement des grandeurs physiques contrôlées. Toutefois, si nous nous trouvons dans un schéma de contrôle en boucle ouverte, aucune régulation ou asservissement n'ayant lieu, ce bloc se contente de calculer les consignes de tension pour la MLI à partir des consignes externes.

c) Les fonctions d'acquisition des mesures :

Ce bloc se charge de la communication avec les dispositifs de mesure (CAN, capteur de vitesse, ...etc.) ainsi que du traitement des données binaires reçues pour les mettre au format binaire du système.

d) Les fonctions logiques de surveillance

En général, sur tout dispositif physique il est nécessaire d'assurer la surveillance de conditions de fonctionnement, surveillance qui n'a rien à voir avec le contrôle du dispositif. Par exemple, sur une chaîne d'entraînement, on peut vouloir surveiller que la tension d'alimentation DC de l'onduleur ne dépasse pas certains seuils ou qu'aucun court-circuit ou surintensité se produit dans les bras de l'onduleur. Cette surveillance relève de fonctions logiques qui doivent réagir instantanément aux signaux extérieurs et avoir une priorité absolue sur tous les autres blocs.

e (Le bloc logique d'interfaçage

L'objet de ce bloc est généralement de recevoir des consignes externes qui commanderont l'entraînement, et de renvoyer des mesures ou des conditions logiques de fonctionnement. Dans les cas les plus simples, l'interfaçage est inexistant ou se réduit à quelques signaux pour communiquer directement avec un autre dispositif électronique. Mais l'interfaçage peut être beaucoup plus complexe et revêtir la forme d'un protocole complet de communication à travers un bus partagé par une multitude de dispositifs électroniques] 25.[

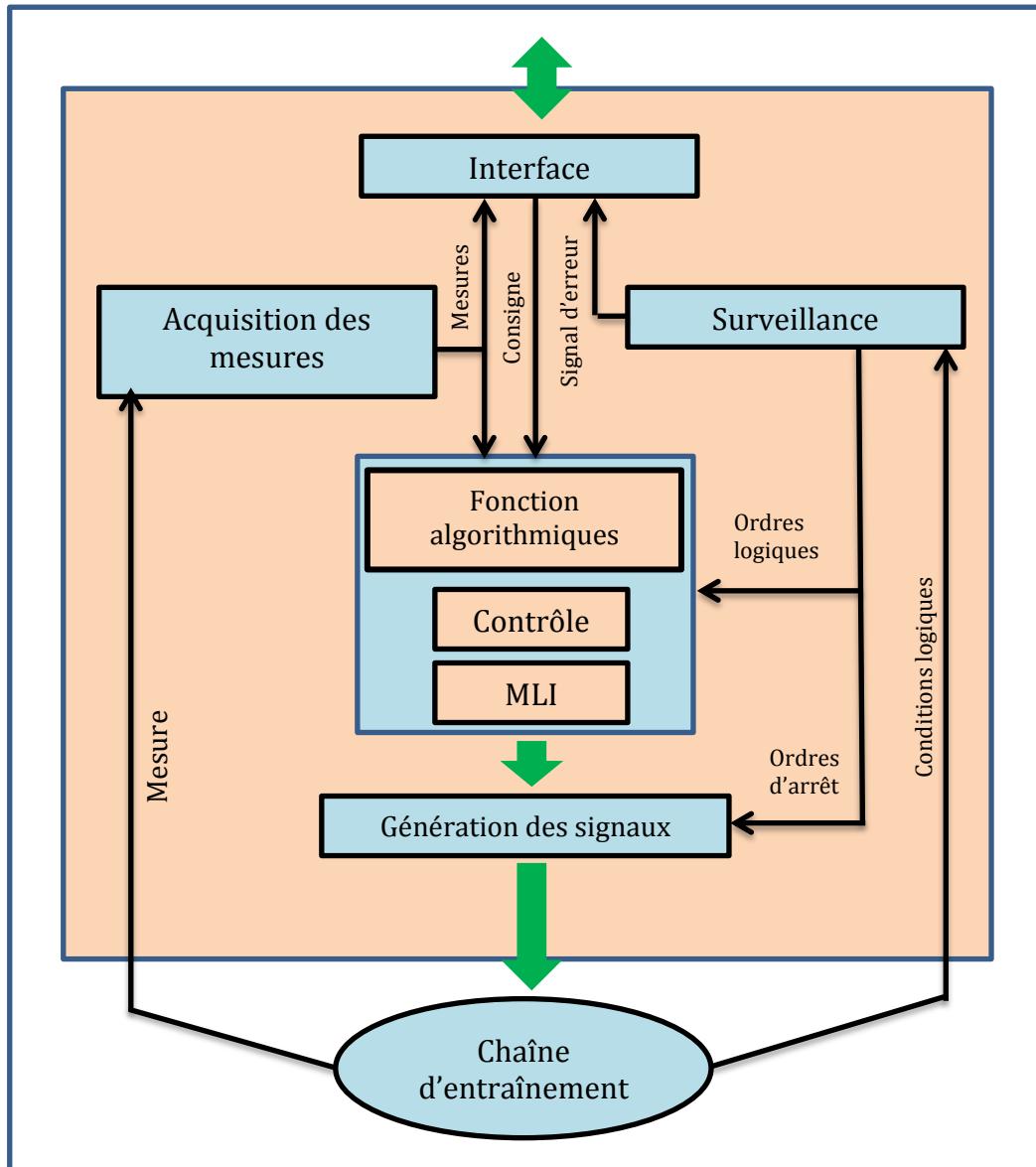


Figure I. 13 : Structure de la commande

En résumé, la «commande» se compose de sa fonctionnalité principale (le contrôle de la chaîne d'entraînement), et de fonctions annexes. Pour les besoins de l'intégration, nous regroupons dans la suite de ce document les fonctions de commande en trois groupes:

1. les fonctions algorithmiques.
2. les fonctions logiques.
3. les protocoles de communication[26].

Ainsi que nous l'avons déjà fait remarquer que La commande algorithme se compose en fait de deux blocs bien distincts : le bloc de contrôle et le bloc MLI. Pour chacun de ces blocs, il existe plusieurs stratégies possibles, c'est à dire en fait plusieurs algorithmes, la stratégie de chacun des blocs étant choisie indépendamment. En ce qui concerne le bloc MLI, nous citerons pour référence la MLI sinusoïdal, la pré calculée et la MLI vectorielle, cette dernière technique est la plus communément employées. Chacun de ces algorithmes permet d'obtenir des caractéristiques différentes des tensions de sortie de l'onduleur (spectre et amplitude maximale de la tension).

En ce qui concerne le bloc de contrôle, on peut distinguer deux familles communes d'algorithmes : les méthodes scalaires et les méthodes vectorielles[26].

I.4 PLANIFICATION ET CHOIX D'UN ENTRAÎNEMENT ELECTRIQUE

Les entraînements électriques présentent un large choix de caractéristiques techniques et sont proposés par de nombreux fabricants. L'ingénieur en conception électrique dispose donc d'un grand degré de liberté pour choisir et planifier ses solutions d'entraînement. Lors de la planification des entraînements électriques, le résultat n'est donc pas forcément explicite. Selon la pondération des besoins, la solution peut varier. Il est donc recommandé de passer plusieurs fois par les étapes de planification et de comparer les différentes solutions afin de parvenir à une conception économique idéale.

La planification des entraînements électriques suit la conception mécanique de la machine et est basée sur ses spécifications. De petits changements dans la conception mécanique peuvent avoir un impact important sur la solution d'entraînement. Le processus de planification doit donc être compris comme une tâche commune aux ingénieurs concepteurs en mécanique et en électricité.

I.4.1 ÉTAPES DE PLANIFICATION

Le processus de planification d'un entraînement électrique se fait donc en plusieurs étapes, l'une sur l'autre, comme le montre la figure I-14[19].

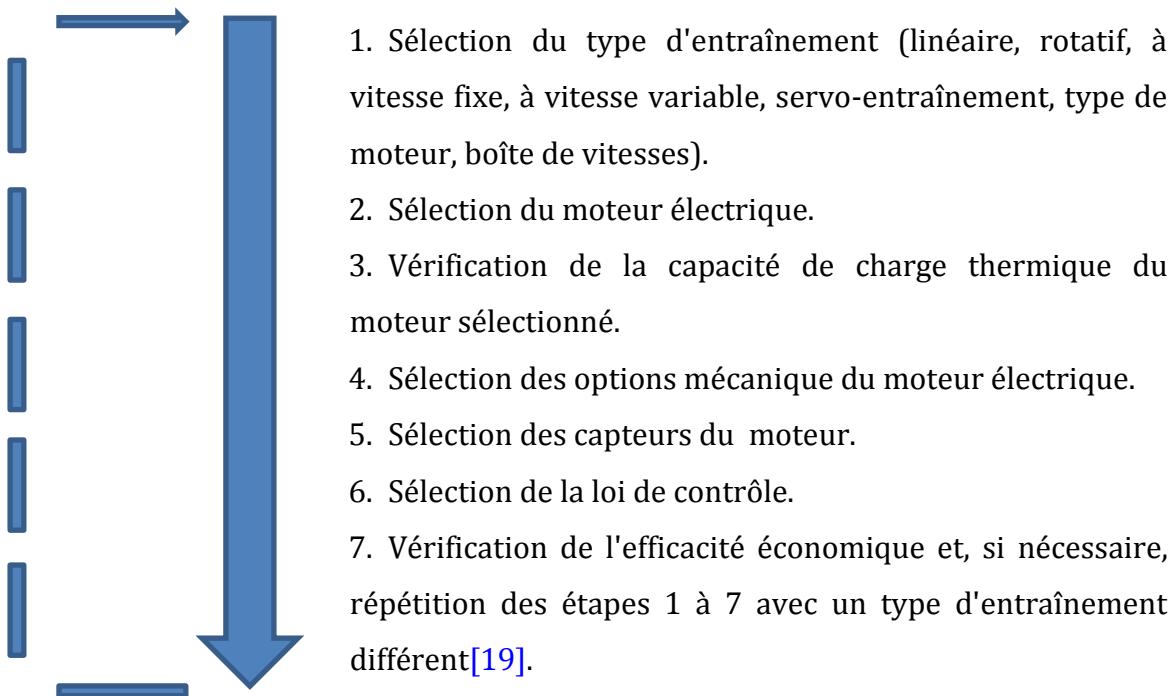


Figure I-14 : Etapes de planification d'un entraînement électrique.

Les ingénieurs de conception ne sélectionnent pas la charge mécanique ou les sources d'alimentation. Les charges mécaniques sont plutôt déterminées par la nature de l'opération industrielle. et la source d'énergie est déterminée par ce qui est disponible sur le site. Cependant, les concepteurs peuvent généralement sélectionner les quatre autres composants de l'entraînement électrique (moteur électrique, convertisseur statique, capteurs et contrôleur).

Les critères de base pour la sélection d'un moteur électrique pour un système d'entraînement donnée sont le respect du niveau de puissance et des performances requis par la charge lors de son fonctionnement dynamiques en régime transitoire et en régime permanent. Certaines caractéristiques des charges mécaniques peuvent nécessiter un type de moteur particulier. Par exemple, dans l'application pour laquelle un couple de démarrage élevé est nécessaire, un moteur série DC peut être un meilleur choix qu'un moteur à induction. Dans les applications à vitesse constante, les moteurs synchrones peuvent être plus adaptés que les moteurs à induction ou à courant continu.

Les facteurs environnementaux peuvent également déterminer le type de moteur. Par exemple dans la transformation des aliments. Les industries chimiques et l'aviation, où l'environnement doit être propre et exempt d'arcs, le moteur à courant continu ne peut être utilisé que s'il est encapsulé. Ceci est dû à ses étincelles électriques générées entre les balais du moteur et ses segments de collecteur. Dans ces cas, le moteur à induction à cage d'écureuil ou une autre machine sans balai sont probablement les meilleures choix.

Le coût du moteur électrique est un autre facteur important. En général, les moteurs à courant continu et les nouveaux types de moteurs sans balais sont les machines les plus coûteuses, tandis que les moteurs à induction à cage d'écureuil sont parmi les moins chers[19].

I.5 AMELIORATION DES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES

Les besoins sont très variés dans le domaine des entraînements électriques. Ils vont des applications simples telles que l'entraînement des pompes, les ventilateurs jusqu'à des applications nécessitant des performances dynamiques aussi que des plages de vitesses très étendue. L'efficacité d'un entraînement électrique avec un moteur asynchrone et la capacité de répondre au besoin des cahiers des charges sont liées directement au choix des éléments de la chaîne d'entraînement (moteur électrique, convertisseur statique, filtre, capteurs, carte de commande et l'algorithme qui gérer cet entraînement).

Pour améliorer les indices de performances de notre entraînement électrique (le dépassement, le temps de réponse et l'erreur statique des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques), et pour optimiser son énergie consommée, son rendement et son coût, il est obligé de suivre l'un des chemins suivants :

- a. Faire améliorer la qualité des éléments de la chaîne d'entraînement (conception, matière de fabrication, durée de vie...etc.) à travers :
 1. L'augmentation du rendement de chaque composant de l'entraînement en particulier celui du moteur électrique.
 2. L'utilisation des convertisseurs de puissances possédant des bonnes sorties et moins d'harmoniques.
 3. L'utilisation des moteurs électriques à haute classes A ou B qui permettent de travailler avec un rendement excellent.

4. L'utilisation des capteurs à haute résolution (capteur de vitesse, capteur du courant, capteur de tension ...), pour minimiser les erreurs de mesures.
 5. Remplacement des cartes de commande (processeurs) par des processeurs modernes possédant haute fréquence de travail et capables de gérer des algorithmes de commande en temps réel.
 - b. Faire développer de nouveaux algorithmes de commandes qui permettent d'atteindre les exigences du cahier des charges de l'entraînement électrique par exemple :
1. Utilisation de nouveaux commandes robustes, intelligentes et capables d'entraîner la charge mécanique, dans de bonnes conditions, dans le régime transitoire et le régime permanent.
 2. Développement des estimateurs qui peuvent être capables de remplacer les capteurs.
 3. Pilotage des convertisseurs de puissance (redresseur, onduleur, hacheur ...) en utilisant par exemple la modulation de largeur d'impulsion vectorielle et la modulation de largeur d'impulsion par l'injection de l'harmonique trois...etc.

I.6 DEFAUTS DANS LES ENTRAINEMENTS ELECTRIQUES

La nécessité de développer des systèmes d'entraînement électriques industriels a impliqué une forte augmentation de l'utilisation d'équipements modernes pour répondre aux exigences des cahiers de charges. En parallèle elle a augmenté le nombre de défauts, ce qui nécessite une grande amélioration des dispositifs de surveillance.

Nous distinguons quatre parties [27] [28] :

- ✓ La machine
- ✓ Le convertisseur statique
- ✓ La transmission mécanique
- ✓ Le capteur

I.6.1 LA MACHINE

I.6.1.1 Causes des défauts

La figure I-15 présente les phénomènes à l'origine des défauts dans la machine électrique. La principale source de défauts provient de la mécanique, la deuxième cause de défauts est la surchauffe du moteur qui accentue le vieillissement des composants. La

troisième cause de défauts référencée est le claquage d'isolants conduisant à des court-circuit. Notons que de nombreuses sources de défauts ne sont pas bien connues [29].

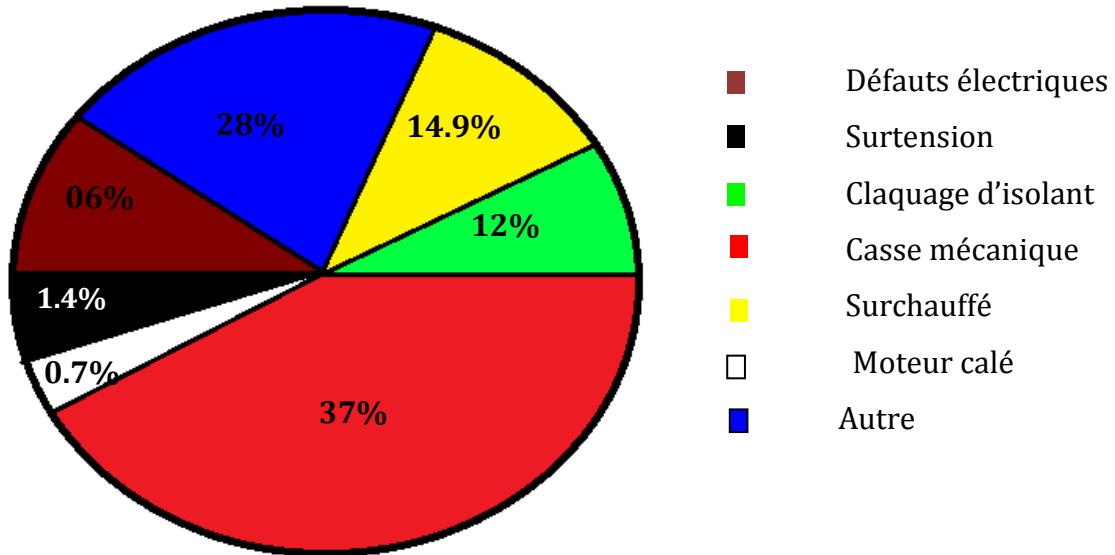


Figure I-15 : Répartitions des causes des défauts pour une machine asynchrone.

I.6.1.2 Principaux défauts dans la machine

Les principaux défauts pouvant se produire dans une machine à cage peuvent être classés comme suit [29]:

- ✓ Défauts au stator résultant d'une ouverture ou d'un court-circuit sur au moins une phase du stator .
- ✓ Connexion anormale des enroulements du stator.
- ✓ Barre ou anneau de court-circuit au rotor cassé.
- ✓ Excentricité dynamique ou statique.
- ✓ Axe plié (proche de l'excentricité dynamique).
- ✓ Roulements .

Une étude conduite pour IEEE [30] a établi une statistique des différents défauts pouvant se produire sur une machine électrique (figure I-16).

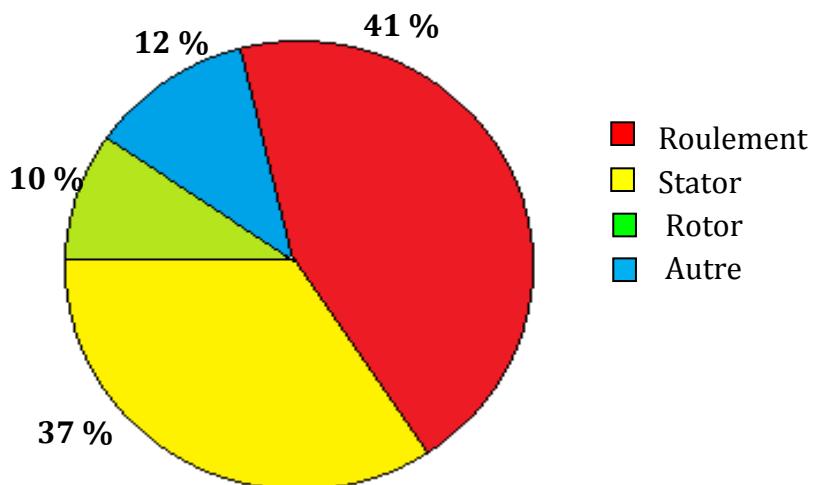


Figure I-16 : Répartition des défauts suivant le composant.

Cette répartition tend à montrer que les défauts se situent principalement dans la chaîne mécanique et dans le stator. Du fait des conditions de fabrication des moteurs, les défauts dans le rotor sont de moins en moins fréquents. Nous allons détailler les principales caractéristiques des défauts cités.

a) Défauts roulement

Ces éléments, assurant le positionnement correct de l'axe de la machine, constituent des éléments critiques. La figure I-17 présente la répartition des défauts roulement. Il ressort de la figure I-16 que la principale source de défaillances est constituée par les roulements qui assurent la rotation et le maintien de l'axe du rotor. Dans les causes de défaillance des roulements, nous pouvons noter l'usure due au fonctionnement normal et les phénomènes de courant d'arbre qui renforcent cette usure [27]. Un défaut dans les roulements affecte certes la vitesse de l'axe du rotor mais aussi la répartition du flux dans l'entrefer qui n'est plus alors constant (phénomène d'excentricité). Ceci se traduit donc par une évolution des grandeurs électromagnétiques et donc des courants dans la machine.

b) Défauts au stator de la machine :

La très grande majorité des défauts au stator des machines est due à des défauts d'isolement. L'existence de courants de court-circuit, que ce soit entre phase ou par rapport à la terre, constitue donc un phénomène important. A terme, ces défauts, destructifs pour les

couches de vernis protecteur des enroulements, conduisent à une machine non équilibrée et à son changement de classe d'isolation.

c) *Défauts au rotor de la machine :*

La figure I-7 permet de se rendre compte que la majorité des défauts rotor ont trait à la cage.

La seconde source de défauts provient d'une déformation de l'axe du rotor. Ces deux défauts ont pour origine des contraintes de fonctionnement trop fortes sur la cage qui provoquent sa déformation. Ces défauts s'expliquent par les méthodes employées auparavant pour la construction de la cage (soudure des différents constituants). Avec les techniques de coulage de la cage, la part de celle-ci dans les défauts rotor et les défauts au rotor eux-mêmes ont diminué.

I.6.2 LE CONVERTISSEUR STATIQUE

D'après la structure de base des convertisseurs, il sont composés de bras, constitués de deux interrupteurs avec leur diode montée en anti-parallèle.

Deux types de défaut « composant » sont possibles :

- Composant toujours fermé, ce défaut est destructif pour la source continue car il provoque un court-circuit de la source. Par ailleurs, il entraîne la destruction du composant voir au fonctionnement des protections de la source.

- Composant toujours ouvert, ce défaut peut entraîner des contraintes sur le moteur car il provoque des déséquilibres que la commande ne peut que partiellement compenser.

Quant aux défauts dans la transmission de la commande aux interrupteurs, ils proviennent :

- De la rupture de la connexion entre le pilote et l'interrupteur qui est alors maintenu, dans l'état précédent, la rupture.
- De l'inhibition du pilote suite à la détection d'un court-circuit ou une tension d'alimentation insuffisante[27].

I.6.3 LA TRANSMISSION MECANIQUE

I.6.3.1 Origine des défauts

Vu l'importance des réducteurs et la complexité de ces systèmes mécaniques, une analyse des défaillances de ces éléments a été réalisée par la société française d'assurances Allianz.

Le tableau I-2 présente des statistiques sur les causes de défaillances et la figure I-17 montre la localisation des défauts dans ces éléments à engrenages.

Origine des défauts	Pourcentage %
Fabrication (calcul, assemblage, matériaux).	40
Exploitation (maintenance,...)	43
Autre (machine adjacentes)	17

Tableau I-2 : Origine des défauts dans les éléments à engrenage

Les défaillances sont principalement localisées dans les dents : ce sont les parties les plus sollicitées.

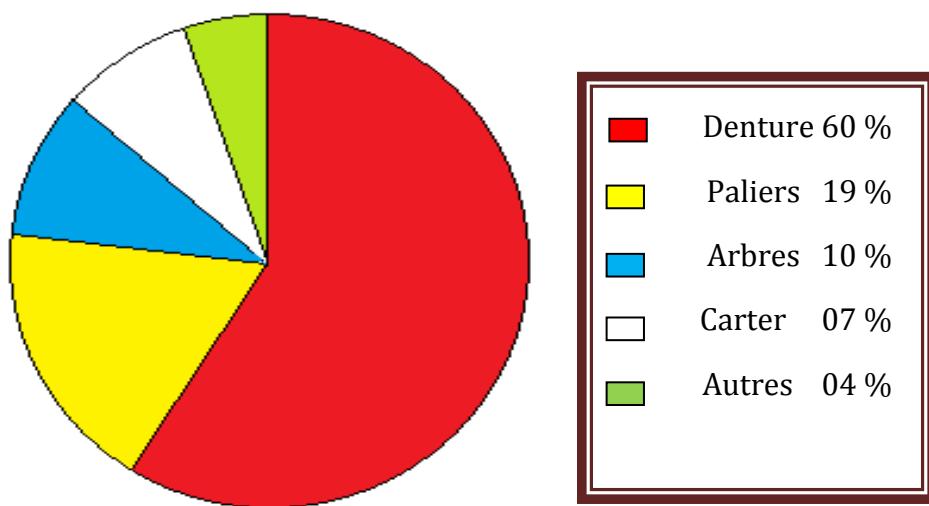


Figure I-17 : Localisation des défauts dans les éléments à engrenage

I.6.3.2 Principaux défauts de la transmission

On distingue principalement deux catégories de défauts:

- les défauts affectant toutes les dents: usure, piqûres et ceux localisés sur des dents particulières : fissuration, écaillage.
- Les défauts localisés sur des dents particulières conduisent rapidement à la rupture de celles-ci, contrairement aux défauts telle que l'usure normale.

a) *Les défauts répartis sur toutes les dents :*

- L'usure

L'usure est un phénomène local caractérisé par un enlèvement de matière provoqué par glissement des deux surfaces en contact l'une sur l'autre. Son développement est lié à charge, à la vitesse de glissement des surfaces et à la présence d'éléments abrasifs.

- Les piqûres (pitting) Ce sont des trous peu profonds qui affectent toutes les dents. Ils se produisent sur des engrenages en acier de construction relativement peu dure. Ces processus évoluent généralement lentement en comparaison avec la durée de vie des réducteurs.

b) *Les défauts localisés sur certaines dents :*

- L'écaillage

Il se caractérise par la présence des trous plus profonds et plus étendus que pour le piqûre. L'écaillage se manifeste dans les engrenages cémentés, qui sont les plus répandus à l'heure actuelle car ils permettent de passer des couples importants avec des dimensions réduites pour un coût de fabrication moindre. Ce défaut évolue alors rapidement vers la rupture car la pression superficielle est trop grande.

- Le grippage

Ce défaut provient de la destruction brutale du film d'huile sous l'effet de la température. Le grippage est favorisé par des vitesses élevées, de gros modules, de faibles nombres de dents en contact. Il dépend aussi de la qualité du lubrifiant utilisé et des conditions de mise en service.

- La fissuration

Elle apparaît surtout pour des aciers fins durcis par traitement thermique. Elle résulte de contraintes au pied de la dent qui dépassent la limite de fatigue du matériau ; elle est, général, située du côté de la dent sollicitée en traction.

I.6.4 LES CAPTEURS

L'utilisation des capteurs est indispensable dans la commande des machines électriques. Ces capteurs sont utilisés pour deux raisons : améliorer les performances des stratégies de commande de la machine en mesurant certaines grandeurs comme la position du rotor ou les courants statorique ou rotorique.

Protéger les interrupteurs de puissance en mesurant le courant y circulant ou la tension à leurs bornes.

Ces capteurs sont néanmoins sujets à des défauts comme celui de bruit, d'offset, de gain ou de déconnection permanente ou non. Toute défaillance au niveau du capteur introduit des erreurs de mesures qui compromettent et dégradent considérablement les performances du système. Ainsi le diagnostic des défauts capteurs est favorisé dans plusieurs applications telles la traction ferroviaire ou la propulsion maritime [20].

I.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit l'entraînement électrique et ses composants, avec bien sûr, la citation du rôle, du types, et d'utilisation de chaque composant en détaille. Nous avons, en particulier, insisté sur la diversité et la complexité des entraînements électriques, toute en précisant les étapes de planification d'un entraînement électrique et son choix.

Il a été conclu que le processus de choix et de planification sont des taches communes entre les ingénieurs concepteurs en mécanique et en électricité.

Nous avons également donné les méthodes d'optimisation d'énergie des entraînements électriques, et d'amélioration de leurs indices de performances qui sont relatif à deux axes :

- Amélioration des éléments de la chaîne d'entraînement (côté matériels)
- Amélioration des algorithmes de commandes (côté programmations)

Nous avons terminé ce chapitre en discutant les principaux défauts touchant les entraînements électriques, leurs causes et leurs effets. Dans le douzième chapitre, nous allons se focaliser sur la modélisation des principaux éléments de la chaîne d'entraînement électrique concernant le moteur asynchrone.

II.1 INTRODUCTION

L'observateur dans le secteur industriel moderne, remarque sa grande dépendance aux systèmes d'entraînement électrique, dans ses divers types : avec moteur à courant continu , avec moteur à courant alternatif, ces derniers peuvent être à vitesse constante ou vitesse variable,...etc.

Cependant, l'entraînement électrique avec moteur asynchrone est plus utilisé, et cela , bien sûr, liée aux principaux éléments suivants :

- La simplicité et la facilité du maintenance du moteur asynchrone.
- Le coût moins chère du moteur par apport aux autre moteurs électriques.
- La capacité élevé de son variateur de vitesse (redresseur, filtre, onduleur), permet d'asservir la vitesse et le couple électromagnétique du moteur asynchrone dans des intervalles très grandes et dans plusieurs régimes.
- La facilité du maintenance du variateur de vitesse.
- L'intégration du capteurs (vitesse, couple,...) dans l'entraînement électrique est directe et très facile.

Pour cela, nous allons allouer ce chapitre à la simulation d'un système d'entraînement électrique avec le moteur asynchrone, en utilisant l'environnement Matlab/Simulink, dans le but de tester quelques types de commande.

Nous débutterons notre étude par la modélisation du moteur asynchrone qu'est basé sur le modèle du Park, puis, nous allons passer à la modélisation de son alimentation (redresseur, filtre, onduleur), avec la citation des types de commande de l'onduleur. Ensuite nous discuterons l'élément le plus important dans ce chapitre qu'est la commande, enfin nous terminerons ce chapitre par la simulation des deux commandes fondamentales (scalaire et vectorielle).

II.2 DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La machine asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage du stator d'une part, voir figure II-1, et une partie mobile appelée rotor d'autre part. La carcasse nervurée à ailettes longitudinales est un monobloc en fonte ou en acier. Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va

créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [31].

En fonctionnement normal, le rotor de la machine asynchrone tourne à la vitesse Ω exprimée en radians par seconde, et la force magnétomotrice produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à Ω_s exprimée en radians par seconde, mais la vitesse Ω est généralement inférieure à Ω_s et on a :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} \quad (\text{II-1})$$

Avec :

ω_s : Pulsation statorique , liée à la fréquence du stator.

P : nombre de pair de pôle de la force magnétomotrice résultante.

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator. Les enroulements rotoriques sont en court-circuit, la vitesse de rotation du rotor est inférieure à Ω_s , et on note :

g : Glissement de la vitesse de rotation par rapport à celle du champ tournant statorique.

f_s : Fréquence de la vitesse statorique.

f_r : Fréquence de la vitesse rotorique.

On obtient les relations de glissement g

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{f_s - f}{f_s} \quad (\text{II-2})$$

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence, $\omega_s = \omega_g + \omega$ d'où $f_s = f_g + f$ est constamment satisfait. Quand la pulsation mécanique ω est égale à la pulsation du champ tournant ω_s , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

ω_g : Pulsation de glissement.

II.2.1 MODELE DYNAMIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La MAS triphasée est représenté schématiquement par la figure (II-1). Elle est munie de six enroulements. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par

trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle [32].

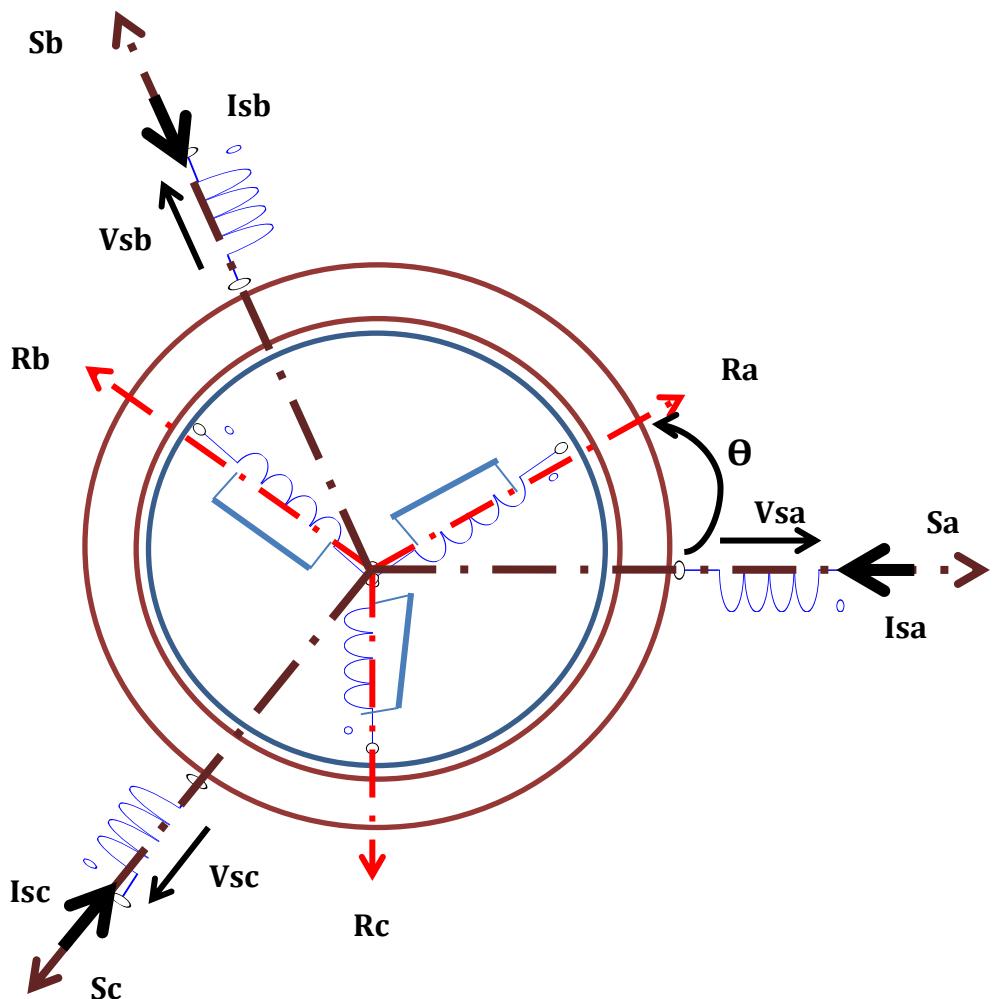


Figure II-1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.2.2 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES :

La machine électrique est prodigieusement complexe, pour sa modélisation nous sommes obligés d'introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [32]:

- ✓ Parfaite symétrie de construction.
- ✓ Assimilation de la cage d'écureuil à un bobinage en court-circuit de même nombre de phase que le bobinage statorique.
- ✓ Répartition sinusoïdale le long de l'entrefer du champ magnétique de chaque bobinage.

- ✓ Le bobinage est réparti de manière à donner une (f.m.m) sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystéresis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

II.2.3 EQUATIONS GENERALES DE LA MAS TRIPHASEE

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont:

- Les équations électriques
- Les équations magnétiques
- L'équation mécanique.

II.2.3.1 Equations électriques :

Par l'application de la loi d'ohm à chaque phase (figure II-1), on peut écrire les deux équations statoriques et rotoriques comme suit :

- Pour l'ensemble des phases Statoriques :

$$[V_{Sabc}] = [Rs] [i_{Sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{Sabc}] \quad (II-3)$$

- Pour l'ensemble des phases Rotoriques :

$$[V_{rabc}] = [0] = [Rr] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (II-4)$$

Avec :

$[V_{Sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$: Vecteur de tension statorique.

$[V_{rabc}] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: Vecteur de tension rotorique.

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

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

$$[Rs] = \begin{pmatrix} Rs & 0 & 0 \\ 0 & Rs & 0 \\ 0 & 0 & Rs \end{pmatrix}, \quad [Rr] = \begin{pmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{pmatrix}$$

Rs , Rr ; Les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

II.2.3.2 Equations magnétiques :

Les conséquences importantes des hypothèses simplificatrices conduisent aux relations linéaires entre les flux et les courants :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s M_s M_s M_1 M_3 M_2 \\ M_s l_s M_s M_2 M_1 M_3 \\ M_s M_s l_s M_3 M_2 M_1 \\ M_1 M_2 M_3 l_r M_r M_r \\ M_3 M_1 M_2 M_r l_r M_r \\ M_2 M_3 M_1 M_r M_r l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-5})$$

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

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\theta) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] [M_{sr}] \\ [M_{rs}] [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$$\text{Avec : } [L_s] = \begin{bmatrix} l_s M_s M_s \\ M_s l_s M_s \\ M_s M_s M_s \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$\text{Et } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r M_r M_r \\ M_r l_r M_{sr} \\ M_r M_r M_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

Tel que :

M_{sr} : La valeur maximale d'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelle entre stator et rotor.

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

En mettant (II.7) dans, (II.3) et (II.4), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[Vs] = [Rs]. [Is] + [Ls] \frac{d}{dt} [is] + \frac{d}{dt} ([Msr]. [ir]) \quad (\text{II-11})$$

$$[Vr] = [0] = [Rr]. [Ir] + [Lr] \frac{d}{dt} [ir] + \frac{d}{dt} ([Msr]^t \cdot [is]) \quad (\text{II-12})$$

II.2.3.3 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{II-13})$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{II-14})$$

Où : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor,

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor.

f : coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : couple résistant, ou de charge.

ω : vitesse angulaire électrique du rotor.

La résolution du système d'équations (II.11; II.12) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances $[Msr]$ et $[Msr]^t$ varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator (angle θ) et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de Park[32][34].

II.3 TRANSFORMATION DE PARK :

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé en système biphasé équivalent, ce dernier consiste à remplacer tous enroulements statoriques par deux enroulements, l'un sur l'axe (U) et l'autre sur l'axe (V) (figure II-2).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (U, V) est dite transformation de Park et est donnée par[31] :

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_{\text{obs}})] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Avec :

X :Tension, courant ou flux.

« *o* » : indice de l'axe homopolaire.

u : Indice de l'axe « u ».

v : Indice de l'axe « v ».

On ajoute la composante homopolaires pour équilibrer la transformation (cette composante est égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

$[P(\theta_{\text{obs}})]$: est la matrice de Park, définie par :

$$[P(\theta_{\text{obs}})] = k \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & \cos\left(\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{\text{obs}} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{\text{obs}}) & -\sin\left(\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{obs}} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Où :

$$\theta_{obs} = \theta + \theta_r \quad (\text{II-17})$$

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

θ_r : angle de rotation de (U,V) par rapport au rotor.

θ_{obs} : L'angle d'observation dans la matrice [P] (écart angulaire entre l'axe "a" du système triphasé et l'axe (U) du système biphasé.

k : est une constante qui peut prendre soit la valeur $(\sqrt{2/3})$ pour la conservation des puissances, soit la valeur $(2/3)$ pour la conservation des amplitudes.

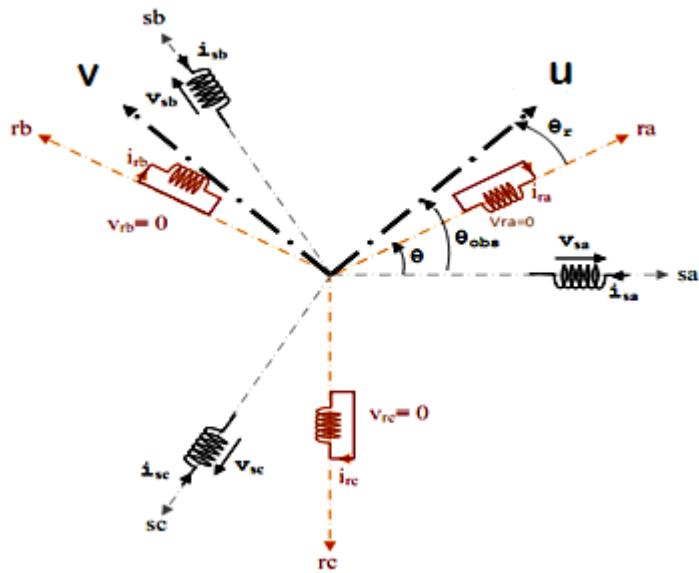


Figure II-2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

II.4 MODELE BIPHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉ :

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de PARK (tournant à une vitesse quelconque ω_{obs} par rapport au stator) est le suivant :

II.4.1 EQUATIONS ELECTRIQUES :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s \cdot i_{su} + \frac{d\Phi_{su}}{dt} - \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s \cdot i_{sv} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} + \frac{d\theta_{obs}}{dt} \cdot \Phi_{su} \\ 0 = R_r \cdot I_{ru} + \frac{d\Phi_{ru}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{rv} \\ 0 = R_r \cdot I_{rv} + \frac{d\Phi_{rv}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \Phi_{ru} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

II.4.2 EQUATIONS MAGNETIQUES:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = L_s \cdot i_{su} + M \cdot i_{ru} \\ \Phi_{sv} = L_s \cdot i_{sv} + M \cdot i_{rv} \\ \Phi_{ru} = L_r \cdot i_{ru} + M \cdot i_{su} \\ \Phi_{rv} = L_r \cdot i_{rv} + M \cdot i_{sv} \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

II.4.3 EQUATIONS MECANIQUES :

$$\begin{cases} C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \\ C_e = \frac{M}{L_r} p (\phi_{ru} \cdot i_{sv} - \phi_{rv} \cdot i_{su}) \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

II.4.4 DIFFERENTS REPERES BIPHASES

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (U, V) avec une orientation quelconque, cependant il existe différents possibilités pour fixer l'orientation du repère et cela dépend généralement des objectifs de l'application, le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles.

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator ($\theta_{obs} = 0$).
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant ($\theta_{obs} = \theta_s$).
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor ($\theta_{obs} = \theta$).

Avec:

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant.

II.4.5 CHOIX DU REFERENTIEL :

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les épressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u, v) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part à la technique de commande.

II.4.5.1 Référentiel lié au stator (α, β) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \Phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

II.4.5.2 Référentiel lié au rotor (x, y):

Ce référentiel utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones. Le système d'équations (II.18) devient alors:

$$\begin{aligned} V_{sx} &= R_s \cdot I_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \omega \cdot \Phi_{sy} \\ V_{sy} &= R_s \cdot I_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \omega \cdot \Phi_{sx} \\ V_{rx} &= 0 = R_r \cdot I_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} &= 0 = R_r \cdot I_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II-22})$$

II.4.5.3 Référentiel lié au champ tournant (d, q):

Le système d'équations (II-18) devient alors:

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs.

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé pour la commande des machines asynchrones.

II.4.5.4 Expressions du couple électromagnétique et de la puissance:

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes ($d-q$) est donnée par l'expression suivante:

$$P_e = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} + V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (\text{II-24})$$

Elle se décompose en trois termes :

- Puissance dissipée en pertes joules:

$$R_s \cdot (I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r \cdot (I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (\text{II-25})$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source:

$$P_{em} = I_{sd} \cdot \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \cdot \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + I_{rd} \cdot \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + I_{rq} \cdot \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (\text{II-26})$$

- Puissance mécanique:

$$P_{mec} = \omega (I_{rd} \Phi_{rq} - I_{rq} \Phi_{rd}) \quad (\text{II-27})$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = p \frac{P_{mec}}{\omega} \quad \text{telque : } \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II-28})$$

Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor [rad/s]

ω : la vitesse de rotation électrique du rotor [rad/s]

En tenant compte des expressions (II.19), (II.27) et (II.28), nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot (\Phi_{rq} \cdot I_{rd} - \Phi_{rd} \cdot I_{rq}) \\ C_e = P \cdot (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \\ C_e = P \cdot L_m \cdot (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{sd} \cdot I_{rq}) \\ C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \end{cases} \quad (\text{II-29})$$

II.5 REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MAS

Pour une machine asynchrone alimentée en tension, si on considère le courant statorique i_s et le flux rotorique ϕ_r comme variables d'état, et la pulsation ω_s et les tensions, V_{sd} et V_{sq} comme grandeur de commande et le couple C_r comme une perturbation, on aura le schéma bloc suivant, (Figure II-3).

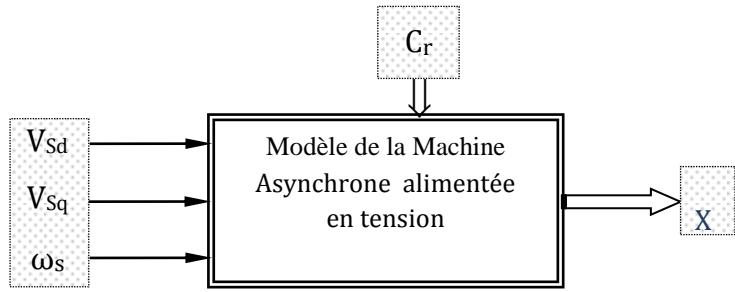


Figure II-3 : Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

Le vecteur de sortie $[X]$, peut avoir une des formes des différentes expressions :

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

$$[X] = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ i_{rd} \ i_{rq}]^T$$

$$[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$$

Ainsi, notre choix est porté sur le vecteur $[X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T$.

La forme générale de l'équation d'état s'écrit de la façon suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II-30})$$

Avec :
$$\begin{cases} [X] = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \\ [U] = [V_{sd} \ V_{sq}]^T \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

Pour le référentiel lié au champ tournant (d, q), on a :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & \omega_s & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II-32})$$

Pour le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), le système devient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega \\ 0 & -\frac{1}{L_s\sigma} \left(R_s + \frac{M^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{pM}{\sigma L_s L_r} \Omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & p\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (II-33)$$

II.6 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE :

Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré [33] [34].

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes. Dans cette partie, nous allons présenter la MAS associée à son alimentation qui est un onduleur de tension à MLI triphasé [34].

L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes, un filtre (L_f C_f), et un circuit de freinage. Comme illustre la Figure (II-4):

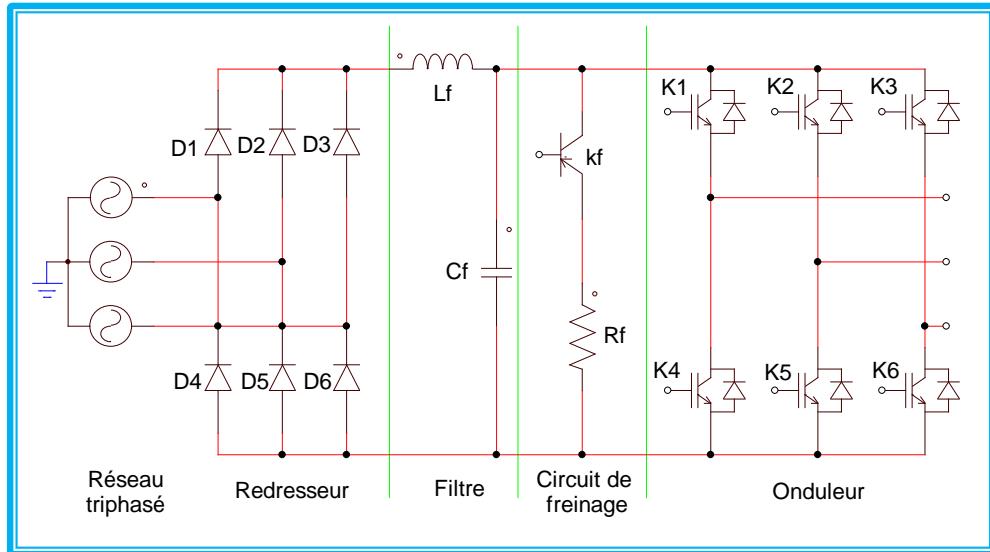


Figure II-4 : Schéma de l'association convertisseur - machine

II.6.1 MODELISATION DU REDRESSEUR TRIPHASE :

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative-continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. La figure II.5 représente le schéma de principe du redresseur triphasé double alternance à diodes. Le redresseur est alimenté par un système de tension triphasé exprimé par :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{max} \sin(2\pi ft) \\ V_2(t) = V_{max} \sin(2\pi ft - 2\pi/3) \\ V_3(t) = V_{max} \sin(2\pi ft + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

Chacune des trois diodes D₁, D₂, D₃ à cathode commune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, donc :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3.$$

Chacune des trois diodes D₄, D₅, D₆ à anode commune, conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif, donc :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Min}(V_j); i = 4,5,6; j = 1,2,3.$$

Deux diodes d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément. Lorsque D₁ conduit,

l'une des deux diodes D₅ et D₆ conduit également.

La valeur instantanée de la tension redressée est donnée par :

$$U_d = \text{Max}(V_1(t), V_2(t), V_3(t)) - \text{Min}(V_1(t), V_2(t), V_3(t)) \quad (\text{II-35})$$

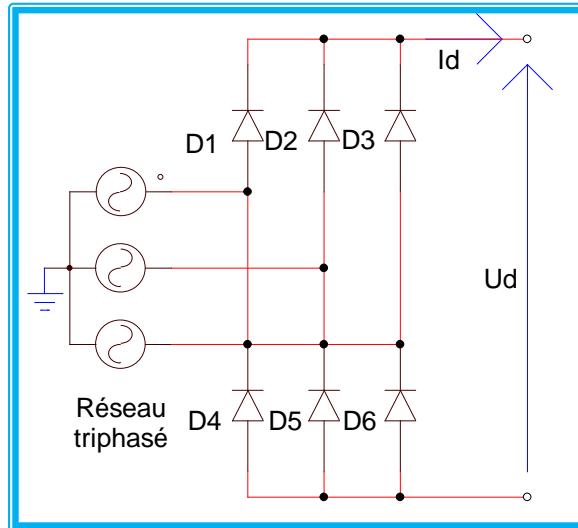


Figure II-5 : Schéma d'un redresseur triphasé double alternance à diodes.

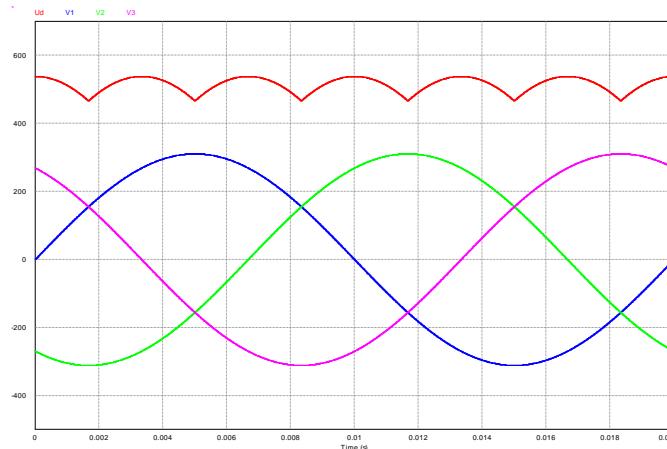


Figure : II-6 Tensions d'entrée et tension redressée.

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur (figure II.6) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

II.6.2 MODELISATION DU FILTRE :

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (L_f C_f), schématisé par la (Fig. II.7):

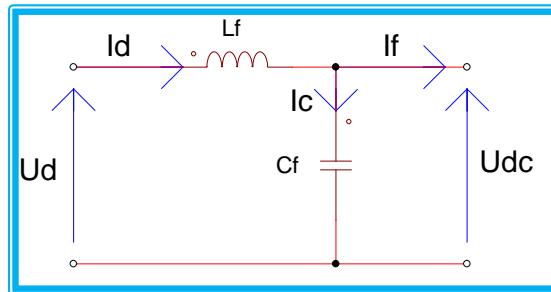


Figure II-7 : Circuit du filtrage.

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dI_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_d(t) - U_{dc}(t)) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_f(t)) \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

Où :

$U_d(t)$: tension redressée .

$U_{dc}(t)$: tension à la sortie du filtre.

D'où la fonction de transfert du filtre ($I_f = 0$):

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (\text{II-37})$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad [\text{rad/s}] \quad (\text{II-38})$$

La détermination de L_f et C_f , se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer de $U_d(t)$.

II.6.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue-alternative. Il fonctionne en commutation forcée et il est généralement conçu à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI)[35].

L'onduleur de tension transforme un signal continu à son entrée en un signal alternatif à sa sortie, tout en contrôlant l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie. Le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension.

Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure II.8. Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras est composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous les éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux [35].

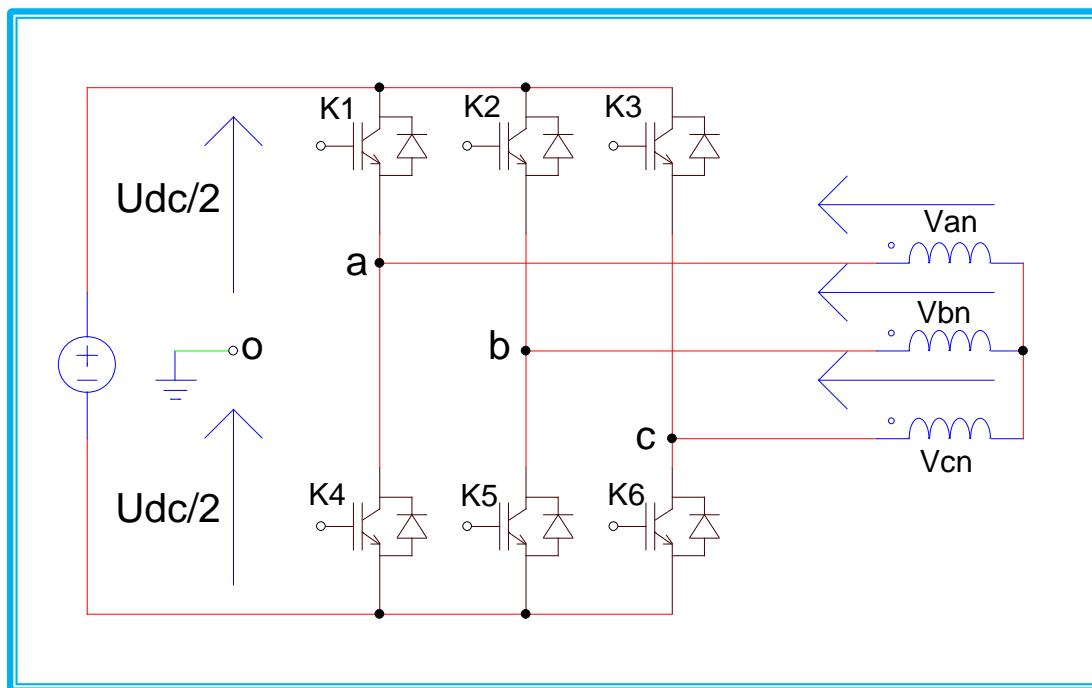


Figure II-8 : Schéma de l'onduleur triphasé

Les tensions des phases a, b, c par rapport au point milieu « o » de la source sont données comme suit :

Pour la phase a :
$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{U_{dc}}{2} ; Si K_1 est fermé ; S_a = 1 \\ V_{ao} = -\frac{U_{dc}}{2} ; Si K_4 est fermé ; S_a = 0 \end{cases}$$

Pour la phase b :
$$\begin{cases} V_{bo} = \frac{U_{dc}}{2} ; Si K_2 est fermé ; S_b = 1 \\ V_{bo} = -\frac{U_{dc}}{2} ; Si K_5 est fermé ; S_b = 0 \end{cases}$$

Pour la phase c :
$$\begin{cases} V_{co} = \frac{U_{dc}}{2} ; Si K_3 est fermé ; S_c = 1 \\ V_{co} = -\frac{U_{dc}}{2} ; Si K_6 est fermé ; S_c = 0 \end{cases}$$

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (II-39)$$

Pour les tensions simples, on peut écrire les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} - V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (II-40)$$

Avec :

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} : les tensions simples, et V_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif « o ».

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{et} \quad i_{an} + i_{bn} + i_{cn} = 0 \quad (II-41)$$

Alors :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (II-42)$$

En remplaçant (II-42) dans (II-40), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (\text{II-43})$$

On peut aussi écrire ces tensions sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} ; \text{ Soit } [V_{jn}] = [T][V_{jo}] \quad (\text{II-44})$$

Donc, notre onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu- alternatif.

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II-45})$$

En substituant les valeurs de V_{jo} de chaque phase $a, b, et c$ dans le système (II.44) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} ; \quad [V_{jn}] = U_{dc}[T][S_j] \quad (\text{II-46})$$

II.6.3.1 Techniques de commande de l'onduleur :

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont [36]:

- La commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques .

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. Trois types de MLI sont généralement utilisés[37]:

- a) *La MLI pré calculée* : consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de puissance de manière à éliminer certaines harmoniques non désirables. Ces séquences sont alors enregistrées dans une mémoire et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. L'implantation de cette technique de MLI sur circuit intégré spécifique est alors envisageable.
- b) *La MLI sinus-triangle* : est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée. Les points d' intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation .
- c) *La MLI vectorielle* : utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d' ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Le principe de la *MLI vectorielle* consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteurs tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toutefois des calculs numériques rapides et précis.

Dans notre travail, la commande des interrupteurs de l'onduleur est réalisée par l'utilisation de la commande MLI sinus-triangle[34][37].

II.7 COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

En général, les méthodes de commande de la machine à induction peuvent être divisées en commande scalaire et commande vectorielle. Une classification générale des méthodes de contrôle à fréquence variable de la machine asynchrone étudiées dans la littérature est alors présentée dans la figure II-9.

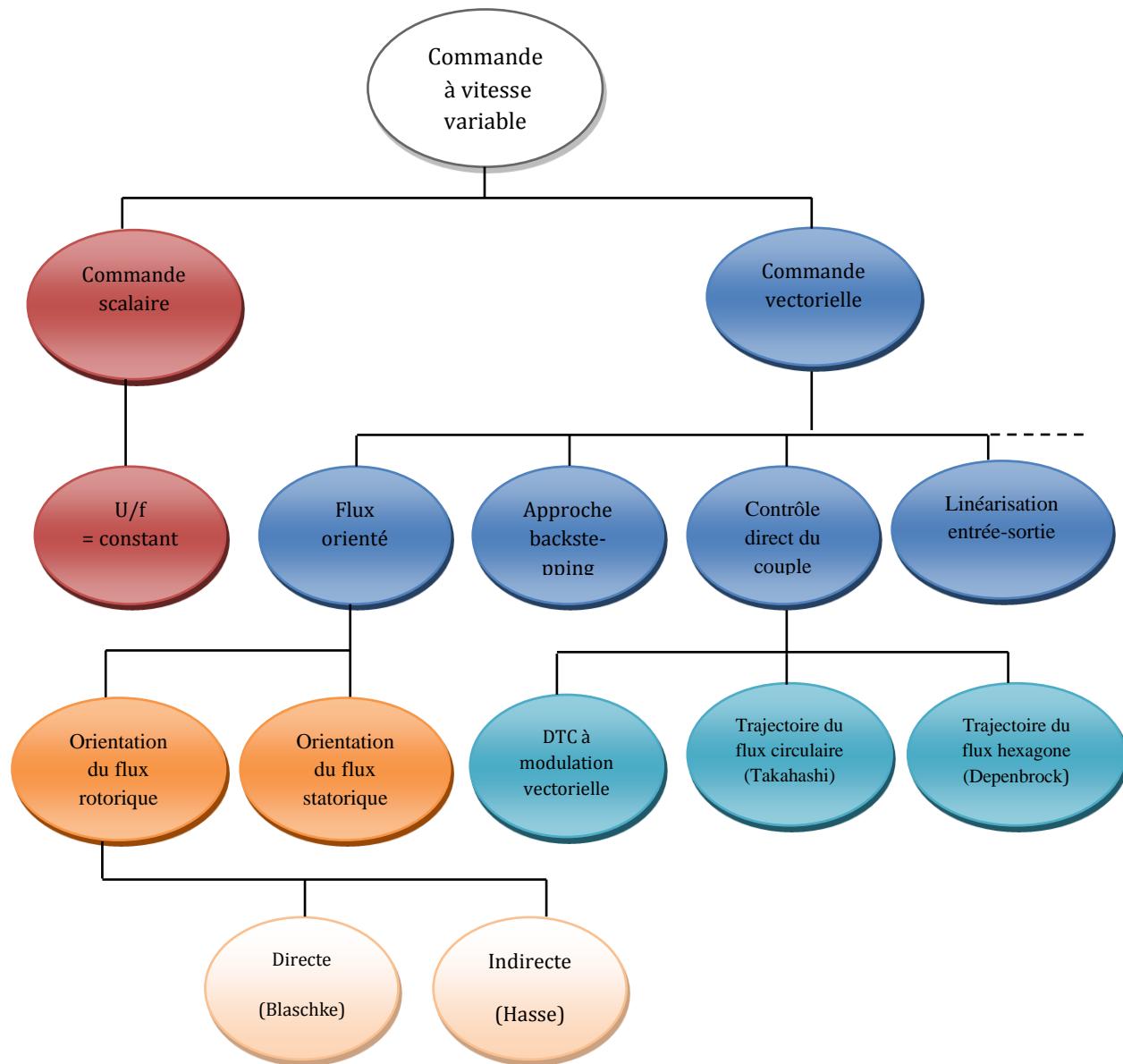


Figure II-9 : Classification générale des méthodes de contrôle de la machine asynchrone

II.7.1 COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE

La commande en boucle ouverte de la machine asynchrone consiste à imposer une référence bien déterminée sur la sienne, sans aucune information sur la grandeur commandée (couple, vitesse, ...). Et ce test et pour montrer la grande nécessité à la commande en boucle fermée, où nous aurons remarqué la diminution de la vitesse de rotation après l'introduction du couple de charge, malgré que notre consigne est proche à la vitesse de synchronisme de la machine.

II.7.1.1 Résultats de simulation

Nous avons simulé l'association de l'onduleur-machine à vide puis en charge, figure (II-10) où l'onduleur est piloté par la technique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) avec des tensions d'alimentation de fréquence de 50 Hz.

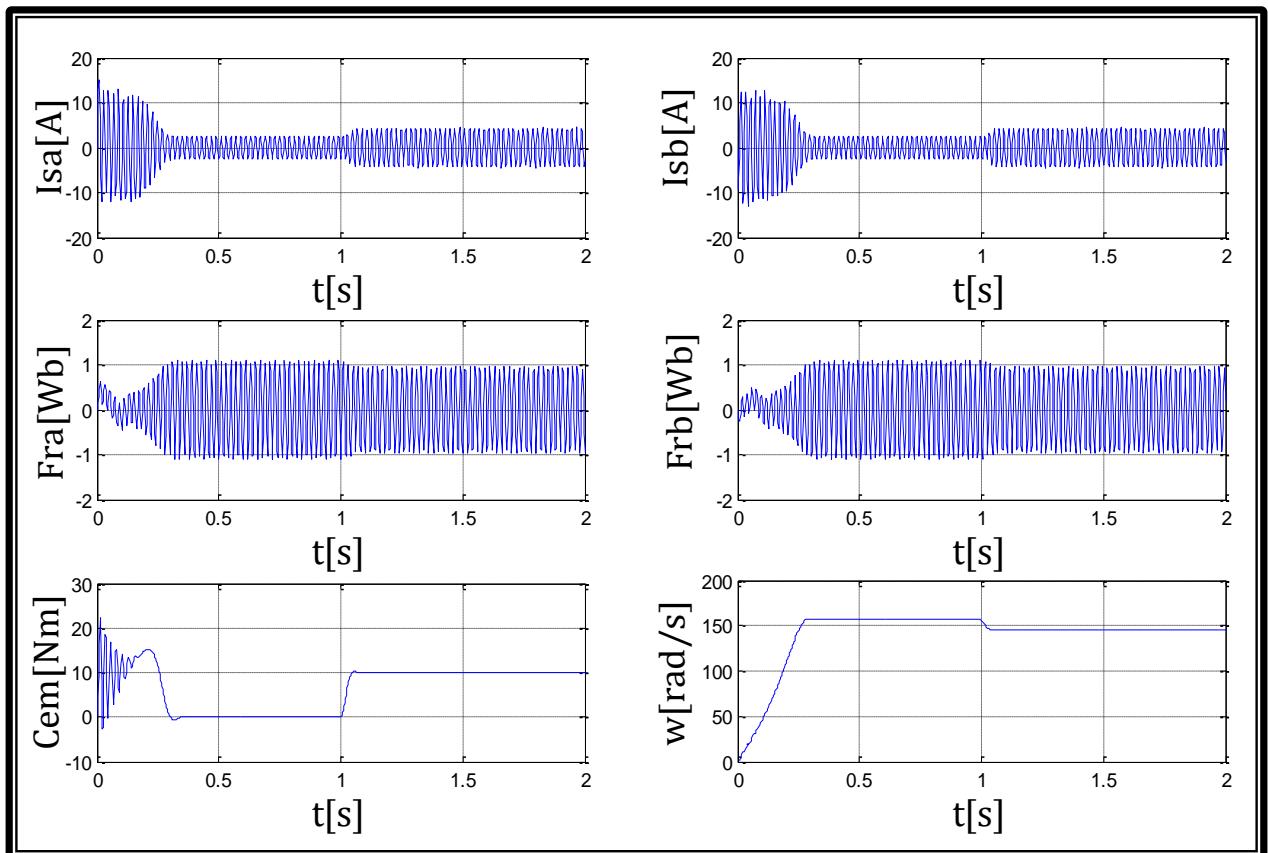


Figure II-10 : Résultats de simulation de l'association onduleur-machine.

II.7.1.2 Interprétation des résultats de la simulation :

La figure II-10 montre bien l'évolution de toutes les grandeurs électriques, magnétiques, et mécaniques lors d'un démarrage à vide, suivi par une application du couple de charge de 10 N.m

Dans le régime transitoire, la vitesse de rotation du moteur asynchrone augmente linéairement pendant 0,3 secondes, puis se stabilise proche à sa vitesse de synchronisme dans

le régime permanent car le moteur est à vide, puis diminue lors de l'application d'un couple de charge de 10 N.m (absence de régulation).

Le couple électromagnétique est présent au premiers instants du démarrage des oscillations, ce couple oscillant est transmis à la partie mécanique, avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation (fonctionnement à vide) Ou bien $C_{em} = C_r$ (fonctionnement en charge) .

Aux premiers instants, le courant statorique présente des dépassemens excessifs avec faible vitesse mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

Après que le régime permanent est atteint, la machine est sollicitée par une charge perturbatrice de 10 Nm à (t=1s). Pendant ce temps, le flux magnétique augmente ce qui explique le fort couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique. L'introduction du couple de charge provoque aussi une diminution remarquable de la vitesse de rotation.

II.7.2 LA COMMANDE SCALAIRES

La commande scalaire, la plus ancienne et la plus rustique, correspond à des applications n'exigeant que des performances statiques et dynamiques moyennes. De nombreux variateurs équipés de ce mode de contrôle sont utilisés, en particulier pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation. Les puissances installées correspondantes sont importantes. La commande scalaire, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. L'idée de cette commande consiste à imposer au stator de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone. Et est ce, nonobstant ses inconvénients vis-à-vis ses performances, beaucoup utilisé dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt bon marché[25][38].

II.7.2.1 Résultats de simulation

Pour donner un exemple d'une commande scalaire dans l'environnement Matlab/Simulink, nous l'avons simulée avec notre machine asynchrone qui est pilotée par un onduleur de tension à MLI. La simulation est faite en deux modes de fonctionnement (à vide et en charge).

Après une seconde de démarrage à vide, nous avons introduit un couple de charge nominale de 10 N.m . les résultats de simulation sont donnés dans la figure II-11.

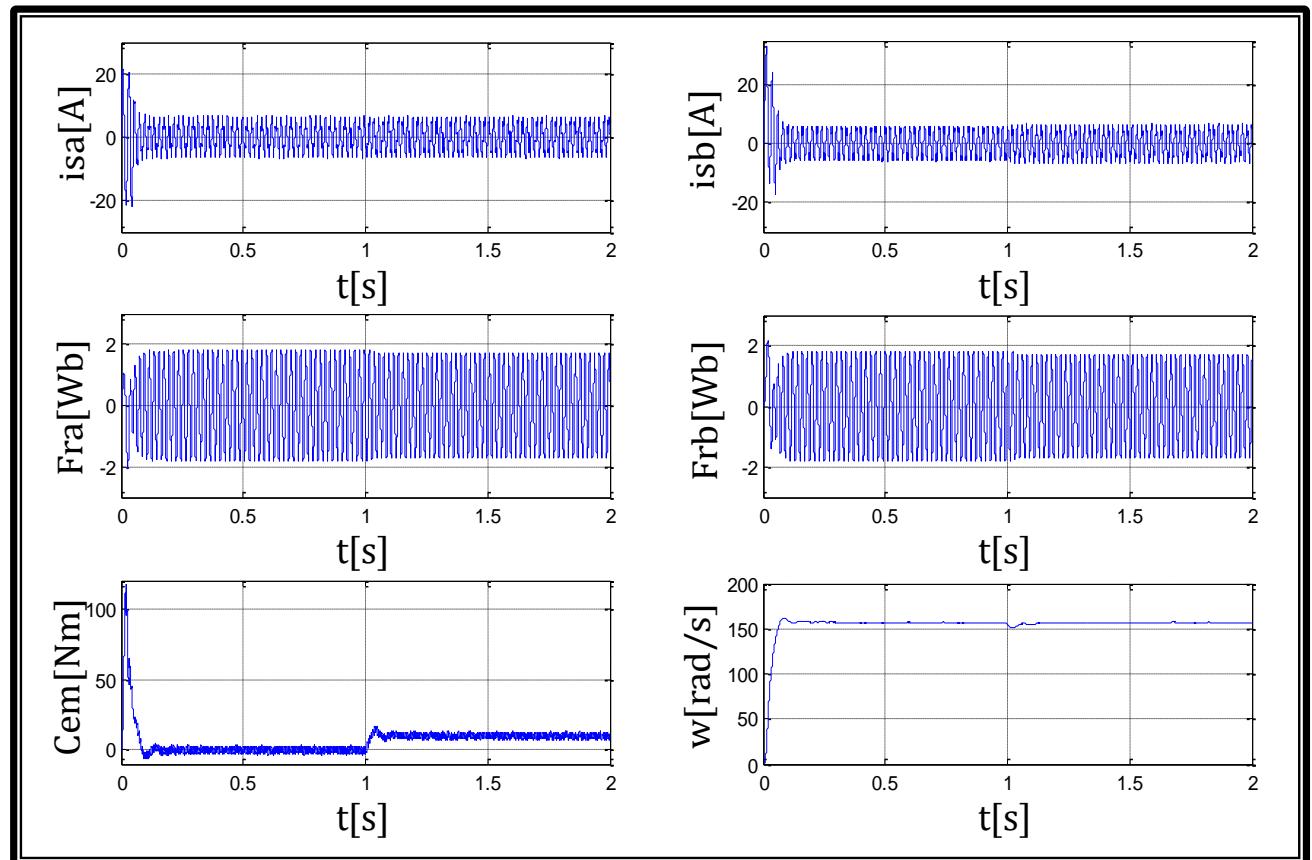


Figure II-11 : Résultats de simulation de la commande scalaire

II.7.2.2 Interprétation des résultats de la simulation :

Nous répétons le premier test sur notre machine (démarrage à vide suivi par une application d'une charge), mais cette fois nous ajoutons la mesure de la vitesse de rotation à la commande pour la régulée (commande en boucle fermé) figure (II-11).

Après un régime transitoire de 0.2 seconde, la vitesse de rotation s'élève à sa valeur de référence 157 rad/s. Un fort appel au courant apparaît qui est nécessaire au développement d'un couple de démarrage. Puis elle diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide et elle tourne avec une vitesse proche à la vitesse de synchronisme.

Le couple de démarrage atteint donc une valeur très importante (10 fois le couple de charge), puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle (l'image du courant) en régime permanent (à vide). L'introduction du couple de charge 10Nm, à l'instant $t=1$ seconde, diminue légèrement la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le flux est affecté par la variation du couple, c'est l'effet du couplage couple-flux.

II.7.3 LA COMMANDE VECTORIELLE

Le principe de la commande vectorielle par orientation du flux repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux rotorique, statorique, ou ce de l'entrefer, afin de produire deux composantes du courant, selon l'axe d (composante qui contrôle le flux), et celle de l'axe q (composante qui contrôle le couple).

Le problème majeur de la technique *FOC* à régulateurs proportionnel intégral (*PI*) est qu'elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine, surtout les constantes de temps rotorique et statorique [25][38][39], sur ce fait tous les chercheurs qui ont suivi les formes de bases de la *FOC* ont eu pour soucis de la désensibiliser en la rendant robuste et fiable vis-à-vis des variations paramétriques malheureusement inévitables.

II.7.3.1 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone en tension sont illustrés sur la figure (II-12) .Le système est soumis à un essai en charge de 10 N.m, après un démarrage à vide.

II.7.3.2 Interprétation des résultats de la simulation :

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près.

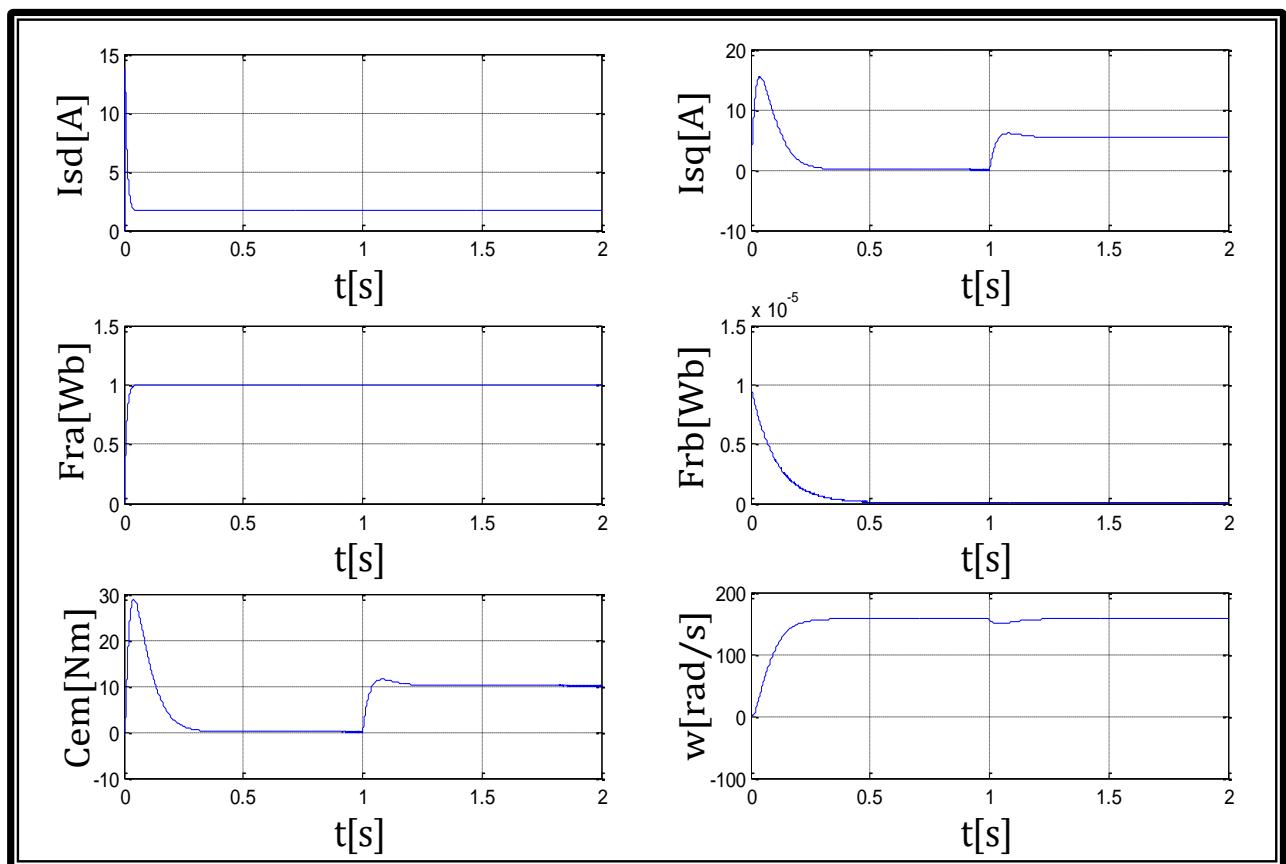


Figure II-13 : Résultats de simulation de la commande vectorielle

II.8 CONCLUSION

Nous avons réservé ce chapitre à la simulation de l'entraînement électrique avec le moteur asynchrone dans l'environnement Matlab/Simulink. Pour cela, nous avons présenté quelques généralités et hypothèses sur la machine asynchrone, ainsi que sa modèle et son alimentation en détail, le redresseur, le filtre, et l'onduleur. Finalement, un test de commande en boucle ouverte a été fait pour montrer le fort couplage existe entre les grandeurs de la machine et la nécessité d'une loi de commande pour compenser la diminution de la vitesse.

Deux lois de commandes fondamentale des variateurs de vitesse ont été aussi simulé, la commande scalaire et la commande vectorielle.

Les lois de commande décrites dans ce chapitre permettent d'atteindre des niveaux de performances acceptables , et couvrent aujourd'hui la plus grande partie des applications. La variation de la fréquence permet au moteur asynchrone de fonctionner au-delà de sa vitesse nominale mais cela diminue le couple maximale.

La commande scalaire permet de surmonter ce problème en gardant le couple maximale constant. Cette technique, bien qu'elle présente des avantages, elle ne permet pas un contrôle dynamique du couple surtout en basse fréquence.

La commande vectorielle présente des performances dynamiques et statiques très élevées, mais elle présente l'inconvénient majeur d'être sensible aux variations paramétriques de la machine ce qui dégrade la robustesse du modèle de la commande.

La concurrence économique des industriels pour améliorer leurs produits industriels pousse nos ingénieurs à chercher d'améliorer ou bien d'optimiser les entraînement électriques à moteur asynchrone qui sont occupent une place très importante dans l'industrie, pour cela le prochain chapitre est consacré à la discussion de ce problème.

III.1 INTRODUCTION

En raison de son coût moins chère et sa haute performance, l'entraînement électrique, à moteur asynchrone, occupe une partie importante dans le marché industrielle mondiale, en remplaçant l'entraînement électrique avec le moteur à courant continu qui reste toujours chère.

l'intérêt croissant des entraînement électrique, à moteur asynchrone a montré plusieurs inconvénients tels que :

- ✓ la complexité de son contrôle ;
- ✓ la sensibilité aux vibrations mécanique et aux variations paramétriques du moteur ;
- ✓ l'apparition des ondulations dans la réponse de ses grandeurs

Ces inconvénients nécessitant des solutions et des améliorations, pour cela, nous proposons un contrôle robuste vis-à-vis la variation paramétrique, connu sous le nom contrôle direct du couple DTC. Ce contrôle permet de réduire les ondulation dans les réponses des grandeurs (flux statorique et couple électromagnétique), en augmentant le nombre des secteurs et le niveau du régulateur du couple.

Afin d'appliquer les solutions proposées précédemment, nous utilisons l'environnement Matlab/Simulink pour simuler notre contrôle.

III.2 PRINCIPES GENERAUX DE CONTROLE VECTORIEL DU COUPLE :

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \cdot \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + M \cdot \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \cdot \bar{I}_r + M \cdot \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

A partir des expressions des flux, le courant du rotor s'écrit :

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (\text{III-2})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion.

En injectant (III-2) dans (III-1), on aura le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r = \frac{M}{\sigma T_r L_s} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Ces relations du système montrent que :

- * Il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\Phi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension $R_s \bar{I}_s$ près.
- * Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit les variations de $\bar{\Phi}_s$ avec une constante de temps σT_r ; le rotor agit comme un filtre de constant de temps σT_r entre le $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$.

Si on reporte dans l'expression de couple électromagnétique, en posant l'angle $\delta = (\bar{\Phi}_s, \bar{\Phi}_r)$, le couple s'exprime par :

$$C_e = P \cdot \frac{M}{L_r L_s} (\bar{\Phi}_s \otimes \bar{\Phi}_r) = P \cdot \frac{M}{L_r L_s} \|\bar{\Phi}_s\| \cdot \|\bar{\Phi}_r\| \sin \delta \quad (\text{III-4})$$

$\|\bar{\Phi}_s\|$: module du vecteur flux stator.

$\|\bar{\Phi}_r\|$: module du vecteur flux rotor.

δ : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor.

Le couple dépend de l'amplitude de deux vecteurs $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$ et de leur position relative si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_s$ à partir de \bar{V}_s en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$, et donc le couple. Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande T_e de la tension \bar{V}_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$ [40].

III.3 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

Le DTC a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur [41]. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure III-1.

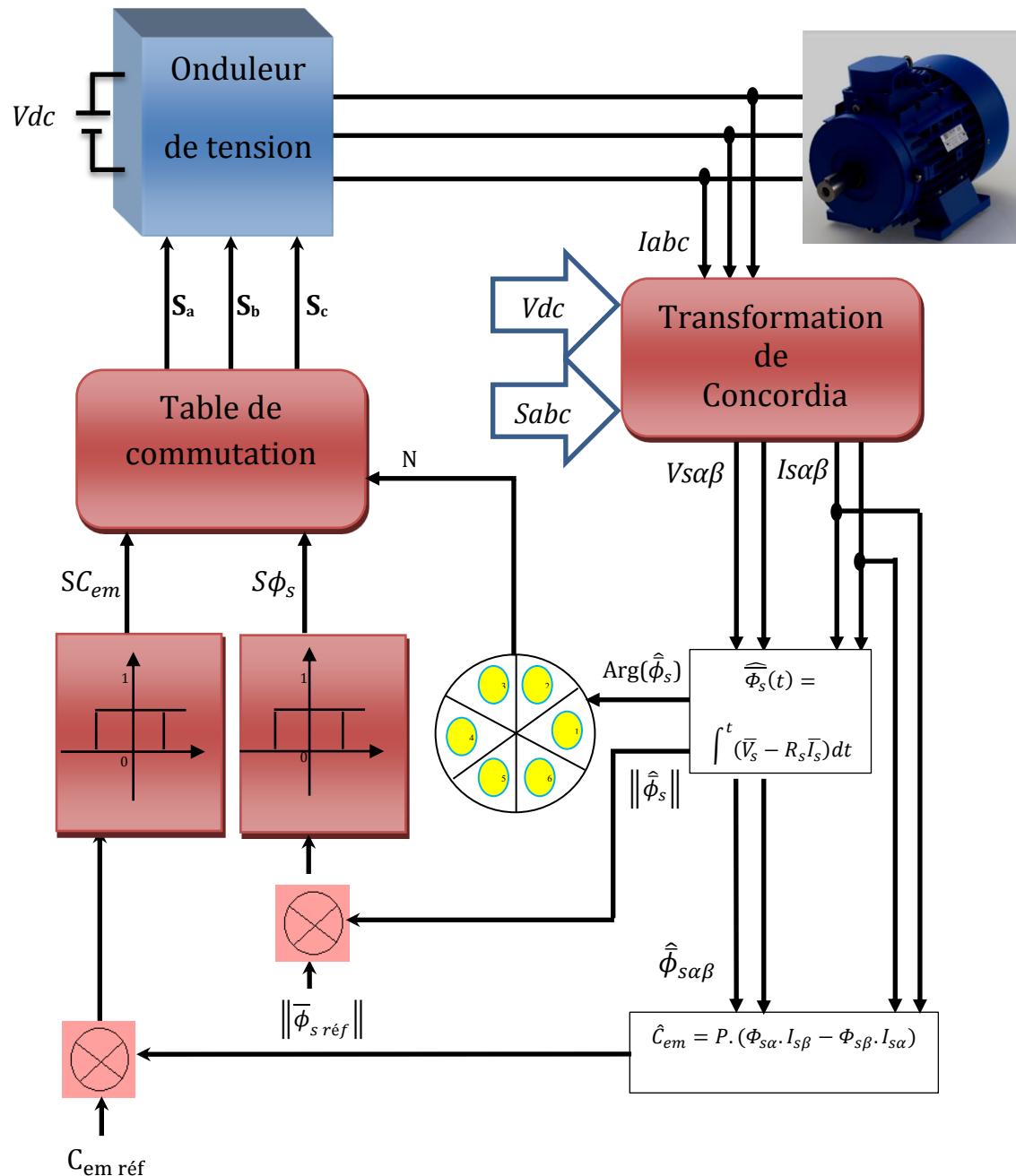


Figure (III-1) : Structure de base du dtc classique

La commande de l' onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l' onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple électromagnétique et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique, soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférablement par observation, par la suite, le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés . L' erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable SC_{em} à deux niveaux (0,1). De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire $S\phi_s$, représentative de l' évolution souhaité pour le flux. La variable θ_s correspond à une discréétisation de l' angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur[41].

III.4 CONTROLE DU FLUX STATORIQUE

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante[34] [40]:

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s(t) - R_s I_s(t)) dt \quad (\text{III-5})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixes, et par conséquent le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, ainsi on peut écrire :

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s T_e - R_s \int_0^t I_s(t) dt \quad (\text{III-6})$$

Où : Φ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t = 0$.

Pour simplifier, on considère que le terme $R_s I_s(t)$ comme négligeable par rapport à la tension $V_s(t)$. Donc on peut écrire:

$$\frac{d\Phi_s(t)}{dt} = V_s(t) \quad (\text{III-7})$$

On a aussi :

$$\Delta\phi_s(t) = \Phi_s(t) - \Phi_{s0} = V_s T_e \quad (\text{III-8})$$

L'extrémité du vecteur Φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , ce principe est décrit par la figure (III-2).

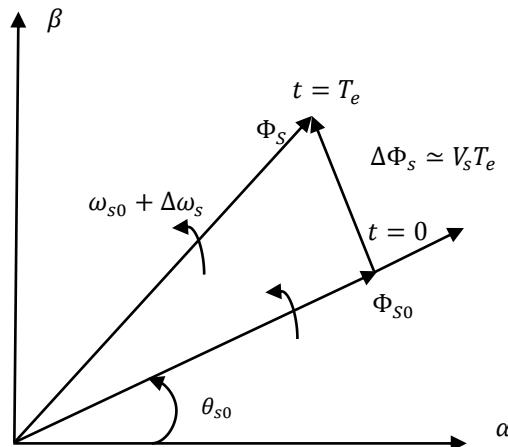
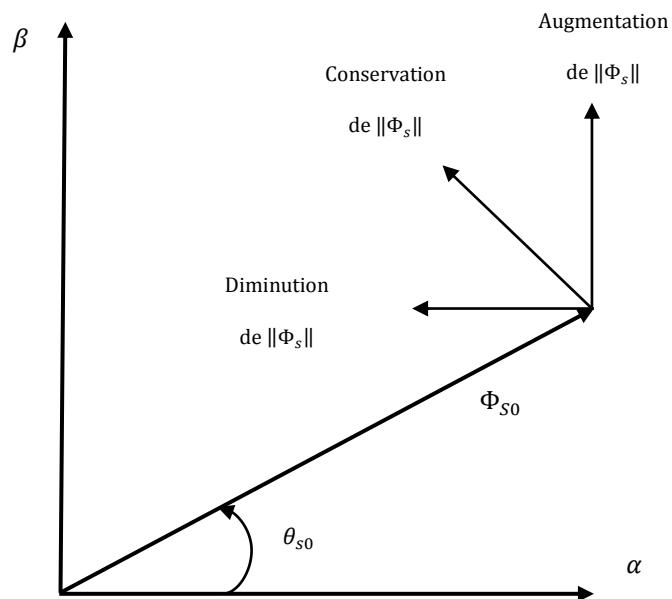


Figure (III-2) : Exemple de l'évolution de l'extrémités de Φ_s pour $R_s I_s$ négligeable.

Lorsque le vecteur tension choisi \bar{V}_s est non nul, la direction de l'extrémité du flux $\bar{\Phi}_s$ est donnée par sa dérivée $\frac{d\Phi_s(t)}{dt}$, correspondant pratiquement au vecteur \bar{V}_s . Ainsi on peut voir que si la tension appliquée \bar{V}_s est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est maximal et son amplitude conserve sa valeur. Par contre dans le cas où est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux, on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure (III-3)[40][41].



Figure(III-3) : Comportement du flux statorique pour différents vecteurs de tension

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, et pour but de maintenir l' extrémité du vecteur flux statorique ϕ_s dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III-4), 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 . 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[41].

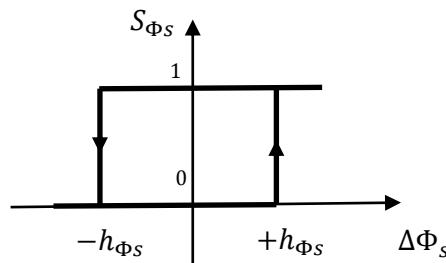


Figure (III-4) : Comparateur à hystérésis du flux statorique

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta\phi_s > h_{\phi_s} & \Rightarrow S_{\phi_s} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq h_{\phi_s} \text{ et } \frac{\Delta\phi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\phi_s} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq h_{\phi_s} \text{ et } \frac{\Delta\phi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\phi_s} = 1 \\ \text{Si } \Delta\phi_s < -h_{\phi_s} & \Rightarrow S_{\phi_s} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-9})$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_s^* et le flux estimé ϕ_s dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux voir figure (III-4), celui-ci génère à sa sortie la valeur $S_{\phi_s}=+1$ pour augmenter le flux et $S_{\phi_s}=0$ 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 $\bar{\phi}_s$ dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés [40]. Par contre, ce correcteur ne permet pas l' inversion du sens de rotation du vecteur de flux $\bar{\phi}_s$. Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d' un bras du convertisseur.

III.5 CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

On peut établir une équation du couple électromagnétique en fonction du flux statorique et rotorique, soit [40][43]:

$$C_{em} = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \operatorname{Im}[\phi_s \phi_r^*] \quad (\text{III-10})$$

A l'instant $t_0 = 0$:

$$C_{em0} = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (\text{III-11})$$

A l'instant t_0 et en appliquant un vecteur \bar{V}_s adéquat, on impose à la vitesse de rotation du flux $\bar{\phi}_s$ un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$.

Immédiatement après t_0 , on peut noter les expressions du flux statorique et rotorique, soit :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = \phi_s e^{-j\theta_s} = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \bar{\phi}_r = \phi_r e^{-j\theta_r} = (\phi_{r0} - \Delta\phi_r) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

$$\text{Avec : } \Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0) \quad (\text{III-13})$$

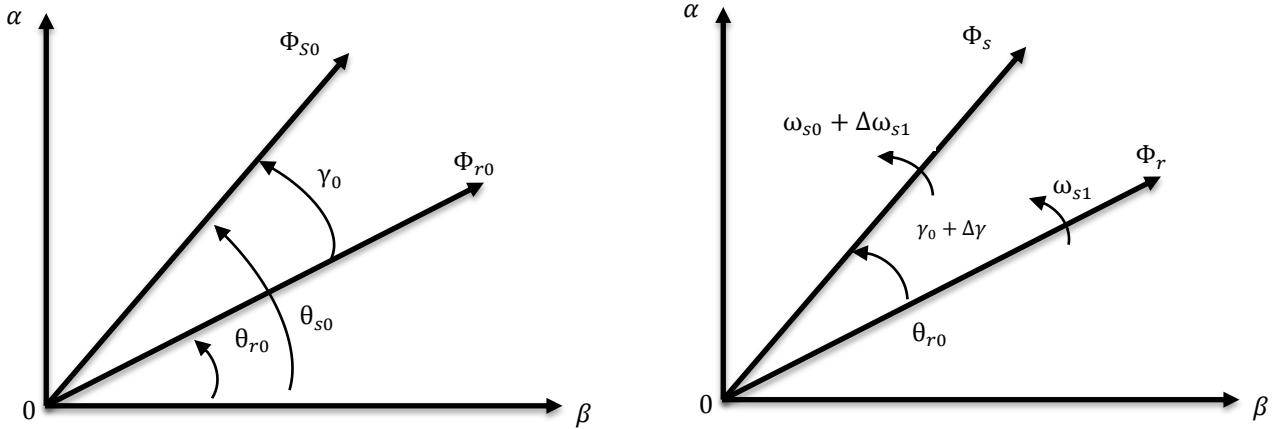
La figure III-5 montre l'évolution du flux statorique et rotorique après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$, ainsi immédiatement après t_0 , l'expression du couple (III-10) est modifier et peut s'écrire sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (\text{III-14})$$

Ce qui peut également s'écrire :

$$C_{em} \cong \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0) + \frac{PM}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \cos(\gamma_0) \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \quad (\text{III-15})$$

On peut examiner l'évolution des flux statorique et rotorique après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$ comme le montre la figure suivante III-5 .



Figure(III-5) : Evolution des flux Φ_s et Φ_r après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$

Et : $C_{em} = C_{em0} + \Delta C_{em1}$

Les variations du couple peuvent donc être, dans ces conditions, contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur $\overline{\Phi}_s$.

- Si $\Delta\omega_{s1} > 0$: on observe une croissance du couple électromagnétique figure III-6.
- Si $\Delta\omega_{s1} < 0$: on observe une décroissance du couple électromagnétique figure III-7.

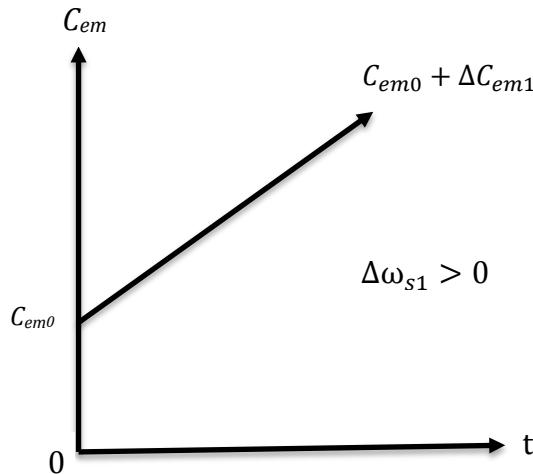


Figure (III-6) : Evolution du couple C_{em} pour une variation positive de $\Delta\omega_{s1}$

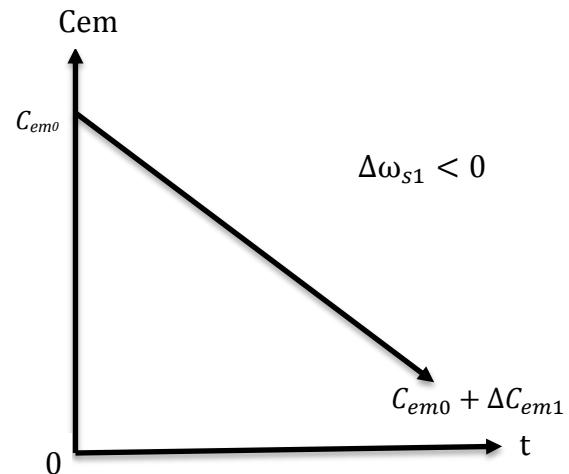


Figure (III-7) : Evolution du couple C_{em} pour une variation négative de $\Delta\omega_{s1}$

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux, donné par la Figure III-8. Ce comparateur est modélisé par l' algorithme de l' équation 3.15, tels que S_{ce} représente l'état de sortie du comparateur et h_{ce} la limite de la bande d'hystérésis.

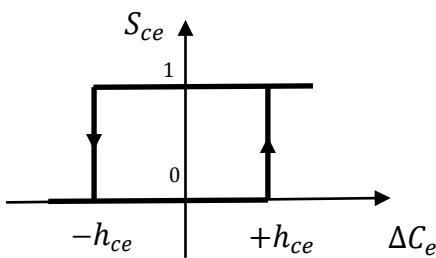


Figure (III-8) : Comparateur à hystérésis à deux niveaux du couple électromagnétique

On peut écrire alors:

$$\begin{cases} \text{Si } \Delta C_e > h_{ce} , \Rightarrow S_{ce} = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_{ce} \text{ et } \frac{\Delta C_e}{dt} > 0 \Rightarrow S_{ce} = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_{ce} \text{ et } \frac{\Delta C_e}{dt} < 0 \Rightarrow S_{ce} = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -h_{ce} \Rightarrow S_{ce} = 0 \end{cases} \quad (\text{III-16})$$

L'écart ΔC_e est introduit dans le comparateur à hystérésis à deux niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur $S_{ce} = 1$ pour augmenter le couple, et $S_{ce} = 0$ pour le réduire. 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. Ce type de correcteur autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique, ainsi que l'application des vecteurs nuls fait arrêter la rotation du vecteur flux statorique $\overline{\Phi_s}$ [40][41].

III.6 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

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

$$\begin{cases} \bar{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \\ \bar{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III-17})$$

Le module de flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III-18})$$

Où $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (III-17) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant statorique et du vecteur tension statorique: $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $V_{s\alpha}$, et $V_{s\beta}$. Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} .

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta} \quad (\text{III-19})$$

Avec :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III-20})$$

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

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

Le secteur Z_i dans lequel se trouve le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$.

L'angle θ_s détermine la position du vecteur $\bar{\phi}_s$ est égal à :

$$\theta_s = \arctg \left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \right) \quad (\text{III-22})$$

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

$$C_e = P(\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III-23})$$

III.7 CHOIX DU VECTEUR DE TENSION :

Une sélection appropriée du vecteur tension \bar{V}_s par (S_a, S_b, S_c) permet de déplacer le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ de manière à maintenir son amplitude constant.

Le choix de vecteur \bar{V}_s dépend alors :

- de la variation souhaité pour le module de flux statorique $\bar{\phi}_s$,
- du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$,
- de l'évolution souhaité pour le couple et de la position de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel du stator

Ainsi nous pouvons délimiter l'espèce d'évolution de $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel du stator en le décomposant en six zones Z_i $i = [1, 6]$ déterminés à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme le montre la figure (III-9).

Lorsque le vecteur de flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone numéroté Z_i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension, il s'agit des vecteurs $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$; sur toute la zone Z_i parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension \bar{V}_s sélectionné reste le même.

Donc :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croit et C_e croit.
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croit et C_e décroît.

- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e croît.
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e décroît.
- Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position Z_i les deux vecteurs tension \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux $\bar{\phi}_s$ dans le secteur i [34] [44].
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangée.

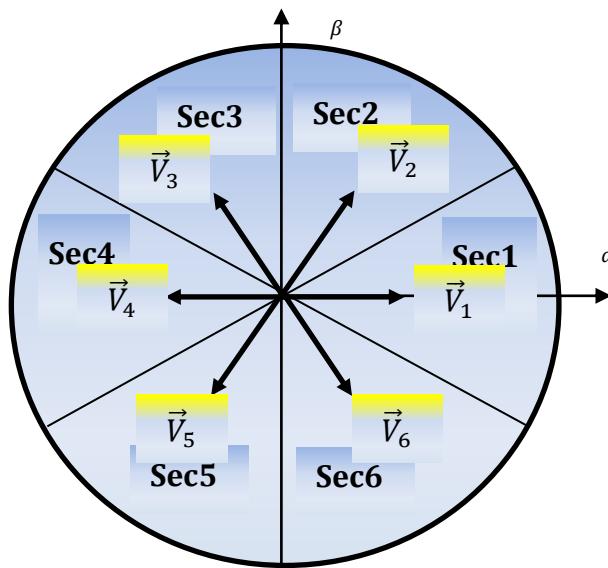


Figure (III.9) : Choix du vecteur de tension

III.8 TABLES DE COMMUTATION

Il existe deux types de stratégie pour la construction de la table de commutation; la première stratégie est basée sur l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux pour le contrôle du couple électromagnétique. Il se déduit du contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs \bar{V}_2 et \bar{V}_3 peuvent donc être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique. Par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs tensions nuls \bar{V}_0 et \bar{V}_7 comme le montre la table suivante [43] :

Tableau (III-1): Table de commutation de la DTC à six secteurs

S_{ce}	$S_{\Phi s}$	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
1	1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1
	0	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2
0	1	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0
	0	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7

III.9 RESULTATS DE SIMULATION

On présente dans cette partie les résultats de simulation, illustrant le comportement de la structure du contrôle direct du couple classique appliqué à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension dans l'environnement Matlab/Simulink. Les caractéristiques de cette machine sont définies en annexe [A].

On a fait deux essais de simulation, le premier est un démarrage en charge (5 Nm), après un démarrage à vide (figure III-10-a et b). Tandis que le deuxième test est destiné au variation de la charge (0-5-3-8Nm), (figure III-11-a et b).

III.9.1 ESSAI 1 : DEMARRAGE EN CHARGE APRES UN DEMARRAGE A VIDE

Le module du flux statorique suit exactement la référence imposée ($\varphi_s=1.2$ web) avec des ondulations remarquables. Tandis que l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) montre que l'extrémité de son vecteur conserve une forme semi-circulaire.

On peut voir aussi que le couple électromagnétique est bien contrôlé par sa valeur de référence et est touché par des ondulations dues au fonctionnement du régulateur à hystérésis. Pendant un régime transitoire de 0.3 secondes, la courbe présente un couple de démarrage autour de 12 Nm, ce qui justifie l'appel du courant dans les deux composantes $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$.

La courbe de vitesse de rotation présente un accroissement presque linéaire dans un temps de réponse de 0.3 secondes, puis elle atteint sa valeur de référence 100 rad/s. Ceci est dû à l'utilisation du régulateur PI qui compense l'effet de la variation de charge et faire garder la vitesse à sa référence imposée.

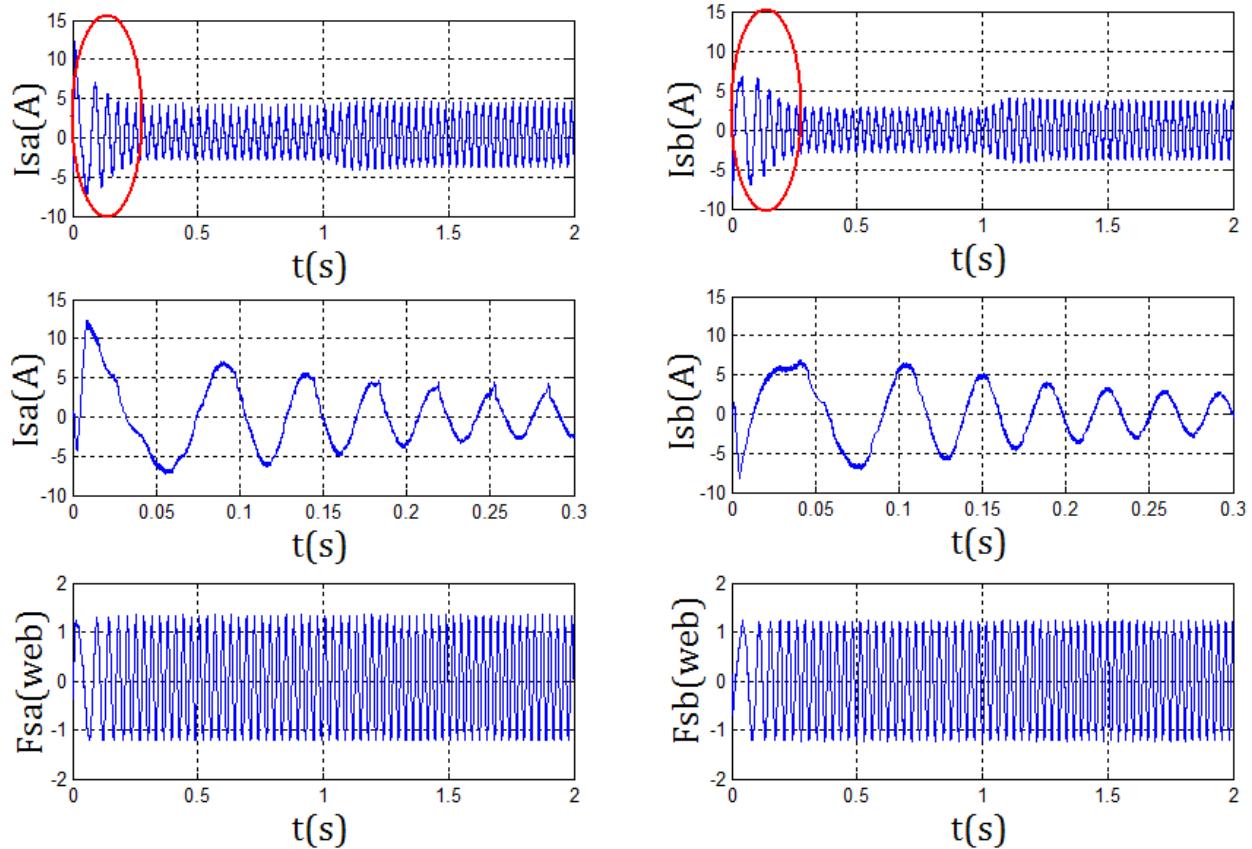


Figure (III-10-a) : Essai de démarrage en charge après un démarrage à vide

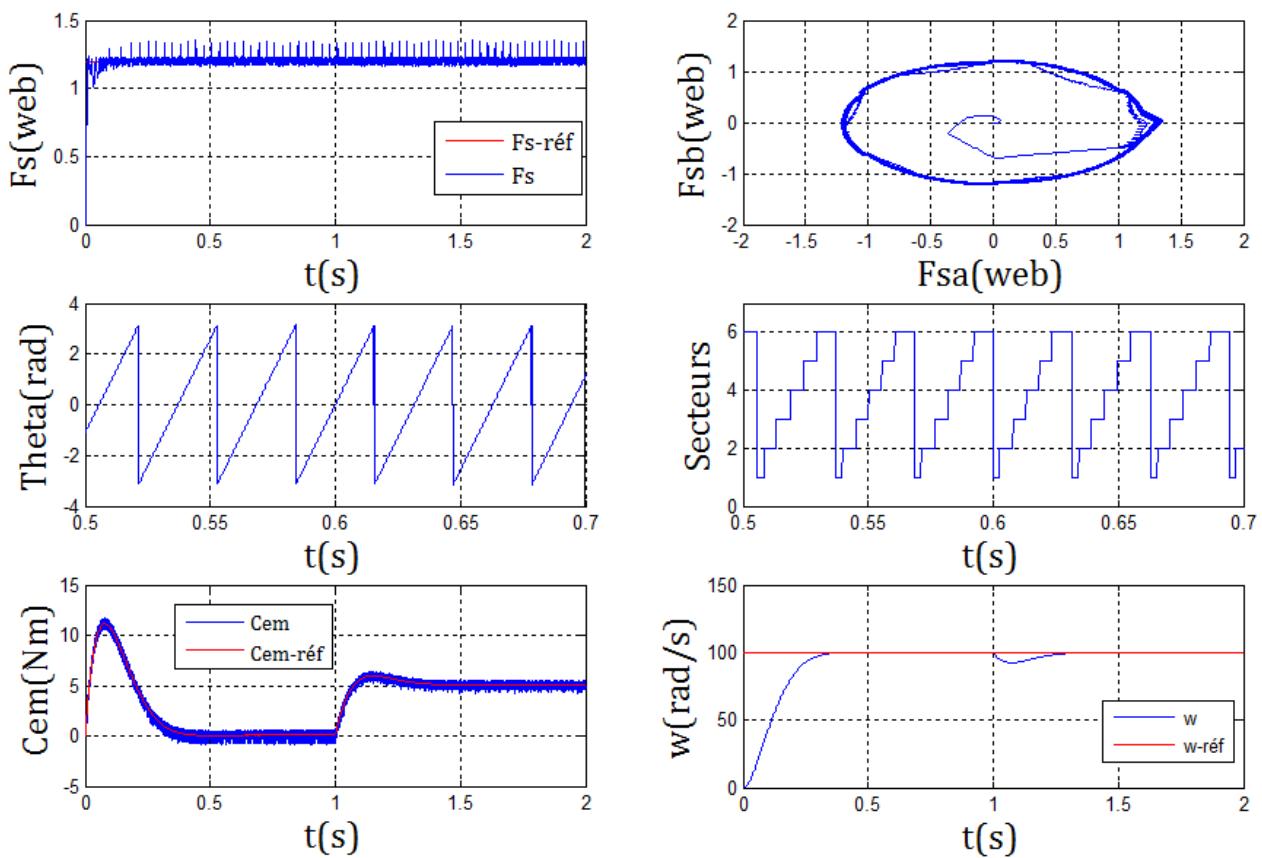


Figure (III-10-b) : Essai de démarrage en charge après un démarrage à vide

III.9.2 ESSAI 02 : VARIATION DE LA CHARGE

Cet essai a pour objectif de tester la robustesse du contrôle direct du couple vis à vis la variation des charges.

Dans la figure (III-11-a) le module du flux statorique $\|\phi_s\|$ conserve une amplitude constante de 1.2 web imposé, présentant toujours des ondulations importantes. L'extrémité du vecteur du flux statorique dessine la même trajectoire du test précédent dans le repère biphasé (α, β) .

On remarque aussi que le couple électromagnétique suit parfaitement leurs consignes de charges, avec légers dépassemens (négligeables), et dans des temps de réponse Figure (III-11-a) très courts. Cette réponse (12 N.m) a permis à notre moteur d'absorber un courant important à ce moment.

On observe la même remarque pour la vitesse de rotation figure (III-11-b), dont le régulateur PI a montré une efficacité élevée vis-à-vis la variation des charges.

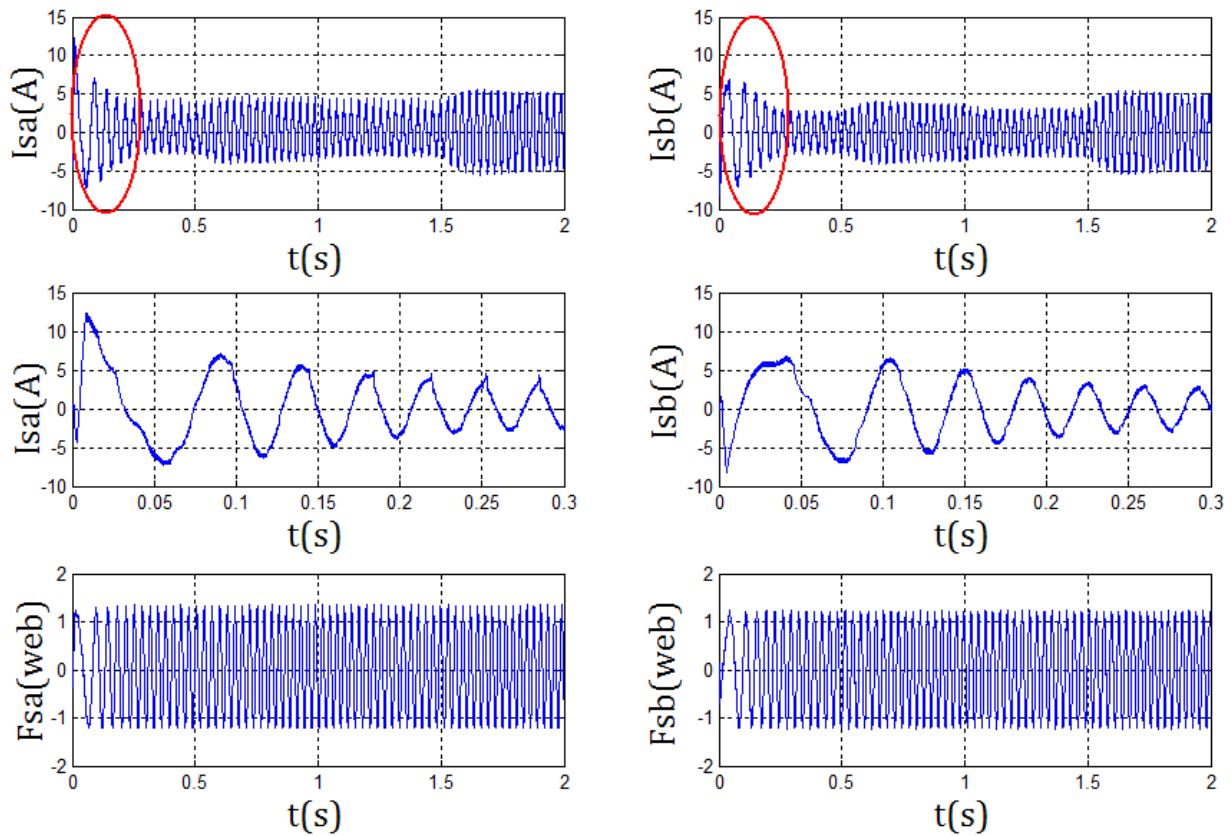


Figure (III-11-a) : Essai de variation de la charge

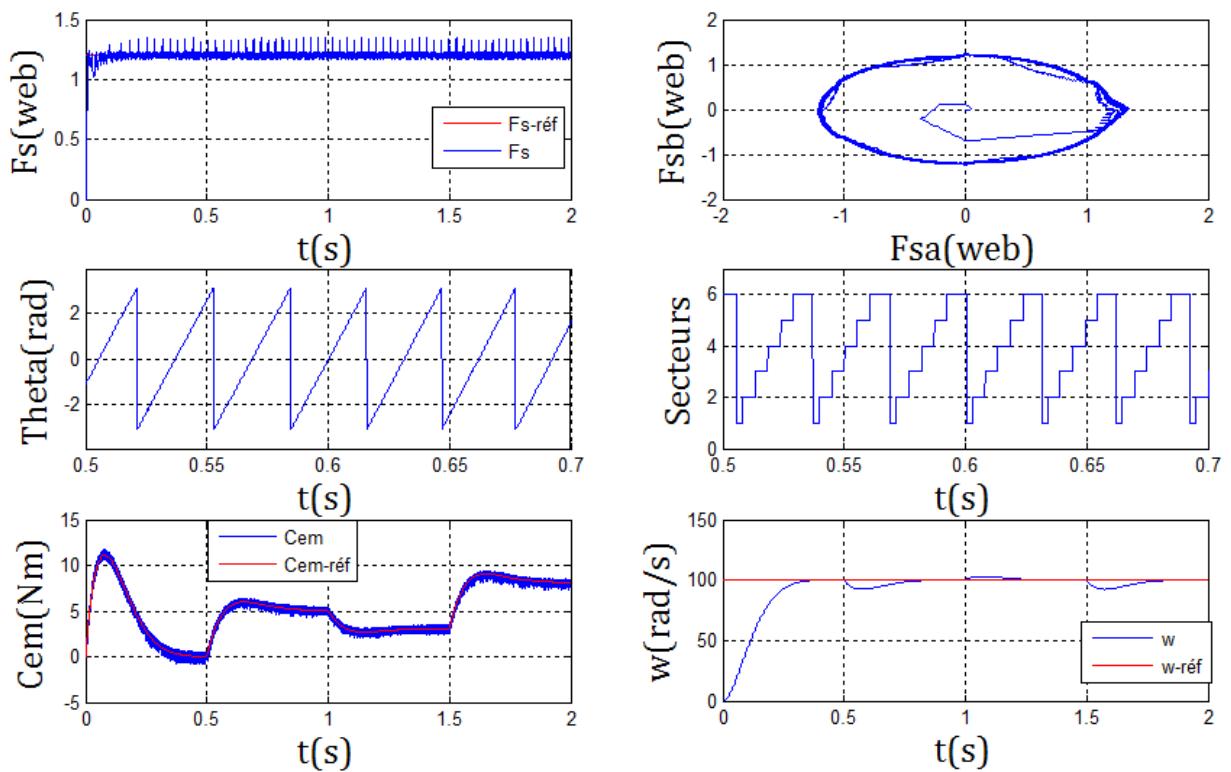


Figure (III-11-b) : Essai de variation de la charge

III.10 AMELIORATION DE LA DTC PAR UNE TABLE A 12 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}). Pour résoudre le problème d'ambiguïté dans le couple et le flux on va diviser la position du flux statorique en 12 secteurs au lieu de 6 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 [34][40][44]. La nouvelle partition est donnée par la figure(III-12).

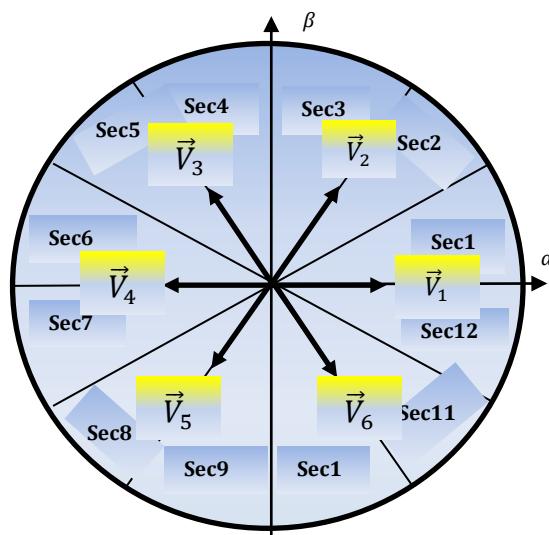


Figure (III-12) : DTC Avec les 12 secteurs

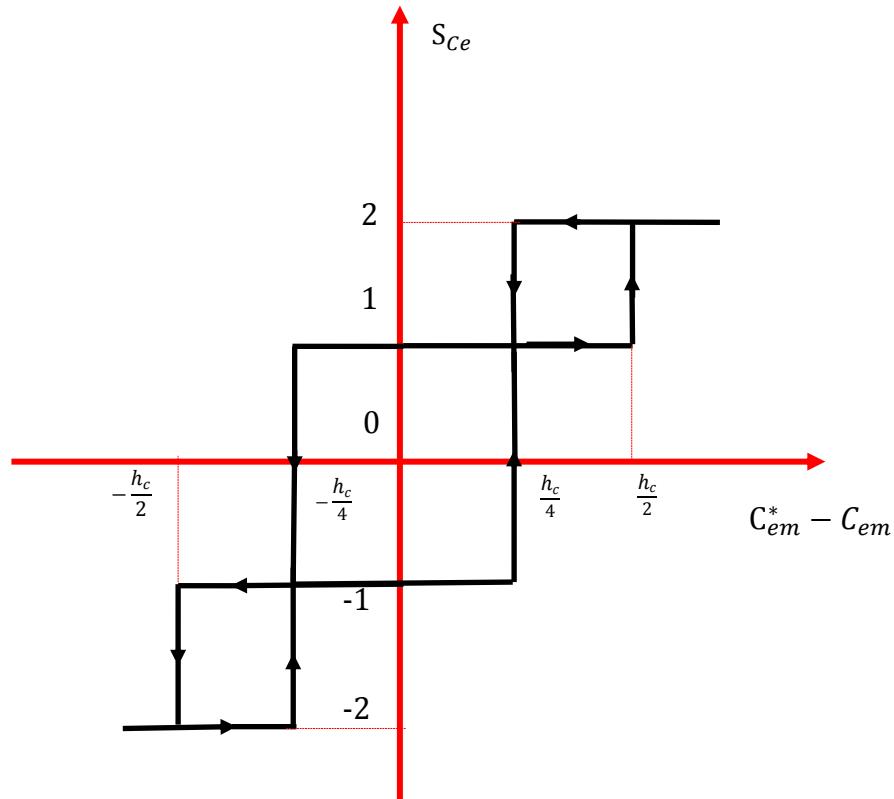
Pour exploiter bien le choix de la tension appliquée, il est nécessaire de définir les grandes et les petites variations de couple et de flux statorique, par exemple pour le secteur N =12, le vecteur V_1 produit une grande augmentation de flux et une faible augmentation de couple, alors que le vecteur V_3 produit une augmentation du couple et une diminution du flux pour le même secteur. Le tableau suivant représente deux cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions [34][40][44].

Le tableau suivant représente deux cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tensions.

Tableau (III-2) : Effet des six vecteurs tension utilisés dans les secteurs N1 et N12

N=1	Augmentation	Diminution
Φ_s	$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_6$	$\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5$
C_{em}	$\vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4$	$\vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_1$
N=12	Augmentation	Diminution
Φ_s	$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_6$	$\vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5$
C_{em}	$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3$	$\vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$

Pour mieux exploiter ces tensions en utilise un comparateur à hystérésis à 4 niveaux pour le couple figure (III-13), ce qui permet de définir les petites et grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes vecteurs tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des zones [34][40][44].



Figure(III-13) : Comparateur à hystérésis à 4 niveaux pour le couple

Finalement la table de sélection pour cette technique est donnée par le tableau III-3. (-2,2): grande diminution ou augmentation du couple. (-1,1): petite diminution ou augmentation du couple. * séquence non désirée (pas de petite variation du couple).

Tableau (III-3) : Table de commutation de la DTC améliorée à douze secteurs

$S_{\phi s}$	S_{ce}	$N = 1$	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	2	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_2
	1	$* \vec{V}_2$	\vec{V}_2	$* \vec{V}_3$	\vec{V}_3	$* \vec{V}_4$	\vec{V}_4	$* \vec{V}_5$	\vec{V}_5	$* \vec{V}_6$	\vec{V}_6	$* \vec{V}_1$	\vec{V}_1
	-1	\vec{V}_1	$* \vec{V}_1$	\vec{V}_2	$* \vec{V}_2$	\vec{V}_3	$* \vec{V}_3$	\vec{V}_4	$* \vec{V}_4$	\vec{V}_5	$* \vec{V}_5$	\vec{V}_6	$* \vec{V}_6$
	-2	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_5	\vec{V}_6
0	2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_2	\vec{V}_3
	1	\vec{V}_4	$* \vec{V}_4$	\vec{V}_5	$* \vec{V}_5$	\vec{V}_6	$* \vec{V}_6$	\vec{V}_1	$* \vec{V}_1$	\vec{V}_2	$* \vec{V}_2$	\vec{V}_3	$* \vec{V}_3$
	-1	\vec{V}_7	\vec{V}_5	\vec{V}_0	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_1	\vec{V}_0	\vec{V}_2	\vec{V}_7	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4
	-2	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_4	\vec{V}_5

III.11 RESULTATS DE SIMULATION

Après les tests du contrôle classique direct du couple sur le moteur asynchrone, nous allons refaire les mêmes tests du contrôle amélioré du couple sur le même moteur. et nous étions satisfaits par la présentation du résultats de l'essai de démarrage en charge après un démarrage à vide, où la charge était 5 Nm.

Les résultats de la simulation étaient très bons et motivants pour continuer à améliorer ce type de contrôle. Et ils sont illustrés aux figures III-14-a et III-14-b, où nous avons abandonné l'exposé des résultats similaires avec le contrôle classique et présenté uniquement les résultats différents sous la forme d'une étude comparative.

Dans le premier test (essai en charge après un démarrage à vide) on peut en tirer les remarques suivantes :

- La composante du courant statorique $I_{s\alpha}$ est de forme sinusoïdale très claire dans la dtc améliorée, par contre, elle est de forme proche à la sinusoïde(déformante) dans le contrôle classique. Ainsi que le courant de démarrage se diminue dans le contrôle amélioré d'une manière remarquable, où il est réduit à 5A .
- Le temps de réponse du courant $I_{s\alpha}$ du contrôle amélioré est très court et est égale à peu près la moitié de son homologue dans le contrôle classique.

- Concernant le module du flux statorique, il est presque sans ondulations et a répondu dans un temps très court si l'on compare avec celui-ci du contrôle classique.
- Les deux composantes du flux statoriques ($\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$) conservent une forme pratiquement circulaire dans le repère biphasé (α, β), dans le contrôle direct du couple amélioré, ce qui montre la forme sinusoïdale de leur composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$.
- La courbe du couple électromagnétique C_{em} suit parfaitement sa référence dans les deux contrôles, classique et amélioré. Malgré cette similarité, ce dernier contrôle présente un temps de réponse très court et un couple de démarrage inférieur par rapport au contrôle classique. En outre, on peut visualiser la réduction des ondulations qu'ont un effet négatif sur la stabilité du contrôle et par conséquent sur notre entraînement électrique. Cette réduction est dû, bien sûr, à l'utilisation du régulateur d'hystérésis à quatre niveaux et à l'augmentation de nombre des secteurs.
- A partir de la figure (III-14-b), nous ne constatons aucune amélioration ajouté par le contrôle amélioré sur la vitesse de rotation du moteur asynchrone.

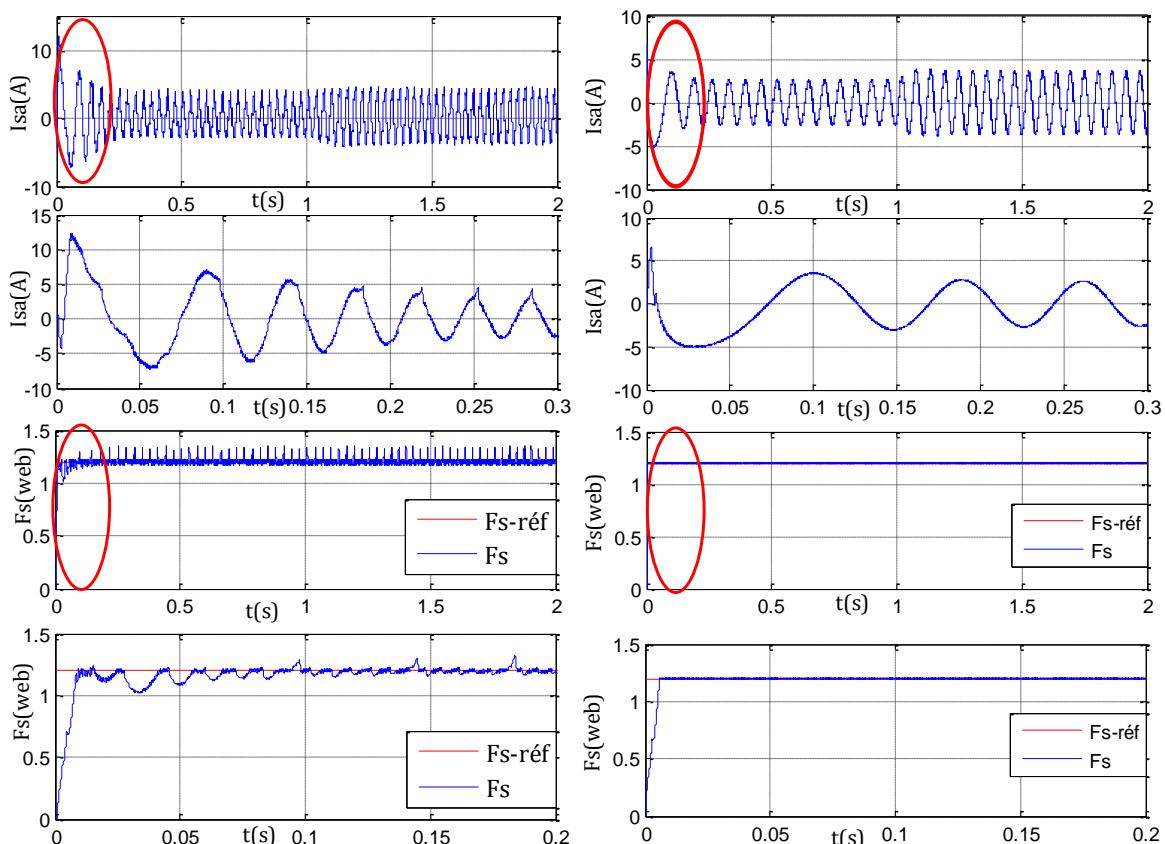


Figure (III-14-a) : Essai en charge après un démarrage à vide

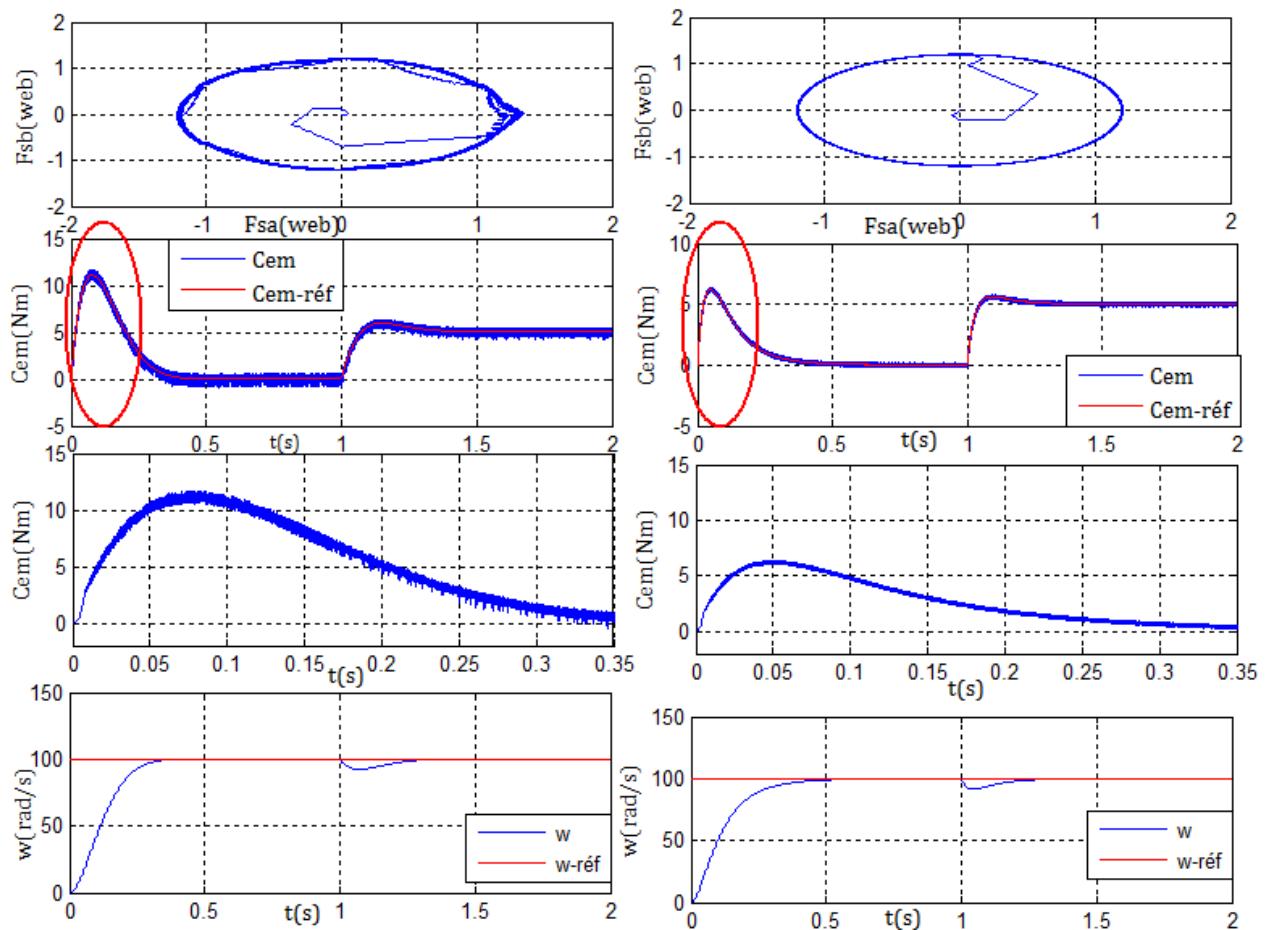


Figure (III-14-b) : Essai en charge après un démarrage à vide

III.12 CONCLUSION

Ce chapitre est consacré à l'étude et à la simulation de l'un des fameux types de contrôle les plus connus, à savoir le contrôle direct du couple qui est apparu directement après le contrôle scalaire et le contrôle vectoriel. Le contrôle direct du couple est distingué par plusieurs avantages cités dans la suite:

- ✓ Ce contrôle n'a pas besoin de transformation de Park.
- ✓ Ce contrôle ne nécessite pas la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.
- ✓ Ce contrôle n'a pas besoin de découpler le courant et les tensions de contrôle tels que le contrôle vectoriel.
- ✓ Ce contrôle est robuste vis-à-vis la variation des paramètres du moteur électrique.

Nous avons amélioré ce contrôle en se basant sur l'augmentation du nombre du secteurs correspondant à l'angle de flux du stator de 6 à 12 afin d'accroître la précision du contrôle. et nous avons remplacé le régulateur d'hystérésis du couple électromagnétique de deux niveaux par un autre à quatre niveaux capable de faire tourner le moteur dans les deux sens, tout en réduisant les ondulations du couple et du flux statorique.

Les résultats du contrôle amélioré ont été excellents et motivants pour continuer à améliorer ce type de contrôle, et ceci l'objectif du prochain chapitre .

IV.1 INTRODUCTION

Dans le domaine des entraînements électrique à vitesse variable, les commandes classiques (scalaire, vectorielle et dtc) sont insuffisantes pour satisfaire les performances exigées. Elles sont sujet à une détérioration des performances en présence des perturbations structurelles et environnementales, dues par exemple, à une augmentation de température, variation de l'inertie et du couple de charge et autres [51] [52]. Ces perturbations entraînent une perte de découplage d'où la détérioration des performances de la machine [51] [53]. Alors il est nécessaire de recourir à la commande adaptative. Comme son nom l'indique on parle de commande adaptative lorsque certains paramètres d'un système sont réadaptés au cours du temps. Cette adaptation est souhaitable pour deux raisons principales :

- Soit pour affiner, au cours du temps, le réglage initial du système de commande,
- Soit pour tenir compte des variations des paramètres du système à commander.

Parmi plusieurs stratégies de commande, la commande adaptative à modèle de référence (MRAC) joue un rôle très important et devient l'objet de diverses investigations.

Le premier article concernant les systèmes adaptatifs avec modèle de référence a été publié en 1958 par M.P. Whitaker, J. Yamron et A. Keser [54]. Depuis, plusieurs recherches ont été développées pour aboutir à diverses structures de systèmes adaptatifs à modèle de référence. Ces derniers sont utilisés dans de larges domaines pour résoudre une variété importante de problèmes rencontrés en commande, identification et estimation d'état. Le caractère dual de ces techniques permet l'utilisation suivant la structure spécifiée dans différentes applications. L'intérêt suscité par la commande adaptative à modèle de référence, par rapport aux systèmes de réglage classique, comprend certains avantages :

- Elle assure la stabilité et la qualité de commande pour des limites assez grandes de variation des caractéristiques du système à commander;
- Elle est simple à réaliser.

Par conséquent, la fiabilité de ces systèmes est relativement élevée par rapport aux systèmes classiques.

Ce chapitre montre bien l'application de la commande adaptative à modèle de référence MRAC pour l'estimation de la vitesse de rotation dans notre système d'entraînement étudié en chapitre 03.

IV.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE REFERENCE (MRAC).

Pour concevoir cette commande adaptative à modèle de référence (**MRAC**), il faut que le modèle de référence soit un modèle du système linéaire, invariant dans le temps.

Cette commande fait tendre asymptotiquement le processus vers un modèle de référence établi à partir des performances désirées pour les systèmes en boucle fermée. La loi ainsi développée admet des paramètres inconnus mais fixes. Cette loi se génère à partir de l'état du modèle, la commande du modèle et l'erreur entre la partie du système et celle du modèle[54].(figure (IV-1)). Le développement de cette dernière stratégie repose sur l'hypothèse qui consiste à trouver un régulateur de structure donnée, qui peut assurer la réalisation des performances désirées, pour toutes valeurs possibles des paramètres du procédé.

Le rôle de la boucle d'adaptation se limite uniquement à trouver les bonnes valeurs des paramètres de ce régulateur dans chaque cas. L'idée de base de la stratégie de la MRAC, est de conduire les sorties (ou les états) d'un système inconnu à ceux d'un modèle de référence[54].

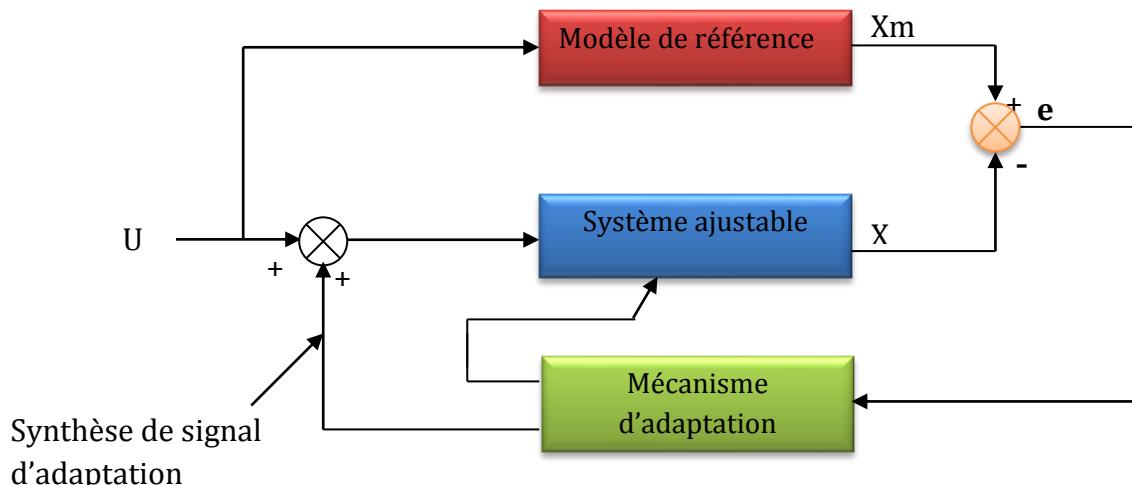


Figure (IV-1) : Structure de la commande adaptative à modèle de référence

IV.3 DIFFERENTES STRUCTURES DE SYSTEMES DE COMMANDE ADAPTATIVE AVEC MODELE DE REFERENCE :

De par les liens existant entre la prédiction et l'estimation d'une part et la commande d'autre part, on peut considérer trois structures de systèmes adaptatifs :

IV.3.1 STRUCTURES PARALLELE :

C'est la structure la plus connue, nommée la méthode de l'erreur de sortie dans le cas de l'identification figure(IV-2).

IV.3.2 STRUCTURE SERIE :

Dans ce cas la modèle de référence et le système ajustable sont en série (figure (IV-3)), cette structure est souvent connue par la méthode de l'erreur d'entrée.

IV.3.3 STRUCTURES SERIE PARALLELE :

Dans cette structure on distingue deux cas :

1)-Le système ajustable peut être placé d'une part en série et d'autre part en parallèle avec le modèle de référence (figure (IV-4)).

2)-Le modèle de référence peut être placé d'une part en série et d'autre part en parallèle avec le système ajustable (figure (IV-5)).

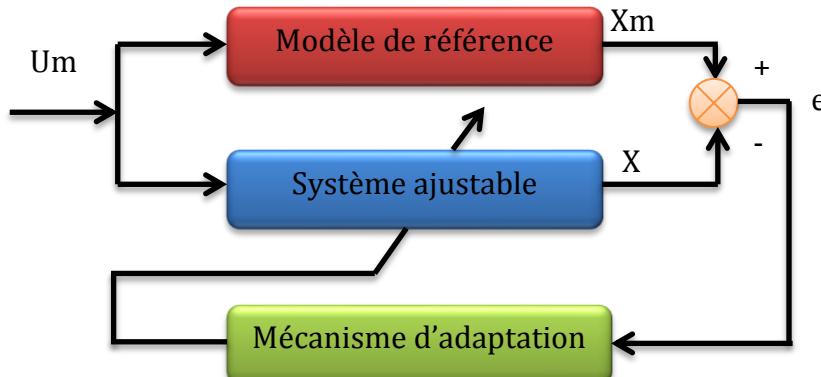


Figure (IV-2) : Structure parallèle

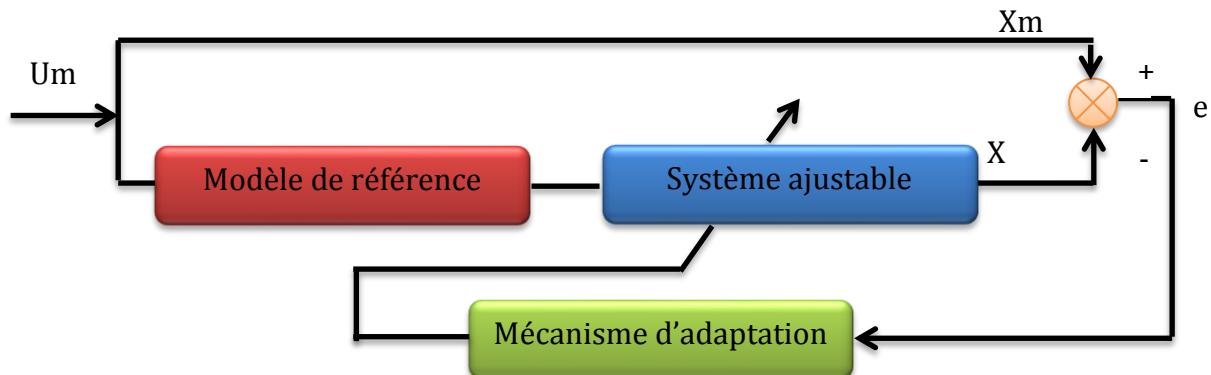


Figure (IV-3) : Structure série

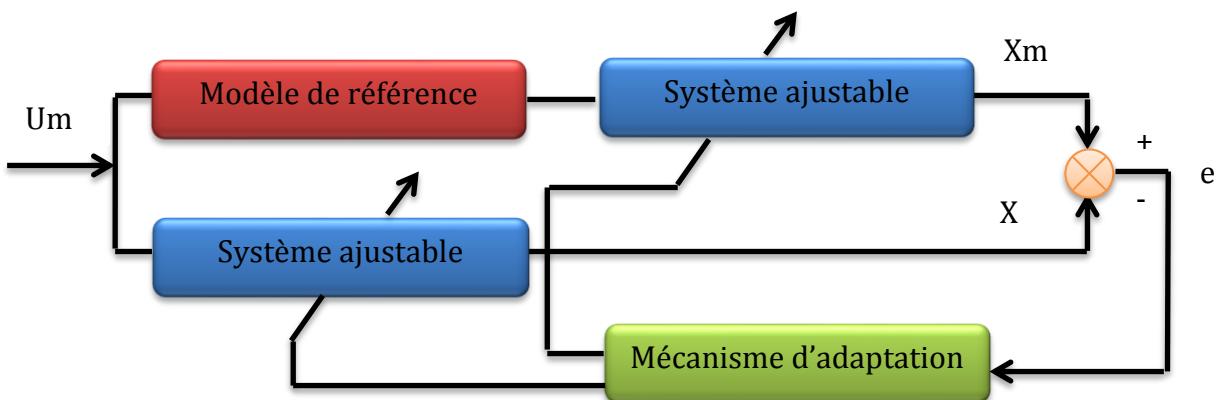


Figure (IV-4) : Structure série-parallèle

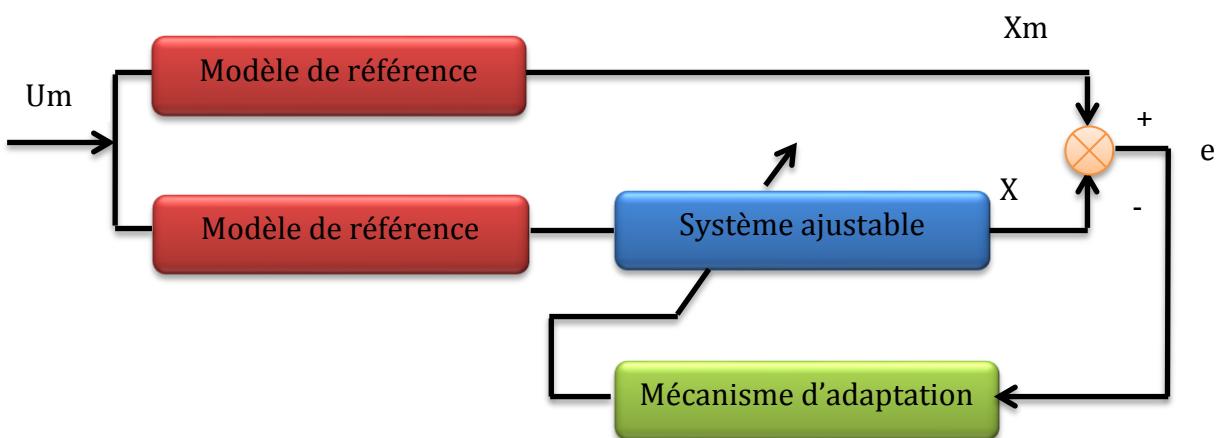


Figure (IV-5) : Structure parallèle-série

IV.4 PRINCIPAUX TYPES DE LA MRAC

On distingue plusieurs techniques de la MRAC, dont les plus connues :

- 1) MRAC basée sur l'optimisation.
- 2) MRAC basée sur la stabilité.

IV.4.1 MRAC BASEE SUR L'OPTIMISATION :

Cette technique consiste à minimiser l'erreur en sortie du système et du modèle de référence.

Pour minimiser l'erreur on utilise deux méthodes :

IV.4.1.1 Algorithme des moindres carrées récursifs :

Il appartient à la classe des algorithmes récursifs qui réactualisent le vecteur des paramètres

$\hat{\theta}_n$ À chaque nouvelle mesure, il est donné par :

$\hat{\theta}_k = [a_1, \dots, a_n, b_0, \dots, b_n]^T$ Avec : a_i, b_i vecteurs des paramètres estimés.

Le prédicteur correspondant est donné par :

$$\hat{y}_k = h_k \hat{\theta}_k$$

Avec : $h_k = [-y_{k-1}, \dots, y_{k-n}u_k, \dots, y_{k-m}]^T$

On définit alors l'erreur de prédiction par :

$$e_k = y_k - \hat{y}_k$$

Dans toutes ces conditions l'algorithme qui détermine $\hat{\theta}(t)$ et minimise le critère des moindres carrés est donné par :

$$E(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (e_k)^2$$

E : est l'erreur quadratique.

IV.4.1.2 Algorithme de M.I.T :

Cet algorithme tend à minimiser le critère quadratique :

$$E(\theta) = e^2 \text{ Avec :}$$

e : Erreur de prédiction entre le processus et le modèle de référence.

θ : Vecteur des paramètres du contrôleur.

La loi d'ajustement des paramètres est :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\mu \frac{dE}{d\theta} = -\mu e \frac{de}{d\theta}$$

Avec : μ est le gain d'adaptation.

La méthode n'assure pas généralement la stabilité du processus, en boucle fermée, elle apparaît très simple, mais l'analyse des systèmes de très grand ordre est difficile[51] [54].

IV.4.2 MRAC BASEES SUR LA STABILITE :

IV.4.2.1 La méthode de LYAPUNOV :

L'approche de LYAPUNOV offre des propriétés de stabilité globales sans aucune restriction concernant les conditions initiales des erreurs ou' la nature des entrées de référence qui sont utilisées.

Elle consiste à définir une fonction dite de LYAPUNOV en fonction des paramètres, de l'erreur et du temps $V = (θ, e, t)$, puis à déduire la loi d'ajustement $\frac{dθ}{dt}$ afin que la fonction dérivée $\frac{dV}{dt}$ soit définit négative.

Cependant l'inconvénient de cette approche est la nécessité de trouver la fonction de LYAPUNOV appropriée, chose qui est très difficile [48][49].

IV.4.2.2 La méthode d'hyper stabilité :

On considère le système mono-entrée /mono-sortie de la figure (IV-6)

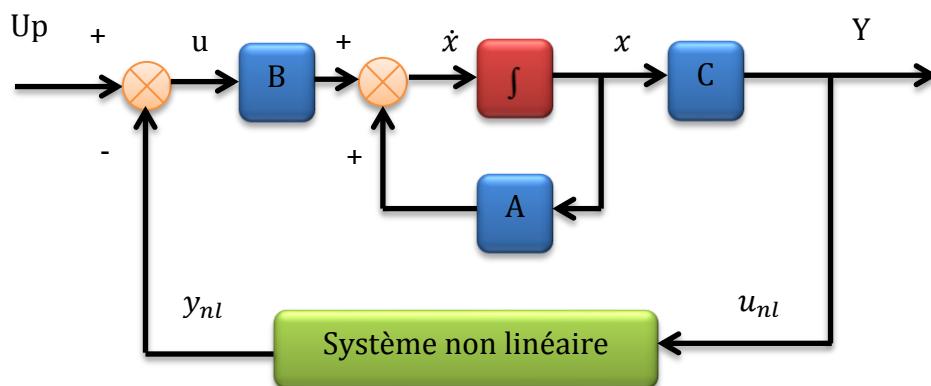


Figure (IV-6) : Décomposition pour l'étude de l'hyper-stabilité

Il est décrit par les équations suivantes :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu ; y = Cx$$

A, B et C ont des matrice à coefficients réels. La fonction de transfert du bloc linéaire est donnée par : $F(s) = C(S[I] - A)^{-1}B$

Le système décrit par la figure (IV-6) est stable si :

- ✓ La fonction de transfert F représentant la partie linéaire est une fonction réelle strictement positive.
- ✓ La partie non linéaire satisfait à l'inégalité de POPOV :

Il existe une constante γ indépendant de t telle que :

$\int_0^t y_{nl}^T u_{nl} d\tau \geq -\gamma^2$; Pour tout t positif et avec : y_{nl} : la sortie de la partie non linéaire.

u_{nl} : L'entrée de la partie non linéaire. ; γ : une constante indépendante du temps.

IV.5 ESTIMATION DE LA VITESSE DE LA MACHINES ASYNCHRONE

Supposons que tous les paramètres du moteur sont complètement connus, la vitesse instantanée, peut être calculée directement à partir des équations du modèle du moteur à induction en utilisant les valeurs mesurées telles que les tensions et les courants statoriques. En conséquence, l'application de la MRAC pour cette estimation sera présentée comme suit :

La commande adaptative avec modèle de référence a été principalement développée pour minimiser l'erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée.

Dans notre cas on l'utilise pour estimer la vitesse mécanique en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statorique.

L'approche basée sur MRAC (Commande Adaptative à Modèle de Référence) utilise deux structures de modèles de la machine qui estiment la même variable d'état. Le modèle qui ne contient pas la quantité estimée (la vitesse du rotor) est considéré comme le modèle de référence, quant au second, il est pris comme modèle ajustable.

L'erreur entre les quantités estimées obtenues par les deux modèles agit sur un mécanisme d'adaptation convenable qui produit la vitesse du rotor estimée $\hat{\omega}$.

Le schéma bloc de cette méthode est montré dans la figure (IV-7).

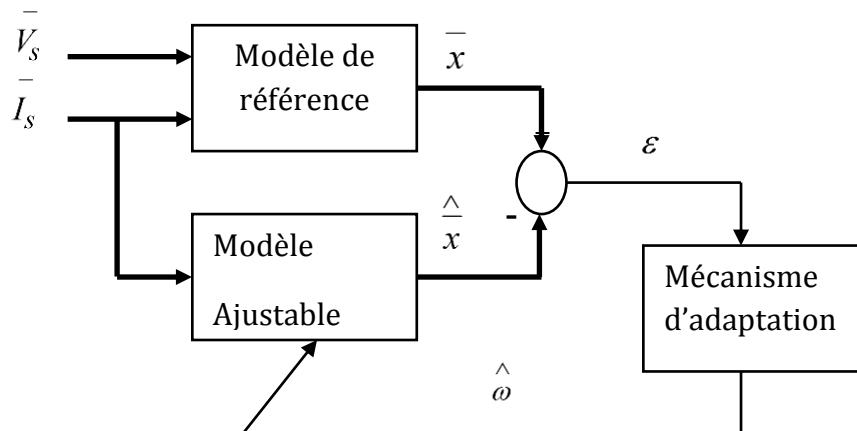


Figure (IV-7) : Schéma bloc de la méthode MRAC

Les deux modèles de base sont : le modèle du stator et le modèle du rotor donc à partir de l'équation du flux et de tension (statorique et rotorique), on peut tirer les équations suivantes :

$$\dot{\bar{\phi}}_r = \frac{L_r}{M} (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - \sigma L_s p \bar{I}_s) \quad (\text{IV-1})$$

$$\dot{\bar{\phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{IV-2})$$

Le flux rotorique prévenant de l'équation (IV-1) ne dépend pas de la vitesse mécanique et produit la valeur de référence du flux rotorique on peut la considérer comme étant le modèle de référence tandis que l'équation (IV-2) dépend de la vitesse, on peut la considérer comme étant le modèle ajustable. Elle produit la valeur estimée du flux rotorique.

Pour démontrer la stabilité du modèle choisis, on va utiliser le critère de POPOV. Pour cela on considère l'équation (IV-2) prise pour l'estimation du flux et de la vitesse, ce qui nous donne :

$$\widehat{\dot{\bar{\phi}}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\widehat{\omega} \right) \widehat{\bar{\phi}}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{IV-3})$$

L'erreur dynamique entre les deux modèles (IV-2) et (IV-3) donnée par:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\widehat{\bar{\phi}}_{r\alpha} \\ \widehat{\bar{\phi}}_{r\beta} \end{bmatrix} (\omega - \widehat{\omega}) \quad (\text{IV-4})$$

Equivalent a:

$$\frac{d}{dt} [\varepsilon] = [A][\varepsilon] - [W] \quad (\text{IV-5})$$

Le critère de POPOV exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^t \varepsilon T W dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV-6})$$

Ou γ^2 est une constante positive.

A ce propos, POPOV propose la loi d'adaptation suivante :

$$\widehat{\omega} = Q_2(\varepsilon) + \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau \quad (\text{IV-7})$$

En utilisant l'équation (IV-6) tout en remplaçant ε et $\widehat{\omega}$ par leurs valeurs, on obtient :

$$\int_0^t \left\{ [\varepsilon_\alpha \widehat{\bar{\phi}}_{r\beta} - \varepsilon_\beta \widehat{\bar{\phi}}_{r\alpha}] [\omega - Q_2(\varepsilon) - \int_0^t Q_1(\varepsilon) d\tau] \right\} dt \geq -\gamma^2 \quad (\text{IV-8})$$

La solution de cette équation peut être trouvée à l'aide de la relation suivante :

$$\int_0^t K \left(\frac{df(t)}{dt} f(t) dt \right) \geq -\frac{1}{2} K f(0)^2 \quad K \geq 0 \quad (\text{IV-9})$$

En utilisant cette dernière expression pour la résolution de l'inégalité de POPOV (IV-6), on obtient les fonctions suivantes :

$$\begin{cases} Q_1 = Ki(\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta}) \\ Q_2 = Ki(\varepsilon_\beta \hat{\phi}_{r\alpha} - \varepsilon_\alpha \hat{\phi}_{r\beta}) \end{cases} \quad (\text{IV-10})$$

En remplaçant l'équation (IV-10) dans l'équation (IV-7), on obtient la valeur estimée $\hat{\omega}$ qu'est donnée par la loi d'adaptation suivante :

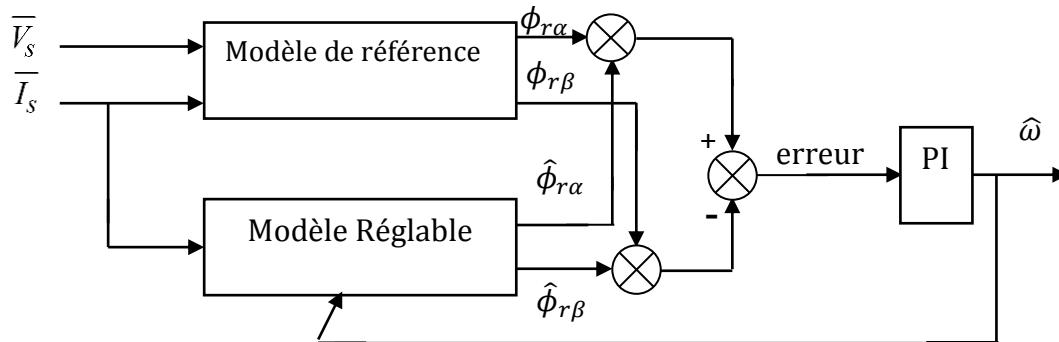
$$\hat{\omega} = Kp(\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) + Ki \int_0^t (\phi_{r\beta} \hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \hat{\phi}_{r\beta}) d\tau \quad (\text{IV-11})$$

Ce qui conduit à :

$$\hat{\omega} = (Kp + \frac{Ki}{P})(\bar{x} \otimes \hat{x}) \quad (\text{IV-12})$$

Avec

$x = \phi_r$, représente le flux rotorique, avec ce choix de la variable x, nous obtiendrons le schéma bloc correspondant donné par la figure (IV-8).



Figure(IV-8). schéma bloc de la MRAC

Avec la connaissance complète des paramètres du moteur, la sortie des deux modèles devraient coïncider. Cependant, toute inégalité entre la vitesse réelle et la vitesse estimée donne automatiquement une erreur passe à travers un contrôleur PI délivrant ainsi la vitesse du modèle réglable.

Le schéma de simulation de cet estimateur est donné par la figure (IV-9).

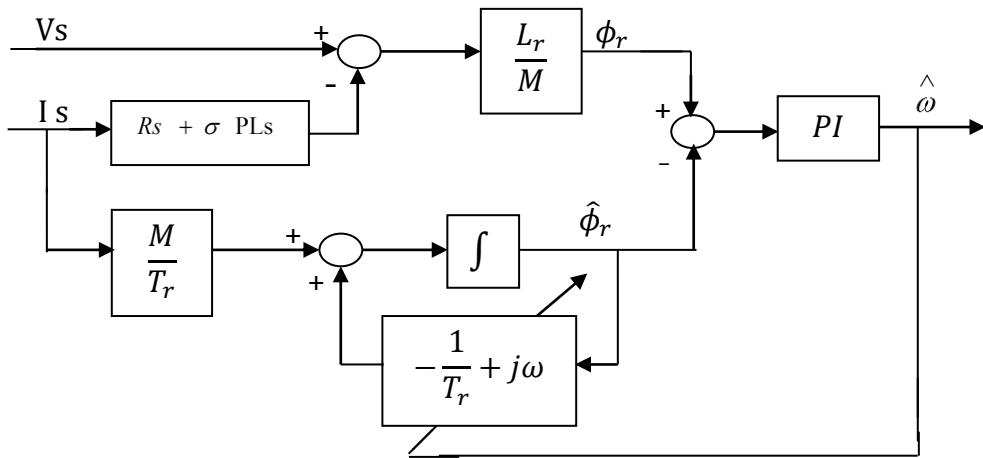


Figure (IV-9) : MRAC basée sur le flux rotorique

IV.6 RESULTATS DE SIMULATION

Dans un deuxième temps, nous avons simulé le contrôle amélioré pour notre entraînement électrique à moteur asynchrone, dont le capteur de vitesse a été éliminé et remplacé par un observateur d'état basé sur la commande adaptative à modèle de référence MRAC, lui permettant d'estimer la vitesse de rotation. Comme déjà vu au chapitre III, nous allons reffaire les deux essais de simulation et les résultats sont illustrés dans les figures (IV-10-a et b), (IV-11-a et b) premier et deuxième essai respectivement.

Si on observe les résultats de simulation du contrôle amélioré pour la deuxième fois, on peut dire que les performances de réponses de toutes les grandeurs : électrique (courant), magnétique (flux magnétique), mécanique (vitesse), ..etc , étaient assez similaires avec les résultats obtenus par la première méthode dans les deux expériences (figure(IV-10-a et b) et (IV-11-a et b) cela signifie que cette dernière amélioration est satisfaisante. En remplaçant le capteur de vitesse par un algorithem de l'obsarvateur MRAC implique une baisse dans le coût de l'entraînement (le coût du capteur de vitesse souvent dépasse le prix du moteur), toute en gardant la même efficacité.

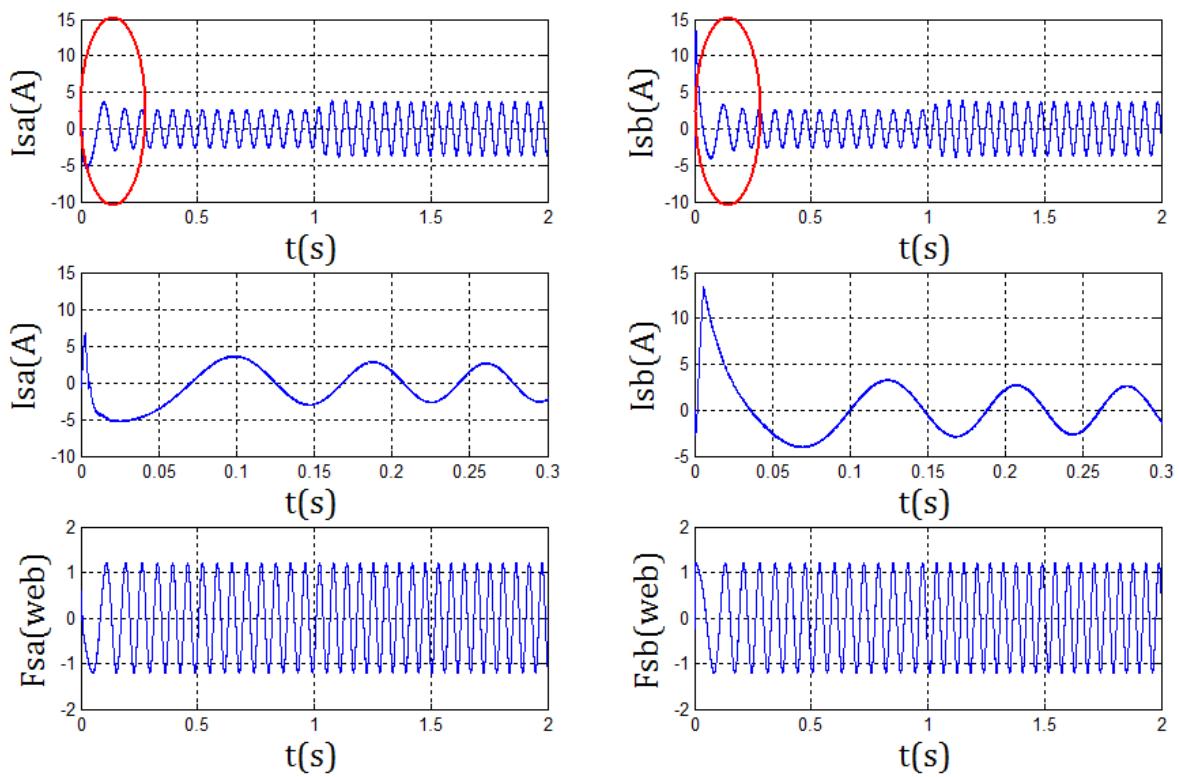


Figure (IV-10-a) : Essai d'un démarrage en charge après un démarrage à vide

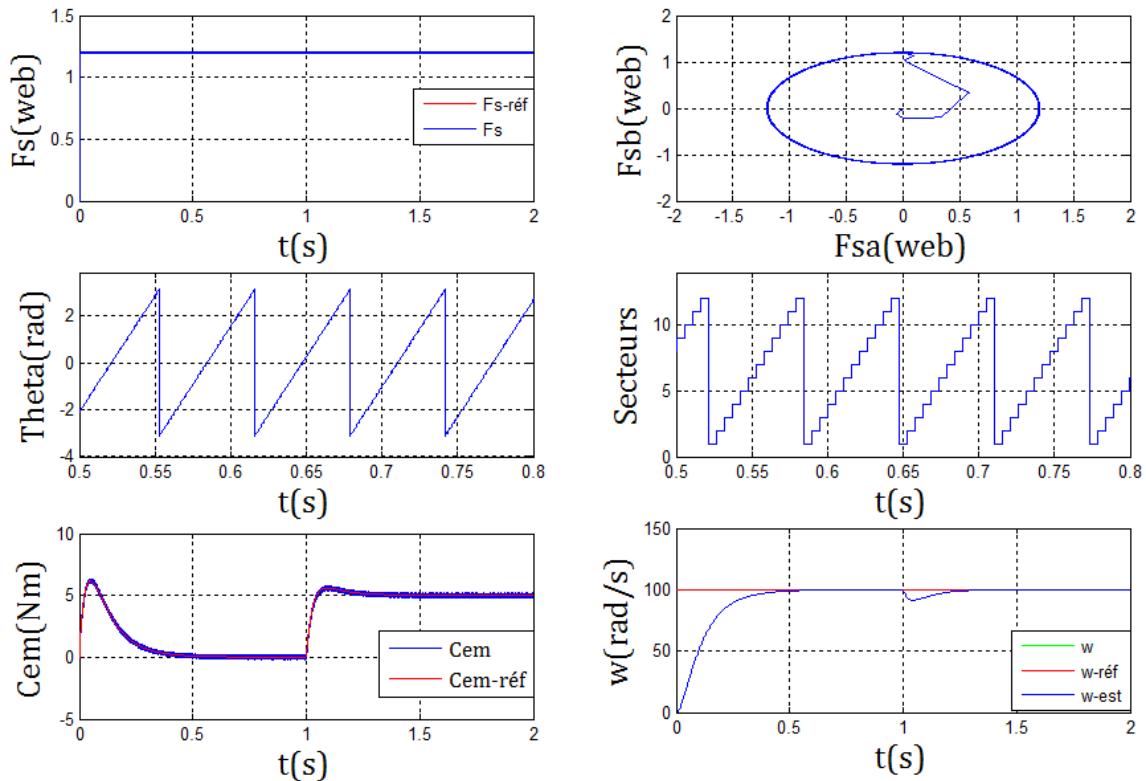


Figure (IV-10-b) : Essai d'un démarrage en charge après un démarrage à vide

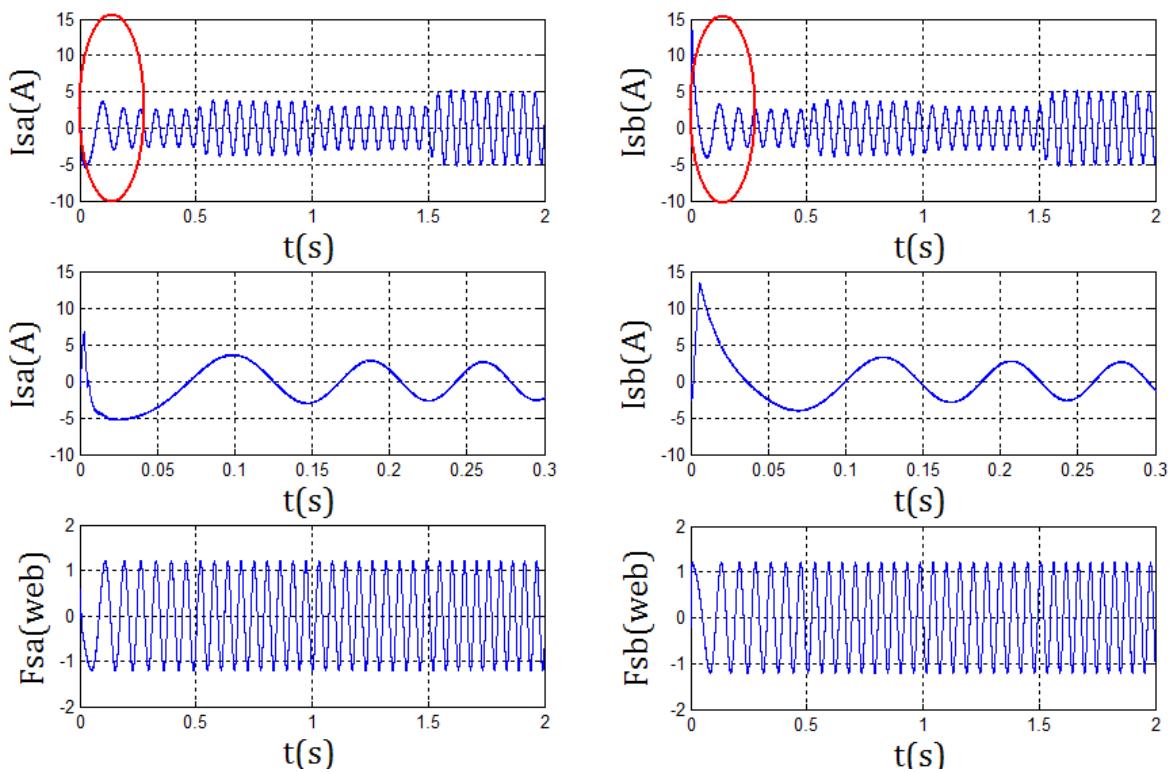


Figure (IV-11-a) : Essai de variation de la charge

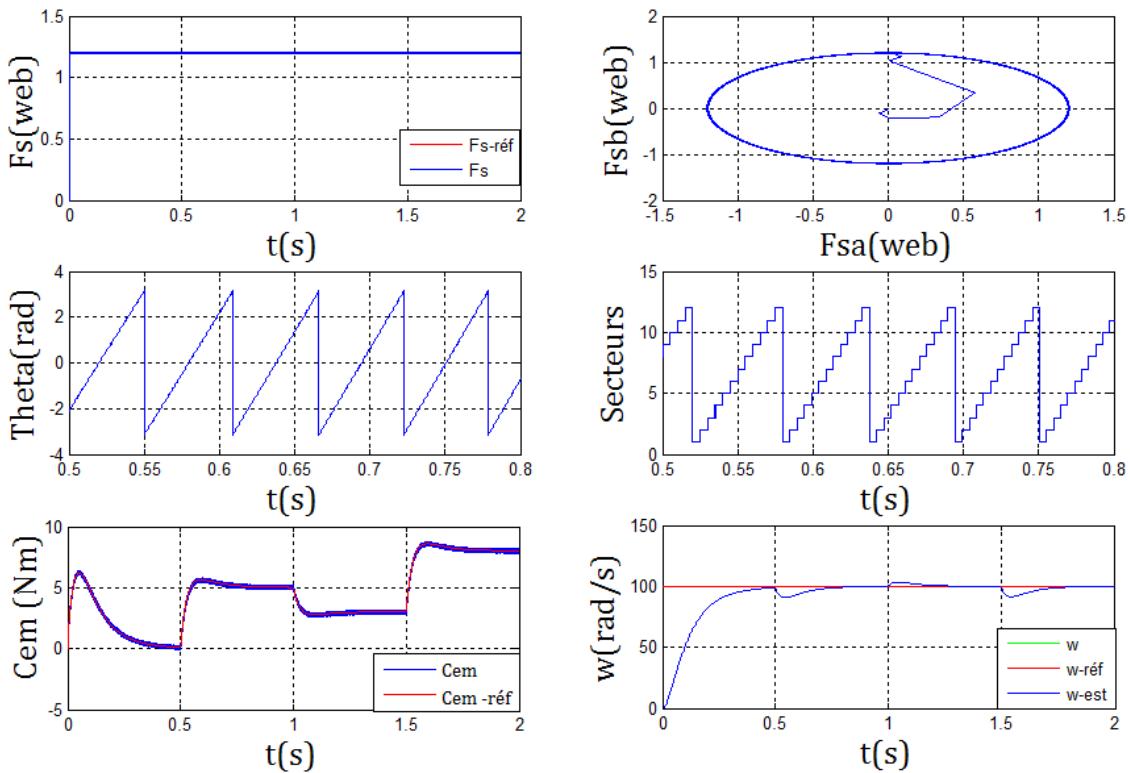


Figure (IV-11-b) : Essai de variation de la charge

IV.7 ETUDE COMPARATIVE

Le contrôle direct du couple amélioré par la deuxième méthode de l'entraînement électrique, consiste à éliminer le capteur de vitesse - qui malgré ses nombreux avantages, son coût très élevé ainsi que la complexité engendrée par son intégration dans le système d'entraînement électrique restent ses points faibles- et le remplacé par un observateur basé sur la théorie de la commande adaptative à modèle de référence MRAC, qui s'est avéré efficace pour une estimation élevée de vitesse du moteur, bien sûr, à partir des mesures des courants et des tensions statoriques.

Donc cette amélioration concerne deux grandeurs: la vitesse de rotation et le couple électromagnétique. Ainsi, les résultats de la simulation du contrôle amélioré dans l'environnement Matlab, pour le même moteur asynchrone et les mêmes expériences précédentes, sont illustrés dans les figures (IV-12-a et b).(IV-13-a et b).

De la figure (IV-12-a et b), on remarque que les réponses des grandeurs (courant et le flux statorique) n'ont pas été influencées par le remplacement du capteur de vitesse, dont les courbes (temps de réponse, dépassement et grandeur de démarrage) sont totalement similaires au résultat du premier contrôle amélioré. Cela est expliqué par l'indépendance de ces grandeurs à l'effet de la deuxième amélioration .

La figure (IV-13-a et b) montre que la vitesse de rotation et le couple électromagnétique, sont directement impliqués dans cette amélioration et leurs réponses sont similaires aux résultats en présence du capteur et ne présentent aucune différence qui affecte la performance de l'entraînement .

La réponse du couple électromagnétique est comme déjà vu au contrôle amélioré précédemment, où nous trouvons qu'il suit exactement son couple de référence dans les deux essais avec un couple de démarrage moins que le contrôle classique, et un temps de réponse est également plus court que dans le contrôle classique, sans oublier la diminution significative des ondulations, dont l'impact est négatif sur le système d'entraînement électrique.

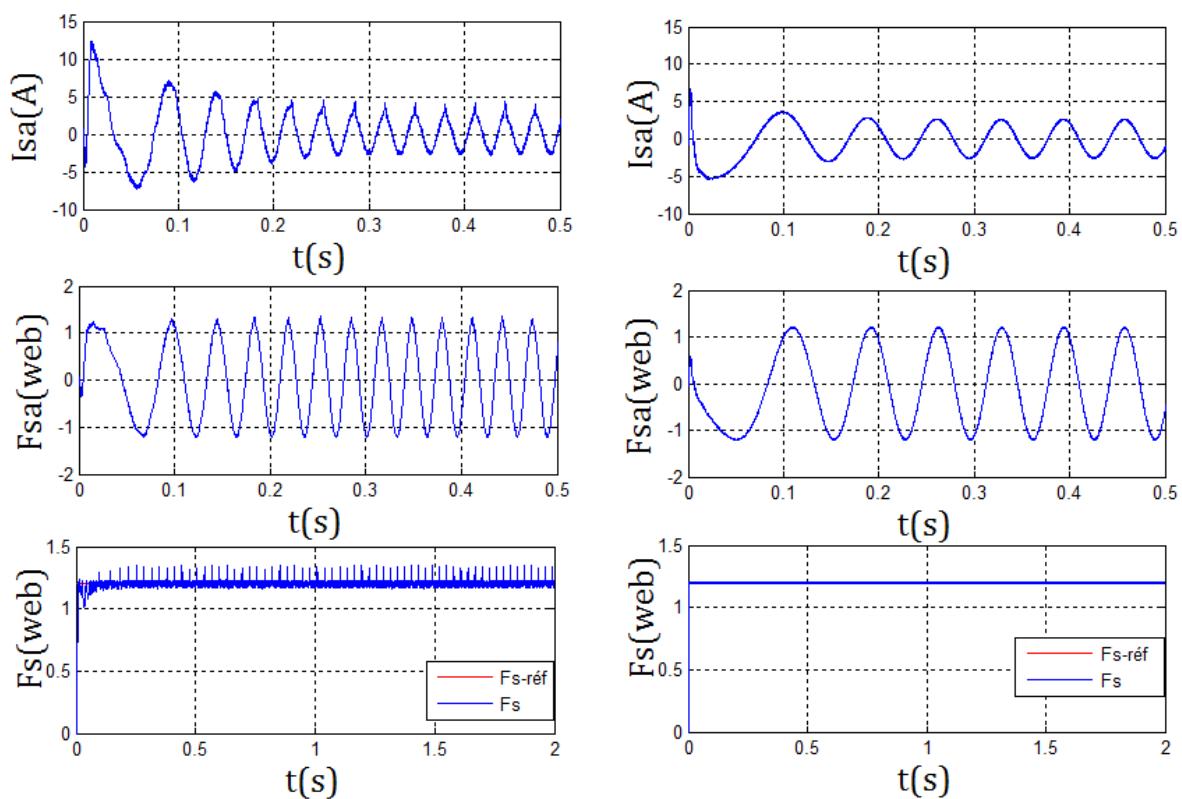


Figure (IV-12-a) : Essai de démarrage en charge après un démarrage à vide

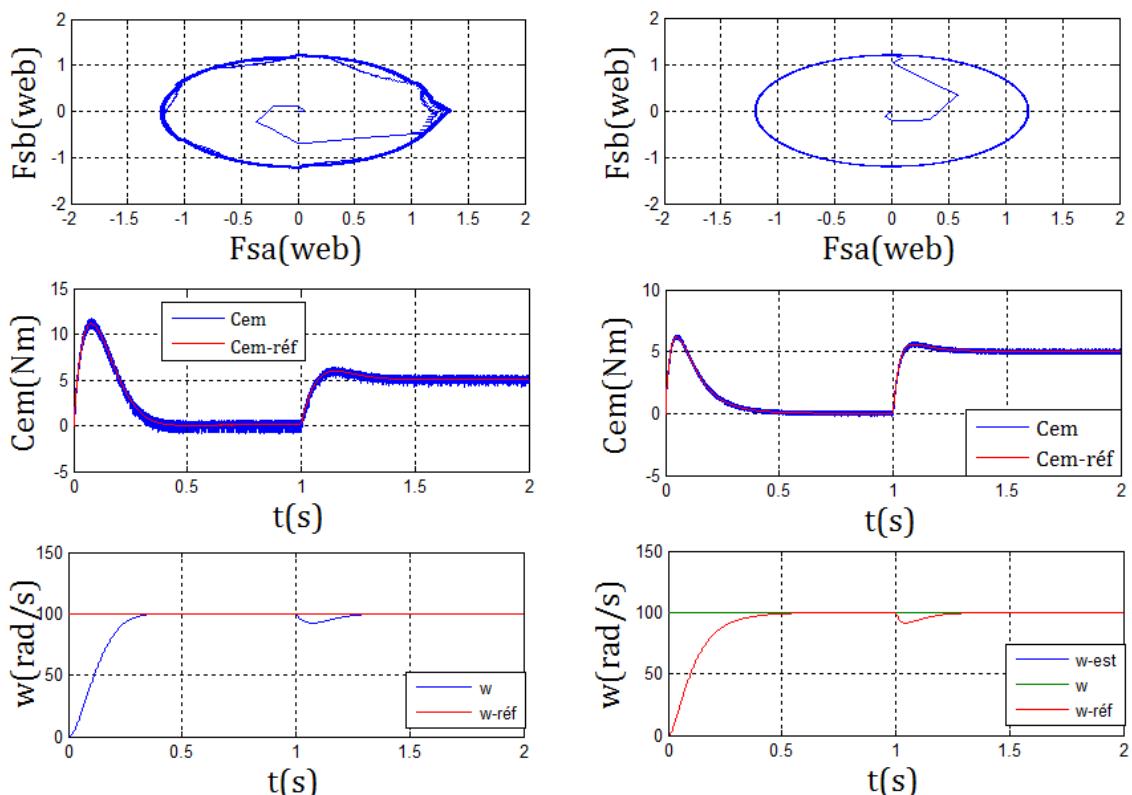


Figure (IV-12-b) : Essai d'un démarrage en charge après un démarrage à vide

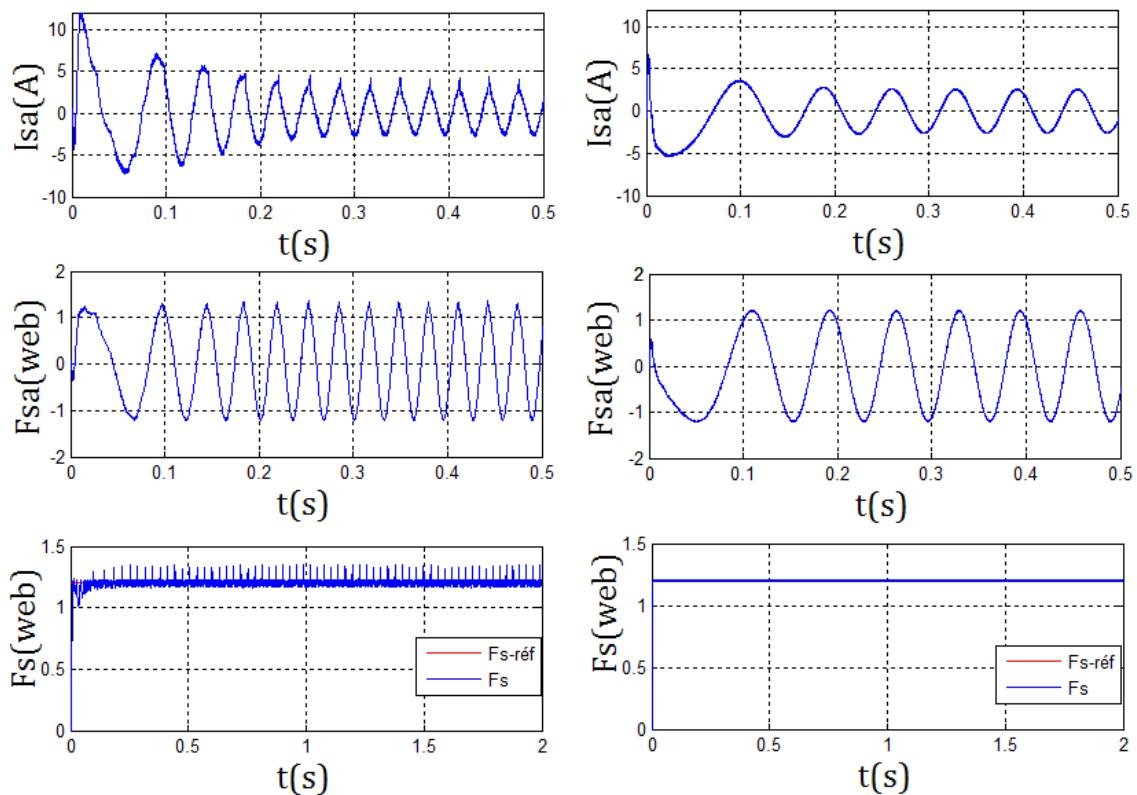


Figure (IV-13-a) : Essai de variation de la charge

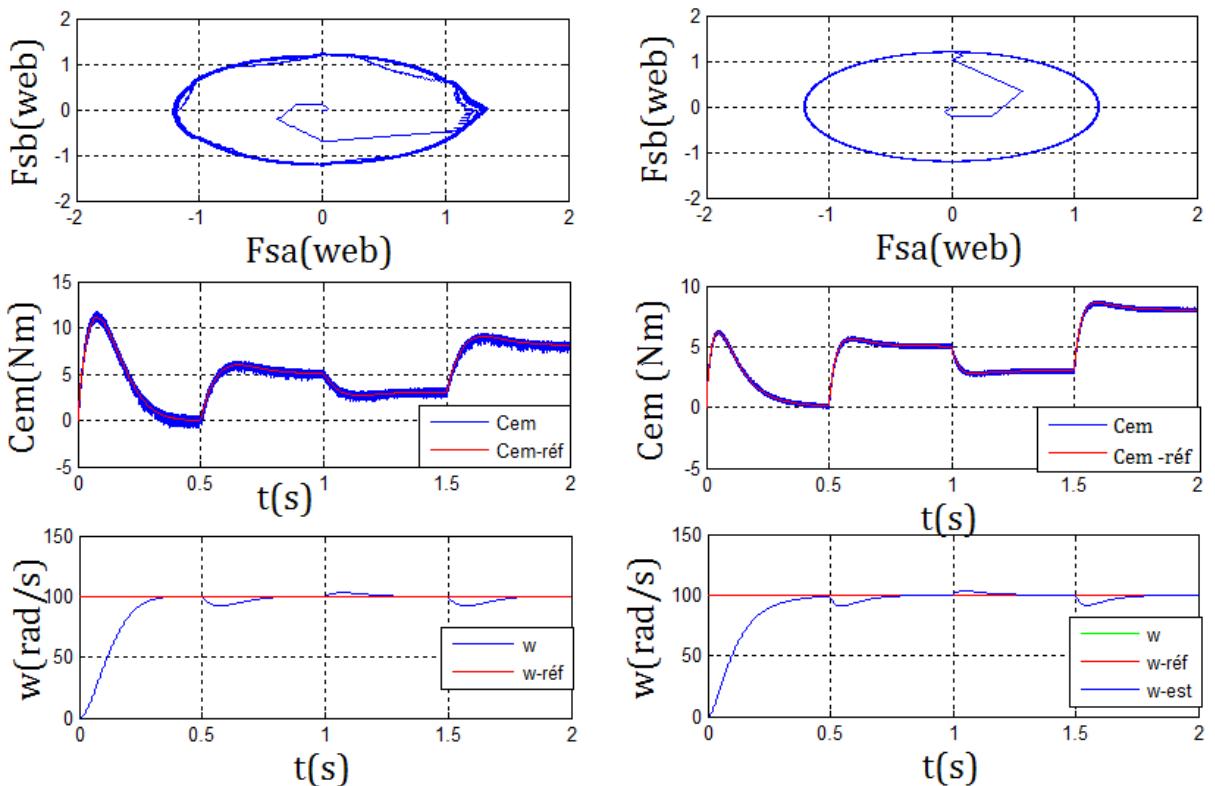


Figure (IV-13-b) : Essai de variation de la charge

IV.8 CONCLUSION

L'objectif de ce chapitre est l'étude d'un autre type d'amélioration des entraînements électriques qui s'articule sur l'utilisation des modèles mathématiques qui sont capables de remplacer les composants ou les matériels électriques tous en gardant, bien sûr, les mêmes performances des réponses de leurs grandeurs.

Donc, nous avons éliminé le capteur de vitesse de rotation et nous l'avons remplacé par un modèle mathématique basé sur la théorie de la commande adaptative à modèle de référence MRAC pour estimer la vitesse de rotation à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques.

Nous avons débuté ce chapitre par une étude de la théorie de la technique MRAC, puis nous avons appliqué cette méthode sur l'entraînement électrique, ensuite nous avons présentés les résultats de simulation pour les deux essais (essai de démarrage en charge après un démarrage à vide et essai de variation des charges).

Finalement, une étude comparative a montré que les résultats étaient excellents et nous ont incité à réaliser expérimentalement ces contrôles, qui sera l'objectif du prochain chapitre.

V.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré au validation pratique de la commande directe du couple classique en boucle ouverte et en boucle fermée appliquée sur un moteur asynchrone.

Nous commençons par une description générale du banc d'essai utilisé, dans laquelle les éléments réalisés (l'onduleur triphasé et la carte d'adaptation de mesure) vont être discutés en détail. Avant d'appliquer la dtc classique, un test concernant notre onduleur triphasé est fait pour vérifier son association avec le moteur asynchrone, suivi par une commande directe du couple en boucle ouverte.

V.2 DESCRIPTION GENERALE DU BANC D'ESSAI

Pour valider expérimentalement le contrôle direct du couple classique d'un moteur asynchrone triphasé, nous avons créé le banc d'essai de la figure (V-1), contenant les éléments suivants :

- Un moteur asynchrone triphasé de puissance 0.55 watt.
- Une carte de développement (STM32F407) de la société britannique ARM.
- Des capteurs de courants et des tensions.
- Des alimentations dc variables qui forment le bus dc.
- Des appareils de mesures (multimètre, oscilloscope,...).

Ainsi que les éléments réalisés :

- Un onduleur de tension triphasé.
- Une carte d'adaptation de mesure.

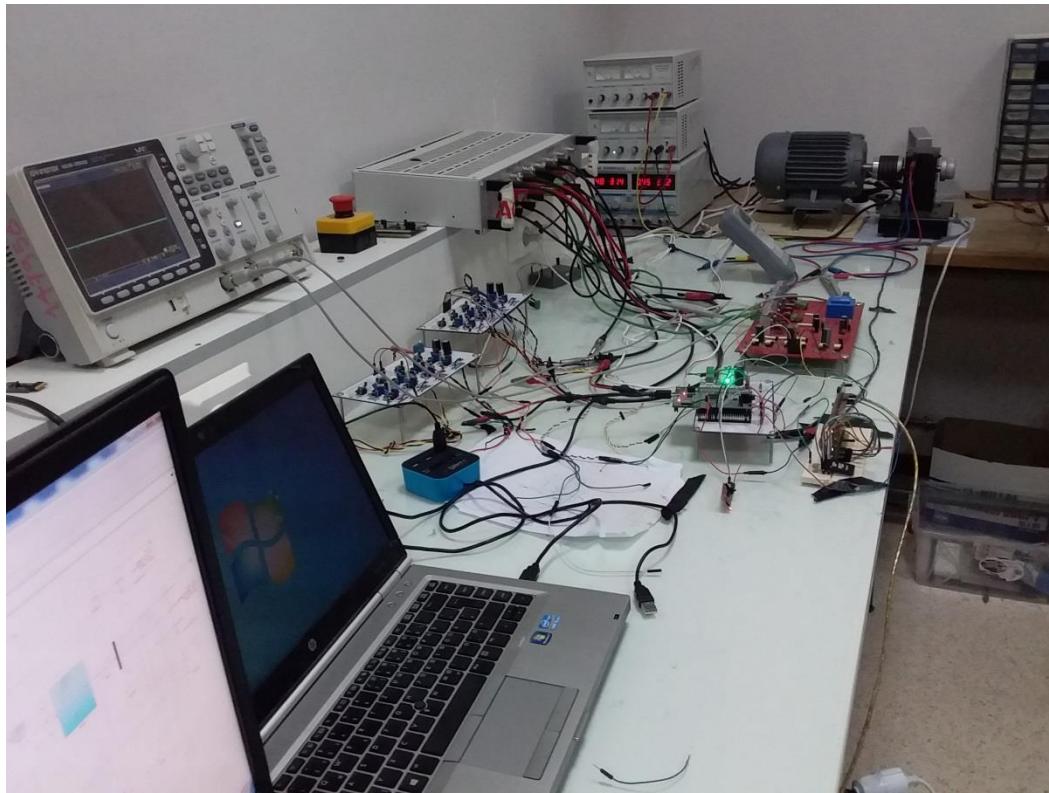


Figure (V-1) : le banc d'essai du moteur asynchrone

V.2.1 L'ONDULEUR TRIPHASE

L'onduleur triphasé réalisé est représenté sur le schéma de la figure IV-2, dont on distingue deux principaux circuits :

- Circuit de commande : on peut le décomposer en deux parties essentielles :
 - Partie alimentation.
 - Partie isolation et amplification.
- Circuit de puissance : qui contient les trois bras des MOSFET avec leurs protections.

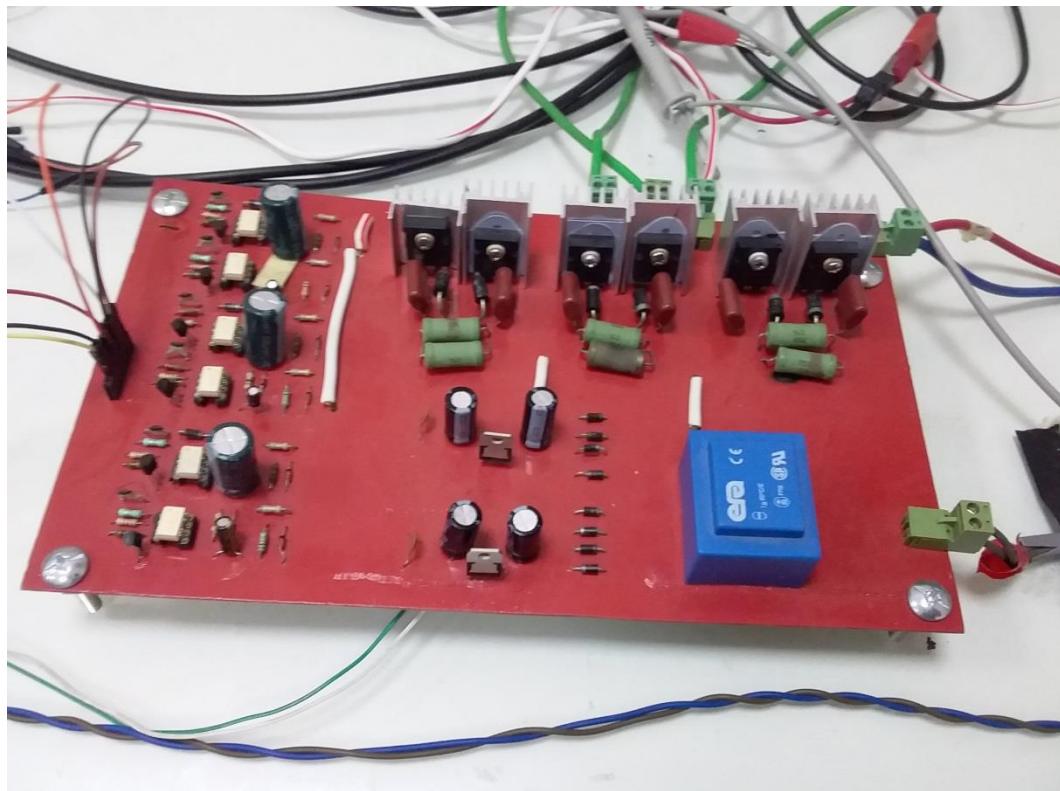


Figure (V-2) : l'onduleur triphasé réalisé.

V.2.1.1 Circuit de commande

➤ *Partie alimentation* : elle se compose des éléments suivants :

- a- Transformateur : Dans le but d'avoir une alimentation continue (+5 V) et (+15 V), nous avons choisi un transformateur qui possède deux secondaires identiques de 220V/18V efficaces, ceci explique la faible puissance des différents composants qui constituent notre circuit de commande.
- b- Redresseur : deux ponts de Graetz sont utilisés pour redresser les secondaires du transformateur.
- c- Filtre : Le but du filtrage est de donner une tension sensiblement continue. Le redressement étudié précédemment nous a permis de convertir une tension alternative sinusoïdale en une tension redressée. Cette tension comprend une composante alternative, pour obtenir une tension continue de valeur efficace sensiblement constante il faut bloquer la composante alternative ou au moins la réduire, c'est le rôle du filtre capacitif qu'on a utilisé.

- d- Régulation : La stabilisation des tensions positive est réalisée par les régulateurs de tension 7805 et 7815. Les circuits intégrés utilisés dans notre circuit sont sensibles aux fluctuations du réseau, dans ce cas il est nécessaire de prévoir une régulation.
- e- Protection après la régulation : Les condensateurs sont usuellement utilisés pour la protection en courant contre les courts-circuits et les fortes dissipations, donc une bonne régulation permet d'éliminer toute variation éventuelle de la tension. Les avantages que présentent les régulateurs sont :
- Limitation interne du courant de sortie, excluant toute destruction par surcharge ou court-circuit.
 - Limitation interne de la température de jonction en cas d'appel excessif de puissance, ou d'un refroidissement insuffisant. Extrême simplicité d'emploi due au nombre réduit des composants extérieurs nécessaires.
 - *Partie isolation et amplification des signaux:*

L'isolation galvanique entre le circuit de puissance et le circuit de commande est assurée par des optocoupleurs. Le transistor de sortie du composant est saturé lorsque la diode émissive envoie une énergie lumineuse suffisante, sinon il est bloqué. Ce montage permet aussi l'amplification de la tension permettant le blocage et l'amorçage des MOSFET de puissance dans des bonnes conditions (de 5V vers 15V).

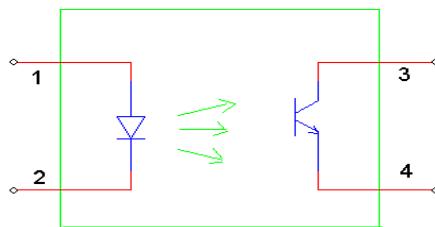


Figure (V-3) : Schéma simple d'un optocoupleur

V.2.1.2 Circuit de puissance

Pour commuter à des fréquences élevées, il est nécessaire de diminuer les pertes en commutation des composants. On sépare les phases d'enclenchement et de déclenchement qui utilisent des circuits différents, bien que le principe de fonctionnement soit le même. De tels circuits sont appelés circuits d'aide à la commutation ou (snubbers). On note que ces

circuits ne diminuent pas les pertes globales du système (MAS-Convertisseur) mais seulement celles de l'élément de commutation.

V.2.1.3 Circuits de protection :

Il s'agit de profiter du du/dt sur le composant pour faire transiter le courant dans une capacité externe et non pas dans le composant semi-conducteur. Une diode et une résistance sont également nécessaires pour éviter d'avoir un courant élevé dans les MOSFETs lors de l'enclenchement Figure IV-4.

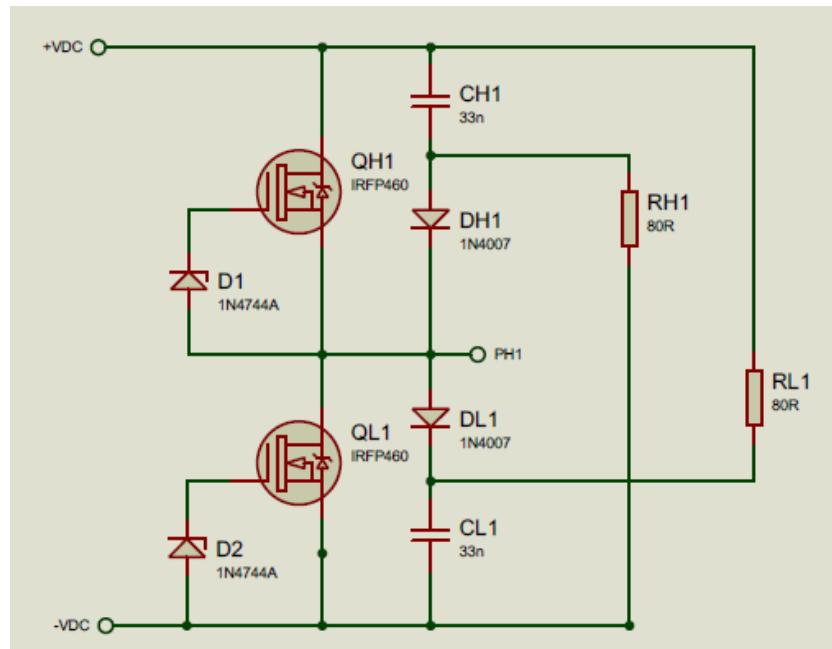


Figure (V-4) : Schéma électrique des circuits d'aide à la commutation

V.2.2 CARTE D'ADAPTATION DE MESURE

Le signal électrique provenant du capteur du courant est un signal alternatif et sa crête peut atteindre 15 volts, tandis que l'entrée de la carte de développement STM32F407 est une tension positive de valeur maximale 3.3 volts. Pour cela notre carte d'adaptation de mesure (figure (V-5)) fonctionne pour :

1. Réduire le signal de mesure à une bande de $\mp 1,5$ volts .
2. Décaler le signal de mesure vers le haut avec 1,5 volts.
3. Filtrer le signal de mesure.

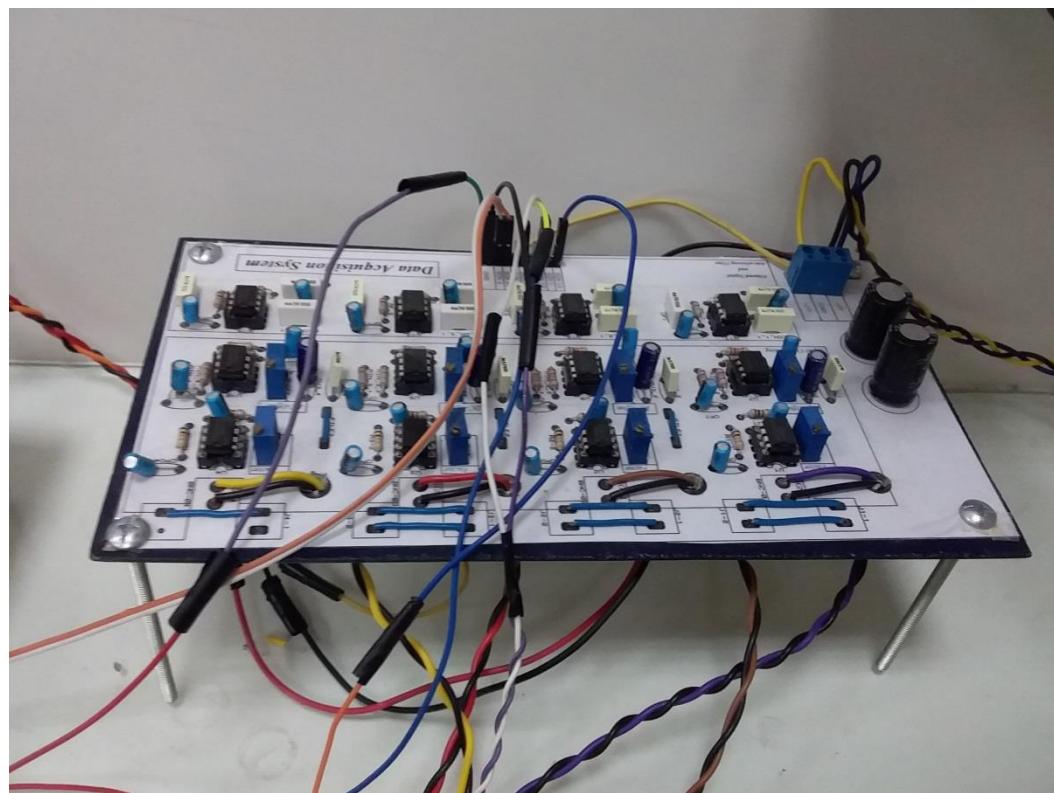


Figure (V-5) : Carte d'adaptation de mesure

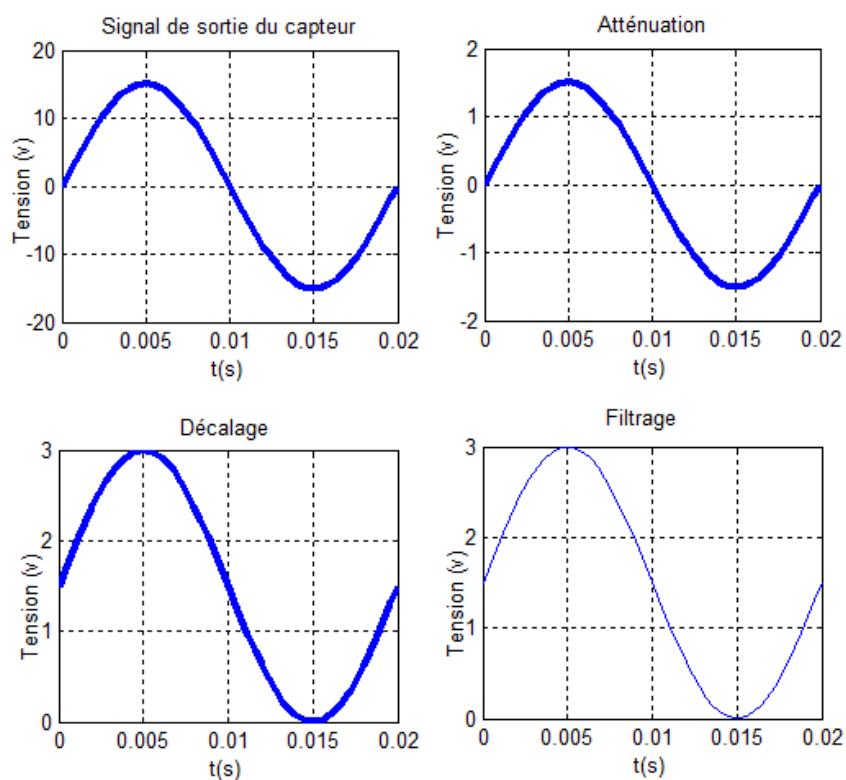


Figure (V-6) : Exemple d'adaptation d'une mesure

V.2.3 LA CARTE STM32F407 (DISCOVERY) :

Elle permet aux utilisateurs de développer facilement des applications avec un microcontrôleur haute performance STM32F4 muni d'un processeur ARM Cortex-M4 32bits. Elle inclut tout ce qui est nécessaire pour les débutants ou pour les utilisateurs expérimentés, pour effectuer rapidement des algorithmes de commande.

La carte STM32F407 (Discovery), Figure (V-7) , offre les caractéristiques suivantes :

- Un microcontrôleur STM32F407VGT6 avec processeur ARM Cortex-M4 32 bits doté de :
 - Une mémoire Flash de 1 Mo.
 - Une mémoire vive de 192 Ko.
 - Un ST-LINK/V2 intégré.
- Alimentation de la carte :
 - Par bus USB,
 - Par alimentation externe : 3 V ou 5 V.
- Un accéléromètre à 3 axes ST MEMS LIS3DSH,
- Un capteur audio (microphone) digital omnidirectionnel ST MEMS MP45DT02.
- Un DAC audio avec haut-parleur de classe D intégré.
- Huit LEDs :
 - LD1 (rouge/vert) pour la communication USB,
 - LD2 (rouge) pour la mise sous tension 3.3 V,
 - Quatre LEDs Utilisateur : LD3 (orange), LD4 (vert), LD5 (rouge) et LD6 (bleu),
 - 2 LEDs USB OTG (USB On-The-Go) :
 - LD7 (vert) VBUS,
 - LD8 (rouge) surintensité.
- Deux boutons poussoirs (utilisateur et réinitialisation).
- Interface USB OTG avec connecteur micro-AB.

En-têtes d'extension pour les E/S et pour une connexion rapide à la carte [\[59\]](#).



Figure (V-7): la carte de développement STM32F407

V.3 Résultats expérimentaux

L'objectif de notre travail est d'améliorer l'entraînement électrique à moteur asynchrone. Pour cette raison nous avons choisi un moteur asynchrone possédant une puissance et un courant nominaux égales à 0.55 kw et 1.43 A respectivement. Ces derniers convient aux caractéristiques de notre onduleur réalisé, dont les interrupteurs de type MOSFET IRFP 460 supportent une tension maximale de 500V.

Il faut noter que un pic de tension dans l'onduleur capable de tripler la tension aux bornes des interrupteurs par rapport à la tension continue, donc nous sommes obligés d'utiliser une tension continue inférieure ou égale à 160 V.

V.3.1 Association onduleur - moteur

Avant de commencer l'utilisation de notre banc d'essai dans l'application de la commande directe du couple, nous avons réalisé le premier test qui concerne l'association de l'onduleur-moteur asynchrone, dont l'onduleur est piloté par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI sinusoïdale de fréquence de commutation de 20k Hz.

Le moteur asynchrone qu'on a utilisé est à vide, couplé en étoile, la fréquence des tensions d'alimentation vaut 50 Hz et la tension continue égale à 100V .

La figure (V-8) montre les trois grandeurs mesurées : le courant de phase , la tension simple et la vitesse de rotation. L'absence d'un filtre sinus a impliqué l'effet de commutation des interrupteurs sur la tension d'alimentation ainsi que le bruit de mesure. Cependant, les deux niveaux de la tension simple $V_{dc}/3$ et $2V_{dc}/3$ sont visibles.

Le moteur asynchrone joue le rôle d'un filtre du courant, pour cela le courant de phase a pris une forme sinusoïdale de valeur maximale 0.4 A et il est aussi influencé par le bruit de mesure.

Après une croissance linéaire de la vitesse de rotation pendant 0.6 secondes, elle se stabilise sur une valeur très proche à la vitesse de synchronisme.

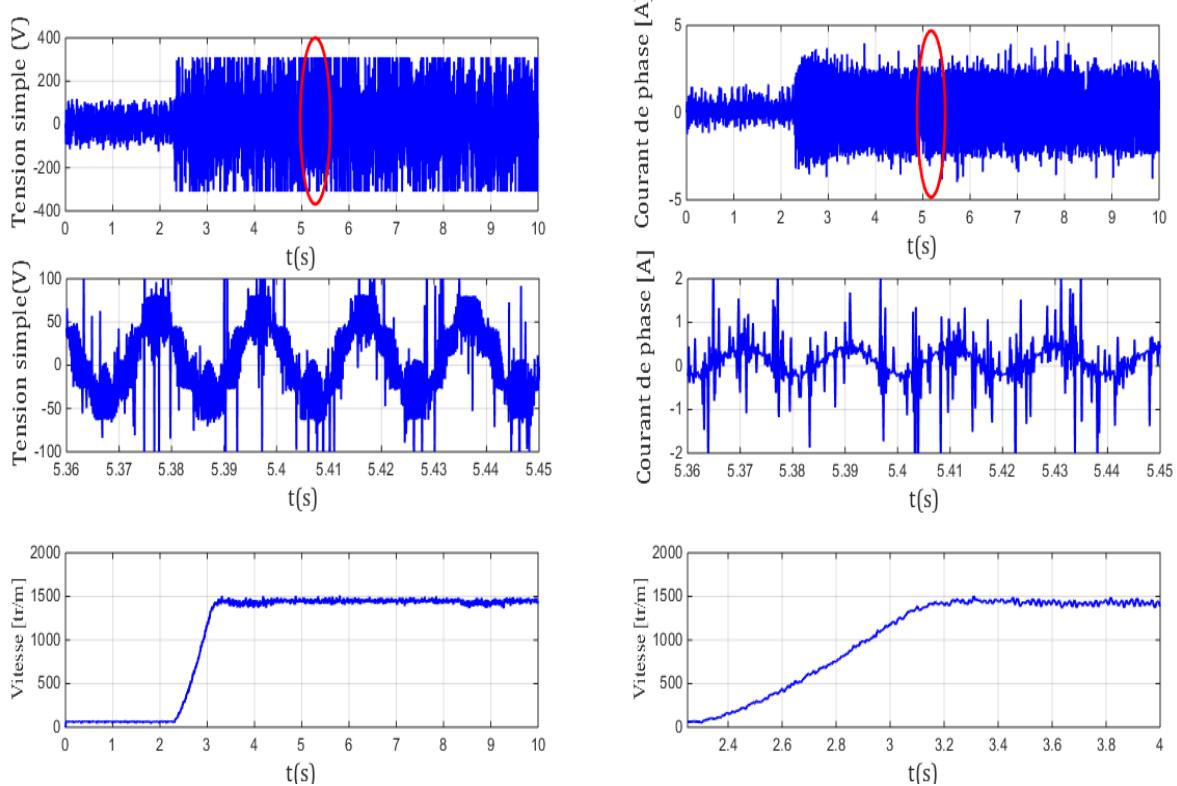


Figure (V-8) : Association onduleur –moteur avec $f=50\text{Hz}$

V.3.2 DTC classique en boucle ouverte

Le principe de la commande directe du couple en boucle ouverte consiste à ajuster directement la commande à partir de la consigne sans tenir compte de la valeur du signal de sortie (tensions, courants). Pour cela, on a imposé une fréquence de 50 Hz à notre tension d'alimentation.

Nous avons utilisé une carte mémoire reliée à notre carte de développement STM32F407 pour acquérir la vitesse de rotation, le courant du moteur, la tension simple et la tension composée figure (V-9) .

Dans cet essai, les impulsions de commande des interrupteurs ont été généré à partir d'algorithme de commande directe du couple en boucle ouverte et ont été basé sur une table de commutation sans vecteurs nuls V_0 et V_7 , ce qui justifier l'absence d'un niveau zéro dans la tension simple. D'autre part on voit que cette tension a une forme de marche d'escalier d'amplitude 2 Vdc/3, due à l'algorithme utilisé.

Le moteur asynchrone a un effet inductif ce qu'a retardé le courant de phase par rapport à la tension simple et a filtrer sa forme sans tenir compte le bruit de mesure.

La vitesse de rotation comme déjà vu au premier test, elle progresse linéairement pendant 0.6 secondes puis se stabilise aux alentours de 1450 tr/min.

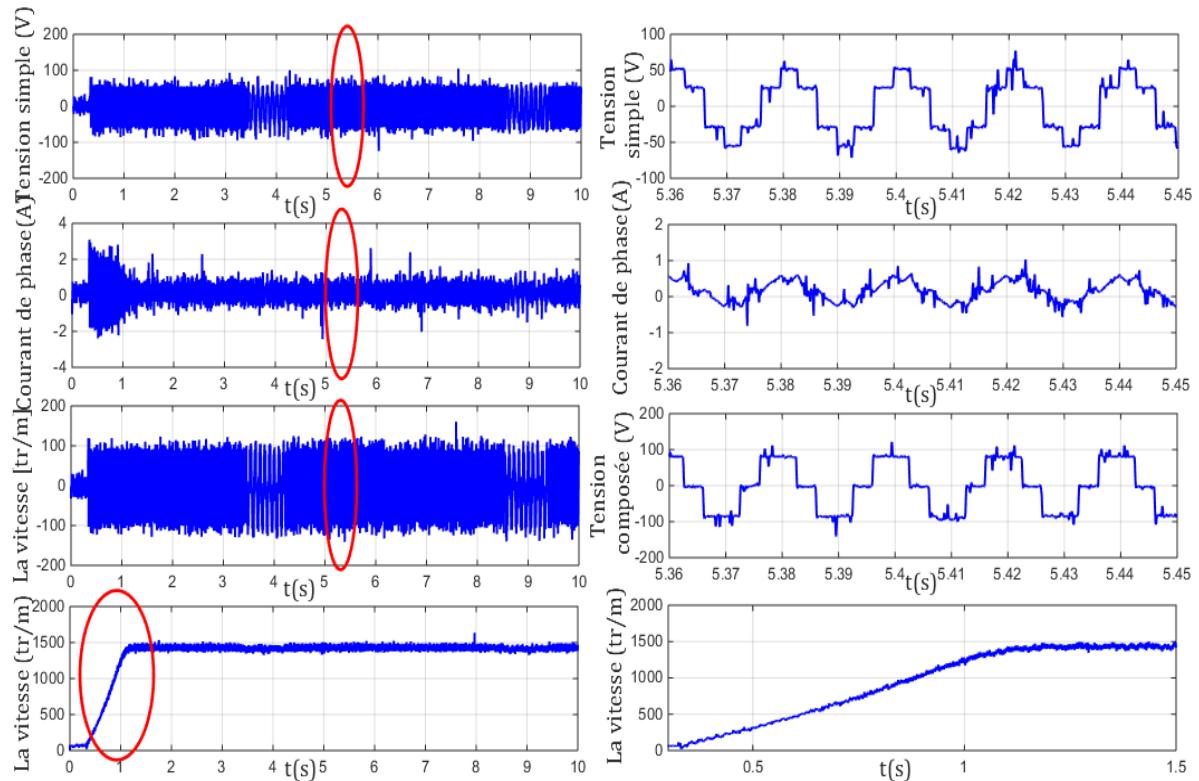


Figure (V-9) : Association onduleur -moteur avec $f=50\text{Hz}$

V.3.3 DTC classique en boucle fermée

V.3.3.1 Test avec une vitesse de référence 1000 tr/mn

Dans cette partie nous avons d'une part mesuré les courants des phases et la vitesse de rotation, d'autre part nous avons estimé les tensions d'alimentation du moteur à partir de la tension continue. L'ensemble, courants et tension mesurés, forment l'entrée de l'estimateur du flux et du couple (Figure (V-10-a et b)).

Le rôle des contrôleurs est de forcer la vitesse de rotation à suivre une consigne donnée (1000 tr/mn), observée après un régime transitoire très court.

La forme semi-sinusoidale des deux composantes du flux statorique, nous a permis de calculer facilement la phase θ_s dont sa variation est entre $-\pi$ et π , d'où les six secteurs connus en commande directe classique du couple.

L'évolution du flux statorique montre que son module a une valeur pratiquement constante et pleine d'ondulation, visible dans la représentation en repère biphasé (α, β) . Ces ondulations ont donné une forme semi-circulaire, (circonference très large) au flux statorique.

L'effet de la commutation des interrupteurs due aux fonctionnement sous des régulateurs à hystérésis est aussi clair dans la courbe du couple électromagnétique (Figure (V-10-b)).

Ces ondulations ont des amplitudes très importantes, et rendent le système d'entraînement électrique instable en raison des vibrations du moteur électrique.

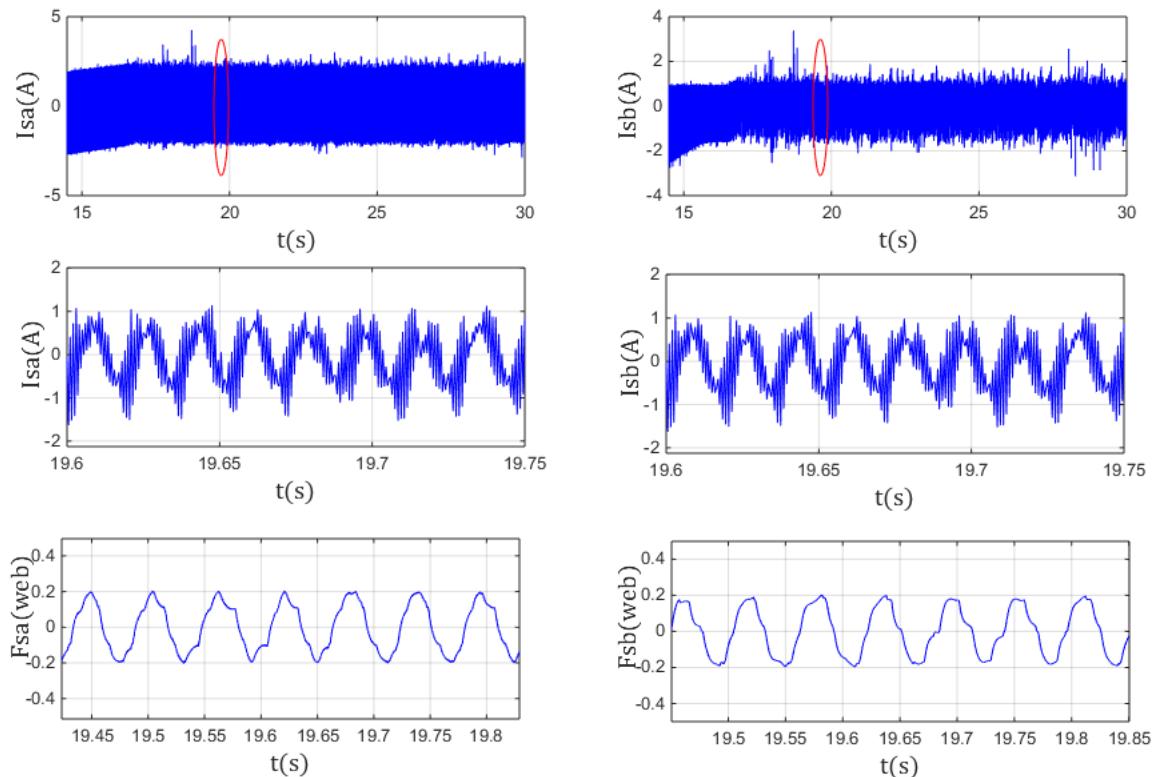
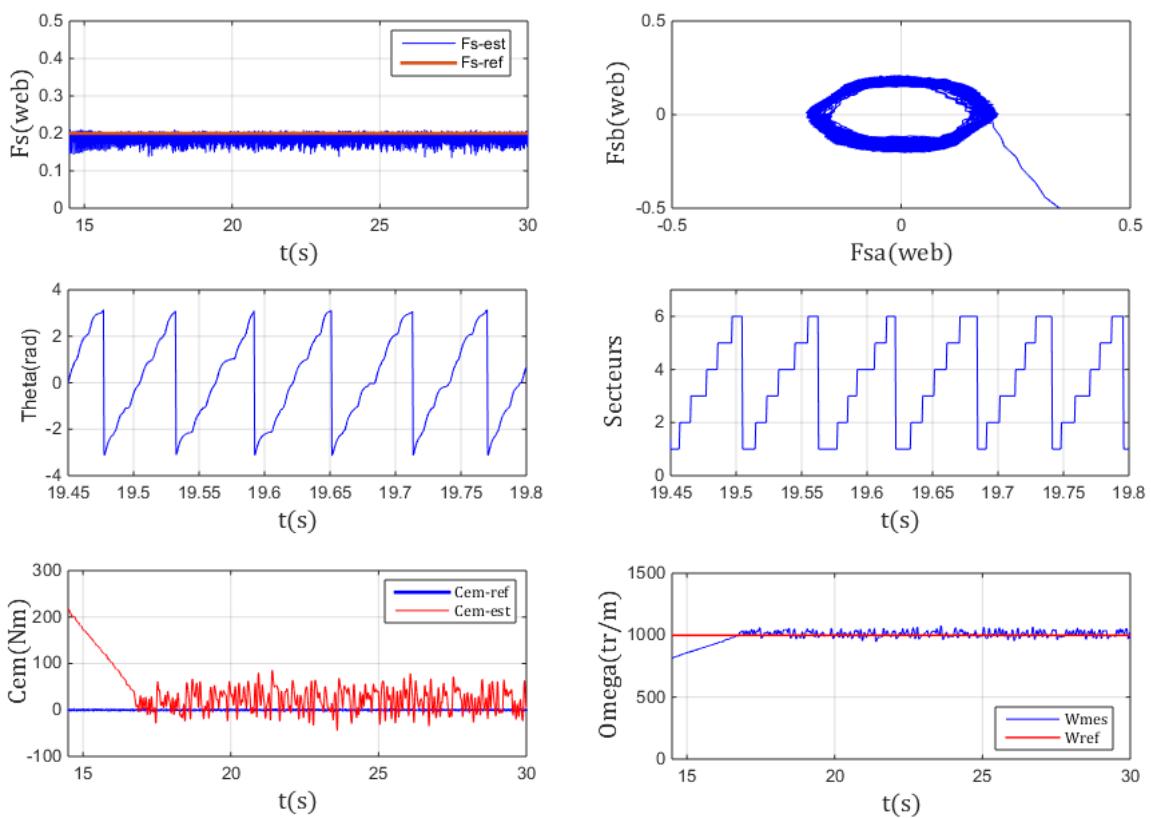


Figure (V-10-a) : Test avec une vitesse de référence 1000 tr/mn



1.1. Figure (V-10-b) : Test avec une vitesse de référence 1000 tr/mn

V.3.3.2 Test de poursuite de vitesse

Le test précédent consiste à appliquer sur notre moteur asynchrone une seule consigne constante de vitesse égale à 1000 tr/mn. Tandis que dans ce test , nous avons appliqué deux consignes de vitesses successives. Premièrement nous imposons une consigne de vitesse vaut 750 tr/mn pendant 15 secondes , puis une consigne égale à 1000 tr/mn. Ce test est réalisé pour confirmer la poursuite de vitesse de notre contrôle classique (Figure (V-11-a et b)).

Sauf quelque remarque, les résultats expérimentaux obtenus lors de ce test sont presque identiques aux résultats de test effectué précédemment :

La vitesse de rotation suit parfaitement les consignes de vitesse sans des erreurs statique, sans des dépassements et avec un temps de réponse court. Les courants ont des amplitudes d'environ 1.3 A , supérieures à celle mesurées au test avec une consigne de 1000 tr/mn. Ces amplitudes sont liées à la vitesse imposée de 750 tr/mn.

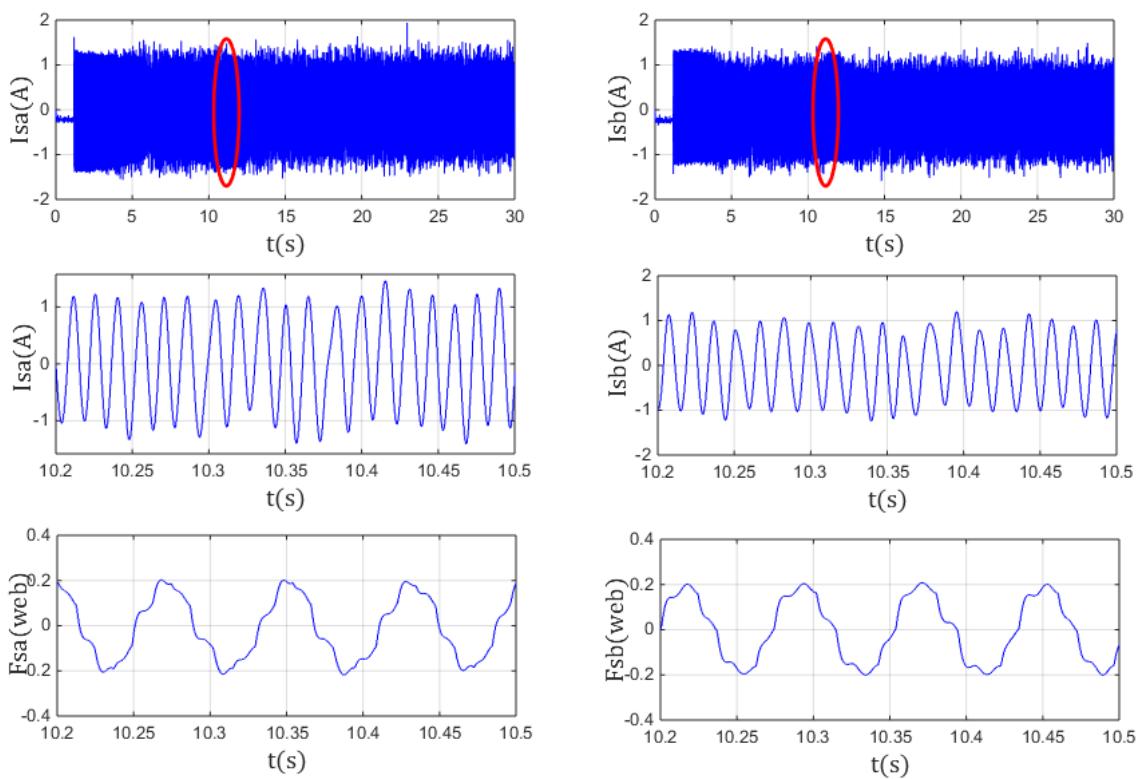


Figure (V-11-a) : Test de poursuite de vitesse

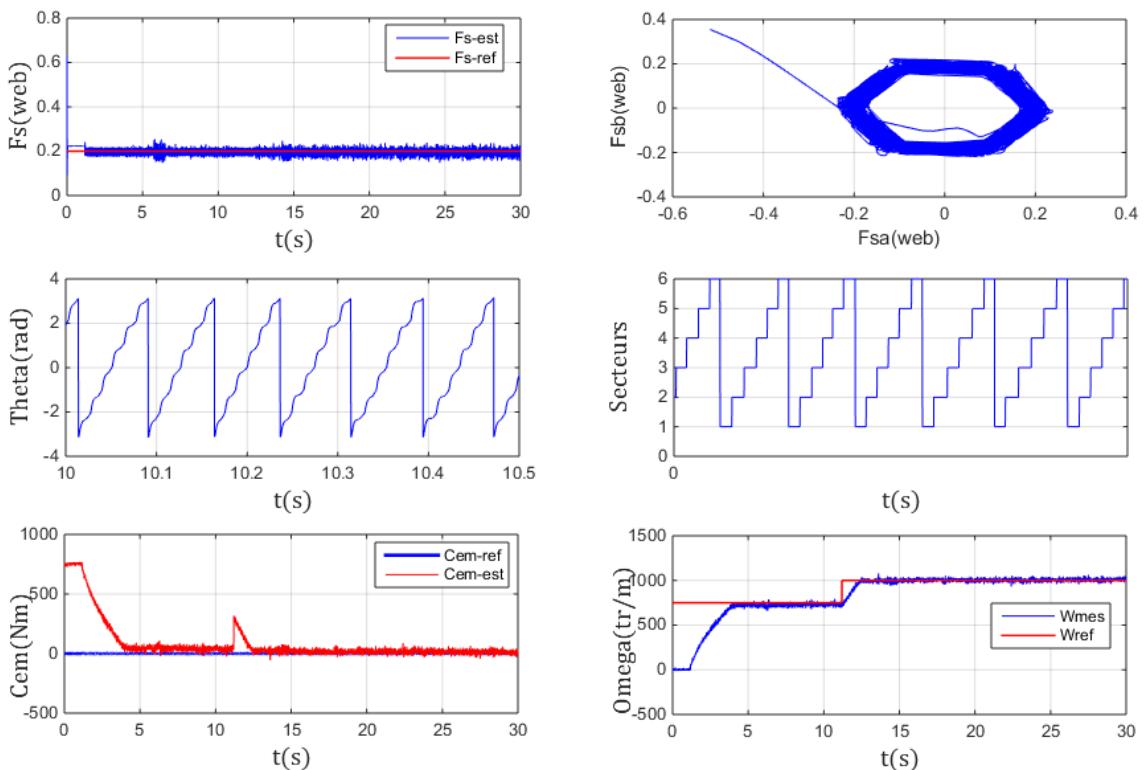


Figure (V-11-b) : Test de poursuite de vitesse

V.4 CONCLUSION

Le contrôle direct du couple amélioré basé sur l'observateur adaptatif à modèle de référence MRAC, basé sur les paramètres du moteur asynchrone nécessite une identification de ses paramètres. Malheureusement, les outils d'identification ne sont pas disponibles pour cette raison nous sommes limités à valider expérimentalement la dtc classique.

Dans ce chapitre nous avons donné une description générale du banc d'essai utilisé dans ce travail, puis parlé en détail des éléments constituant la partie réalisée : l'onduleur triphasé et la carte d'adaptation de la mesure. Ensuite, nous avons décrit la carte de développement et ses principaux composants.

Enfin, nous avons conclu que les résultats expérimentaux des deux algorithmes (la commande directe du couple classique en boucle ouverte et en boucle fermé) sont presque identiques aux résultats de simulation.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif principal de ce travail est l'amélioration des entraînements électriques basé sur le moteur asynchrone. Ces améliorations s'articulent sur deux méthodes :

La première méthode consiste à optimiser l'énergie de l'entraînement électrique par la minimisation des ondulations du flux statorique et du couple électromagnétique, ce qu'a réduit les pertes et par conséquent a augmenté le rendement de l'entraînement. D'autre part cette amélioration a abaissé les vibrations mécaniques, cela a impliquée davantage la stabilité de notre entraînement.

Dans la deuxième méthode nous avons appliqué la théorie de la commande adaptative dans les entraînements électriques afin d'éliminer le capteur de vitesse de rotation et le remplacer par un observateur d'état. Cela conduit à réduire la complexité de l'entraînement électrique et son coût.

Pour atteindre ces objectifs, nous avons opté pour la démarche scientifique suivante :

- La simulation de l'entraînement électrique à moteur asynchrone sous l'environnement Matlab/Simulink, pour les deux algorithmes étudiés, la dtc classique et la dtc améliorée.
- La réalisation d'un banc d'essai capable d'atteindre les objectifs de la thèse.
- L'implémentation du contrôle direct du couple dtc en boucle ouverte et fermée en utilisant la carte de développement STM32F407 possédant les caractéristiques d'un processeur DSP.

Dans un premier temps nous avons réalisé la modélisation mathématique des principaux élément de la chaîne d'entraînement à moteur asynchrone, le convertisseur statique (le redresseur, le filtre et l'onduleur) et le moteur asynchrone lui-même. Ainsi que la simulation des deux techniques classiques de commande (la commande scalaire et la commande vectorielle). Ensuite, nous avons effectué la simulation des deux algorithmes (contrôle direct du couple classique et amélioré) sous l'environnement Matlab/Simulnk dont les résultats de la dtc améliorée ont été excellents et satisfaisants.

CONCLUSION GENERALE

Dans un deuxième temps nous avons effectué la validation expérimentale de la commande directe du couple classique en boucle ouverte et en boucle fermée. Ces résultats pratiques ont montré une similarité avec ceux de la simulation.

Finalement, nous remercions Dieu tout puissant d'avoir terminé ce travail et nous espérons être très conciliant.

PERSPECTIVES

Afin d'améliorer davantage l'entraînement électrique, il est mieux de suivre les perspectives suivantes :

Vous pouvez :

- ✓ Faire des améliorations des entraînements électriques en se basant sur le côté matériel, comme la conception du moteur électrique et structures des convertisseurs statiques (3, 5,niveaux)...etc.
- ✓ Chercher d'autres techniques modernes de commandes plus robuste, et capables de gérer les entraînements électriques dans plusieurs régimes et dans les conditions des cahier des charges.
- ✓ Réaliser des onduleurs triphasés à base de IGBTs pour éviter la limitation de puissance des MOSFET et d'atteindre les régimes nominaux des entraînements électriques.
- ✓ Utiliser d'autres cartes de développements des algorithmes qui permettent de les implémenter en temps réel (DSP).
- ✓ Réaliser un variateur de vitesse algérien concurrent les autres variateurs des sociétés Altivar, ABB, Fuji Electric...etc.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [01] Article Théma - Museum « Quelles énergies pour l'humanité aujourd'hui et demain ? », Théma - Museum <http://www.museum.toulouse.fr>, **2014**.
- [02] Programme d'impulsions RAVEL « Entraînements électriques, automatisation et processus électriques », Office fédéral des questions conjoncturelles RAVEL **1996**.
- [03] R. S. Lodhi et D. P. Kothari « Electric Drives », Maison d'édition internationale I K **2016**.
- [04] Weygandt, C.N. et Charp, S. "Electromechanical transient performance of induction motors", AIEE Transactions, Vol. 65, pp.1167-1168, **1946**.
- [05] Bose, B.K. "Power electronics – an emerging technology". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, pp. 403–411, **1989**.
- [06] Kovacs, K.P. and Racz, J. "Transiente Vorgane in Wechse Istrommaschinen", Éditeur de l'Académie hongroise des sciences, Budapest, **1959** .
- [07] Bose, B.K. "Adjustable Speed AC Drive Systems", IEEE Presse, New York, **1981**.
- [08] McMurray, W. and Slattuck, D.D. "A silicon-controlled rectifier inverter with improved commutation". AIEE Transactions on Communications and Electronics, Vol. 80, pp. 531–542, **1961**.
- [09] Hasse, K. "About the Dynamics of Adjustable-speed Drives with Converter-fed Squirrel-cage Induction Motors" (En allemand), Mémoire, Université technique de Darmstadt, **1969**.
- [10] Blashke, F. "The principle of field-orientation as applied to the new 'Transvektor' closed-loop control system for rotating-field machines". Revue Simians, Vol. 34, No. 5, pp. 21–220, **1972**.
- [11] Depenbrock, M. (Inventor) "Direct Self-control of the Flux and Rotary Moment of a Rotary-field Machine", Brevet américain 4,678,248, **1985**.
- [12] Takahashi, I. and Noguchi, T. "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 22, No.5, pp. 820–827, **1986**.
- [13] Bose, B.K. Recent advances in power electronics. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, pp. 2–16, **1992**.
- [14] Rajashekara, K., Kawamura, A., and Matsuse, K. "Speed sensorless control of induction motor", contrôle sans capteur des moteurs à courant alternatif (eds K. Rajashekara, A. Kawamura, and K. Matsuse), IEEE Presse, New Jersey, **1996**.

- [15] Narendra, K.S. and Mukhopadhyay, S. "Intelligent Control Using Neural Networks, in Intelligent Control Systems: Theory and Applications" (eds M.M. Gupta and N.K. Sinha), IEEE Presse, New York ,1996.
- [16] Bose, B.K. "Expert system, fuzzy logic, and neural networks in power electronics and drives, in Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications" ,IEEE Presse, New Jersey, 1997.
- [17] Bose, B.K. Power electronics and motion control-technology status and recent trends. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, pp. 902–909, 1993.
- [18] M A. El-sharkawi « Fundamentals of Electric Drives », Maison d'édition Cole, Une division de Thomson Learning 2000.
- [19] J. Weidauer, R. Messer « Electrical Drives Principles-Planning-Applications-Solutions » Siemens Aktiengesellschaft, Berlin and Munich, Publicis Publishing Erlangen 2014.
- [20] O. Ondel « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur - machine asynchrone » Thèse de Doctorat, l'école centrale de Lyon 2006.
- [21] S. Mendaci , "Différentes Stratégies du Contrôle Direct du Couple d'un Moteur à induction Associées à un Observateur de flux par Mode de Glissement,". Thèse de Magister, Université de Batna, 2003.
- [22] N. Madani, Mo. mahmoudi, MF. Benkhoris, S. Siala, " Comparaison des régulateurs PI et IP pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone,". Proceeding de l'Université de Batna, Alegria, pp. 307-311, 7-9 Décembre 1997.
- [23] F. Morand, " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones, ". Thèse de Doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 07 janvier 2005.
- [24] Y.A. Chapuis, D. Roys, S. Courtine, " Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique, ". Journal Physique III. pp. 863-880, France, Mai 1995.
- [25] P. FOUSSIER « Contribution à l'intégration des systèmes de commande des machines électriques à courant alternatif », Thèse de doctorat, Institut national des sciences appliquées de Lyon décembre 1998.
- [26] W. Leonhard. « Control of electrical drives ». 2nd edition. Berlin : Springer Verlag, 1996. 420 p. 26, 35, 151.

- [27] B. RAISON. « Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique ». thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble. [Nov 2000](#).
- [28] O. Vaag Thorsen, M. Dalva « Failure identification and Analysis for High-Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry ». IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 35, No.4, [Juil/Aou 1999](#), pp. 810-818.
- [29] P. Vas « Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines ». Clarendon Press, Oxford, [1993](#).
- [30] Motor Reliability Working Group, « Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part II ». IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. ia-21, no. 4. [Juil/Aout 1985](#).
- [31] J.-P. Caron et J.-P. Hatier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone " volume 7 de méthodes pratiques de l'ingénieur, collection dirigée par P.BORNE. Electrotechnique, Edition Technip, [1995](#).
- [32] C. Canudas, "Commande des moteurs asynchrones : Modélisation Contrôle vectoriel et DTC". Vol. 1, Hermès Science publications, Paris, [2000](#)
- [33] G. Sturtzer, E. Smigiel, «Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés » Ellipses Edition Marketing Paris, [2000](#).
- [34] L. DjaghDALI, « Contribution à la commande prédictive directe du couple de la machine à induction ». Thèse de doctorat, université de Batna 2, [2016](#).
- [35] G. Ségier « Electronique de puissance les fonction de bases et leurs principales applications ». DUNOD , Paris, [1999](#).
- [36] I. Alex Alexa, « A Complete Class of PWM Techniques for Voltage Source Inverter ». international symposium on fundamentals of Electrical Engineering, University of Politehnica of Bucharest. Romania. [Nov 28-29-2014](#).
- [37] K. Taniguchi, « PWM Technique for Power MOSFET Inverter ». IEEE Transaction, Vol. 3. [Juil 1988](#).
- [38] L. Baghli, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Notes de cours, *IUFM de Lorraine*, [2003/2004](#).
- [39] L. Baghli « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy I, [1999](#).

- [40] T. Riad, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [41] A. M. Trzynadlowski « Control of induction motors » academic press 2001.
- [42] K. Aissa, « Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », Thèse de Doctorat Boumerdès 2007.
- [43] Y. Chapuis, D. Roye, S. Courtine. « Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique », Journal de Physique III, EDP Sciences, 1995, 5 (6), pp.863-880.
- [44] M. Hayette « Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [45] P. Marino, M. D'Incecco et N. Visciano, « A Comparison of Direct Torque Control Methodologies For Induction Motor », Power Tech Proceedings, IEEE Porto, Issue , 2001 Page(s):6 pp. vol.2.
- [46] D. Roye, Modélisation, contrôle vectoriel et DTC », HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1
- [47] P. Vas, « Sensorless vector and direct torque control », OXFORD SCIENCE PUBLICATION 1998.
- [48] M. Salima, « Commande adaptative et prédictive de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, Juin 2009.
- [49] P. V. Osburn, H. P. Whitaker and A. Kezer, « New developments in the design of adaptive control systems », Institute of Aeronautical Sciences, pp. 61-39. 1961.
- [50] S. Chaouch, « Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », Thèse de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [51] R. Naima « Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrone Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension », Mémoire de magister, Université de Biskra, 2004.
- [52] A. Nait seghir, M.S. boucherit, D boukhetala et L. Nezli « Commande adaptative a erreur de prédition minimale pondérée d'un ensemble onduleur de tension – machine synchrone », ICEL'98,pp.242-246,5-7 Oct 1998,U.S.T.Oran, Alegria
- [53] J. Chatelin , « Machines électriques », Tome2, Edition Dunod, 1983.
- [54] M. Zelmat « Commande modale et adaptative », Tome2 O.P.U. ,2000.

- [55] « MRAS based speed estimation strategies for induction motor Drives A Review »,
- [56] G. Grellet, G. Clerc « Actionneurs électriques », Editions Eyrolles, 1997.
- [57] Z. Zhang, R. Tang, B. Bai, and D. Xie « Nouvel direct torque control based on space vector modulation with adaptive stator flux observer for induction motors », IEEE transactions on magnetics, Vol 46, N° 8, pp 3133-3136, 2010.
- [58] R. Arab Markadeh, J. Soltani « Robust direct torque and Flux Control of Adjustable speed sensorless induction machine drive based on space vector modulation using a PI predictive controller », Electrical Engineering, Vol 88, pp 485-496, 2006.
- [59] « Discocvery kit with STM32F407VG MCU », UM1472 User manual Mai 2017.

Paramètres de la machine asynchrone pour la simulation

- La résistance de la phase statorique : $R_s = 10 \Omega$.
- La résistance de la phase rotorique : $R_r = 6.3 \Omega$.
- Inductance cyclique de la phase du stator : $L_s = 0.4642H$.
- Inductance cyclique de la phase du rotor : $L_r = 0.4612H$.
- Inductance mutuelle cyclique entre une phase du stator et du rotor : $M = 0.4212H$.
- Le moment d'inertie de la machine : $J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$.
- Le nombre de pair de pole de la machine : $p = 2$.

Paramètres de la machine asynchrone pour l'expérimentale

Puissance nominale	0.55KW
Facteur de puissance	$\cos\phi = 0.7$
U (phase-phase)	220/380v
Fréquence	50Hz
Courant nominal	2.47/1.43A
Vitesse de rotation	1420 tr/min
Nombre de pair de pole	2
Couplage	Etoile/Triangle