

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE
ELECTRIQUE



DOMAINE: SCIENCE ET TECHNOLOGIE
FILIERE : GENIE ELECTRIQUE
OPTION : ENERGIES RENOUVELABLES
EN ELECTROTECHNIQUE

N° :.....

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Professionnel

Par : FERHAT Charif

Intitulé

**Commande directe de couple par la logique
floue de la machine synchrone
à aimant permanent**

Soutenu devant le jury composé de:

ROUABHI Riyadh	Université de M'sila	Président
ABDELMADJID CHOUCOU	Université de M'sila	Rapporteur
HELLALI LALLOUANI	Université de M'sila	CO-Rapporteur
BELHAMDI Saad	Université de M'sila	Examineur

Année universitaire : 2020 /2021



Dédicace

AVANT TOUS, JE REMERCIE DIEU LE TOUT PUISSANT DE M'AVOIR DONNÉ LE COURAGE ET LA PATIENCE POUR RÉALISER CE TRAVAIL MALGRÉ TOUTES LES DIFFICULTÉS RENCONTRÉES.

JE DÉDIE CE MODESTE TRAVAIL :

À MES TRÈS CHERS PARENTS, QUE DIEU LES GARDE ET LES PROTÈGE POUR LEURS SOUTIEN MORAL ET FINANCIER, POUR LEURS ENCOURAGEMENTS ET LES SACRIFICES QU'ILS ONT ENDURÉS.

À MES FRÈRES

À MES SŒURS

À MES CHERS AMIS

À TOUS LES AMIES ÉTUDIÉES AVEC MOI ÉNERGIE RENOUVELABLE

FERHAT CHARIF



Sommaire

Dédicace

Remerciements

Sommaire

Notations et Abréviations

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale

Chapitre I

Modélisation de l'association MSAP – Onduleur

Introduction4

I.1. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents4

 I.1.1. Le stator 5

 I.1.2. Le rotor 5

 I.1.2.1. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP 5

 I.1.2.2. Dispositions des aimants au rotor 6

I.2. Modélisation de la MSAP 7

 I.2.1. Hypothèses simplificatrices7

 I.2.2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q 11

 I.2.3. Bloc de simulation du MSAP 12

I.3. l'onduleur de tension à deux niveaux12

 I.3.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux13

 I.3.2. Commande de l'onduleur à deux niveaux14

 I.3.3. Commande par Modulation Sinus-triangle 15

I.4. résultat de la simulation 16

 I.4.1. MSAP16

Test 01 : à vide. Cr = 0 N.m16

 A. Couple électromagnétique 16

B. Vitesse de rotation.	17
C. Composantes du courant statorique	17
D. Composantes du flux statorique	17
E. Composantes du courant d'alimentation	18
<u>Test 02</u> : En charge. Cr= 20 N.m	18
F. Couple électromagnétique	18
G. Vitesse de rotation.	18
H. Composantes du courant statorique	19
I. Composantes du flux statorique	19
J. Composantes du courant d'alimentation	19
1- Cas : Onduleur applique sur Msap.	21
<u>Test 01</u> : à vide. Cr = 0 N.m	21
A. Couple électromagnétique	21
B. Vitesse de rotation.	21
C. Composantes du courant statorique	22
D. Composantes du flux statorique.	22
E. Composantes du courant d'alimentation	22
<u>Test 02</u> : En charge. Cr= 20 N.m	22
F. Couple électromagnétique	22
G. Vitesse de rotation.	23
H. Composantes du courant statorique	23
I. Composantes du flux statorique	23
J. Composantes du courant d'alimentation	24
Interprétations des résultats	24
Conclusion	24

Chapitre II

Contrôle Directe du couple applique à la MSAP

Introduction	25
II.1.1. Principe d'un contrôle Direct du couple	25
II.1.2. Règles du contrôle du flux et du couple	27

II.1.2.1. Contrôle du vecteur flux statorique	27
II.1.2.2. Contrôle du couple électromagnétique	28
II.1.3. Choix du vecteur de tension V_s	30
II.1.3.2. Les estimateurs	32
II.1.3.2.1. Estimation du flux statorique	32
II.1.3.2.2. Estimation du couple électromagnétique	33
II.1.4. Elaboration des contrôleurs	33
II.1.4.1. Contrôleur de flux à deux niveaux	33
II.1.4.2. Contrôleur du couple	34
II.1.4.2.1. Comparateur à deux niveaux	34
II.1.4.2.2. Comparateur à trois niveaux	35
II.1.5. Elaboration des tables de commande	35
II.1.5.1. Élaboration de table de commutation avec séquences nulles	35
II.1.5.2. Table de commande du flux	36
II.1.5.3. Table de commande du couple	36
II.1.5.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles	36
II.1.5.4.1. Table de commutation avec les vecteurs tensions actives	37
II.1.5.4.2. Elaboration de la table de commutation avec les vecteurs tensions nulles	37
II.1.6. Structure générale de la DTC appliquée au MSAP	38
II.1.7. Le choix des largeurs des bandes d'hystérésis	39
II.2. Résultats de simulation de la DTC classique	41
<u>Test 01</u> : Test Variation de charge $C_r : (T_e = 6 s)$	41
A. Couple électromagnétique	41
B. Vitesse de rotation.	42
C. Composantes du courant statorique	42
D. Composantes du flux statorique	43
E. Composantes du courant d'alimentation	44
F. Teta	44
G. Flux	45
<u>Test 02</u> : Test Variation de Vitesse $\omega : (T_e = 6 s)$	46
H. Couple électromagnétique	46
I. Vitesse de rotation.	47

J. Composantes du courant statorique	48
K. Composantes du flux statorique.	49
L. Composantes du courant d'alimentation	50
M. Teta.	51
N. Flux.	52
Test 03 : Test Variation de Paramétrique $R_s = 1.2 \Omega$	54
O. Couple électromagnétique	54
P. Vitesse de rotation.	54
Q. Composantes du courant statorique	54
R. Composantes du flux statorique	54
S. Composantes du courant d'alimentation	55
T. Teta	55
U. Flux	55
Conclusion	56

Chapitre III

Contrôle Directe du couple par logique floue type-1 de la MSAP

Introduction	57
III.1. Définition de la logique floue	57
III.2. Pourquoi utiliser la logique floue ?	57
III.3. Les avantages et les inconvénients de la logique floue	57
• Les avantages de la logique floue	57
• Les inconvénients de la logique floue	58
III.4. Domaine d'application	58
III.5. La théorie de la logique floue	59
III.5.1. Principe de la logique floue	59
III.5.2. Eléments de base de la logique floue	59
III.5.3. Définition d'un ensemble flou	60
III.5.4. Les Variables Linguistique	60
III.5.5. Univers du discours	61
III.5.6. Fonction d'appartenance	61

III.6. Caractéristique des ensembles floue	63
III.7. Les opérateurs flous	64
III.8. Système Flou	65
III.9. Constitution d'un système floue	65
III.10. Base de règles	66
III.11. Logique de prise de décision (inférence floue)	67
III.11.1. Interface de fuzzification	67
III.11.2. Interface de Défuzzification	68
III.12. Régulateur à logique floue	68
III.12.1. Conception d'un RLF	68
III.12.2. Simulation et interprétation des résultats	72
<u>Test 01</u> : Test Variation de charge $C_r : (T_e = 6 s)$	74
A. Couple électromagnétique	74
B. Vitesse de rotation.	75
C. Composantes du courant statorique	75
D. Composantes du flux statorique	76
E. Composantes du courant d'alimentation	76
F. Teta	77
G. Flux	77
<u>Test 02</u> : Test Variation de Vitesse $\omega : (T_e = 6 s)$	78
H. Couple électromagnétique	78
I. Vitesse de rotation.	79
J. Composantes du courant statorique	80
K. Composantes du flux statorique	81
L. Composantes du courant d'alimentation	82
M. Teta.	83
N. Flux.	83
<u>Test 03</u> : Test Variation de Paramétrique $R_s = 1.2 \Omega$	84
O. Couple électromagnétique	84
P. Vitesse de rotation.	85
Q. Composantes du courant statorique	85
R. Composantes du flux statorique	86
S. Composantes du courant d'alimentation	87

T. Teta	87
U. Flux	88
Étude comparative	89
Conclusion	90

Conclusion générale

Annexe

Bibliographie

Résumé

Notations et Abréviations

Notations et Abréviations

<i>Acronymes</i>	
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent.
MCC	Moteur à Courant Continu.
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion.
FOC	Field Oriented Control.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
F.M.M	Force magnétomotrice.
MRAC	Commande Adaptative Avec Modèle de Référence.
CV	Commande Vectorielle.

<i>Symboles</i>	
a, b, c	Axe liés aux enroulements triphasés.
α, β	Axe de référentiel statorique.
V_a, V_b, V_c	Tensions statoriques de phase a,b,c.
V_s	Tension statorique .
i_a, i_b, i_c	Courant statorique de phase a,b,c.
i_s	Courant statorique.
R_{s1}	Résistance statorique.
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux statorique de phase a,b,c.
Φ_s	Flux statorique.
L_s	Inductance statorique
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_{sf}	Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.
L_d	Inductance cyclique directe.
L_q	Inductance cyclique quadrature.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park.
d, q	Les axes biphasés respectivement directe et en quadrature « axe de référentiel de park ».
V_{ds}, V_{qs}	Tension statorique d'axe direct et en quadrature.
I_{ds}, I_{qs}	Courants statoriques d'axes direct et en quadrature.
Ω	Vitesse de rotation de la machine.
J	Moment d'inertie de la machine..
f	Coefficient du frottement.

P	Nombre de paires de pôles.
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω	Vitesse électrique du rotor.
ω_r	Vitesse de rotation de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
u_{ao}, u_{bo} et u_{co}	Des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue).
Φ_f	Flux des aimants.
Φ_d	Flux statorique instantané dans l'axe d.
Φ_q	Flux statorique instantané dans l'axe q.
X_{ref}	Valeur de référence
K_p, K_i	Coefficients du régulateur de vitesse
e_d, e_q	Termes de découplages.
$\mu(x)$	Degré d'appartenance.

Liste de figure

Chapitre I

Modélisation de l'association MSAP – Onduleur

- Fig. I. 1 :** Le moteur industriel à aimants permanents
- Fig. I. 2 :** Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.
- Fig. I. 3 :** Référentiel a, b, c et référentiel d, q
- Fig. I. 4 :** Bloc diagramme de la MSAP dans le référentiel d-q
- Fig. I. 5 :** Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension
- Fig. I. 6 :** Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.
- Fig. I. 7 :** Principe de la Modulation sinus-triangulaire
- Fig. I. 8 :** Tension de réseau et la tension à la sortie du redresseur
- Fig. I. 9 :** Schéma bloc de la simulation du MSAP

Chapitre II

Contrôle Directe du couple appliqué à la MSAP

- Fig. II. 1 :** Elaboration des vecteurs $V_s(S_a, S_b, S_c)$ à partir de l'onduleur de tension [ALL14].
- Fig. II. 2 :** Application d'une vectrice tensionstatorique qui permet de diminuer le module du flux statorique
- Fig. II. 3 :** Application d'une vectrice tensionstatorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique
- Fig. II. 4 :** Trajectoire du flux statorique
- Fig. II. 5 :** Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation. $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$
- Fig. II. 6 :** Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation. $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$
- Fig. II. 7 :** Choix de la vectrice tension.

- Fig. II. 8 :** a) : Sélection des vecteurs V_s correspondant au contrôle de l'amplitude Φ_s
(b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux
- Fig. II. 9 :** Comparateur à hystérésis à deux niveaux
- Fig. II. 10 :** Comparateur à hystérésis de couple à trois niveaux.
- Fig. II. 11 :** Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.
- Fig. II. 12 :** Schéma de la Module simulation de matlab (estimation) MSAP.
- Fig. II. 13 :** Schéma du contrôle DTC- MSAP

Chapitre III

Contrôle Directe du couple par logique floue type-1 de la MSAP

- Fig. III.1 :** Niveaux d'appartenance en logique booléenne.
- Fig. III.2:** Niveaux d'appartenance en logique floue.
- Fig. III.3:** Variable linguistique.
- Fig. III.4:** Différentes formes de la fonction d'appartenance.
- Fig. III.5 :** Caractéristiques d'un ensemble flou.
- Fig. III.6 :** Exemple d'opérations sur des ensembles flous.
- Fig. III .7 :** Traitement flou.
- Fig. III .8:** Schéma général d'un système floue.
- Fig. III .9:** Régulateur floue.
- Fig. III .10 :** Le système de contrôleur flou .
- Fig. III.11 :** fonction d'appartenance pour l'entrée « der ».
- Fig. III.12 :** fonction d'appartenance pour l'entrée « er ».
- Fig. III .13 :** Éditeur de fonction d'appartenance pour la sortie 'dTe'.
- Fig. III.14 :** le schéma bloc de la simulation de la commande floue applique à la MSAP.
- Fig. III .15 :** Schéma bloc d'un régulateur flou de vitesse.
- Fig.III.16 :** Schéma du simulation matlab DTC- flou type-1.

Liste de tableau

Chapitre II

Contrôle Directe du couple applique à la MSAP

Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée.

Tableau (II.02) : Table de commande du flux

Tableau (II.03) : Table de commande du couple

Tableau (II.04) : Table de commutation avec les vecteurs tensions actifs

Tableau (II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nuls

Chapitre III

Contrôle Directe du couple par logique floue type-1 de la MSAP

Tableau (III.01) : Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous.

Tableau(III.02) : Table de règles d'inférences

Tableau(III.03) : Étude comparative entre DTC-Ond-floue type-1, DTC-Ond-Pi, et DTC-Ond

Introduction Générale

Introduction Générale

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels.

Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [08].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [09].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [09].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine [10].

Cette méthode réduit les contraintes de calcul en temps réel et améliore d'une façon significative les oscillations du couple.

Les régulateurs conventionnels type PI et retour d'états largement utilisés. Ils sont sujets à une détérioration des performances en présence des perturbations de charge et des variations paramétriques. Pour pallier ces dégradations, l'utilisation des commandes modernes et intelligentes est plus que nécessaire. Un certain nombre de ces commandes ont été déjà appliquées à la machine synchrone à aimants permanents telles que la commande floue, la commande adaptative et les réseaux de neurones. [41].

La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action direct sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système [41].

Dans notre travail, en outre de la DTC classique, on a appliquée une commande directe du couple associée à un régulateur floue type-1 qui assure une fréquence de modulation constante pour le convertisseur. Ce qui supprime notamment les contraintes de scrutation rapide de ces derniers.

Face aux limitations des régulateurs conventionnels, le contrôle par la logique floue, il donne de meilleures performances face aux variations paramétriques et perturbations telles que l'application de charges et changement de consignes. En contre partie, il demande un calcul relativement plus complexe [12].

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique, la commande en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, avec orientation du flux, par des régulateurs de différents algorithmes (régulateurs classiques et régulateurs flous.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de Trois chapitres:

- ✓ **Le premier chapitre :** est consacré à la présentation et la Modélisation de l'association MSAP – Onduleur dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la MSAP sans onduleur et avec onduleur et présenter les résultat du simulation.
- ✓ **Le deuxième chapitre :** est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux et utiliser régulateur PI (DTC-PI-MSAP) après présenter les résultat du simulation.
- ✓ **Le troisième chapitre :** est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents par logique floue type-1 de la MSAP (DTC-Floue Type-1).

Chapitre 9

Modélisation de l'association

Onduleur - MSAP

Introduction

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple [1]. Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées par d'onduleurs de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage (IGBT par exemple). [1][2][7].

Dans ce chapitre on présentera la constitution et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension triphasée.

I.1. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial et à flux axial. Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux ou par des courants en créneaux. Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important. Cette aimantation provient des dipôles magnétiques, contenus dans ce matériau constitués d'ensembles de moments orbitaux et de spin d'électrons. Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en quatre catégories. Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple

- Les AlNiCo sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les terres rares tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.
- Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B) [38] ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C). [3]

I.1.1. Le stator

Représente la partie fixe de la machine (Fig. I. 1), destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constitué d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statoriques triphasé bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposée de telle façon quelle constituent un ensemble triphasé coupler soit en étoile ou en triangle.) [3]



Fig. I. 1 : Le moteur industriel à aimants permanents

I.1.2. Le rotor

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur.

I.1.2.1. Les aimants permanents utilisés pour la MSAP

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de L'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient [3] [37].

Les ferrites: **sont** des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs

d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût [1].

I.1.2.2. Dispositions des aimants au rotor

Il existe pour les machines à aimants permanents de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies : machines à aimants cylindriques à champ radial, machines à aimants discoïdes à champ axial et machines à aimants à flux transverse [2][5] [36].

Pour les machines à aimants cylindriques à champ radial on distingue plusieurs types en fonction de la disposition des aimants sur le rotor (Fig. I. 2).

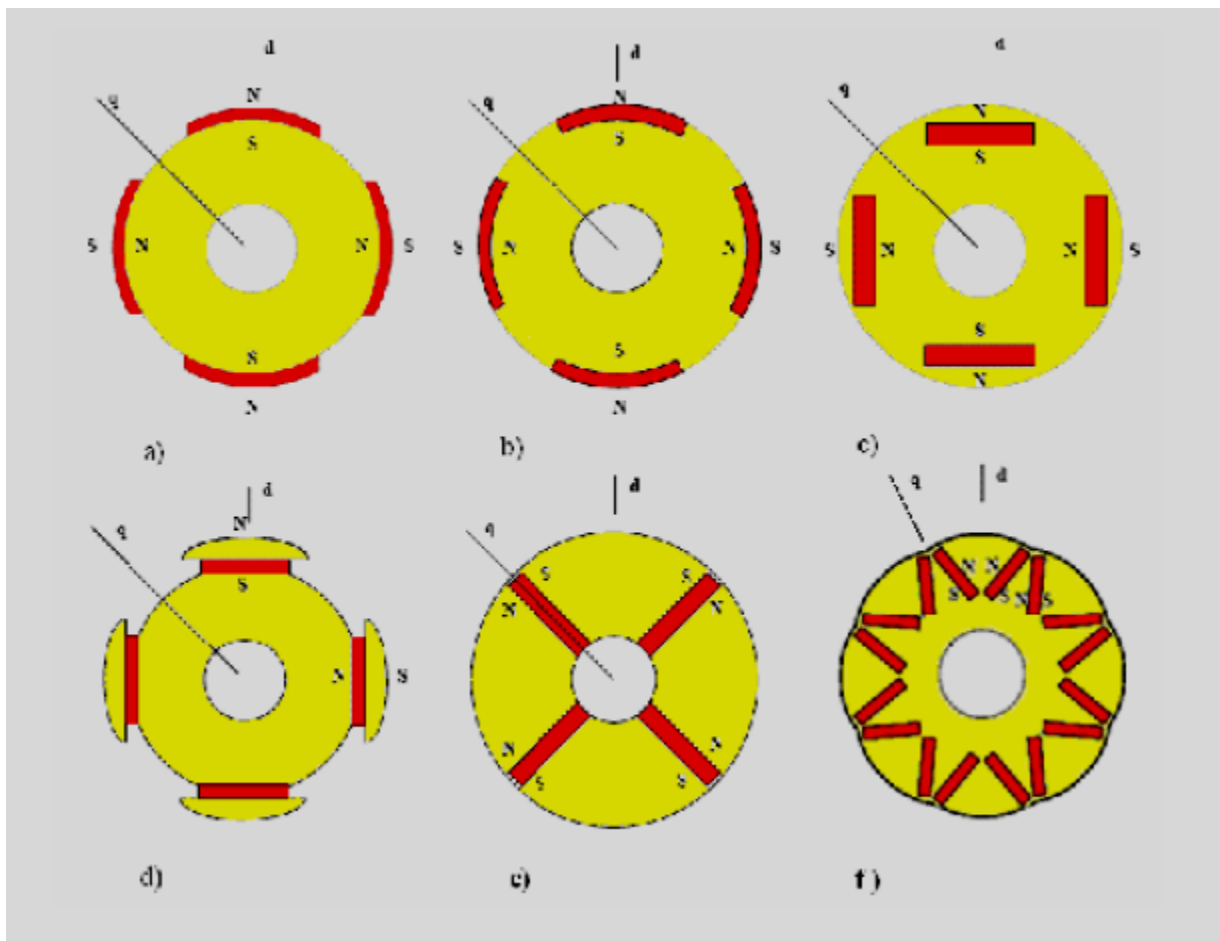


Fig. I. 2 : Les types de machines à aimants cylindriques à champ radial.

- a) à aimants colées, sans pièces polaires.
- b) à aimants insérés.
- c) à aimants enterrés.
- d) à épanouissement polaire.
- e) et f) à aimants enterrés, structure à aimants à concentration de flux

I.2. Modélisation de la MSAP

I.2.1. Hypothèses simplificatrices

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes [6] :

- 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.

La machine synchrone à aimants permanents comporte, au stator, un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a , b , c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique (figure 1.1) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation.

En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotors :

- Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.
- Dans le deuxième, par contre, les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor.

Le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides.

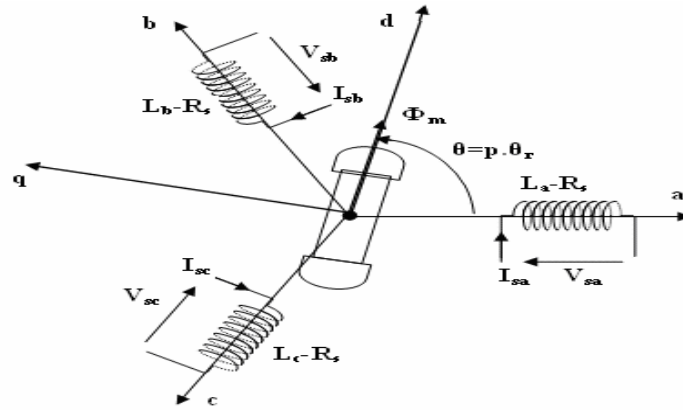


Fig. I. 3 : Référentiel a, b, c et référentiel d, q

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique, le modèle triphasé s'exprime par [4] :

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + [\Phi_{abc}] \quad (1.1)$$

Avec

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\Phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Avec v_{abc} , i_{abc} et Φ_{abc} , représentant respectivement les tensions de phases statoriques, les courants des phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques. R est la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux Φ_{abc} sont exprimés par :

$$[\Phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + [\Phi_{abc}]$$

Ou

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{SS} & M_S & M_S \\ M_S & L_{SS} & M_S \\ M_S & M_S & L_{SS} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Avec L_{SS} et M_S représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques, la self-inductance est la somme de deux inductances ($L_{SS} = L_{sl} + \frac{3}{2} L_m$), l'inductance de fuite L_{sl} et l'inductance de magnétisation L_m .

Les flux Φ_j , ($j = a, b, c$) sont les flux rotoriques, vus par les enroulements du stator. Ils représentent les amplitudes des tensions induites dans les phases statoriques à vide.

La substitution de (1.3) dans (1.1) donne :

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + [\Phi_{abc}] \quad (1.4)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$[C_{em}] = \frac{1}{\omega} ([e_{abc}]^T [i_{abc}]) \quad (1.5)$$

Où $[e_{abc}] = \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}]$ représentent les **FÉMs** produites dans les phases statorique, ω définit la vitesse de rotation du rotor en (rad/sec).

On remarque que le système (1.4) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent d'utiliser la dite transformation de Park qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. [39] [42]

Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dqo}] = [K_{\theta}][X_{abc}] \quad (1.6)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor. Les termes X_d, X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances). La matrice de transformation K_{θ} est donnée par :

$$[K_{\theta}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Dont la matrice inverse a pour forme

$$[K_{\theta}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré $i_a + i_b + i_c = 0$.

En appliquant la transformation (1.6) au système (1.1) on aura :

$$[u_{dq}] = [K_\theta][R][i_{abc}] + [K_\theta] \frac{d}{dt} [C_{abc}] \quad (1.9)$$

Ensuite, en se basant sur (1.8) et (1.4) on obtient :

$$[u_{dq}] = [K_\theta][R][K_\theta]^{-1}[i_{dq}] + [K_\theta][K_\theta]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_{dq}] + \dots + [K_\theta] \left(\frac{d}{dt} [K_\theta]^{-1} \right) [\Phi_{dq}] \quad (1.10)$$

Du moment que $[R]$ est diagonale, alors :

$$[K_\theta][R][K_\theta]^{-1} = [R]$$

En utilisant :

$$[K_\theta] \left(\frac{d}{dt} [K_\theta]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Et à l'aide de (1.10), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[u_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq}] + p\omega [\Phi'_{dq}] \quad (1.12)$$

Où

$$[u_{dq}] = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, \quad [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\ , [\Phi_{dq}] = \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix}, \quad [\Phi'_{dq}] = \begin{bmatrix} \Phi'_d \\ -\Phi'_q \end{bmatrix}$$

La transformation appliquée à (1.3) donne :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \theta_v \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Où : Φ_v et p désignent respectivement le flux crée par les aimants au rotor et le nombre de paires de pôles. L'équation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_L = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega \quad (1.14)$$

Avec : B , J et C_L définissent le coefficient d'amortissement, le moment d'inertie du rotor et le couple de charge. Le couple électromagnétique (C_{em}) est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les **FMMs** dans l'entrefer générées par les courants statoriques. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} (\theta_v i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (1.15)$$

En développant le système d'équations (1.11), on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q :

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = -\frac{3p}{2} (\Phi_v i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{j} C_L - \frac{B}{j} \omega \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} p\omega i_q + \frac{\Phi_v}{L_q} p\omega + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d \end{cases} \quad (1.16)$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (1.1) sauf qu'il est toujours non-linéaire. À noter que si le moteur est à entrefer constant (sans pièces polaires $L_d=L_q$), le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{3p}{2j} \Phi_v i_q - \frac{1}{j} C_L - \frac{B}{j} \omega \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q + p\omega i_q + \frac{\Phi_v}{L} p\omega + \frac{1}{L} u_q \\ \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L} i_d + p\omega i_q + \frac{1}{L_d} u_d \end{cases} \quad (1.17)$$

I.2.2. Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé. Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme la suite [31]:

- Variables de commande : les tensions statoriques V_d, V_q et le flux permanent Φ_m .
- Variables d'état : les courants I_d, I_q .
- Variables de sortie : Les courants I_d, I_q .

Le système prend la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega I_q - \frac{\Phi_m}{L_q} p\Omega + \frac{1}{L_q} V_d \end{cases} \quad (1.18)$$

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_m \end{bmatrix}, \quad Y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\Omega \\ -\frac{L_d}{L_q} p\Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p\Omega \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

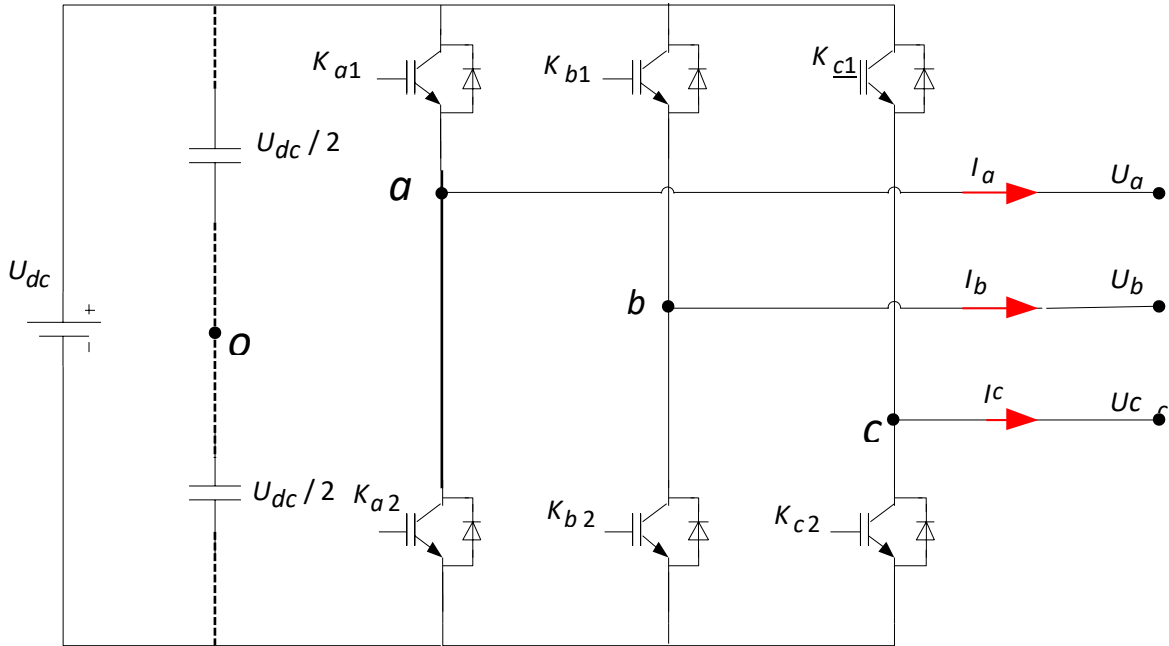


Fig. I. 5 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

I.3.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

La modélisation de l'onduleur de tension s'effectue en supposant que [41] [43] [44] :

- ✓ la commutation des interrupteurs est instantanée,
- ✓ la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- ✓ la charge équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé.

On note K_{a1} , K_{b1} , K_{c1} les interrupteurs du haut, et K_{a2} , K_{b2} , K_{c2} les interrupteurs du bas. On suppose que les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques $S_{(a,b,c)}$:

- ✓ si $S_{a1} = 1$, alors K_{a1} est fermée et K_{a2} est ouvert,
- ✓ si $S_{a1} = 0$, alors K_{a1} est ouvert et K_{a2} est fermée.

Les tensions composées U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit:

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (1.22)$$

Où U_{ao} , U_{bo} , U_{co} sont les tensions simples des phases.

Comme les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ U_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ U_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (1.23)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence o , on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} - U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} - U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} - U_{no} \end{cases} \quad (1.24)$$

Donc, on peut déduire que :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co})$$

Pour une commutation idéale on obtient :

On a donc :

$$\begin{cases} U_{ao} = (S_{ai} - 0.5) \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{bo} = (S_{bi} - 0.5) \frac{U_{dc}}{2} \\ U_{co} = (S_{ci} - 0.5) \frac{U_{dc}}{2} \end{cases} \quad (1.25)$$

En remplaçant U_{no} dans (1.24), on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (1.26)$$

En remplaçant U_{ao}, U_{bo}, U_{co} dans (1.26), on déduit :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (1.27)$$

I.3.2. Commande de l'onduleur à deux niveaux

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur. Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés. A titre d'exemple, on cite les techniques de commande les plus considérées :

- Par modulation naturelle ou modulation sinus-triangle.
- Par modulation vectorielle "SVM" (Space Vector Modulation).

I.3.3. Commande par Modulation Sinus-triangle

La MLI sinus-triangle est réalisé par comparaison d'une onde modulante de basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse de haute fréquence de forme triangulaire. Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ✓ l'indice de modulation (**m**) égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f).
- ✓ le coefficient de réglage en tension (**r**) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}).

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[- \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (1.28)$$

Le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle

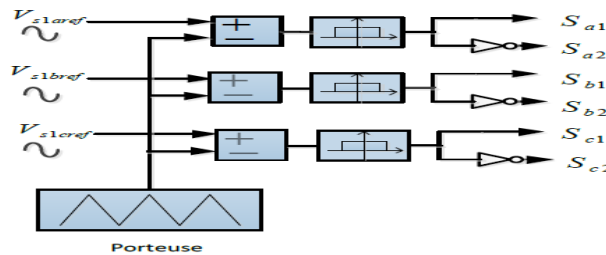


Fig. I. 6 : Principe de la Modulation sinus-triangulaire

Le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle [33]. [34] [41]

Signal de porteuse et tension de réseau :

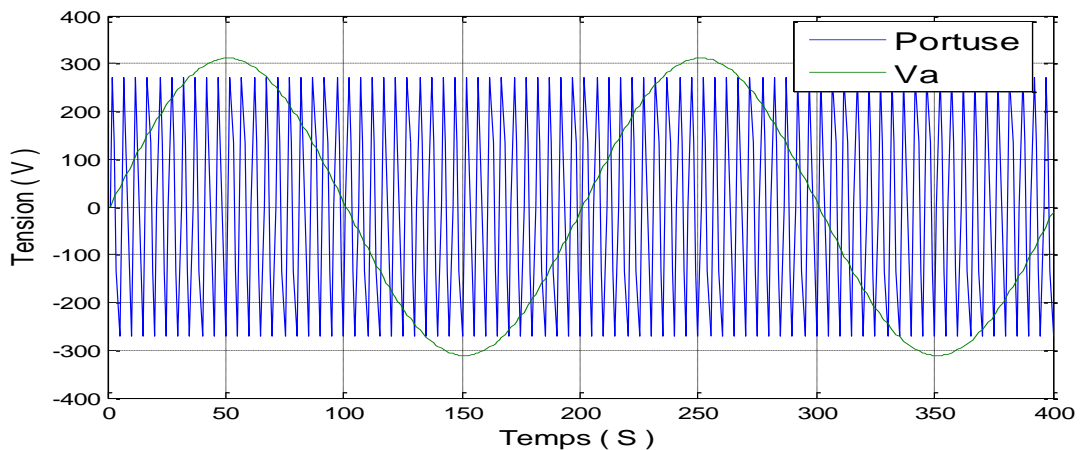


Fig. I. 7 : Tension d'alimentation et porteuse.

Signal de l'onduleur :

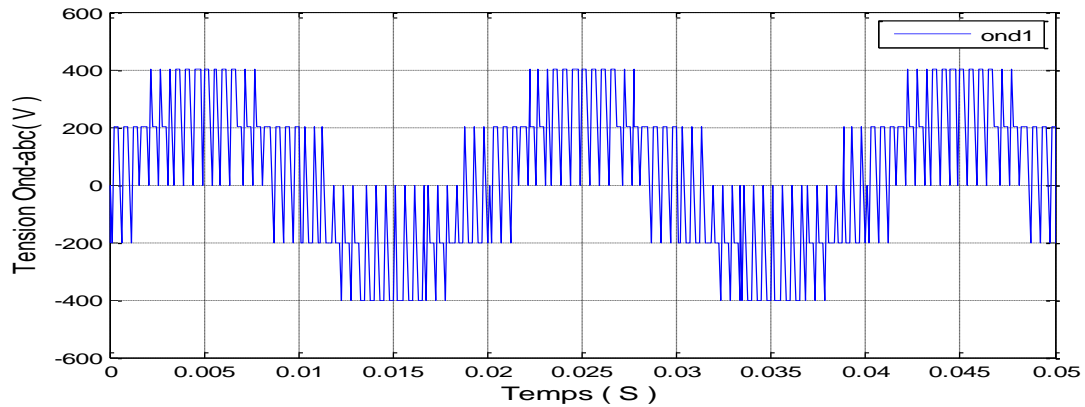


Fig. I. 8 : Tension d'onduleur.

I.4. résultat de la simulation :

Un logiciel de simulation vous aide à prédire le comportement d'un système. Vous pouvez utiliser un logiciel de simulation pour évaluer une nouvelle conception, diagnostiquer les problèmes d'une conception existante et tester un système dans des conditions difficiles à reproduire.

Paramètre du moteur synchrone a aimant permanent

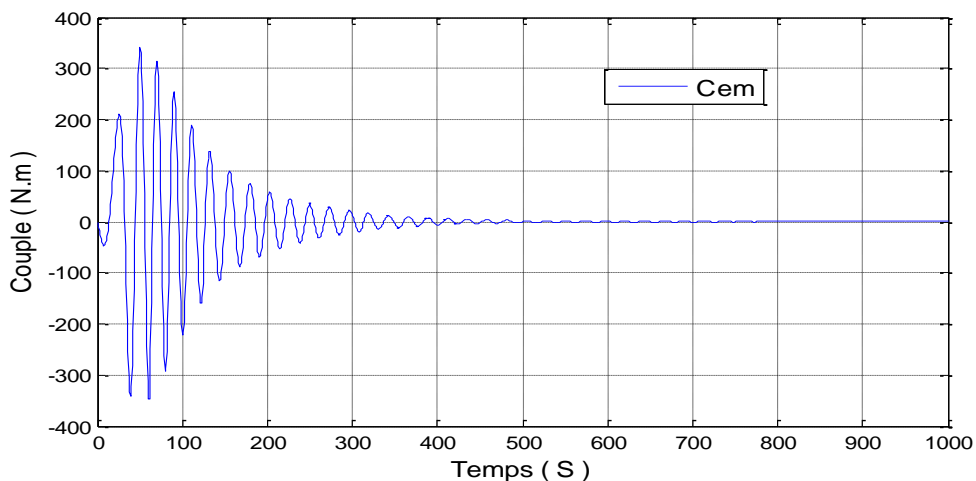
$Fie=0.12$; $Rs=0.6$; $Ld=1.4e-3$; $Lq=2.8e-3$; $p=4$; $f=0.0014$; $j=0.0011$;

I.4.1. MSAP alimenté par un réseau triphasé

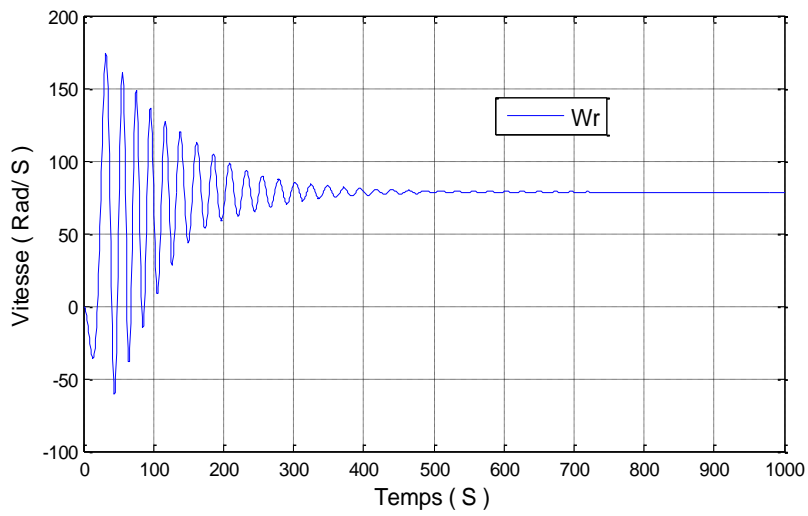
A vide :

En première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz .

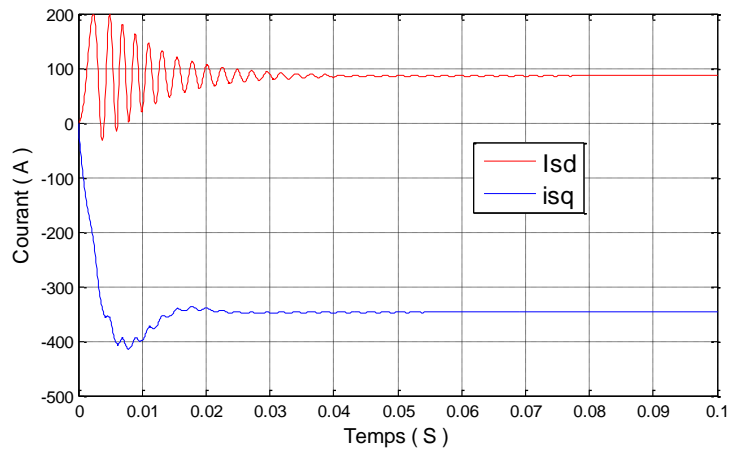
A. Couple électromagnétique



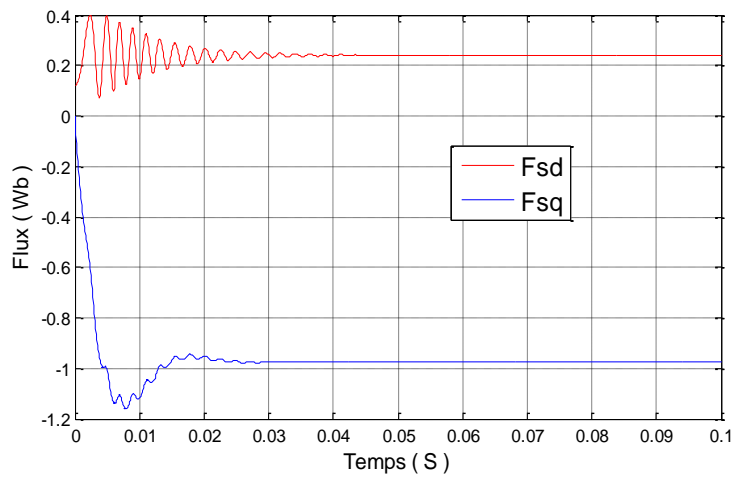
B. Vitesse de rotation.



C. Composantes du courant statorique



D. Composantes du flux statorique



E. Composantes du courant d'alimentation

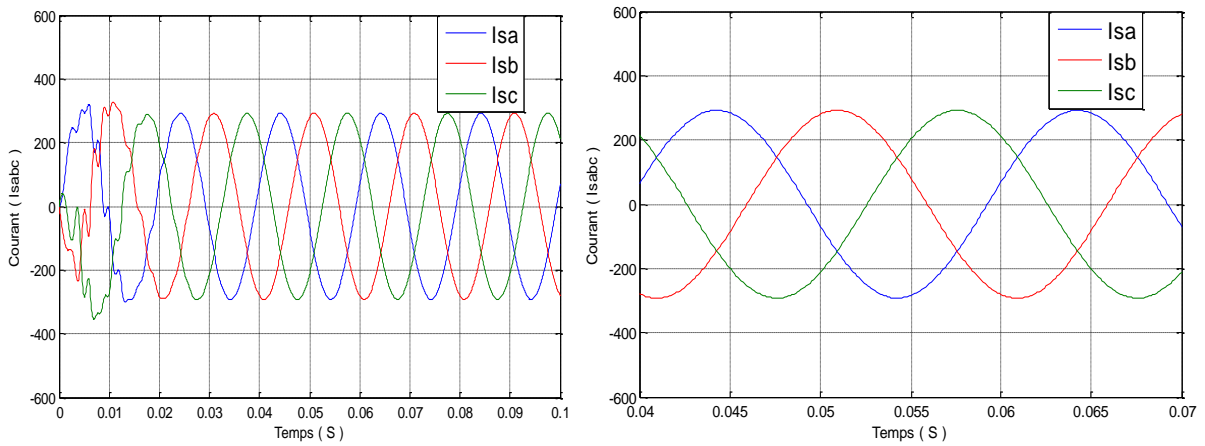
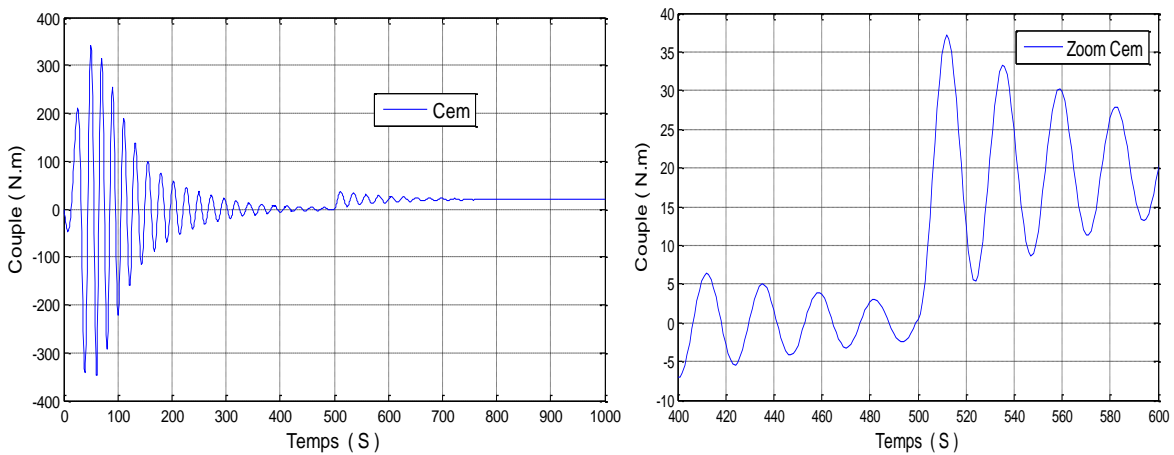


Fig. I. 9 : Grandeurs électriques et mécanique de la MSAP alimenté directement par réseau à vide

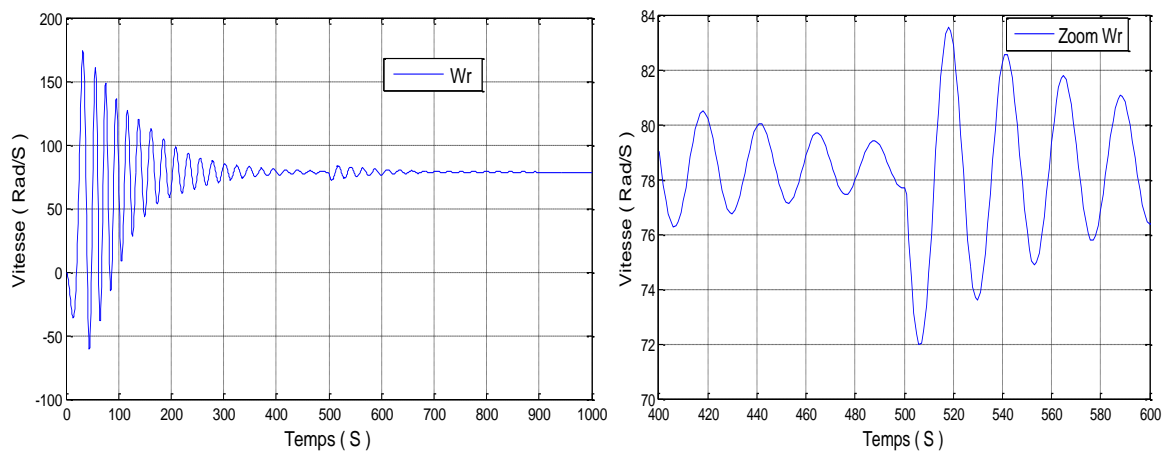
En charge :

En deuxième étape on applique un couple résistant de 20 N.m à l'instant $t = 0.5$ s.

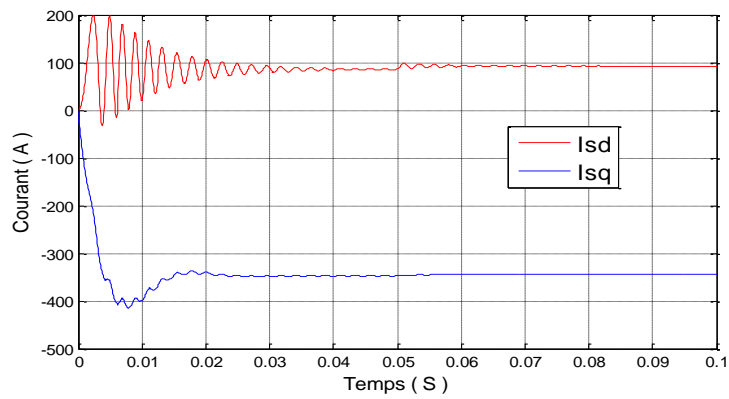
F. Couple électromagnétique



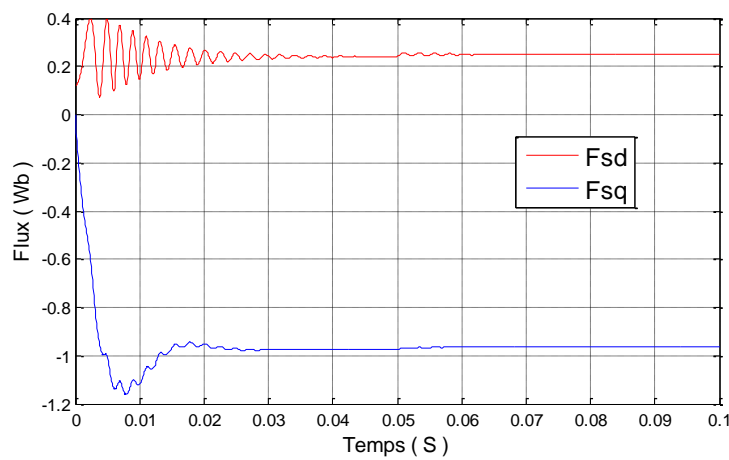
G. Vitesse de rotation.



H. Composantes du courant statorique



I. Composantes du flux statorique



J. Composantes du courant d'alimentation

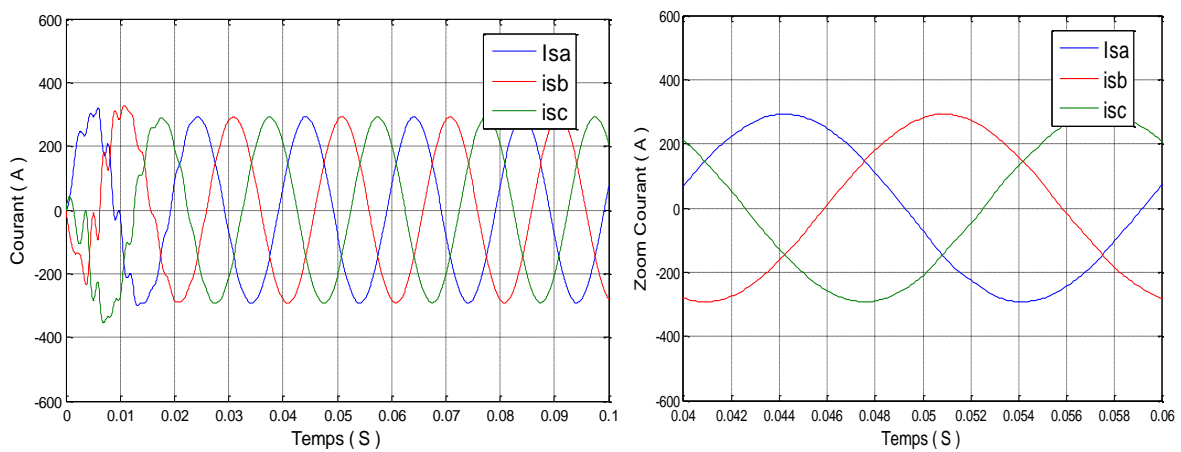


Fig. I. 10 : *Grandeurs électriques et mécanique de la MSAP alimenté directement par réseau en charge*

Interprétations des résultats :

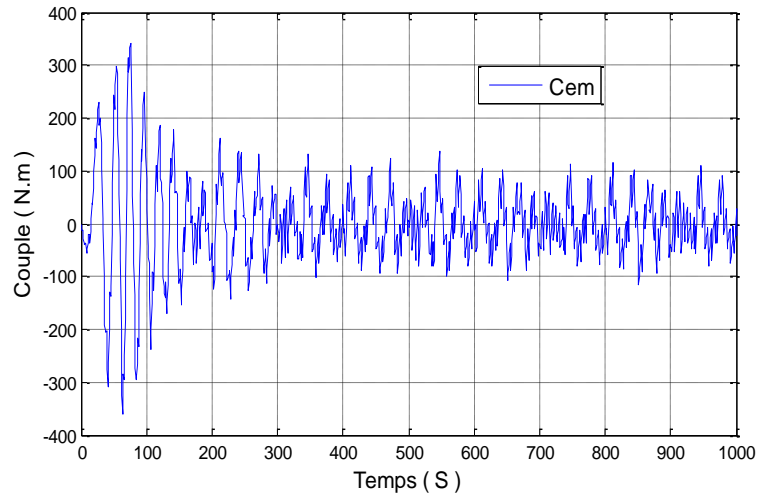
En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220V et sans application du couple de charge. L'examen des courbes montre :

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 314 rad/sec .
- La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négatives très faible et de courte durée.
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise à zéro puisque la machine est à vide.
- 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 court.
- D'après l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r = 20 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 0.5 \text{ s}$), nous remarquons une perturbation de la vitesse de rotation puis se stabilise à sa valeur nominale, suivi d'une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée. Suivi d'un appel supplémentaire du courant illustré par une augmentation des courants i_q et diminution de i_d .

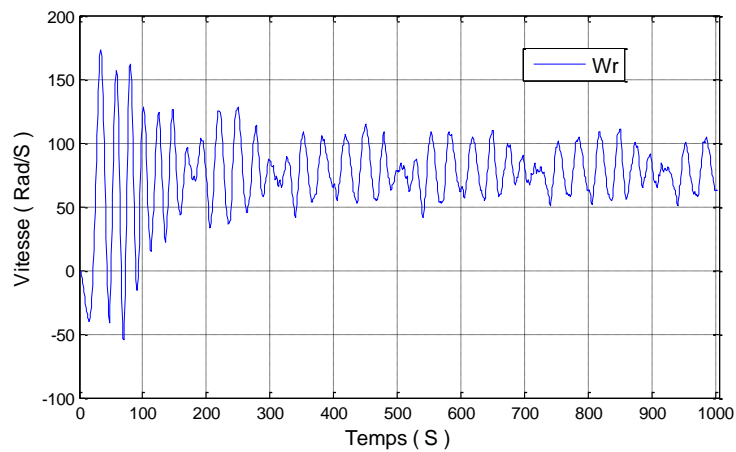
I.4.2. MSAP alimenté par un onduleur de tension

Test 01 : à vide. $C_r = 0$ N.m

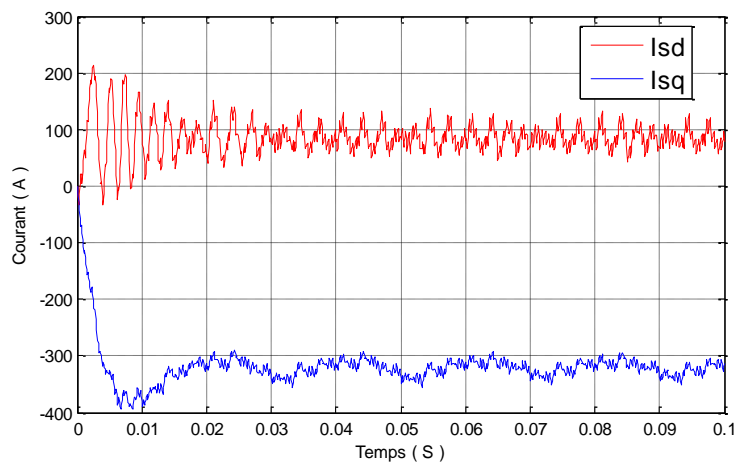
A. Couple électromagnétique



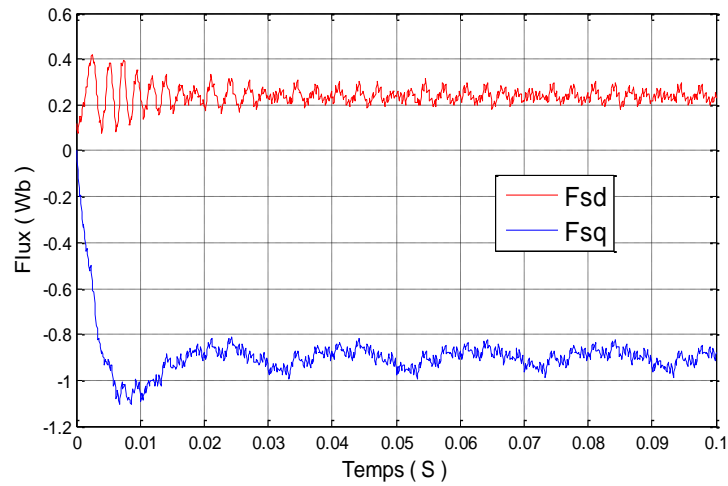
B. Vitesse de rotation.



C. Composantes du courant statorique



D. Composantes du flux statorique



E. Composantes du courant d'alimentation

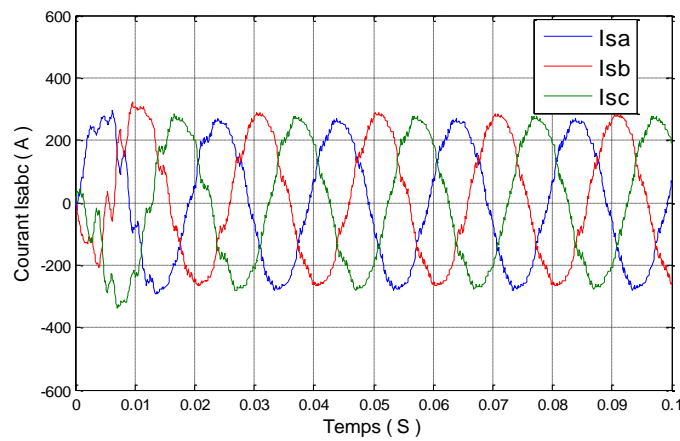
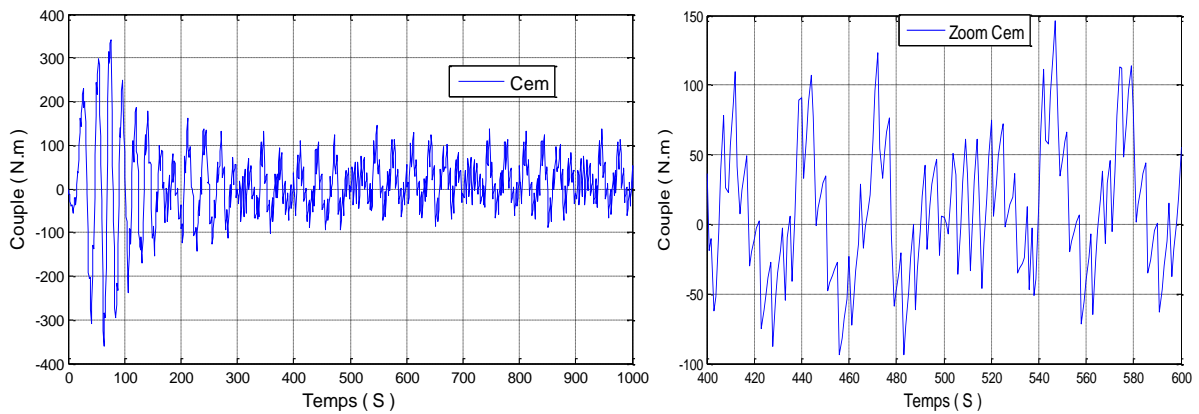


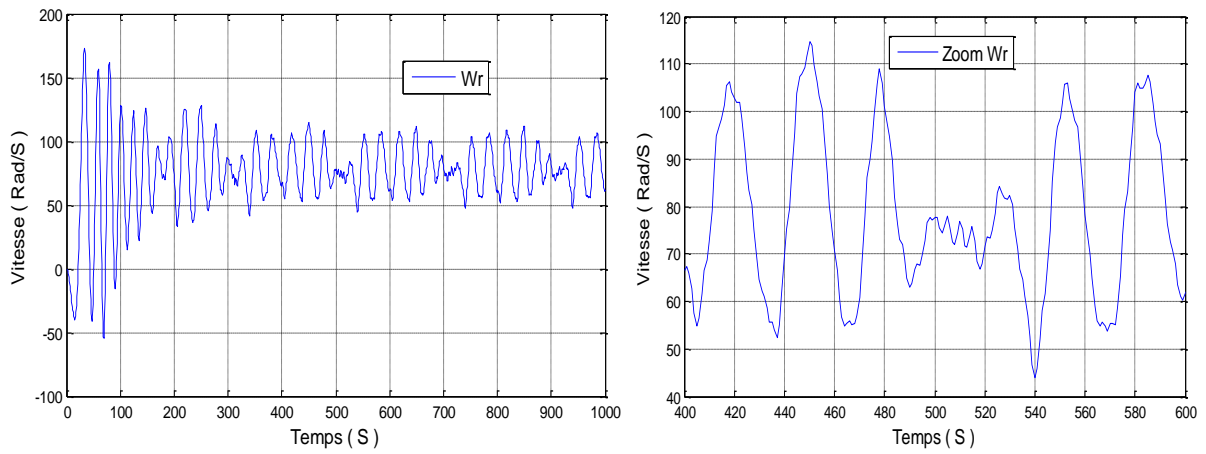
Fig. I. 9 : *Grandeurs électriques et mécanique de la MSAP alimenté par un onduleur de tension à vide*

Test 02 : En charge. $C_r = 20 \text{ N.m}$

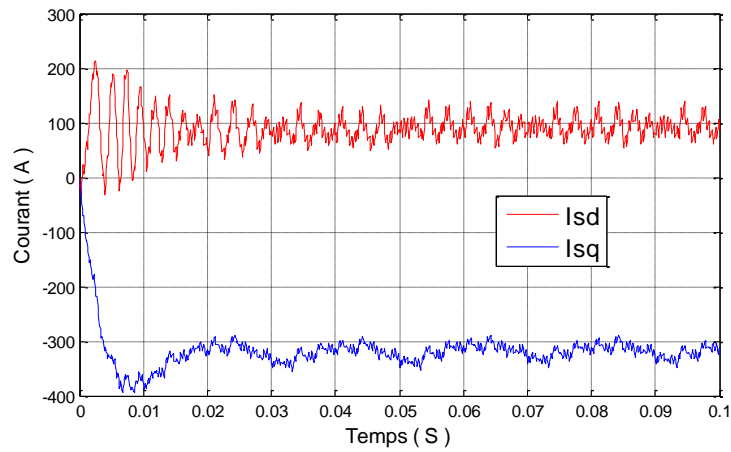
F. Couple électromagnétique



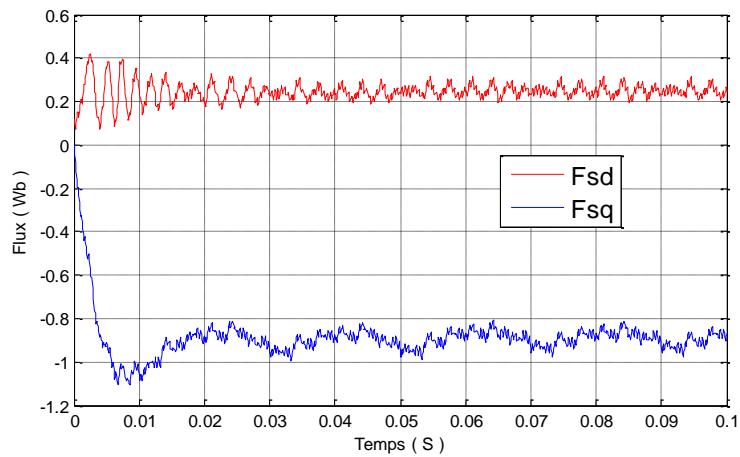
G. Vitesse de rotation.



H. Composantes du courant statorique



I. Composantes du flux statorique



J. Composantes du courant d'alimentation

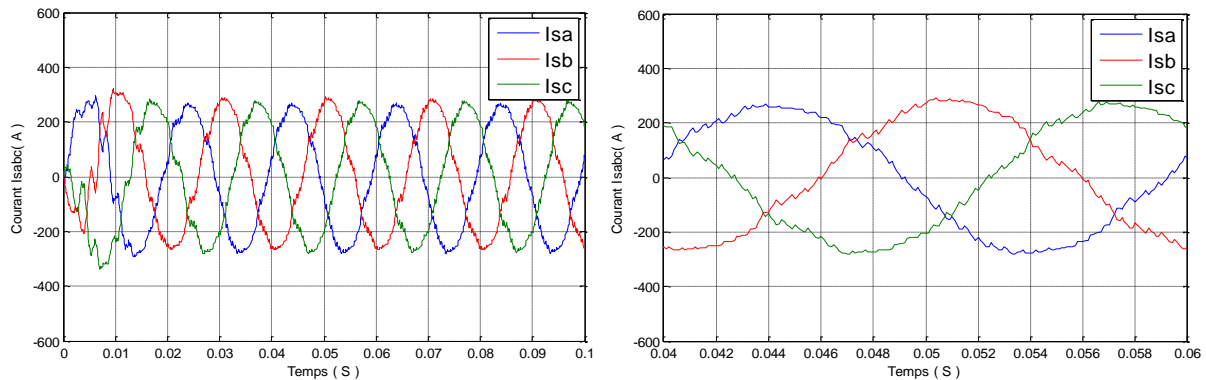


Fig. I. 9 : *Grandeurs électriques et mécanique de la MSAP alimentée par un onduleur de tension en charge.*

Interprétations des résultats :

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus sans onduleur (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations sur la vitesse, le couple et les courants statoriques.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, les principes fondamentaux sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi que sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Ensuite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimentée par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances élevées (poursuite, robustesse, rapidité, etc.) on applique la commande directe du couple (DTC) qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre 99

Contrôle Directe du couple

appliqué à la MSAP

Introduction

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 [45] [46] [47]. 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 [13].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion.

Dans ce qui suit, On s'intéressera à la commande directe du couple. Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulations du MSAP commandée par DTC et alimentée par un onduleur de tension, seront présentés et discutés, en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur IP.

II.1.1. Principe d'un contrôle Direct du couple

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. Un onduleur de tension à deux niveaux, permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur [14] [48].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont, [15] [49] [50]:

- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.
- La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.

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

D'après l'équation (2.1) l'onduleur génère un vecteur de tension qui est directement lié aux grandeurs de commandes (S). La combinaison de ces grandeurs permet d'obtenir huit vecteurs de tensions représentés dans le plan (α, β) par la (figure II.1) dont deux sont nuls (V_0 et V_7).

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{-j4\pi/3}] \quad (2.1)$$

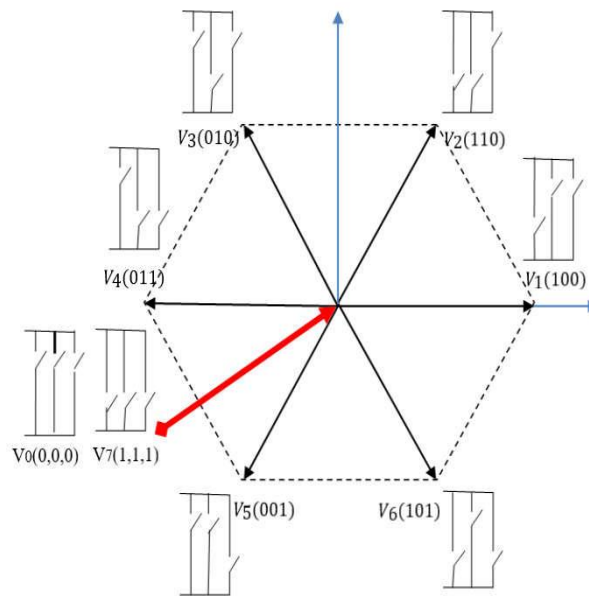


Fig. II. 1 : Elaboration des vecteurs $V_s(S_a, S_b, S_c)$ à partir de l'onduleur de tension.

Le schéma ci-dessus représente le plan complexe à six secteurs, l'équation donnant le secteur dans ce plan est :

$$\frac{\pi}{6} (2i - 3) \leq N_i \leq (2i - 1) \quad (2.2)$$

Avec : $i = (1, 2, 3, 4, 5, 6)$.

II.1.2. Règles du contrôle du flux et du couple

II.1.2.1. Contrôle du vecteur flux statorique

Pour un contrôle efficace du couple électromagnétique il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. Le contrôle dynamique du couple peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine dans le référentiel (α, β) lié au stator pour supprimer les transformations de coordonnées, le flux considéré est le flux statorique, le modèle de la partie électrique de la machine reliant les vecteurs flux, tension et courant, s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \Phi_s = V_s - R_s I_s \quad (2.3)$$

Sur l'intervalle $[0, T_e]$, si pour simplifier on considère le terme $R_s \cdot I_s$ comme négligeable (ce qui se vérifie à vitesse de rotation suffisamment élevée), on aura l'équation (2.4) [16] :

$$\Phi_s(T_e) \approx \Phi_s(0) + V_s T_e \rightarrow V_s T_e \approx \Delta \Phi_s \quad (2.4)$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, $\overline{\Phi_s}$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [17]. Pour une période d'échantillonnage constante, $\overline{\Delta \Phi_s}$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAP.

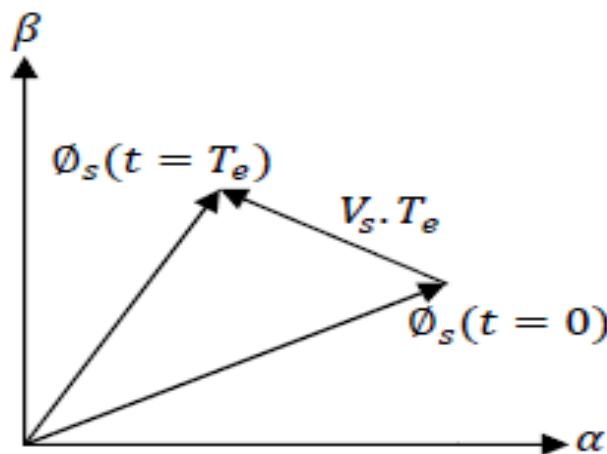


Fig. II. 2 : Application d'une vectrice tensionstatorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

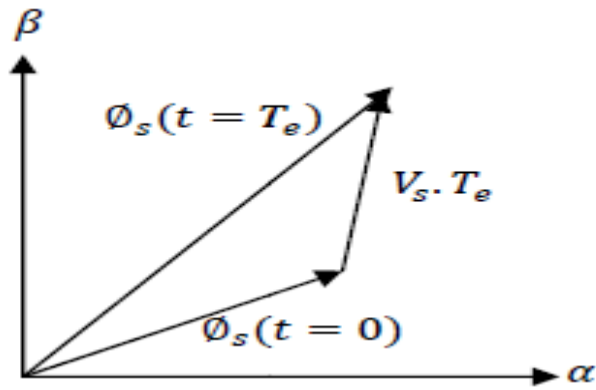


Fig. II. 3 : Application d’une vectrice tensionstatorique qui permet d’augmenter le module du flux statorique

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l’application successive des vecteurs tension fournis par l’onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (figure (II-2) et (II-3)). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d’échantillonnage T_e , 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.

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d’appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa. [41]

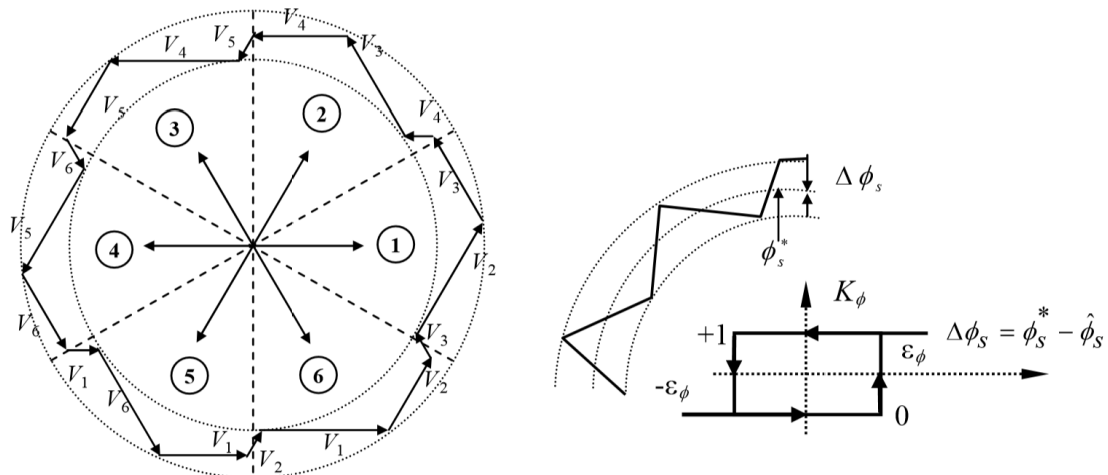


Fig. II. 4 : Trajectoire du flux statorique

II.1.2.2. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique [14] le couple électromagnétique s’exprime en

fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [13] :

$$C_{em} = K \cdot \mathfrak{I}_m[\Phi_s \cdot \Phi_r^*] \quad (2.5)$$

K est une constante dépendant des paramètres de la machine,

$$K = \frac{3}{2} \cdot P_n \cdot \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \quad (2.6)$$

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

$$\begin{cases} \Phi_s = [\Phi_s \cdot \theta_s] = \Phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \Phi_r = [\Phi_r \cdot \theta_r] = \Phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (2.7)$$

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 leurs expressions dans celle du couple électromagnétique. Compte tenu que la loi de contrôle veut maintenir le flux statorique proche de sa valeur de référence Φ_{sref} , on obtient :

$$C_{em} = K \cdot \Phi_{sref} \cdot \Phi_{r0} \sin(\gamma_0) \quad (2.8)$$

Avec:

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (2.9)$$

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

$$\theta_s = \theta_{sref} \cdot e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \quad (2.10)$$

Ou :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \quad (2.11)$$

Et t désigne l'instant qui suit l'instant d'application de la vectrice tension non nulle.

De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\Phi_r = (\Phi_{r0} + \Delta\Phi_r) \cdot e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \quad (2.12)$$

Avec:

$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma \quad (2.13)$$

Or 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, $\Delta\Phi_r$ et $\Delta\theta_r$ sont encore nuls, et donc :

$$\Delta\gamma = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s) \cdot (t - t_0) \tag{2.14}$$

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.

Sur la figure (II-5) et (II-6), on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application des 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.

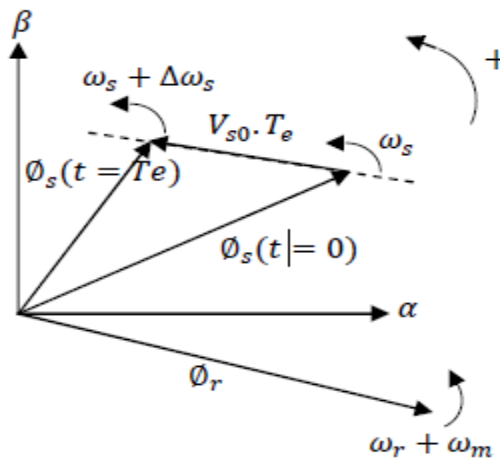


Fig. II. 5 : Evolution du couple électromagnétique pour une variation positive de la vitesse de rotation. $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \uparrow$

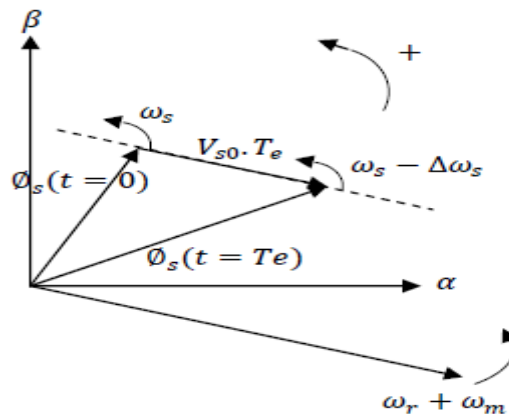


Fig. II. 6 : Evolution du couple électromagnétique pour une variation négative de la vitesse de rotation. $\Delta\gamma > 0 \Rightarrow C_{em} \downarrow$

II.1.2.3. Choix du vecteur de tension V_s

Le choix du vecteur de tension \overline{V}_s dépend de la position $\overline{\Phi}_s$ dans le référentiel (S), de la variation souhaitée pour le module $\overline{\Phi}_s$ de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation $\overline{\Phi}_s$. L'espace d'évolution $\overline{\Phi}_s$ dans (S) est décomposé en six zones N_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$), telle que représentée sur la figure (II.8) [18].

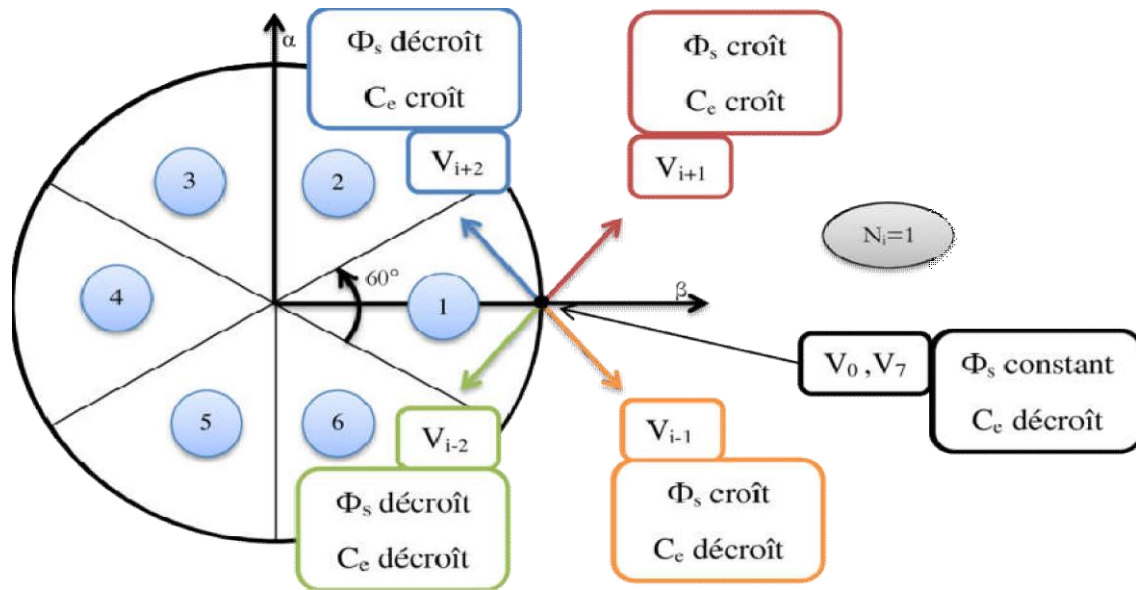


Fig. II. 7 : Choix de la vectrice tension.

Lorsque le flux se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vectrices tensions suivantes:

- Si $\overline{V_{i+1}}$ est sélectionné alors Φ_s croît et C_e croît
- Si $\overline{V_{i-1}}$ est sélectionné alors Φ_s croît et C_e décroît
- Si $\overline{V_{i+2}}$ est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e croît
- Si $\overline{V_{i-2}}$ est sélectionné alors Φ_s décroît et C_e décroît
- Si $\overline{V_0}$ ou $\overline{V_7}$ sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\overline{\Phi_s}$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux reste inchangée.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone N_i figure (II.7).

En effet, en début de zone, les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i-2}}$ sont perpendiculaires à $\overline{\Phi_s}$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $\overline{V_{i-1}}$ et $\overline{V_{i+2}}$, il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\overline{\Phi_s}$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone N_i , les deux vecteurs $\overline{V_1}$ et $\overline{V_{i+3}}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\overline{\Phi_s}$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone [18].

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur flux $\overline{\Phi}_s$. Un estimateur $\overline{\Phi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

II.1.3.1. Les estimateurs

Le flux statorique et le couple électromagnétique qui ne sont pas mesurable donc il est obligé faire l'estimation

II.1.3.1.1. Estimation 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 [19] [52] [53]:

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2.16)$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques I_α et I_β sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$I_s = I_{\alpha s} + j I_{\beta s} \quad (2.17)$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{I_{\alpha s}^2} \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \right] \end{cases} \quad (2.18)$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (2.19)$$

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

L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\Phi}_s$ est égal :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\Phi_{s\alpha}}{\Phi_{s\beta}} \quad (2.20)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à 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.

II.1.3.1.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme suivante [53]:

$$C_{em} = P \frac{3}{2} (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (2.21)$$

A partir de cette équation, l'estimateur de couple utilise seulement des grandeurs statoriques, flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ et les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$.

II.1.4. Elaboration des contrôleurs

II.1.4.1. Contrôleur de flux à deux niveaux [23]

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.9), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cfl\ x = 1$) ou diminuée ($cfl\ x = 0$).

Ce comparateur permet de respecter :

$$\left| \Phi_{sref} - \Phi_s \right| \leq \Delta \Phi_s \quad (2.22)$$

Avec Φ_{sref} la consigne de flux et $\Delta \Phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur On peut écrire alors :

$$\text{Si : } \Delta \Phi_s > \Phi \quad \text{alors } cfl\ x = 1$$

$$\text{Si : } 0 \leq \Delta \Phi_s \leq \Phi \text{ et } \frac{d\Delta\Phi}{dt} > 0 \quad \text{alors } cfl\ x = 0$$

$$\text{Si : } 0 \leq \Delta \Phi_s \leq \Phi \text{ et } \frac{d\Delta\Phi}{dt} < 0 \quad \text{alors } cfl\ x = 1$$

$$\text{Si : } \Delta \Phi_s > -\Phi \quad \text{alors } cfl\ x = 0$$

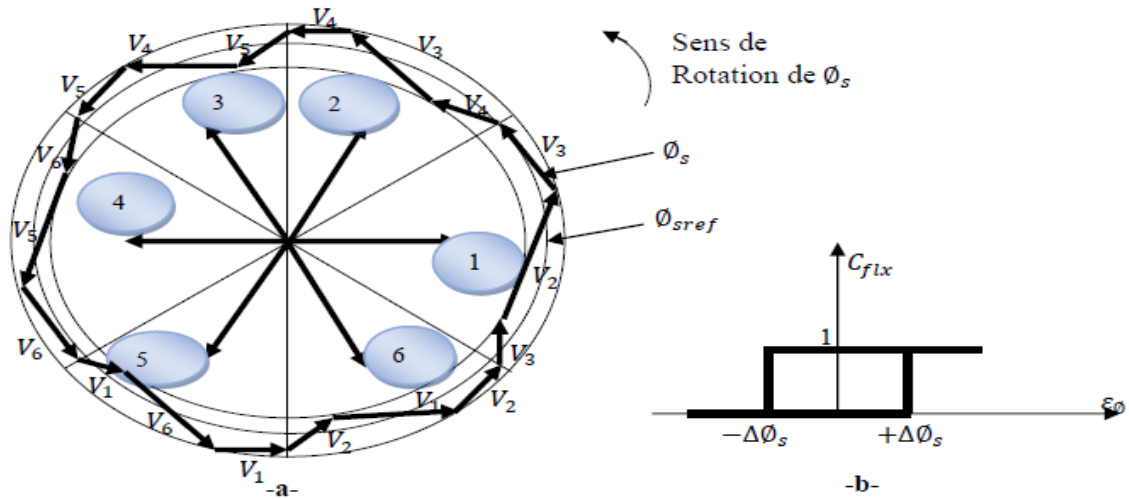


Fig. II. 8 : a) : Sélection des vecteurs \$V_s\$ correspondant au contrôle de l'amplitude \$\Phi_s\$
 (b) : Contrôle à hystérésis à deux niveaux

II.1.4.2. Contrôleur du couple

Le comparateur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites.

$$| (\widehat{C}_{em}) - C_{em} | \leq \Delta C_{em}$$

Avec : \$\widehat{C}_{em}\$ est le couple de référence

\$\Delta C_{em}\$ est la bande d'hystérésis du comparateur.

La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux.

II.1.4.2.1. Comparateur à deux niveaux

Ce comparateur est identique à celui utilise pour le contrôle du module de \$\bar{\Phi}\$, il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation Ainsi seuls les vecteurs \$V_{i+1}\$ et \$V_{i+2}\$, peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux \$\bar{\Phi}_s\$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [17].

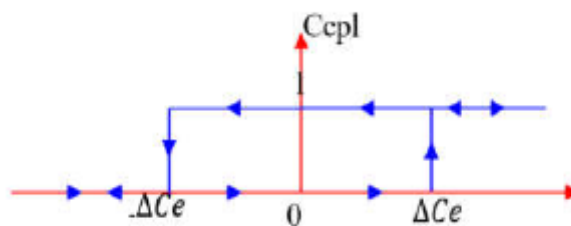


Fig. II. 9 : Comparateur à hystérésis à deux niveaux

II.1.4.2.2. Comparateur à trois niveaux

Ce comparateur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif, la sortie du comparateur présenté par la variable booléenne $Ccpl$ figure (II.11) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($Ccpl = 1$) pour une consigne positive et ($Ccpl = -1$) pour une consigne négative, ou diminuée ($Ccpl = 0$) ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\bar{\Phi}$), on applique les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique). Ce dernier permet de fonctionner dans les quatre quadrants.

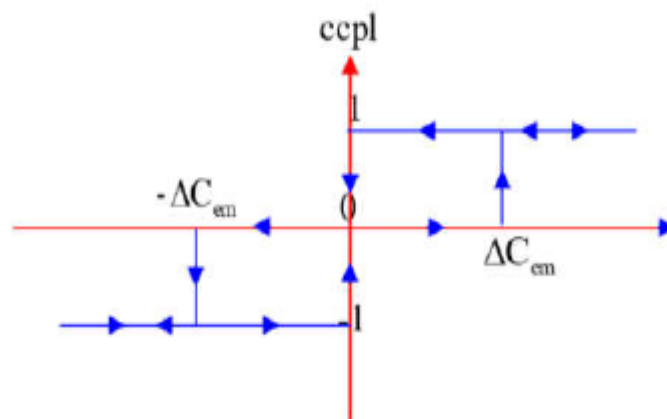


Fig. II. 10 : Comparateur à hystérésis de couple à trois niveaux.

II.1.5. Elaboration des tables de commande

II.1.5.1. Élaboration de table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta \Phi_s$ et ΔC_e , et selon la position du vecteur de flux statorique ($S_i=1,\dots,6$) [51].

Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta \Phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [17, 14, 20].

Le tableau (II.01) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

Tableau (II.01) : Table de commutation généralisée.

	Augmentation	Diminution
Φ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_e	V_{i+1} , et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

II.1.5.2. Table de commande du flux :

Le tableau de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur [17].

Tableau (II.02) : Table de commande du flux

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$\Phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\Phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

II.1.5.3. Table de commande du couple :

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement.

Tableau (II.03) : Table de commande du couple

	$N = 1$	$N = 2$	$N = 3$	$N = 4$	$N = 5$	$N = 6$
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

II.1.5.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls :

II.1.5.4.1. Table de commutation avec les vecteurs tensions actives

Dans ce cas on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter les diminutions indésirables de flux à basse vitesse, comme on l'a vu précédemment.

Tableau (II.04) : Table de commutation avec les vectrices tensions actives

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	
	Ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 Niveaux

II.1.5.4.2. Elaboration de la table de commutation avec les vectrices tensions nulles

Le tableau (III.5) représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants.

Tableau (II.05) : Table de commutation avec les vecteurs tensions nuls

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	Ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 Niveaux
Cflx=0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 Niveaux
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 Niveaux

II.1.6. Structure générale de la DTC appliquée au MSAP

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (II.11). On utilise le tableau classique des séquences proposées par Takahashi. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

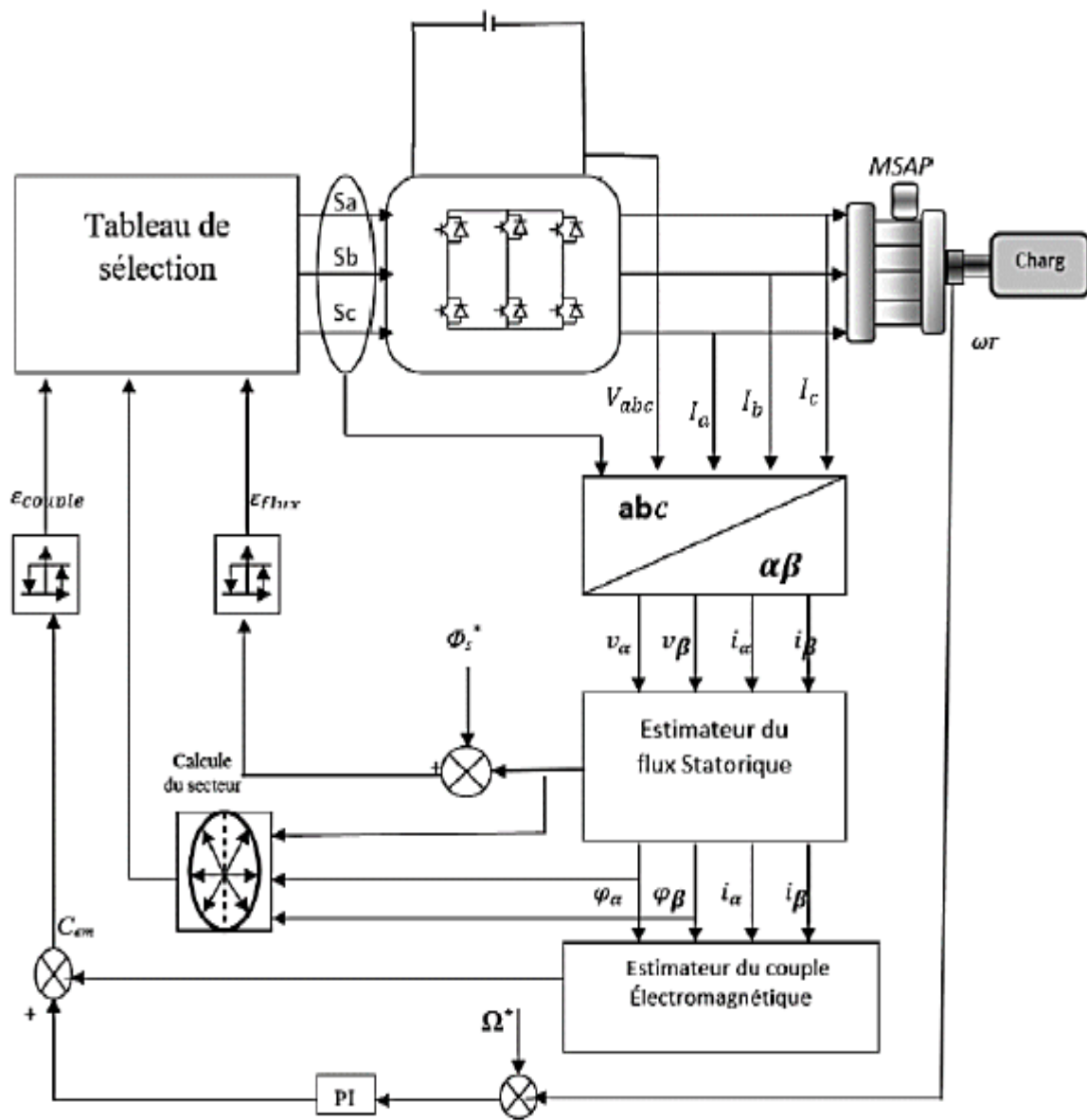


Fig. II. 11 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.

II.1.7. Le choix des largeurs des bandes d'hystérésis

Le choix judicieux de la largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l'essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler ; d'autre part, une largeur de bande assez étroite sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, en outre même si l'écart sur les grandeurs (flux ou couple), dépasse la bande permise [21].

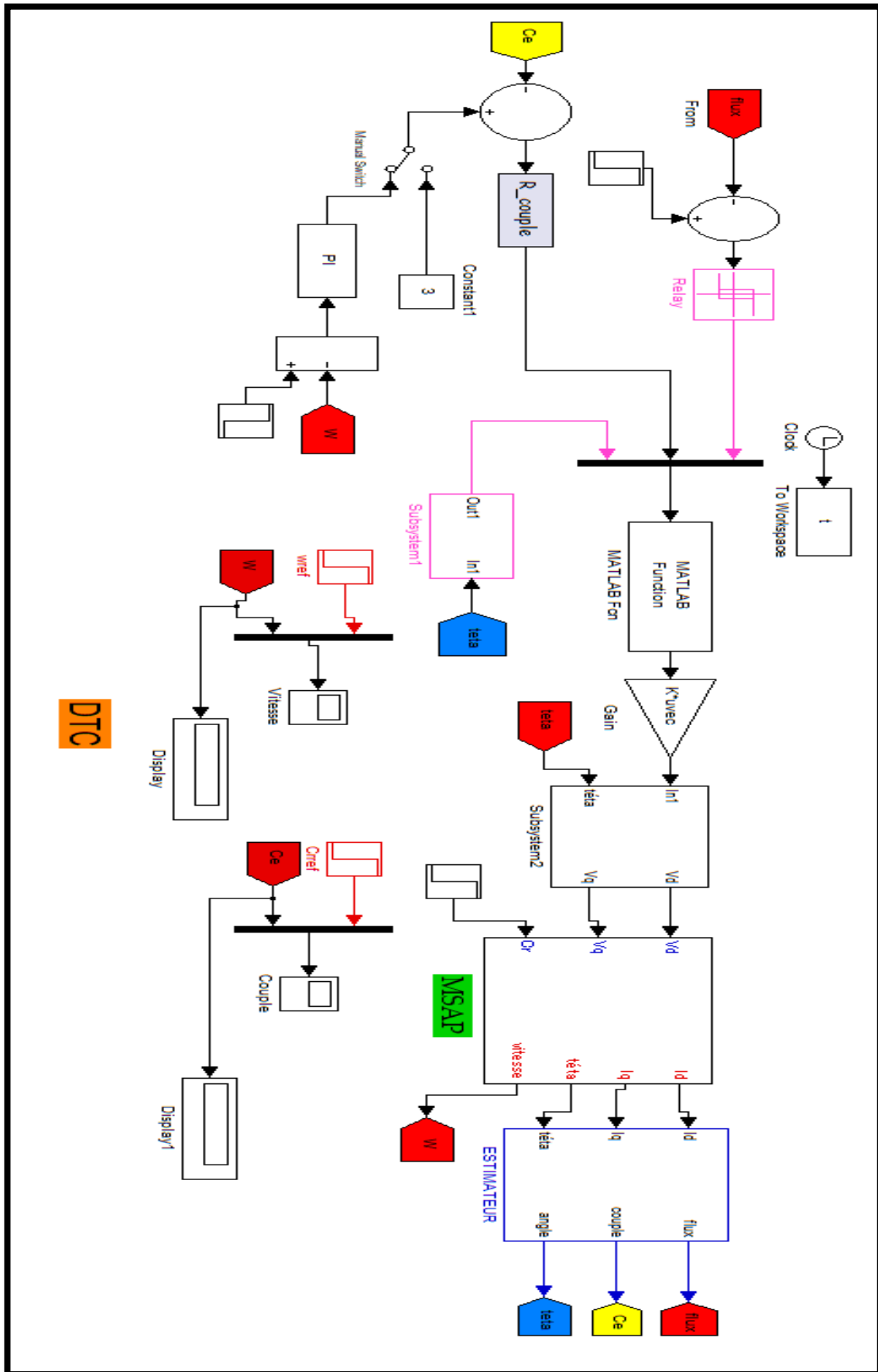


Fig. II.12. Résultats de simulation de la DTC classique

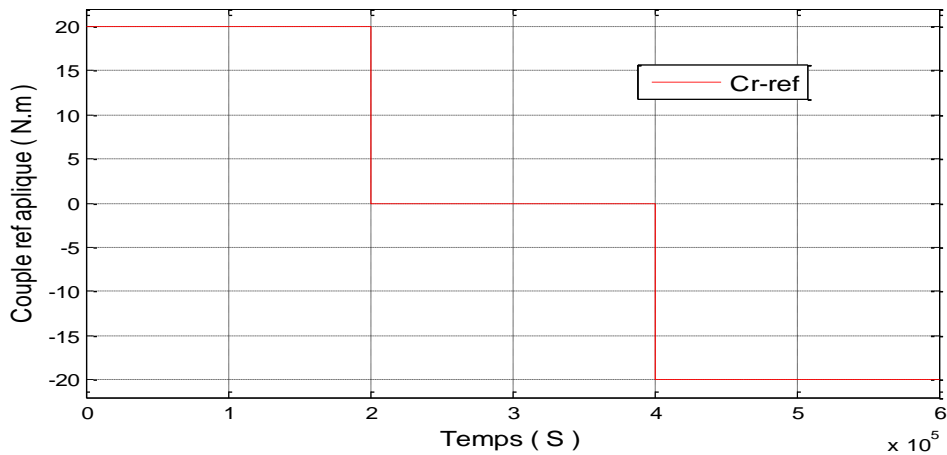
II.2. Résultats de simulation de la DTC classique

Test 01 : Test Variation de charge $C_r : (T_e = 6 s)$

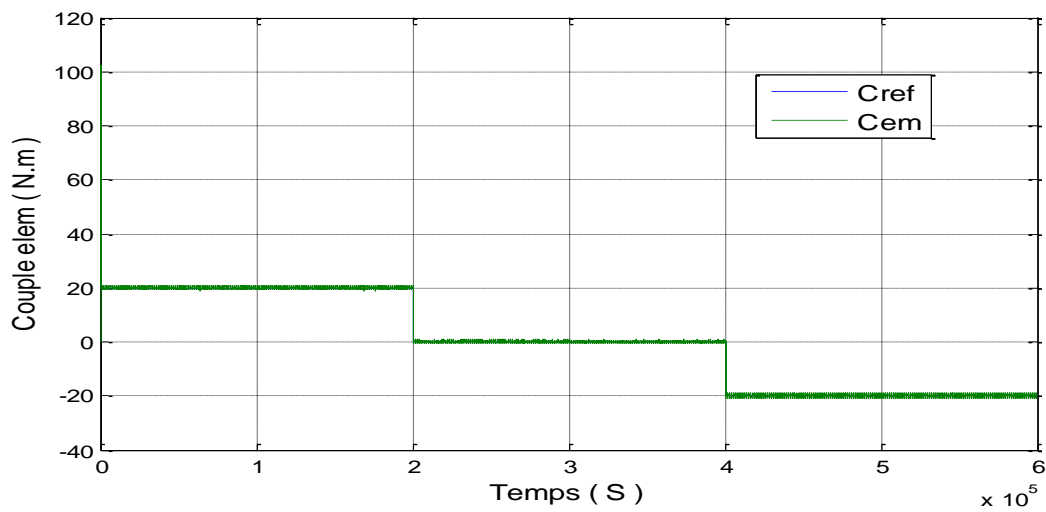
$$C_r = 20 \quad \text{si} \quad 0 < T < 2$$

$$C_r = 0 \quad \text{si} \quad 2 < T < 4$$

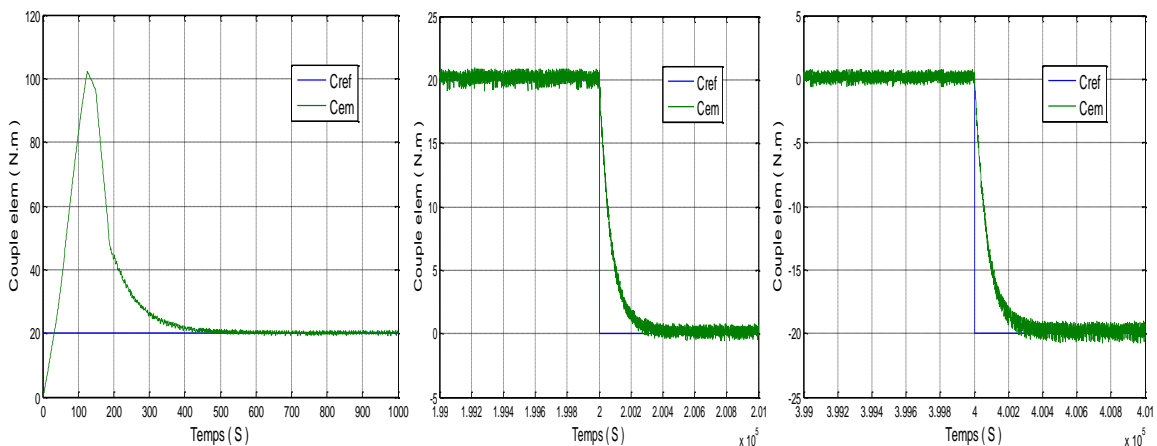
$$C_r = -20 \quad \text{si} \quad 4 < T < 6$$



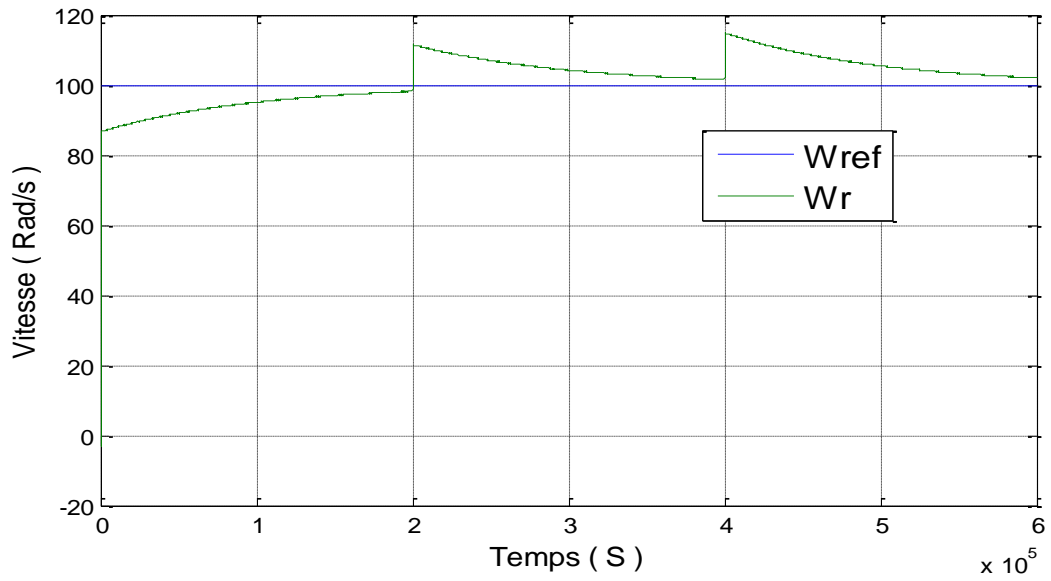
A. Couple électromagnétique



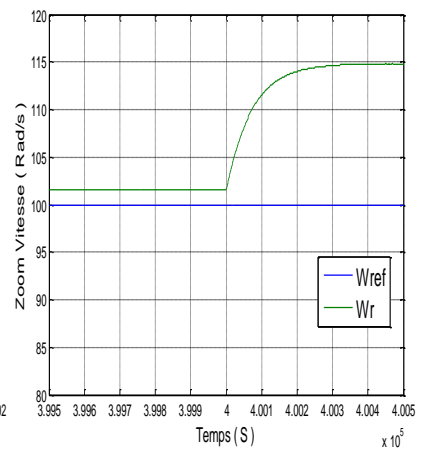
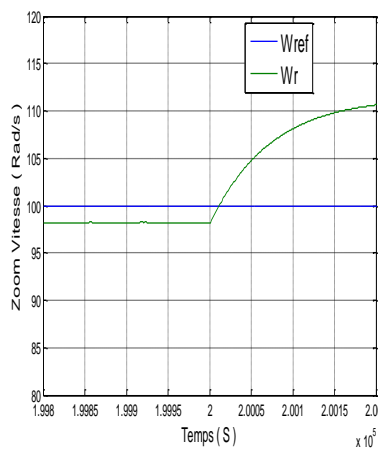
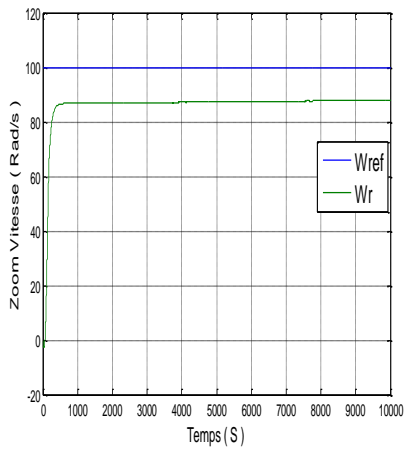
❖ Zoom



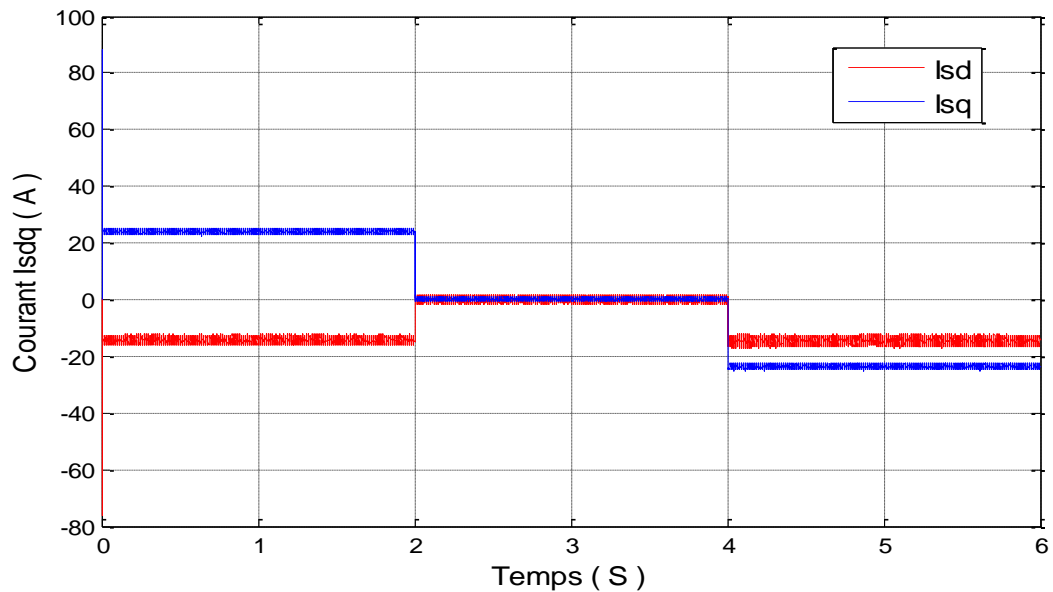
B. Vitesse de rotation.



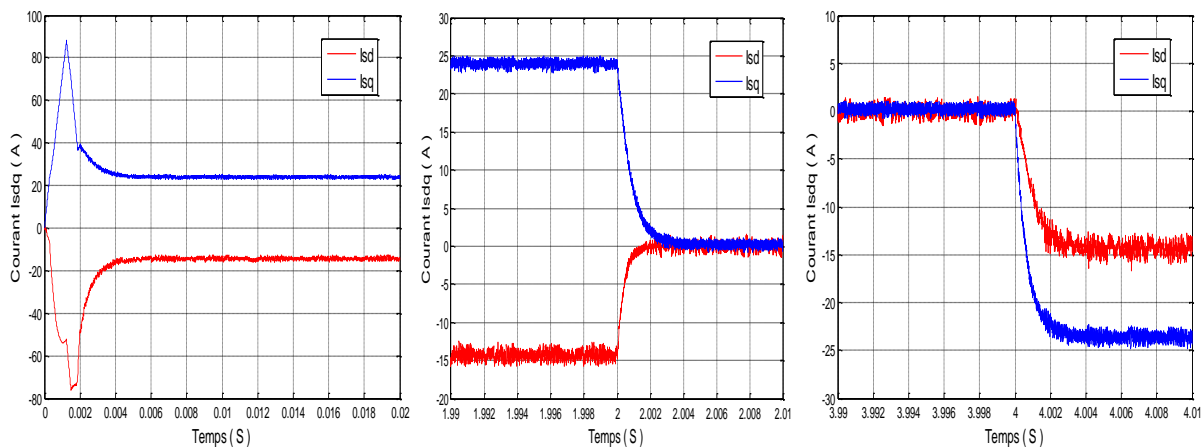
❖ Zoom



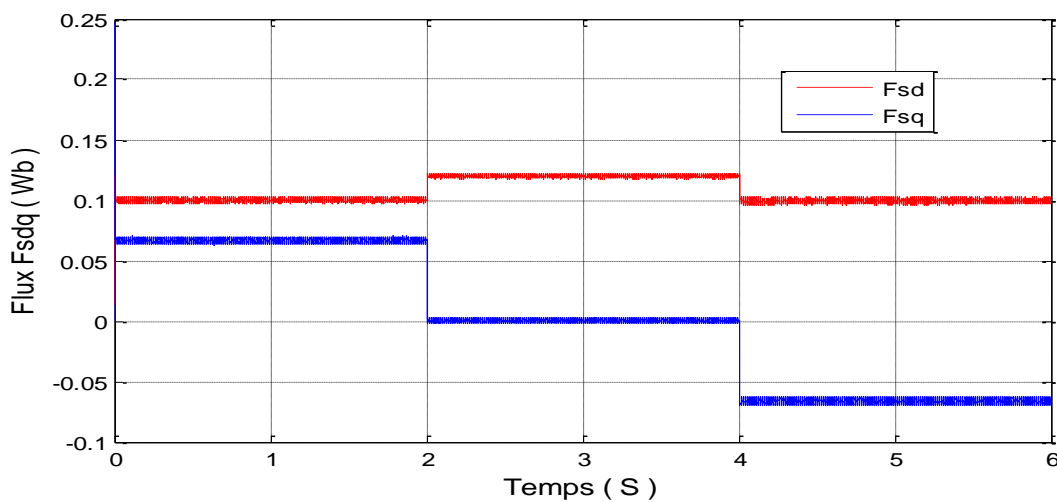
C. Composantes du courant statorique



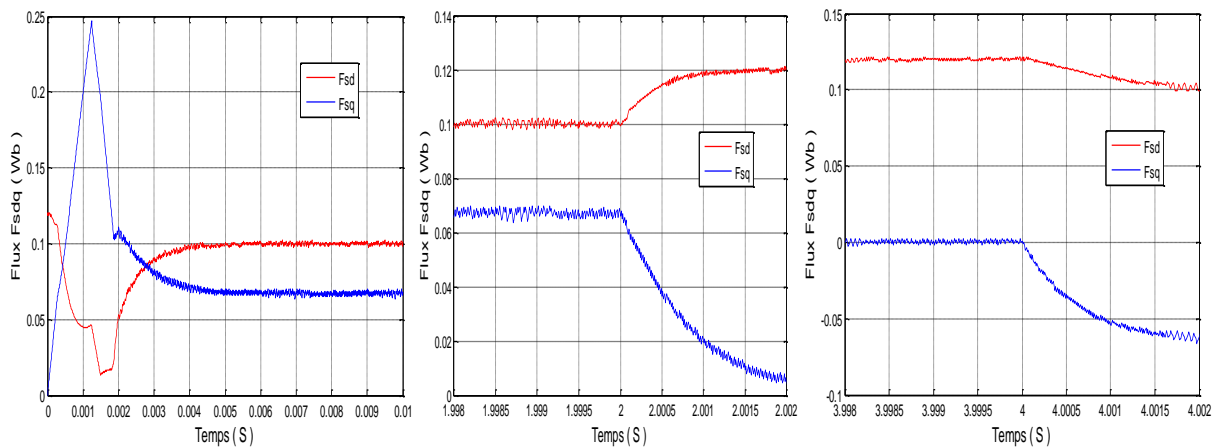
❖ Zoom



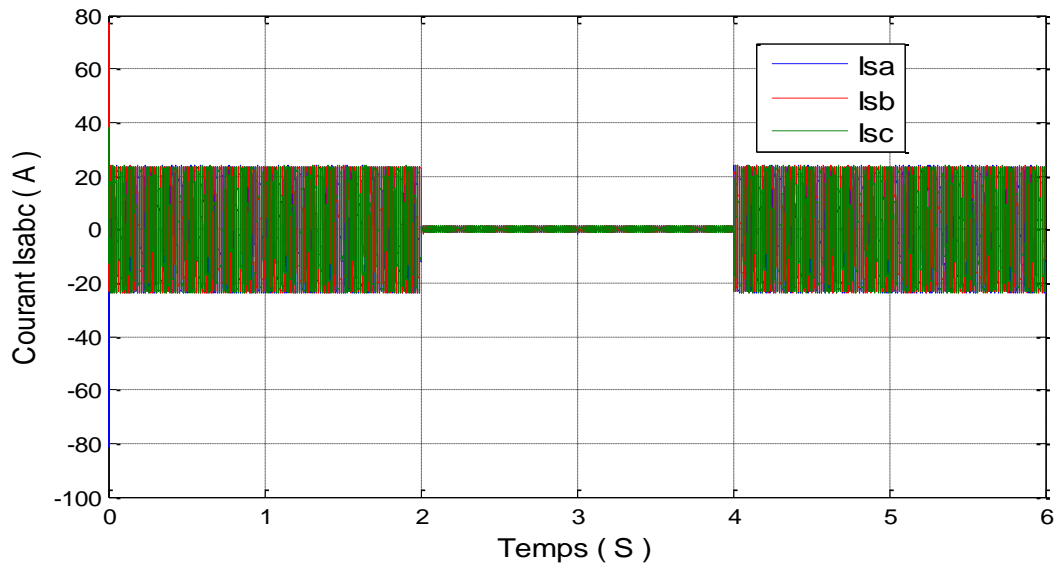
D. Composantes du flux statorique



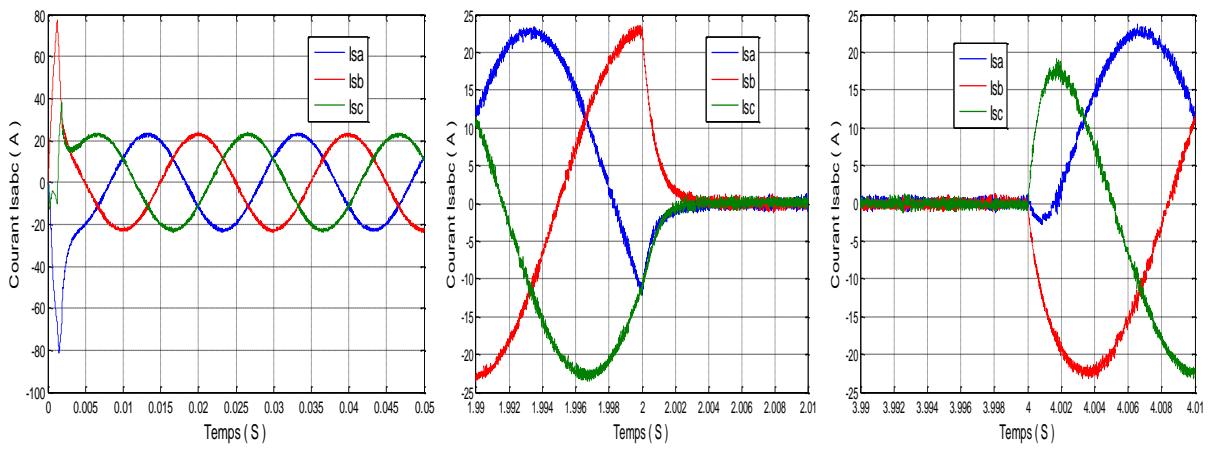
❖ Zoom



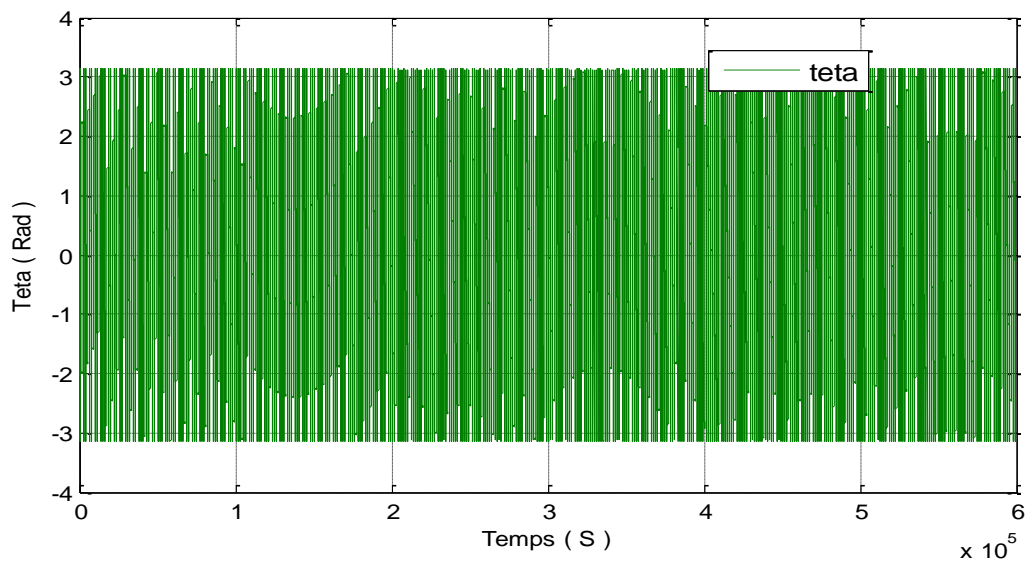
E. Composantes du courant d'alimentation



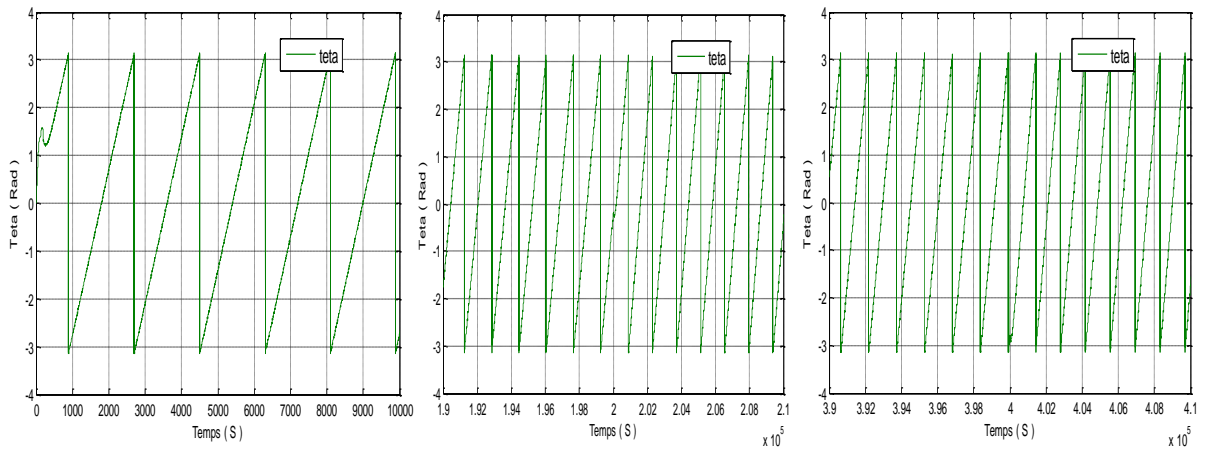
❖ Zoom



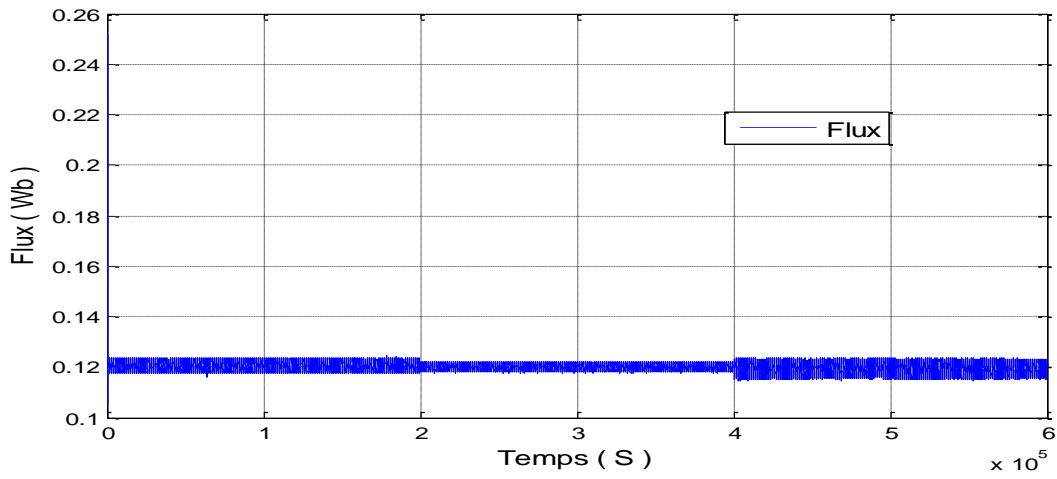
F. Teta



❖ Zoom



G. Flux



❖ Zoom

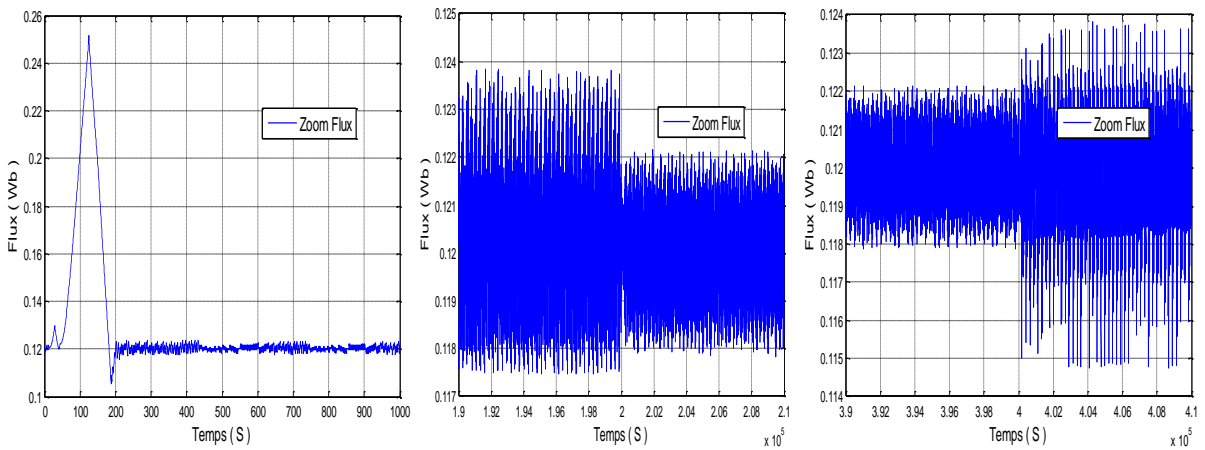


Fig. II. 13 : *Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation de la charge de la MSAP*

Interprétations des résultats :

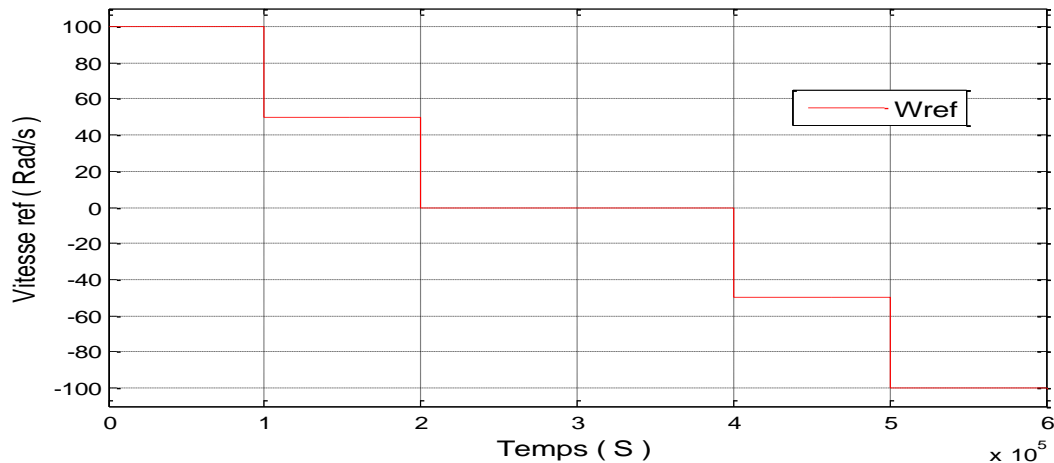
Dans ce test de simulation nous allons remarqués le couple électromagnétique suivre avec une oscillation au début, mais la vitesse est réponde stabilisé à la valeur de référence 100rad/s avec un petit pic lors que l'application de la charge. ((Fig. II. 13.B))

Le courant statorique présente des allures sinusoïdales bruitées.((Fig. II. 13.E))

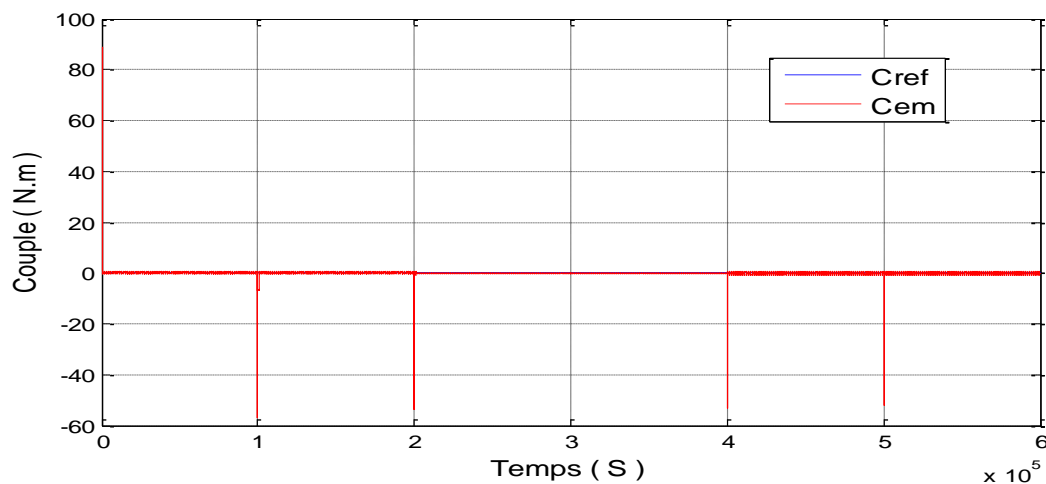
On remarque que le module de flux statorique n'est pas affecté par la variation de la charge. ((Fig. II. 13.G))

Test 02 : Test Variation de Vitesse ω : ($T_e = 6$ s)

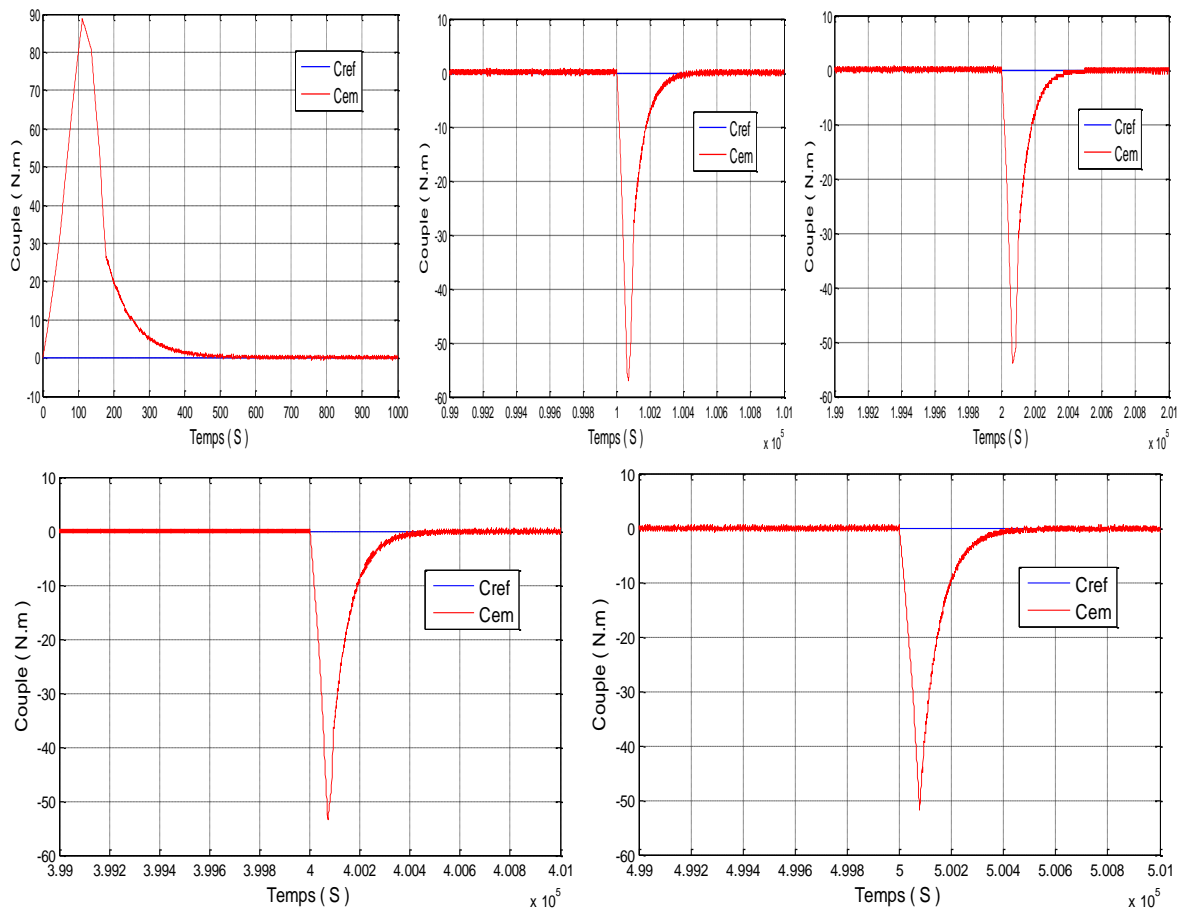
$\omega = 100$	si	$0 < T < 1$
$\omega = 50$	si	$1 < T < 2$
$\omega = 0$	si	$2 < T < 4$
$\omega = -50$	si	$4 < T < 5$
$\omega = -100$	si	$5 < T < 6$



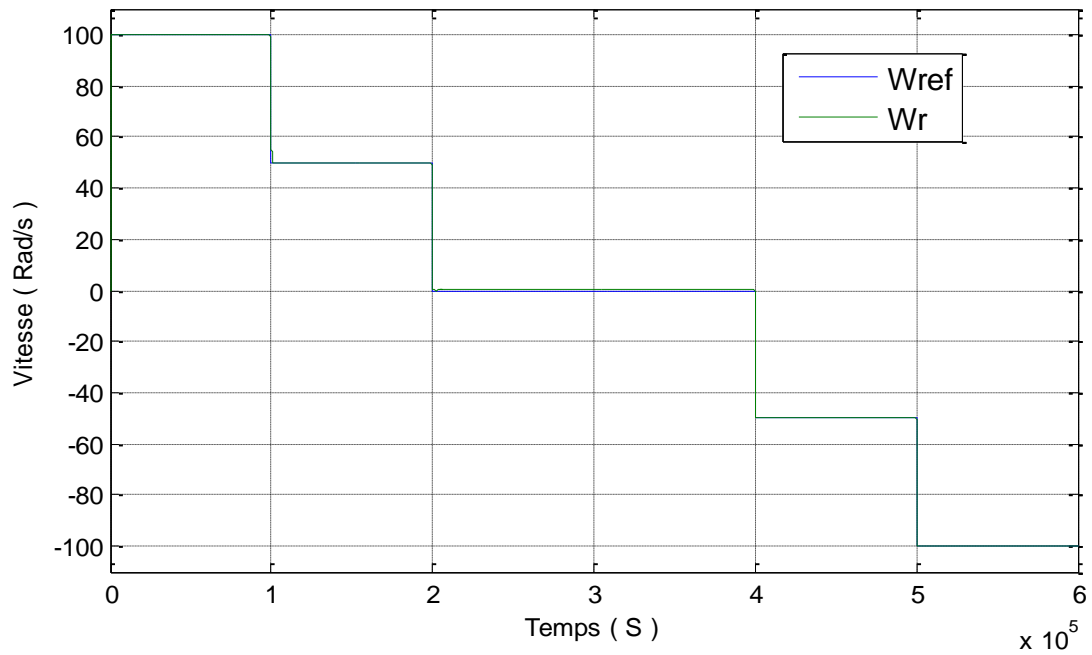
H. Couple électromagnétique



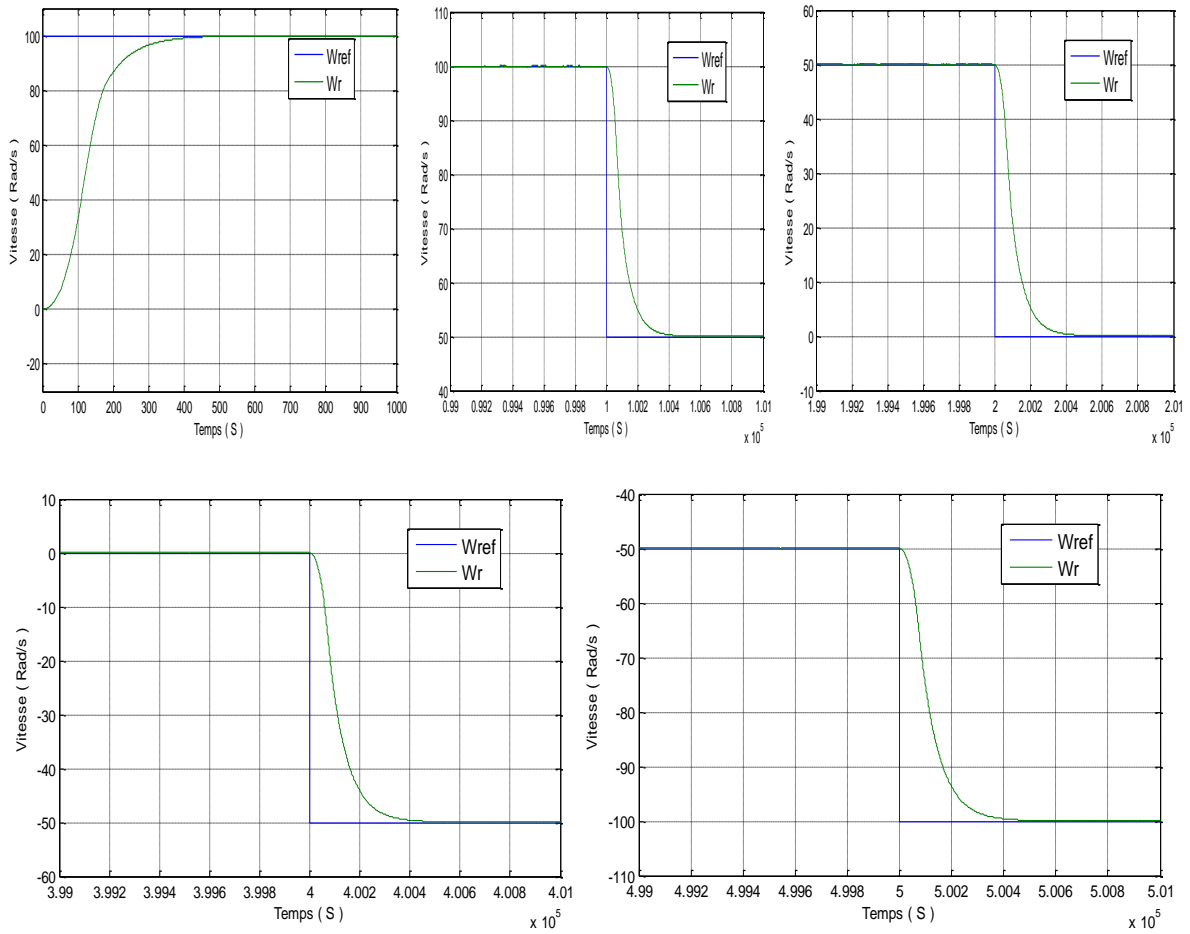
❖ Zoom



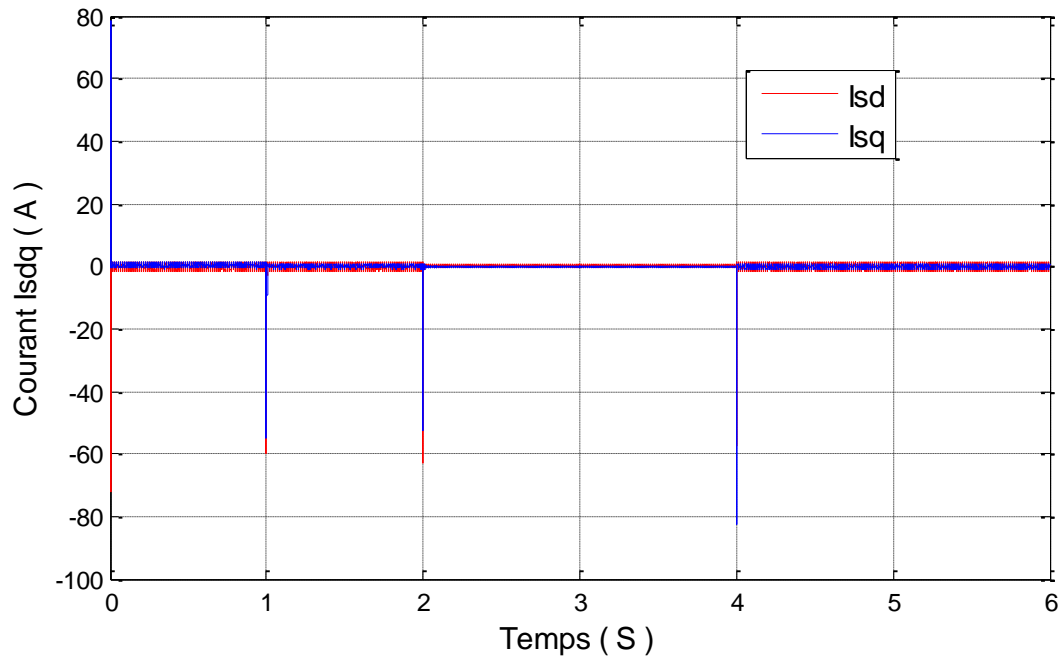
I. Vitesse de rotation.



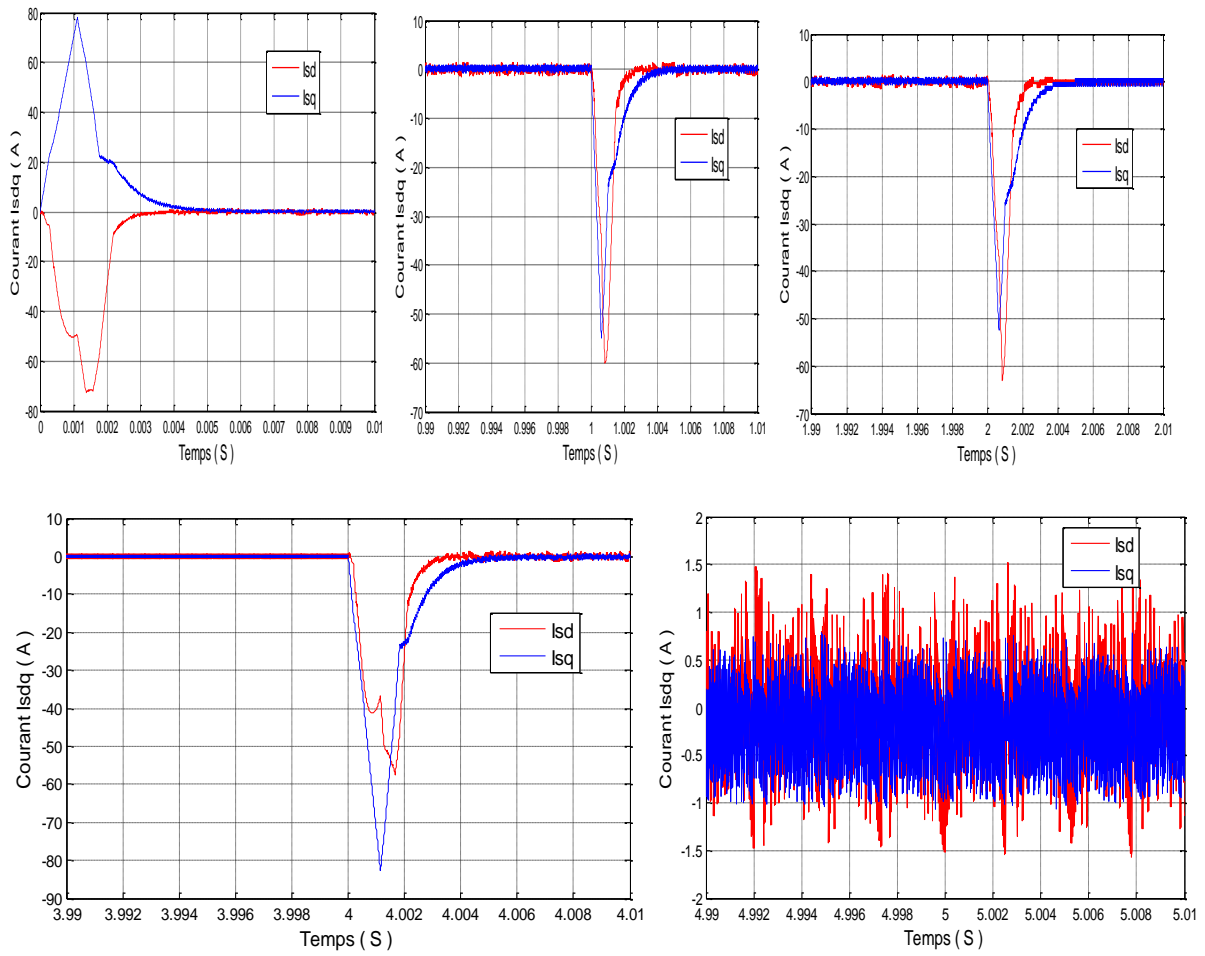
❖ Zoom



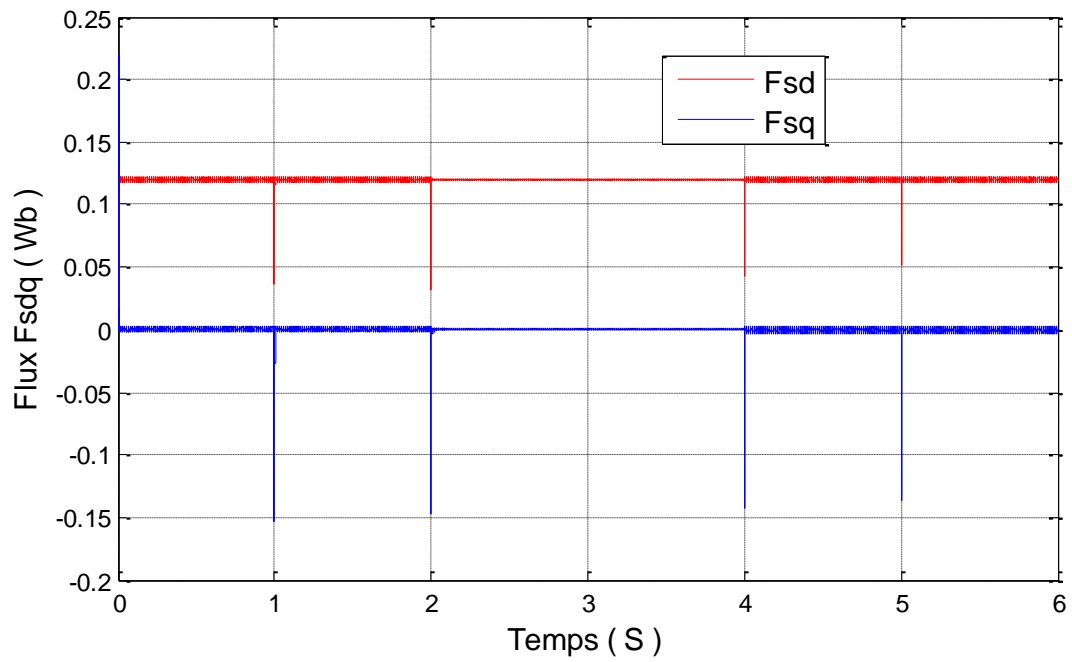
J. Composantes du courant statorique



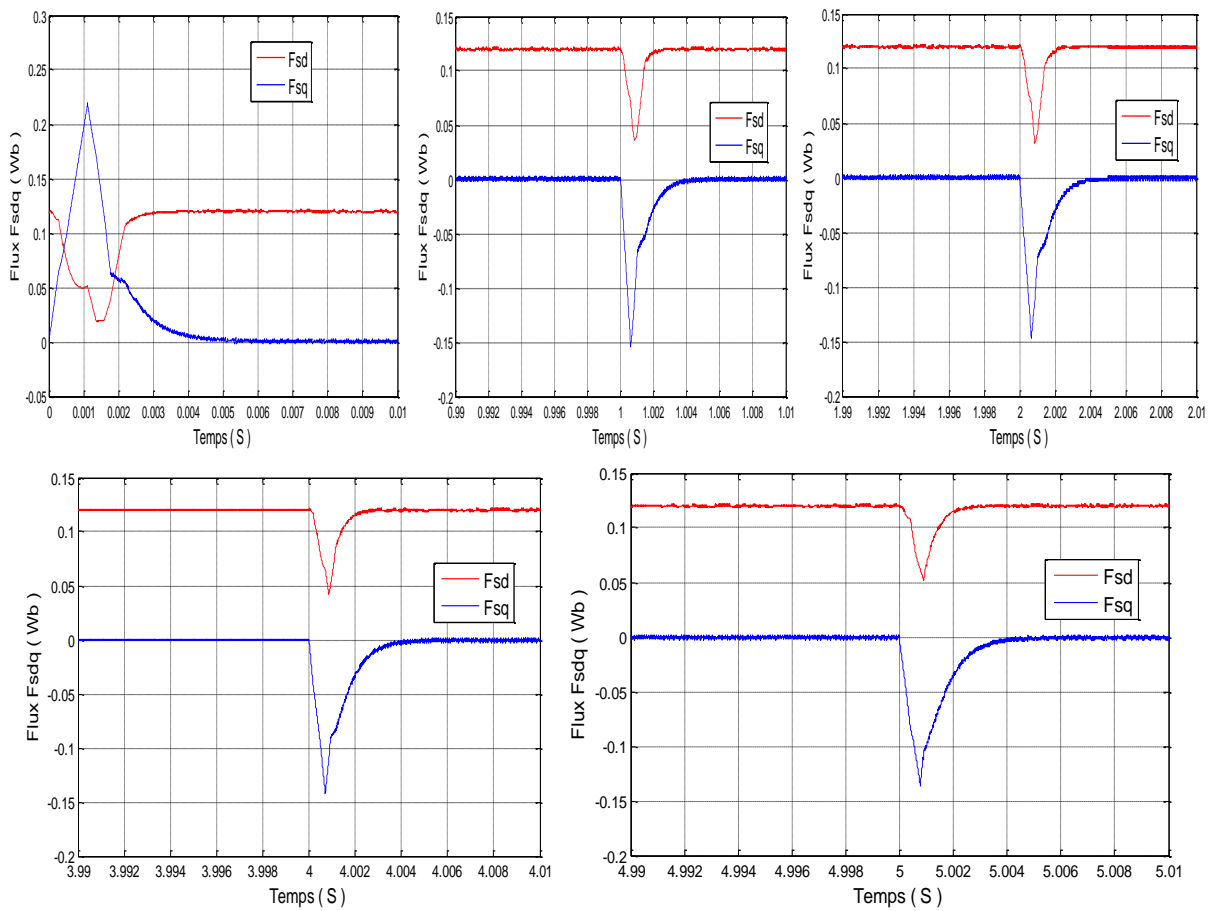
❖ Zoom



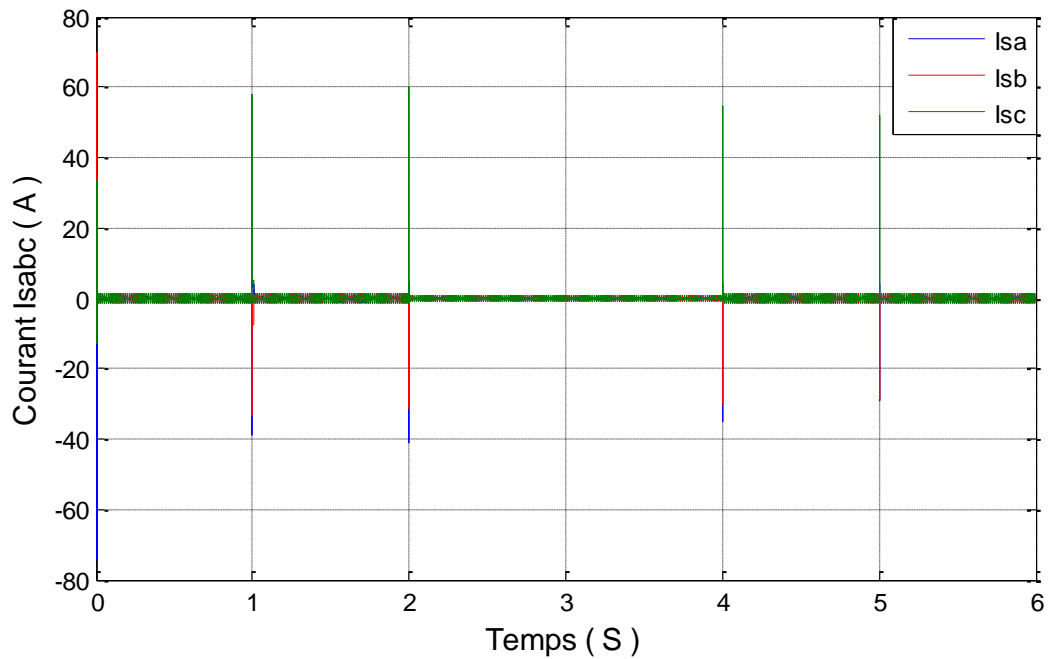
K. Composantes du flux statorique



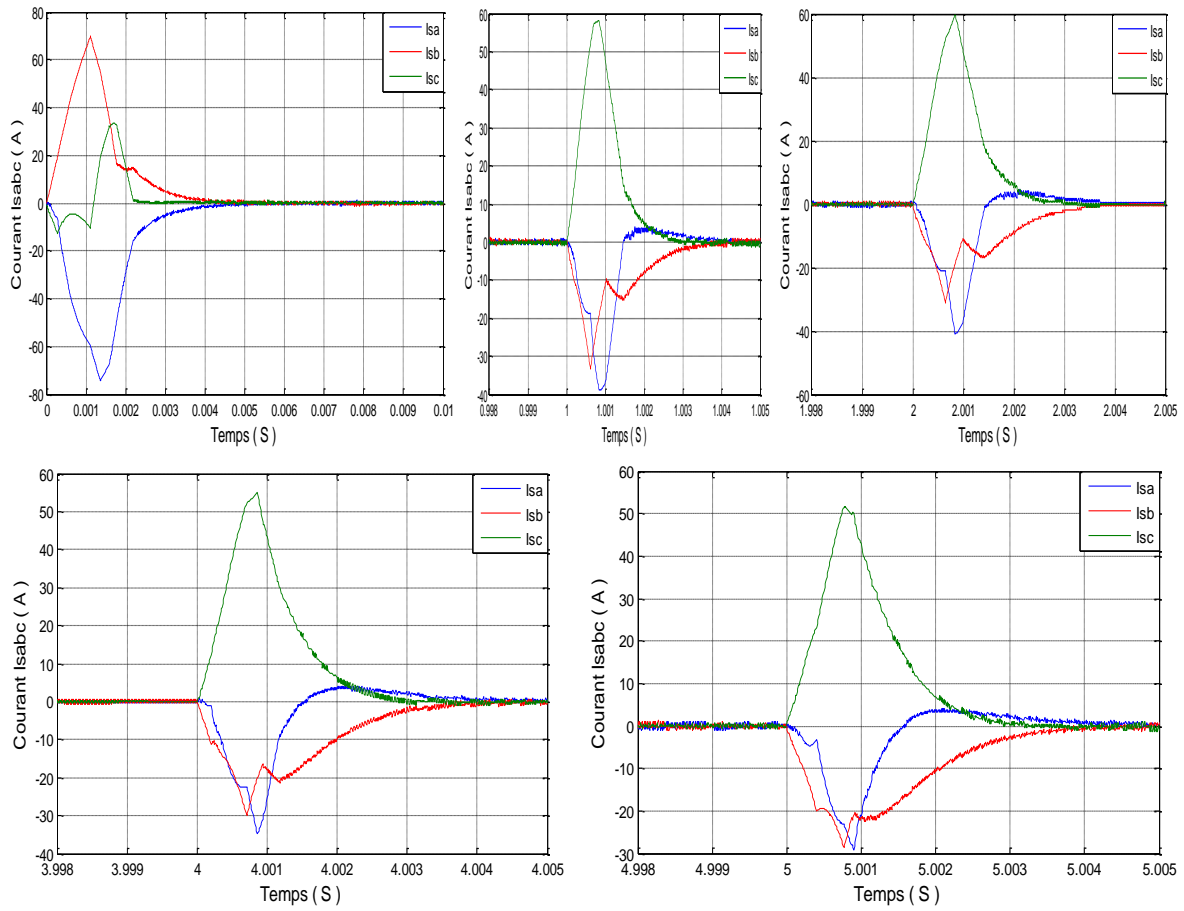
❖ Zoom.



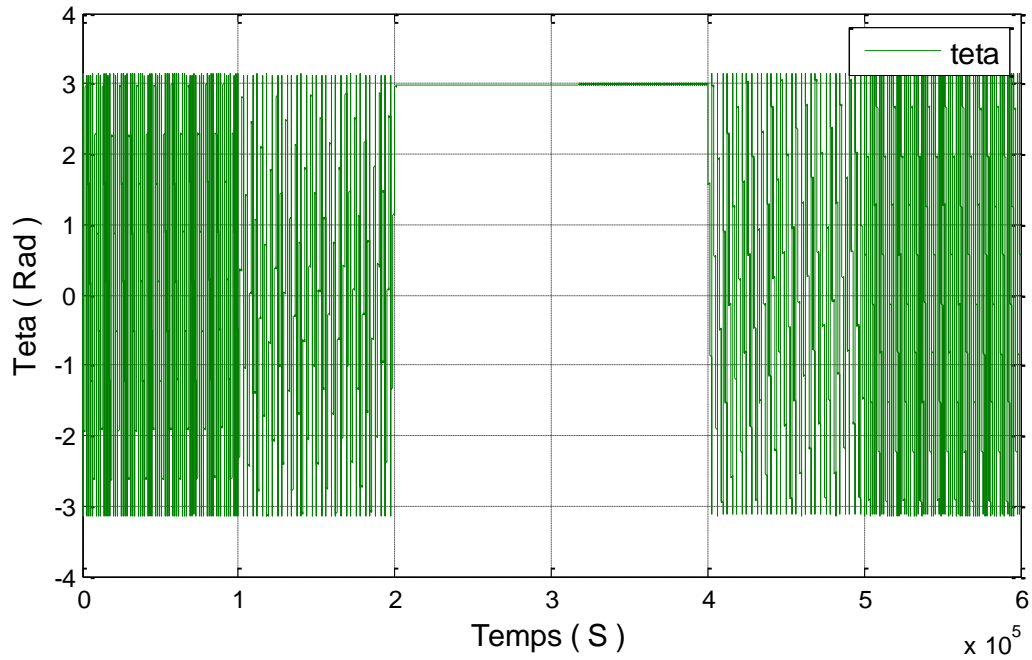
L. Composantes du courant d'alimentation



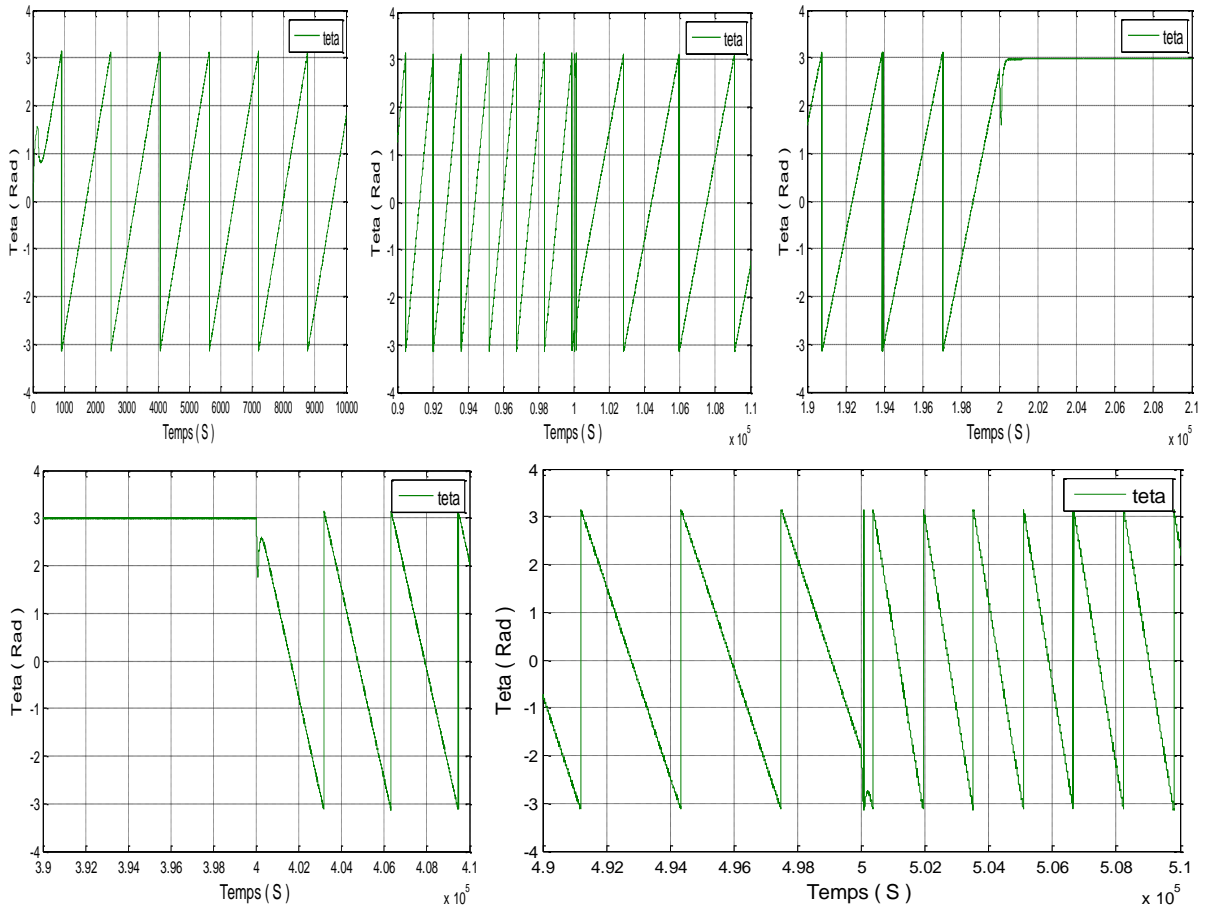
❖ Zoom



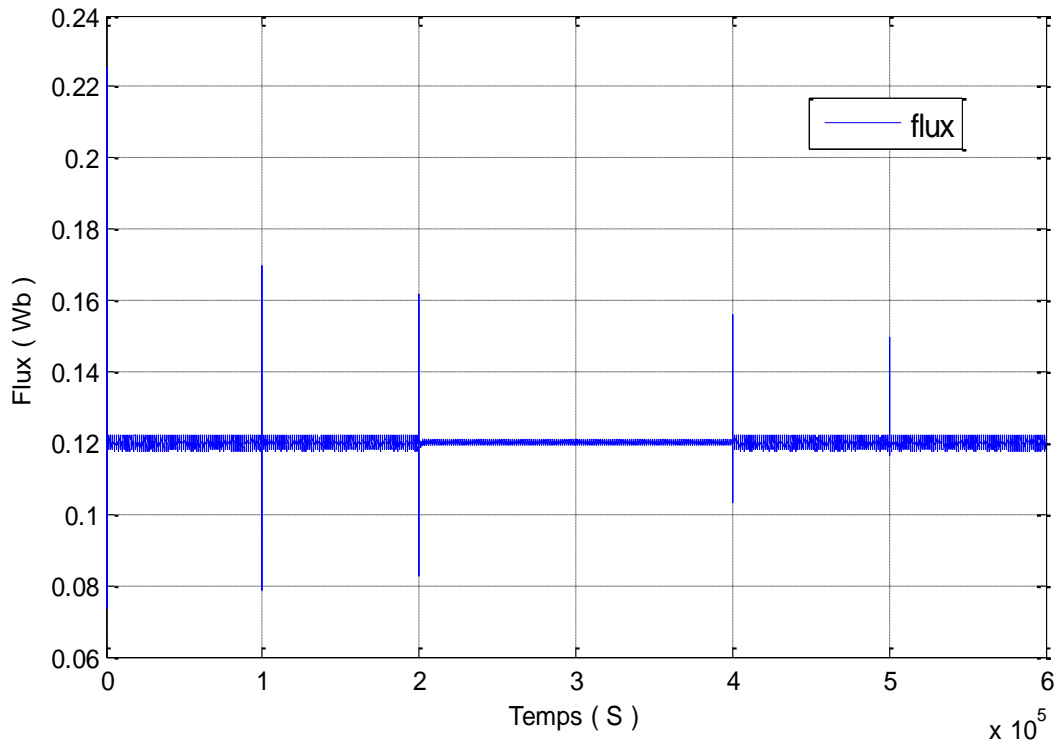
M. Teta.



❖ Zoom



N. Flux.



❖ Zoom

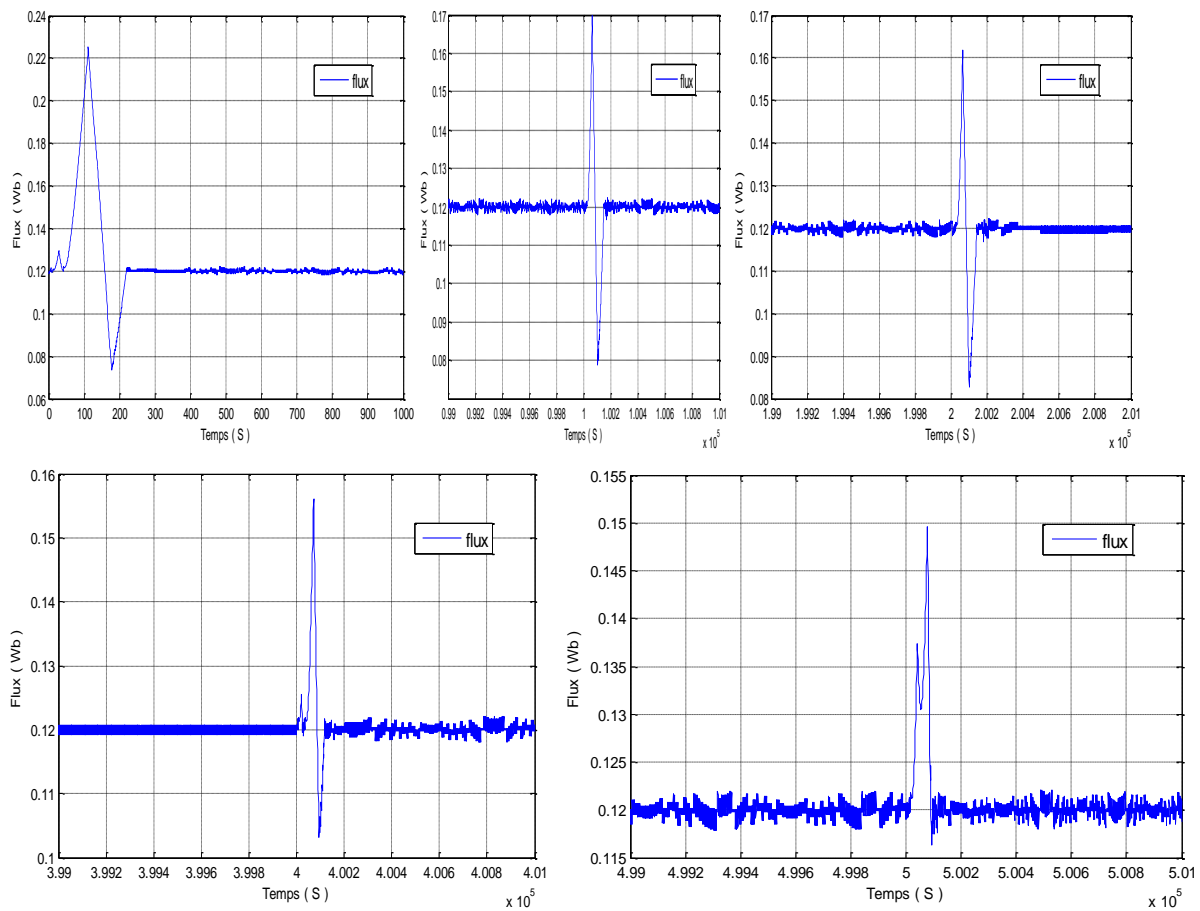


Fig. II. 14 : *Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation de la vitesse de la MSAP*

Interprétations des résultats :

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse réelle et estimée suivant rapidement leur nouvelle référence. ((Fig. II. 14.I))

Les courants statoriques présentent des ondulations à la variation de vitesse la valeur du pic au démarrage. ((Fig. II. 14.J))

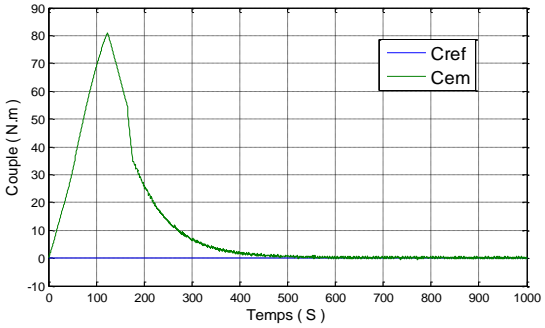
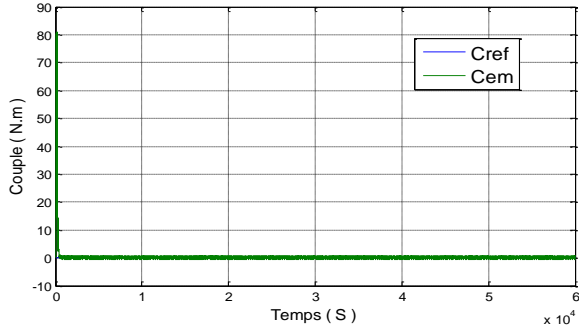
La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement de la bande d'hystérésis. ((Fig. II. 14.K))

D'autre part, le couple électromagnétique atteint sa valeur nulle après des pics pendant le changement de consigne de vitesse ((Fig.II.14.H)).

Test 03 : Test Variation de Paramétrique R_S :

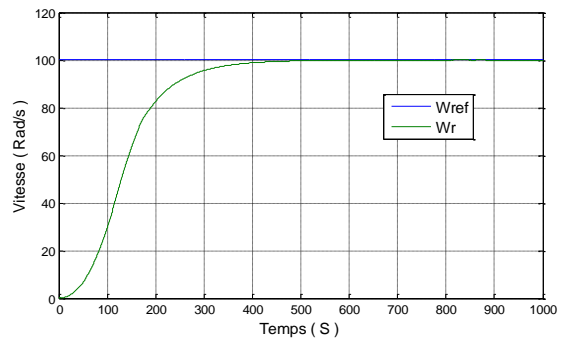
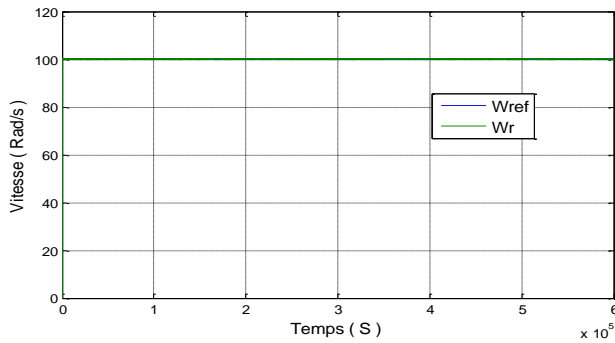
$$R_S = 1.2 \Omega$$

O. Couple électromagnétique



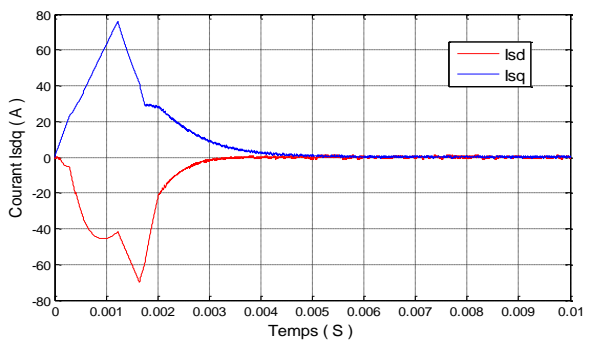
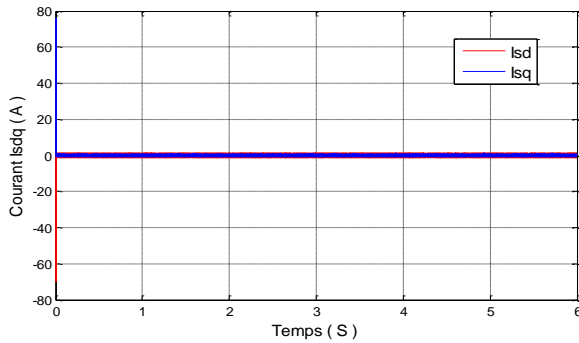
❖ Zoom

P. Vitesse de rotation.



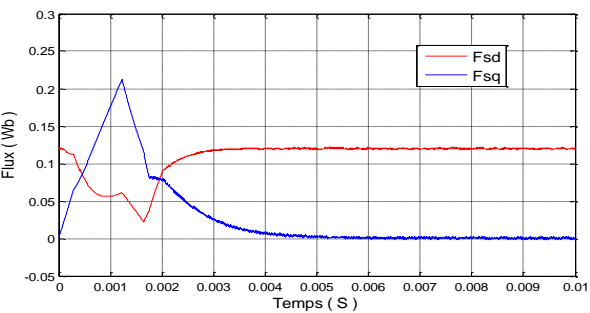
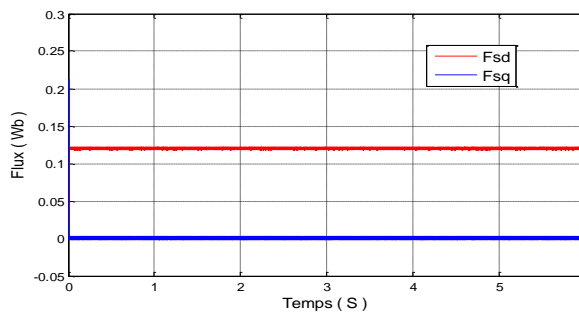
❖ Zoom

Q. Composantes du courant statorique



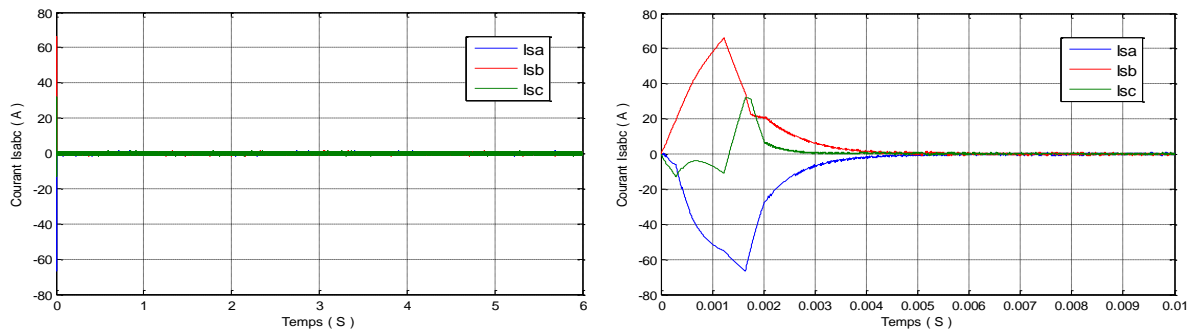
❖ Zoom

R. Composantes du flux statorique



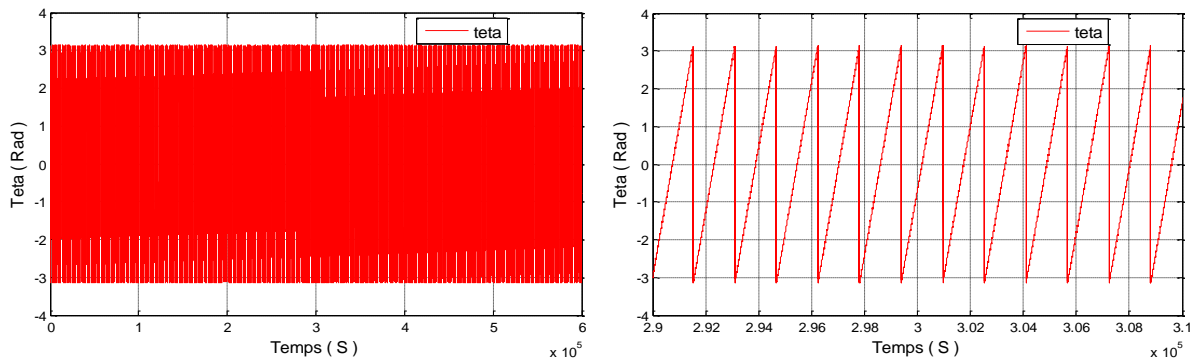
❖ Zoom

S. Composantes du courant d'alimentation



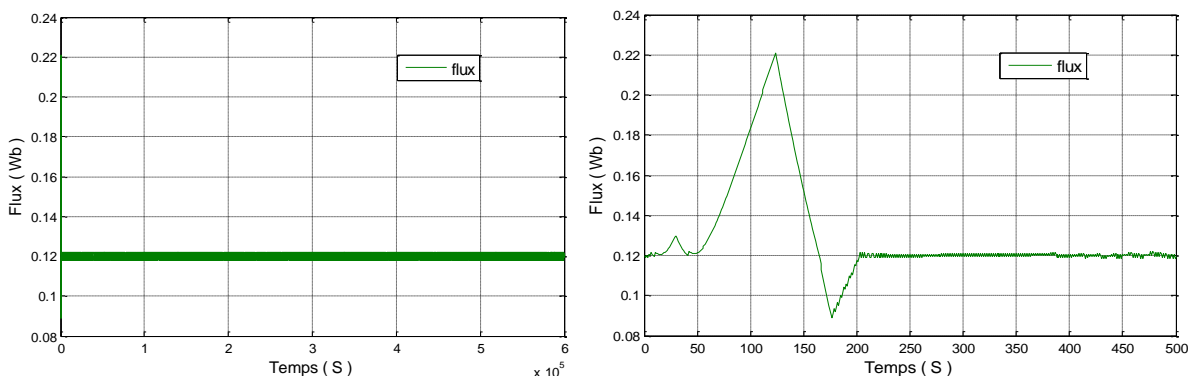
❖ Zoom

T. Teta



❖ Zoom

U. Flux



❖ Zoom

Fig. II. 15 : *Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC en cas de variation paramétriques de la MSAP*

Interprétations des résultats :

On remarque que l'augmentation de +100% de la valeur du résistance statorique ($R_s' = 2 * R_s$) (au démarrage de la MSAP) légère augmentation du temps de réponse en vitesse avec un petit dépassement lors de démarrage. Provoque effet remarquable au niveau de toutes les réponses dynamiques.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse.

On peut conclure le contrôleur flou est assuré la réponse rapide, le petit dépassement et la précision fine de la vitesse dans haut et à vitesse réduite.

Enfin, la comparaison de la commande DTC classique avec un régulateur PI et avec un contrôleur flou (DTC flou) est obtenir dans le chapitre suivant.

Chapitre 999

Contrôle Directe du couple

par logique floue type-1

de la MSAP

Introduction :

La logique floue a été introduite en 1965 par L. Zadeh comme une description mathématique bien que, le principe de cette idée a été connu plus tôt chez les philosophes et les logiciens. Cette approche fait partie des méthodologies intelligentes, elle est inspirée de la capacité de l'homme à prendre des décisions et agir de façon convenable malgré le flou (l'incertitude) des connaissances disponibles. Elle a été introduite dans le but d'approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances telles que la base des règles et les fonctions d'appartenance, qui sont construites par l'introduction des informations linguistiques et numériques fournies par l'expert humain [22] [54].

III.1. Définition de la logique floue :

La logique floue est une extension de la logique booléenne, créé par Lotfi Zadeh 1965, Elle permet la modélisation des imperfections des données et se rapproche dans une certaine mesure de la flexibilité du raisonnement humain ; est que les règles sont énoncées en langage naturel [20] [41].

III.2. Pourquoi utiliser la logique floue ?

Il convient d'utiliser la logique floue lorsque des imperfections entachent la connaissance dont nous disposons sur le système, lorsqu'une modélisation rigoureuse de celui-ci est difficile, lorsqu'il est très complexe, lorsque notre façon naturelle de l'aborder passe par une vue globale de certains de ses aspects. Si elle impose une standardisation de la signification des descriptions du système exprimée linguistiquement, ce qui peut sembler rédacteur par rapport à une utilisation purement symbolique des descriptions linguistiques, la logique floue présente l'avantage de permettre le passage d'une telle description d'un expert ou d'un observateur à l'autre [23].

III.3. Les avantages et les inconvénients de la logique floue : [41]

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et d'inconvénients

- **Les avantages de la logique floue :**

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).
- Il n'y a pas nécessaire de faire un modèle mathématique du système à régler ;

- Le système flou est une approximation universelle, c'est-à-dire, il est suffisamment générale pour générer n'importe quelle action ;
 - La logique floue est facile à comprendre par ceux qui ne sont pas des spécialistes, car elle imite la stratégie du raisonnement humain ;
 - La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus;
 - La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser);
 - L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire);
- **Les inconvénients de la logique floue :**
 - Manque de directives précises pour la conception d'un régulateur (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification);
 - Approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances des opérateurs souvent difficile);
 - Impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable);
 - Possibilité d'apparition de cycles limites à cause de fonctionnement non-linéaire; la cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.4. Domaine d'application :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [27] :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...).
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.).
- Systèmes autonomes mobiles.
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...).

III.5. La théorie de la logique floue :

III.5.1. Principe de la logique floue :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne. C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit. Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels. Cependant, ce qui différencie ces deux théories sur les ensembles provient des limites des ensembles. Dans les ensembles flous, il est permis qu'une chose appartienne partiellement à un certain ensemble; ceci s'appelle le degré d'appartenance. Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ)[12] [55].

III.5.2. Eléments de base de la logique floue :

A l'inverse de la logique booléenne, la logique floue permet à une condition, d'être en un autre état que vrai au faux. Il y a plusieurs degrés de vérification d'une condition. Considérons par exemple la vitesse d'un véhicule sur une route nationale. La vitesse normale est de 90 km/h. une vitesse peut être considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h, et comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. la logique booléenne envisagerait. Les choses de la manière suivante [24] :

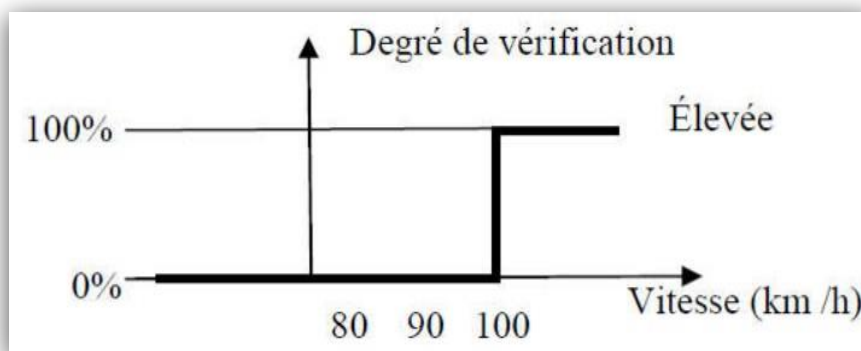


Fig.III.1 : Niveaux d'appartenance en logique booléenne.

La vitesse est considérée à 100% comme élevée à partir de 100 Km/h, et 0% en dessous. La logique floue, à l'inverse, permet des degrés de vérification de la condition « la vitesse est elle élevée ».

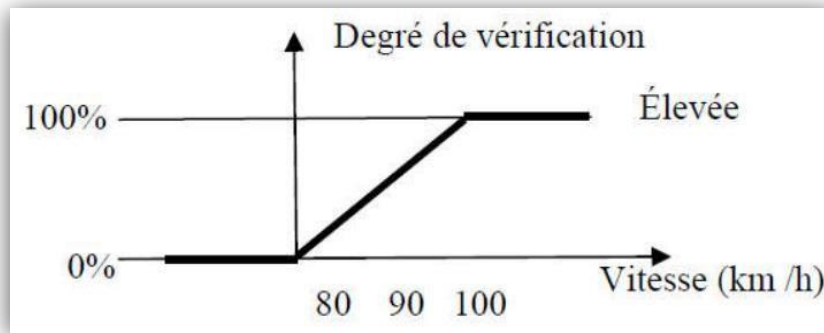


Fig.III.2 : Niveaux d'appartenance en logique floue.

La vitesse est considérée comme pas du tout élevée en dessous de 80 Km/h. on peut donc dire qu'endessous de 80 Km/h, la vitesse est élevée à 0%. Elle est considérée comme élevée au dessus de 100 Km/h, elle est donc élevée à 100% au dessus de 100 Km/h [24].

III.5.3. Définition d'un ensemble flou :

Mathématiquement, un ensemble flou A d'un univers de discours U , est caractérisé par une fonction d'appartenance, notée μ_A , à valeur dans l'intervalle $[0,1]$ et qui associe à chaque élément x de U un degré d'appartenance $\mu_A(x)$ indiquant le niveau d'appartenance de x à A .

$\mu_A(x) = 1$ et $\mu_A(x) = 0$ correspondent respectivement à l'appartenance et la non-appartenance. L'univers de discours ou le référentiel est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x .

En logique floue, un sous-ensemble flou A de U est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ pouvant prendre différents valeurs comprise entre 0 et 1, selon le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A ; $\mu_A(x) \in [0, 1]$ [25].

III.5.4. Les Variables Linguistique :

Une variable linguistique représente un phénomène ou une grandeur peut être définie à partir du triplet (x, U, T_x) , où x est une variable définie sur l'univers de discours U , et $T_x = \{A_1, A_2, \dots\}$ est un ensemble composé de sous-ensembles flous de U qui caractérise x . On associe souvent à chaque sous ensemble flou de T_x une valeur ou un terme linguistique. La figure (III.3) illustre un exemple de la variable linguistique 'vitesse' avec trois termes linguistiques: petite, moyenne et grande [25].

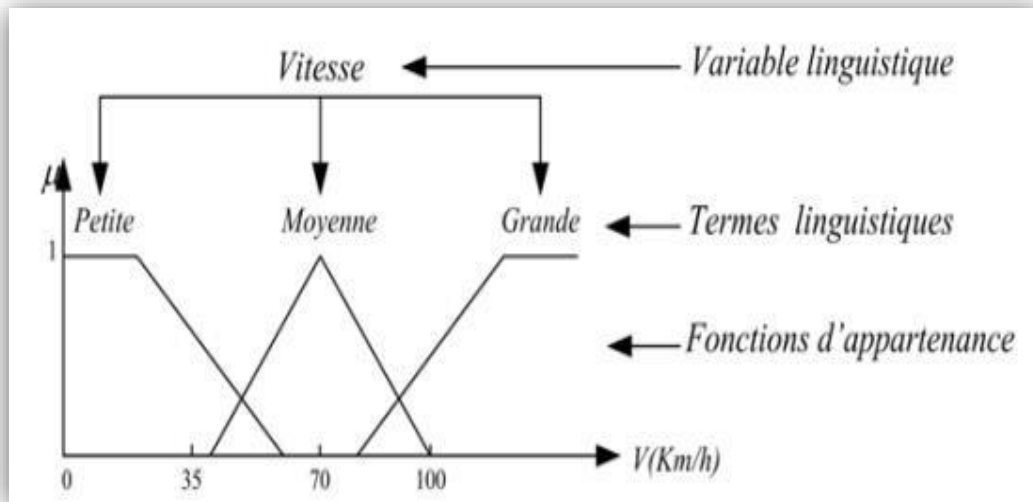


Fig.III.3: Variable linguistique.

III.5.5. Univers du discours :

C'est l'ensemble des valeurs réelles (l'intervalle numérique) qui peut prendre la variable floue, en général l'univers de discours est noté par des lettres en majuscule « U , W , ... ». Les valeurs linguistiques seront alors projetées dans l'univers de discours pour définir le sous-ensemble associé à chaque valeur linguistique [28].

III.5.6. Fonction d'appartenance :

Au lieu d'appartenir à l'ensemble « vrai » ou à l'ensemble « faux » de la logique binaire traditionnelle, la logique floue admet des degrés d'appartenance à un ensemble donné. Le degré d'appartenance à un ensemble flou est matérialisé par un nombre compris entre 0 et 1. Une valeur précise de la fonction d'appartenance liée à une valeur de la variable est notée μ et appelée « facteur d'appartenance ». Pour des raisons de simplicité, nous introduisons les fonctions d'appartenances ci-dessous [08].

- **Les types de fonction d'appartenance :**

a) fonction triangulaire :

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets (figure III.4-a)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{c-x} & \text{si } a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } b < x \leq c \\ 0 & \text{si ailleurs} \end{cases} \quad (3.1)$$

b) fonction d'appartenance trapézoïdale :

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$, (figure III.4-b)

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{a-b} & \text{si } a < X \leq b \\ 1 & \text{si } b < X \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } c < X \leq d \\ 0 & \text{si ailleurs} \end{cases} \quad (3.2)$$

c) fonction d'appartenance gaussienne :

Elle est définie par deux paramètres $\{\sigma, m\}$, (figure III.4-c)

$$\mu(x) = \exp \left[-\left(\frac{x-m}{\delta}\right)^2 \right] \quad \text{si } -\infty < X \leq +\infty \quad (3.3)$$

d) fonction d'appartenance sigmoïde :

Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$, (figure III.4-d)

$$\mu(x) = \frac{1}{1+\exp(-a(x-c))} \quad (3.4)$$

La figure (III.4) représente les formes de ces quatre types de fonction d'appartenance.

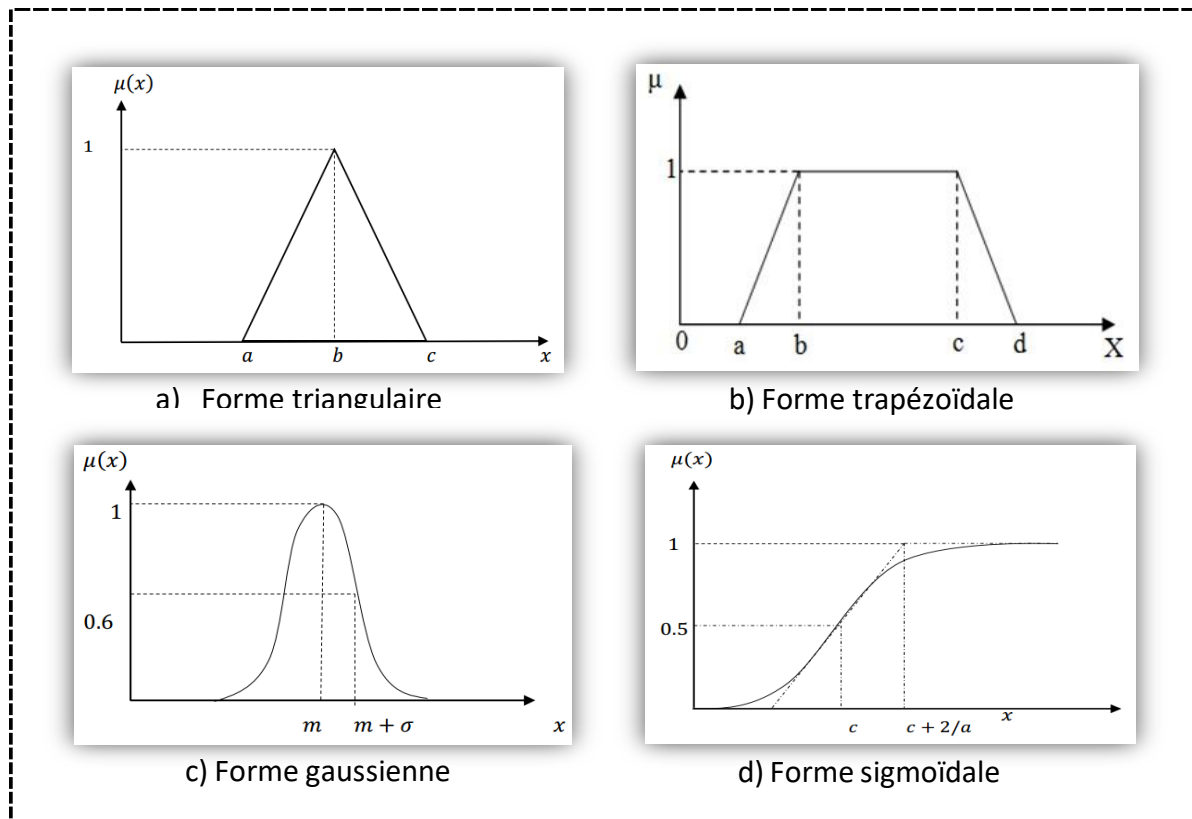


Fig.III.4: Différentes formes de la fonction d'appartenance.

III.6. Caractéristique des ensembles floue :

Soit A un sous ensemble flou de X. On définit les caractéristiques suivantes propres à cet ensemble flou (figure III.5).

❖ *Support :*

Le support de A est la partie de X sur laquelle la fonction d'appartenance de « A » n'est pas nulle.

$$Supp(A) = \{x \in X / \mu_A(x)\} \quad (3.5)$$

❖ *Noyau :*

Le noyau de A est l'ensemble des éléments de X pour lesquelles la fonction d'appartenance de A vaut 1.

$$Noy(A) = \{x \in X / \mu_A(x) = 0\} \quad (3.6)$$

Autrement dit, le noyau est constitué des éléments qui satisfont pleinement la caractéristique vague définie par A. Lorsque le noyau n'est pas vide, on dit que l'ensemble flou A est normal ou normalisé, sinon on dit qu'il est sous-normale. Si A est classique alors : $Noy(A) = A$.

❖ *Hauteur :*

La hauteur d'un ensemble flou A dans X est la valeur maximale de la fonction d'appartenance; c'est le plus grand degré d'appartenance de A.

$$H(A) = \max\{\mu_A(x); x \in X = 0\} \quad (3.7)$$

Si: $No(A) \neq \emptyset$, alors la hauteur $H(A) = 1$

❖ *Couple de niveau α :*

On appelle couple de niveau α ou α -coupe de l'ensemble flou A pour une valeur donnée de $\alpha \in [0,1]$, le sous ensemble A_α de X défini par :

$$A_\alpha = \{x, \mu_A(x) \geq \alpha\} \quad (3.8)$$

Une α -coupe telle que $\mu(x) \geq \alpha, \forall x \in A_x$ est dite stricte.

On appelle α -niveau ou α -coupe telle que $\mu(x) \geq \alpha, \forall x \in A_x$ et on note par :

$$A_\alpha = \{x, \mu_A(x) = \alpha\} \quad (3.9)$$

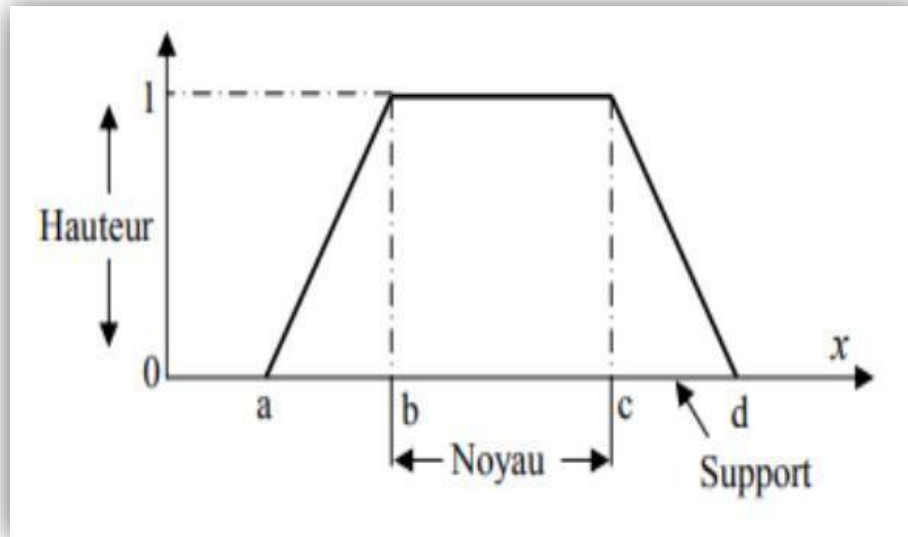


Fig.III.5 : Caractéristiques d'un ensemble flou.

III.7. Les opérateurs flous :

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection (\cap), l'union (\cup) des ensembles flous ainsi que le complémentaire ($\bar{}$) d'un ensemble flou. Ces relations sont traduites par les opérateurs « **ET** », « **OU** » et « **NON** ». De nouvelles fonctions d'appartenance liées à ces opérateurs sont établies [30] [41].

➤ **Opérateur ET (Intersection floue) :**

$$x \in A \cap B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cap B} / \mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.10)$$

➤ **Opérateur OU (Union floue) :**

$$x \in A \cup B \leftrightarrow x \in \mu_{A \cup B} / \mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (3.11)$$

➤ **Opérateur NON (complémentation floue) :**

$$\forall x \in X, \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.12)$$

La figure (III.6) résume ces opérations, de façon graphique :

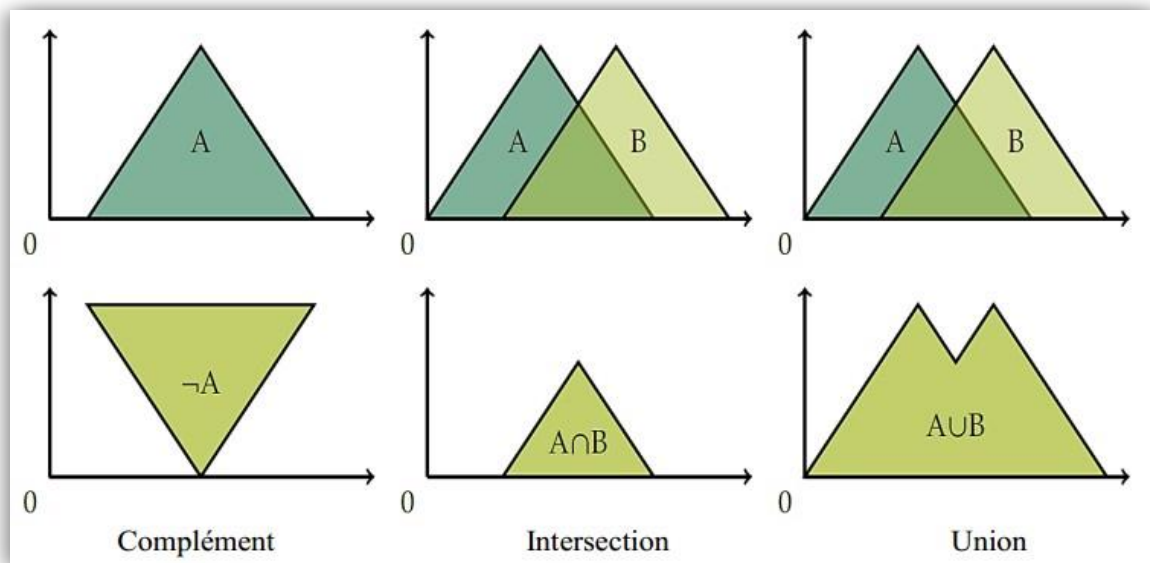


Fig.III.6 : Exemple d'opérations sur des ensembles flous.

III.8. Système Flou :

Un système flou (SF) est une relation non linéaire qui permet de prendre des données numériques (entrées nettes), les faire passer dans un domaine flou puis avoir une sortie scalaire (sortie nette). La structure générale de ce traitement est donnée par la figure qui suit [12].

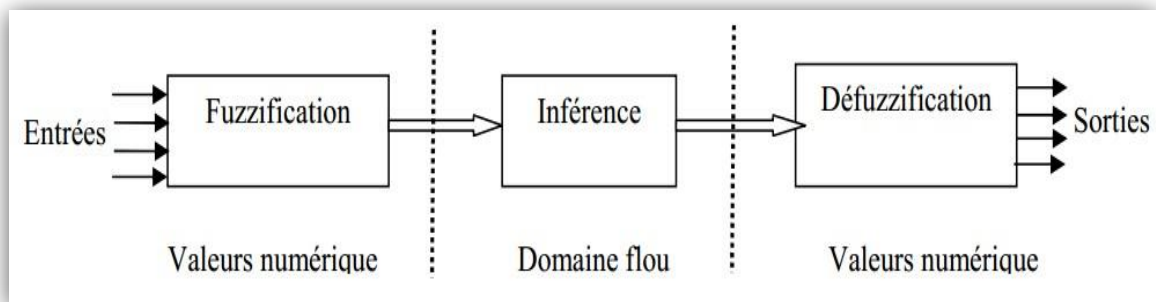


Fig.III.7 : Traitement flou.

III.9. Constitution d'un système floue :

Un système flou est composé de quatre parties essentielles [26] :

- D'une base des règles, qui contient les règles décrivant la conduite de l'expert ;
- D'une logique de prise de décision
- D'une interface de FUZZIFICATION, laquelle permet de transformer les grandeurs mesurées d'entrée en des grandeurs floues ;

- D'une interface de DEFUZZIFICATION à la sortie, laquelle détermine une action précise à partir des descriptions floues des variables de sortie [56].

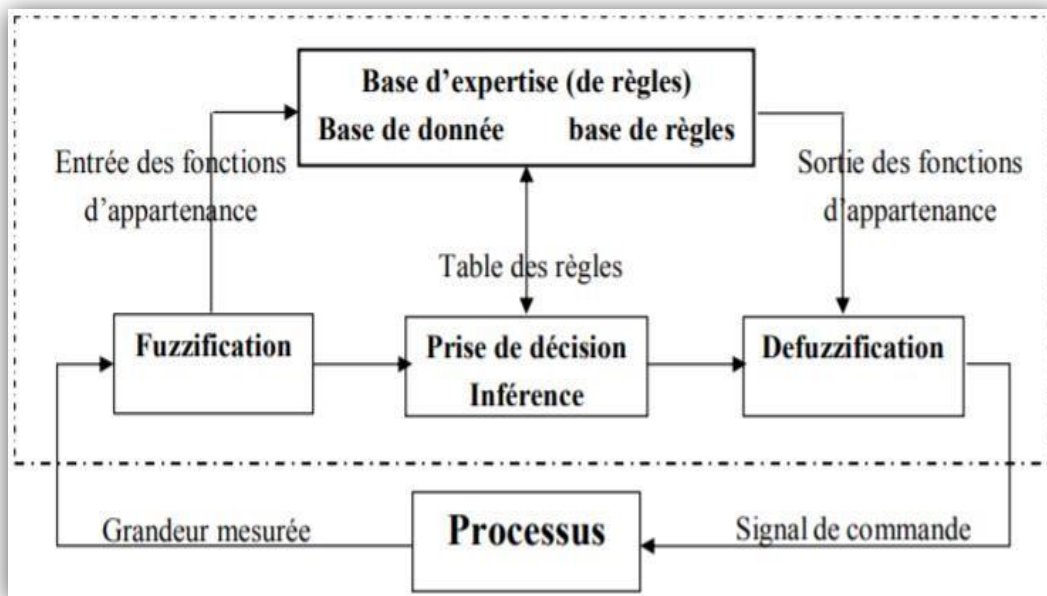


Fig.III.8: Schéma général d'un système floue.

III.10. Base de règles :

C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: « **if- then** » ou « **si-alors** », elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directe numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance [27].

- **Règles linguistiques**

L'idée principale des systèmes basés sur la logique floue est d'exprimer la connaissance humaine sous la forme de règles linguistiques de forme si, alors. Chaque règle a deux parties [28] :

1. Partie antécédente (prémisse ou condition), exprimée par Si...
2. La partie conséquente (conclusion), exprimée par alors...
 - La Partie antécédente est la description de l'état du système.
 - La partie conséquente exprime l'action que l'opérateur qui contrôle le système doit exécuter. Chaque règle floue est basée sur l'implication floue.

Zedah a été le premier à introduire la notion de règle floue sous la forme :

Règle : Si x est A alors y est B.

III.11. Logique de prise de décision (inférence floue) :

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. Pour le réglage par logique floue [26], Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont :

- Max-Min (Implication de Mamdani).
- Max-Produit.
- Somme-produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs de la logique floue [29]:

- Pour la méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani), l'opérateur « **ET** » est réalisé par la formation du minimum, l'opérateur « **OU** » est réalisé par la formation du maximum, et « **ALORS** », (l'implication) est réalisée par la formation du minimum.
- Pour la méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen), l'opérateur « **ET** » est réalisé par la formation du produit, l'opérateur « **OU** » est réalisé par la formation du maximum, et « **ALORS** » (l'implication) est réalisée par la formation du produit.
- Pour la méthode d'inférence somme-produit (méthode de Zadeh), on réalise au niveau de la condition, l'opérateur « **OU** » par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur « **ET** » par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur « **ALORS** » est réalisé par un produit.

III.11.1. Interface de fuzzification :

L'interface de Fuzzification inclut les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrée.
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Représentation de la fonction de Fuzzification convertissant les données d'entrée en variables linguistiques [23].

III.11.2. Interface de Défuzzification :

La Défuzzification consiste à déduire une valeur numérique précise de la sortie du régulateur à partir de la conclusion résultante floue issue de l'opération d'inférence. Quelques méthodes existent, comme l'appartenance maximale, les méthodes de défuzzification les plus utilisées en commande floue sont le centre de gravité, le centre des aires et La moyenne des maximas [23][30].

- **Centre de gravité :**

Méthode de défuzzification moyenne pondérée. Calcule la moyenne pondérée des ensembles flous. La conclusion peut être exprimée par la formule :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^R \mu_A(x) \cdot \mu_i}{\sum_{i=1}^R \mu_A(x)} \quad (3.13)$$

Où R est le nombre total de règles.

- **La moyenne des maximas :**

Il génère un croquant contrôlé l'action en faisant la moyenne des valeurs de soutien lorsque leurs valeurs d'adhésion atteignent le maximum.

$$\sum_{i=1}^l \frac{m_i}{l} \quad (3.14)$$

Où l est le nombre des valeurs m quantifiées.

III.12. Régulateur à logique floue :

III.12 .1. Conception d'un RLF :

La première étape pour la réalisation d'un régulateur flou est de choisir ses variables d'entrées et de sorties, de savoir avec quels paramètres on peut obtenir la commande, et définir les univers de discours de ses variables.

Les entrées de notre système sont l'erreur de la position «E» et sa dérivée «dE/dt». Nous avons synthétisé le régulateur à logique Floue du type MAMDANI pour le réglage de vitesse et de position. Le signal de sortie est déterminé en fonction des signaux d'entrée par l'intermédiaire des règles [23].

Les fonctions d'appartenance des entrées « er » et « d er » :

Ce sont les fonctions qui expriment les degrés d'appartenances des grandeurs aux variables linguistiques et sont notées comme suit :

symbole	Signification
GN	grand négatif
GP	grand positif
N	négatif
P	positif
Z	zéro

Tableau (III.1) : Symbole de cinq intervalles ou sous ensembles flous.

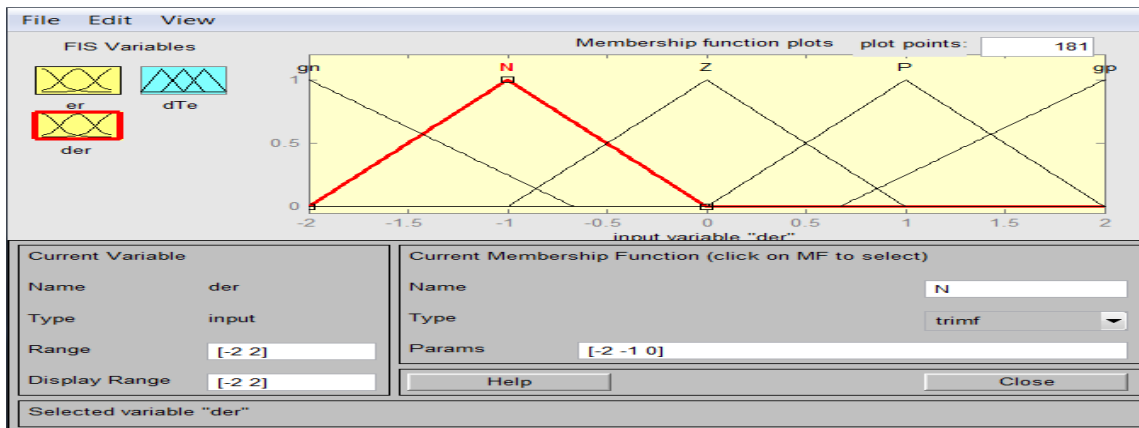


Fig.III.11 : fonction d'appartenance pour l'entrée « der ».

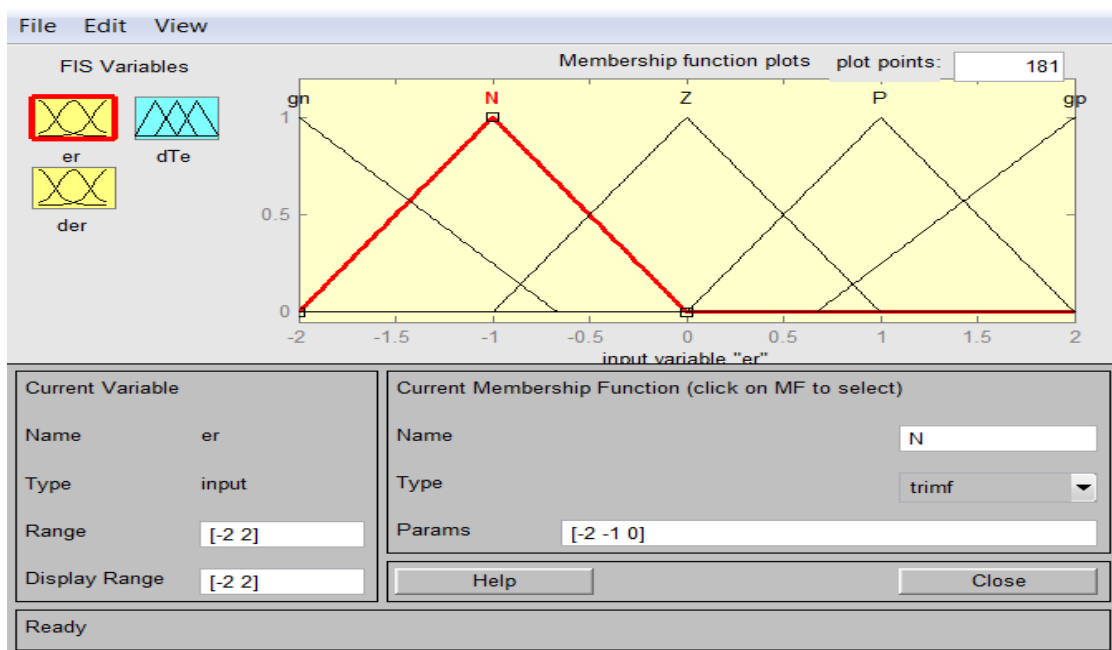


Fig.III.12: fonction d'appartenance pour l'entrée « er ».

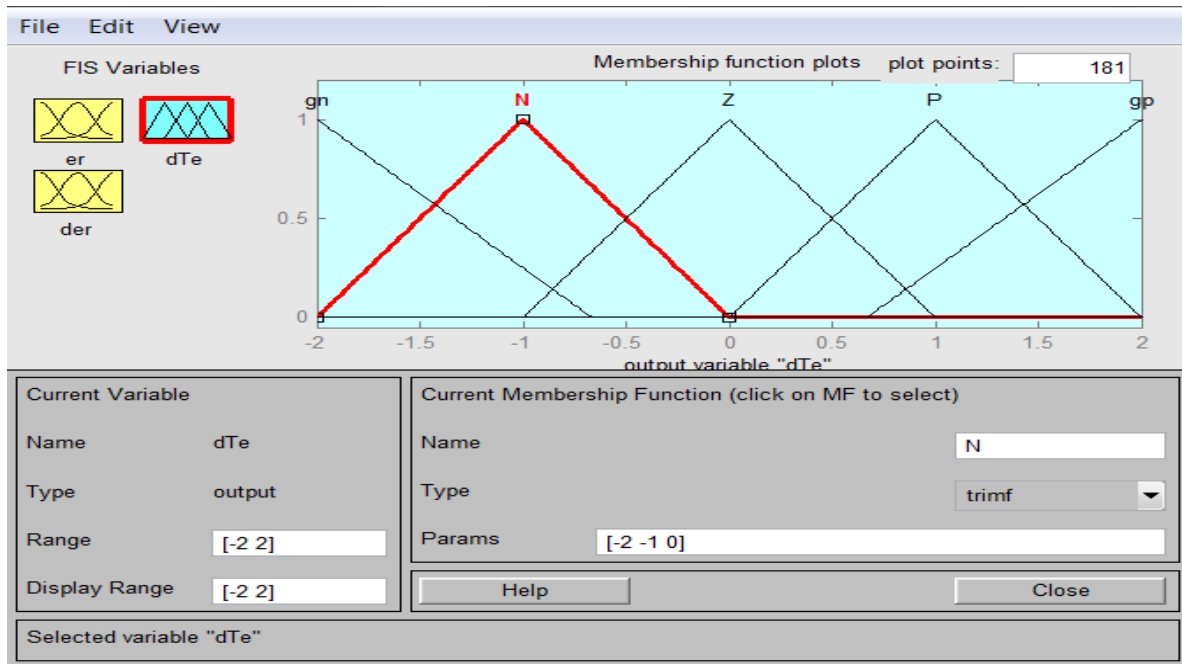


Fig.III.13 : Éditeur de fonction d'appartenance pour la sortie 'dTe'.

• **Les règles d'inférences :**

Dans cette phase nous allons construire les règles pour estimer le comportement de la machine selon ses paramètres, pour chacune des combinaisons des variable d'entrés, une actionsur les variable de sortie lui associée.

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau III.2).ce tableau montre la table des règles du contrôleur flou relative au système ou toutes les entrées de la matrice. Les ensembles flous de l'erreur « er » et la dérivé de l'erreur « de ». La sortiede cette table est nommée résultat.

<i>er</i>	GN	N	Z	P	<i>GP</i>
<i>der</i>	GN	N	Z	P	<i>GP</i>
<i>GN</i>	GN	GN	<i>N</i>	<i>N</i>	Z
<i>N</i>	GN	<i>N</i>	<i>N</i>	Z	GP
<i>Z</i>	GN	<i>N</i>	Z	<i>P</i>	GP
<i>P</i>	GN	Z	<i>P</i>	P	GP
<i>GP</i>	Z	P	<i>P</i>	GP	GP

Tableau(III.2) : Table de règles d'inférences.

La méthode d'inférence utilisée est celle de Mamdani (Max- Min), où l'opérateur «ET» est réalisé par la fonction Min, l'opérateur «ALORS» de chaque règle par la fonction Min et la liaison entre toutes les règles (l'opérateur ET) par la fonction Min.

- **La Défuzzification :**

Une fois la mise en place des fonctions d'appartenance et l'établissement des règles définissant le comportement du régulateur ont été effectués, on passe à la sélection d'une méthode de Défuzzification. Cette étape permet de transformer les valeurs de commande du domaine flou vers le domaine réel (variable physique). Ce choix est généralement conditionné par un compromis entre la facilité d'implémentation et les performances de calcul [23].

III.12.2. Simulation et interprétation des résultats :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink par un schéma bloc. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

- **Simulation de régulateur floue :**

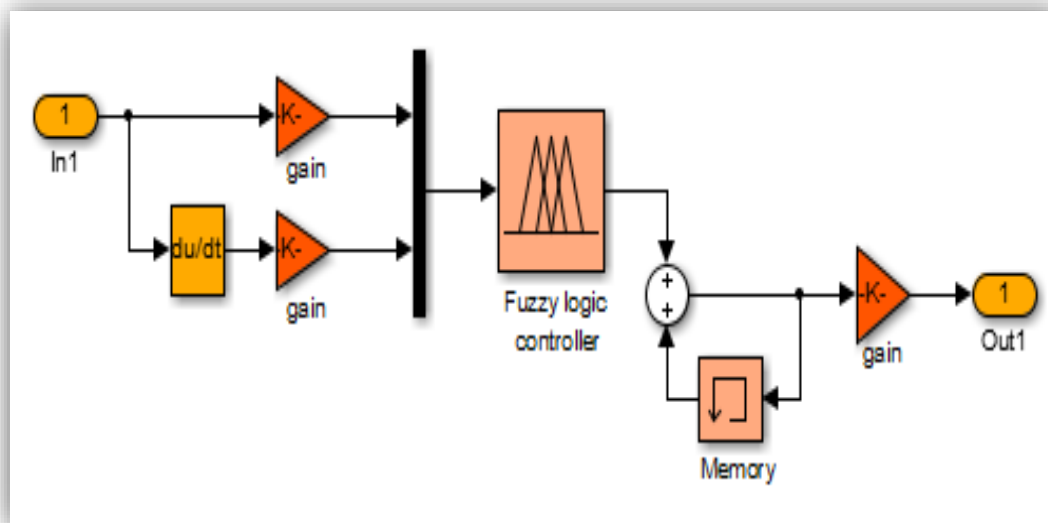


Fig.III.14: Schéma bloc d'un régulateur floue de vitesse.

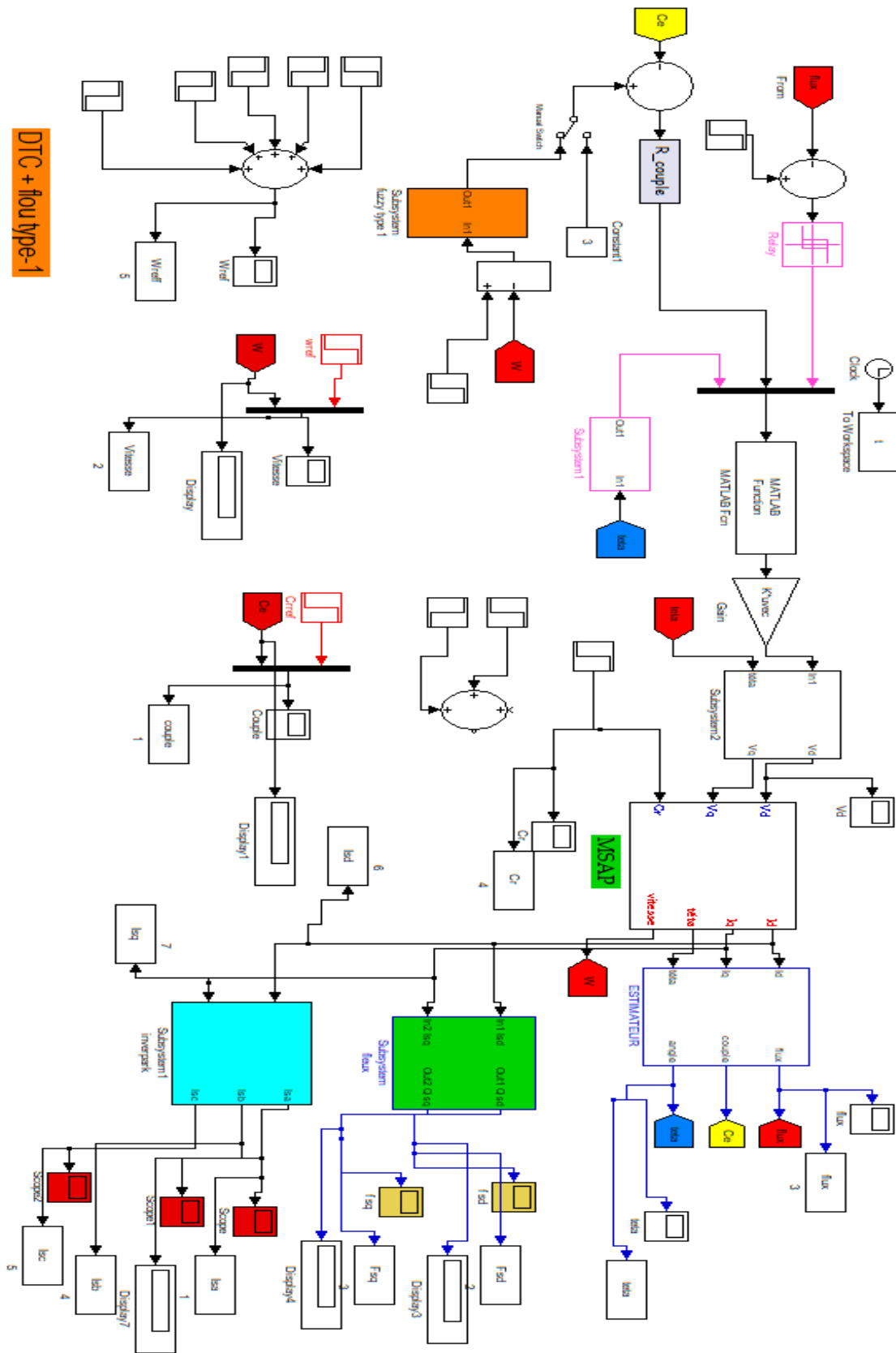


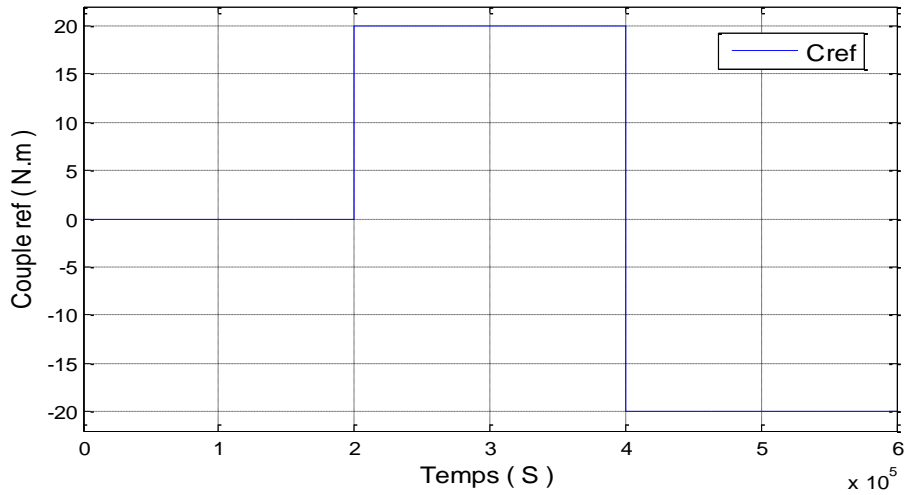
Fig.III.15: Schéma du simulation matlab DTC- flou type-1.

Test 01 : Test Variation de charge C_r : ($T_e = 6$ s)

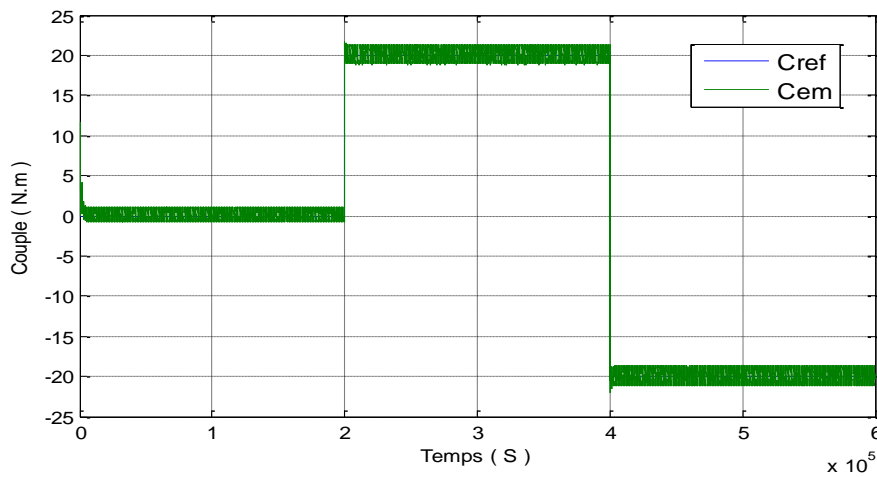
$$C_r = 0 \quad \text{si} \quad 0 < T < 2$$

$$C_r = 20 \quad \text{si} \quad 2 < T < 4$$

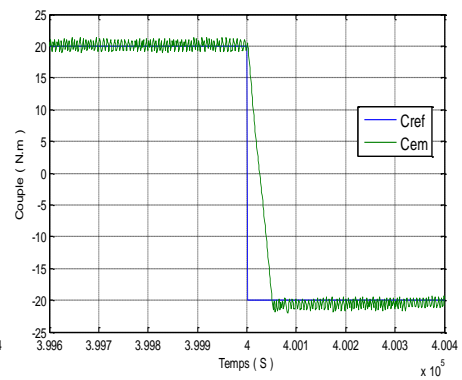
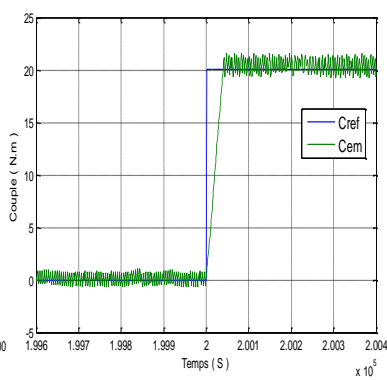
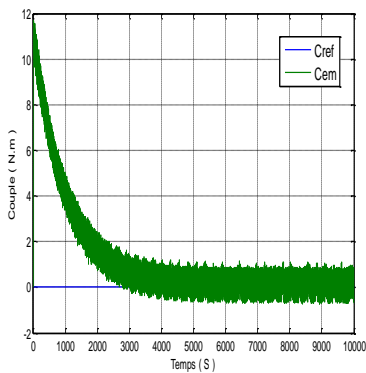
$$C_r = -20 \quad \text{si} \quad 4 < T < 6$$



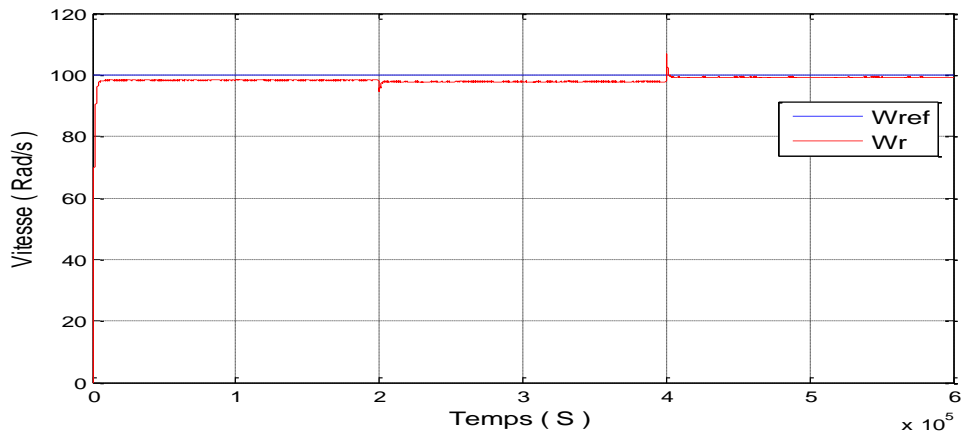
A. Couple électromagnétique



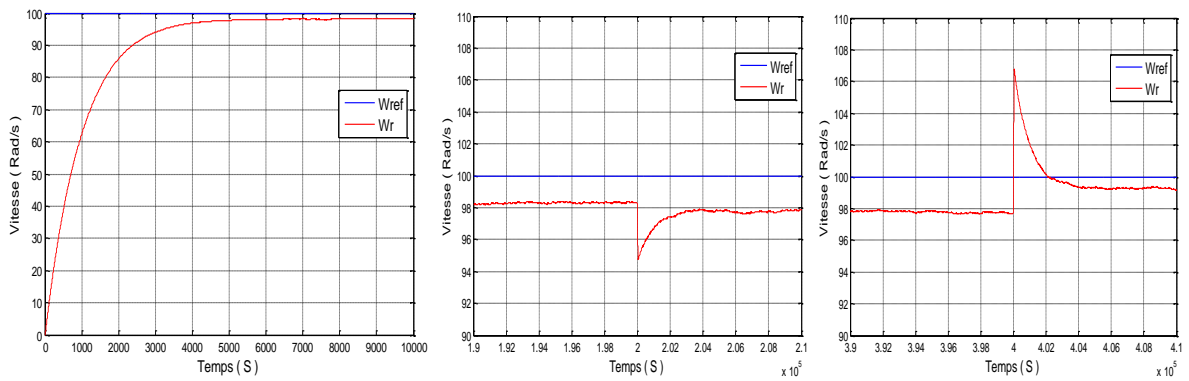
❖ Zoom



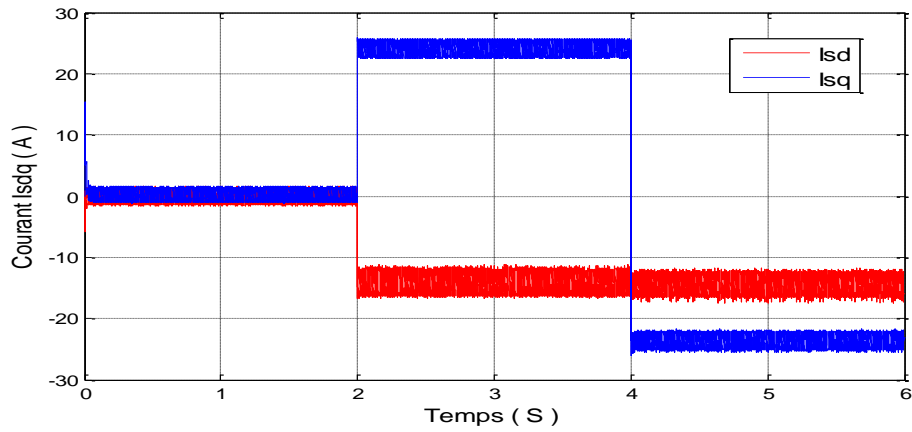
B. Vitesse de rotation.



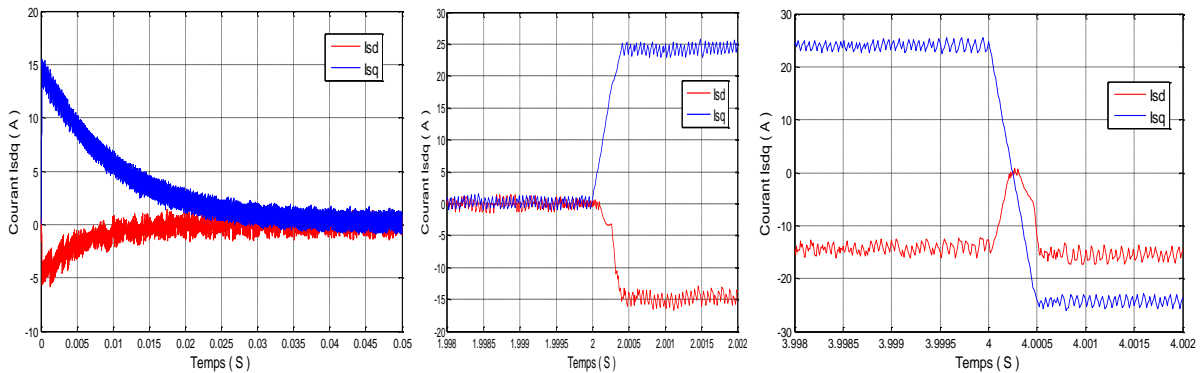
❖ Zoom



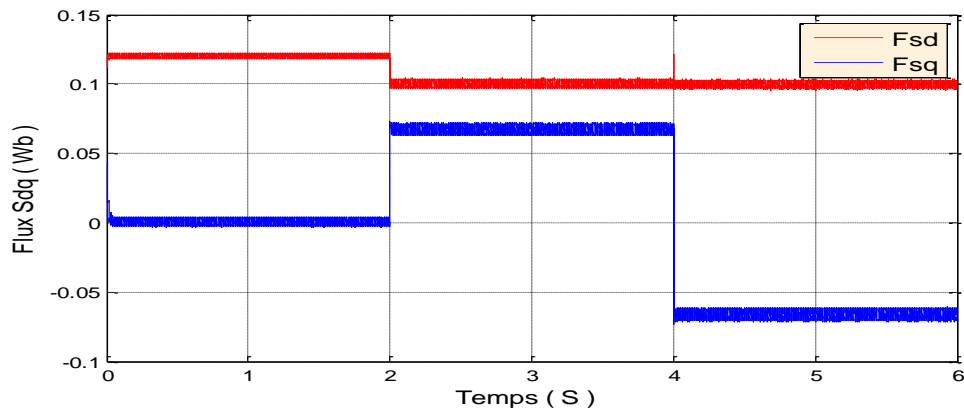
C. Composantes du courant statorique



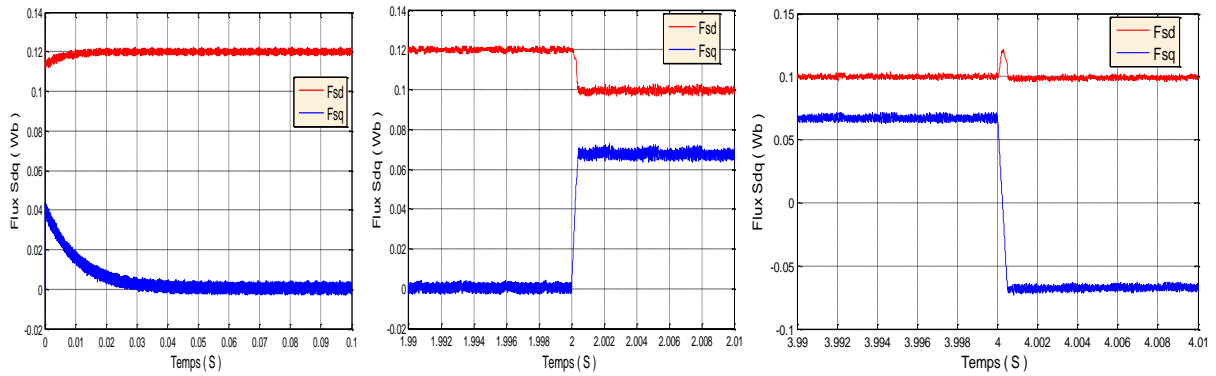
❖ Zoom



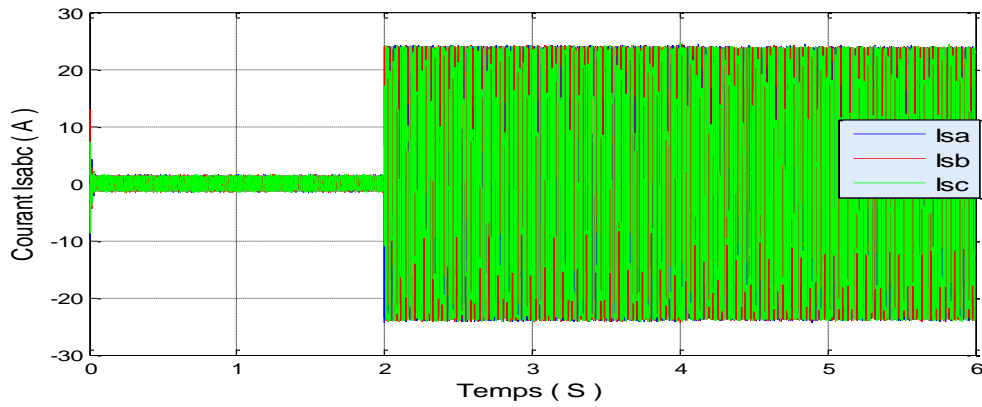
D. Composantes du flux statorique



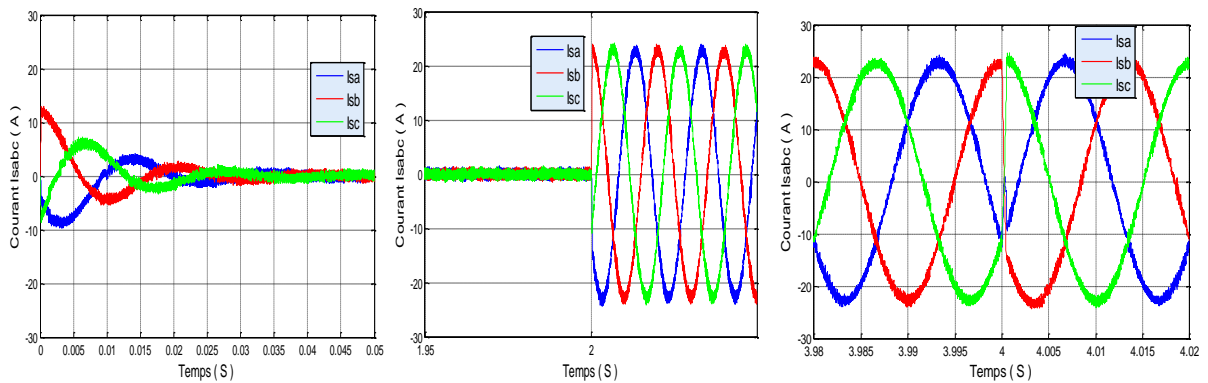
❖ Zoom



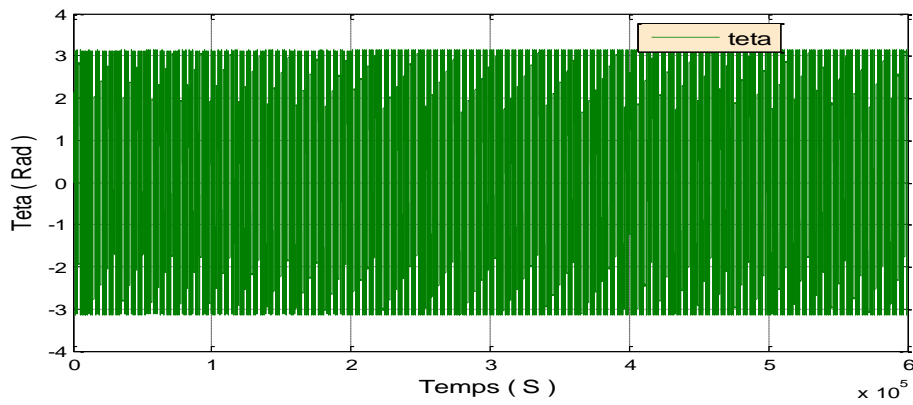
E. Composantes du courant d'alimentation



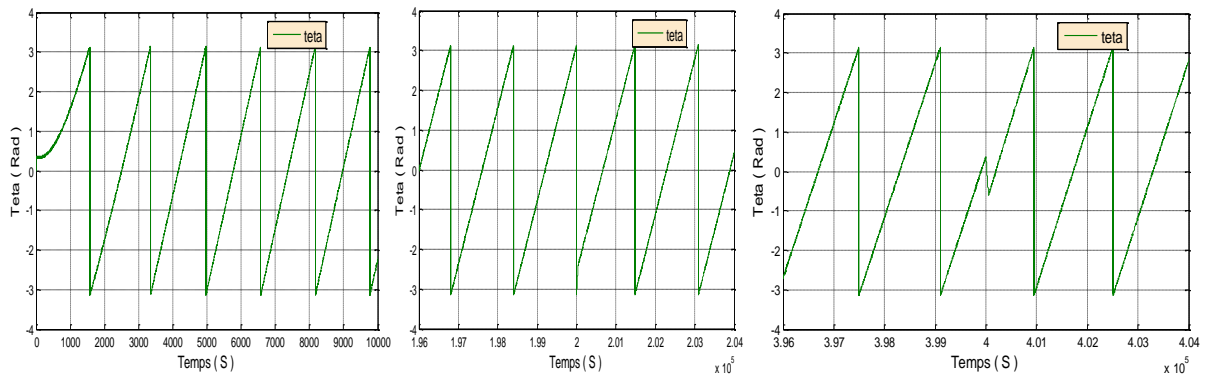
❖ Zoom



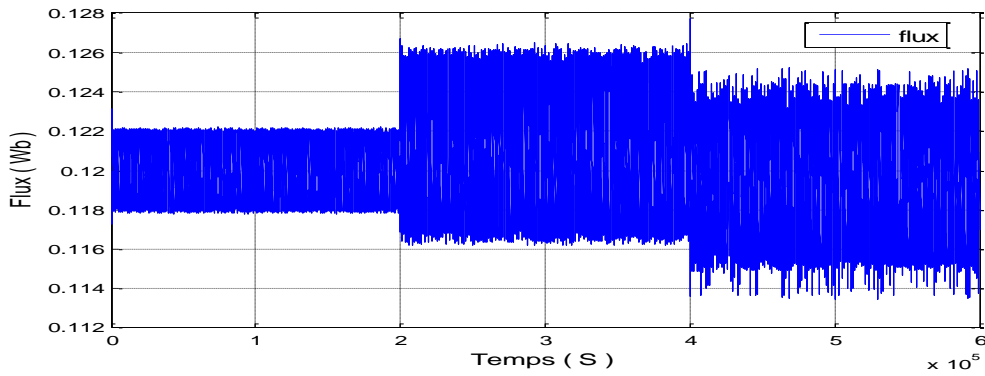
F. Teta



❖ Zoom



G. Flux



❖ Zoom

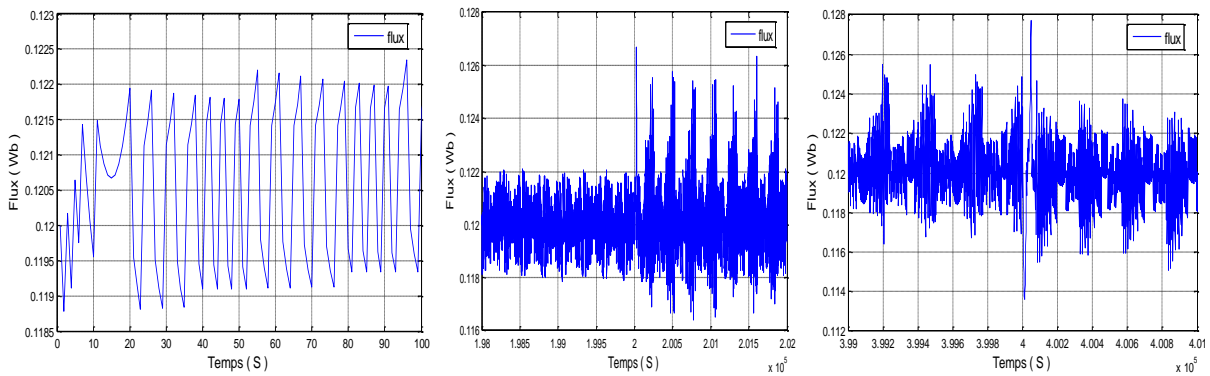
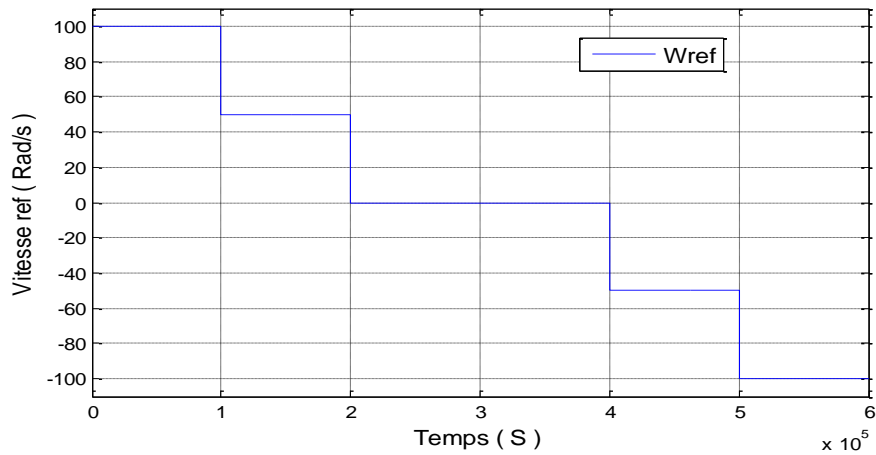


Fig. III. 16 : *Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-flou type-1 en cas de variation de la charge de la MSAP*

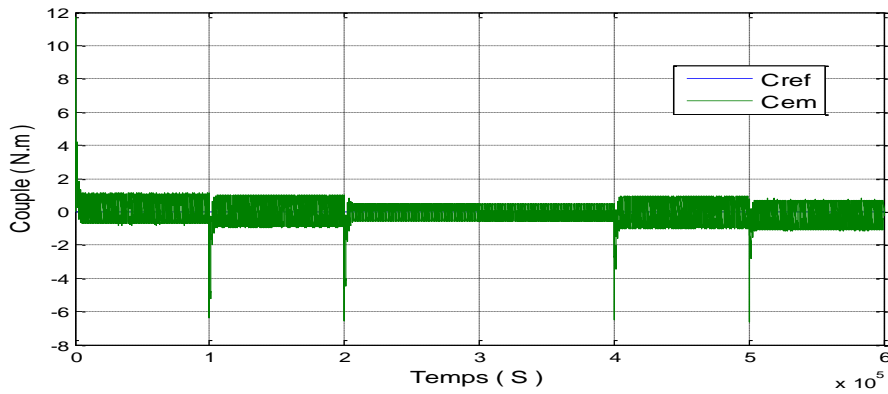
La variation de la charge n'affecte pas à la vitesse de rotation. Cette variation conduit à une variation du couple électromagnétique développé sans dépassement ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal. ce qui montre bien la robustesse de la commande floue type 1 face à ces perturbations ((Fig. III. 16)).

Test 02 : Test Variation de Vitesse ω : ($T_e = 6 s$)

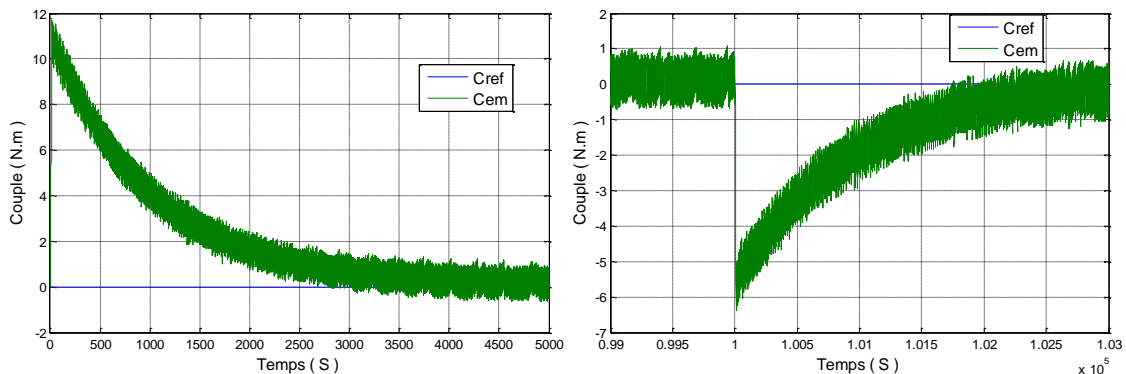
$\omega = 100$	si	$0 < T < 1$
$\omega = 50$	si	$1 < T < 2$
$\omega = 0$	si	$2 < T < 4$
$\omega = -50$	si	$4 < T < 5$
$\omega = -100$	si	$5 < T < 6$

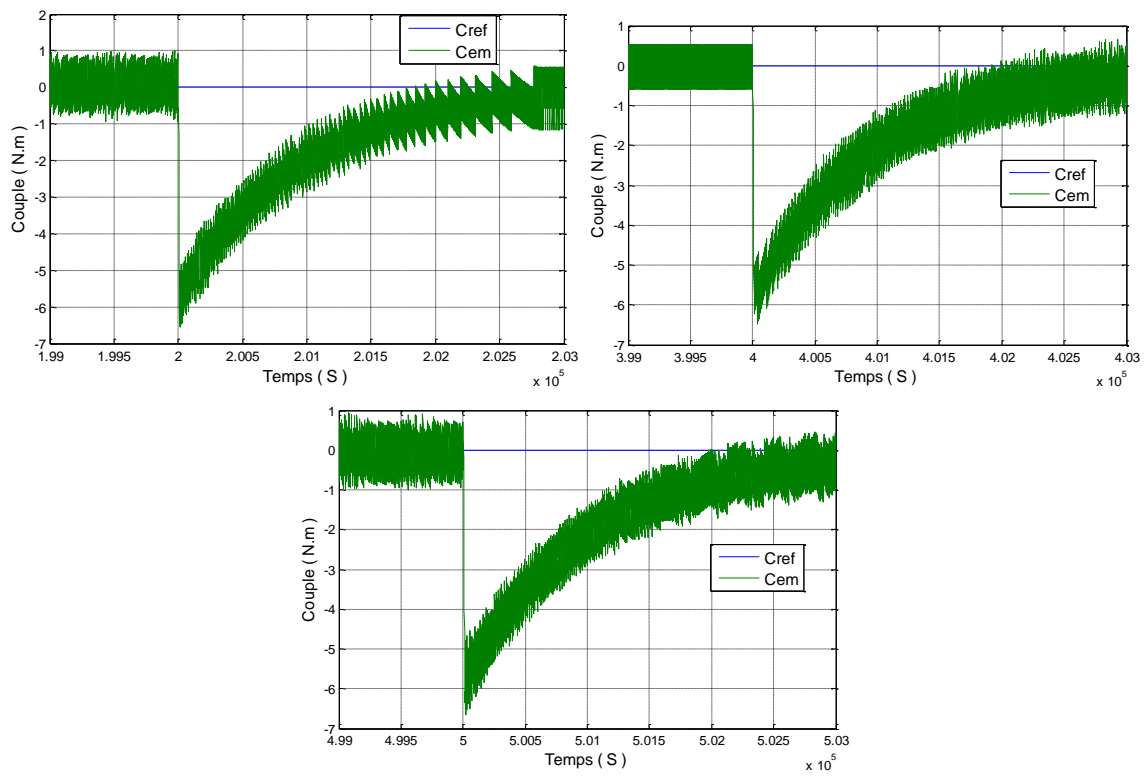


H. Couple électromagnétique

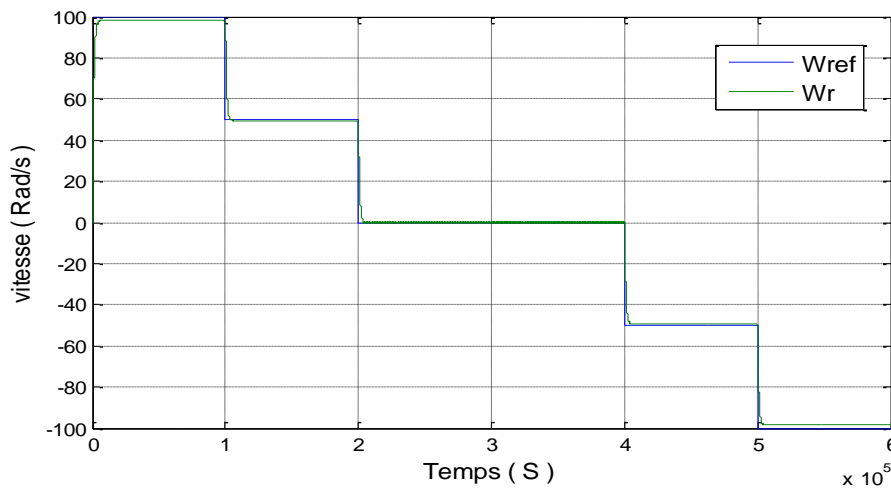


❖ Zoom

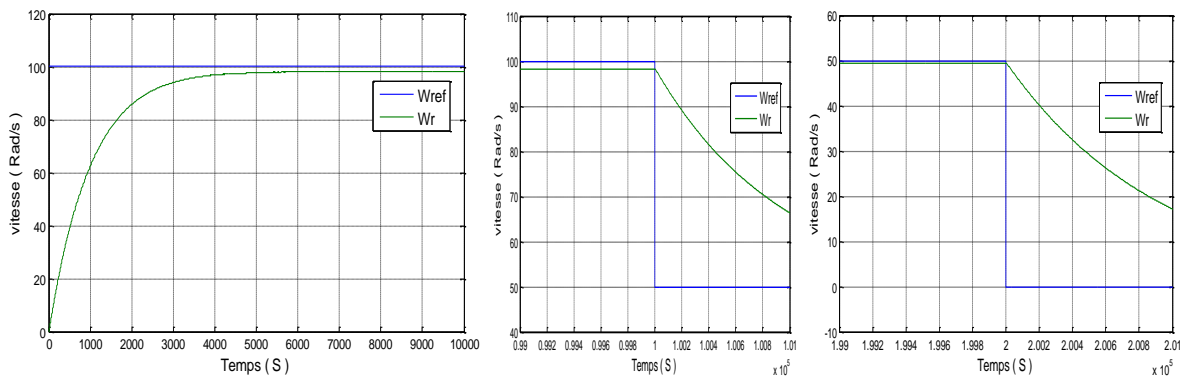


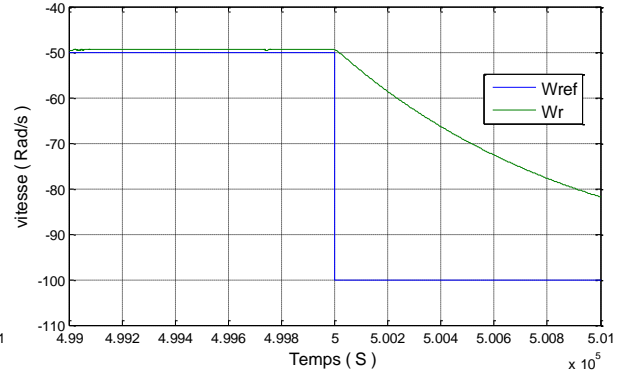
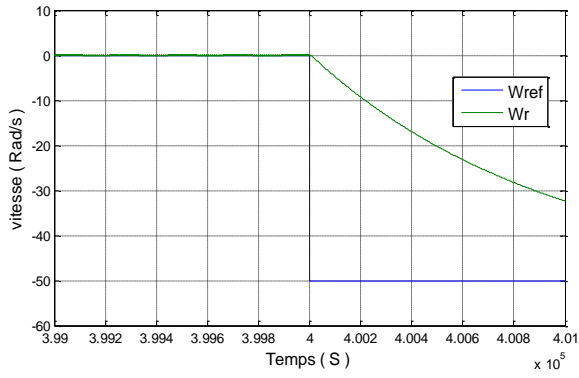


I. Vitesse de rotation.

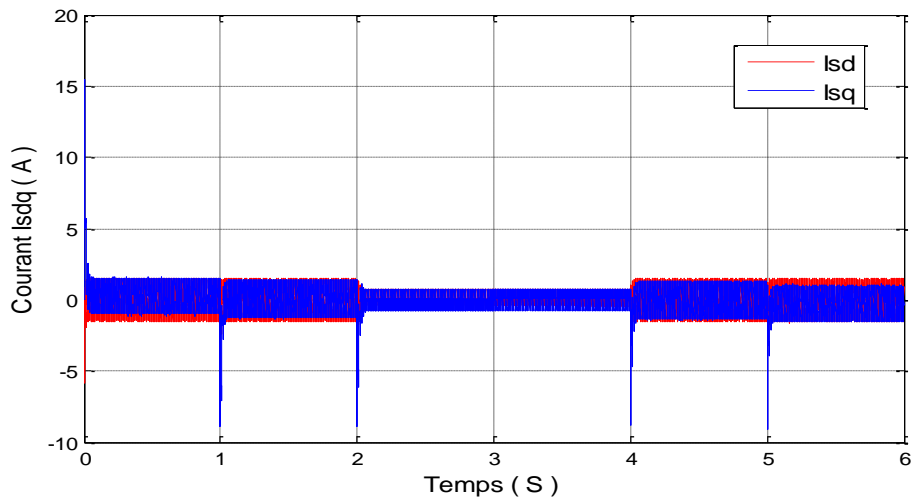


❖ Zoom

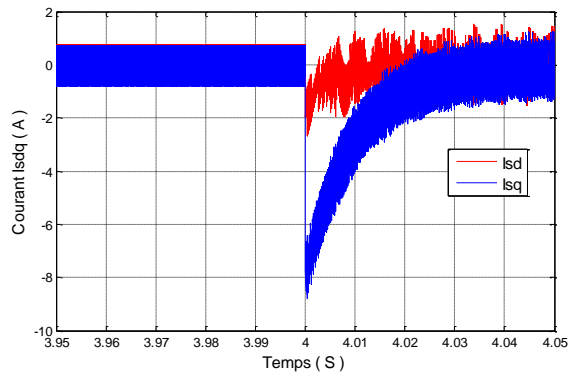
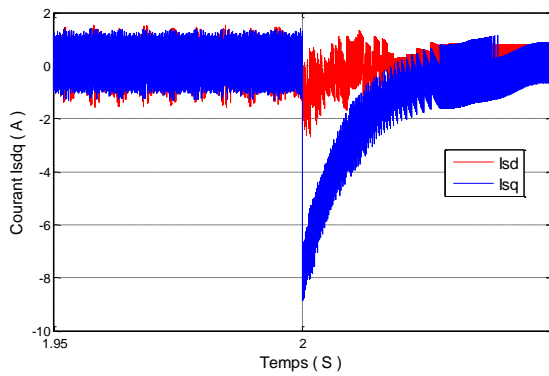
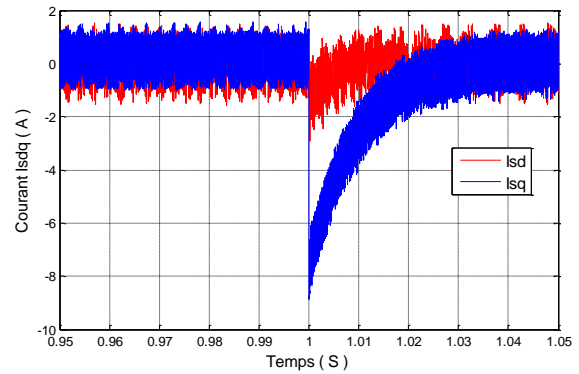
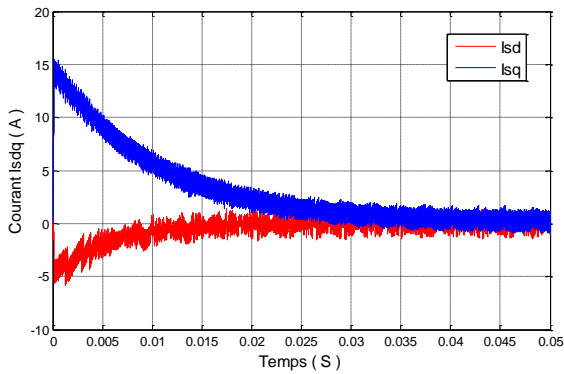


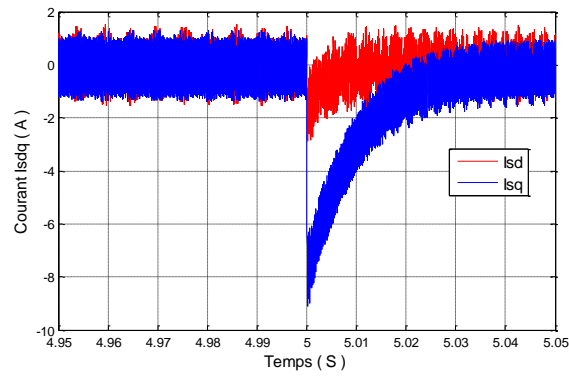


J. Composantes du courant statorique

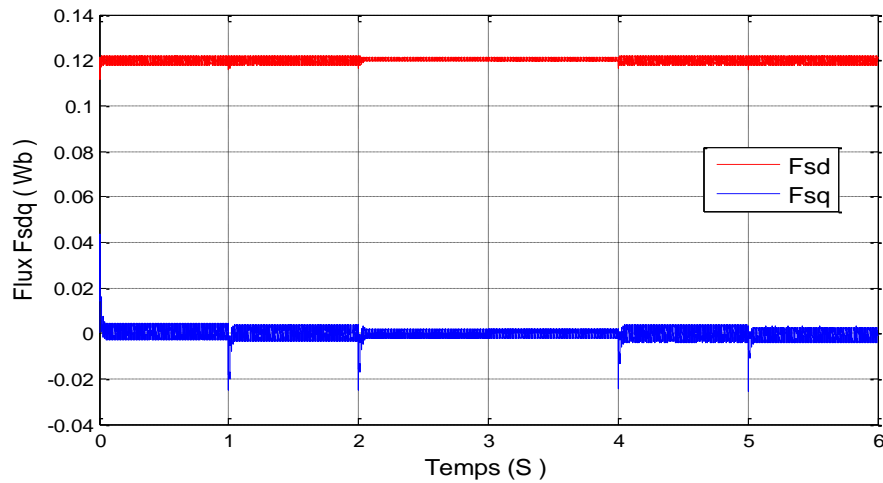


❖ Zoom

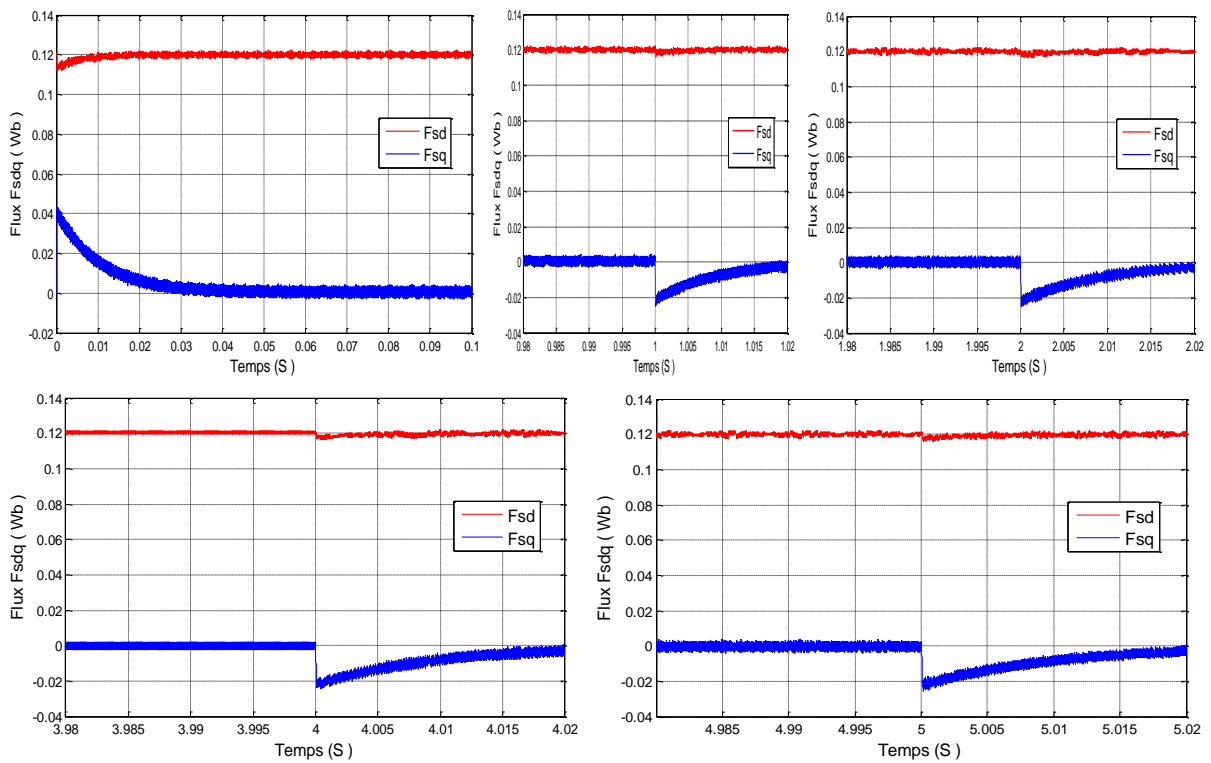




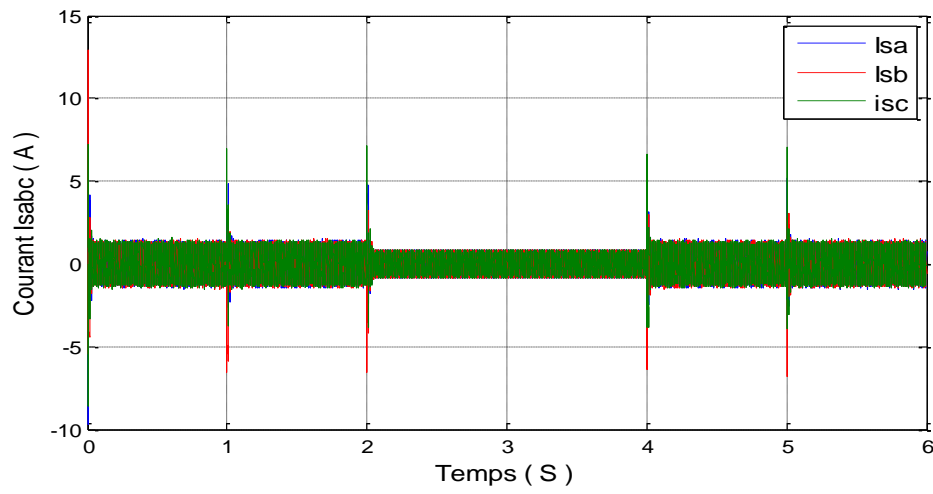
K. Composantes du flux statorique



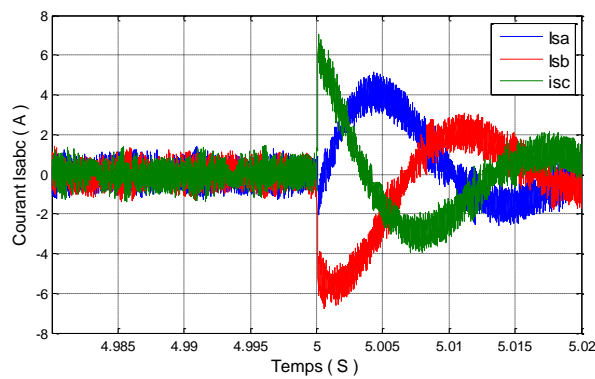
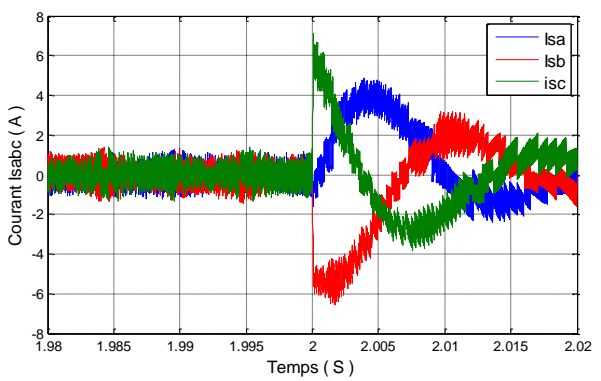
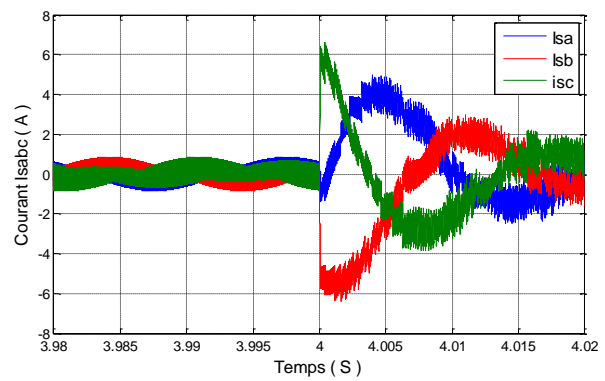
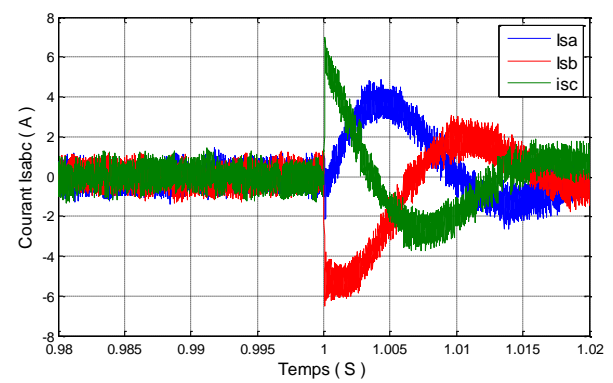
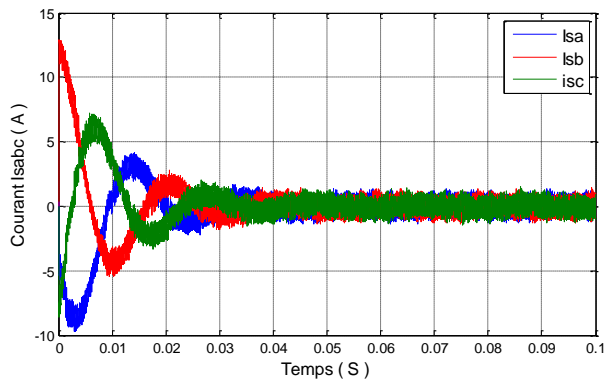
❖ Zoom.



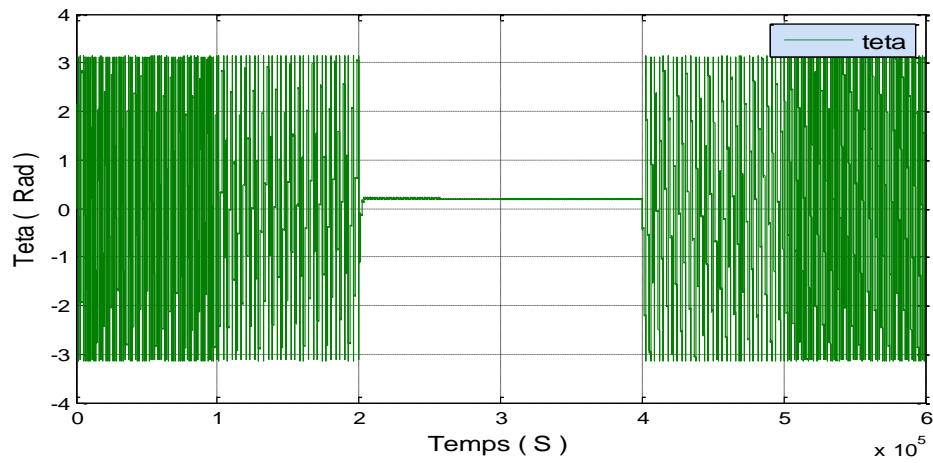
L. Composantes du courant d'alimentation



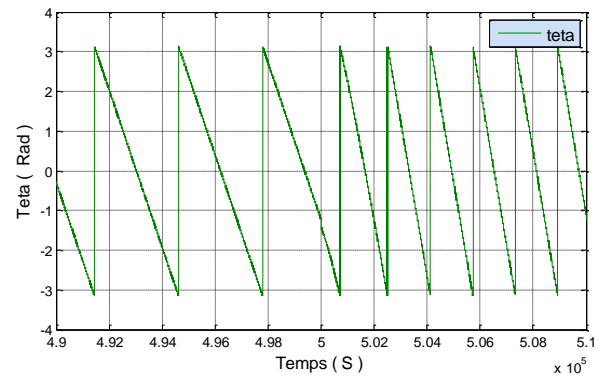
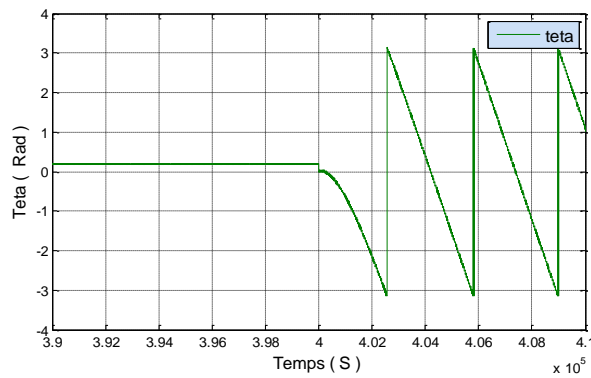
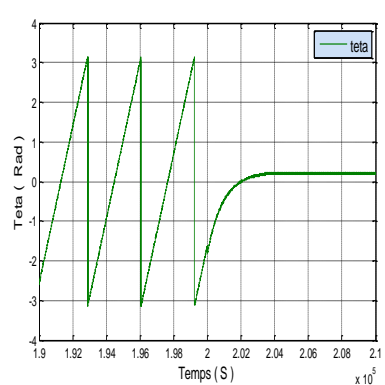
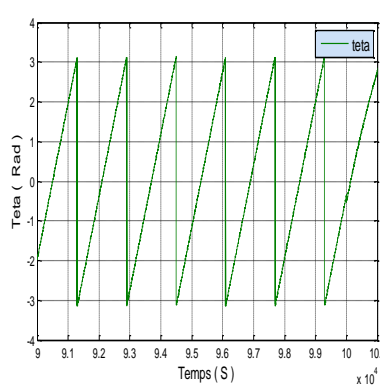
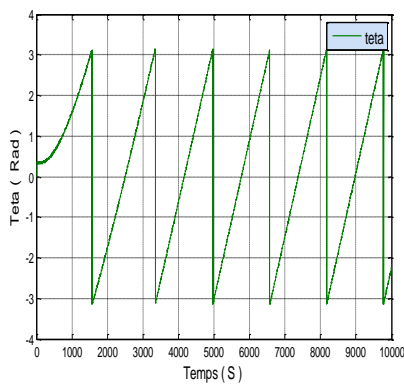
❖ Zoom



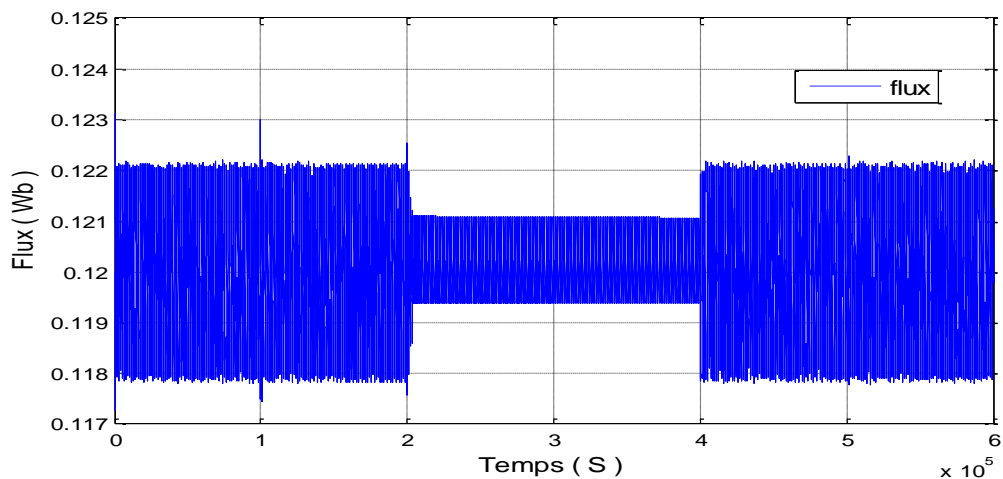
M. Teta.



❖ Zoom



N. Flux.



❖ Zoom

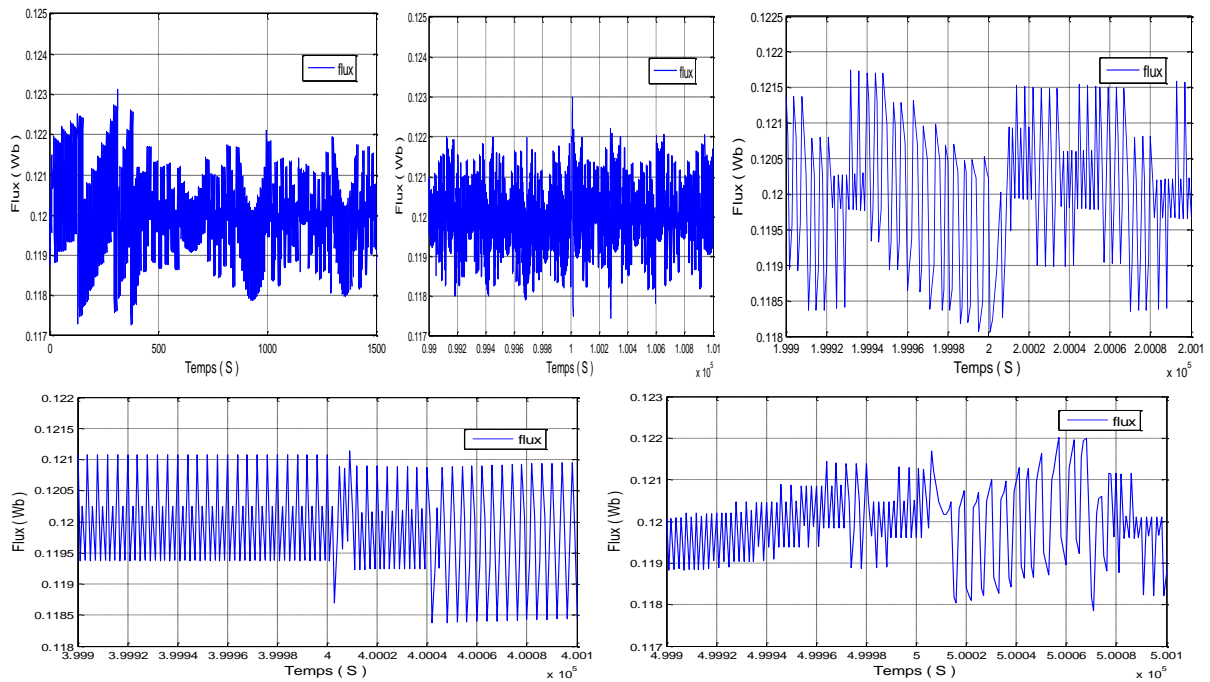


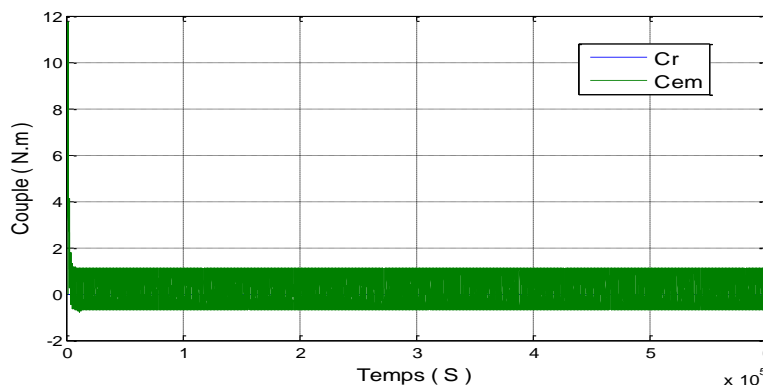
Fig. III. 17 : *Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC- flou type-1 en cas de variation de la vitesse de la MSAP*

Pour la variation de la vitesse, on note que la vitesse suit sa consigne dans tous les parties de changement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics (augmentation) pendant le changement de consigne. Le flux reste toujours constant quelque soit la variation du couple. Les réponses de ce teste sont présentées dans la ((Fig. III. 17)) qui montre la robustesse de cette commande vis-à-vis la variation du sens de rotation

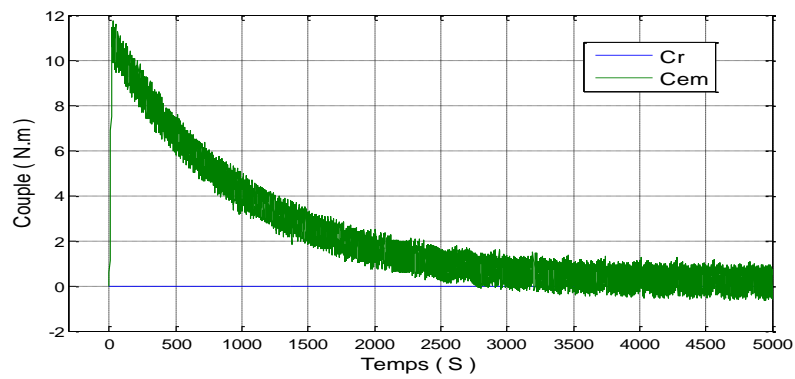
Test 03 : Test Variation de Paramétrique R_s :

$$R_s = 1.2 \Omega$$

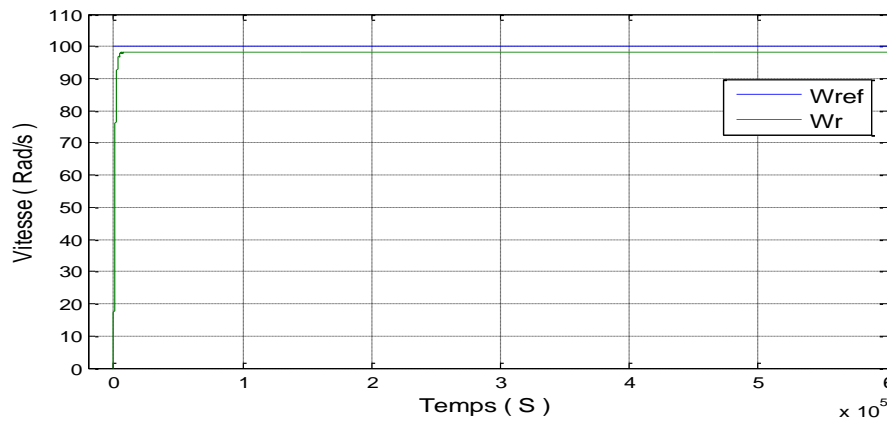
O. Couple électromagnétique



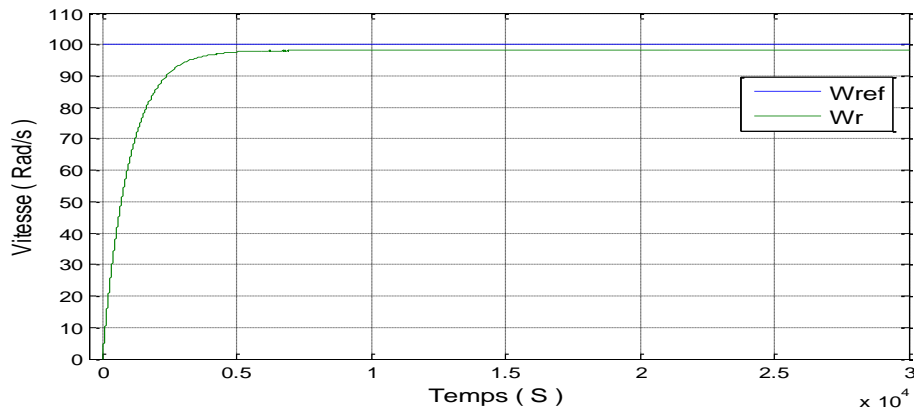
❖ Zoom



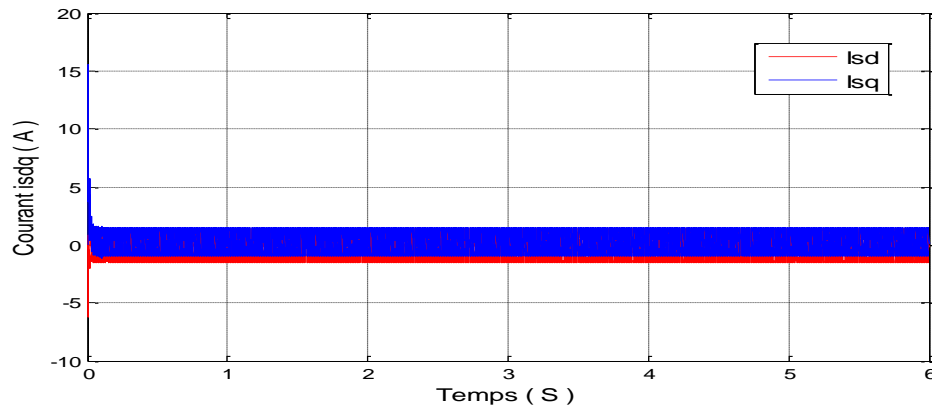
P. Vitesse de rotation.



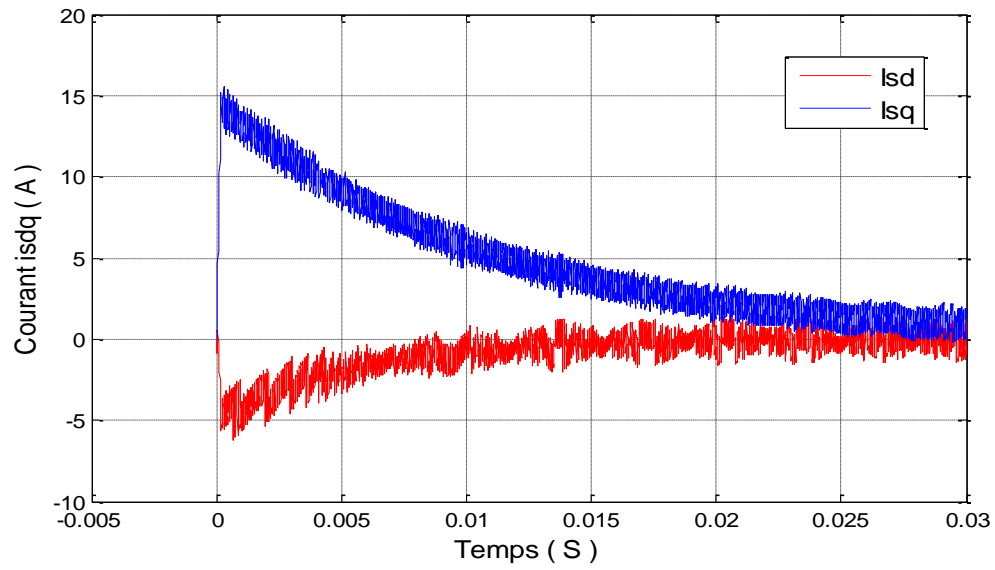
❖ Zoom



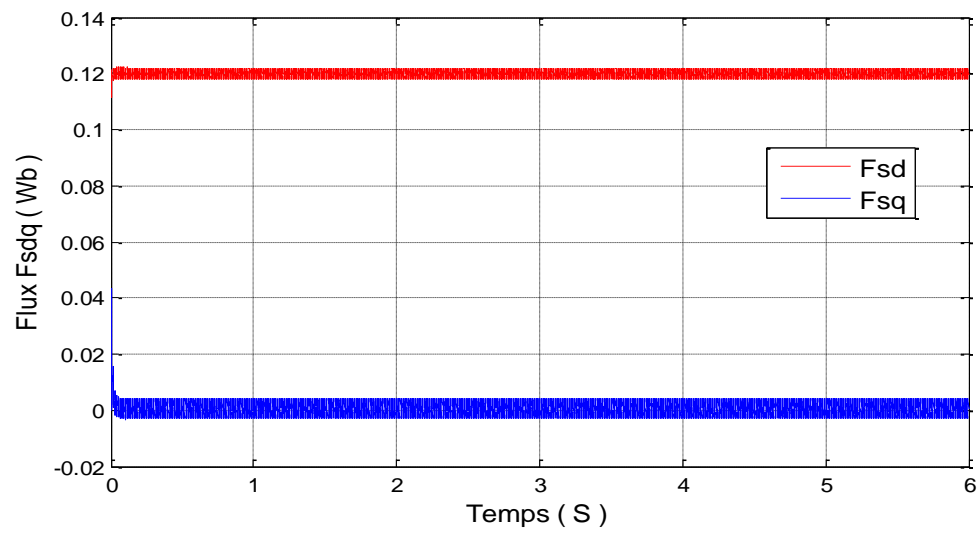
Q. Composantes du courant statorique



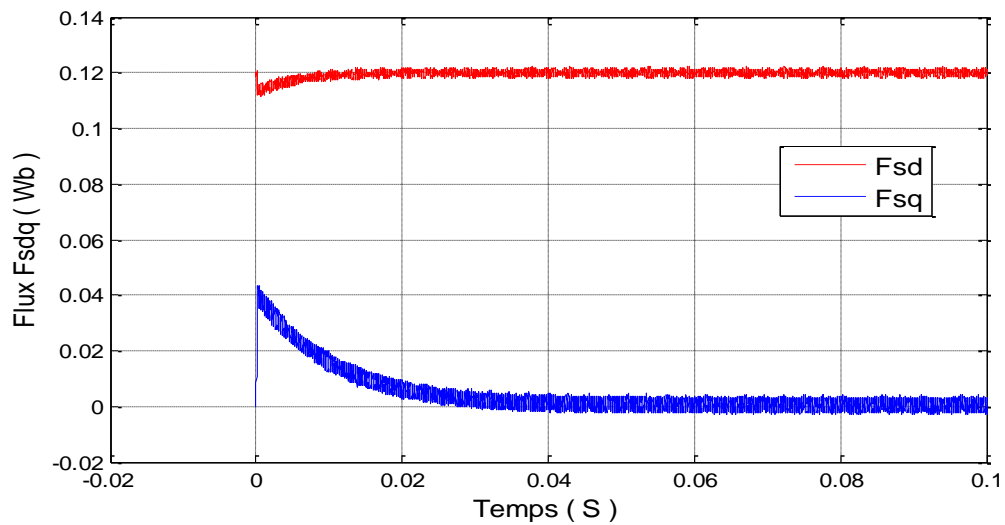
❖ Zoom



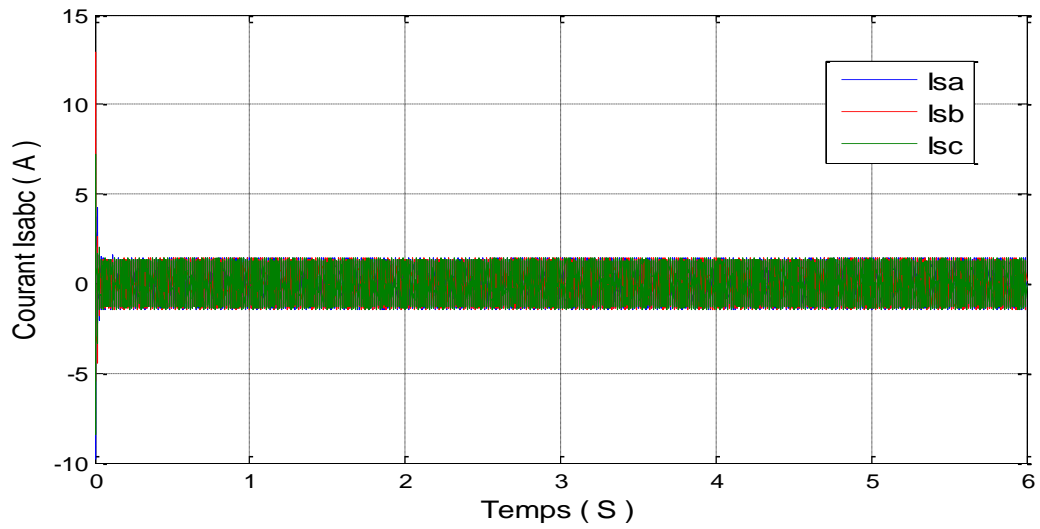
R. Composantes du flux statorique



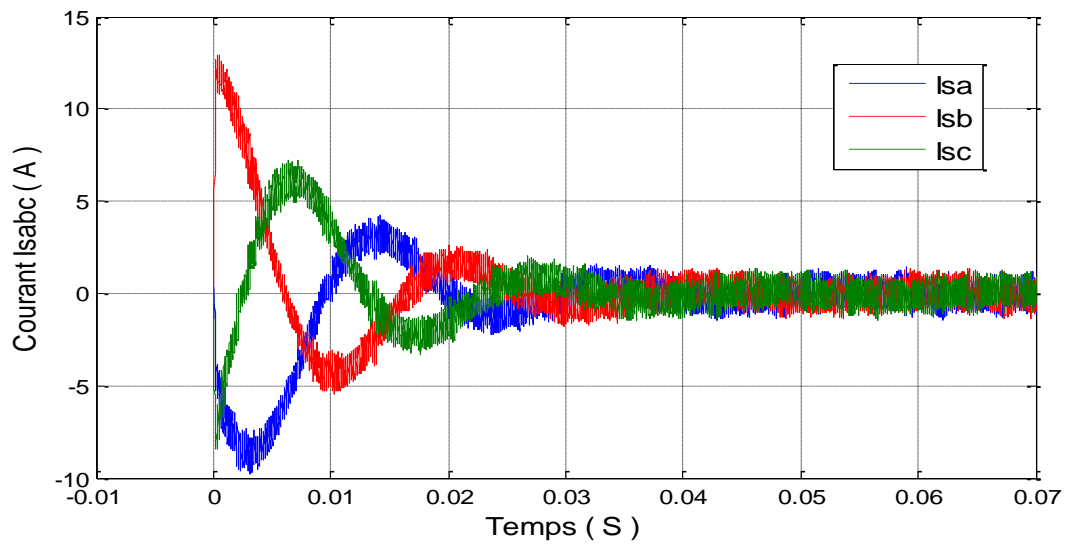
❖ Zoom



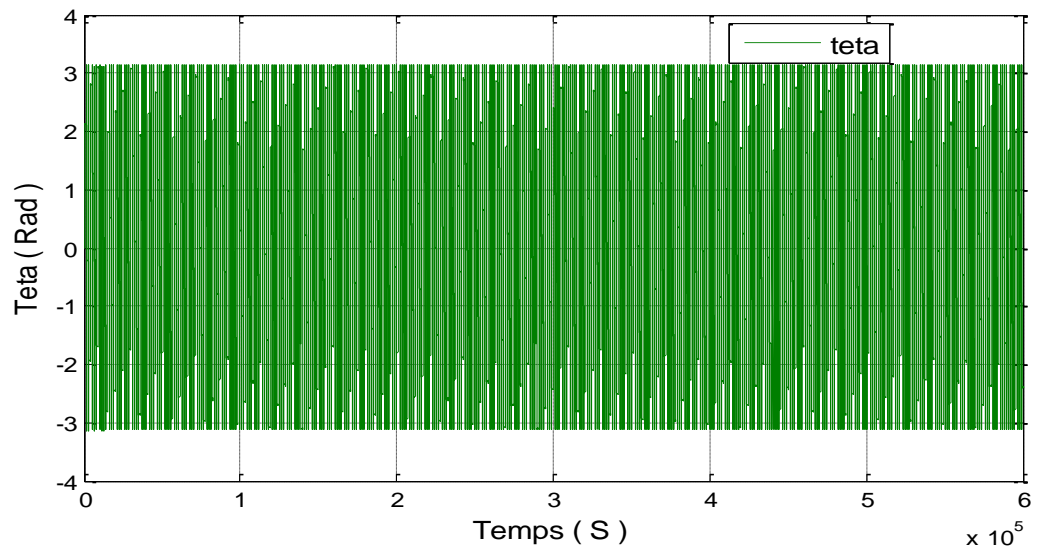
S. Composantes du courant d'alimentation

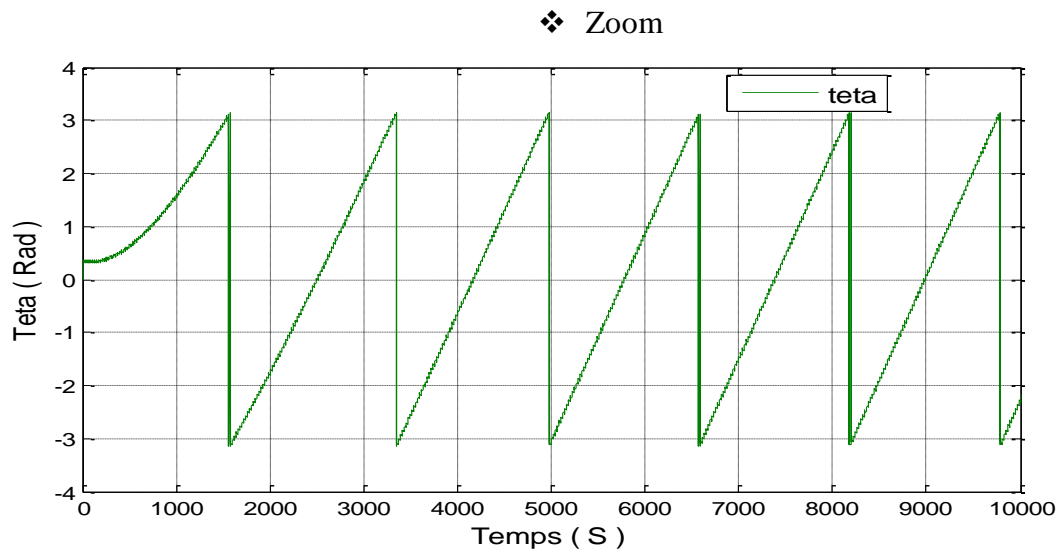


❖ Zoom

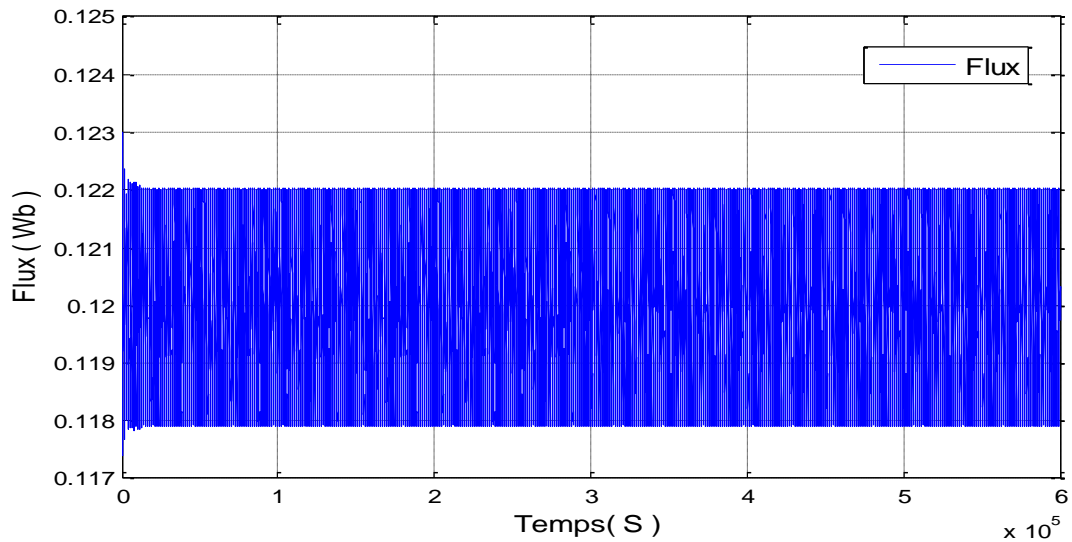


T. Teta





U. Flux



❖ Zoom

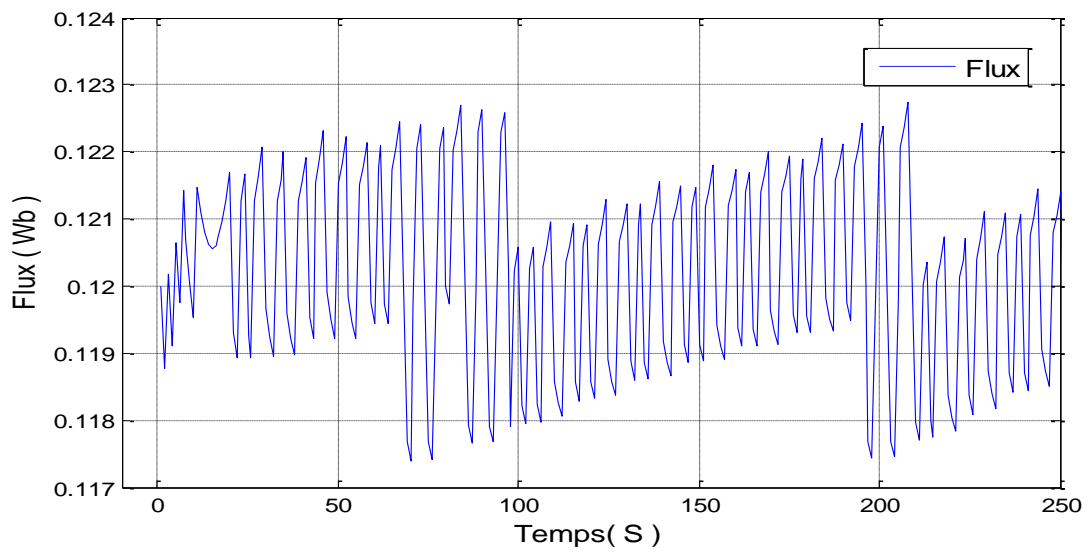


Fig. III. 18 : *Grandeurs électriques, mécaniques et magnétiques de la DTC-flou type- en cas de variation paramétriques de la MSAP*

L'influence de la variation paramétrique sur les réponses de la MSAP est présentée dans la ((Fig. III. 18)). L'augmentation du moment d'inertie de +100% de sa valeur nominale provoque une augmentation du temps de réponse. L'augmentation des résistances statoriques de +100% la commande par la logique floue type 1 perd un peu sa performance dynamique mais elle et conserve sa robustesse vis-à-vis de cette variation paramétrique.

Étude comparative

THD- Distorsion harmonique totale

Cette fonction MATLAB renvoie la distorsion harmonique totale (THD) en dBc du signal sinusoïdal à valeurs réelles x.

Tableau(III.03) : Étude comparative entre DTC-Ond-floue type-1, DTC-Ond-Pi, et DTC-Ond

THD (%)	Isa	Vitesse	Couple	
MSAP-Ond	187.6	487.33	4279.85	Assez bonne
DTC-Ond-PI	184.73	204.64	195.76	bonne
DTC-Ond-floue type-1	30.69	83.91	86.06	Très bonne

Ce **Tableau** montre que la commande MSAP-Ond basée sur le contrôleur DTC-Ond-floue type-1 réduit considérablement les ondulations du couple électromagnétique, et la valeur de THD du courant statorique comparativement à celle des MSAP-Ond, DTC-Ond-PI. D'un autre coté, la vitesse atteint sa référence sans dépassement au démarrage à vide pour les toutes commandes. La dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affectée par l'application des ces consignes de charge, qui justifié la robustesse de ce commande.

Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre, une étude comparative entre les deux techniques de commande (commande DTC flou et commande DTC classique). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité ...).

On conclure d'après ce chapitre que la commande DTC par la logique floue présente une meilleure robustesse que celle de la commande DTC, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur de la MSAP (robustesse, fiabilité), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande floue adaptative appliqué a la machine synchrone à aimants permanents « MSAP ». Qui vise à la synthèse des différentes stratégies de commandes, « commande DTC, commande logique flou type-1», pour but d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation.

Initialement, Une étude générale a été présentée pour la modélisation de la « MSAP », en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple.

Pour réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande qui permet de commander la machine d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel. Après la présentation d'une brève étude de la technique de commande DTC, cette technique a été appliquée à la « MSAP » alimentée par un onduleur de tension, à l'aide des régulateurs PI.

Les performances de ce type de réglage obtenues par simulation ont été exposées et commentées.

Les résultats de la simulation montrent la contribution des régulateurs PI au rejet de la perturbation.

Ainsi, la détermination de ces régulateurs montre une forte dépendance aux paramètres de la machine, ce qui fait qu'un petit changement de ces paramètres provoque une détérioration des performances.

Cela a conduit à changer ces régulateurs par d'autres de types flous type-1.

Pour l'amélioration des résultats obtenus par la commande logique floue type-1, d'améliorer les performances dynamiques de la machine et diminuer les perturbations dans le régime transitoire notamment les pics du courant et du couple qui ont été considérablement réduits.

Perspectives :

Les perspectives qu'on peut envisager comme suites à notre travail se traduisent par:

- ✓ La structure de la MSAP et l'accessibilité de ses grandeurs à la mesure nous invitent à comparer les performances des différents types de contrôle tel que la commande prédictive et la commande mode glissant ordre-2, mode glissant flou type-2.
- ✓ L'introduction des onduleurs multi-niveaux.

Annexe C

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont Lessuivants : [42]

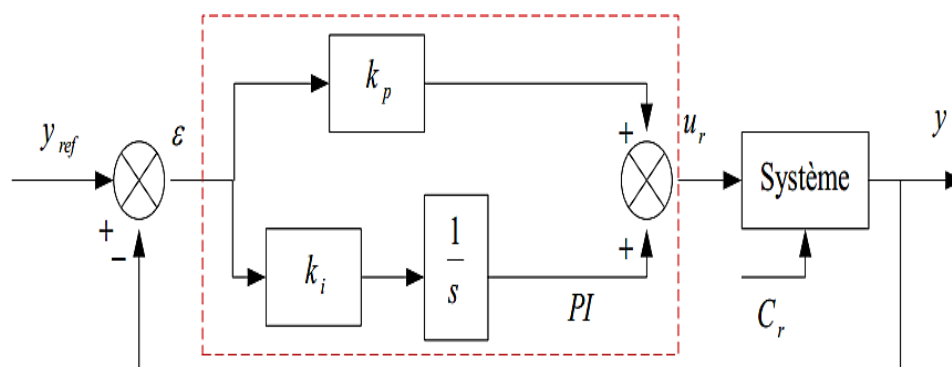
Tension nominale	$V = 220/380v$
Résistance statorique	$R_s=0.6 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe	$L_d=0.0014 H$
Inductance transversale (a pole lisse)	$L_q=0.0028 H$
Nombre de pair de pôles	$P= 4$
Amplitude des flux des aimants permanents	$Ph_m= 0.12 Wb$
Moment d'inertie	$J = 0.0011 Kg.m^2$
Coefficient de frottement	$f =0.0014 N. m. s/rad$

Calcul des régulateurs

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes [8].

Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. Comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :



La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) d(t)$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

Les gains des Régulateur PI

Gain de la variation proportionnel $K_p = 1.5$.

Gain de la variation intégral $K_i = 1.5$.

Les gains des contrôleurs flous

C.1. Contrôleur flou type-1

Gain de la variation d'erreur $k_{de} = 0.00001$;

Gain de la variation de commande $k_{dce} = 2500000000$;

Gain de l'erreur $k_e = 0.001$;

Bibliographie

Bibliographie

- [1] **S. Baris Ozturk**, " Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control Of PMSM using Hall-Effect Sensors ", Thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.
- [2] **R. Lateb**, " Modelisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006.
- [3] **B. Multon**, " Application des aimants aux machines électriques ", ENS Cachan –Antenne de Bretagne, Notes de cours version 2006.
- [4] **G.Octavian cimuca**, " Systeme Inertiel de stockage d'énergie associe à des générateurs éoliens ", Thèse de Doctorat Ecole de Hautes études d'ingénieurs (EH) De Lille, No d'ordre 2005 :27.
- [5] **B. Tounsi**, " Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006.
- [6] **H .Yantour, J.Saadi A.Khoumsi**, " Modelisation et simulation d'une Commande Direct du Couple Appliquée à la Machine Asynchrone (DTC) ", 6e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat –Maroc.
- [7] **A. Kaddouri**, " Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- [8] **N. Bounasla**, " Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ", mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2014.
- [9] **A.KOBBI, M.DEKKICHE** « Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire », mémoire de master en électrotechnique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [10] **F.Benchabane**, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Mohammed Khider de Biskra, 2005.

- [11] **N.Choug**, « Etude de la Robustesse des Contrôleurs Flous d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel », Mémoire de Magister, Université Hadj Lakhdar – Batna, 2011.
- [12] **H.FERHAT**« Commande adaptative floue d'un moteur Asynchrone », Mémoire de Master en électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 2016.
- [13] **ALI CHEBABHI, NEDJM EDDINE ROUABAH** et **EL HASSEN GUERBAI**, application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS, Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2009.
- [14] **AMEUR AISSA**, Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants, Mémoire de Magister, *Université de Batna*, 2005.
- [15] **Lakhdar REBAII** et **Aissa MEKIDECHE**, Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile MSDE, Mémoire de Master, *Université Mohamed Boudiaf*, M'S ILA, 2019.
- [16] **MEHENNI Hicham** et **MOUHOUB Abdellatif**, Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect, Mémoire de Master, *Université A/Mira*, Bejaia, 2017.
- [17] **Saad KHADAR**, Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC, Mémoire de Master, *Université de Mohamed Boudiaf*, M'sila, 2016.
- [18] **Zegueb Boubaker**, Commande d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire, Mémoire de Master, *Université de Batna*, 2008.
- [19] **A. Benbouali**, '' Commande par logique floue adaptative d'une machine asynchrone avec estimateur de la constante de temps rotorique '', Mémoire de Magister, Université Hassiba Benbouali De Chlef, 28.05.2008.
- [20] **KHELIF Ibtissam**, La Commande Direct du Couple D'une Machine Synchrones A Aimants Permanents (MSAP), Mémoire de Master, Université kasdi merbah, OUARGLA, 2018.
- [21] **KACEMI Nadjib** et **LADJAL Smail**^s, Commande DTC-SVM D'un Moteur Asynchrone Alimenté Par Un Onduleur à Cinq Niveaux, Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf, M'SILA, 2018.

- [22] **S. FAID et S. BOURAHLI** « Commande par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire de master en électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila , 2004.
- [23]. **N.KHADRAOUA et S.HABIB HANSALI** « Régulation floue de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master en électrotechnique, Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2018.
- [24] **A.GHERBI et A.ABBAD**, « commande d'un moteur asynchrone par la logique floue adaptative », Mémoire de Master, Université de Bouira, 2018.
- [25] **F.KHAMMAR**, « Contribution à l'Etude de la Commande d'une Machine Asynchrone : Approches Intelligentes », Mémoire de Doctorat, Université Badji Mokhtar-Annaba, Année 2017.
- [26] **K.Nabti**, «Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone par DTC et Logique Floue», Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2006.
- [27] **A.ZOUAK et K.DECHOUCHA** « commande par logique floue d'un filtre actif parallèle » Mémoire de Master en électrotechnique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila, 20 19.
- [28] **B.MELIK et N.BOUHABZA**, « Commande par logique floue de type 2 et commande neuro-floue appliquées à un pendule inversé », Mémoire de Master, Université de Blida 1, 2016.
- [29] **B.TOUAL**, « Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable», Mémoire de Magister, Université Batna, 2010.
- [30] **A.BERRABAH et O.HAMZA**, « Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université de m'sila ,2018.
- [31] **D. Ocen**, " Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor ", Master's Degree Project Stockholm, Sweden 2005 IR-RT-EX-0509.
- [32] **R.Abdessemed, M.Kadjoudj**, " Modélisation des Machines Electriques ", Presses de l'Université de Batna ,1997.
- [33] **D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, F Blaabjerg**, " DSP Based Direct Torque Control of à Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) ", 0-7803-7369-3/02/\$17.00©2002 IEEE

- [34] **Zhuqiang Lu, Honggang Sheng, Herbert L.Hess, Kevin M Buck,** " The Modeling and Simulation of a Permanent Magnet Synchronous Motor with Direct Torque Control Based on Matlab/Simulink ", University of Idaho, Moscow, Idaho USA, 2005 IEEE, pp.7803-8987.
- [35] **A. Aneur,** "Commande sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants" Mémoire de Magister, Université de Batna 2005
- [36] **B. Saint-Jean.** « Electrotechnique et Machine Electrique. ».61. boulevard Saim- German . Paris
- [37] **Jaque Degauque** « Aimants Permanents, Matériaux et Application » .Technique D'ingenieur, Volume D. 2. II.
- [38] **A. Selloum** « Commande Equivalent en Vitesse et en Position d'une MSAP » PFE. Université Farhat Addes. Sétif 2002.
- [39] **A. Genon.** Et W. Lagros. " Machines Electriques ". Edition science Europe. Paris.2000.
- [40] T. A. Chapius. " Commande Directed du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique « . Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble. France 1996.
- [41] **HELLALI LALLOUANI .** DOCTORAT En SCIENCES Thème « Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile ». à l'Université de M'sila Année 2019/2020
- [42] **R. Abdessemed, M. Kadjoudj,** "Modélisation des machines électriques", Presses de l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [43] **B. Boussiala,** "Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux. Application sur la machine héptaphasée", Mémoire de Magister, l'école nationale polytechnique, Algérie, 2010.
- [44] **L. Hellali,** " diagnostique des defaults dans l'association convertisseur machine a induction", Mémoire de Magistère, université de Batna, Algérie, 2016
- [45] **I. Takahashi, T. Noguchi,** "A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor", IEEE Trans. Ind. Electron., IE-22, 1986.
- [46] **I. Takahashi, Y. Ohmori,** "High-Performance direct torque control of an induction motor", Industry Applications, IEEE Transactions, Vol. 25, No. 2, pp 257-264, 1989.

- [47] **M. Anne, M A. Hissel**, "Contrôle direct du couple électromagnétique de machines asynchrones de grande puissance", Thèse Doctorat ENSEEIHT, France, Toulouse 1999.
- [48] **L. Baghli**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, université henri poincaré de Nancy I, France, 1999.
- [49] **R. Toufouti**, "Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, université de Constantine, Algérie, 2008.
- [50] **L. Djaghdali**, "Contribution a la commande prédictive directe du couple de la machine à induction", Thèse de Doctorat, université de Batna, Algérie, 2016.
- [51] **A. M. Carlos**, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée" Thèse de Doctorat, ENSEEIHT Toulouse, 2000.
- [52] **Y. A. Chapuis**, "Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique", Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France, 1996.
- [53] **B. Y. Elakhdar** "Commande d'un moteur synchrone double étoile (commande vectorielle et commande directe du couple)", Mémoire de Magister, université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2011.
- [54] **A. Kheldoun**, "Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté", Thèse de Doctorat, université de Boumerdès, Algérie, 2007.
- [55] **Y. Mihoube**, "Commande Neuro-Floue d'une machine asynchrone ", Mémoire de Magister, USTO, Algérie, 2002.
- [56] **A. Chikhi**, "Commande directe du couple du moteur asynchrone-apport de la logique floue", Mémoire de Magister, université de Batna, Algérie, 2008.

ملخص: تمثل أنظمة القيادة المتغيرة السرعة مجالاً متعدد التخصصات في الهندسة الكهربائية يجمع المعرفة في العديد من القطاعات مثل الآلات الكهربائية / إلكترونيات الطاقة ونظرية التحكم. تهدف الآلات متعددة الأطوار إلى استخدامها بشكل أكبر في تطبيقات الطاقة العالية. تم تكريس العمل المنفذ في هذه الأطروحة لتحسين التحكم المباشر في عزم الدوران لآلة المغناطيس الدائم المترامن (MSAP) باستخدام التحكم المباشر في عزم الدوران مع العاكس والمنطق الضبابي من النوع 1. لهذا، قدمنا أولاً البحث المخصص ل- MSAP بأوامر مختلفة، ثم نمذجة MSAP يتم تغذيتها من خلال محولات يتم تغذيتها من خلال محولات (مستويين) يتم التحكم فيها عن طريق تعديل عرض النبض (MLI) جيبية. ثانياً، فإن الطرق المطبقة على MSAP هي: كالتالي DTC-يحتوي العاكس على مستويين - PI، يحتوي DTC – Inverter على مستويين - نوع غامض 1-1. نحن نعلم أن منظمي PI الكلاسيكيين لديهم بعض العيوب مثل الحساسية تجاه الاضطرابات الداخلية والخارجية. لتحسين أداء النظام، قمنا بتطبيق تقنيات ضبط قوية، وهي: منظم التحكم التكيفي PI / النوع الضبابي 1-1. تظهر النتائج أن DTC مع وحدات التحكم الضبابية من النوع 1 أكثر كفاءة وتعطي نتائج أفضل مقارنة بوحدات التحكم الأخرى.

الكلمات المفتاحية: آلة مترامنة المغناطيس الدائم، عاكس ثنائي المستوى، التحكم المباشر في عزم الدوران، التحكم التكيفي الضبابي النموذجي 1-1.

Résumé

Les systèmes d'entraînements à vitesse variable représentent un domaine multidisciplinaire en électrotechnique qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs tels que, les machines électriques/ électroniques de puissance et la théorie de la commande. Les machines polyphasées destinées à être plus utilisées dans des applications de puissances élevées. Le travail réalisé dans cette thèse est consacré à l'amélioration de la commande directe du couple de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) en utilisant contrôle direct du couple avec onduleur et par la logique floue type-1. Pour cela, en premier lieu nous avons présenté les recherches dédiées à la MSAP avec différents commandes, puis la modélisation de la MSAP alimentée à travers d'onduleurs (deux niveaux) commandée par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) sinusoïdale. En second lieu, les approches appliquées sur la MSAP sont: commande DTC-Onduleur à deux niveaux-PI, la DTC–Onduleur à deux niveaux-floue type-1. Nous savons que, les régulateurs PI classiques présentent certains inconvénients tels que la sensibilité contre les perturbations interne et externe. Pour améliorer les performances du système nous avons appliqué des techniques de réglage robustes à savoir : la commande adaptative régulateur PI / floue type-1. Les résultats montrent que la DTC avec les contrôleurs flous type-1 est plus performante et donne des meilleurs résultats par rapport aux autres contrôleurs.

Mots clés : MSAP, Onduleur deux niveaux, MLI, DTC, floue type-1.

Summary

Variable speed drive systems represent a multidisciplinary field in electrical engineering that brings together knowledge in several sectors such as electrical machines / power electronics and control theory. Polyphase machines intended to be used more in high power applications. The work carried out in this thesis is dedicated to the improvement of the direct torque control of the permanent magnet synchronous machine (MSAP) using direct torque control with inverter and type-1 fuzzy logic. For this, first we presented the research dedicated to the PMSM with different commands, then the modeling of the PMSM powered through inverters (two levels) (controlled by sinusoidal Pulse Width Modulation (PWM)). Second Instead, the approaches applied on the MSAP are: FOC-Inverter has two levels-PI control, FOC -Inverter has two levels-fuzzy type-1 We know that, conventional PI controllers have some disadvantages such as sensitivity against internal and external disturbances. To improve the performance of the system, we applied robust adjustment techniques, namely: adaptive PI regulator / type-1 fuzzy control. The results show that FOC with type-1 fuzzy controllers is more efficient and gives better results compared to other controllers.

Keywords: MSAP, two-level inverter, PWM, FOC, type-1 fuzzy .