



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique

Université Mohamed Khaider Biskra

Faculté des Sciences et de la Technologie

Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

MÉMOIRE DE MASTER

Commande Electrique

Réf. :

Commande directe du couple par mode glissant d'une machine synchrone à aimants permanents

Présenté par :

- BRAHMI Khalil
- BOULARAS Meriem

Le : Sept 2020

Jury :

Mr NAIMI Djemai	dr	Président
Mr . KIYYOUR Brahim	dr	Encadreur
Mr . KEHLILI Fatiha	dr	Examineur

Année universitaire : 2019/ 2020

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Électrique
Filière : Électrotechnique
Option : Réseaux électriques

Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER

Thème

**Commande directe du couple par mode glissant d'une machine
synchrone à aimants permanents**

Présenté par :

- BRAHMI Khalil
- BOULARAS Meriem

Avis favorable de l'encadreur :

KIYYOUR Brahim

Avis favorable du Président du Jury

NAIMI Djemai

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Électrique
Filière : Électrotechnique
Option : Réseaux électriques

Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER

Thème

**Commande directe du couple par mode glissant d'une machine
synchrone à aimants permanents**

Présenté par :

- BRAHMI Khalil
- BOULAARRASSE Meriem

Avis favorable de l'encadreur :

KIYYOUR Brahim

Avis favorable du Président du Jury

NAIMI Djemai

Cachet et signature

Résumé

Ce document porte sur l'étude de la commande directe du couple (DTC) avec la régulation de la vitesse par la technique de mode glissant et l'établissement d'une simulation du système englobant la commande et la Machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Les volets principaux de ce mémoire peuvent être résumés comme suit :

L'étude du comportement dynamique et statique de la MSAP exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. On ne peut parler de la commande de machine sans citer le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'onduleur à MLI associé à la machine synchrone à aimants permanent. Pour le deuxième chapitre en applique la commande DTC sur la MSAP. Le troisième chapitre traite des principes qui ont permis de mettre en œuvre l'idée d'intégrer la technique de mode glissant à la DTC, suivie d'une simulation de cette technique à l'aide de logiciel Matlab ; les résultats de simulation montre que la DTC_mode glissant présente des bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux par rapport à la DTC classique.

ملخص

تتناول هذه المذكرة تقنية التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) مع تنظيم السرعة من خلال تقنية الوضع المنزلق (mode glissant) وإنشاء محاكاة للنظام بما في ذلك تقنية التحكم مع الماكينة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP) يمكن تلخيص الأجزاء الرئيسية من هذه الرسالة على النحو التالي :

تتطلب دراسة السلوك الديناميكي والثابت لنموذج رياضية جيدة تصف سلوك MSAP بشكل مناسب و قد أجريت هذه الدراسة في الفصل الأول كما لا يمكننا التحدث عن التحكم في الماكينة دون ذكر التغذية المرتبطة بها. لهذا السبب ، ناقشنا في نفس الفصل نمذجة موج (Onduleur à PWM) يغذي الماكينة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم . بالنسبة للفصل الثاني ، يتم تطبيق تحكم DTC على MSAP , يتناول الفصل الثالث المبادئ التي جعلت من الممكن تنفيذ فكرة دمج تقنية الوضع المنزلق في DTC ، متبوعة بمحاكاة هذه التقنية باستخدام برنامج . Matlab تظهر نتائج المحاكاة أن DTC_mode glissant المنزلق يتمتع بعزم دوران ديناميكي وثابت وأداء تدفق جيد مقارنة بـ DTC التقليدي

Remerciements

Avant tout nous remercions 'ALLAH' Le tout puissant qui nous a aidé et nous aidera toujours, pour nous avoir donné la clarté de vision, la patience et le courage durant toutes ces longues années d'études.

*Nous remercions très chaleureusement notre encadreur **Mr KIYYOUR Brahim** pour la qualité de son enseignement, ses conseils, pour sa disponibilité, ses précieux conseils, et la confiance qu'il nous a témoignée. On teints à remercier également le membre de jury*

*Dr **NAIMI Djemai** et Dr **KHLILI Fatiha** d'avoir acceptés de lire ce travail.*

Nous remercions tous ceux qui nous ont aidés durant notre parcours d'étude

*Brahmi Khalil
Boularas Merriem*

Dédicace

إلى روح أبي الطاهرة
إلى أمي الغالية
الى أختي منال ... إلى اخوي عبد الهادي و عبد الحكيم
إلى زوجي الغالي بلال

مريم بولعراس

Dédicace

إلى أبي العزيز
إلى أمي الغالية
إلى أخوتي و أخواتي
إلى كل أصدقائي

خليل براهيم

Liste des figures et tableaux

Figure 1.1 Machine synchrone à aimants permanents.....	4
Figure 1.2 Les trois types de rotor du moteur synchrone	5
Figure I.3 Les quatre types de rotor du moteur synchrone	6
Figure I.4 Représentation d'une MSAP	8
Figure I.5 Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q).....	11
Figure I.6 Le modèle de la MSAP dans le repère de Park.....	14
Figure I.7 Schéma de l'onduleur triphasé.....	16
Figure I.7 Résultats de simulation de la machine synchrone à aimant permanent en charge	19
Figure II.1 Sélection De Vecteur Tension Et Evolution Du Vecteur Flux Statorique Dans Le Plan $\alpha \beta$	24
Figure II.2 A) Sélection Des Tensions V_i Pour Contrôler Le Flux.....	27
B) Comparateur A Hystérésis A Deux Niveaux Pour Le Contrôle Du Flux.	
Figure II.3 Représentation générale de la DTC d'une MSAP	29
Figure II.4 Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge	32
Figure II.5 Résultats de simulation de DTC pour inversion de sens de rotation	34
Figure 3.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	37
Figure 3.2 Commande équivalent U_{eq}	40
Figure 3.3 : Fonction sign.....	41
Figure 3.4 Illustration du phénomène de broutement.....	42
Figure 3.5 Schéma globale de la commande DTC_MG d'une MSAP.....	43
Figure 3.6 Résultats de simulation de la DTC_mode glissant d'une MSAP à vide	45
Figure 3.7 Résultats de simulation de la DTC_mode glissant d'une MSAP avec variation de charge.....	46
Figure 3.8 Résultats de simulation de la DTC_mode glissant d'une MSAP <i>avec la variation de la vitesse de rotation</i>	48
Figure 3.9 Comparaison Entre la Commande DTC et DTC_mode glissant de la MSAP	50

Liste des Tableaux

Tableau. II.1 Table de sélection de Rahman et al	28
Tableau II.2 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à 3 niveaux....	28

LISTE DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents.

MLI : Modulation de Largeur d'impulsion.

DTC : Commande directe du couple (Direct Torque Control).

PI : Correcteur Proportionnel-Intégral.

DTC_mode glissant : Commande directe du couple par mode glissant.

T_e [s] : Constante du temps électrique.

K_i , k_p : Coefficient du régulateur de vitesse.

a, b, c : Axes liés aux enroulements triphasés.

d, q : Axes de référentiel de Park.

$[R_s]$ [Ω] : Matrice de la résistance statorique.

$[L_s]$ [H] : Matrice d'inductance statorique.

R_s : La résistance statorique par phase.

R_r : La résistance rotorique par phase.

L_d [H] : Inductance cyclique directe.

L_q [H] : Inductance cyclique quadrature.

L_{sc} [H] : Matrice d'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

l_{sc} [H] : L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : Angle électrique.

θ_s : Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase a du stator.

θ_r : Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de la phase a du rotor.

(α, β) : Axes fixés au stator.

(x, y) : Axes fixés au rotor.

(d, q) : Axes fixés par rapport au champ tournant.

P : Nombre de pair de pôles.

J [Kg.m²] : Moment d'inertie du moteur.

f_c [N.m.s/rad] Coefficient de frottement visqueux.

$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$ [V] Les tensions des phases statoriques.

$[I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T$ [A] Les courants des phases statoriques.

I_d, I_q [A] Courants statoriques d'axe direct et d'axe quadrature.

V_d, V_q [V] Tension statoriques d'axe direct.

E [V] Tension continue à l'entrée de l'onduleur.

U_c [V] Tension à la sortie du redresseur.

$[(\theta)]$: Matrice de transformation de PARK.

T_r : Constante de temps rotorique.

T_s : Constante de temps statorique.

$\Delta\Phi_s$: Largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-commutation.

C_{flx} : Contrôleur du flux.

C_{cpl} : Contrôleur du couple.

Sommaire

Résumé.....	I
Remerciement.....	II
Dédicace.....	III
Liste des figures et Tableaux	IV
Abréviations et symboles	VI

Modélisation De La Machine Synchrone A Aimants Permanent

I.1 Introduction	4
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	4
I.2.1 Définition.....	4
I.2.2 Stator.....	4
I.2.3 Rotor.....	5
I.3 Les avantages et les inconvénients de la MSAP	6
I.3.1 Avantages	6
I.3.2 Inconvénients	6
I.4 Domaine D'application.....	7
I.5 Modélisation du moteur synchrone a aimants permanents	7
I.5.1 Hypothèses Simplificatrices.....	7
I.5.2 Représentation de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère réel	8
I.5.3 Equations électriques.....	8
I.5.4 Equations magnétiques.....	9
I.6 Mise en équation et modèle de Park.....	10
I.7 Simulation de la MSAP	12
I.8 Modélisation de l'association MSAP_Onduleur de Tension	14
I.8.1 Définition De L'onduleur	14
I.8.2 Différents types de commande des interrupteurs.....	14
I.8.3 Modulation De Largeur D'impulsions (MLI).....	15

I.8.4 Principe De La Commande Par (MLI Sinus-Triangle).....	16
I.9 Modélisation de l'onduleur de tension	16
I.10 Résultats De Simulation	18
I.11 Interprétation Des Résultats De Simulation	19
I.10 Conclusion	20

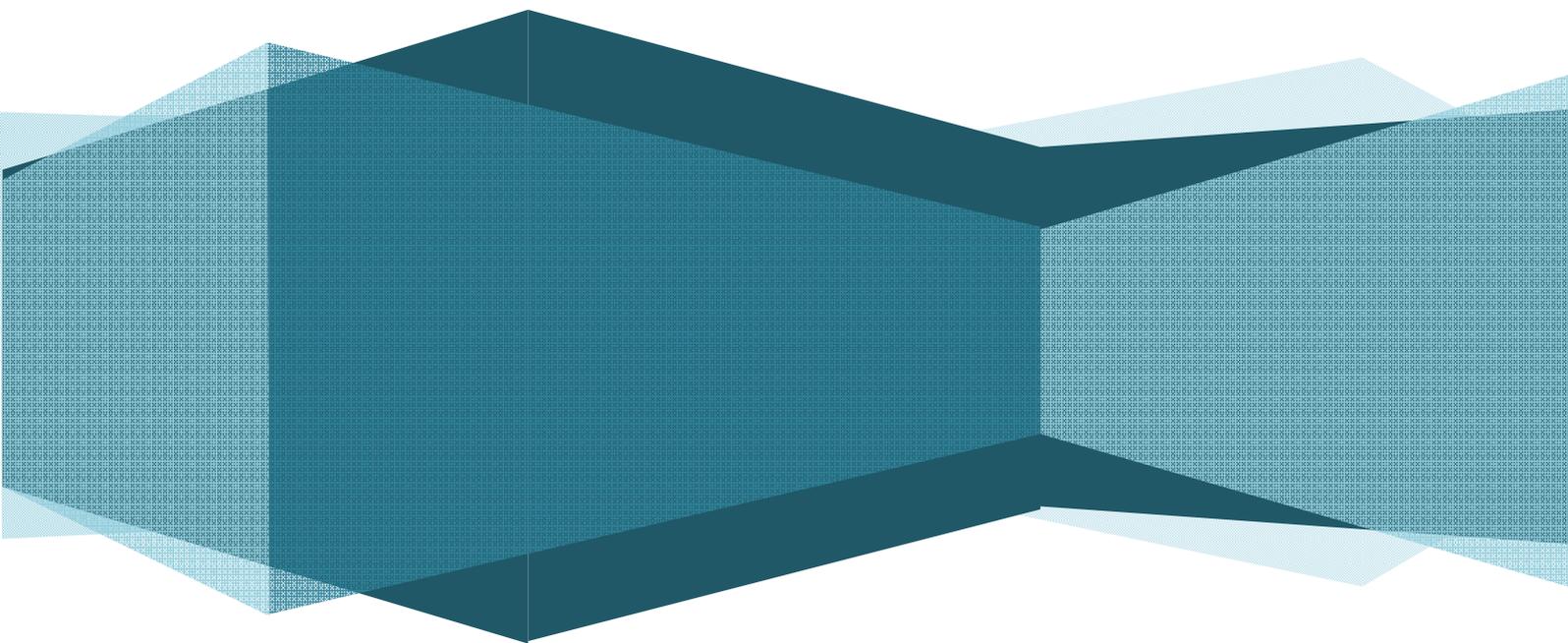
Commande Directe Du Couple (DTC) Appliqué A La Machine Synchrone A Aimant Permanent

II.1 Introduction.....	22
II.2 Commande Direct Du Couple	22
II.2.1 Présentation De La Commande	22
II.2.2 principe De Fonctionnement La Commande Direct Du Couple.....	23
II.3 Contrôle De Flux Et De Couple Electromagnétique	23
II.3.1 Contrôle Du Flux Statorique.....	23
II.3.2 Contrôle De Couple Electromagnétique.....	24
II.4 Estimateur Du Flux Statorique Et De Couple Electromagnétique.....	25
II.4.1 Estimateur Du Flux Statorique	25
II.4.2 Estimateur Couple Electromagnétique	26
II.5 Elaboration De Vecteur Du Commande	26
II.5.1 Correcteur Du Flux Statorique	26
II.5.2 Correcteur Du Couple Electromagnétique	27
II.6 Elaboration De La Table De Commutation	27
II.7 Structure Générale Du Contrôle Direct De Couple.....	28
II.8 Les Avantages et les inconvénients de la DTC.....	30
II.8.1 Avantages	30
II.8.2 Les Inconvénients.....	30
II.9 Résultats de simulation de la DTC_MSAP	30
II.9.1 Test en charge	30
II.9.2 Teste de robustesse vis-à-vis a l'inversion de vitesse	33
II.10 Conclusion.....	34

Commande DTC par Mode Glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

III.1 Introduction	36
III.2 Systèmes à Structures Variables.....	36
III.2.1 Mode de convergence (MC).....	36
III.2.2 Mode de glissement (MG).....	36
III.2.3 Mode en régime permanent MRP	36
III.3 Principe de la Commande Par MG	37
III.4 Conception de la Commande Par MG.....	37
III.4.1 Choix de la surface de glissement	38
III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant	39
III.4.2.1 Fonction de commutation.....	39
III.4.2.2 Fonction de Lyapunov.....	39
III.4.3 Détermination de la loi de commande.....	39
III.4.3.1 Commande équivalente	39
III.5 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	41
III.6 Application du Contrôle par Mode de Glissement d'ordre Un pour la DTC de la MSAP	42
III.8 Simulation de la DTC_mode glissant	42
III.9 Etude Comparative Entre la Commande DTC et DTC_mode glissant de la MSAP	48
III.10 Conclusion	51
Conclusion générale	53
Références	55
Annexes	60

Introduction générale



Introduction générale

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

Le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir : pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique [1].

Le contrôle direct de couple (DTC: Direct Torque Control) proposé par Depenbrock et Takahashi dans la moitié de l'année 80 utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [2].

Le principe de base du contrôle direct du couple (DTC) se caractérise par le choix direct des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles. Les contrôleurs du courant suivi d'un comparateur à (MLI) ne sont pas utilisés dans les systèmes de commande DTC ; et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faite pour la résistance statorique du moteur. Pour la régulation de vitesse on utilise généralement un régulateur de type PI, ce contrôleur est conçu en tenant compte d'aspects tels que la stabilité, le comportement de réponse dynamique, la performance contre les perturbations, etc. Dans la pratique, ces contrôleurs conventionnels sont souvent développés via des modèles de systèmes bruts qui satisfont aux hypothèses de base et nécessaires avant d'être réglés à l'aide de méthodes établies. Ces techniques sont traditionnellement résolues en utilisant un modèle mathématique de la machine avec des paramètres fixes. Cependant, dans une machine réelle, la résistance du stator est modifiée par la température et les inductances sont modifiées par les valeurs de courant magnétisant qui changent par exemple lorsque la machine fonctionne dans la zone d'affaiblissement du flux ou par un désaccord incorrect entre les courants produisant le flux et le couple. Pour ces raisons, la machine présente des propriétés de systèmes non linéaires et variables dans le temps. Les variations de paramètres dégradent les performances du système sur toute la gamme de

fonctionnement du moteur et, dans des conditions extrêmes, cela peut entraîner une instabilité. Pour résoudre ce problème, les paramètres du contrôleur doivent être adaptés en permanence. Cette adaptation peut être réalisée en utilisant différentes techniques telles que le MRAC ou la régulation adaptative par référence de modèle, le mode glissant, ou les PID auto-réglables. Pour certaines de ces techniques, les paramètres du moteur et l'inertie de la charge doivent être calculés en temps réel, ce qui implique un besoin de traitement élevé pour les processeurs utilisés.

Le contrôle par mode de glissement est une stratégie de contrôle moderne, robustesse plus élevée contre les variations de charge et des paramètres, une réponse plus rapide et un niveau d'efficacité énergétique plus élevé.

Ses bases ont été élaborées par des scientifiques russes dans les années 1950 et 1960, elle repose sur une commutation rapide, ce qui a rendu sa mise en œuvre difficile à cette époque en raison du manque d'ordinateurs numériques rapides et de convertisseurs de puissance à base de semi-conducteurs.

Les révolutions récentes des ordinateurs et des semi-conducteurs de puissance ont fait le contrôle par mode de glissement un domaine de recherche majeur et aujourd'hui très actuel par de nombreux scientifiques dans de nombreux pays

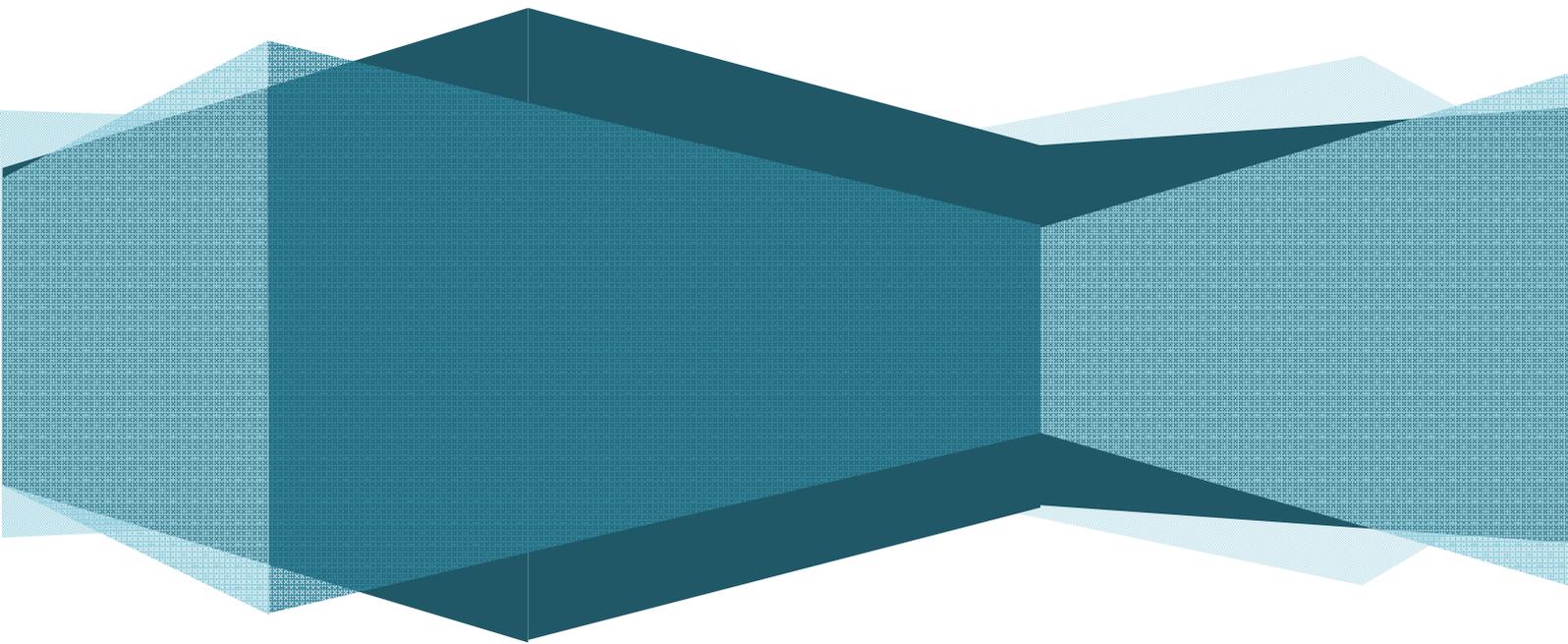
La stratégie proposée dans ce travail est l'étude du comportement dynamique de la machine synchrone à aimants permanents commandée par un DTC lors d'un réglage de vitesse par un régulateur en mode glissant

Le travail présenté dans ce mémoire est organisé de la façon suivante :

Le premier chapitre présentera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité avec une étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI. Le second chapitre est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux. Dans le troisième chapitre, on présente quelque généralité sur le mode glissant ainsi le contrôleur mode glissant. Puis on applique ce dernier pour régler la vitesse de la machine avec une commande DTC. Ainsi dans ce chapitre on présente une comparaison entre la DTC classique avec un régulateur PI et la DTC_ mode glissant de la MSAP

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives à envisager pour une continuation ultérieure.

Modélisation De La Machine Synchrone A Aimants Permanent



I.1 Introduction

Pendant les années récentes, le moteur à courant continu est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique [11].

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

I.2.1 Définition

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor



Figure 1.1 Machine synchrone à aimants permanents4

I.2.2 Stator : est une partie fixe induit où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$

I.2.3 Rotor : est une partie mobile « inducteur » qui est montée sur l'axe de rotation, c'est un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente [1].

Dans la machine à aimants permanents *MSAP*, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique.

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, ...etc.

Le domaine d'emploi de la *MSAP* à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassant les limites de fonctionnement [2].

L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués [3].

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor :

- Le moteur synchrone à aimants collés (*SPMSM, Surface Permanent Magnet Synchronous Motor*).
- Le moteur synchrone à aimants enterrés (*IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*).
- Le moteur synchrone a concentration du flux (*SynRM Synchronous Reluctance Motor*)

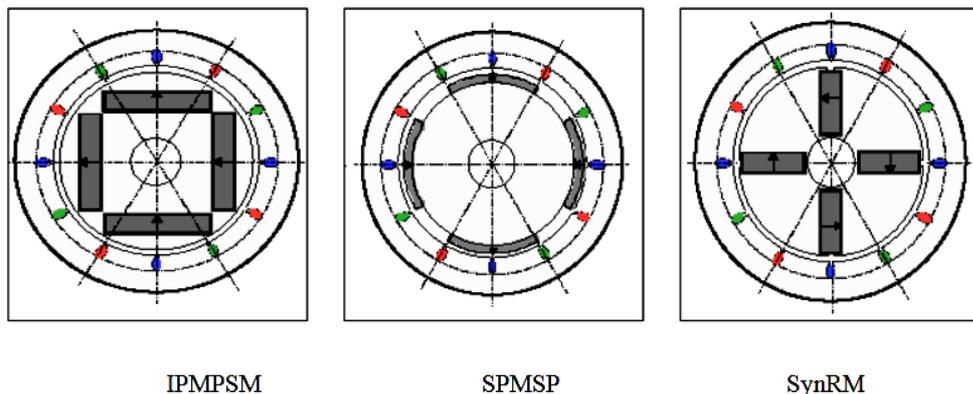


Figure 1.2 Les trois types de rotor du moteur synchrone.

Diverses structures d'inducteurs à aimants sont envisageables, on en donne quatre, ci-dessous pour des machines, Figure 1.3

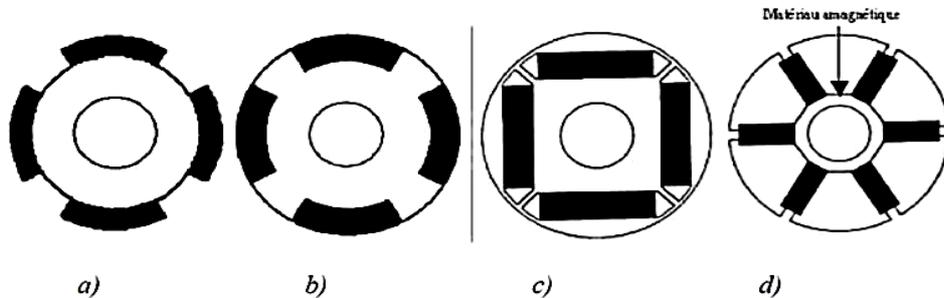


Figure I.3 Les quatre types de rotor du moteur synchrone.

- **Aimants en surface** (*Surface magnet type*) ; comme montré sur La Figure (a).
- **Aimants insérés** (*Inset magnet type*) ; comme montré sur La Figure (b).
- **Aimants enterrés** (*Interior magnet type*) ; comme montré sur La Figure (c).
- **Aimants à concentration de flux** (*Burried magnet type*) ; comme montré sur La Figure (d). En logeant un volume d'aimants plus élevé.

I.3 Les avantages et les inconvénients de la MSAP

I.3.1 Avantages :

- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor [4].
- Le couple volumique et la puissance massique important permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très. Bonne performance dynamique.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Très bon rendement et un facteur de puissance élevé (*proche de l'unité*).
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement à très haute vitesses.

I.3.2 Inconvénients

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Problème de tenue en température des aimants.

- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- Impossibilité de régler l'excitation [4].
- Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine.
- Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes statoriques par effet Joule.
- La non-régulation de ce flux ne permet pas une souplesse de contrôle sur une très large plage de vitesse.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.

I.4 Domaine D'application

- Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant de quelques centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs MEGA watts (systèmes de propulsion des navires).
- Dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction.
- Il fonctionne comme compensateur synchrone
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges [5].

I.5 Modélisation du moteur synchrone a aimants permanents

I.5.1 Hypothèses Simplificatrices :

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale [6].

I.5.2 Représentation de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère réel

La figure suivante montre la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimant permanent

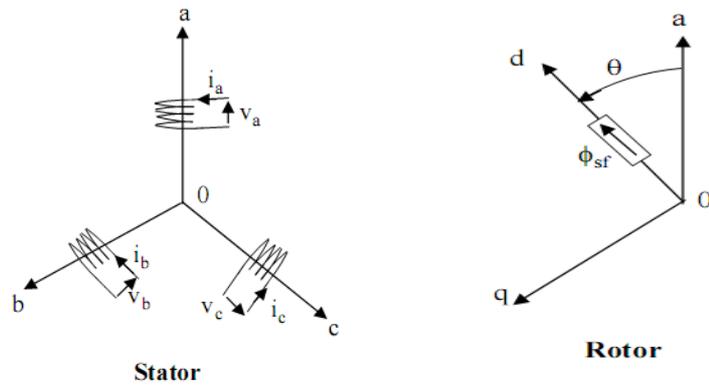


Figure I.4 Représentation d'une MSAP

La structure de la machine synchrone à aimants permanents comporte un enroulement triphasé a, b, c au stator. Les aimants permanents sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu.

D'après le schéma de la figure ci-dessus, on écrit les équations de la machine synchrone à aimant permanent relatives au rotor et au stator

I.5.3 Equations électriques

a) Au stator

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I-1)$$

$[V_s], [I_s], [\Phi_s]$: Tension, courant et flux au stator.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

b) Au rotor

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\Phi_f]$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

I.5.4 Equations magnétiques

a) Flux statorique:

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (I.4)$$

b) Flux rotorique:

$$[\Phi_f] = [L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s] \quad (I.5)$$

$$[L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée d'ordre 3, contient des termes constants nous les regroupons dans $[L_{s0}]$ et les termes variables dépendent de θ nous les regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$.

On pose:

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

Et:

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$[M_{sf}]$: est la matrice inductance correspond au couplage entre le rotor et le stator. [03]

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \text{ et } [M_{sf}] = [M_{fs}]^T \quad (\text{I.6})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f])$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} ([L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s])$$

Où :

θ : l'angle électrique ;

$[L_s]$: la matrice des inductances statoriques ;

$[M_{sf}(\theta)]$: correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor ;

M_{sf} : la valeur maximale de ces inductances mutuelles.

I.6 Mise en équation et modèle de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

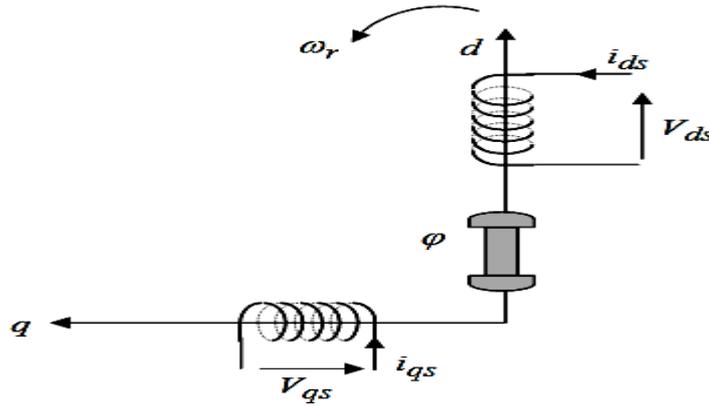


Figure I.5 Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q)

Pour passer du système triphasé au biphasé on utilise la transformation de Park :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

a) Equations Electriques

$$\begin{cases} [V_d \ V_q] = p(\theta)[V_a \ V_b \ V_c] \\ [i_d \ i_q] = p(\theta)[i_a \ i_b \ i_c] \\ [\Phi_d \ \Phi_q] = p(\theta)[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c] \end{cases} \quad (I.8)$$

Alors le modèle de la machine a excitation, le mode s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_s + L_q s & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Ainsi pour la MSAP le modèle suivant est adopté :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

b) Equations Magnétiques :

En faisant la même procédure de calcul pour les équations magnétiques on aura :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Φ_f : présente le flux des aimants traversant le circuit équivalent direct.

c) Equation Electromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe, et qui correspond à la forme d'état précédente :

$$C_e = p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \Phi_f] \quad (\text{I.12})$$

Si le rotor est lisse ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en:

$$C_e = p \cdot i_q \cdot \Phi_f \quad (\text{I.13})$$

I.7 Simulation de la MSAP

Considérant les tensions V_d , V_q et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, les courants I_d , I_q comme variables d'état.

a) Equations d'état :

On cherche d'obtenir un système d'équations sous forme d'équations d'état :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \quad (\text{I.14})$$

$$[X] = [I_d \quad I_q]^t, \quad [V] = [V_d \quad V_q \quad \Phi_f]^t$$

[A]: Matrice de fondamentale qui caractérise le système

[B] : Matrice d'entrée.

[V] : Vecteur de commande.

[X] : Vecteur d'état.

b) Equations électriques :

Le système peut se mettre sous la forme d'équation d'état suivante:

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V] \quad (\text{I.15})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

c) Equations mécaniques :

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = \frac{3}{2} P [\Phi_d I_q - \Phi_q I_d] \\ C_{em} - C_r - f_r \Omega_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \\ P\Omega_r = \omega_r \end{array} \right. \quad (I.12)$$

A partir des équations de modèle on construit le schéma de bloc de la figure (I.6)

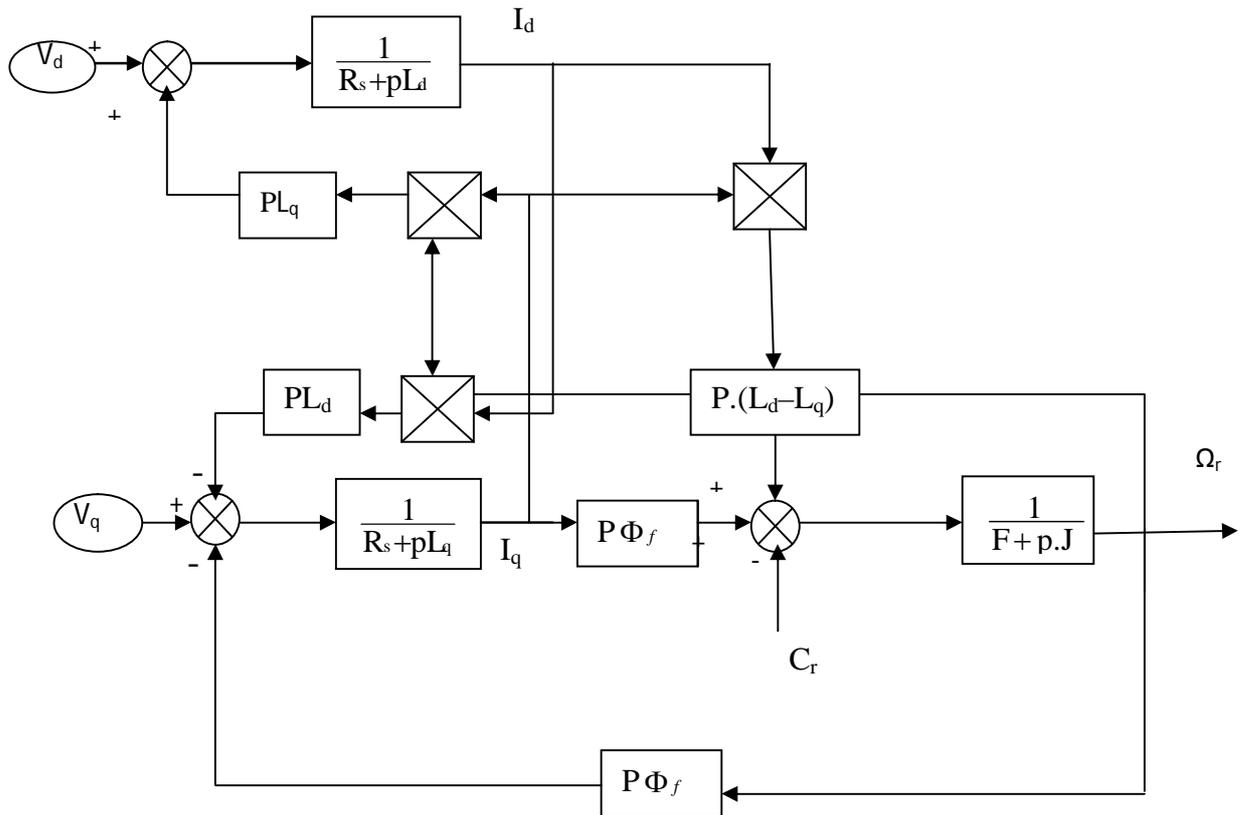


Figure I.6 Le modèle de la MSAP dans le repère de Park

I.8 Modélisation de l'association MSAP_Onduleur de Tension

I.8.1 Définition De L'onduleur

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Notre machine est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle [6].

I.8.2 Différents types de commande des interrupteurs

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur [10].

Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (*MLI*).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

1.8.3 Modulation De Largeur D'impulsions (MLI)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles.

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (*MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais*) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (*en général une tension continue*) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectuée par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées [8] :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (*bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre*). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

I.8.4 Principe De La Commande Par (MLI Sinus-Triangle)

Le principe général consiste à convertir une modulante (*tension de référence au niveau commande*), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (*niveau puissance*).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- ❖ Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- ❖ Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs

1.9 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation on modélise l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux :

C'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande [16].

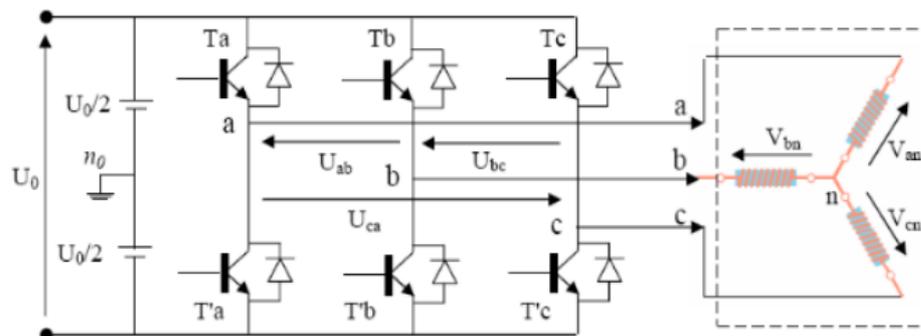


Figure I.7 Schéma de l'onduleur triphasé

La charge a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn}

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques

Si. On appelle T_i et T'_i les transistors (*supposée des interrupteurs idéaux*), on a :

- Si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T'_i est ouvert.
- Si $S_i = 0$, Alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ac} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{ab} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bc} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{ac} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{nn0} + V_{an} \\ V_{bn0} = V_{nn0} + V_{bn} \\ V_{cn0} = V_{nn0} + V_{cn} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = (1/3)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{I.16})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i$ ($i = a, b, c$) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{I.17})$$

On a donc

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - \frac{1}{2})U_0 \\ V_{bn0} = (S_b + \frac{1}{2})U_0 \\ V_{cn0} = (S_c + \frac{1}{2})U_0 \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

En remplaçant (I.17) dans (I.15), on obtient:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (I.18)$$

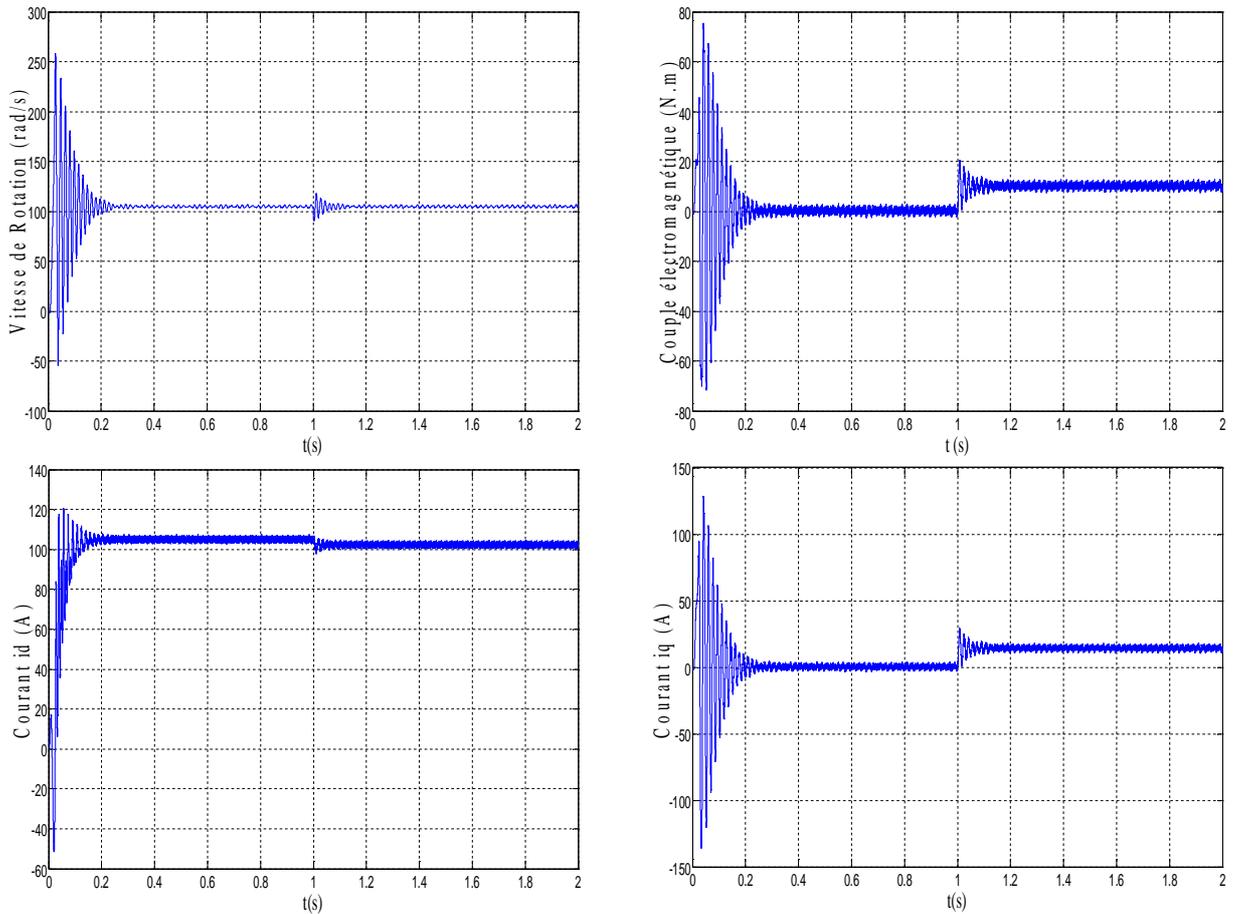
En remplaçant (I.17) dans (I.18), on obtient :

$$U_0 = U_{dc}$$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

1.10 Résultats De Simulation

Pour étudier les caractéristiques de la MSAP, on utilise une simulation du modèle choisit par un programme tester dans l'environnement de Matlab, les paramètres de la machine sont données en annexe.



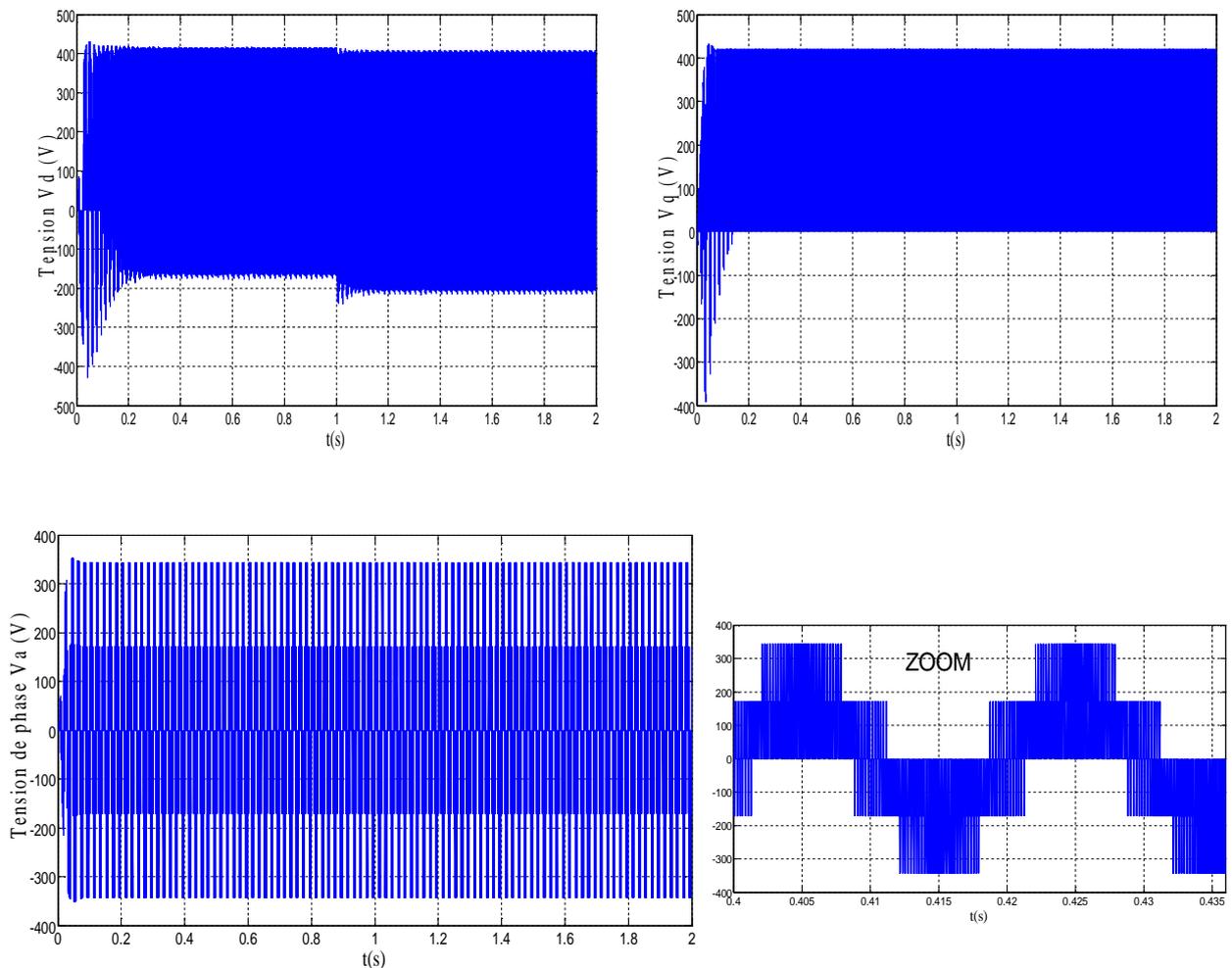


Figure I.7 Résultats de simulation de la machine synchrone à aimant permanent en charge

1.11 Interprétation Des Résultats De Simulation

La figure 1.7 représente l'évolution du comportement de la MSAP en charge. Au début de démarrage, la vitesse présente des battements importants tels que prend des valeurs négatives à cause de la contre réaction des masses qu'il ramène le moteur à l'état de repos. La vitesse se stabilise à une valeur nominale

Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important et cela s'explique par la *F.E.M* qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.

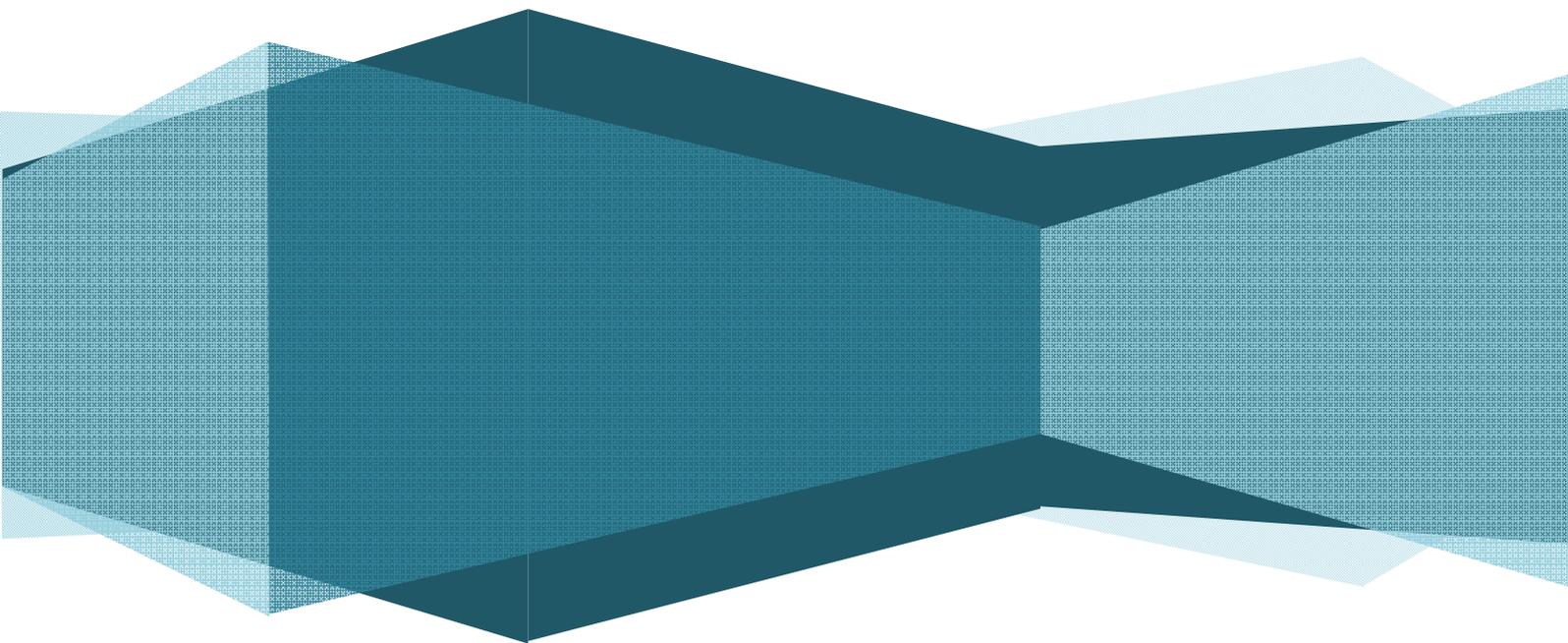
L'allure de courant ($i_q=f(t)$) et de couple ($ce=f(t)$) présent même caractéristique parce que le couple dépend de courant i_q . Au début de démarrage l'allure de courant et de couple coïncide à l'allure de vitesse puis se stabilise à zéro puisque la machine à vide.

A $t = 1s$, on applique une charge de $Cr = 10 N.m$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent. On remarque aussi une augmentation du couple pour subvenir à la charge appliquée avec une chute de vitesse

1.12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté dans la première partie les caractéristiques générales de la machine synchrone à aimant permanent, ces avantages, ces inconvénients et le principe de fonctionnement. Dans la deuxième partie on a présenté sa modélisation mathématique, l'utilisation d'un certain nombre d'hypothèses nous a permis de réduire la complexité du modèle de cette machine. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Le deuxième chapitre, sera consacré à la commande directe du couple de la machine synchrone double étoile à aimants permanents

*Commande Directe Du
Couple (DTC) Appliqué A
La Machine Synchrone A
Aimant Permanent*



II.1. Introduction

Dans les années 80, sont apparues les premières commandes dites directes de couple électromagnétique (DTC). Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Nous cherchons dans ce travail à développer une technique équivalente pour des machines synchrones à aimant permanents.

La commande directe de couple possède de nombreux avantages tel que : la réponse rapide du couple, la simplification de commande et le temps de traitement modéré comparée à la commande vectorielle grâce l'élimination de la modulation de largeur d'impulsion, l'insensibilité aux variations paramétriques à l'exception de la résistance statorique puisqu'elle influe sur l'estimation du flux statorique et par conséquent sur la variation du couple électromagnétique.

L'objectif du chapitre précédent était de présenter et modéliser la machine synchrone à aimants permanents. Dans ce chapitre, nous allons étudier la commande DTC, afin de connaître en simulation ses performances sur la machine synchrone à aimants permanents.

[14]

II.2. Commande Direct Du Couple

II.2.1. Présentation De La Commande

De nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement inédites. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique [12].

Deux principales stratégies ont été développées par plusieurs centres de recherche. Ces stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique, leur simplicité, bonnes performances et robustesse.

Elles sont connues sous les noms de :

- Contrôle direct du couple : (*Direct Torque Control DTC*).

Le DTC a été introduit par *I.TAKAHASHI* en 1985 à partir de la méthode du flux orienté.

- Contrôle vectoriel direct du flux statorique : (*Direct Self Control DSC*).

Direct Self Control), l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987.

II.2.2. Principe De Fonctionnement La Commande Direct Du Couple

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Des erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs d'hystérésis. Selon les comparateurs un vecteur de tension est choisi parmi une table [13].

Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est nécessaire; au lieu de cela un des six vecteurs de tension de est appliqué pendant toute la période d'échantillon.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.

II.3. Contrôle De Flux Et De Couple Electromagnétique

II.3.1. Contrôle Du Flux Statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur le contrôle du flux statorique, ainsi son expression dans le référentiel (α, β) est [15] :

$$\overline{\varphi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \cdot \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.1})$$

Entre deux commutations de l'onduleur, est fixe et constant. Si l'instant initial (0) correspond à l'instant de la commutation précédente, l'évolution du vecteur flux à partir de cet instant initial :

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\overline{V}_s) dt \quad (\text{II.2})$$

Si on néglige le terme correspondant à la résistance statorique, on trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, une droite parallèle au vecteur tension appliqué (*Figure II.1*),

une droite parallèle au vecteur au la vectrice tension appliquée, on trouve l'expression du flux :
[16]

$$\overline{\varphi}_s(t) \approx \overline{\varphi}_s(0) + \overline{V}_s \cdot T_e \Rightarrow \Delta \overline{\varphi}_s \approx \overline{V}_s \cdot T_e \quad (II.3)$$

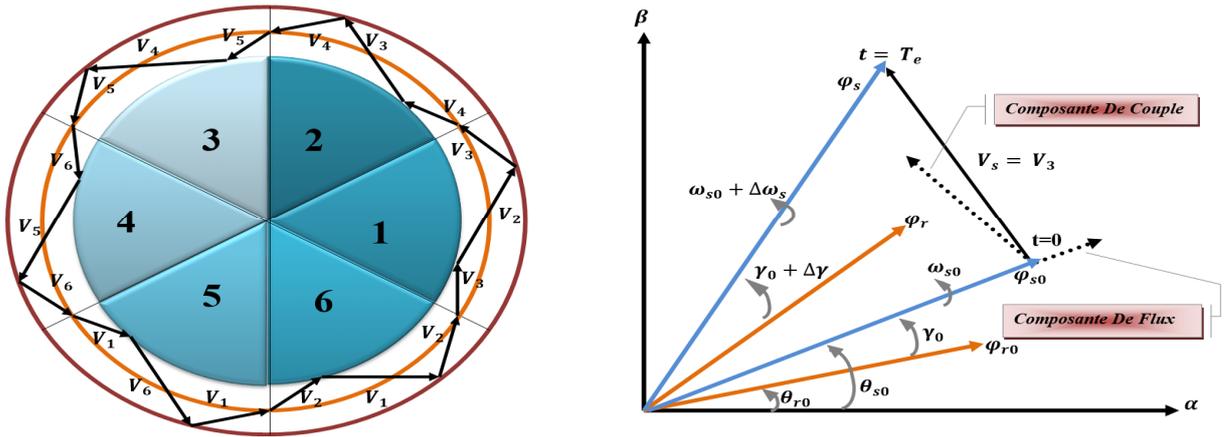


Figure II.1 Sélection De Vecteur Tension Et Evolution Du Vecteur Flux Statorique Dans Le Plan $\alpha \beta$.

II.3.2. Contrôle De Couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante : [17]

$$C_e = k(\overline{\varphi}_s \wedge \overline{\varphi}_r) = k \|\overline{\varphi}_s\| \|\overline{\varphi}'_r\| \sin(\theta) \quad (II.4)$$

$\overline{\varphi}_s$: Vecteur du flux statorique.

$\overline{\varphi}'_r$: Vecteur du flux rotorique.

θ : L'angle θ est le déphasage entre les deux flux.

- Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi}_s$ et $\overline{\varphi}'_r$ de leur position relative.
- Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\varphi}_s$ (à partir de) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée. [19]

II.4. Estimateur Du Flux Statorique Et De Couple Electromagnétique

II.4.1. Estimateur Du Flux Statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [18] :

$$\overline{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \cdot \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.5})$$

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

$$\text{Tel que :} \quad \Phi_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Le module du flux statorique s'écrit :} \quad \varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec:} \quad \begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On reconstitue les composantes de la vectrice tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes :

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_\alpha - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

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

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur φ_s est égal :

$$\angle \overline{\varphi}_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.13})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique .

Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable. Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à vitesses moyenne et haute où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale (II.8) peuvent surgir

II.4.2. Estimateur Couple Electromagnétique

On peut estimer le couple C_{em} uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant. Leurs composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha}I_{s\beta} - \varphi_{s\beta}I_{s\alpha}) \quad (II.14)$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants

II.5. Elaboration De Vecteur Du Commande

II.5.1. Correcteur Du Flux Statorique

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi_s}$ dans une couronne circulaire comme le montre la (fig.II-2). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de Φ_s , afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne [Cflx], indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée [Cflx=1] ou diminuée [Cflx=0] de façon à maintenir [20] :

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s$$

Avec : $(\Phi_s)_{ref}$ est le flux de référence,

$\Delta\Phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur.

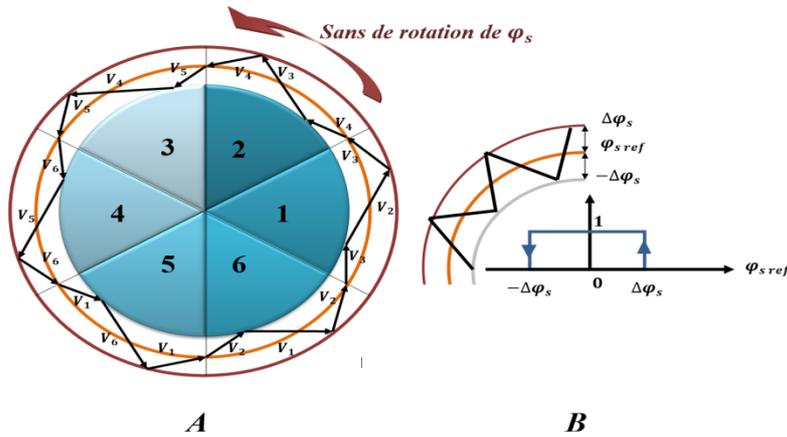


Figure II.2 A) Sélection Des Tensions V_i Pour Contrôler Le Flux.

B) Comparateur A Hystérésis A Deux Niveaux Pour Le Contrôle Du Flux.

II.5.2. Correcteur Du Couple Electromagnétique

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$|C_{e ref} - C_e| \leq \Delta C_e \quad (II.15)$$

Avec :

$C_{e ref}$: La consigne de couple.

ΔC_e : La bande d'hystérésis du correcteur.

Pendant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [21].

Deux solutions peuvent être envisagées:

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.6. Elaboration De La Table De Commutation

Nous élaborons les tables de commande en fonction des sorties du contrôleur à hystérésis du flux (CFlx), du contrôleur à hystérésis du couple (Ccpl) et de la zone (N) de position du vecteur flux statorique. Le tableau(II.3) proposé par Rahman et al sert pour le contrôle direct du couple de MSAP dans un seul sens de rotation.

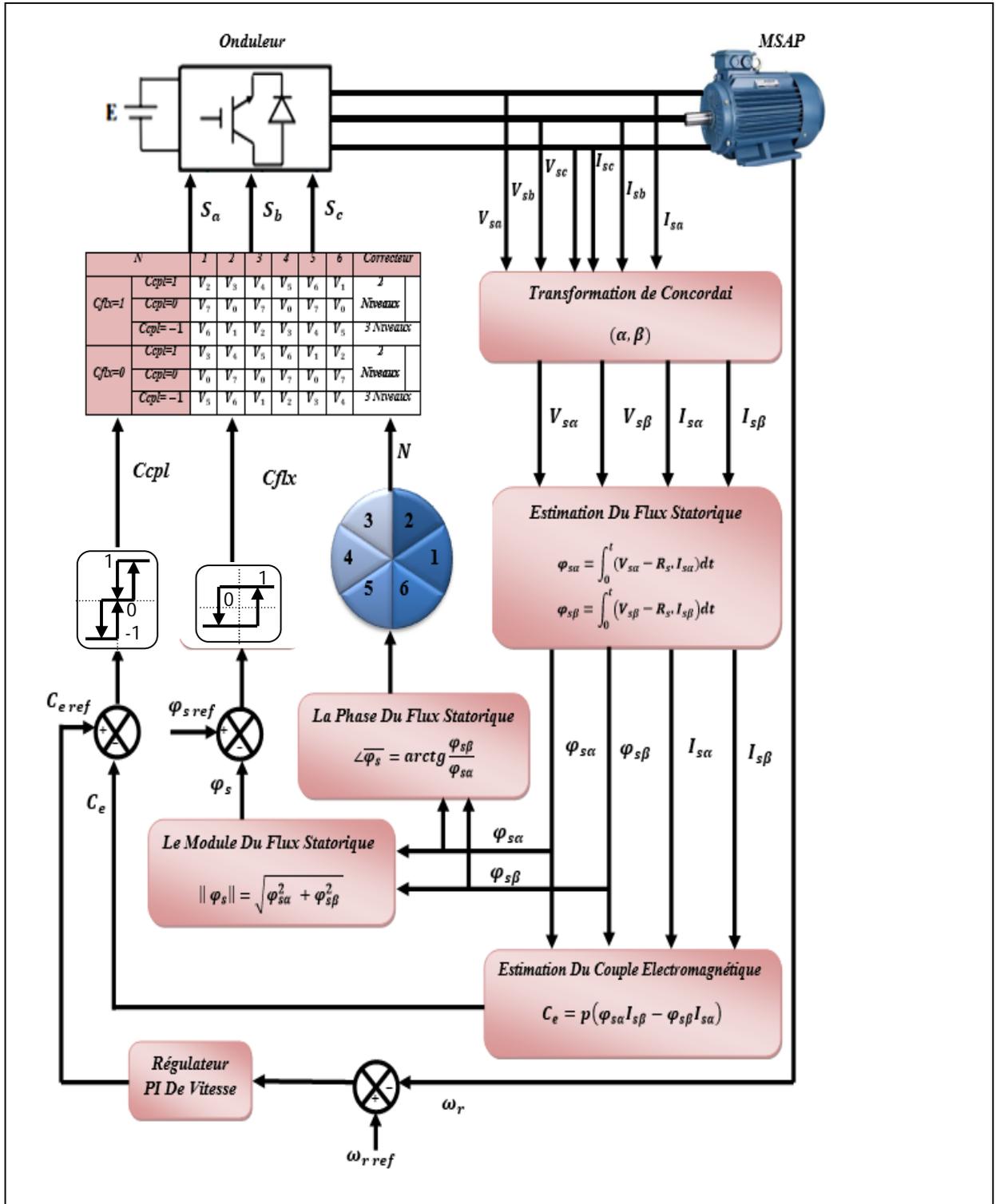


Figure II.1 Représentation générale de la DTC d'une MSAP

II.8. Les Avantages et les inconvénients de la DTC

II.8.1. Avantages

- Les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- Elle ne nécessite que deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI.
- Il n'est pas nécessaire d'estimer la position du flux rotorique, il est seulement nécessaire de connaître le secteur où se trouve le vecteur de flux statorique
- une très rapide réponse dynamique du couple.
- Simplicité d'implantation du système sur les cartes d'acquisition.

II.8.2. Les Inconvénients :

- Elle produit des problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).

La nécessité d'estimation du flux statorique et du couple.

- Les comparateurs à hystérésis produisent des oscillations des courants et du couple.
- La fréquence de commutation est variable (utilisation des régulateurs à hystérésis).

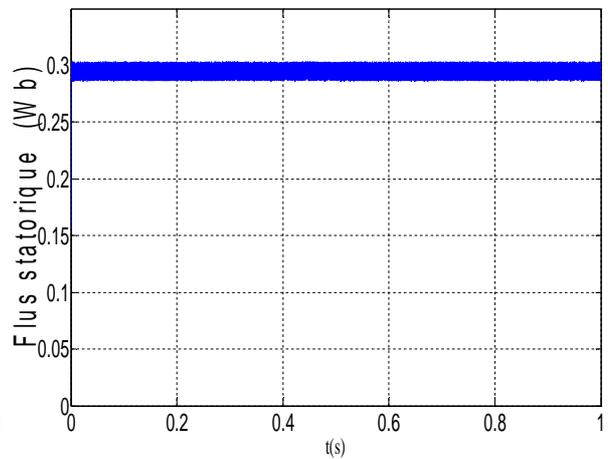
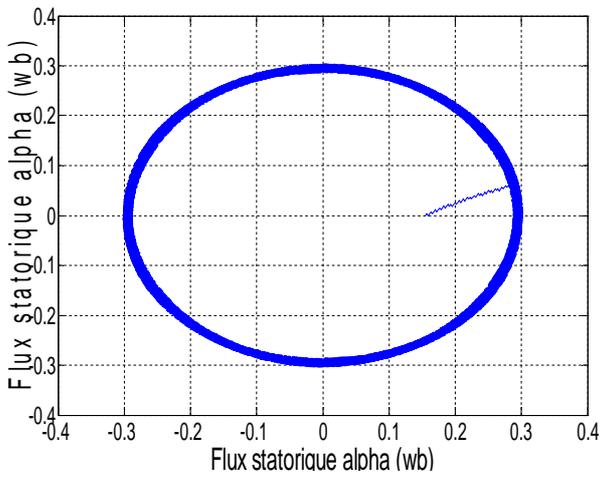
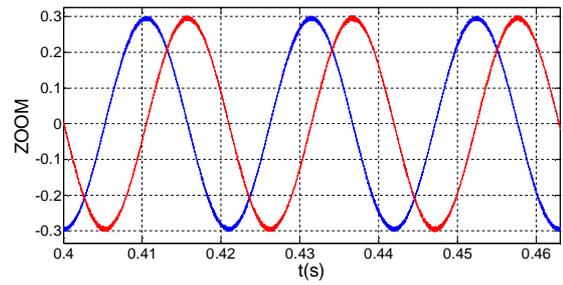
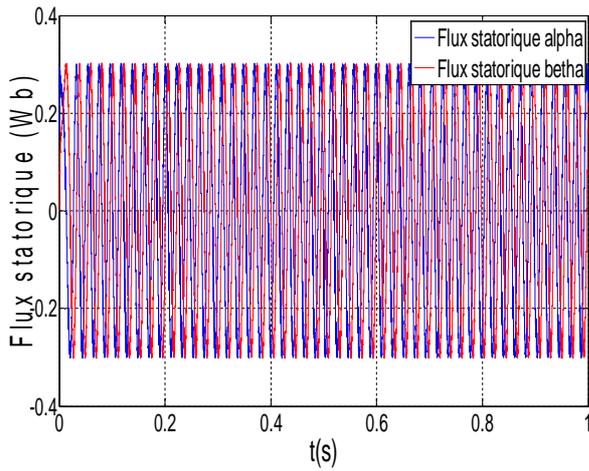
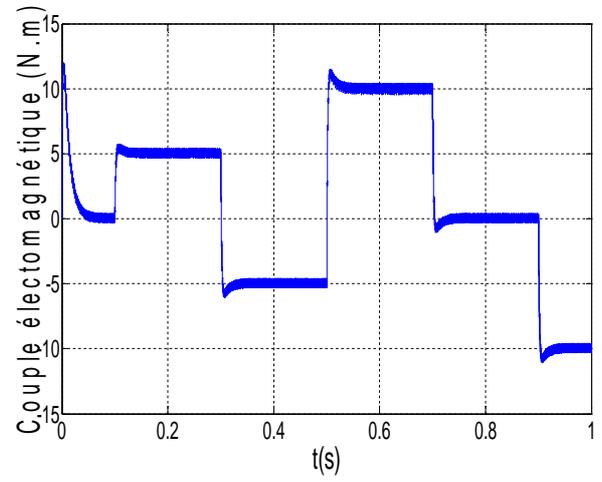
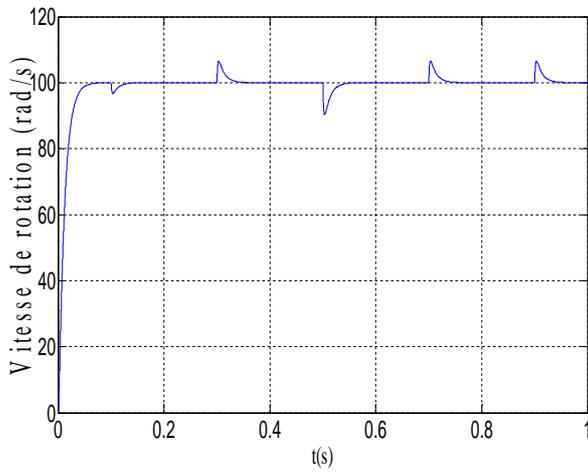
II.9. Résultats de simulation de la DTC_MSAP

On présente ici des résultats obtenus à partir de simulation numérique, sur le fonctionnement de la structure présentée par la figure (II.3), ces simulations ont été réalisées à partir du logiciel " Simulink " sous "Matlab".

En utilisant le schéma de la structure générale du contrôle direct du couple (Figure II.3) on a procédé aux essais suivants pendant une durée de 1s :

II-9-1 Test en charge

Pour tester la robustesse de la commande, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis en charge la machine par un couple résistant (5Nm à $t=0.1s$, -5 Nm à $t=0.3s$, 10 Nm à $t = 0.5s$, 0 Nm à 0.7s et -10 Nm à 0.9s).



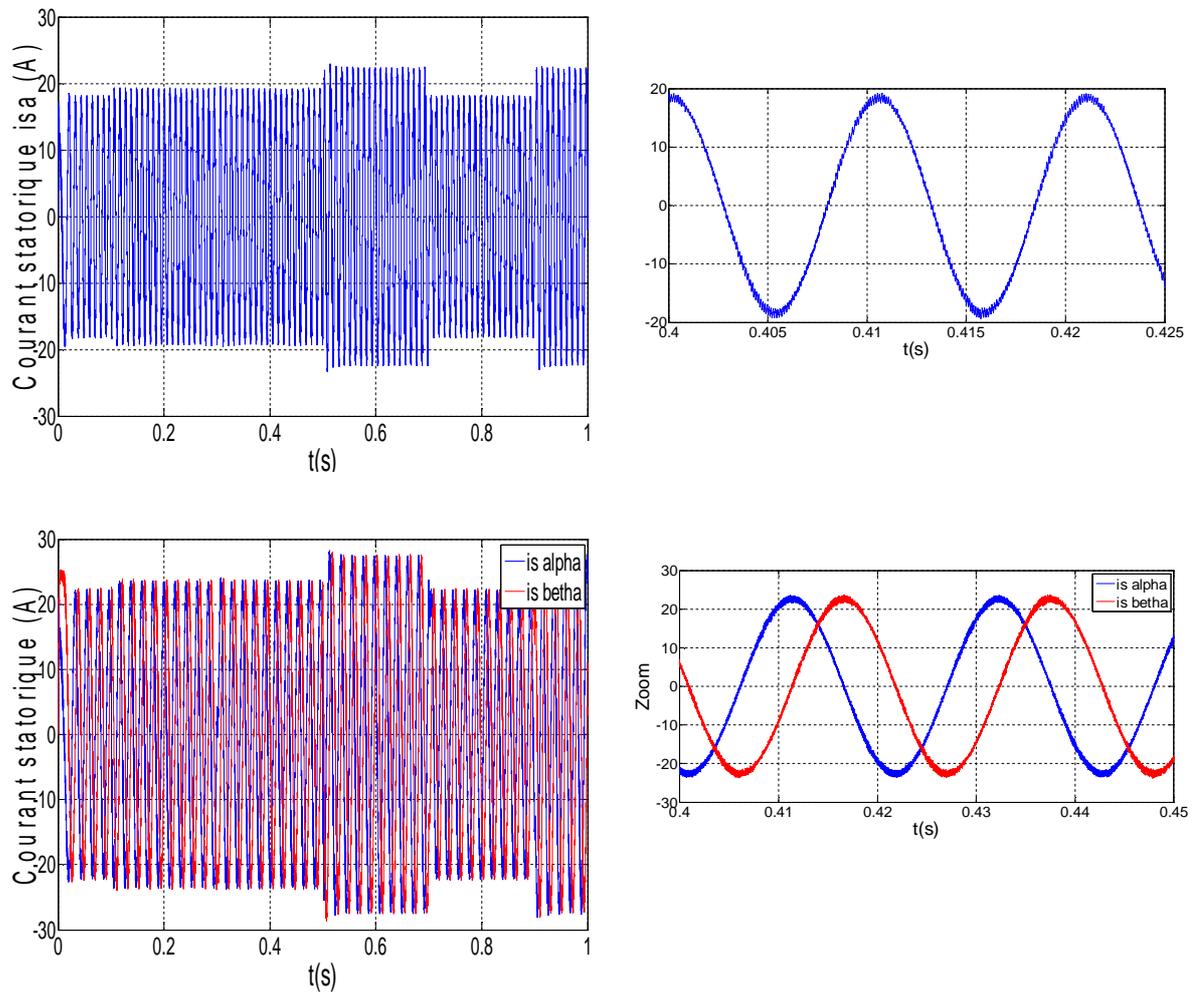


Figure II.4 Résultats de simulation de la DTC pour démarrage à vide suivie d'une application de charge

D'après les réponses montrées par la figure (II.4), nous remarquons que le couple Électromagnétique répond au démarrage à vide avec un pic de 14 N.m de courte durée due à L'initialisation du flux, puis suit parfaitement le couple de référence

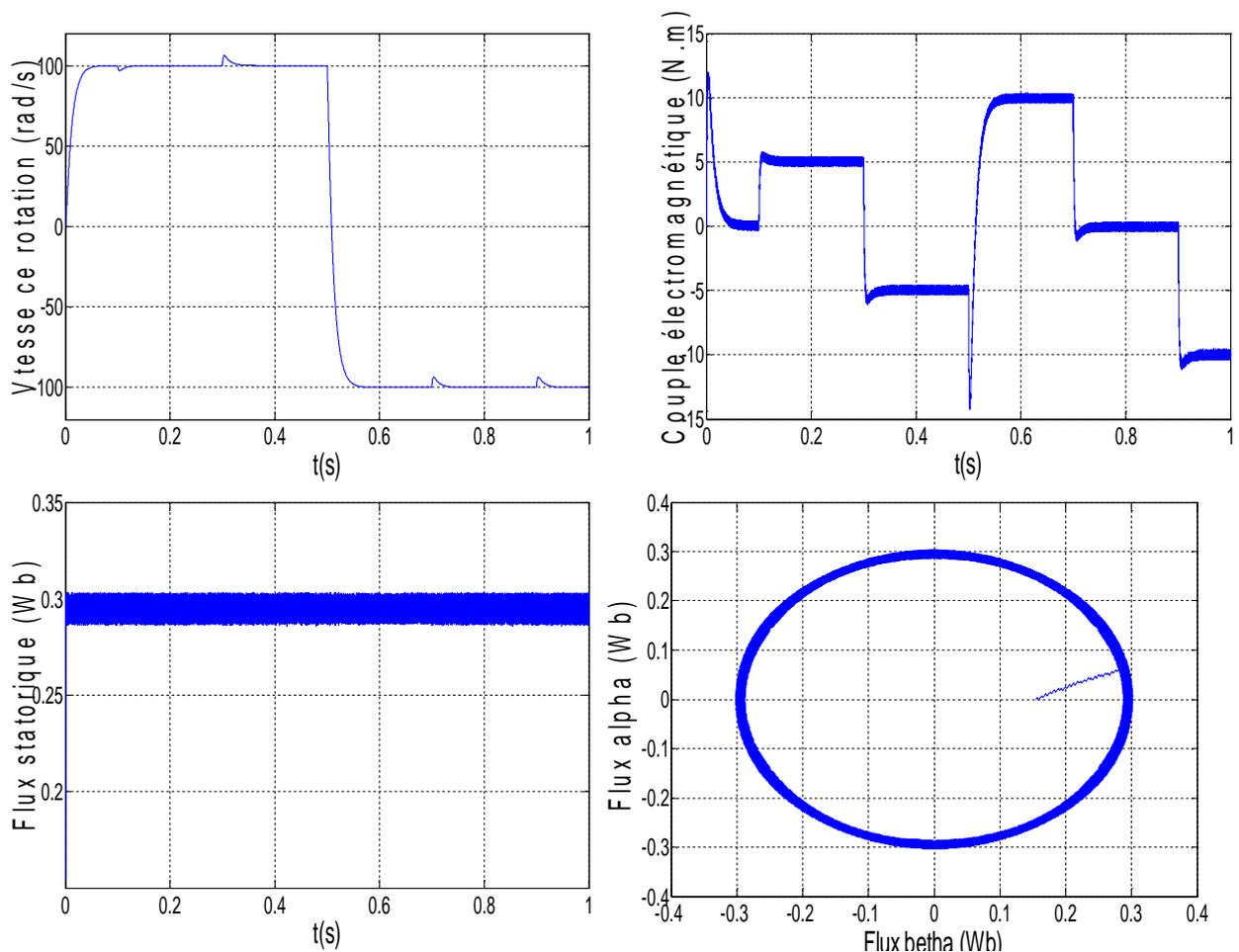
L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de référence

On observe aussi, sur la même figure, la réponse de la vitesse à un échelon de 100 rad/sec qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage, en plus la DTC est moins sensible au couple de charge, ce qui évident par le rejet rapide de perturbation.

Les composantes en courant présentent des allures sinusoïdales bruitées. L'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β). La valeur de référence du flux est dans ce cas est de 0.3 Wb. Lors du démarrage, nous observons des ondulations. Celles-ci sont dues, en partie, à l'influence du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande de contrôle.

II.9.2 Teste de robustesse vis-à-vis a l'inversion de vitesse :

Pour tester d'avantage la robustesse de la commande vis-à-vis à une variation de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rad/sec à -100 rad/sec à l'instant $t = 0.2$ sec



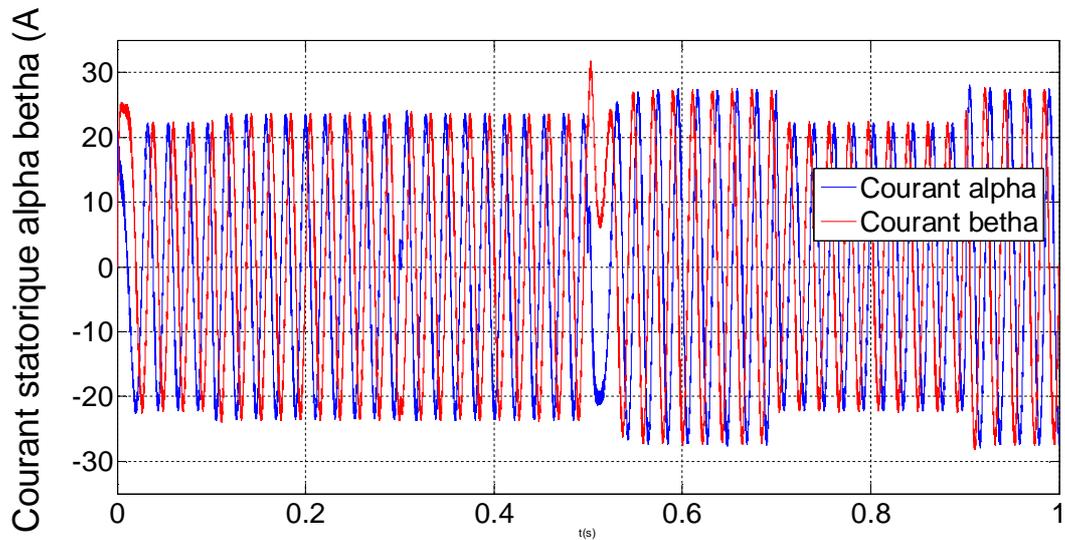


Figure II.5 Résultats de simulation de DTC pour inversion de sens de rotation

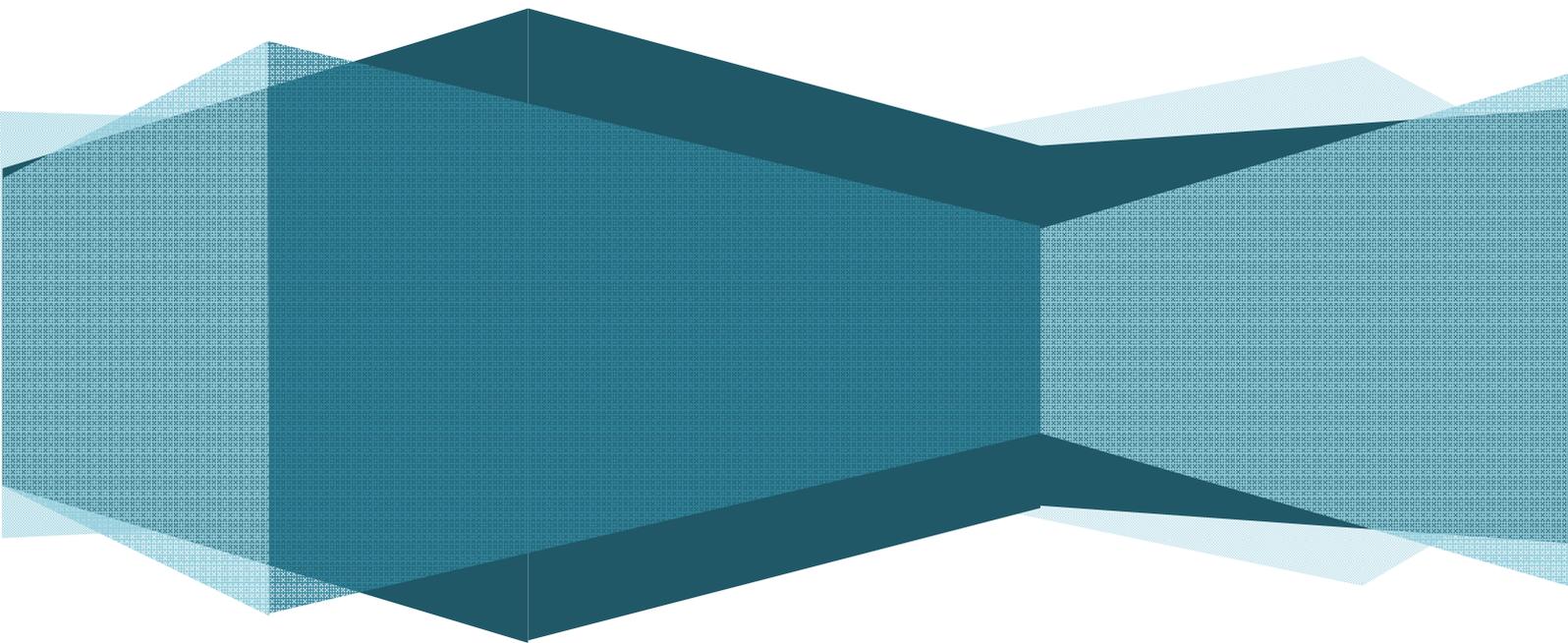
D'après les réponses montrées par la figure (II.5), nous remarquons que la vitesse répond sans dépassement au démarrage à vide et lors de l'inversion de sens de rotation avec un temps de repense très courte. Ce qui montre par la suite que l'approche analytique proposée pour la conception du régulateur PI est assez rigoureuse. Lors du démarrage à vide et l'inversion de sens de rotation, nous constatons aussi un dépassement du couple électromagnétique dû à l'initialisation du flux, puis tendre vers le régime permanent

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le commande directe de couple de la MSAP, On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension, A partir de résultats de simulation On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux.

Afin d'améliorer les performances de la DTC on proposer dans le prochain chapitre de remplacer le régulateur de vitesse de type PI par un régulateur en mode glissant

*Commande DTC par Mode
Glissant de la Machine Synchron
à Aimants Permanents*



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 [25]

III.2 Systèmes à Structures Variables :

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est ramenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface [26].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

III.2.1 Mode de convergence (MC)

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de Commutation $s(x,y) = 0$. Ce mode est Caractérisé par la loi de commande et Le critère de convergence.

III.2.2 Mode de glissement (MG)

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de Glissement et tend vers l'origine du planphase. La dynamique dans ce mode est Caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x,y) = 0$.

III.2.3 Mode en régime permanent MRP :

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase), il caractérise par la qualité et les performances de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non Linéaires. La figure (3.1) représente les différentes modes pour la trajectoire dans le plan de phase :

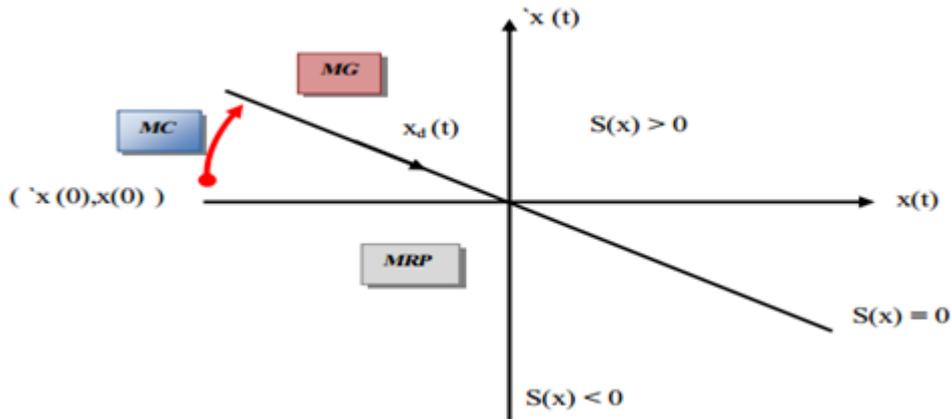


Figure 3.1 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.3 Principe de la Commande Par MG :

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. [27]

III.4 Conception de la Commande Par MG :

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par [28] :

- ✚ choix des surfaces
- ✚ l'établissement des conditions d'existence et de convergence
- ✚ détermination de loi de commande.

III.4.1 Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [29] :

$$\dot{X}(t) = f(x, t) + b(x, t) U(t) \quad (3.1)$$

Avec :

(t) Vecteur d'état, $U(t)$ vecteur d'entrée, et $f(x, t)$ et $b(x, t)$ des fonctions non linéaires.

Un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension " m ". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [29].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface (x) représente le comportement dynamique désiré du système. *J. J. Slotine* propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne.

L'équation est donnée par :

$$S(t) = \left(\frac{\delta}{\delta t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (3.2)$$

Ou :

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler $e(x) = x_{ref} - x$,

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

r : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

$$\text{Pour } r = 1, \quad S(x) = e(x) \quad (3.3)$$

$$\text{Pour } r = 2, \quad S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \quad (3.4)$$

$$\text{Pour } r = 3, \quad S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x). \quad (3.5)$$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [29].

III.4.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système.

On présente deux types de conditions qui sont : [30]

III.4.2.1 Fonction de commutation :

C'est la première condition de convergence et la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (3.6)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $s(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et droite de commutation.[30]

III.4.2.2 Fonction de Lyapunov:

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [31]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (3.7)$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = (x) \cdot \dot{S}(x) \quad (3.8)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (3.9)$$

III.4.3 Détermination de la loi de commande:

III.4.3.1 Commande équivalente :

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande du système défini dans l'espace d'état par l'équation (3.1). Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit : [33]

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (3.10)$$

L'utilisons de l'équation (III.1) et (III.10) permet obtenir la commande équivalente U_{eq}

Nous avons :

$$\dot{S}(t) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial S}{\partial t} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t) \cdot U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t) \cdot U_n] \quad (3.11)$$

En mode de glissement et en régime permanent, La surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles.

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \right]^{-1} \cdot \left[\frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x, t) \right] \quad , \quad U_n = 0 \quad (3.12)$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.1) .on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{X}(t) = f(x, t) - B(x, t) \cdot \left[\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t) \right]^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot f(x, t) \quad (3.13)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement la commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre (U_{max}) et (U_{min}) [33]

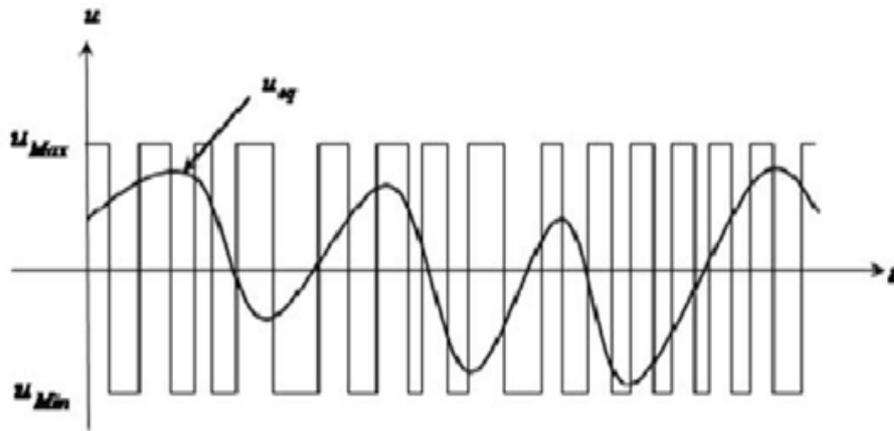


Figure 3.2 Commande équivalent U_{eq} .

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction ‘signé’ par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$

$$\begin{cases} \text{sign}(s(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 0 \\ \text{sign}(s(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (3.14)$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (3.3)

U_n s’exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(s(x)) \quad (3.15)$$

Où K est un gain positif.

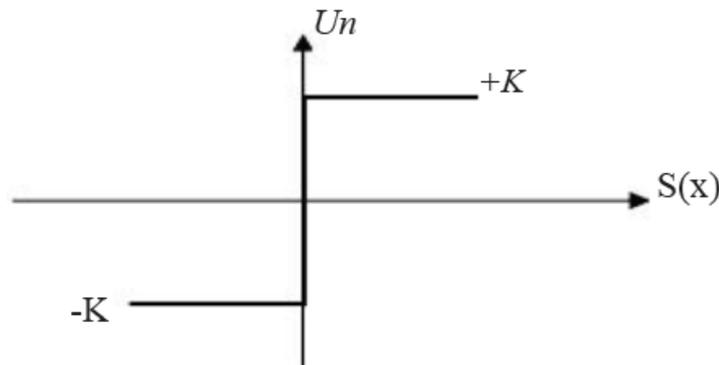


Figure 3.3 : Fonction sign

III.5 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant

Il y’a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d’être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit a cause de problèmes d’identifications des paramètres, soit a cause de la simplification sur modèle des systèmes [32].

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande.

De plus, en réalité, on n’a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé ‘broutement’ ou encore ‘chattering’, il engendre plusieurs effet indésirable

sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme la figure 3.4 représente ce phénomène.

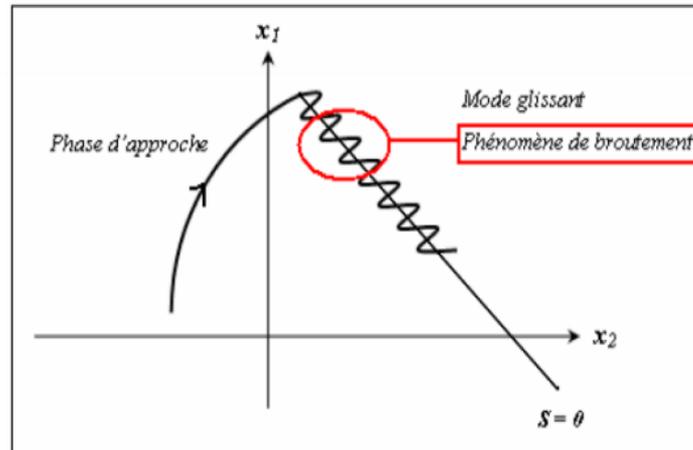


Figure 3.4 Illustration du phénomène de broutement.

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer : La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur, cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini [32]..etc.

III.6 Application du Contrôle par Mode de Glissement d'ordre Un pour la DTC de la MSAP

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.

➤ Surface de glissement de vitesse :

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

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.16)$$

La dérivée de l'expression précédente sera :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (3.17)$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_r \Omega}{J} \tag{3.18}$$

Selon la théorie de mode glissant On peut écrire :

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

en introduisant (III.18) dans (III.17) , on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \Omega_{ref} - \frac{1}{J} (C_{em-eq} + C_{em-n} - C_r - f_r \Omega) \tag{3.19}$$

Avec le contrôle équivalent

$$C_{em-eq} = f_r \Omega + C_r$$

Et la partie discontinue

$$C_{em-n} = K_{or} \text{sign}(S)$$

La figure 3.5 montre la structure globale de la stratégie DTC_MSAP avec un régulateur de vitesse en mode glissant

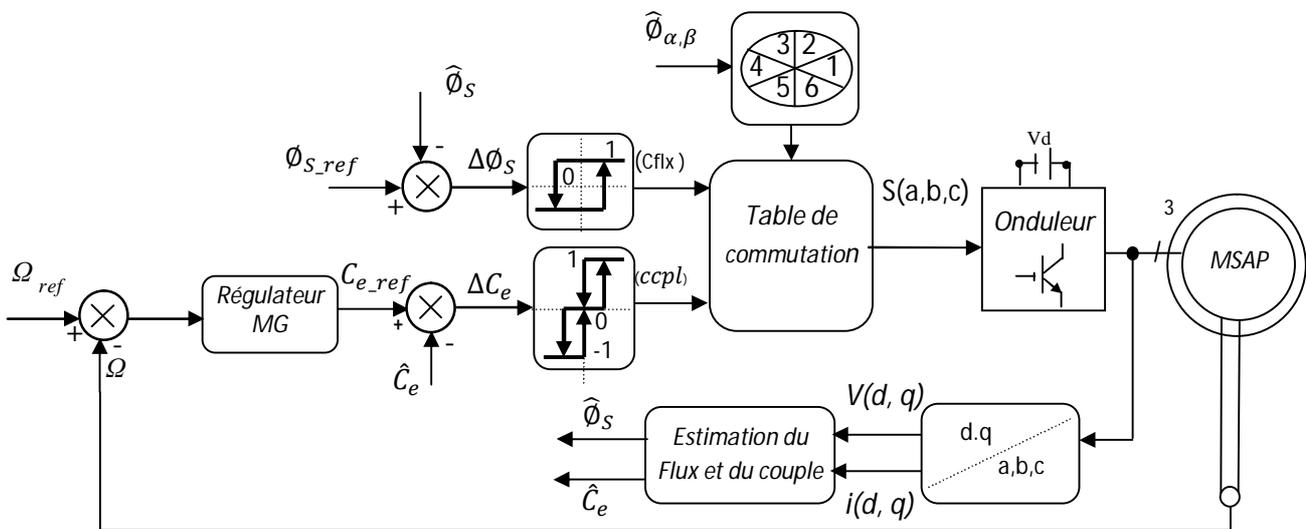


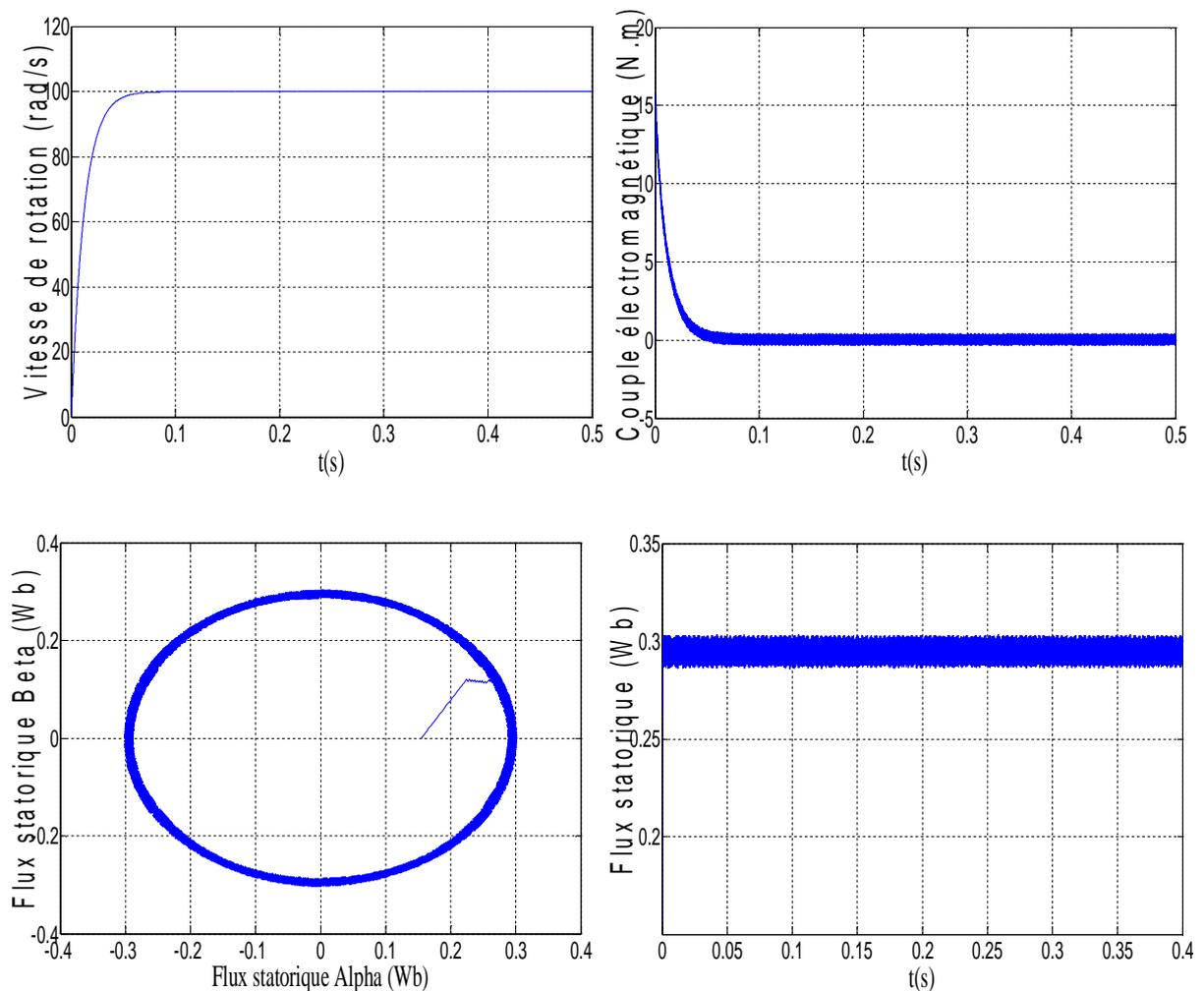
Figure 3.5 Schéma globale de la commande DTC_MG d'une MSAP

III.8 Simulation de la DTC_mode glissant

Les performances de la commande DTC_MG ont été testées par simulation pour les tests suivants :

- Réponse à un échelon de vitesse de $\Omega = 100$ rad/s à vide
- Réponse à un échelon de vitesse de $\Omega = 100$ rad/s avec l'application d'un couple de charge $C_r = 5$, -5 , 10 , 0 et -10 N/m à $t=0.15$, 0.3 , 0.45 , 0.6 et 0.75 seconde respectivement ;
- Réponse à une inversion de vitesse (de 100 à -100 rad/s) à l'instant $t = 0.2s$.

1- Test à vide



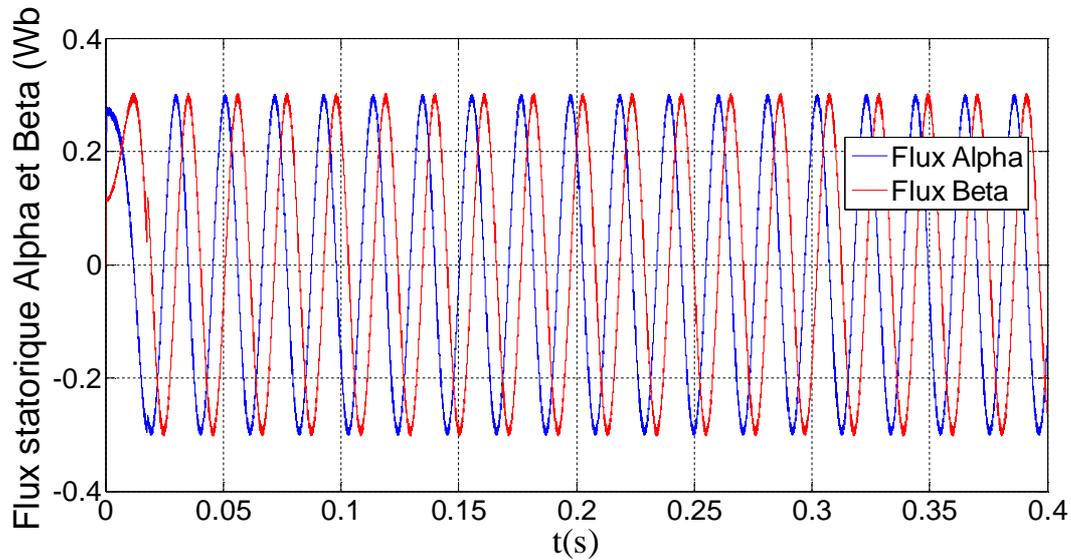
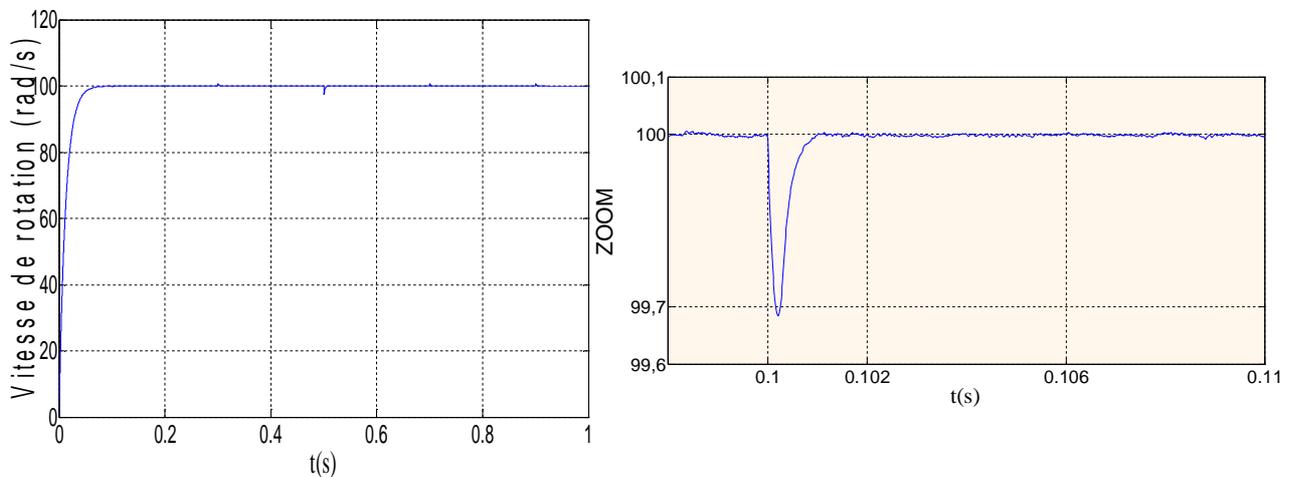


Figure 3.6 Résultats de simulation de la DTC_mode glissant d'une MSAP à vide

La figure (3-6) représente les résultats de simulation de l'essai à vide, cette figure montre que la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.05s)

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant ($C_r=0$). Le flux statorique suit parfaitement sa référence avec un trajectoire circulaire

2- Test de variation de charge



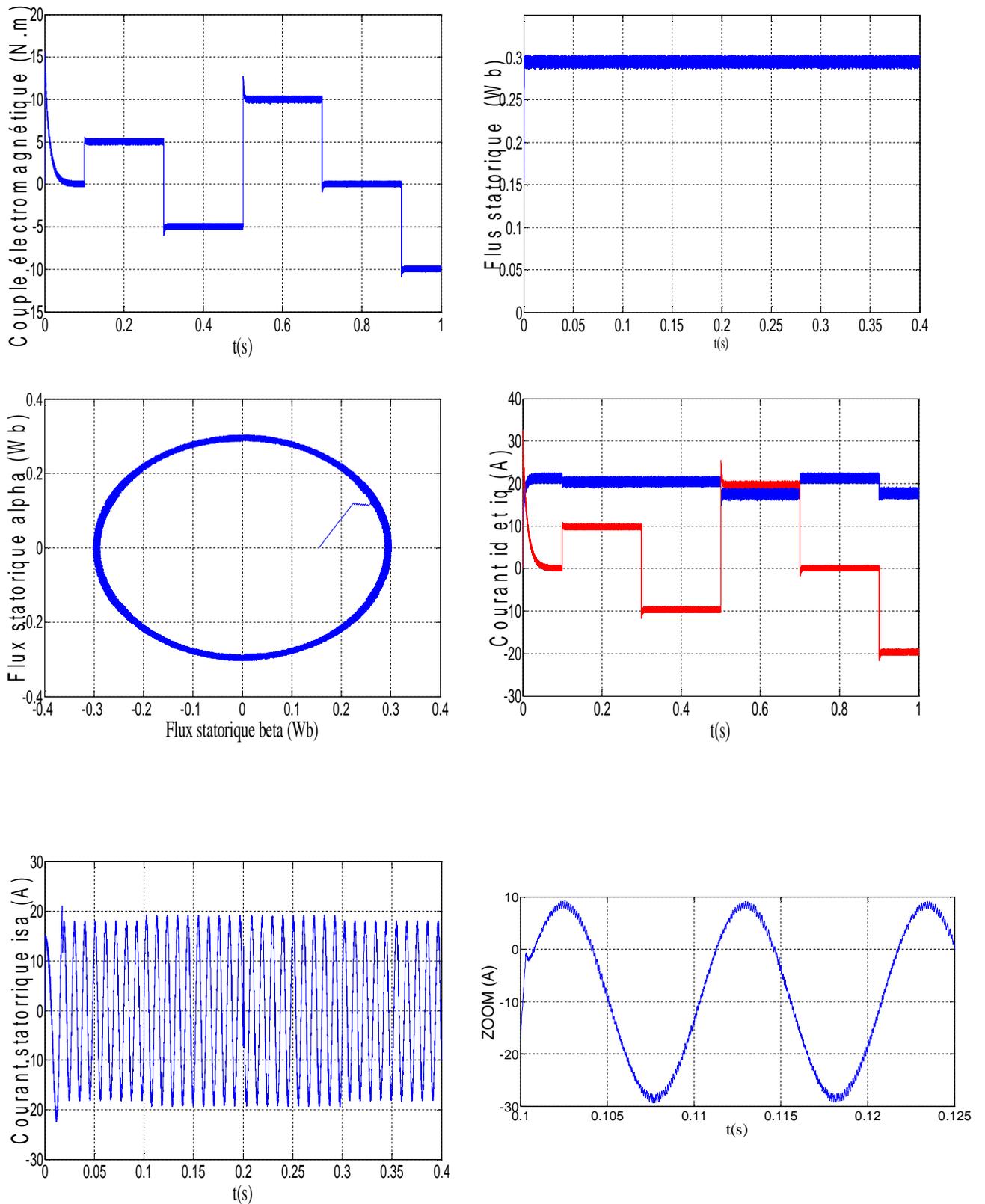
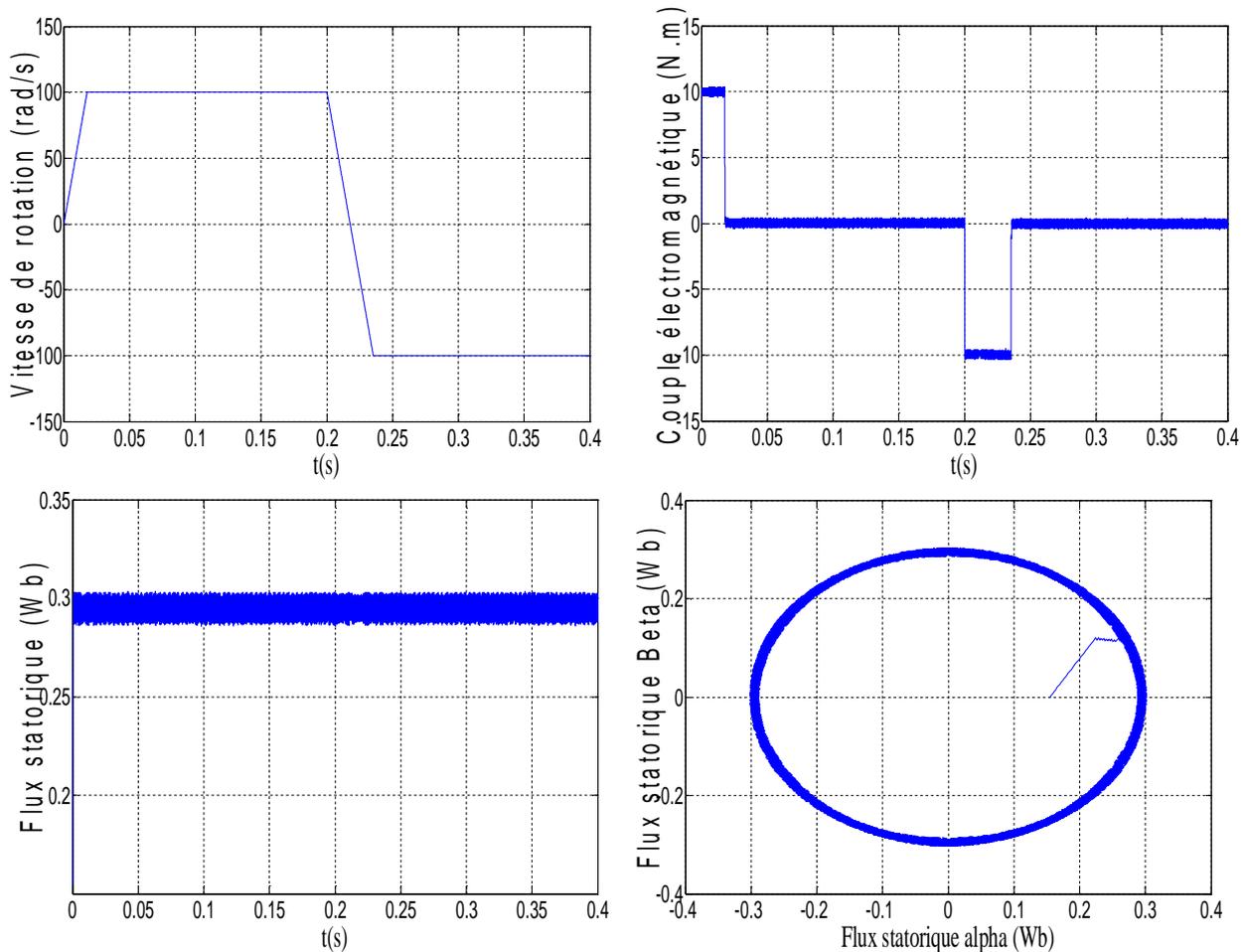


Figure 3.7 Résultats de simulation de la DTC_mode glissant d'une MSAP avec variation de charge

La figure (3.7) montre les résultats de simulation pour un fonctionnement à charge variable (5 Nm à $t=0.1s$, -5 Nm à $t=0.3s$, 10 Nm à $t = 0.5s$, 0 Nm à $0.7s$ et -10 Nm à $0.9s$), après un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s . Cette figure représente les réponses des composantes de la vitesse, du couple, le flux statorique, du courant i_d et i_q et le courant dans la phase a de stator i_{sa} . Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques, car les impacts de la variation de la charge n'ont pas d'influence importante sur ses valeurs. La vitesse suit parfaitement sa référence et présente une très faible chute rejetée par la suite à chaque variation de charge pour rejoindre sa valeur de référence, Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis il suit la valeur de couple de charge, même remarque pour les courants quadratures (i_q) et le courant de phase statorique (i_{sa}) suit parfaitement la variation de la charge.

3- Test de variation de la vitesse

Le but de cet essai est de tester le comportement et la robustesse de la commande DTC et DTC_mode glissant de la MSAP vis-à-vis de la variation du sens de rotation. Dans le cas d'un démarrage à vide, on a introduit un changement de la consigne de la vitesse de référence de $+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s à l'instant $t = 0.2s$



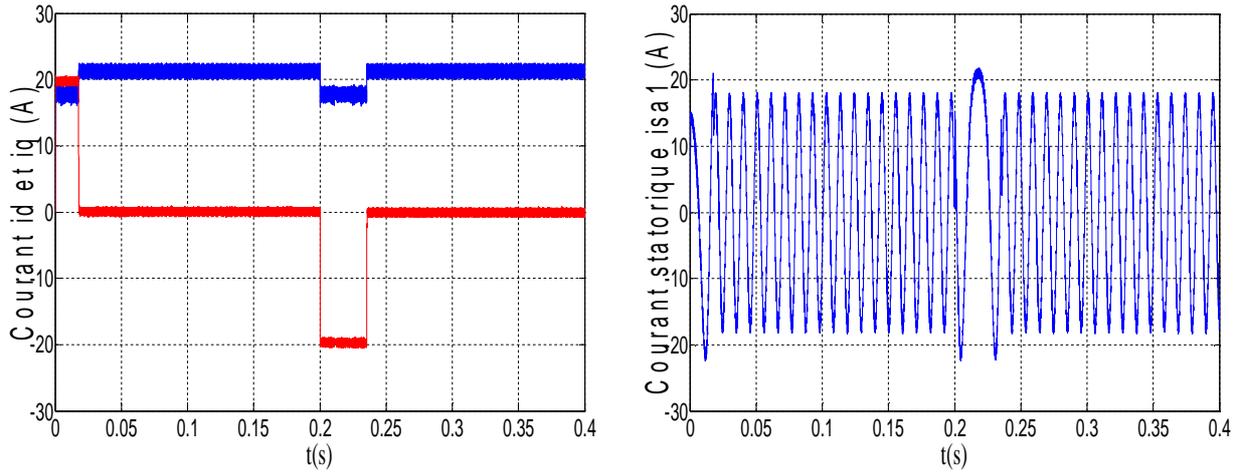
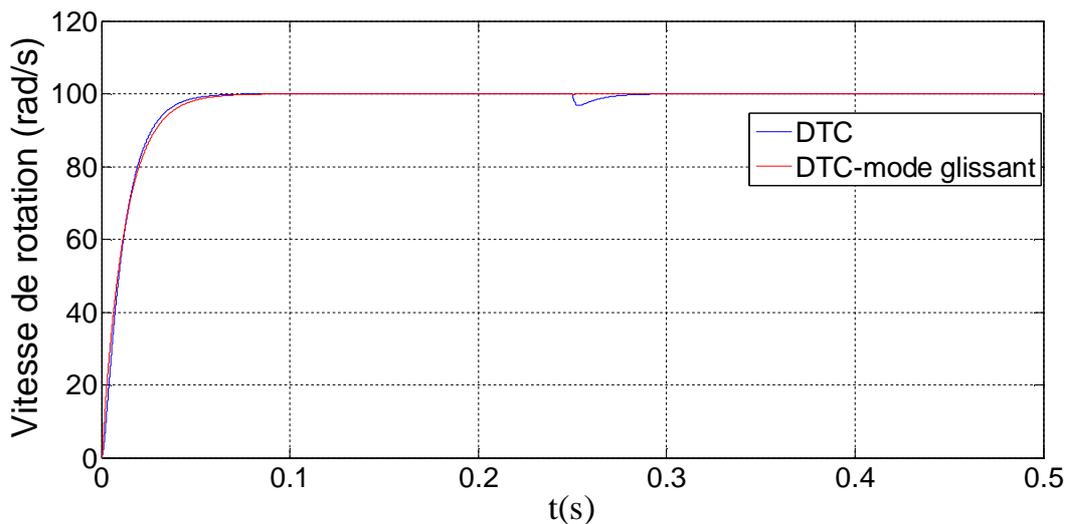


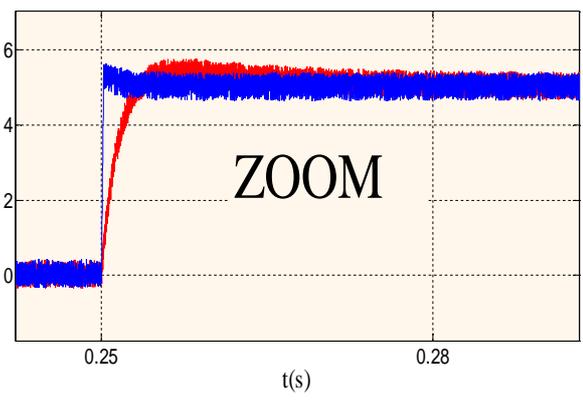
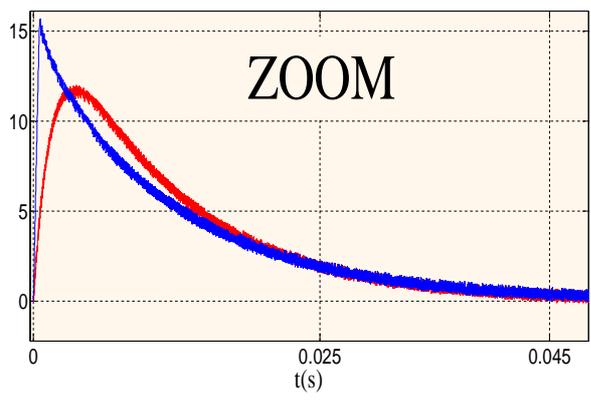
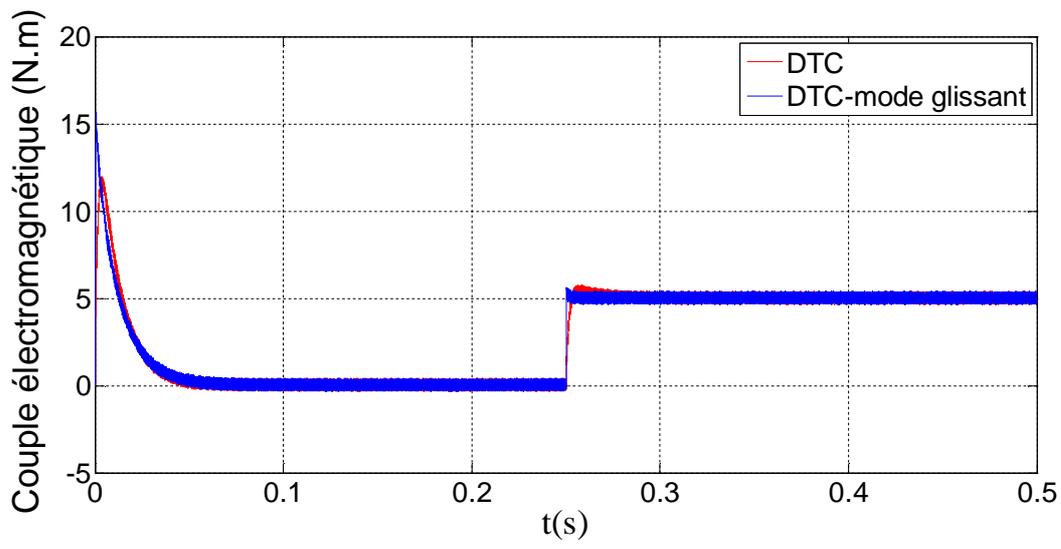
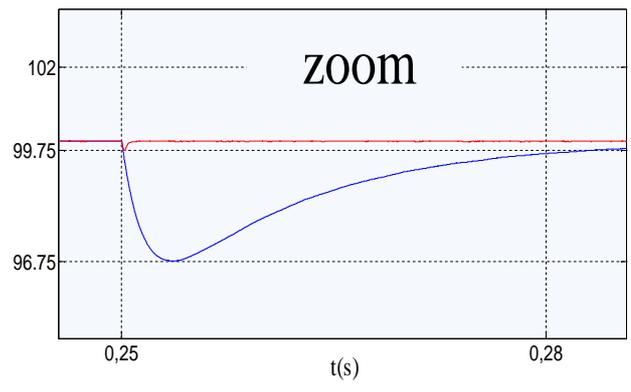
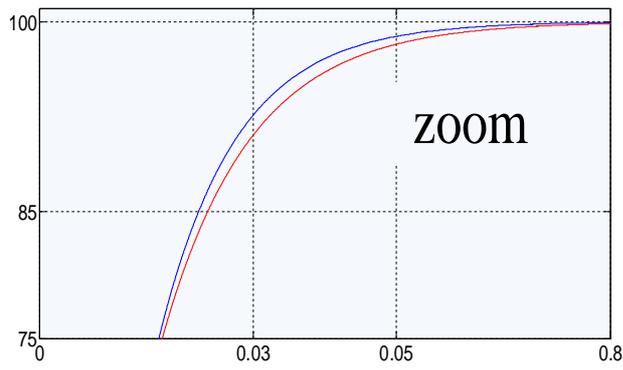
Figure 3.8 Résultats de simulation de la DTC_mode glissant d'une MSAP avec la variation de la vitesse de rotation

Les résultats du simulation sont illustrés par la figure 3.8 (la vitesse, le couple, le flux statorique le courant i_d et i_q et le courant dans la phase i_{sa}), on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement et sans dépassement.

III.9 Etude Comparative Entre la Commande DTC et DTC_mode glissant de la MSAP

Les résultats de simulation obtenue précédemment par les deux commandes DTC et DTC_mode glissant de la MSAP nécessitent une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode.





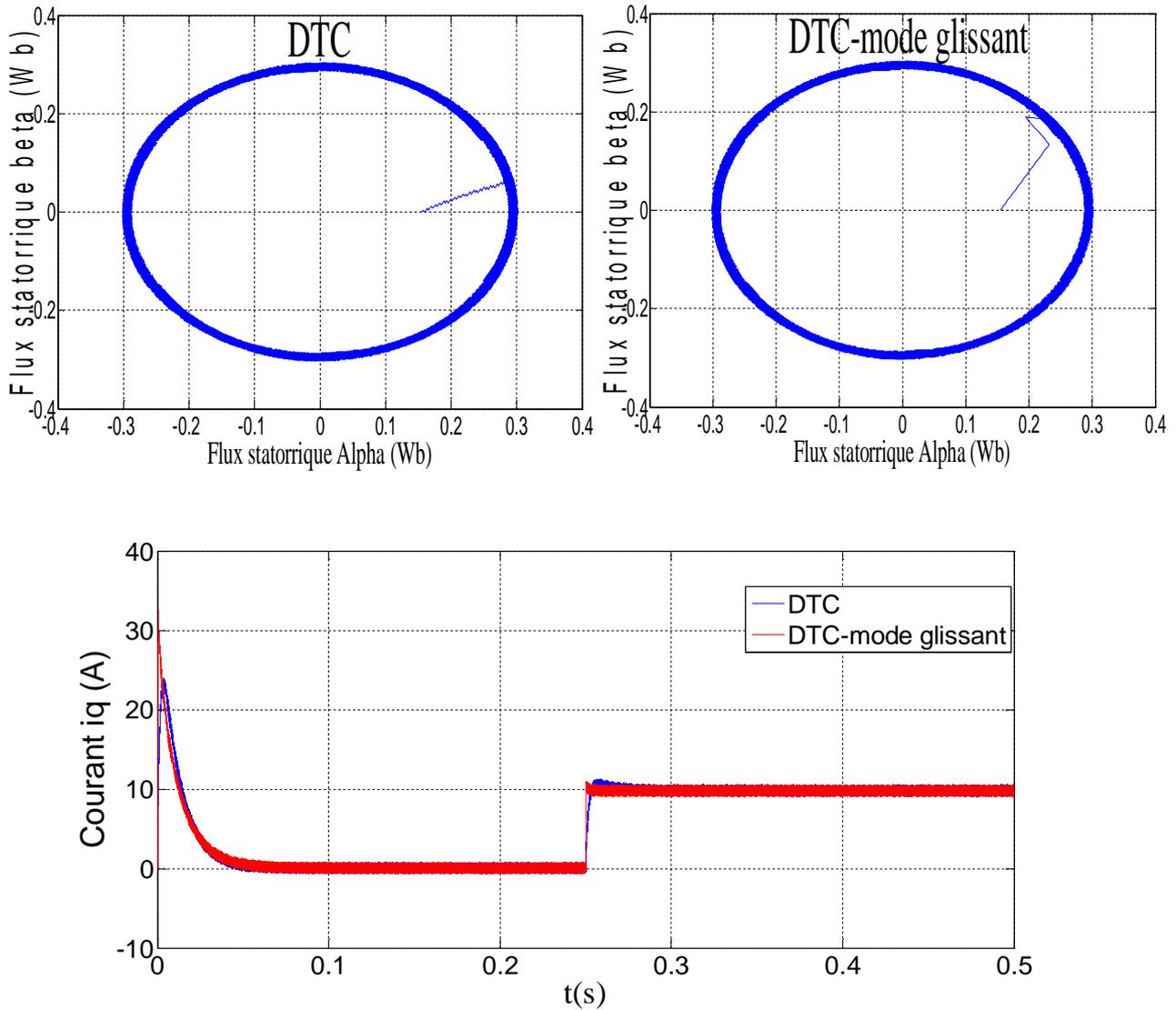


Figure 3.9 Comparaison Entre la Commande DTC et DTC_mode glissant de la MSAP

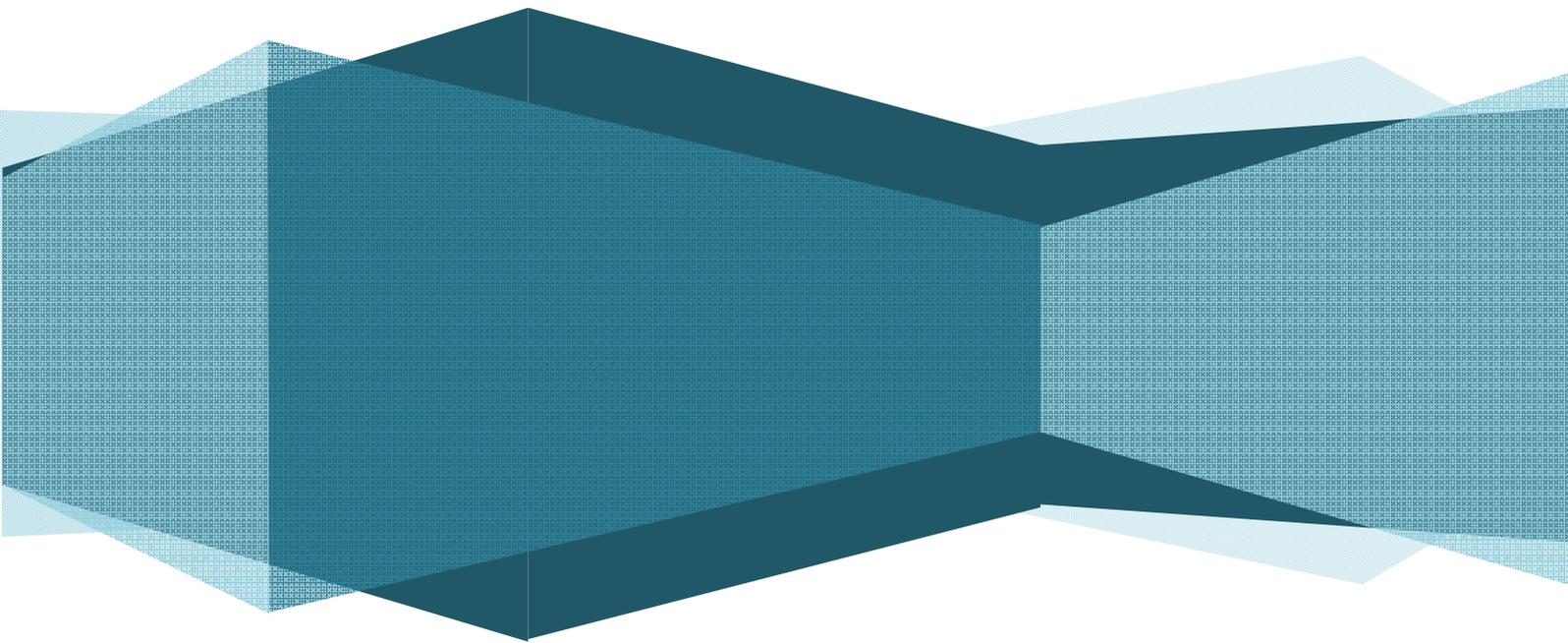
On observe que les résultats obtenus avec les deux types de commande (DTC classique et DTC_mode glissant) montrent clairement que le système commandé avec la DTC_mode glissant est plus robuste par rapport à la structure DTC classique, la chute de vitesse pendant le chargement de la machine est presque négligeable dans le cas de la DTC_mode glissant par rapport à la DTC classique (99.75 rad/s et 96.75 rad/s, bien que le régulateur mode glissant donne une réaction très rapide, pour le couple électromagnétique, la commande DTC_mode glissant présente au démarrage un pic de couple supérieur à celui de la DTC, tant que pendant le chargement de la machine le pic est supérieur pour la DTC classique

III.10 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 aimant permanent. 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_mode glissant tant du point de vue de la stabilité que de la robustesse

Conclusion générale



Conclusion générale

Nous avons présenté dans ce mémoire la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents avec régulateur de vitesse de type mode glissant.

L'étude a été faite en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous avons établi un modèle mathématique décrivant le fonctionnement de la machine et sa modélisation sous qui permet d'étudier son comportement dynamique et statique en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Egalement dans ce chapitre nous avons présenté l'alimentation de la machine avec un onduleur triphasé de tension à MLI qui lui est associé.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté les principes du contrôle direct du couple « DTC » pour la commande de la MSAP. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis qui amène à des ondulations du couple et des bruits acoustiques indésirables, une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude de flux statorique et du couple.

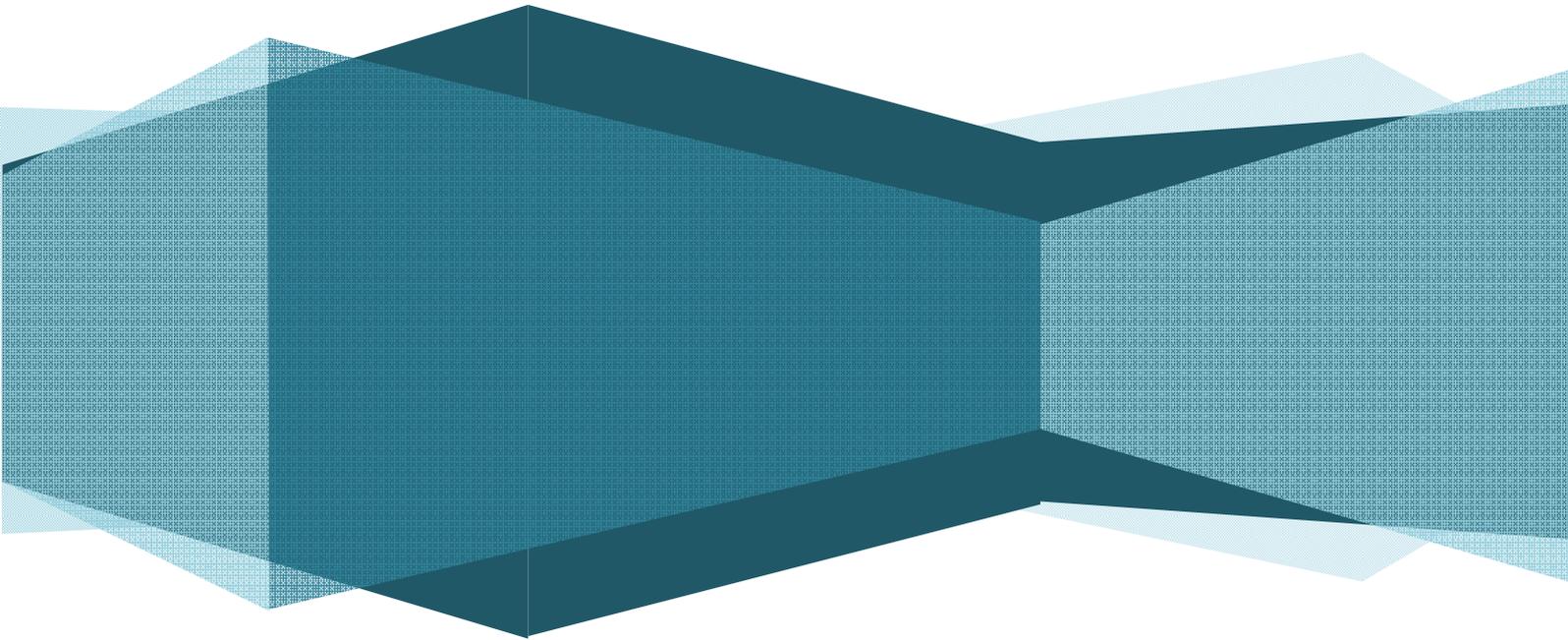
Nous avons également introduit la régulation de la vitesse en boucle fermée en utilisant un régulateur PI. Les résultats de simulation montrent bien les performances de la commande DTC : la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est acceptable.

Dans le troisième chapitre et afin d'améliorer les performances de cette technique de commande, on a introduit un régulateur de vitesse de type mode glissant qui remplace le régulateur PI utilisé dans le chapitre précédent, La simulation montre une amélioration des performances statiques et dynamiques de la DTC-MSAP par rapport aux régulateurs classiques cette stratégie donne très bonne performance au niveaux de la vitesse, du couple et de flux, avec un temps de réponse court par rapport au DTC classique.

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

- ✓ Remplacer les régulateurs à hystérésis par des régulateur plus performants afin de minimiser les ondulations du couple
- ✓ l'utilisation des techniques métaheuristique afin d'optimiser les gains de régulateur flou

REFERENCES



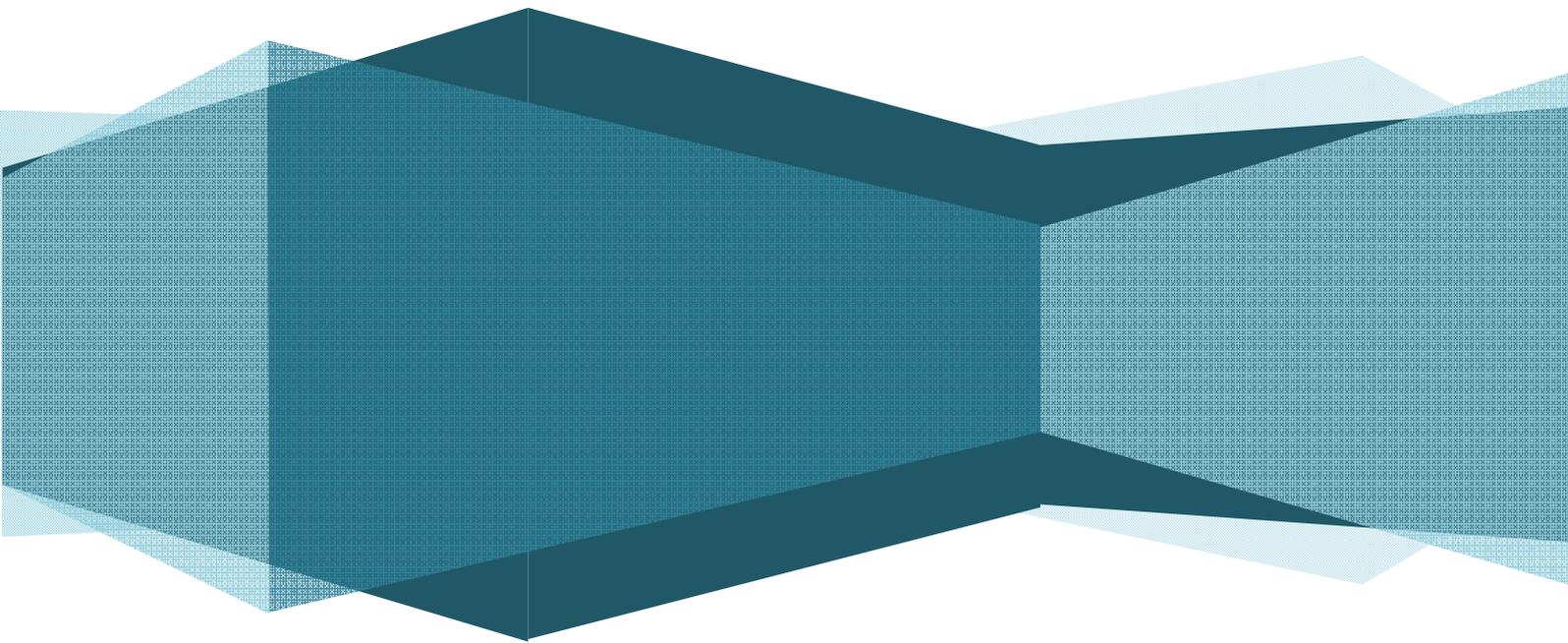
Références Bibliographiques

- [1] Abdelatif MAAROUK, Commande Dynamique D'une Machine Synchrone À Aimants Permanents Alimentée En Tension, Mémoire Master, Université M'hamed Bougara-Boumerdes, 2016.
- [2] Abd Raouf BOUDJEMA, Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP, Mémoire Master, Université Mohamed Khider Biskra, 2014
- [3] Med salah MERZOUG, Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), Mémoire Magister, Université de Batna
- [4] Azedine HAMICHI et Farid BENKERROU, Etude Et Modélisation d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent, Mémoire Master, Université Abderrahmane MIRA De Bejaia, 2015
- [5] Hacene BENZAADI, Commande DTC-SVM D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire De Magister, UNIVERSITE DE BATNA, 2012
- [6] Khalida MIMOUN , commande floue type takagi-sugeno appliquée a la machine synchrone a aimant permanents msap , mémoire master , université mohamed khider biskra , 2019
- [7] Mansour BARDADI BENDAHA, Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel, Mémoire De Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2015.
- [8] Lahcene BELLAHCENE et Mohamed DJAOUANI, Commande Vectorielle En Vitesse Du Moteur Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur MRAS, Mémoire De Master, Université Aboubakr Bel Karid Tlemcen, 2017.
- [9] Naima RAHOUA, Contribution Aux Contrôles Des Générateurs Synchrones A Aimant Permanents, Thèse Doctorat, Mohamed Khider De Biskra, 2018.
- [10] Mustapha HADJ BRAHIM, Commande Vectorielle-Floue De La Machine Synchrone A Aimant Permanent, Mémoire De Master, Université Mohamed Khider De Biskra, 2018
- [11] Nawel SENHADJI et Ammaria CHALABI, Commande Du Moteur Synchrone A Aimants Permanents Par Backstepping , Mémoire De Master , Université Abou Bekr Belkaid De Tlemcen , 2015.
- [12] Monsieur TO UFOUTI RIAD, Contribution A La Commande Directe Du Couple De La machine Asynchrone, Thèse Doctorat, Université Mentouri Constantine (Algérie), 2008.
- [13] Med salah MERZOUG, Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) mémoire Magister, Université de Batna,(Algérie).2017

- [14] Slimane MELIANI, Modélisation Et Simulation D'une Commande Directe Du Couple (DTC) Appliquée A La Machine Asynchrone Sans Capteur De Vitesse, Mémoire De Master, Université De M'sila, (Algérie), 2013.
- [15] Kamel AKKOUCHI KAMEL, Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone, Mémoire Magister, Université Badji Mokhtar-Annaba (Algérie), 2007.
- [16] Saad KHADAR, Les Stratégies De Réduction Des Fluctuations Du Couple Et Du Flux D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents Commandé Par DTC, Mémoire Master, Université De M'sila(Algérie), 2016.
- [17] Mustapha BOURASSE , Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP), Memoire, Université De M'sila (Algérie), 2007.
- [18] Mohamed Elkebir ZAIEM et Hibât Alrahmen NAAMI, Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle Par Orientation du Flux Rotorique et la Commande Directe du Couple Classique Appliquées à la MAS, Mémoire Master, Université Kasdi Merbah Ouargla (Algérie), 2016.
- [19] Merouane HAMRIT, Commande Directe Du Couple Appliquée A Une Machine Synchrone A Aimants Permanents Alimentée Par Un Onduleur De Tension, Memoire De Master, Université De M'sila, (Algerie), 2013.
- [20] OUMAYA chaima, DJAFOUR fatiha , localisation de défaut d'onduleur MLI d'une machine asynchrone commandée en DTC , mémoire master , université de ouargla , 2016
- [21] Med salah MERZOUG, Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) mémoire Magister, Université de Batna,(Algérie).2017
- [22] TOUFOUTI Riad , CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE , memoir doctorat , UNVERSTÉ MENTOUR CONSTANTNE , 2016
- [23] LEGRIOUI SAID, Etude et réalisation de la commande DTC des machines asynchrones par la logique floue, Mémoire Master , UNVERSTÉ CONSTANTNE ,2015
- [24] ARIBI Fouad Salim , NEDJAA Riad Abdelhafid , Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents , UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA , Mémoire MASTER , 2018
- [25] Hakim TEIAR , Stratégies De Commande Robuste A Base D'intelligence Artificielle De La Machine Synchrone A Aimants Permanents A Partir De La Plaque Signalétique , mémoire doctorat , MARS 2018

- [26] MESSAOUDI Ismail , MOHAMED MAHMOUD El Mahjoub , Commande par mode glissant de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur , Mémoire de Master , UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA , 2017
- [27] BELMENAOUAR Walid , Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension , UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES , Mémoire de Master , 2017
- [28] SAID Azzedine , SI MOHAMMED Houcemeddine , Commande de la Machine Asynchrone par mode glissant , Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, Mémoire de Master , 2017
- [29] Mr . Nouredine BOUNASLA , Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents , Mémoire De Magister , Université Ferhat ABBAS Sétif 1 , 2014
- [30] MESSAI Sameh , Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents , Mémoire de Master , Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi - , 2015
- [31] CHAPONI Ilyas , BOUHLALI Nasr Eddine , Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents , Mémoire Master , Université de Baira , 2018

ANNEXES



ANNEXE**Paramètres Du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Étudié**

Paramètre	Symbole	Valeur (S.I)
Fréquence	f	50[Hz]
Puissance	P	1500[w]
Tension d'alimentation	V /U	220/380[v]
Nombre de paires de pôles	p	3
Résistance statorique	Rs	1.4[Ω]
Inductance sur l'axe id	Ld	0.0066[H]
Inductance sur l'axe iq	Lq	0.0058[H]
Flux d'un aimant (rotorique)	ϕ	0.1546[Wb]
Inertie	J	0.00176[Kg.m²]
Coefficient de frottements	F	0.00038818[Kg.m²/S]
Couple de charge ou résistant	Cr	10N*m