

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR - ANNABA
BADJI MOKHTAR – ANNABA UNIVERSITY



جامعة باجي مختار – عنابة

Faculté : TECHNOLOGIE
Département : Electrotechnique
Domaine : SCIENCES ET
TECHNOLOGIES
Filière : Génie électrique
Spécialité : Commandes électriques

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du Diplôme de Master
Thème:

Amélioration des Performances de la Commande Directe de
Couple (DTC) de La Machine Asynchrone

Présenté par : *ARIFI Roumaissa*
KOUAL Nerdjes

Encadrant : *MEGHNI Billel* Grade *MCA* Université *Badji Mokhtar Annaba*

Jury de Soutenance :

El-Bahi Azzag	Professor	UBMA	Président
MEGHNI Billel	MCA	UBMA	Encadrant
KAHOUL Nabil	MAC	UBMA	Examineur

Année Universitaire : 2022/2023



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A celui qui a bu la tasse vide pour me donner une goutte d'amour à celui qui a récolté des épines sur mon chemin pour m'ouvrir le chemin de la science, Mon Père **ARIFI TAHAR** Dieu aie pitié de lui.

A laquelle elle a été une source d'encouragement pour moi dans la préparation de cette thèse, Ma chère mère **ZOUBIRI GHANIA** merci infiniment pour votre soutien lors de situations critiques, que Dieu te garde.

A mes frères : **ZAKARIA, MOHAMED DHIA EDDINE.**

A ma sœur : **RANIA.**

A toute ma famille.

A tous mes amis.



Roumaissa Arifi.



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A ce lui a fait l'impossible pour me donner le bonheur
mon père **KOUAL MOKHTAR**, ainsi pour tous ses
sacrifices sa tendresse, ses prières tout au long de mes
études.

A celle qui est plus chère au monde, qui n'a pas cessé
de m'encourager. De prie pour moi pour leur amour
et leur soutien que dieu la protège ma chère mère
BAHI MERIEM.

A mes frères : **OUSSAMA, NACEREDDINE.**

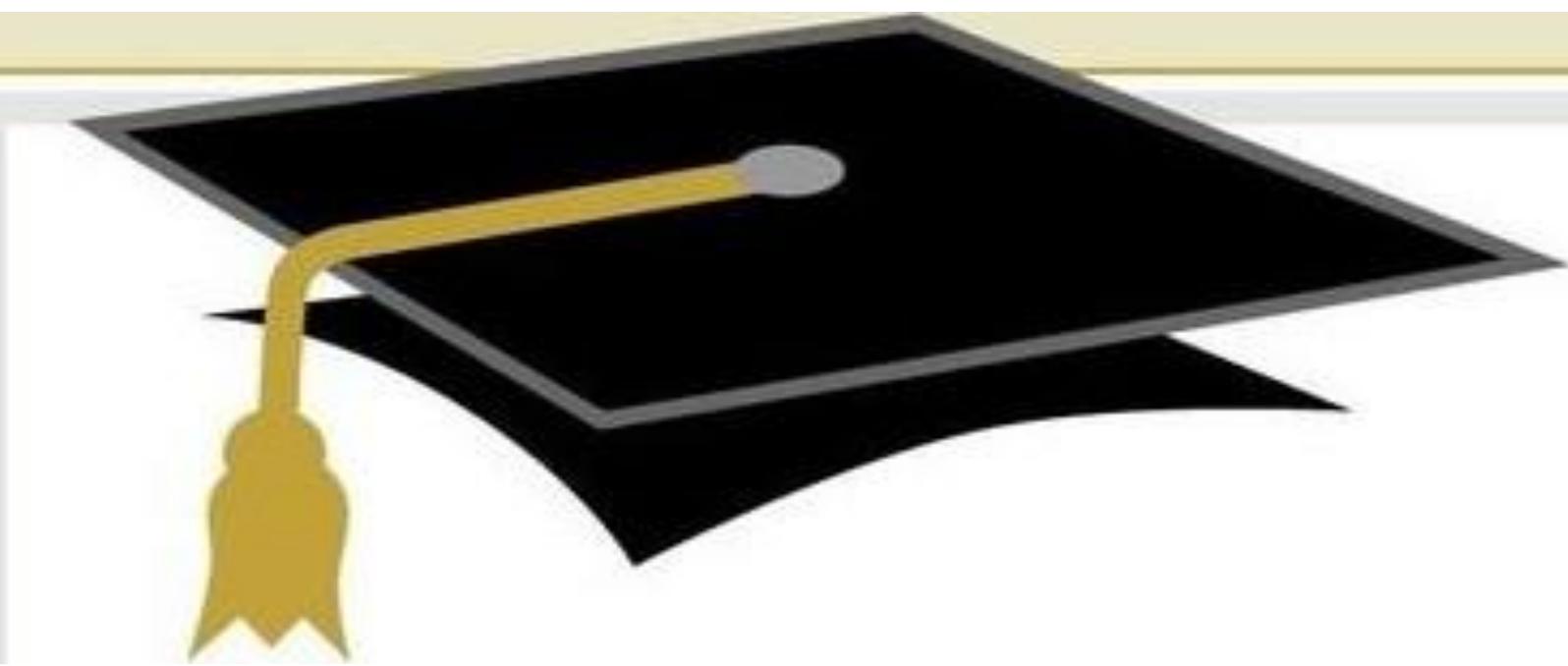
A mes sœurs : **DOUNIA, BESSEMA.**

A toute ma famille.

A tous mes amis.



Nerdjes Koual.



Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a données durant toutes ces années d'études.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur monsieur « Meghni Bilel », enseignant à l'université de Badji Mokhtar Annaba pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il nous a témoigné tout au long de La réalisation de ce travail.

Nos respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury qui nous rendent honneur de leurs présences et par leurs intérêts à notre travail.

Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département Génie électrique, qui ont encouragé à donner le meilleur d'eux même en Nous assurant une formation aussi meilleure que possible, et particulier Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Enfin nous remercions tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

N.koual et R.Arifi



Résumé :

La commande directe de couple a été introduite par Takahachi et Noguchi (1986) et Depenbrock (1988) spécialement pour la machine asynchrone. Cette stratégie repose sur la détermination directe des états de commutation de l'onduleur et offre un schéma plus simple et moins sensible aux paramètres de la machine. Cependant, la fréquence de commutation variable de la DTC provoque des ondulations élevées au niveau du flux et du couple qui conduit à un bruit acoustique dégradent les performances de la commande, en particulier aux faibles vitesses.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC pour le moteur asynchrone, cette mémoire a abordé les points les plus importants concernant cette problématique : la réduction des ondulations, qui sont les principaux inconvénients, par l'application d'une fréquence de commutation constante en utilisant la modulation vectorielle (SVM). Ensuite, nous avons présenté la conception d'une commande non linéaire basée sur la commande par mode glissant pour assurer un contrôle robuste. Les résultats de tous les aspects discutés dans cette mémoire ont été obtenus par simulation numérique en utilisant le logiciel Matlab/Simulink.

Mots-clés : machine asynchrone, commande directe de couple, Modulation vectorielle, Commande non linéaire, Commande par mode glissant.

Abstract:

Direct torque control was introduced by Takahachi and Noguchi (1986) and Depenbrock (1988) specifically for the asynchronous machine. This strategy bases on the direct determination of inverter switching states and offers a simpler scheme and less sensitivity to machine parameters. However, the variable switching frequency of DTC causes high flux and torque ripples which lead to an acoustical noise and degrade the performance of the control technique, especially at low-speed regions.

In the objective of improving the performance of DTC for the induction motor, this thesis addresses the most important points concerning this issue. The reduction of high ripples, which are the major drawbacks, by applying a constant switching frequency using the space vector modulation (SVM) has been done firstly. Then, we have presented a nonlinear control design based on sliding mode control to ensure a robust control. The results of all the

discussed aspects of this thesis have been obtained by numerical simulation using Matlab/Simulink software.

Keywords: Induction motor, Direct torque control, Space vector modulation, Nonlinear control, Sliding mode control.

ملخص

تم تقديم التحكم المباشر في عزم الدوران المباشر في عزم الدوران بواسطة تاكاهاشي ونوغوشي (1986) وديبينبورك (1988) خاصة للآلة غير المتزامنة تعتمد هذه التقنية على التحديد المباشر لوضعيات تبديل المموج وتميز بمخطط تحكم ايسط وحساسة اقل تجاه وسائط الماكنة. لكن تواتر التبديل المتغير للتقنية بسبب ظهور تموجات على مستوى التدفق المغناطيسي والعزم مما يحدث ضجيج ويقود الى ضعف اداء التقنية خصوصا عند السرعات المنخفضة. من اجل تحسين اداء استراتيجية التحكم المباشر في العزم للمتحرك الغير المتزامن. تناولت هذه المذكرة اهم النقاط المتعلقة بهذه الاشكالية. اولا تم القيام بتخفيض التموجات العالية للتدفق المغناطيسي والعزم والتي تمثل اهم العيوب بتطبيق تواتر تبديل ثابت باستعمال تقنية تعديل طول النبضة الشعاع (SVM)، ثم قمنا بعرض تصميم تحكم غير خطي يعتمد على خطية المداحل والمخارج والتحكم ذو النمط انزلاقي لضمان تحكم متين. جميع النتائج المتعلقة بالجوانب المتطرق اليها في الاطروحة تم عرضها بالمحاكاة الرقمية باستعمال برنامج ماتلاب.

كلمات مفتاحية: محرك غير متزامن ، التحكم المباشر في العزم، تعديل طول النبضة الشعاعي، تحكم غير خطي، تحكم ذو نمط انزلاقي.

Liste Des Figures

Numéro de figure	Titre	Page
CHAPITRE I Etat de l'art des différentes stratégies de contrôle pour les machines Asynchrone		
Figure I .1	Classification générale des méthodes de contrôle de la machine asynchrone	4
Figure I .2	Schéma classique de la commande scalaire	5
Figure I .3	Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté	6
Figure I .4	Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux	7
Figure I .5	Structure de la linéarisation à rétroaction à entrées et sorties multiples	10
Figure I .6	Phénomène de réticence	11
Figure I .7	Fonction saturation	12
Figure I .8	Fonction tangente hyperbolique	12
CHAPITRE II Méthodes de base de commande directe du couple pour l'entraînement par moteur à induction		
Figure II .1	Machine à induction triphasée alimentée par un VSI et connectée en étoile	16
Figure II .2	Schéma bloc de la machine asynchrone sous Matlab Simulink	16
Figure II .3.1	La Courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps	17
Figure II .3.2	La Courbe du couple électromagnétique en fonction du temps	17
Figure II .3.3	La Courbe du flux statorique en fonction du temps	17
Figure II .3.4	La Courbe du Tension V Alpha en fonction du temps	18
Figure II .3.5	La Courbe du Tension V Beta en fonction du temps	18

Figure II .3.6	La Courbe du Flux Alpha en fonction du temps	18
Figure II .3.7	La Courbe du Flux Beta en fonction du temps	19
Figure II .4	Exemple d'évolution de l'extrémité de (φ_s)	21
Figure II .5	Application d'un vecteur tension statorique : (a) permet de diminuer le module du flux statorique, (b) permet d'augmenter le module du flux statorique	21
Figure II .6	Trajectoire du flux statorique	22
Figure II .7	Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique	22
Figure II .8	Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation	25
Figure II .9	Sélection du vecteur tension lorsque le vecteur flux du stator est situé dans le secteur i	27
Figure II .10	Contrôleur PI anti-déroutement de vitesse	28
Figure II .11	Schéma bloc Simulink de la DTC	29
Figure II .12.1	Vitesse de rotation avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique	30
Figure II .12.2	Couple électromagnétique avec sa référence pour moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique	31
Figure II .12.3	Couple électromagnétique et estimée pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique	31
Figure II .12.4	Courant statorique pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique	31
Figure II .12.5	Trajectoire du flux statorique pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique	32
Figure II .12.6	Evolution du secteur de flux statorique avec zoom en fonction du temp	32
Figure II .12.7	Tensions statoriques Vs alpha	32
Figure II .12.8	Tensions statoriques Vab	33

CHAPITRE III		
SVM-DTC non linéaire utilisant la commande par mode glissant		
Figure III.1	Diagramme de l'espace vectoriel de tension	36
Figure III.2	Vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur 1.	37
Figure III.3	Temps de commutation du secteur	37
Figure III.4	Schéma bloc sous Simulink de la commande directe du couple par l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM) basée sur les régulateurs PI	39
Figure III.5.1	Vitesse de rotation real avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.	39
Figure III.5.2	Couple électromagnétique avec sa estimée pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.	40
Figure III.5.3	Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.	40
Figure III.5.4	Courant statorique pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.	40
Figure III.5.5	La Courbe du Tension V alpha en fonction du temps	41
Figure III.5.6	La Courbe du Tension Vab en fonction du temps	41
Figure III.5.7	Module du flux statorique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.	41
Figure III.5.8	Trajectoire du flux statorique dans le plan fixe (α, β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI	42
Figure III.6	Principe de la commande par mode glissant.	43
Figure III.7	Convergence de l'algorithme du torsion	46
Figure III.8.1	Vitesse de rotation avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.-SMC.	49

Figure III.8.2	Couple électromagnétique avec sa estimée pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC.	49
Figure III.8.3	Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC	49
Figure III.8.4	Courant statorique -phase (a) et (b)- pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC.	50
Figure III.8.5	La Courbe du Tension V alpha en fonction du temp	50
Figure III.8.6	La Courbe du Tension Vab en fonction du temps	50
Figure III.8.7	Module du flux statorique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC	51
Figure III.8.8	Trajectoire du flux statorique dans le plan fixe (α, β) pour le moteur	51
Figure III-9.1	Démarrage et états stables de la réponse à la vitesse suivis de l'application de la charge à t=5s.	52
Figure III-9.2	Réponse du couple électromagnétique avec application d'une charge de 5 N.m à t=5s	52
Figure III.9.3	Courant statorique de phase isa et isb [A]	53
Figure III.9.4	Grandeur du flux statorique [Wb]	53
Figure III.9.5	Trajectoire circulaire du flux statorique [Wb].	53

Liste Des Tableaux

Numéro de Tableau	Titre	Page
CHAPITRE I : Etat de l'art des différentes stratégies de contrôle pour les machines Asynchrone		
Tableau I.1	Résumé des différentes commandes de la MAS	7
CHAPITRE II : : SVM-DTC non linéaire utilisant la commande par mode glissant		
Tableau II.1	Table de consultation pour le contrôle de couple direct de base	28
Tableau II.2	Paramètres nominaux de la MAS utilisés en simulation	30

Notation et Symboles

Acronymes

- DTC** : Commande Directe du Couple
FOC : Commande vectorielle a flux Orienté
MAS : Machine Asynchrone
PI : Régulateur proportionnel intégrale
SVM: Space Vector Modulation
SMC: Sliding Mode Control
VSI : Voltage Source Inverter.

Symboles

- ω_s : La pulsation statorique
 ω : La pulsation mécanique
M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
J : L'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine
C_{ch} : Le couple de charge
 φ_r : Le vecteur de flux rotorique
 φ_s : Le vecteur de flux statorique
C_{em} : Le couple électromagnétique
 δ : L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.
K : Constante dépendant des paramètres de la machine
U_{st} : Super twisting control law.
 φ_s : Le module du flux statorique
T_e: La période d'échantillonnage
 $\Delta\varphi_s$: La variation du vecteur flux statorique
 λ : gain positif
u : Loi de commande
ueq : Contrôle équivalent
u_n : Arrête le contrôle
u_{st} : Super loi de contrôle de torsion

SOMMAIRE

		Page
	Introduction Générale	1
CHAPITRE I : Etat de l'art des différentes stratégies de contrôle pour les machines Asynchrone		
I.1	Introduction	3
I.2	Contexte des entraînements à vitesse variable	3
I.2.1	Contrôle scalaire	4
I.2.2	Contrôle orienté champ	5
I.2.3	Contrôle direct du couple	6
I.3	Techniques de commande non linéaires	8
I.3.1	Linéarisation de la rétroaction	9
I.3.1.1	Linéarisation par rétroaction entrée-sortie	9
I.3.2	Contrôle par mode glissant	10
I.3.2.1	Bref historique de la théorie du mode glissant	10
I.3.2.2	Concepts de base de la SMC	10
I.3.2.3	Phénomène de chatolement	11
I.3.2.4	Commande par mode glissant d'ordre élevé	13
I.4	Conclusion	13
Chapitre II : Méthodes de base de commande directe du couple pour l'entraînement par moteur à induction		
II.1	Introduction	14
II.2	Modèle de moteur à induction dédié à la commande directe du couple	14
II.3	Modèle d'onduleur à source de tension (VSI) de niveau remorqué	15
II.4	Simulation de la Machine Asynchrone	16
II.4.1	résultats de simulation	17
II.4.2	Interprétation	19

II .5	Principes de la commande directe du couple	19
II .5.1	Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique	20
II .5.1.1	Contrôle du flux statorique	20
II .5.1.2	Contrôle du couple électromagnétique	23
II .5.2	Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique	25
II .5.2.1	Estimation du flux statorique	25
II .5.2.2	Estimation du couple électromagnétique	26
II .6	Construction de la table de commutation et conception de l'algorithme de contrôle	27
II .6.1	Table de commutation à six sdecteurs	27
II .6.2	Régulation de vitesse dans la stratégie DTC	28
II .6.3	Schéma global de la commande directe de couple de base	29
II .7	Résultats de simulation et interprétations de la commande DTC classique	30
II .7.1	Résultats des simulations	30
II .7.2	Interprétation	33
II .8	Conclusion	33
Chapitre III : SVM-DTC non linéaire utilisant la commande par mode glissant		
III.1	Introduction	35
III.2	Commande directe de couple à fréquence de découpage constante utilisant un SVM	35
III.2.1	Algorithme de modulation par vecteur spatial	36
III.2.2	Stratégie SVM-DTC orientée flux statorique (SFO)	37
III.3	Simulation	39
III.3.1	Résultat de Simulation de la commande DTC-SVM-PI de MAS	39
III.3.2	Interprétation des résultats	42
III.4	Stratégies de contrôle non linéaire basé sur SMC	42
III.5	Commande à mode glissant	43

III.5.1	Choix de la surface glissante	43
III.5.2	Conditions d'existence du mode glissant	44
III.5.3	Conception de la commande	45
III.6	Commande de torsion	46
III.6.1	Application de la commande par mode glissant du premier ordre au contrôle direct du couple	47
III.6.2	Conception du contrôleur de vitesse SM du premier ordre	48
III.7	Résultats de la simulation de DTC-SVM-SMC	49
III.7.1	Interprétation des résultats de simulation	51
III.8	Comparaison des Résultats	52
III.8.1	Interprétation des résultats	54
III.9	Conclusion	54

Introduction Générale :

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles.

La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse.

De Part sa structure, la machine asynchrone possède un défaut important comparativement à la machine à courant continu. En effet, l'alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi, les variations du couple provoquent des variations du flux rendant le modèle de la commande plus complexe.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone.

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statiques et dynamiques de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple [1].

L'objectif de ce mémoire est de donner un éclairage des différentes techniques de commande classiques en général, et en particulier la commande directe du couple d'une machine asynchrone.

La commande scalaire qui est bien adaptée à certains types de variateurs, elle ne permet pas de contrôler la machine en régime transitoire et en faible vitesse, elle ne convient plus pour réaliser un positionnement de la machine asynchrone [2].

Autre technique classique de la MAS est la commande vectorielle à flux orienté développée par Karl Hasse et Blaschke, son principe consiste à supprimer le couplage entre le couple et le flux, elle permet donc d'obtenir un fonctionnement similaire à celui de la MCC à excitation séparée. Cette technique permet d'obtenir de bonnes performances dynamiques mais utilise des régulateurs classiques de type PI qui sont très sensibles aux variations paramétriques.

La commande directe du couple (DTC) introduit par Takahashi et Depenbrock, est également une technique populaire pour la MAS. Contrairement à la commande à flux orienté, la DTC ne nécessite pas de transformation de coordonnées ou de régulateur de

courant. Elle contrôle le flux et le couple directement en fonction de leurs erreurs instantanées, ce qui entraîne une réponse rapide du couple. De plus, la DTC minimise l'utilisation des paramètres de la machine, elle est donc très peu sensible à la variation des paramètres. Cependant, la DTC conventionnelle utilise des comparateurs à hystérésis, qui font varier la fréquence de commutation de l'onduleur et provoquent donc des oscillations au niveau du courant, du couple et du flux. De plus, cette commande présente encore quelques problèmes lorsque le moteur tourne à basse vitesse (influence du terme résistif) [3].

Pour faire face à ce problème, et améliorer cette commande, on va étudier la commande directe de couple du moteur asynchrone à cage alimenté par un onduleur de tension, basé sur la technique de modulation SVM. Généralement l'utilisation d'une telle technique permettra de réduire les ondulations et les harmoniques au niveau du courant et du couple. La nouvelle méthode de commande (DTC-SVM) est capable de travailler, avec une fréquence de commutation fixe [4]. Ensuite, nous avons présenté la conception d'une commande non linéaire basée sur la commande par mode glissant pour assurer un contrôle robuste.

Le mémoire est organisé comme suite :

- **Le premier chapitre**, nous débiterons par un état de l'art sur les principales méthodes de Commandes qui existent industriellement, notamment la commande scalaire, vectorielle (FOC), la commande directe du couple (DTC), Commande Non Linéaire (CNL) et la Commande Par Mode Glissant (CMG).
- **Le deuxième chapitre**, consacré au principe du contrôle direct du couple DTC classique; et montre comment la DTC influe et contrôlées l'amplitude du flux statorique et du couple. Aussi, cette commande est simulée par MATLAB/Simulink.
- **Le troisième chapitre**, a été réservé à la présentation de l'amélioration des performances de la commande directe de couple classique par l'application de l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM) basée sur les régulateurs standards de type PI et SMC pour la réduction des ondulations existantes au niveau du couple et du flux d'une part et pour assurer un fonctionnement de la commande DTC sous une fréquence de commutation fixe d'autre part.

Enfin, nous avons terminé notre mémoire de fin d'études par une conclusion générale et des perspectives à envisager pour une continuation ultérieure.

I.1 Introduction :

La machine asynchrone associée à des convertisseurs statiques, est à l'heure actuelle, la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, où de hautes performances sont requises. Cette omniprésence est due essentiellement à l'évolution technologique considérable, notamment en matière des composants de l'électronique de puissance permettant d'avoir des convertisseurs statiques, à commutation rapide et de puissance élevée, qui assurent une maniabilité accrue de l'alimentation des machines en ondes réglables en amplitudes et en fréquences, ce qui a permis aujourd'hui de contrôler les alimentations des machines avec un degré de précision remarquable. Cela a permis ainsi de retrouver, avec la machine asynchrone, la souplesse de contrôle et la qualité de la conversion électromécanique, naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu [5].

Le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. À ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse (TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar, l'American Fly, ...etc.). Le moteur asynchrone peut intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs, ...) [6].

I.2 Contexte des entraînements à vitesse variable :

Traditionnellement, le moteur à induction est alimenté directement par le réseau électrique avec une vitesse/fréquence constant (50Hz/60Hz), mais depuis le développement des convertisseurs de puissance électronique, il peut être utilisé en fréquence variable en insérant un convertisseur entre le moteur et le réseau électrique. Ceci permet d'obtenir un variateur de vitesse réglable [7]

Un variateur de fréquence (VFD) est un type de commande de moteur utilisé dans les systèmes d'entraînement électromécaniques pour contrôler la vitesse et le couple des moteurs à courant alternatif en faisant varier la fréquence d'entrée du moteur et, selon la topologie, pour contrôler la variation de tension ou de courant associée [8] [9] [10] [11] [12].

Diverses stratégies de commande des entraînements à courant alternatif ont été développées au fil des ans. Elles peuvent être classées, en fonction de leurs principes, en deux catégories principales [13] : contrôle scalaire dans lequel l'amplitude de la tension et la fréquence sont ajustées, et le contrôle vectoriel dans lequel l'amplitude et la phase de tension Réajuster [14].

Une classification générale des méthodes de contrôle à fréquence variable de la machine asynchrone étudiées dans la littérature est alors présentée dans **la figure I.1**.

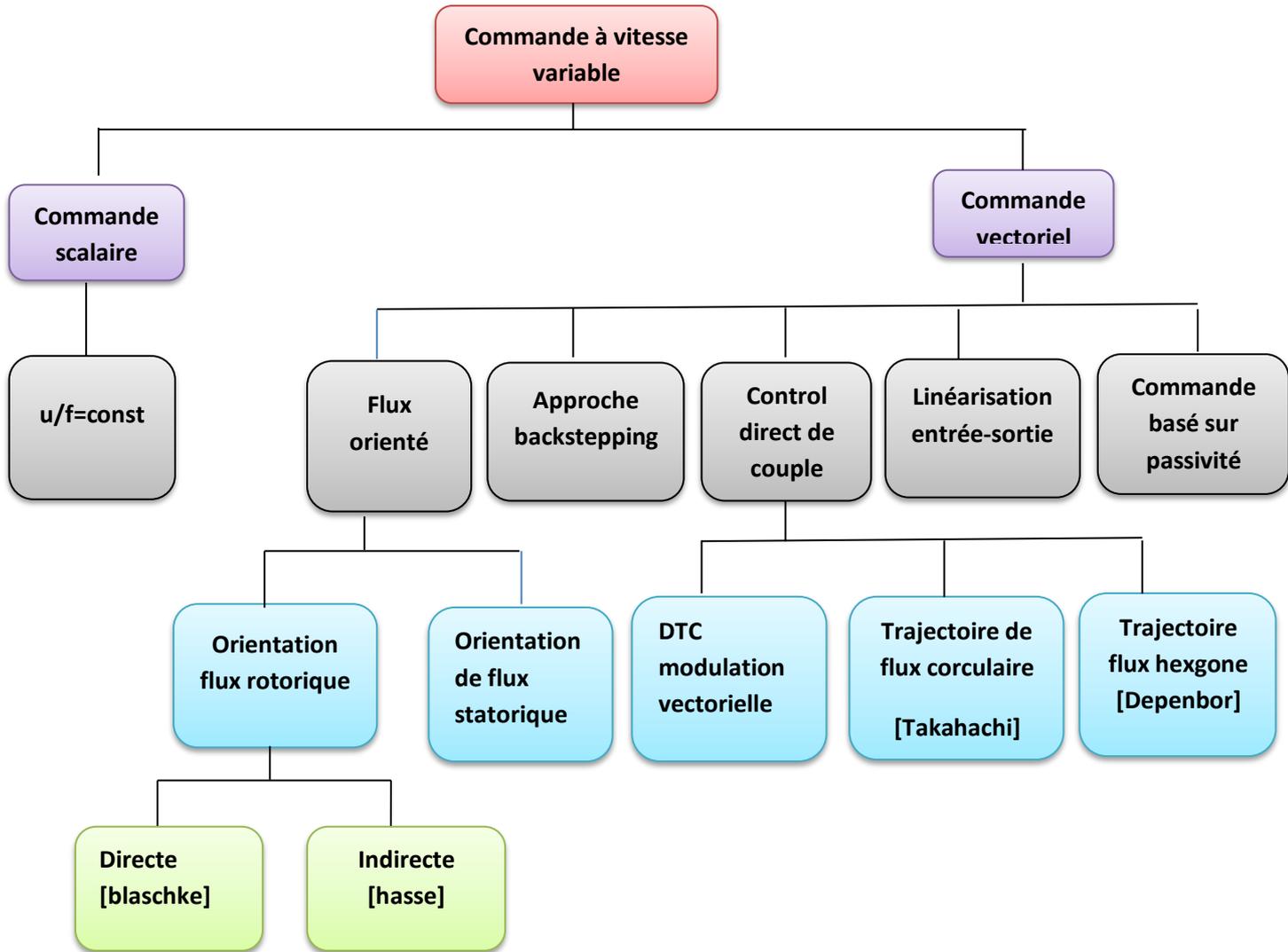


Figure I.1 : Classification générale des méthodes de contrôle de la machine asynchrone

I.2.1 Contrôle scalaire :

C'est la plus ancienne des commandes existantes pour la machine asynchrone. Elle équipe un grand nombre de variateurs ne nécessitant pas de fonctionner à basse vitesse, et avec fort couple, tels que les ventilateurs, les compresseurs, les climatiseurs, les pompes,... Sa structure est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence ($v/f=constante$), Cependant cette stratégie ne permet pas de réaliser une bonne précision dans la réponse de la vitesse ou du couple, on distingue la commande scalaire directe et indirecte [15].

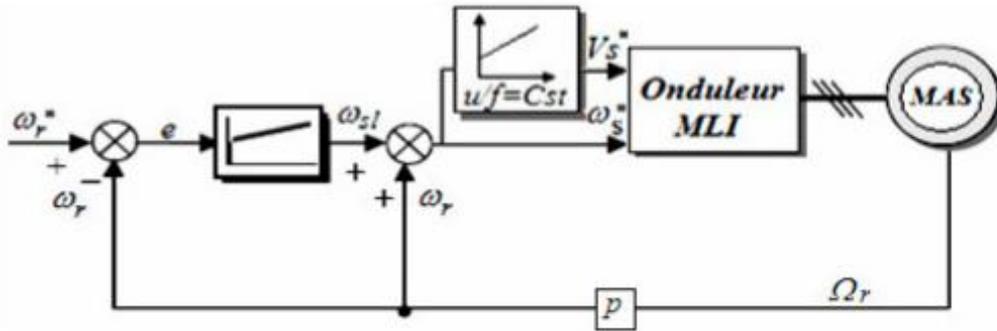


Figure I.2 : Schéma classique de la commande scalaire

La figure I.2 représente le schéma classique de commande scalaire indirecte [16].

Cette technique peut également fonctionner en boucle ouverte (c'est-à-dire sans rétroaction de la vitesse), Cependant, elle fournit une mauvaise régulation de la vitesse qui dépend de la charge externe appliquée [17]. Les principaux inconvénients de cette technique sont la précision insatisfaisante de la vitesse. En outre, la réponse dynamique lente qui produit une réponse lente du couple. Puisque la conception de la commande est maintenue en régime permanent, l'amplitude du flux statorique n'est pas contrôlée pendant le transitoire et le couple de la machine ne peut pas répondre rapidement [18].

I.2.2 Contrôle orienté champ :

L'approche moderne de la commande des machines à induction est basée sur la commande vectorielle ou orientée champ. Contrairement à la commande scalaire [19].

Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue variation de vitesse, à celui du moteur à courant continu [20-21], en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [22-23]. Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux voir la figure I.3

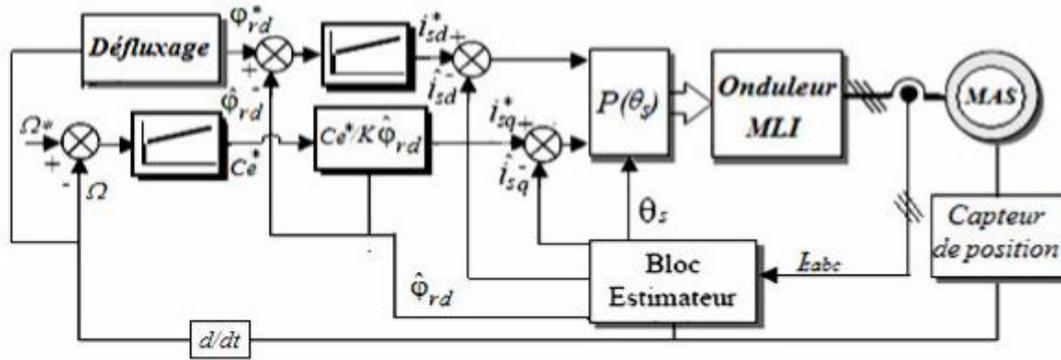


Figure I.3 : Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté.

Sa précision est très bonne pour le couple et la vitesse. Toute méthode a des inconvénients et ceux de cette technique sont le volume de traitement informatique nécessaire pour son implémentation et l'obligation de faire une bonne identification des paramètres du moteur [24]-[25] [26]. Elle présente aussi une grande sensibilité aux variations de ces paramètres, notamment à celle de la résistance rotorique dont la valeur change sensiblement avec la température [24]. Toute différence entre les paramètres utilisés par l'algorithme de la commande vectorielle, et les paramètres réels du moteur se traduit par des erreurs dans les valeurs de sortie du flux et du couple, ce qui entraîne l'augmentation des pertes dans la machine et la diminution des performances du système à contrôler [27] [28].

I.2.3 Contrôle direct du couple :

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des Courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [29].

La DTC ou (direct torque contrôle) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des différents vecteurs des tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale à appliquer à chaque instant de commutation [30]

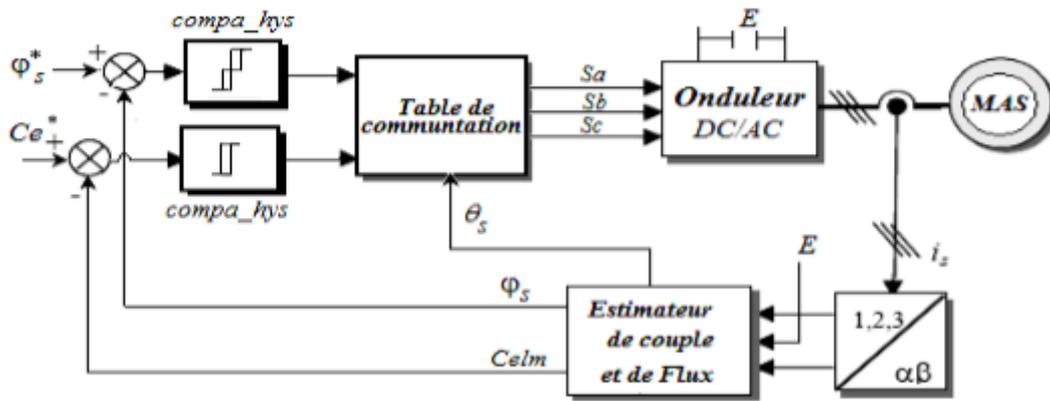


Figure I.4 : Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [31]. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

Le tableau (I.1) regroupe les points forts et les limitations des commandes citées ci-dessus :

Commande Scalaire :

L'une des premières commandes pour les MAS

- ❖ Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase
- ❖ N'est valable qu'en régime permanent.
- ❖ Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes.

Commande Vectorielle à Flux Orienté :

Introduite par Blaschke en 1972

- ✓ Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui d'une MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple
- ❖ Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS
- ❖ Reste sensible vis-à-vis des variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.

Commande Directe du Couple (DTC de base) :

Proposée au milieu des années 80 par I.Takahashi

- ✓ Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine.
- ✓ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- ✓ La dynamique rapide de couple et du flux.

- ❖ La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles)
- ❖ Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis.
- ❖ En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.

Table.1 Résumé des différentes commandes de la MAS

La meilleure technique sera donc celle qui sera améliorée, en termes de robustesse envers les incertitudes internes et externes, et en termes de réponse dynamique, toute en restant moins compliquée à l'implémentation industrielle [15].

I.3 Techniques de commande non linéaires :

La plupart des systèmes physiques sont non linéaires et multi variables, par nature, ils présentent des non-linéarités interconnectées dans leur dynamique interne [32].

Nous prenons en particulier le moteur à induction. Contrairement au moteur à courant continu, il présente des problèmes de contrôle dans les variateurs à vitesse réglable pour certaines raisons [33] :

- L'ordre élevé de la non-linéarité interne couplée.
- Certaines variables d'état ne sont pas directement mesurables (c'est-à-dire les courants et les flux du rotor).
- Variation des paramètres en raison des effets de l'environnement.
- Perturbations de la charge externe pendant son fonctionnement.

L'utilisation d'approches conventionnelles telles que les régulateurs proportionnels-intégraux-différentiels (PID) pour comprendre le comportement de ces systèmes par des techniques analytiques peut être inadéquate. Même aux premiers stades de l'établissement du modèle mathématique, l'existence de divergences entre le modèle réel et le modèle développé pour la conception de la commande est si potentielle. Cela a conduit à un intérêt intense dans le développement de la théorie de la commande dite non linéaire qui cherche à résoudre ce problème [34].

I.3.1 Linéarisation de la rétroaction :

La linéarisation par rétroaction a attiré un grand nombre de recherches dans le domaine de la commande non linéaire.

Contrairement à la linéarisation jacobienne qui consiste à approximer un système non linéaire par un système linéaire au voisinage d'un point d'équilibre de référence, l'approche de la linéarisation par rétroaction utilise une transformation algébrique pour transformer la dynamique du système non linéaire en linéaire. En annulant les non-linéarités du système, une loi de commande linéaire peut être appliquée [35]. De plus, la linéarisation par rétroaction peut être utilisée pour annuler le couplage et les interactions entre les variables dans le cas de systèmes multi-entrées-multi-sorties (MIMO). Une loi de linéarisation par rétroaction d'état est conçue pour compenser ces interconnexions et décomposer le système multi variable en un certain nombre de systèmes linéaires à entrée unique et à sortie unique (SISO) [36].

I.3.1.1 Linéarisation par rétroaction entrée-sortie :

L'objectif de la linéarisation par rétroaction entrée-sortie (IOFL) est de réaliser un découplage et de générer l'entrée originale u des systèmes MIMO par une transformation non linéaire basée sur la rétroaction d'état et l'introduction d'une nouvelle variable d'entrée v . En considérant un système de n états et m entrées/sorties comme le montre l'équation (I.1).

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (I.1)$$

Ou :

$x \in R^n$ et le vecteur d'état $u \in R^m$ est l'entrée de commande, y est le vecteur d'état de la sortie, f et g sont des champs vectoriels lisses sur R^n et h est une fonction non linéaire lisse.

Un système non linéaire MIMO peut être appelé linéarisable en entrée-sortie s'il existe une rétroaction d'état statique de la forme suivante:

$$u = F(x) + C(x)v \quad (I.2)$$

Avec $F = (x) \in R^m$, $C(x) \in R^{m \times m}$ on singulier et $v \in R^m$ an external input vector [37]

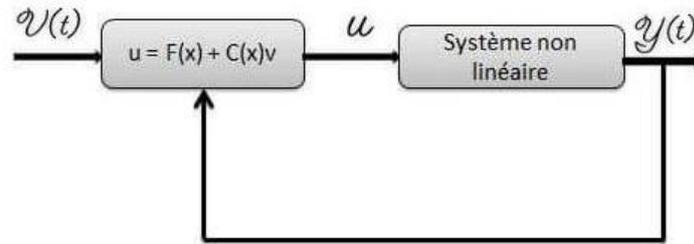


Figure I.5 : Structure de la linéarisation à rétroaction à entrées et sorties multiples

I.3.2 Contrôle par mode glissant :

I.3.2.1 Bref historique de la théorie du mode glissant :

La commande en mode glissant (SMC) est un type particulier de commande à structure variable (VSC). Les premiers concepts de SMC sont apparus dans la littérature russe (l'ancienne Union soviétique) dans les années 1950 et ont été développés par Emelyanov dans les années 1960 [38]. Plus tard, Utkin a écrit un résumé en anglais des articles sur la commande en mode glissant [39]. En raison des difficultés de mise en œuvre de la commutation à grande vitesse, cette approche n'a pas reçu l'attention qu'elle méritait avant les années 1970. Ensuite, la théorie de la commande par mode glissant a été largement diffusée dans différents domaines au début des années 1980.

Dans les premiers travaux, le SMC a été implanté pour les systèmes linéaires du second ordre. Ensuite, elle a été développée en une méthode de conception générale qui est examinée pour une large utilisation, y compris les systèmes non linéaires, les systèmes MIMO, les modèles à temps discret et les systèmes stochastiques [40].

I.3.2.2 Concepts de base de la SMC :

La commande à structure variable par mode glissant est une stratégie de commande non linéaire qui peut forcer les états du système à atteindre une surface de glissement prédéfinie et à converger vers le régime permanent tout le long de la surface en mode glissant. La synthèse de la régulation par SMC passe par deux étapes principales, tout d'abord, le choix de la surface de glissement ou de commutation, et ensuite la conception de la loi de commande discontinue qui assure l'attractivité de la surface et la stabilité de la commande [41].

Parmi les propriétés des systèmes à mode glissant [41] :

- L'ordre des équations différentielles régissant du modèle du système en mode glissant est réduit.
- La dynamique du système en mode de glissement dépend exclusivement des coefficients de la surface de commutation (c.-à-d. une robustesse accrue par rapport aux perturbations et aux variations de certains paramètres).
- La théorie des modes glissants est parfaitement adaptée aux systèmes dont la commande est discontinue, comme c'est le cas des convertisseurs électriques.

I.3.2.3 Phénomène de chattering :

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie).

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence (**figure I.6**). Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence. [42]

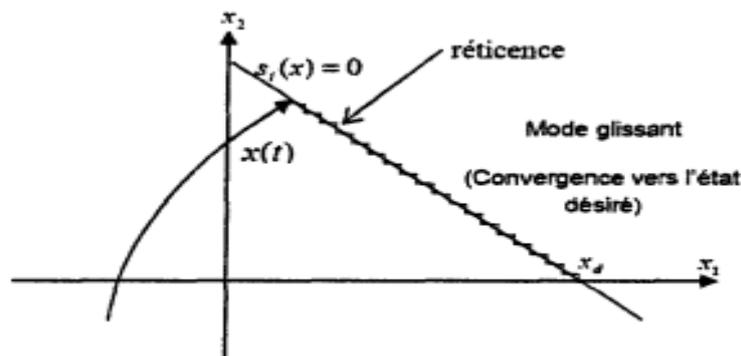


Figure I.6 : Phénomène de réticence

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite, fuzzy sliding mode, mode glissant d'ordre supérieur, approach law, etc.....

Cette solution, connue aussi sous le nom de “ boundary layer solution”, consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue, de type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction de saturation [43] :

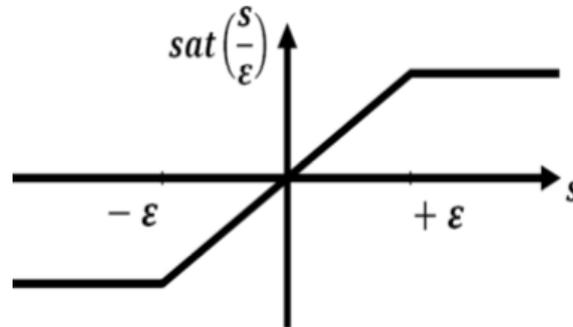


Figure I.7 : Fonction saturation.

$$sat(s) = \begin{cases} \frac{s}{\epsilon} & si \left| \frac{s}{\epsilon} \right| \leq 1 \\ sign(s) & si \left| \frac{s}{\epsilon} \right| > 1 \end{cases} \quad (I.3)$$

ϵ : Largeur du seuil de la fonction de saturation.

D'autres fonctions existent telles que les fonctions $\tanh(s/\epsilon)$, $2\pi \arctan\left(\frac{s}{\epsilon}\right)$ )

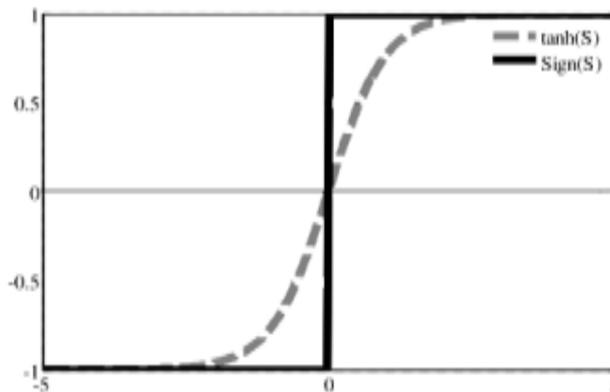


Figure I.8 : Fonction tangente hyperbolique

Le système ne converge plus vers la valeur désirée, mais vers un voisinage de cette dernière dans ce cas, le système est dit en régime pseudo-glissant. Bien que cela permette d'atténuer le phénomène de réticence, la précision par rapport à l'objectif fixé, la robustesse de la commande et le temps de réponse s'en trouvent dépréciés [43].

1.3.2.4 Commande par mode glissant d'ordre élevé :

Le régime glissant standard est basé sur l'annulation de la surface de glissement.

Un régime glissant d'ordre "r" (noté r-glissant) agit sur les (r-1) premières dérivées successives de la variable de glissement. L'objectif est de forcer le système à évoluer sur la surface et à la maintenir, ainsi que ses (r- 1) premières dérivées successives à zéro

$$s = \dot{s} = \dots s^{(r-1)} = 0 \quad (I.4)$$

Où r désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement.

Le degré relatif d'un système est en fait le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps, pour y faire apparaître l'entrée de manière explicite [44].

Par exemple pour un degré relatif r = 1, nous avons :

$$\frac{\partial s}{\partial u} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial \dot{s}}{\partial u} \neq 0 \quad (I.5)$$

Et pour un degré relatif r > 1 :

$$\frac{\partial s^{(i)}}{\partial u} = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, r - 1) \quad \text{et} \quad \frac{\partial s^{(r)}}{\partial u} \neq 0 \quad (I.6)$$

I.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, les systèmes conventionnels de techniques d'entraînement à vitesse variable ont été présentés. La commande directe du couple a capté la majorité de notre attention, mettant en évidence ses avantages et ses inconvénients. Ensuite, un aperçu est consacré aux techniques de contrôle non linéaires (c'est-à-dire la linéarisation par rétroaction et le contrôle par mode glissant). Elles sont couramment utilisées pour améliorer les schémas de contrôle de base, en particulier leur stabilité dynamique, et leur robustesse.

II.1 Introduction :

La méthode de contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne «Direct Torque (and Flux) Control», a été développée en 1985 par Takahashi et Depenbrock spécialement pour les machines asynchrones [45].

Cette technique relativement nouvelle et concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et de couple par orientation du champ magnétique [46].

Son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. En ce qui concerne la connaissance de la machine, la valeur de la résistance statorique est nécessaire pour calculer le flux. Cette résistance est amenée à varier dans le temps, et ce paramètre doit donc être parfaitement connue pour une telle commande [47].

II.2 Modèle de moteur à induction dédié à la commande directe du couple :

Nous rappelons d'abord le modèle dynamique de la machine asynchrone exprimé dans un repère (d, q) et qui fait apparaître uniquement les grandeurs statoriques :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\beta i_{ds} + (\omega_s - p\Omega) \left(i_{qs} - \frac{\varphi_{qs}}{\sigma L_s} \right) + \frac{\eta_r}{\sigma L_s} \varphi_{ds} + \frac{V_{ds}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\beta i_{qs} + (\omega_s - p\Omega) \left(i_{ds} - \frac{\varphi_{ds}}{\sigma L_s} \right) + \frac{\eta_r}{\sigma L_s} \varphi_{qs} + \frac{V_{qs}}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les composantes du flux statorique sont données par :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = -R_s i_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + V_{ds} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = -R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + V_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Le module du flux statorique est donné par :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{ds}^2 + \varphi_{qs}^2} \quad (\text{II.3})$$

Les flux étant connus et les courants mesurés, le couple s'obtient par :

$$C_{em} = p(\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II.4})$$

Le modèle (II.1)-(II.4) est utilisé pour la synthèse de la loi de commande par modes glissants. Pour surmonter l'inconvénient de mesure de la position du rotor, on estime le couple et le flux statorique par le modèle en tension dans le repère (α, β) :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{\alpha s}}{dt} = -R_s i_{\alpha s} + V_{\alpha s} \\ \frac{d\varphi_{\beta s}}{dt} = -R_s i_{\beta s} + V_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2} \quad (\text{II.6})$$

$$C_{em} = p(\varphi_{\alpha s} i_{\beta s} - \varphi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (\text{II.7})$$

La transformation des grandeurs du repère tournant (d, q) dans un repère fixe (α, β) est réalisée par la matrice de rotation :

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha s} \\ x_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\varphi_{\beta s}}{\varphi_{\alpha s}}\right) \quad (\text{II.9})$$

Où $(x_{\alpha s}, x_{\beta s})$ et (x_{ds}, x_{qs}) peuvent représenter des composantes de flux, de tension ou de courant, et θ_s est l'angle de changement de repère [48].

II.3 Modèle d'onduleur à source de tension (VSI) de niveau remorqué :

L'onduleur à source de tension (VSI) triphasé à deux niveaux est considéré comme une technologie mature et devient un standard industriel pour répondre à la demande d'économie d'énergie. Les tensions de phase produites par le redresseur (Vdc) sont délivrées à l'entrée de l'onduleur qui grâce à des commutateurs à transistors contrôlés, convertit cette tension en un signal de tension alternative triphasé avec une amplitude et une fréquence de tension variables dans une large gamme fréquence.

Le type de commutateur utilisé dépend de la puissance de l'onduleur et de la fréquence de commutation. Dans la plupart des applications, les transistors IGBT et les diodes antiparallèles sont très utiles.

Le modèle de l'onduleur de tension à deux niveaux est présenté dans **la figure II.1**.

La figure II.1 montre l'onduleur à source de tension (VSI) triphasé à deux niveaux avec six commutateurs à transistors, S1-S6, et une source de tension continue constante V_{dc} reliant une charge triphasée [49].

Le vecteur tension est généré par l'équation suivante :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II.10)$$

Où S_a, S_b et S_c sont des fonctions de commutation de l'onduleur triphasé, qui peuvent prendre une valeur logique de 0 ou 1.

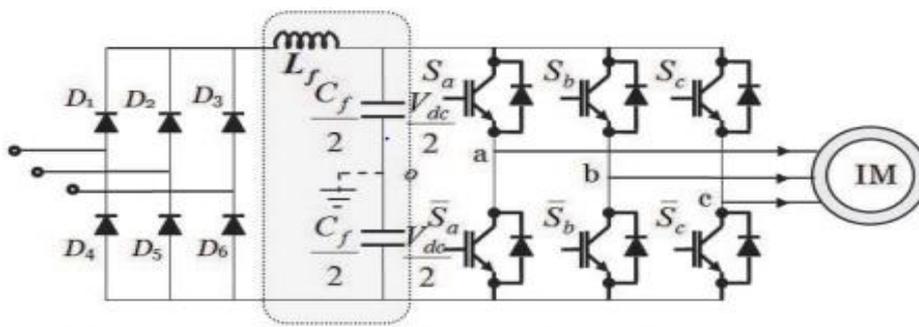


Figure II.1 : Machine à induction triphasée alimentée par un VSI et connectée en étoile.

II.4 Simulation de la Machine Asynchrone :

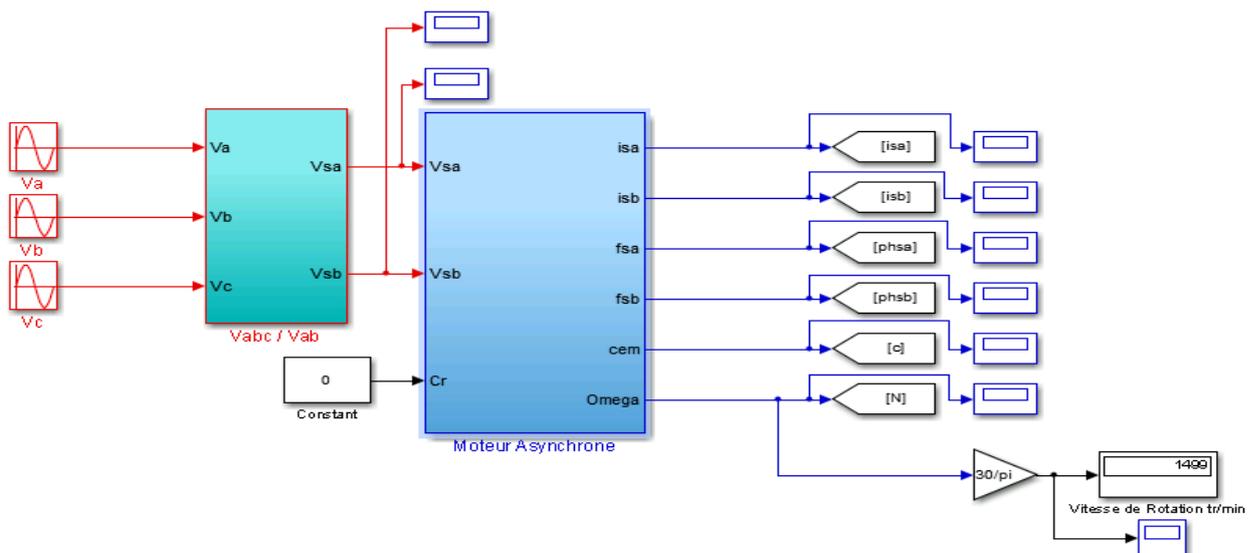


Figure II.2 : Schéma bloc de la machine asynchrone sous Matlab Simulink

II.4.1 résultats de simulation :

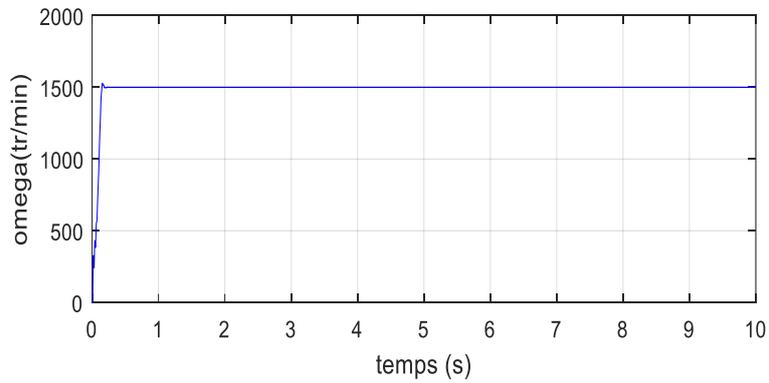


Figure II.3.1 : La Courbe de la vitesse de rotation en fonction du temps.

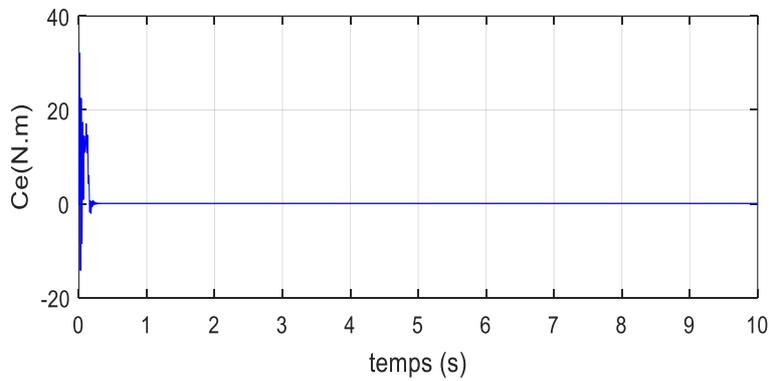


Figure II.3.2 : La Courbe du couple électromagnétique en fonction du temps.

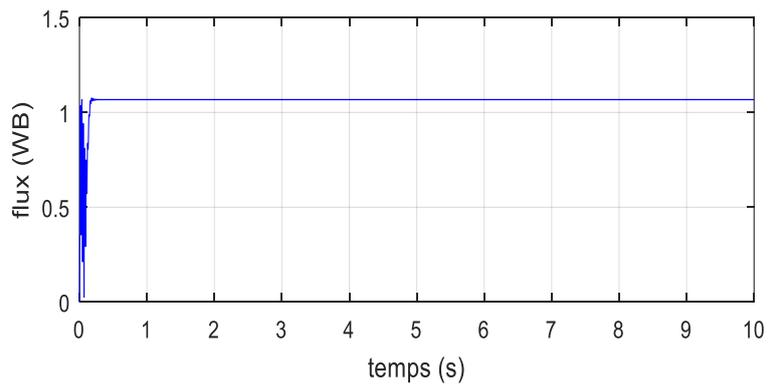


Figure II.3.3 : La Courbe du flux statorique en fonction du temps

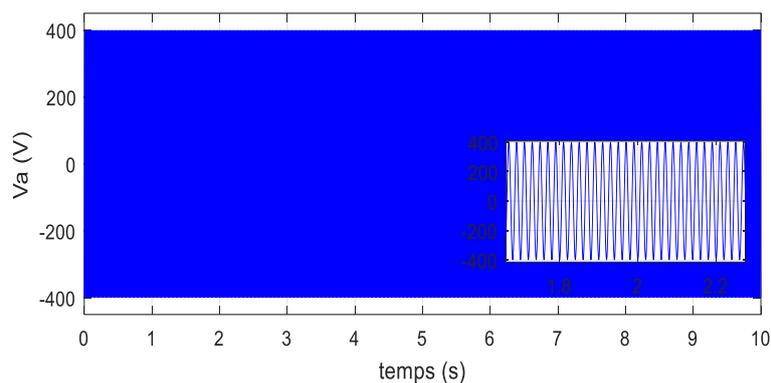


Figure II.3.4 : La Courbe du Tension V Alpha en fonction du temps

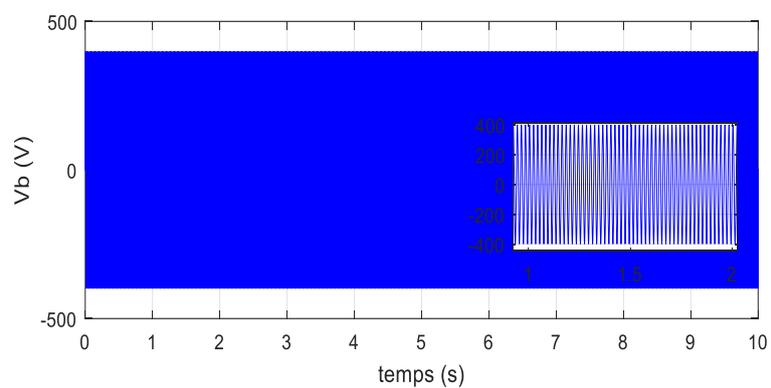


Figure II.3.5 : La Courbe du Tension V Beta en fonction du temps

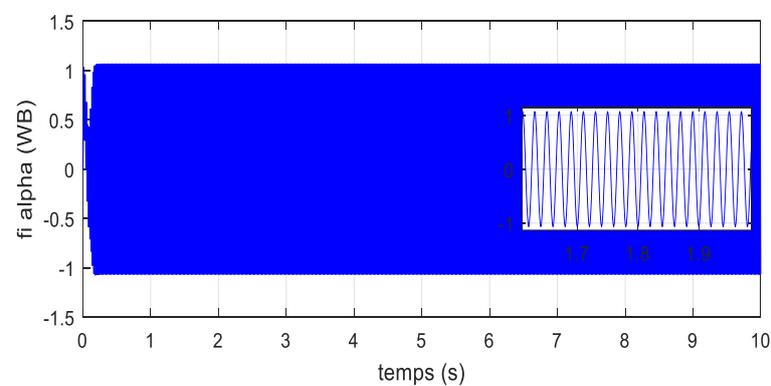


Figure II.3.6 : La Courbe du Flux Alpha en fonction du temps

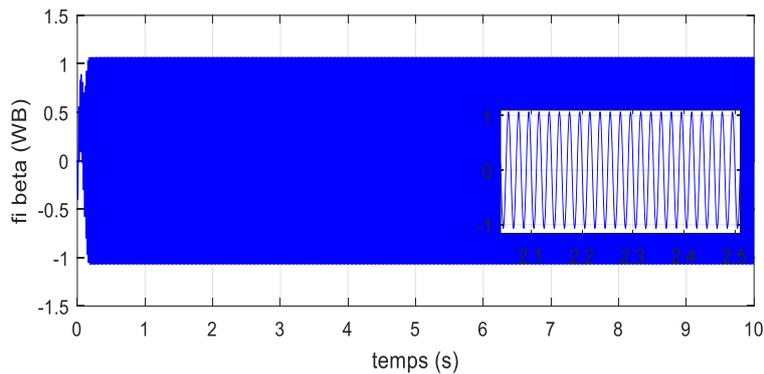


Figure II.3.7 : La Courbe du Flux Beta en fonction du temps

II.4.2 Interprétation :

L'analyse des résultats de simulation nous permettra de faire les commentaires suivants :

- **Les Figures II.3.1 :** Pour un démarrage à vide, la vitesse des machines est pratiquement jusqu'à la vitesse synchrone, ce qui ne signifie dans ce cas aucun glissement (le glissement est très faible).
- **Les Figures II.3.2 :** Il montre que le couple pulse fortement pendant le régime transitoire, ce qui explique le bruit généré par la partie mécanique.
- **Les Figures II.3.3 :** Les flux statoriques présentent une faible augmentation d'amplitudes au démarrage, puis apparaissent sous des formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes (1.2 Wb).
- **Les Figures II.3.4 :** La forme des tensions obtenues est représentée sous la forme créneaux se rapprochant ainsi d'une forme sinusoïdale ceci est plus visible pour **V Alpha** (Les Figures II .3.4) puisqu'elle coïncide avec **V Beta** (Les Figures II.3.5).

II.5 Principes de la commande directe du couple :

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique.

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du

vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze [50].

II.5.1 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique :

II.5.1.1 Contrôle du flux statorique :

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante [51-52] :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II.11})$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante [53] :

$$\bar{\varphi} = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}) dt \quad (\text{II.12})$$

$$\bar{\varphi} = \bar{\varphi}_{s0} + (\bar{v}_s t - \int_0^t R_s \bar{I}_s) dt \quad (\text{II.13})$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $R_s I_s$ est négligeable devant la tension. 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 fixées, ainsi on peut écrire [54] :

$$\begin{cases} \bar{\varphi} = \bar{\varphi}_{s0} - \bar{V}_s T_e \\ \Delta \bar{\varphi}_s = \bar{V}_s T_e \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Ainsi on peut écrire :

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.15})$$

- $\varphi_s(k)$: est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\varphi_s(k+1)$: est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- T_e : La période d'échantillonnage
- $\Delta \varphi_s$: est la variation du vecteur flux statorique $(\varphi_s(k+1) - \varphi_s(k))$.

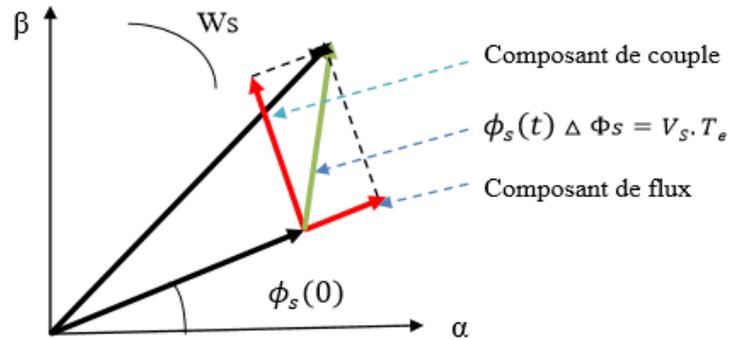


Figure II.4 : Exemple d'évolution de l'extrémité de (φ_s) .

«La composante de flux», de vecteur tension (composante radiale), change l'amplitude de vecteur flux et sa « composante de couple », (composante tangentielle), change la position du vecteur flux. Théoriquement, en appliquant successivement et de manière appropriée les différents vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire, désirée pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant **Figure (II.5.a - II.5.b)**, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est pas possible que si la période d'échantillonnage est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante de flux de vectrices tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante. [55]

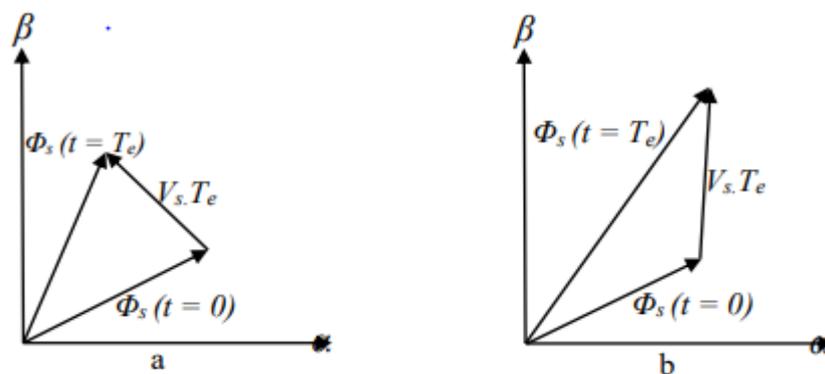


Figure II.5 : Application d'un vecteur tension statorique : (a) permet de diminuer le module du flux statorique, (b) permet d'augmenter le module du flux statorique.

On peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la **figure II.6** qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un

onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence. [55]

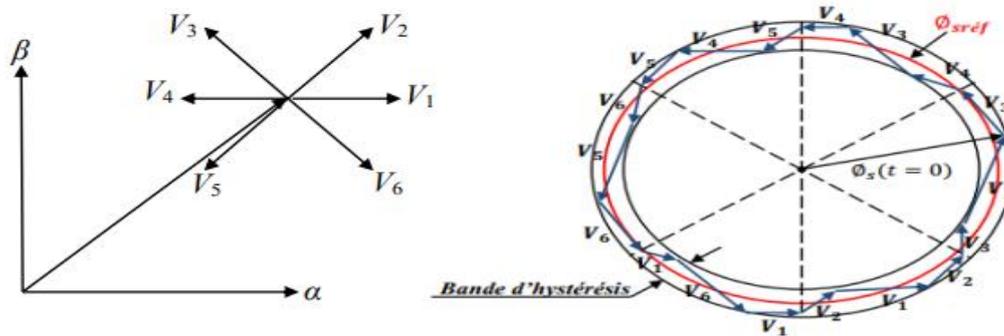


Figure II.6 : Trajectoire du flux statorique

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique s dans une couronne circulaire comme le montre la figure II.7, 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 [51, 56, 57].

La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivante de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

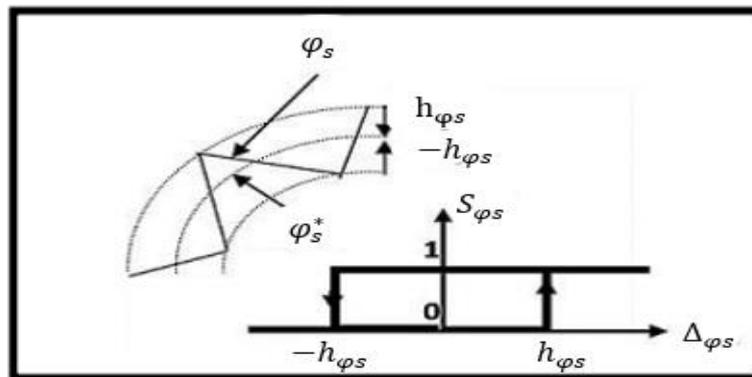


Figure II.7 : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\varphi_s > h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\ \text{si } \Delta\varphi_s < -h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

En effet, si on introduit l'écart s , entre le flux de référence φ_s^* et le flux estimé dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux voir **la figure II.7**, celui-ci génère à sa sortie la valeur $S_{\varphi_s} = +1$ pour augmenter le flux et $S_{\varphi_s} = 0$ pour le réduire ; ce type de correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux statorique s dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés [51, 58]. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux φ_s . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

II.5.1.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant : [59]

$$C_{em} = k(\overline{\varphi}_s \wedge \overline{\varphi}_r) = k \|\overline{\varphi}_s\| \|\overline{\varphi}_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{II.17})$$

K : est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$k = \frac{3pM_{sr}}{2(\sigma l_s l_r)} \quad (\text{II.18})$$

$\overline{\varphi}_s$: est le vecteur de flux statorique.

$\overline{\varphi}_r$: est le vecteur de flux rotorique.

γ : est le déphasage entre les deux flux.

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \varphi_s = [\varphi_s, \theta_s] = \varphi_{s0} \cdot e^{j\theta_{s0}} \\ \varphi_r = [\varphi_r, \theta_r] = \varphi_{r0} \cdot e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Ou :

φ_{s0} et φ_{r0} Sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant

t = 0.

On remplace le flux statorique et le flux rotorique par leur expression dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence $\varphi_{sréf}$, on obtient :

$$C_{em} = k. \varphi_{sréf} \varphi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (II.20)$$

Avec :

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (II.21)$$

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

$$\varphi_s = \varphi_{sréf}. e^{j(\theta_{s0} + \theta_{r0})} \quad (II.22)$$

Ou :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s). dt \quad (II.23)$$

Est la variation de vitesse du vecteur statorique. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\varphi_r = (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r). e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (II.24)$$

Avec :

$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma \quad (II.25)$$

Ou si on considère que l'évolution du flux rotorique est très lente par rapport à celle du flux statorique, on peut dire qu'immédiatement après l'application du vecteur de tension active et sont encore nuls, et donc :

$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s). \Delta t \quad (II.26)$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur **Figure II.8**, on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application de deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.

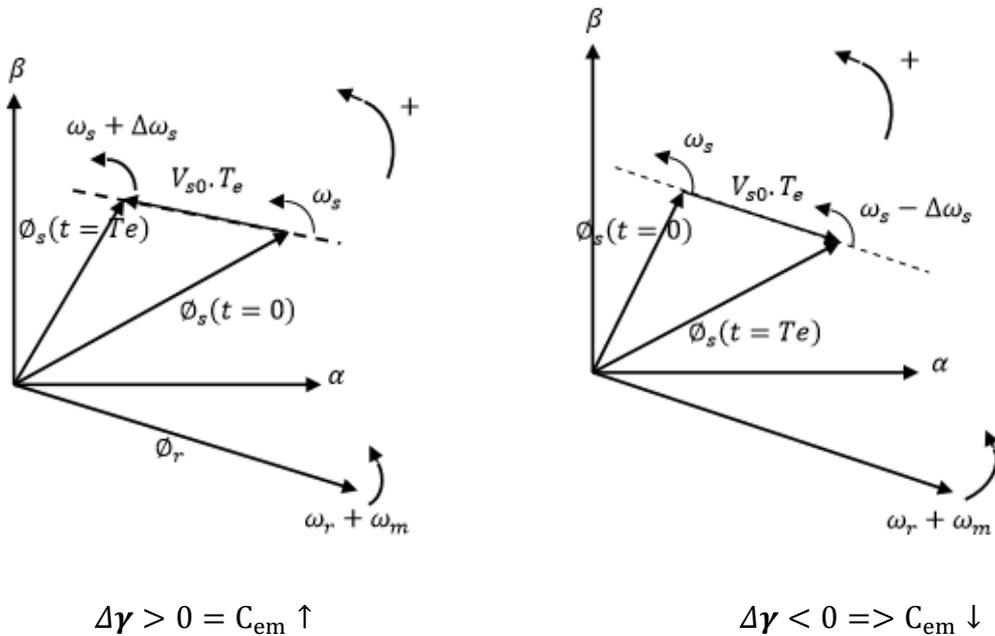


Figure II.8 : Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation

II.5.2 Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique :

II.5.2.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statoriques, l'expression du flux statorique s'écrit [60–61] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{\varphi_{s\alpha}} = \int_0^t (\overline{V_{s\alpha}} - R_s \overline{I_{s\alpha}}) dt \\ \overline{\varphi_{s\beta}} = \int_0^t (\overline{V_{s\beta}} - R_s \overline{I_{s\beta}}) dt \end{array} \right\} \quad (II.27)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) tel que :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (II.28)$$

où $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont estimés en utilisant l'équation ((II.27) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant et tension statorique : $I_{\alpha s}, I_{\beta s}, V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$.

Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ et I_{sc} [62, 63].

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs et de la tension continue de l'onduleur ou directement par la tension triphasée appliquée au moteur.

$$\bar{V} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.30})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [S_a - \frac{1}{2}(S_a + S_b)] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (S_a - S_b) \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$.

L'angle θ_s entre le référentiel statorique et le vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ est égal à [50] :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.32})$$

II.5.2.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation suivante [64, 65] :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.33})$$

II.6 Construction de la table de commutation et conception de l'algorithme de contrôle :

II.6.1 Table de commutation à six secteurs :

Pour maintenir une commande découplée, une paire de comparateurs à hystérésis reçoit les erreurs de flux et de couple du stator comme entrées.

Ensuite, les sorties des comparateurs déterminent la sélection appropriée du vecteur de tension [66 ; 67]. Cependant, le choix du vecteur de tension n'est dépend pas seulement de la

sortie des comparateurs d'hystérésis, mais aussi de la position du vecteur de flux statorique. Egalement. Ainsi, la trajectoire circulaire du vecteur de flux statorique sera divisée en six secteurs symétriques [68 ; 69].

Où :

Secteur 1 : $\frac{11\pi}{6} \leq \theta_s \leq \frac{\pi}{6}$, secteur 2 : $\frac{\pi}{6} \leq \theta_s < \frac{\pi}{2}$, ... secteur 6 : $\frac{3\pi}{2} \leq \theta_s < \frac{11\pi}{6}$

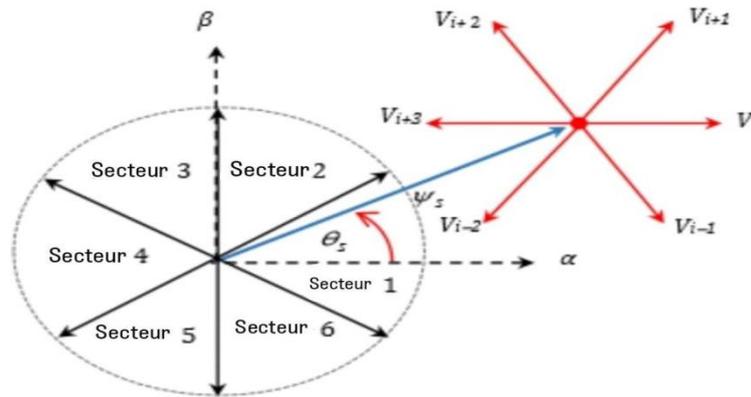


Figure II.9 : Sélection du vecteur tension lorsque le vecteur flux du stator est situé dans le secteur i.

Alors que le vecteur de flux du stator est situé dans le secteur i, nous avons [69] :

Si V_{i+1} est sélectionné, φ_s augmente et C_e augmente.

Si V_{i-1} est sélectionné, φ_s augmente et C_e diminue.

Si V_{i-2} est sélectionné, φ_s diminue et C_e diminue.

Pour chaque secteur, les vecteurs (V_i et V_{i+3}) ne sont pas considérés car ils peuvent tous deux augmenter ou diminuer le couple dans le même secteur selon la position du vecteur de flux sur le premier ou le second secteur [70]. Si les vecteurs nuls V_0 et V_7 sont sélectionnés, le flux du stator s'arrêtera de bouger et sa magnitude ne changera pas, le couple électromagnétique diminuera, mais pas autant que lorsque les vecteurs de tension active sont sélectionnés [71].

Error	Sectors	I	II	III	IV	V	VI
$cflx = 1$	$ctrq = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$ctrq = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$ctrq = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$cflx = 0$	$ctrq = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$ctrq = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$ctrq = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau II.1 : Table de consultation pour le contrôle de couple direct de base

II.6.2 Régulation de vitesse dans la stratégie DTC :

Le contrôleur de vitesse utilisé est un PI anti-windup pour la génération du couple de référence et pour améliorer la performance du contrôle de vitesse en annulant le phénomène de windup de l'intégrateur qui est causé par la saturation [72].

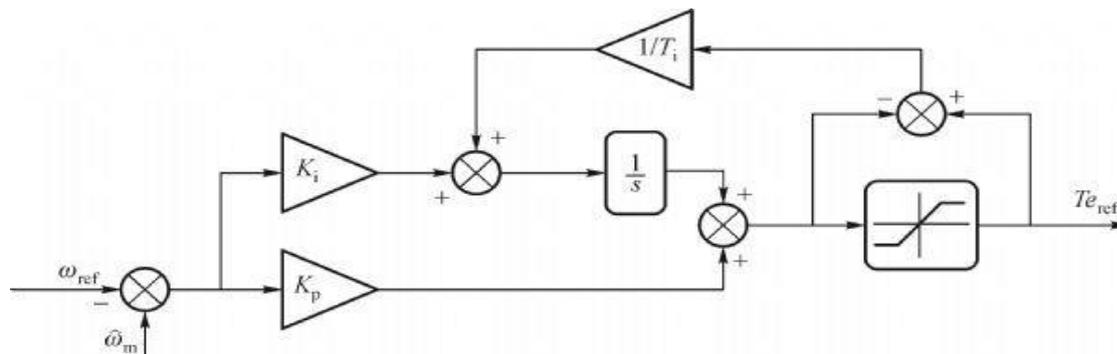


Figure II.10 : Contrôleur PI anti-déroulement de vitesse

Pour surmonter ce phénomène, la stratégie est basée sur la différence entre le signal de commande et la limite de saturation pour corriger l'action intégrale (Figure II.10).

La valeur de la différence sera multipliée par le gain (constante de temps de suivi T_i) avant de devenir une rétroaction pour l'intégrateur.

II.6.3 Schéma global de la commande directe de couple de base :

La Figure II.11 donne le schéma Simulink général du contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension.

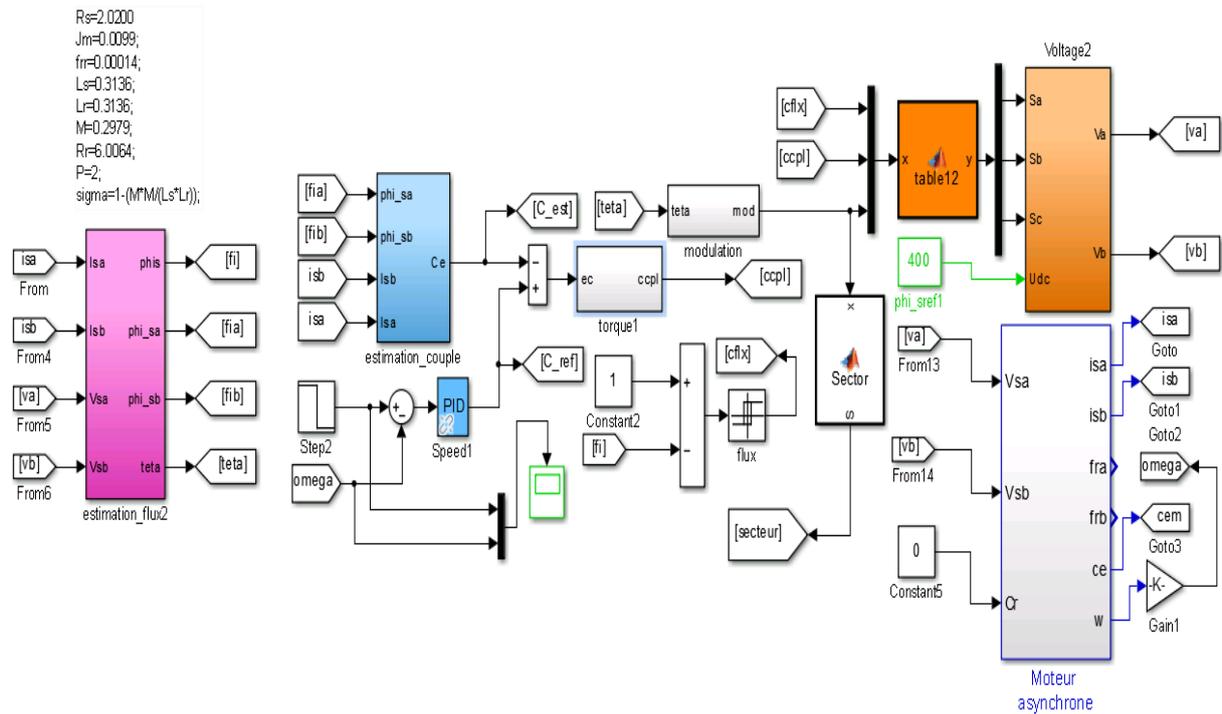


Figure II.11 : Schéma bloc Simulink de la DTC.

Le programme de simulation développé pour la commande DTC est établi sous l'environnement MATLAB/Simulink. Cette simulation nous a permis de reproduire fidèlement le comportement des diverses grandeurs électriques et mécaniques du moteur asynchrone.

Le tableau II.2 comporte les grandeurs nominales et les paramètres physiques de la machine asynchrone utilisés en simulation.

Tableau II.2 : Paramètres nominaux de la MAS utilisés en simulation.

Vitesse nominale	1000 tr/min
Nombre de paires de pôles	2
Résistance statorique (R_s)	2.0200 Ω
Résistance rotorique (R_r)	6.0064 Ω
Inductance statorique (L_s)	0.3136 H
Inductance rotorique (L_r)	0.3136 H
Inductance mutuelle (M)	0.2979 H
Moment d'inertie (J)	0.0099kg.m ²

II.7 Résultats de simulation et interprétations de la commande DTC classique :

II.7.1 Résultats des simulations :

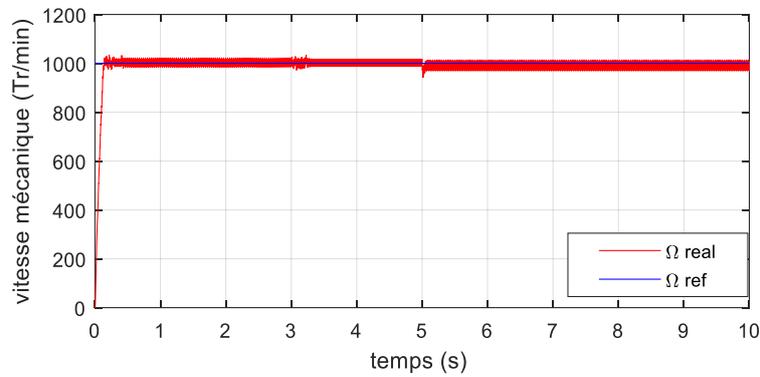


Figure II.12.1 : Vitesse de rotation avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique

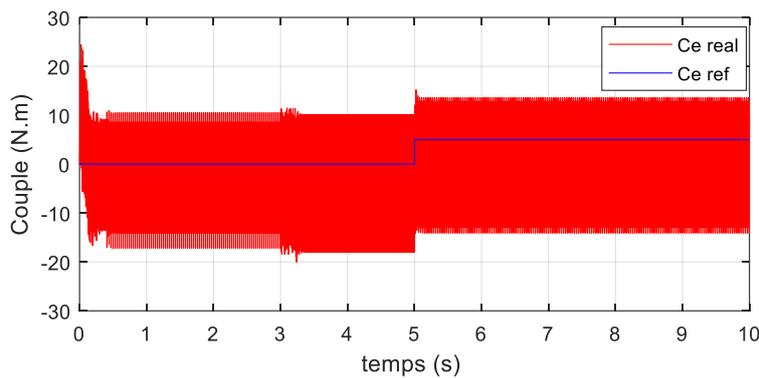


Figure II.12.2 : Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

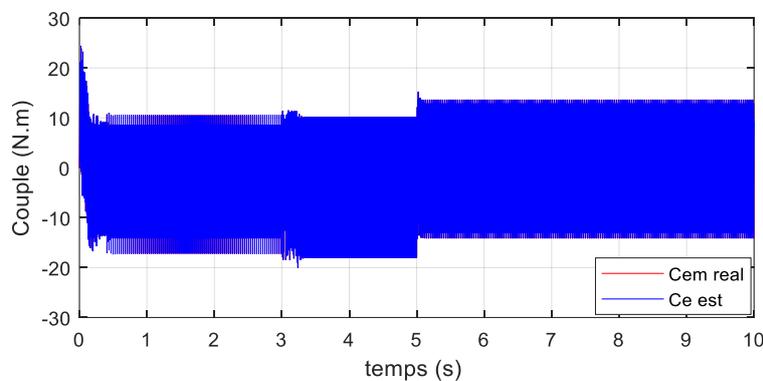


Figure II.12.3 : Couple électromagnétique et estimée pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

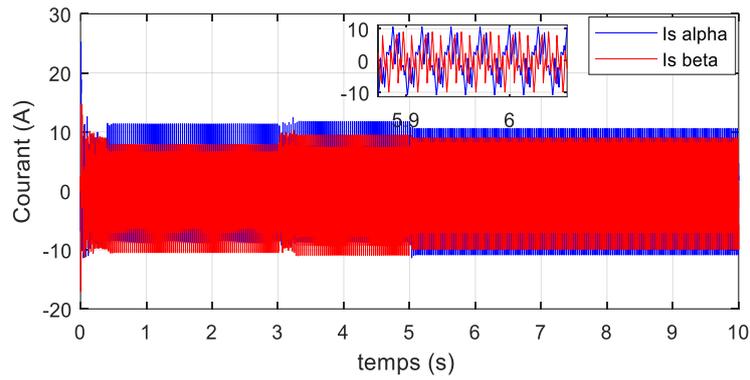


Figure II.12.4 : Courant statorique pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

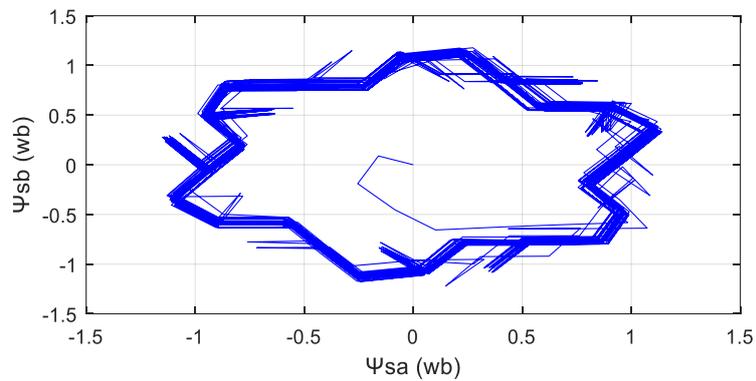


Figure II.12.5 : Trajectoire du flux statorique pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC classique.

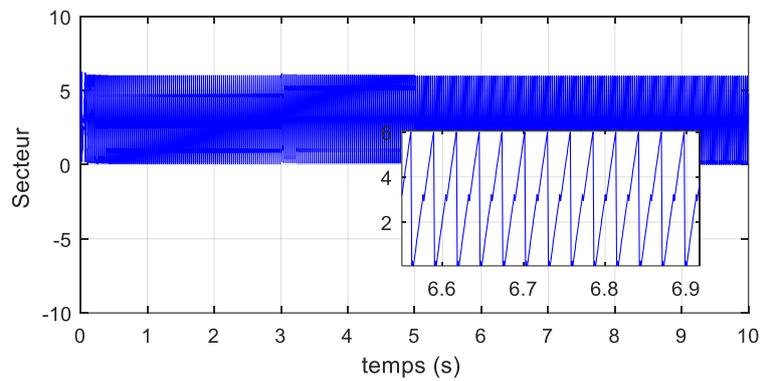


Figure II.12.6 : Evolution du secteur de flux statorique avec zoom en fonction du temps.

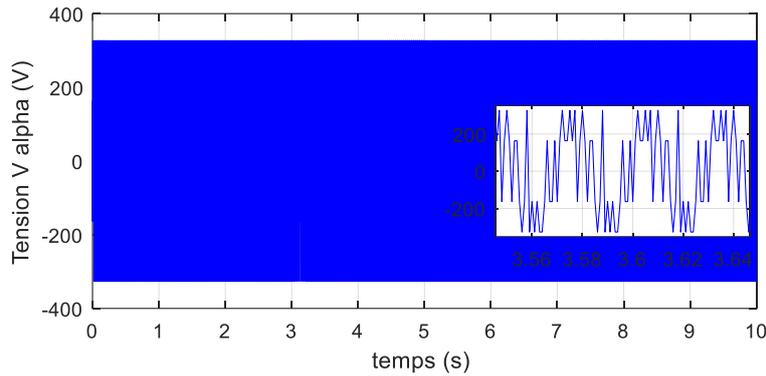


Figure II.12.7 : Tensions statoriques Vs alpha.

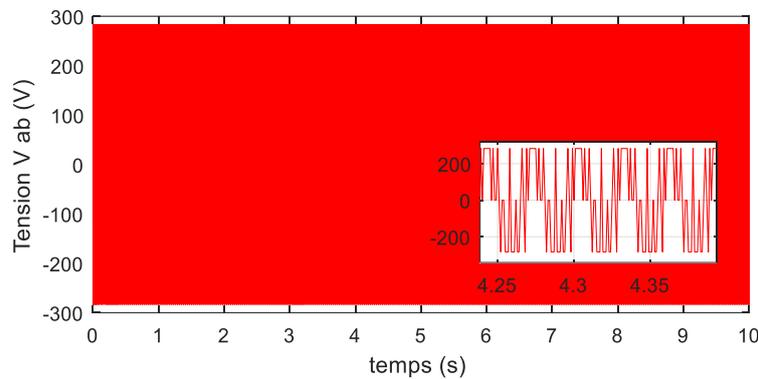


Figure II.12.8 : Tensions statoriques Vab.

II.7.2 Interprétation :

Pour la figure II.12.1, on remarque que la réponse de la vitesse de rotation du moteur asynchrone présente une bonne performance. En plus, la DTC est moins sensible au couple de charge appliqué à l'instant $t=5$ sec, ce qui est traduit par le rejet rapide de la perturbation imposée. D'autre part le couple électromagnétique qui est illustré dans les figure (II.12.2, II.12.3), Nous n'avons pas ici d'erreur d'estimation, les deux observateurs montrent une estimation précise et une bonne forme d'onde pour le couple électromagnétique.

La Figure II.12.4 montre que le courant statorique répond bien aux variations imposées par la charge et qu'il présente des allures sinusoïdales bruitées. Concernant la trajectoire du flux statorique dans le plan fixe est sous la forme d'une couronne circulaire dans la figure II.12.5. Les six secteurs et les deux tensions statoriques alpha et beta sont représentés respectivement par les figures (II.12.6, II.12.7 et II.12.8).

II.8 Conclusion :

Ce chapitre présente une étude générale sur le contrôle de couple direct de base de l'entraînement par moteur à induction. La modélisation mathématique de l'onduleur de tension, les modalités de contrôles et d'estimations du flux statorique et du couple électromagnétique, l'élaboration de la table de commutation.

Les résultats de simulation obtenus confirment que cette stratégie peut piloter aisément le moteur asynchrone. Néanmoins, la DTC classique présente des inconvénients comme la présence d'ondulations au niveau du couple et du flux d'une part et la variation de la fréquence de commutation de l'onduleur d'autre part. Pour y remédier à ces problèmes, la commande DTC-SVM intervient comme solution efficace. Cette technique caractérisée par une fréquence de commutation constante, sera étudiée dans le prochain chapitre.

III.1 Introduction :

À partir des années 80, la commande par mode de glissement a été considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis les plus intéressantes.

L'avantage que procure une telle commande, qui la rend aussi importante, est sa robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle.

La commande par mode glissant a largement prouvé son efficacité à travers plusieurs études théoriques, ses principaux domaines d'application sont la robotique et la commande des moteurs électriques [73]

III.2 Commande directe de couple à fréquence de découpage constante utilisant un SVM :

La commande directe de couple conventionnelle présente plusieurs inconvénients, parmi lesquels la fréquence de commutation variable et le niveau élevé d'ondulations. Par conséquent, elles conduisent à des harmoniques de courant élevées et à un bruit acoustique et elles dégradent les performances de la commande, en particulier à des valeurs de vitesse faibles. Les ondulations sont affectées proportionnellement par la largeur de la bande d'hystérésis. Cependant, même en choisissant une largeur de bande réduite, les ondulations restent importantes en raison de la nature discrète des régulateurs à hystérésis. De plus, les très petites valeurs des bandes passantes augmentent la fréquence de commutation des onduleurs. Afin de surmonter ces inconvénients, la plupart des études présentées dans la littérature ont été orientées vers la modification de la méthode conventionnelle DTC par l'introduction d'un modulateur vectoriel [74, 75]. La technique du PWM vectoriel (SVM) est utilisée pour appliquer un vecteur de tension avec une fréquence de commutation fixe. Le système de contrôle consiste à remplacer la table de commutation et les comparateurs d'hystérésis par des contrôleurs proportionnels et intégrateurs (PI) pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique, [76, 77, 78, 79, 80, 81]. Les principaux inconvénients du DTC-SVM utilisant des contrôleurs PI sont la sensibilité des performances aux variations des paramètres du système et le rejet inadéquat des perturbations externes et des changements de charge [82, 83]. Pour faire face à cet inconvénient, il est suggéré de remplacer les régulateurs conventionnels utilisés pour le contrôle de la vitesse, du flux, et du

couple électromagnétique par des contrôleurs intelligents par PI adaptatif et logique floue pour rendre le contrôle plus robuste contre les perturbations des paramètres de la machine.

III.2.1 Algorithme de modulation par vecteur spatial

Cette technique est très demandée dans le domaine de la régulation dans la mesure où les tensions de référence sont données par un vecteur de commande global approché sur une période de modulation T_z

Le principe du SVM est la prédiction du vecteur tension de l'onduleur par la projection du vecteur de référence V_s^* entre des vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutation non nuls. Pour les onduleurs à deux niveaux, le diagramme des vecteurs de commutation forme un hexagone divisé en six secteurs, chacun étant dilaté de 60° comme le montre **la figure III.1**.

Le temps d'application de chaque vecteur peut être obtenu par des calculs vectoriels, et le reste de la période de temps sera consacré à l'application du vecteur nul.

Lorsque la tension de référence est dans le secteur 1 (**Figure III.2**), elle peut être synthétisée en utilisant les vecteurs V_1, V_2 et V_0 (vecteur nul).

La détermination des temps T_1 et T_2 correspondant aux vecteurs tensions est obtenue par de simples projections (**Figure III.3**). [49]

$$T_1 = \frac{\sqrt{6} V_{s\alpha} - \sqrt{2} \cdot V_{s\beta}}{2V_{dc}} T \quad (III.1)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{2} V_{s\beta}}{V_{dc}} T \quad (III.2)$$

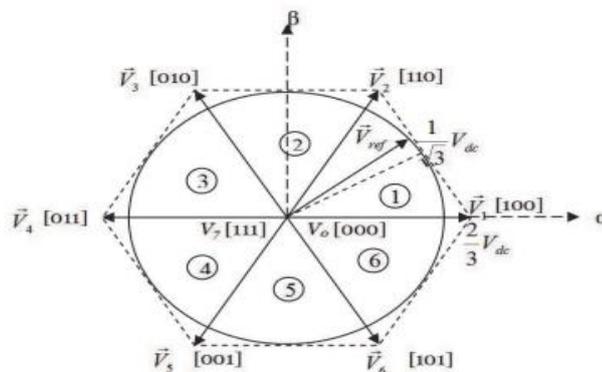


Figure III.1 : Diagramme de l'espace vectoriel de tension.

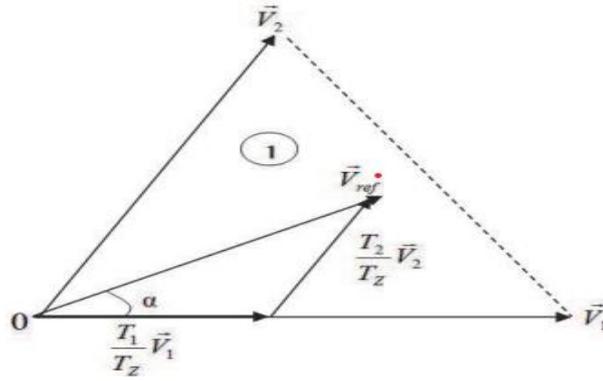


Figure III.2 : Vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur 1.

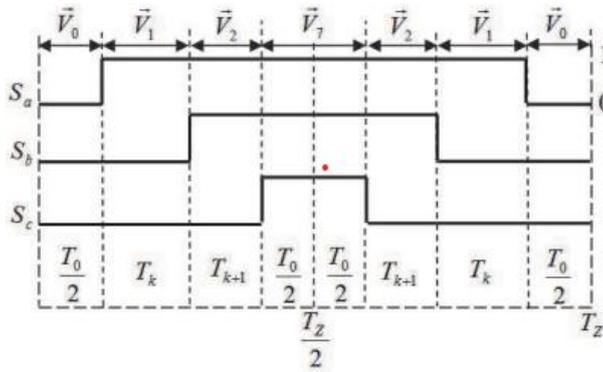


Figure III.3 : Temps de commutation du secteur

III.2.2 Stratégie SVM-DTC orientée flux statorique (SFO) :

Modèle IM situé dans le champ du stator : Cette méthodologie utilise le modèle dynamique de la machine d'acceptation dans le schéma de référence synchrone (d,q).

Le modèle des tensions peut être communiqué dans les équations (III.3) et (III.4) comme suit :

$$\left. \begin{aligned} V_{sd} &= R_{si} s_d + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} &= R_{si} s_q + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd} \end{aligned} \right\} \quad (III.3)$$

$$\left. \begin{aligned} 0 &= V_{rd} = R_{rir} d + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 &= V_{rq} = R_{rir} q + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \end{aligned} \right\} \quad (III.4)$$

Schéma de commande SFOC : La technique d'introduction du champ statorique dépend de l'arrangement du vecteur de mouvement avec le pivot d immédiat et du maintien des parties quadratiques du mouvement statorique équivalentes à zéro.

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \quad ; \quad \varphi_{sq} = 0 \quad (III.5)$$

Il est généralement admis que le pivot d est le moyeu de charge et que le moyeu q est le moyeu de couple [84]. Les tensions qui conditionnent le bord in synchrone peuvent être communiquées comme suit :

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (III.6)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \varphi_s \quad (III.7)$$

Le couple électromagnétique est :

$$C_{em} = P \varphi_s i_{sq} \quad (III.8)$$

Ce calcul réalise le contrôle de la transition du stator et de l'arrêt du couple et utilise le SVM pour délivrer les signaux d'ordre de l'onduleur. Généralement, deux contrôleurs PI obtiennent les erreurs de transition et de couple afin de délivrer les segments de tension (d, q) (Vsd, Vsq) dans un schéma de référence synchrone [85].

Les tensions de référence seront ajustées par l'unité SVM pour produire les états de charge de l'onduleur dans le sillage de leur changement à la popularité stationnaire (α , β). La récurrence d'échange de l'ajustement du vecteur spatial est stable, ce qui permet de diminuer fondamentalement les houles de couple et de transition de peuvent être fondamentalement diminuées [84].

III.3 Simulation :

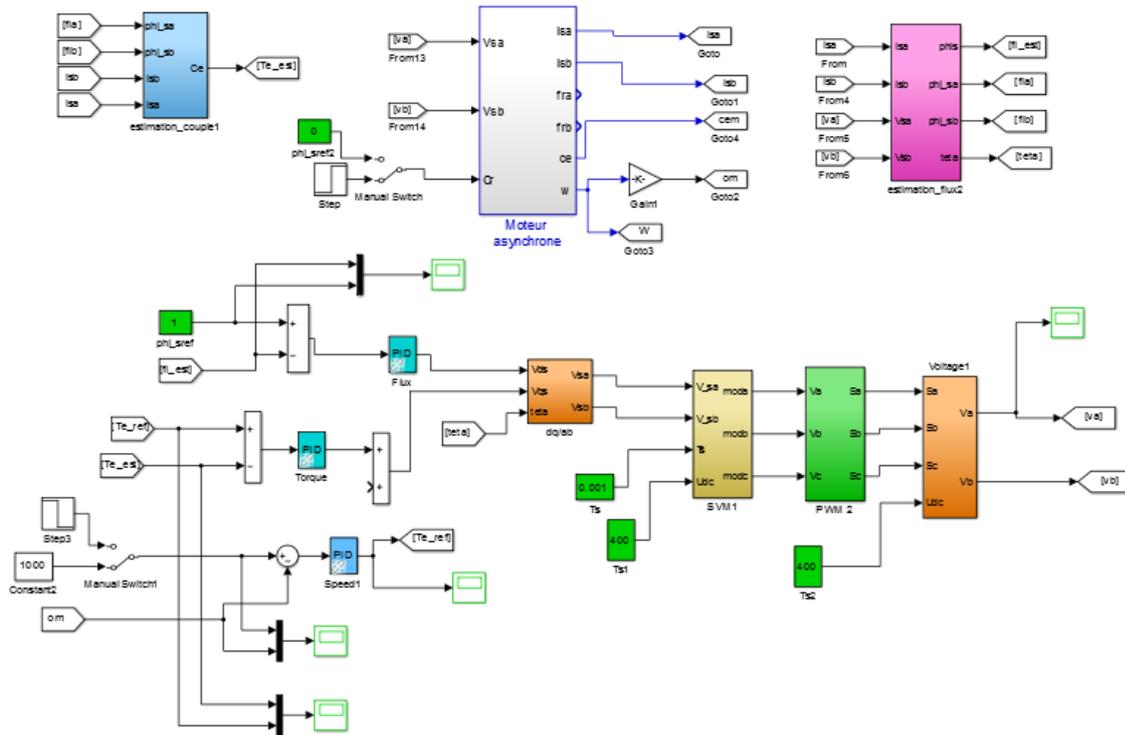


Figure III.4 : Schéma bloc sous Simulink de la commande directe du couple par l’algorithme de la MLI vectorielle (SVM) basée sur les régulateurs PI.

III.3.1 Résultat de Simulation de la commande DTC-SVM-PI de MAS :

Ces résultats sont issus de la simulation de la commande DTC appliquée à la MSA avec présence d’une boucle de réglage de la vitesse en utilisant un régulateur PI.

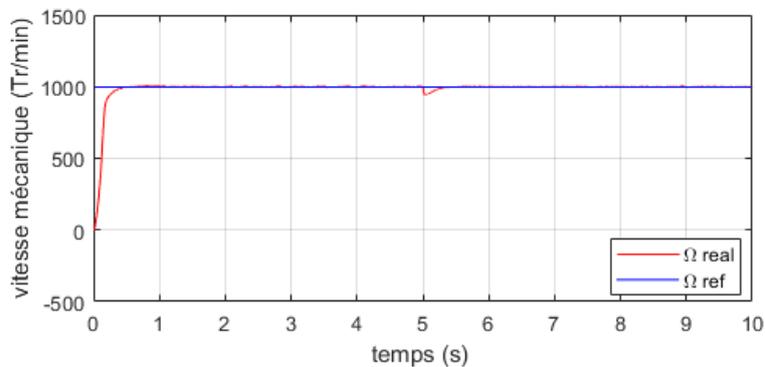


Figure III.5.1 : Vitesse de rotation real avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.

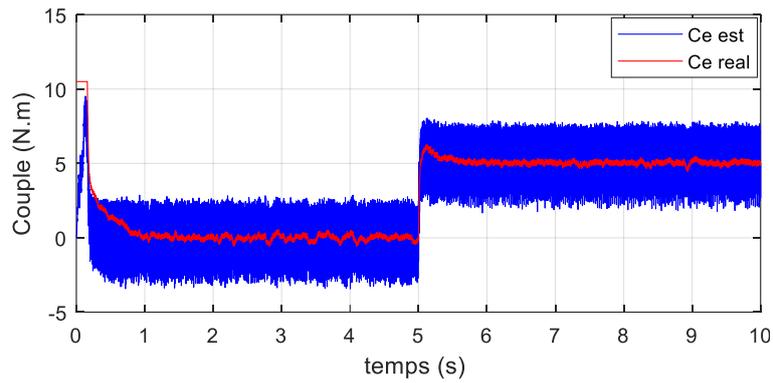


Figure III.5.2 : Couple électromagnétique avec sa estimée pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.

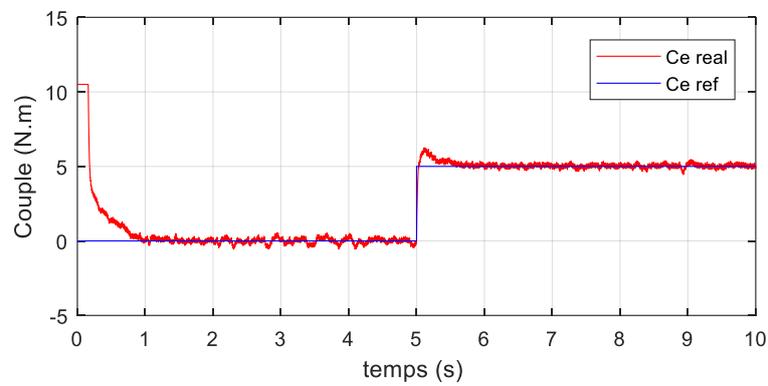


Figure III.5.3 : Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.

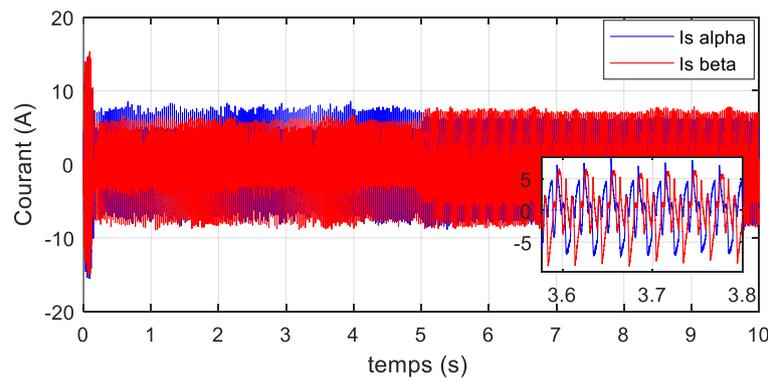


Figure III.5.4 : Courant statorique pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.

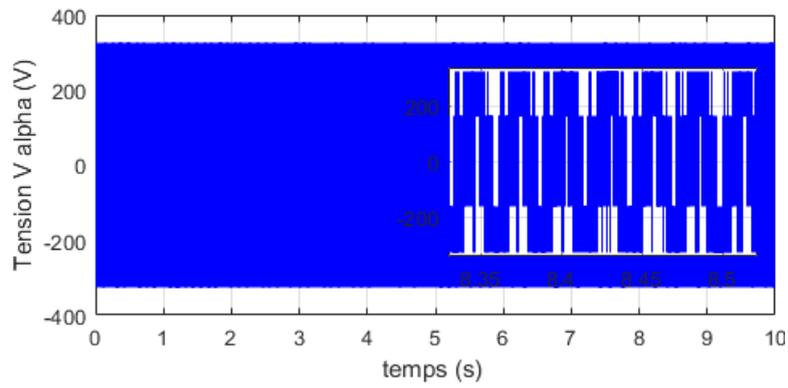


Figure III.5.5 : La Courbe du Tension V alpha en fonction du temps

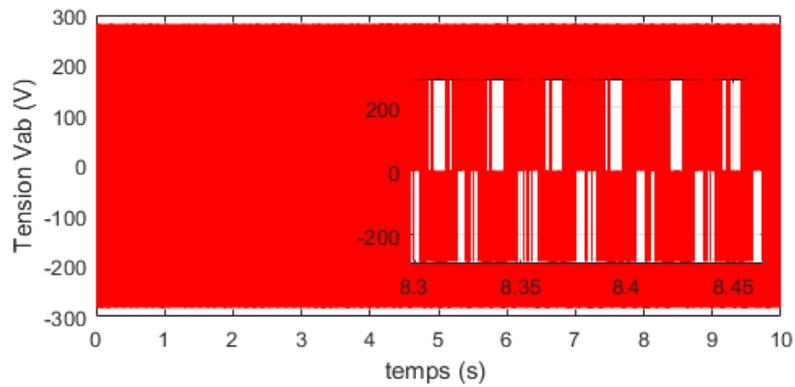


Figure III.5.6 : La Courbe du Tension Vab en fonction du temps

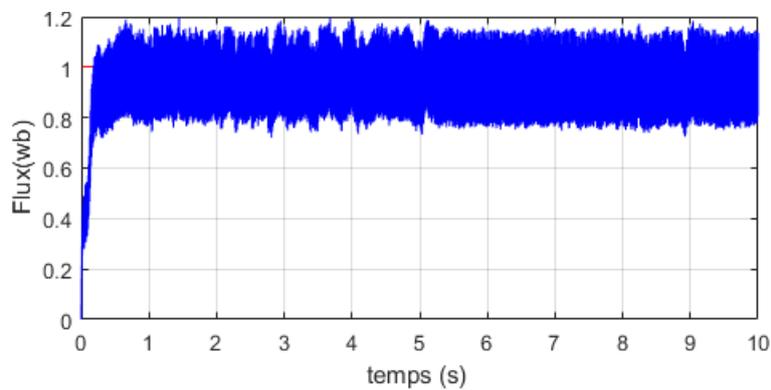


Figure III.5.7 : Module du flux statorique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.

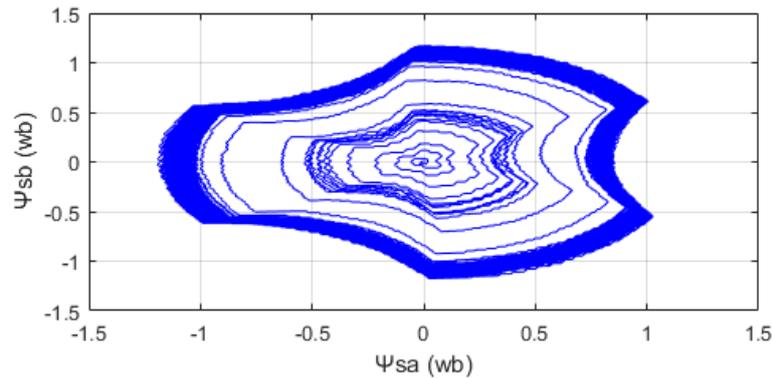


Figure III.5.8 : Trajectoire du flux statorique dans le plan fixe (α , β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-PI.

III.3.2 Interprétation des résultats

Pour montrer l'efficacité et la performance de la méthode proposée (DTC-SVM-PI), on a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (4), pour $\Omega_{ref} = 1000\text{rd/s}$.

La réponse en vitesse présente dans **la figure III.5.1** ne subit aucun dépassement et ceci grâce à l'utilisation du régulateur de vitesse, choisi est de type PI.

On constate d'après les résultats de simulation des **figures III.5.2, III.5.3**, que le couple électromagnétique présente au début un pic et suit le couple de référence afin de ramener la machine à son régime défini au préalable par la consigne. L'application de la charge à l'instant 5s engendre une perturbation des allures de la vitesse et du couple estimé.

Concernant **la figure III.5.4** il est clairement visible que le courant statorique de la phase (a) et (b) est présenté par une forme d'onde sinusoïdale.

Les figures (III.5.5 et III.5.6) : les tensions ont des formes rectangulaires.

Pour **la figure III.5.7**, le module du flux statorique suit sa référence sans dépassement et il ne montre aucune sensibilité à l'application du couple de charge. Pour sa trajectoire, elle est parfaitement circulaire comme le montre **la figure III.5.8**.

III.4 Stratégies de contrôle non linéaire basé sur SMC :

Un phénomène est dit non linéaire lorsque ses grandeurs caractéristiques reliées entre elles ne varient par proportionnellement l'une par rapport à l'autre. Son comportement peut alors être décrit par une expression, un modèle ou des équations faisant intervenir les variables autrement qu'au premier degré.

La représentation générale d'un système non linéaire est de forme (III.9) :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Où y est la sortie du système, x est le vecteur d'état et u est le vecteur de commande. $f(x)$, $g(x)$ et $h(x)$ sont des fonctions non linéaires du vecteur d'état décrivant le système [86].

III.5 Commande à mode glissant :

La commande en mode glissant est une classe de la commande à structure variable. Elle est robuste et efficace pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement. Le but est de ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire évoluer dessus (régime glissant) avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées. Ainsi, la conception d'un contrôleur à mode glissant passe par deux étapes :

Synthétiser une surface $S(x) = 0$ de telle façon que toutes les trajectoires obéissent à un comportement bien choisit :

Déterminer une loi de commande qui attire toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et aussi les maintenir sur cette surface. [87]

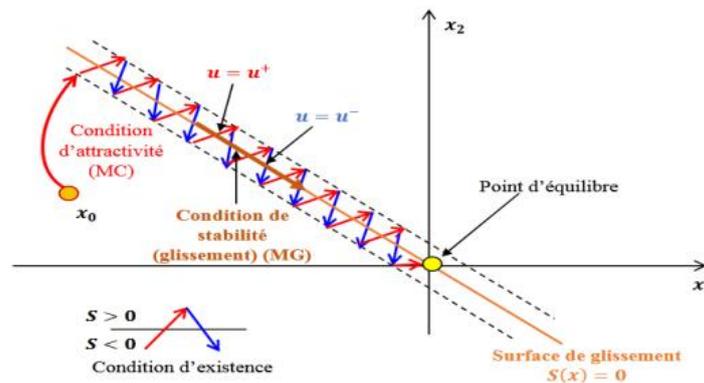


Figure III.6 : principe de la commande par mode glissant.

III.5.1 Choix de la surface glissante :

On considère le modèle d'état suivant :

$$\dot{x} = [A][x] + [B][U] \quad (\text{III.10})$$

Où $[x] \in R^n$ est le vecteur d'état, $[U] \in R^n$ le vecteur de commande, avec $n > m$.

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$ [88].

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x^* , il faut choisir une surface de glissement. Elle est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface. Nous trouvons dans la littérature différentes formes de surface de glissement, et chaque surface présente de meilleures performances pour une application donnée.

Dans ce travail, nous nous intéressons à une surface non linéaire [89].

$$S(x) = \left(\frac{d}{a} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$e(x) = x^* - x$: Écart de la variable à réguler ;

r : est un degré relatif qui représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande :

λ : gain positif.

L'objectif de la commande est de garder la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $(x)=0$.

III.5.2 Conditions d'existence du mode glissant :

Le deuxième aspect important, après la conception de la surface de commutation, est d'assurer l'existence du mode de glissement. Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé. La deuxième méthode de Lyapunov nous fournit un milieu naturel pour l'analyse.

Spécifiquement, la stabilité de la surface de commutation exige le choix d'une fonction scalaire généralisée de Lyapunov $V(x,t)$ définie positive. C'est la première condition de convergence qui permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. La fonction de Lyapunov est définie comme suit [90, 91] :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.12})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

Ceci est vérifié si :

$$S(\dot{x}) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.13})$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence, est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Tant que l'équation. III.13 est vérifiée, la dynamique du système sur $S(x)$, ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(x, t)$. Elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande.

D'autre part, il existe le mode de glissement lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{\max} et U_{\min} . Alors, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par : grandeur de commande équivalente " U_{eq} ", d'où la condition d'existence de mode glissant [92] :

$$U_{\min} \leq U_{eq} \leq U_{\max} \quad (\text{III.14})$$

III.5.3 Conception de la commande :

La conception de la commande par mode de glissement s'effectue généralement en deux étapes. Premièrement par le choix de la surface de commutation $S(x)$, fixant la dynamique de glissement, et ensuite par la recherche d'une commande discontinue $u(x)$ rendant cette surface attractive et assurant ainsi l'apparition du mode glissant [93]. La commande par régime glissant u est composée de deux termes u_{eq} et u_{glis} :

$$u = u_{eq} + u_{glis} \quad (\text{III.15})$$

u_{eq} : Représente un terme continu (basse fréquence) appelé commande équivalente, correspondant au régime glissant idéal pour lequel non seulement le point de fonctionnement reste sur la surface mais aussi la dérivée de la fonction de surface reste nulle.

u_{glis} : Un terme de commutation constitué de la fonction « sign » de la surface de glissement S , multipliée par une constante. Il impose au point de fonctionnement de rester au voisinage de la surface S .

On applique cette commande à une classe des systèmes non linéaires affins en la commande de la forme :

$$\dot{x}=f(t,x)+g(t,x).u \tag{III.16}$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des variables d'état, $f(t, X) = f_1(t, X), f_2(t, X), \dots, f_n(t, X)$ le champ de vecteur généralement non linéaire et non exactement connu, $g(t, X)$ est une fonction de commande de dimension $(n \times m)$ non exactement connue.

L'existence du régime glissant nous conduit à établir pour tout $t \geq t_c$:

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial X} [f(t, X) + g(t, X)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial X} = 0 \tag{III.17}$$

Où u_{eq} est la commande équivalente donnée par :

$$u_{eq} = \left(\frac{\partial S}{\partial X}\right)^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial X} f(t, X) + \frac{\partial S}{\partial X}\right) \tag{III.18}$$

La commande équivalente est bien définie si et seulement si $\frac{\partial S}{\partial X} g(t, X) \neq 0$ [94].

C'est la condition de transversalité qui constitue une condition nécessaire pour l'existence d'un régime glissant. Elle signifie que le champ de vecteur $g(t, X)$ ne doit pas être tangent à la surface S . Plus souvent, la loi de commande par mode glissant à adopter est obtenue par l'ajout d'un terme u_{glis} discontinu, rapide en haute fréquence assurant la convergence vers la surface de glissement [95].

$$u(X) = u_{eq}(X) - \lambda_n \left[\frac{\partial S}{\partial X} g(t, X)\right]^{-1} sign(S) \tag{III.19}$$

Où λ_n est une constante positive.

III.6 Commande de torsion :

Cet algorithme a été le premier contrôleur d'ordre supérieur à être défini. La commutation et la convergence en temps fini vers l'origine du plan de phase (S, \dot{S}) est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude de la commande entre deux valeurs constantes V_M, V_m . La convergence de cet algorithme est représentée par **la figure III.3** suivante [96] :

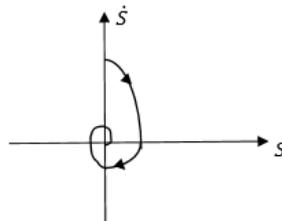


Figure III.7 : Convergence de l'algorithme du torsion

La loi de commande est donnée par :

$$\dot{u} = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > 1 \\ -v_m \text{sign}(s) & \text{si } ss \leq 0, |u| \leq 1 \\ -v_M \text{sign}(s) & \text{si } ss > 0, |u| \leq 1 \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Où V_M et V_m vérifient les conditions suivantes :

$$V_M > V_m$$

$$V_m > \frac{4\Gamma_M}{S_0} \quad (\text{III.21})$$

$$V_m > \frac{\varphi}{\Gamma_m}$$

$$\Gamma_m V_m - \varphi > \Gamma_M V_m + \varphi$$

III.6.1 Application de la commande par mode glissant du premier ordre au contrôle direct du couple :

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination de la surface et du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse. [97]

- Surface de glissement de vitesse :

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{III.22})$$

La dérivée de l'expression précédente sera :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{III.23})$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_r \Omega}{J} \quad (\text{III.24})$$

Selon la théorie de mode glissant On peut écrire :

$$C_{em} = (C_{em-eq} + C_{em-n})$$

En introduisant (III.24) dans (III.23), on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} (C_{em-eq} + C_{em-n} - C_r - f_r \Omega) \quad (\text{III.25})$$

Avec le contrôle équivalent

$$C_{em-eq} = f_r \Omega + C_r \quad (\text{III.26})$$

Et la partie discontinue

$$C_{em-n} = K_{\omega r} \text{sign}(S) \quad (\text{III.27})$$

III.6.2 Conception du contrôleur de vitesse SM du premier ordre :

La surface de glissement de la vitesse du rotor est définie par [19] :

$$\begin{cases} S_{\omega} = \omega_r^* - \omega_r \\ \dot{S}_{\omega r} = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \end{cases} \quad (\text{III.28})$$

L'équation mécanique du moteur à induction est la suivante :

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J} (C_{em} - C_{ch}) - \frac{f}{J} \omega_r \quad (\text{III.29})$$

En substituant l'équation (III.29) à l'équation de la dérivée de la surface de la vitesse, elle sera comme suit :

$$\dot{S}_{\omega} = \dot{\omega}_r^* - \frac{1}{J} (C_{em} - C_{ch} - f\omega_r) \quad (\text{III.30})$$

En se basant sur la théorie du mode glissant, on peut écrire :

$$C_{em} = C_{eeq} + C_{en} \quad (\text{III.31})$$

La partie équivalente de la commande est définie pendant l'état de mode glissant $\dot{S}_{\omega}=0$ équivalente est :

$$C_{eeq} = f \omega_r + C_{ch} \quad (\text{III.32})$$

La partie discontinue est définie comme suit :

$$C_{em} = K_{\omega r} \text{sing}(S_{\omega r}) \quad (\text{III.33})$$

$K_{\omega r}$ est un gain positif.

III.7 Résultats de la simulation de DTC-SVM-SMC :

Ces résultats sont issus de la simulation de la commande DTC-SVM appliquée à la MAS avec présence d'une boucle de réglage de la vitesse en utilisant le mode glissant.

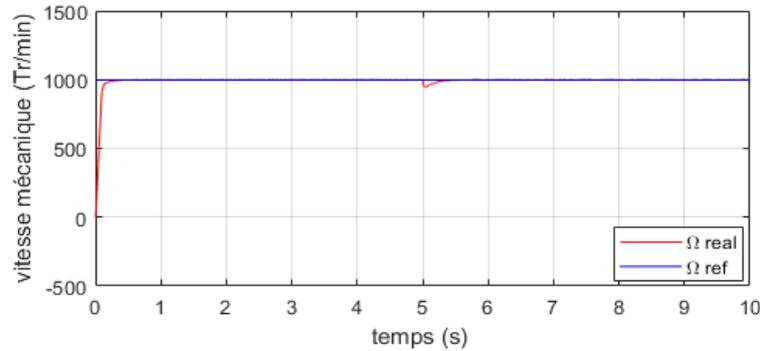


Figure III.8.1 : Vitesse de rotation avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM.-SMC.

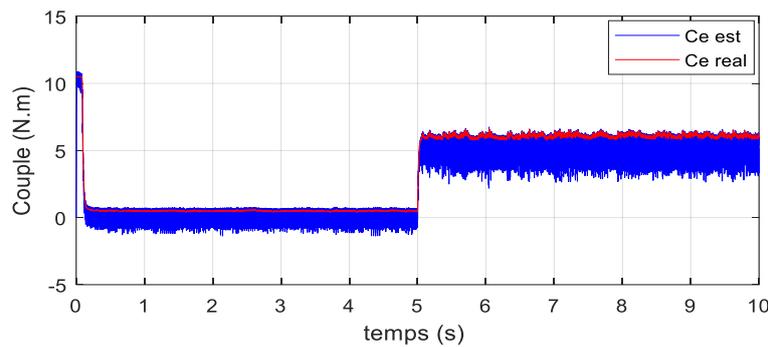


Figure III.8.2 : Couple électromagnétique avec sa estimée pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC.

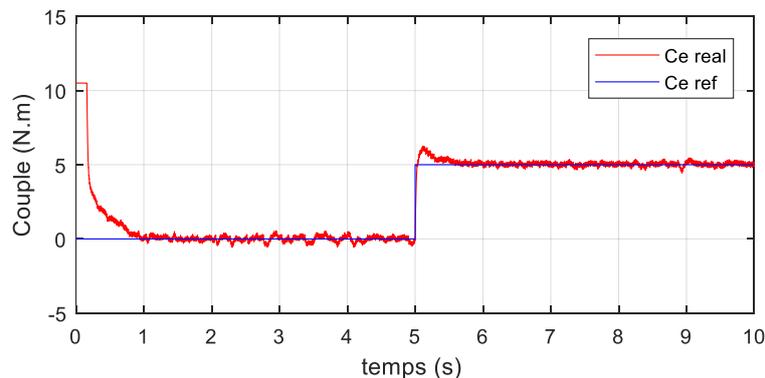


Figure III.8.3: Couple électromagnétique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC.

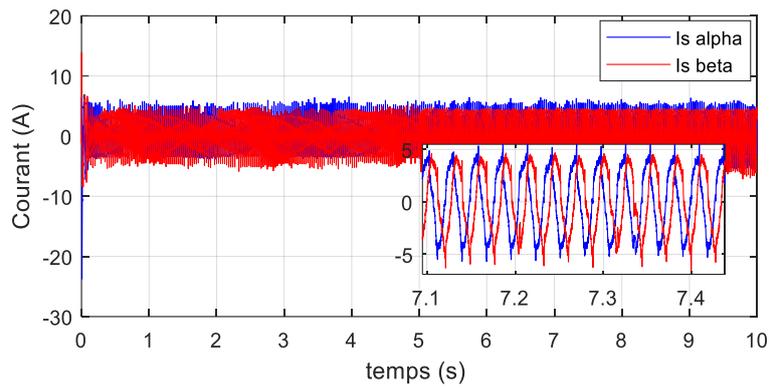


Figure III.8.4 : Courant statorique -phase (a) et (b)- pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC

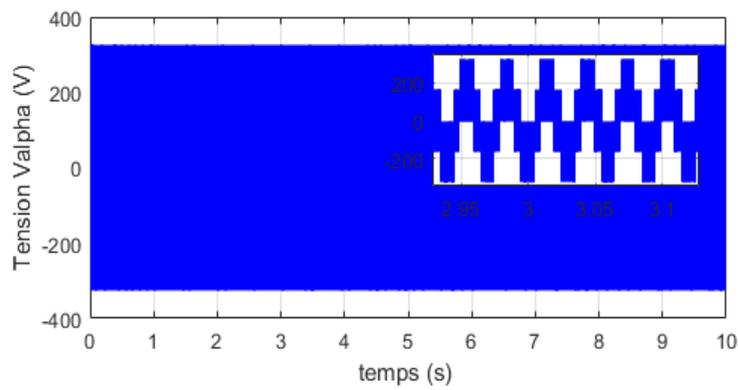


Figure III.8.5 : La Courbe du Tension V alpha en fonction du temps

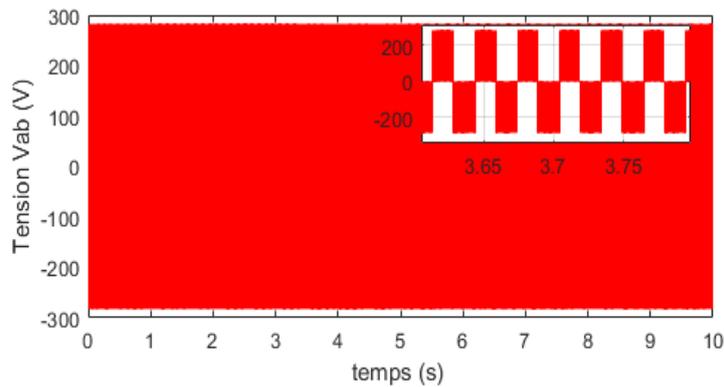


Figure III.8.6 : La Courbe du Tension Vab en fonction du temps

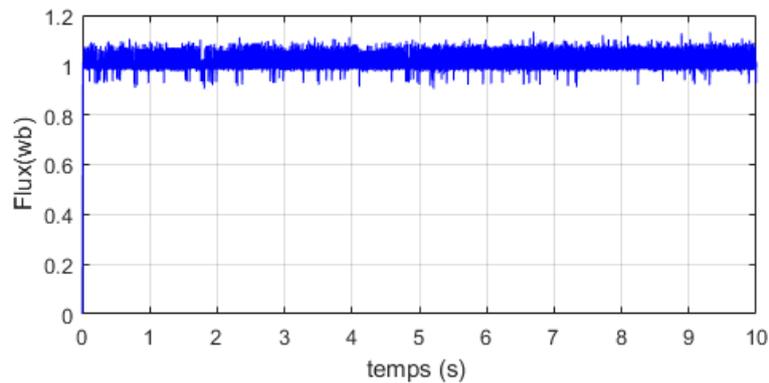


Figure III.8.7 : Module du flux statorique avec sa référence pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC

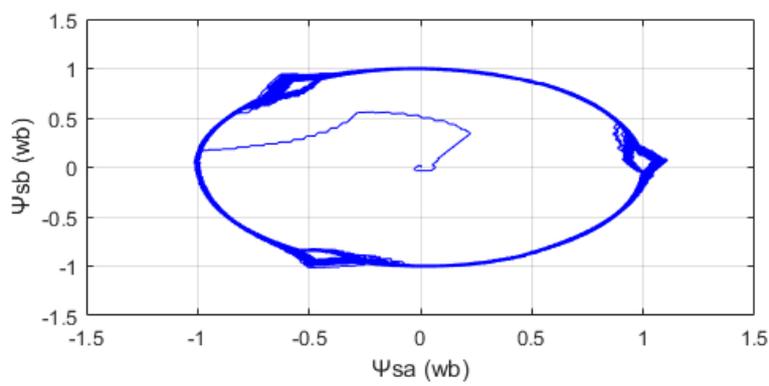


Figure III.8.8 : Trajectoire du flux statorique dans le plan fixe (α , β) pour le moteur asynchrone contrôlé par la DTC-SVM-SMC.

III.7.1. Interprétation des résultats de simulation :

On commence par **Figure III.8.1**, la vitesse de rotation présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

L'analyse de la courbe du couple **Figure III.8.2**, montre qu'il suit parfaitement la valeur de sa consigne, il atteint une valeur maximale puis il s'annule pendant une durée très courte du régime transitoire. Enfin, il se stabilise à la valeur de couple résistant.

Pour la **Figure III.8.4** : l'allure de courant i_{sa} et i_{sb} , montre une bonne forme d'onde sinusoïdale.

Les Figures (III.8.5 et III.8.6) : La forme des tensions obtenues est représentée sous la forme rectangulaire.

La Figure III.8.7 : On remarque que le flux a une bonne réponse dynamique et statique avec un régime Transitoire un peu plus rapide que celui de la DTC-SVM-PI, et il suit

convenablement ça Référence, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire
Comme représenté sur La Figure III.8.8

III.8 Comparaison des Résultats :

Les figures suivantes illustrent l'analyse comparative du DTC-SVM-PI et DTC-SVM-SMC.
Les figures sont spécifiées :

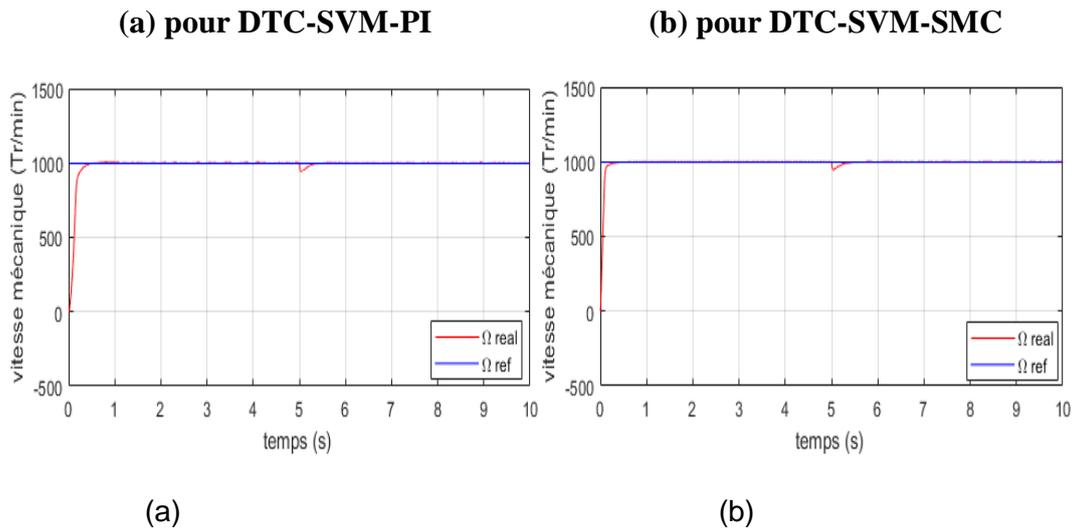


Figure III.9.1 : Démarrage et états stables de la réponse à la vitesse suivis de l'application de la charge à t=5s.

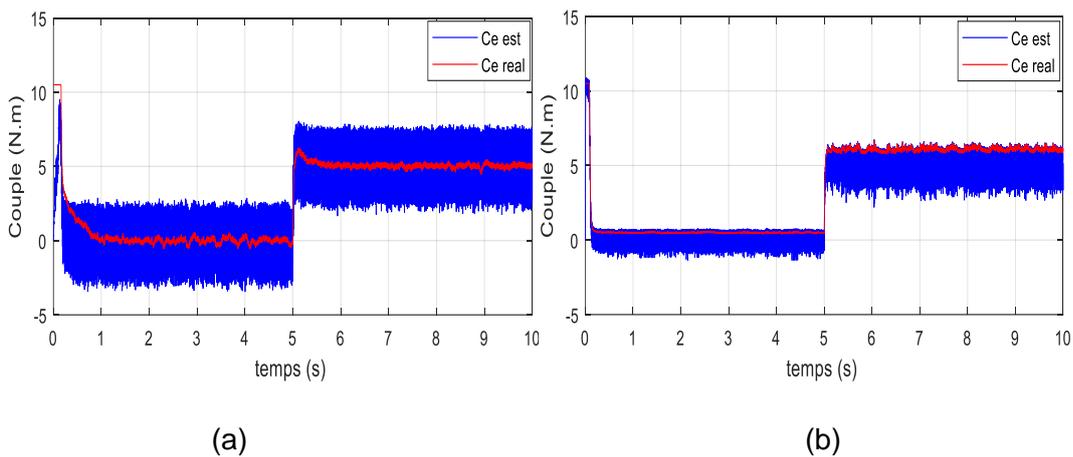


Figure III.9.2 : Réponse du couple électromagnétique avec application d'une charge de 5 N.m à t=5s

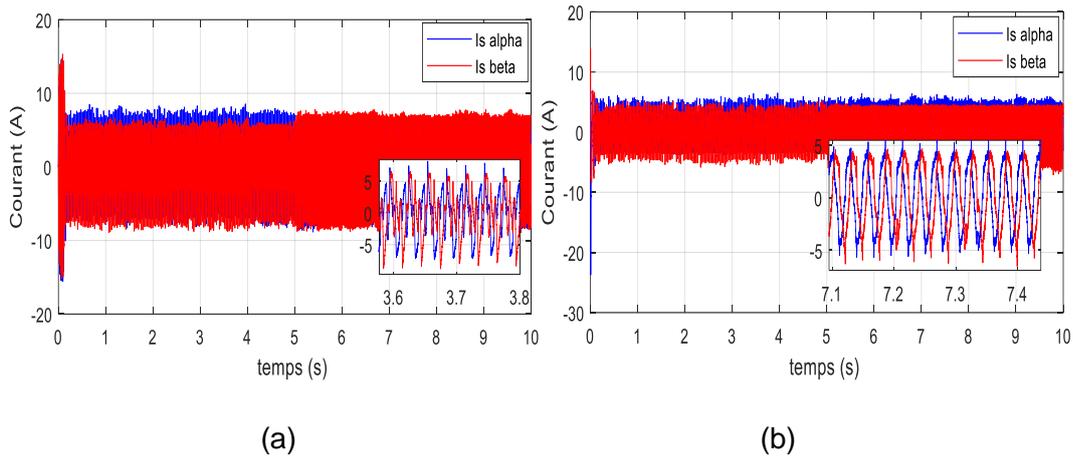


Figure III.9.3 : Courant statorique de phase isa et isb [A]

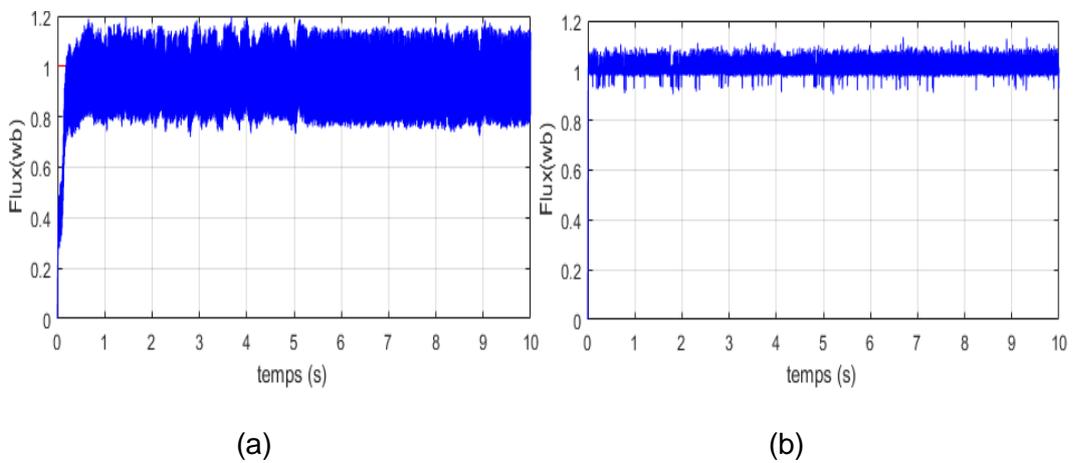


Figure III.9.4 : Grandeur du flux statorique [Wb]

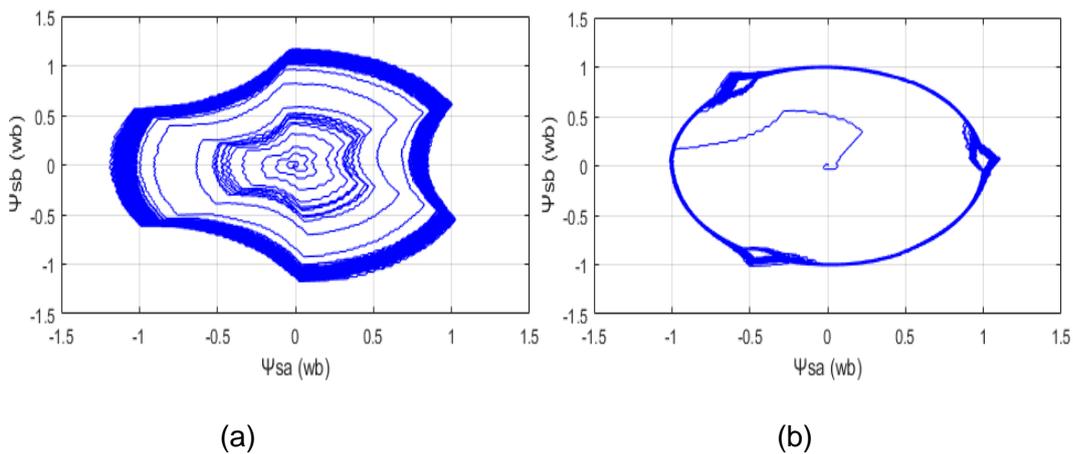


Figure III.9.5 : Trajectoire circulaire du flux statorique [Wb].

III.8.1 Interprétation des résultats :

Tout d'abord, **Figure III.9.1** illustre la comparaison entre les réponses de la vitesse en fonction de l'étape (0-1000 tr/min) comme référence de vitesse. La perturbation de la charge a été introduite à ($t=5s$). La figure montre que les deux techniques présentent une bonne dynamique au démarrage. On peut remarquer que la DTC-SVM-SMC **Figure III.9.1** (b) a la réponse de vitesse la plus rapide et la chute la moins importante suite à l'introduction de la charge. **Figure III.9.2** présente la réponse du couple avec l'application de la charge. Pour les deux algorithmes de contrôle, il est clair que la DTC-SM-SMC fournit une réponse dynamique rapide à l'application de la charge. Puis, **Figure III.9.3** illustre le courant de phase du stator i_{sa} et i_{sb} . Le courant présente une bonne forme d'onde sinusoïdale et des harmoniques réduites grâce à l'application du SVM. La DTC-SVM présente un faible broutage après l'utilisation de la fonction de commutation sigmoïde dans la conception du SMC. Comme les deux techniques utilisent la modulation à vecteur spatial, il n'y a pas de différence apparente dans le niveau d'ondulation ou les harmoniques de courant. La réponse plus régulière du couple du DTC-SVM-SMC indique la précision du suivi de la commande.

Ensuite, le flux statorique est présenté dans **Figure III.9.4**, La magnitude du flux DTC-SVM-SMC a un suivi de référence plus rapide et plus précis (1 Wb). Cela reflète le bon découplage entre les axes du flux et du couple, réalisé par la rétroaction linéaire. En outre, les composantes du flux et la trajectoire prouvent que la DTC-SVM-SMC a une réponse de flux lisse sans bavardage.

III.9 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande directe du couple avec un régulateur de vitesse en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à cage alimenté par un onduleur de tension à SVM. Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances.

Les résultats de simulation montrent les bonnes performances de la structure de la commande DTC-SVM-SMC tant du point de vue de la stabilité que de la robustesse.

Conclusion Générale :

La machine asynchrone à cage est un système non linéaire, multi variable, soumis à des variations paramétriques et à des perturbations inconnues. Après avoir donné un aperçu sur la MAS nous avons mis l'accent sur la modélisation de cette dernière avant de présenter son modèle dynamique en vue de sa commande.

La commande des machines asynchrones affronte deux problèmes majeurs qui sont la robustesse vis-à-vis des variations des conditions de fonctionnement et la robustesse par rapport aux variations des paramètres.

L'objectif principal de cette mémoire est d'étudier d'une structure de commande DTC « DTC-SVM » en utilisant différentes approches de contrôle (PI, SMC) permettant d'améliorer les performances de la DTC classique.

Dans ce contexte, le travail de fin d'étude a porté sur deux points principaux concernant l'algorithme de de commande DTC à traiter :

1. La réduction des niveaux élevés d'ondulations et d'harmoniques causés par la fréquence de commutation variable due à l'utilisation de comparateurs à hystérésis.
2. La conception d'une loi de contrôle non linéaire pour améliorer la stabilité et la robustesse du schéma de contrôle en présence d'incertitudes.

Pour ce faire, nous avons effectué dans **le premier chapitre**, résume l'historique des différentes stratégies de contrôle du moteur à induction, comme les méthodes classiques (le contrôle scalaire et le contrôle vectoriel) et le DTC qui nous intéressent le plus, Commande non linéaire et la Commande par mode glissant.

Le deuxième chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple «DTC» ont été présentés, On a abordé l'étude de la commande directe du couple (DTC), celle-ci est présentée comme étant une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, cette dernière assure le découplage entre le flux et le couple, mais elle présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine et aux perturbations, d'un autre côté, est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

Enfin, dans **le troisième chapitre**, et afin d'améliorer les performances de cette technique de commande, on a introduit des régulateurs de vitesse de type mode glissant et PI et bloc MLI

vectorielle, La simulation montre une amélioration des performances statiques et dynamiques de la DTC-MAS par rapport aux régulateurs SMC. Cette stratégie donne très bonne performance au niveau de la vitesse, du couple et de flux, avec un temps de réponse court par rapport au DTC SVM-SMC.

En fin on propose Comme perspectives à la poursuite de notre travail :

- Remplacer les régulateurs à hystérésis par des régulateurs plus performants afin de minimiser les ondulations du couple.
- L'utilisation des techniques méta heuristique afin d'optimiser les gains de régulateur flou.