

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Mémoire de Fin d'Étude

Présenté à

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En Commande Electrique

Présenté par

Haraizi Mabrouka & Hanzab Sawsen

Thème

**Commande par mode glissant flou d'une machine
synchrone à aimants permanents**

Soutenu le 28/05/2017. Devant le jury composé de :

Mr. Allag Abd Elkarim

Maitre de conférences Président

Mr. Zallouma Elaid

Maitre de conférences Rapporteur

Mr. Babaarbi Idris

Maitre de conférences Examineur

Année Universitaire 2016/2017

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

(وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا) سورة طه آية (114)

(نَرْفَعُ دَرَجَاتٍ مَنْ نَشَاءُ إِنَّ رَبَّكَ حَكِيمٌ عَلِيمٌ) سورة يوسف آية. (76)

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu Le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces longues années d'étude.

Nous adressons mes sincères remerciements à tous mes enseignants de L'université d' EL OUED , notamment à notre encadreur Mr. Baba Arbi Idriss.

d'avoir proposé le sujet sur lequel nous avons travaillé, et qui a assuré la direction et l'encadrement présenté dans ce travail. Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à réussir ce travail.

Au nom de dieu clément et miséricordieux

Dédicace

A ma chers parents,

A mes chers frères et sœurs

A toute ma famille,

A tous mes amis,

A vous

Je dédie ce mémoire

Au nom de dieu clément et miséricordieux

Dédicace

A ma chers Mammon "Aicha Fetiti" ,

A mes chers sœurs et mon frère "Adel"

A mon fiancé,

A toute ma famille,

A tous mes amis,

A vous

Je dédie ce mémoire

Sommaire

Sommaire

Introduction générale.....	II
Notations et Abréviations.....	IV

Chapitre I:Généralité et modélisation de la MSAP

I.1. Introduction.....	2
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	2
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP.....	3
I.4. Couple des machines synchrones à aimants permanents.....	3
I.5. Avantages des Machines Synchrones À Aimants Permanents.....	5
I.6. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents.....	5
I.7. Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques.....	6
I.8. Domaines d'application des moteurs synchrones.....	6
I.9. Différents modes d'alimentation des MSAP.....	7
I.9.1.Alimentation par un commutateur de courant.....	7
I.9.2.Alimentation par un onduleur de tension.....	8
I.10. Modélisation de la machine synchrone á aimants permanents.....	8
I.10.1.Représentation de la MSAP dans le système d'axe a,b,c.....	9
I.10.1.1.Equations électriques.....	9
I.10.1.2.Equations magnétique.....	9
I.10.1.3.Equation mécanique.....	11
I.10.2.Représentation de la MSAP dans le système d'axe d, q.....	11
I.10.2.1.Model de Park.....	12
I.10.2.1.Application de la transformation de Park à la MSAP.....	12

Sommaire

I.10.3. Passage du repère d q au repère α, β	13
I.11. Onduleur de tension triphasé.....	14
I.11.1. Définition.....	14
I.11.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	15
I.11.2.3. Commande par modulation sinus-triangle.....	16
I.12. Conclusion.....	17

Chapitre II: La commande vectorielle de la MSAP

II.1. Introduction.....	19
II.2. La commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	19
II.3. Principe de la commande vectorielle.....	19
II.3.1. Découplage.....	20
II.3.1.1. Découplage par compensation.....	21
II.3.2. Description du système global.....	22
II.4. Calcul des régulateurs.....	23
II.4.1. Régulation du courants i_d, i_q	23
II.4.2. Régulation de vitesse.....	24
II.5. Résultats de simulation	27
II.6. Conclusion.....	31

Chapitre III: La commande par mode glissant et logique flou

III.1. Introduction.....	33
III.2. La commande par mode glissant.....	33
III.2.1. Systèmes à structure variables.....	33
III.2.2. Principe du réglage par mode glissant.....	34
III.2.2.1 Configuration de base pour les systèmes à structure variable.....	34

Sommaire

III.2.2.2.Condition d'existence du mode glissant.....	36
III.2.3.Conception de la commande par mode de glissement.....	36
III.2.3.1. Choix de la surface de glissement.....	36
III.2.3.2.Conditions de convergence.....	37
III.2.3.2.1. Fonction directe de commutation.....	38
III.2.3.3.Fonction de LYAPUNOV.....	38
III.2.3.4.Détermination de loi de commande.....	39
III.2.4.Application de la commande par mode de glissement à la MSAP.....	41
III.2.4.1.Stratégie de réglage à trois surfaces.....	42
III.2.4.2.Résultats des Simulations et interprétation.....	44
III.3. Logique floue.....	51
III.3.1.Ensembles flous.....	51
III.3.2.Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.....	51
III.3.3.Opération sur les sous ensembles flous.....	52
III.3.4.Les règles floues.....	52
III.3.5. Commande par logique floue.....	53
III.3.5.Structure d'une commande par logique flou.....	53
III.3.5.1.Fuzzification.....	54
III.3.5.2.Base règles.....	54
III.3.5.3.Moteur d'inférence.....	54
III.3.5.4.Interface de defuzzification.....	54
III.3.6.Différents types de contrôleurs flous.....	55
III.4. Conclusion.....	57

Chapitre IV: La commande par mode glissant flou de la MSAP

IV.1. Introduction.....	59
IV.2. La commande par mode glissant flou (commande hybride).....	59
IV.2.1. Synthèse de la commande par mode glissant.....	60
IV.2.2. Synthèse de la commande par logique flou.....	61
IV.3.Conception d'un régulateur Hybride FSMC d'un MSAP.....	62
IV.3.1. Conception de la commande équivalente.....	63
IV.3.2.Conception de la commande par logique flou.....	63
IV.4. Résultats de simulation et Interprétation.....	64
IV.5.Etude comparative.....	71
IV.6.Conclusion.....	75
Conclusion générale.....	77
Annexe.....	80
Référence.....	82

Table des figures:

Figure (I.1): Différent types de rotor d'une MSAP.....	03
Figure (I.2): Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	03
Figure (I.3.a): Principales applications des machines synchrones à aimants permanents....	06
Figure (I.3.b): Principales applications des machines synchrones à aimants permanents...	07
Figure (I.4): Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	09
Figure (I.5): Différents couples qui agissent sur le rotor.....	11
Figure (I.6): Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q).....	13
Figure (I.7): Schéma de l'onduleur de tension.....	15
Figure (I.8): Schéma de principe de MLI sinus-triangle.....	16
Figure (I.9): Principe de la commande par MLI sinus-triangle.....	17
Figure (II.1): Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ.....	19
Figure (II.2): Reconstitution des tensions V_d et V_q	22
Figure (II.3): Commande vectorielle dans le référentiel (d- q).....	22
Figure (II.4): Boucle de régulation du courant I_d	23
Figure (II.5): Boucle de régulation de vitesse.....	24
Figure (II.6): Boucle de régulation de vitesse.....	25
Figure (II.6.a): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.5$ s.....	27
Figure (II.6.b): Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.5$ s.....	28
Figure (II.7.a): Résultats simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0$ s.....	28
Figure (II.7.b): Résultats simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0$ s.....	29

Figure (II.8.a): Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	29
Figure (II.8.b): Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	30
Figure (III.1): Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	34
Figure (III.2): Configuration par changement de retour d'état.....	35
Figure (III.3): Configuration avec changement de la structure par la commande.....	35
Figure (III.4): Démonstration du mode de glissement.....	36
Figure (III.5): Linéarisation exacte de l'écart.....	37
Figure (III.6): Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.....	38
Figure (III.7) : Représentation de la fonction « sign».....	40
Figure (III.8): Phénomène de broutement (Chattering).....	41
Figure (III.9): Schéma global de réglage par mode glissant.....	42
Figure (III.10.a): Résultats de simulation de CMG de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 15 N.m à $t = 0.5$ s.....	45
Figure (III.10.b): Résultats de simulation de CMG de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 15 N.m à $t = 0.5$ s.....	46
Figure (III.11.a): Résultats de simulation de CMG de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.5$ s.....	45
Figure (III.11.b): Résultats de simulation de CMG de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.5$ s.....	46
Figure (III.12.a): Résultats de simulation de CMGde la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	49
Figure (III.12.b): Résultats de simulation de CMGde la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	50

Figure (III.13) : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.....	52
Figure (III.14): Schéma du régulateur flou de la vitesse.....	53
Figure (IV.1): Fonction d'appartenances des entrées.....	63
Figure (IV.2): Fonction d'appartenances du sorite.....	64
Figure (IV.3): Le schéma bloc de cette simulation la CMGF de la MSAP.....	64
Figure (IV.4.a): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 15 N.m à $t = 0.5$ s.....	65
Figure (IV.4.b): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 15 N.m à $t = 0.5$ s.....	66
Figure (IV.5.a): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et une application de charge de 15 N.m à partir de $t=0.7$ s.....	67
Figure (IV.5.b): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et une application de charge de 15 N.m à partir de $t=0.7$ s.....	68.
Figure (IV.6.a): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	69
Figure (IV.6.b): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	70
Figure (IV.7.a): Comparaison entre les résultats de la CMG et CMGF de la MSAP pour l'essai à vide et en charge.....	71
Figure (IV.7.b): Comparaison entre les résultats de la CMG et CMGF de la MSAP pour l'essai à vide et en charge.....	72
Figure (IV.8): Comparaison entre les résultats de la CMG et CMGF de la MSAP pour l'essai de l'inverse de sans de rotation.....	73
Figure (IV.9): Comparaison entre les résultats de la CMG et CMGF de la MSAP pour l'essai de variation de la résistance statorique.....	74

Notations et Abréviations

MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents.
CSV	Commande à Structure Variable.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
CMG	Commande par Mode Glissement
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.
X_α, X_β	Référentielle fixe lié au stator.
P	Nombre de paires de pôles.
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω, Ω	Vitesse électrique du rotor.
$[p(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[p(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park
V_a, V_b, V_c	Tension statorique de la phase a, b et c .
V_s	Tension statorique.
V_d, V_q	Tensions statoriques sur l'axe direct et en quadrature.
I_a, I_b, I_c	Courant statorique de la phase a, b et c
i_s	Courant statorique
i_q, i_d	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase a, b et c .
φ_s	Flux statorique
φ_d, φ_q	Flux statorique d'axe direct et en quadrature.
φ_f	Flux des aimants.
R_s, r_s	Résistance d'une phase statorique.
L_s	Inductance d'une phase statorique.
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
ω_r	Vitesse de rotation de la machine.
C_r	Couple résistant.
$[R]$	Matrice de rotation.
C_{em}, C_e	Couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie de la machine.
J_s	Coefficient de frottement.
F_{emd}, F_{emq}	Termes de découplages d'axe d, q
$f.é.m, U_0, E$	Force électromotrice.
PWM	Pulse Width Modulation
S	Opérateur de la Place
FTBO	Fonction de Transfer en Boucle Ouvert.
FTBF	Fonction de Transfer en Boucle Ferme.
τ_d	Constant de temps électrique de l'axe d .
ω_n	Pulsation propre du système
ζ	Facteur d'amortissement
SSV	Système à structure variable

$S(x)$	Surface de glissement
$e(x)$	L'écart de la variable à réguler.
λ_x	Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
r	Degré relative de surface.
FLC	Commande par logique floue.
CMGF	Commande par mode glissant floue.
RLF	Régulateur par logique floue.
U	Grandeur de commande.
u_{eq}	Grandeur de commande équivalente.
u_n	Grandeur de commande discontinue.
$X_{réf}$	Valeur de référence.

Introduction générale

Introduction générale

Les machines électriques ont acquis un intérêt distinctif par les experts, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisque il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes. Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continue; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur.

Dans le domaine de la commande, différentes approches sont utilisées. Ces techniques sont relativement nouvelles dans la communauté électrotechnique. Il est possible de choisir des structures de commande beaucoup plus évoluée à la MSAP permettra d'obtenir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu. Il s'agit des commandes par la commande à structure variable (CSV), est une commande non linéaire, possède cette robustesse, fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Elle change la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement. C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hypersurface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. L'inconvénient majeur des modes glissants classique est l'apparition du chattering ou broutement. Pour résoudre ce problème on utilisant la combinaison entre la commande par logique floue (CMG) et la commande par mode de glissant (CLF) en trouve une autre commande appelé la commande par mode glissant floue (CMGF).

L'objectif de ce mémoire est l'étude du comportement dynamique de la machine synchrone à aimants permanents lors d'un réglage de vitesse par des régulateurs classiques (PI) et par des régulateurs à base de mode glissement classique et mode glissant floue.

Le mémoire présenté est organisé en quatre chapitres.

- ◆ Le premier chapitre, est consacré à la structure et toutes les informations de la MSAP, et sa modélisation associé à un convertisseur statique (onduleur de tension) en utilisant les transformations de Concordia et Park.
- ◆ Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.
- ◆ Le troisième chapitre concerne, dans une première partie, la commande par mode de glissant de la MSAP. Dans ce cadre, un rappel théorique sur la commande par mode de glissant des systèmes SSV est présenté. Par la suite, la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes est abordée. A travers l'application de cette commande les résultats de simulation sont exposés et interprétés. La deuxième partie est consacrée à l'étude de la commande par logique floue
- ◆ Dans le chapitre quatre, nous allons présenter une nouvelle loi de commande hybride par mode glissant floue (FSMC). Cette dernière est utilisée pour remédier le phénomène de broutement (chattering). Des simulations ainsi qu'une comparaison sont présentées pour illustrer l'apport de cette approche.

Le mémoire se termine par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I

Généralité et modélisation de la

MSAP

I.1. Introduction

Dans ce chapitre on parle généralement sur la machine synchrone à aimant permanent, sa structure, et leurs applications et fonctionnement. Après nous présenterons la modélisation de la MSAP, et la transformation de Park.

Enfin, on parle sur l'onduleur de tension triphasé (la commande MLI sinus-triangle,).

I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents [1]:

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. On note :

$$\omega_r = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.1})$$

- Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$.
- Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apportent beaucoup de simplicité comme l'élimination des balais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le rotor possède différentes configurations. La figure (I.1) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles. :

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (I.1.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (I.1.b).
- Enfin la figure (I.1.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

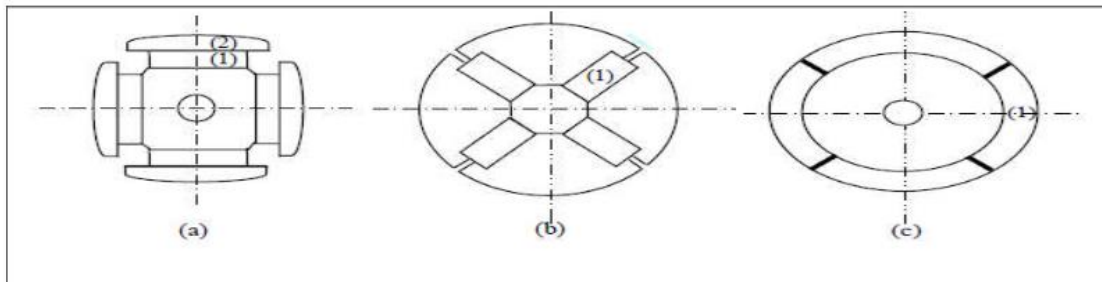


Figure (I.1): différents types de rotor d'une MSAP.

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAP:

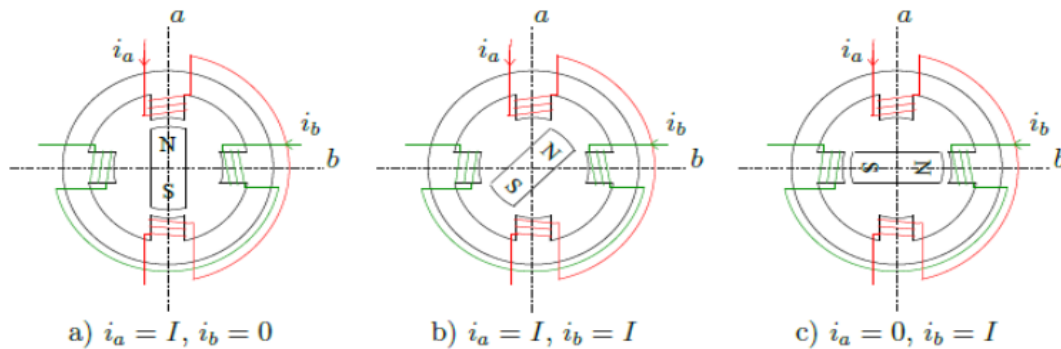


Figure (I.2): Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure (I.2) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l’alimentation est commutée d’une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (I.2.a) à la Figure (I.2.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.2.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [1].

I.4. Couple des machines synchrones à aimants permanents

On distingue trois types de couple [3]:

- **Couple de détente**

Quand les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une reluctance variable qui entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l’on appelle couple de détente; pour tenter de l’annuler, les encoches peuvent être inclinées d’un pas d’encoche, mais cela rend plus difficile l’opération de bobinage, il est préférable d’incliner les aimants plutôt que les encoches.

- **Couple reluctance**

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statorique en fonction de la position du rotor. Il faut noter que dans le cas des aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor, il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réluctance à prendre en compte.

- **Couple mutuelle**

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

I.5. Avantages des Machines Synchrones À Aimants Permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité.

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [3]. On cite principalement [2]:

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines

I.6. Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents [3]

- Commutateur mécanique remplacé par une autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu,
- Prix des aimants le rend plus cher,
- La présence de pulsation de couple,
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contrainte comme la température max, courant max....etc.,

- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.7. Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques

Dans le tableau (I.1), les caractéristiques des différentes machines sont comparées à celles de la MSAP.(Bénéfices et inconvénients) [3].

MACHINE	CARACTERISTIQUES
machine synchrone à aimant permanent	•excitation assurée par les aimants. •pertes associées au composant magnétisant négligeable. •possibilité de fonctionnements à des facteurs de puissance élevés. •dégradation des performances avec l'augmentation de la température. •possibilité démagnétisation des aimants (température, pic de courant, défluxage...) •assemblages aimants •coût
Machine synchrone conventionnelle	•exige une alimentation auxiliaire à courant continue pour alimenter le circuit d'excitation •commande très complexe •faible couple volumique •mauvais rendement global •mauvais facteur de puissance •pertes Joules au rotor difficiles à évacuer. •robuste •faible coût de réalisation •faible d'ondulation de couple
Machine à courant continu	•alimentation continue supplémentaire •présence des contacts tournants •maintenance régulière des balais •manque robustesse •grandes pertes dans l'inducteur •limitation en vitesse

Tableau (I.1) comparaison entre les différents types des machines

I.8. Domaines d'application des moteurs synchrones:

Ces machines ont trouvé un vaste champ d'applications dans plusieurs domaines (équipement domestique, lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur, voiture et vélo électriques, transport, aéronautique, machines outils, servomoteurs, équipement médical et propulsion des navires). Celles-ci sont utilisées pour des puissances allant de la gamme des micro-watts à celle des mégawatts. La figure (I.3) illustre quelques applications de ces machines [4].

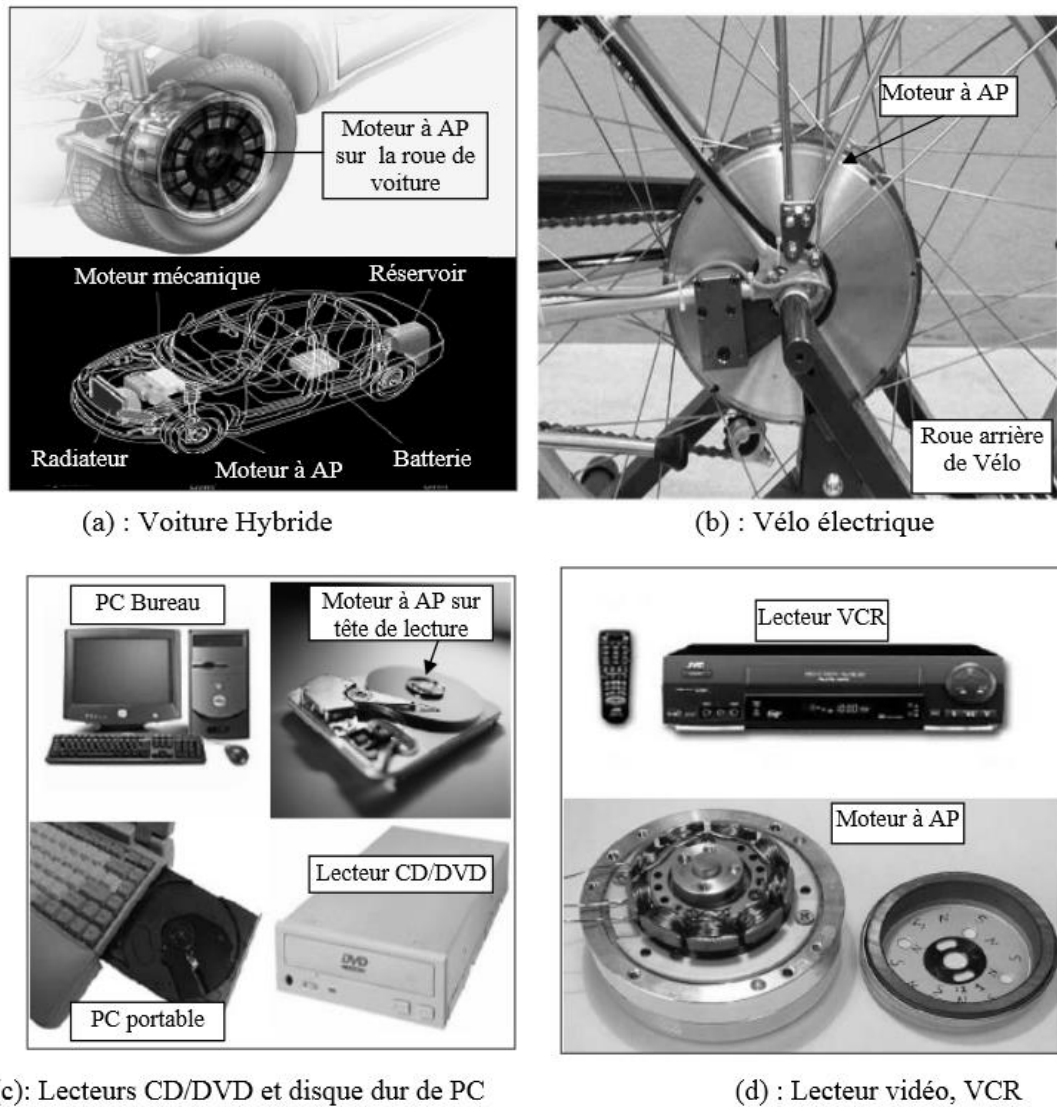


Figure (I.3.a): Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

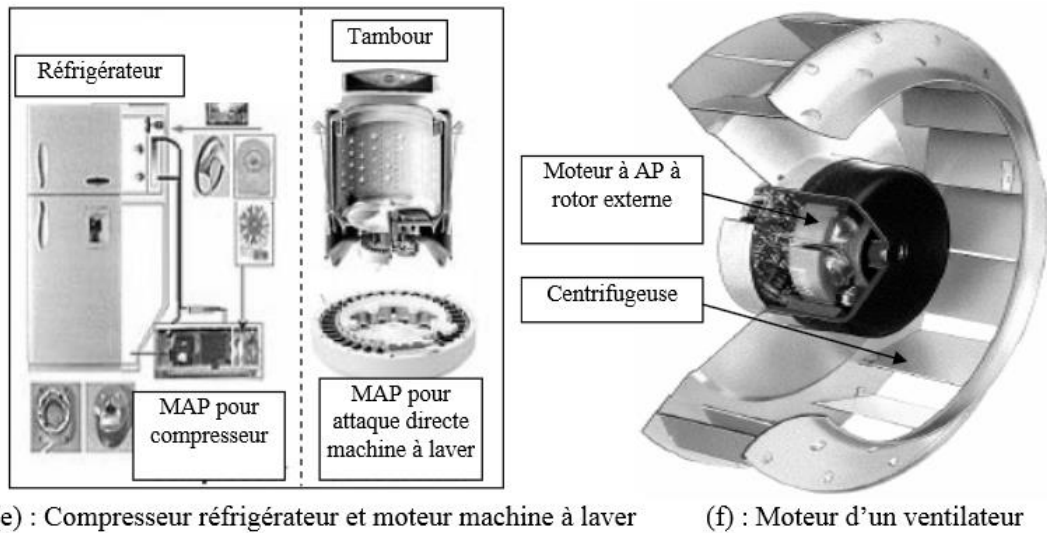


Figure (I.3.b): Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I.9. Différents modes d'alimentation des MSAP [2]

La machine synchrone peut être alimentée en tension ou en courant. La source doit être réversible pour un fonctionnement dans les quatre quadrants (moteur/ générateur dans les deux sens de rotation).

Les convertisseurs alternatif/continu de l'électronique de puissance, sont utilisés dans des domaines d'application variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée sur le développement des composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides.

I.9.1. Alimentation par un commutateur de courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée). En même temps, la commutation peut être aussi forcée, par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors.

L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

I.9.2. Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones [1]. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle.

Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT.

Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsions, MLI) utilisées. Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés.

I.10. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la Machine électrique en un simple système d'équations. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement [5].

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références[3]:

- Le circuit magnétique de la machine est non saturé
- Répartition sinusoïdale de la f.é.m.
- l'effet de la température sur les résistances est négligé.
- L'hystérésis et les courants de Foucault est négligé.
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligé.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme

- L'effet d'encoche est négligé.

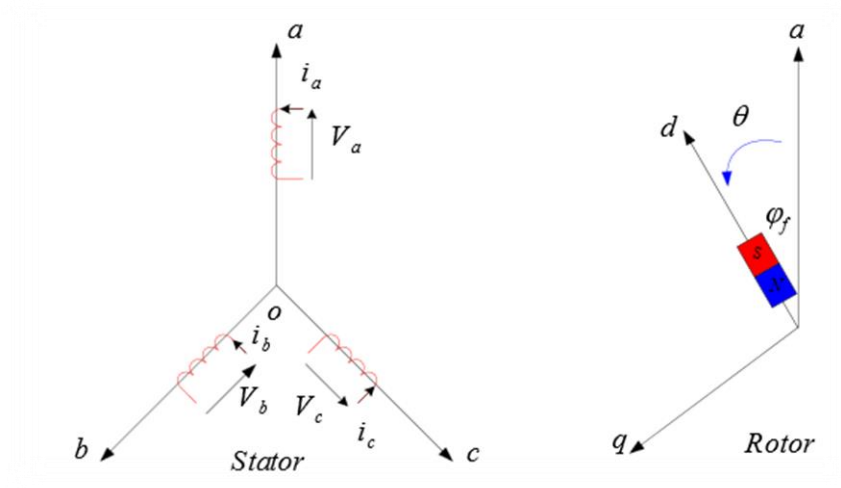


Figure (I.4): Schéma de la MSAP dans le repère abc.

I.10.1. Représentation de la MSAP dans le système d'axe a, b, c.

I.10.1.1. Equations électriques

A partir de la représentation du MSAP de la figure (I.4), les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Avec:

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

- $[v_a \ v_b \ v_c]^t = \text{Vecteur des tensions statoriques};$

- $[i_a \ i_b \ i_c]^t = \text{Vecteur des courants statoriques};$

- $[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^t = \text{Vecteur des flux statoriques};$

- $[R_s]$: Matrice des résistances statoriques;

I.10.1.2. Equations magnétiques :

Les flux totalisés $[\varphi_s]$ des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{af} \\ \varphi_{bf} \\ \varphi_{cf} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Avec:
$$\begin{bmatrix} \varphi_{af} \\ \varphi_{bf} \\ \varphi_{cf} \end{bmatrix} = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{I.4})$$

Avec:

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

Et:

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

Où:

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

I.10.1.3. Equation mécanique:

Si on néglige le frottement sec, le couple électromagnétique fourni est d'une part transmis à la charge et d'autre part sert à l'accélération du moteur et à la compensation du frottement visqueux. Selon la loi de mouvement de Newton, l'équation fondamentale de la mécanique régissant un corps en mouvement est:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad (\text{I.5})$$

Où: $\omega_r = N_p \Omega$ avec:

- J : le moment d'inertie total ramené sur l'arbre du moteur;
- f : le coefficient de frottement visqueux;
- C_{em} : le couple électromagnétique délivré par le moteur;
- C_r : le couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur;

Dans notre cas, la charge est constituée de l'inertie entraînée et du frottement visqueux.

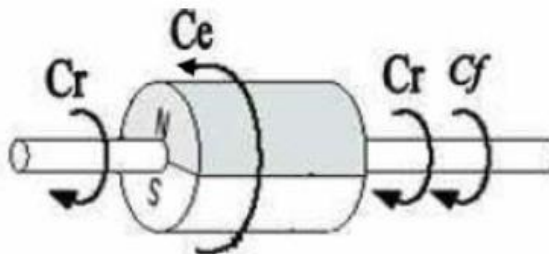


Figure (I.5): Différents couples qui agissent sur le rotor.

1.10.2.Représentation de la MSAP dans le système d'axe d,q

Pour supprimer le non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système. Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d,q), tournant à une vitesse ω_r .

1.10.2.1. Model de Park

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par:

$$[x_{abc}] = [P] [x_{dq0}] \quad (\text{I.6})$$

La matrice de transformation est donnée par:

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

Le calcul de l'inverse de $[P(\theta)]$ est immédiat, il vient donc:

$$[x_{dq0}] = [P]^{-1} [x_{abc}] \quad (\text{I.8})$$

Avec:

$$[P(\theta)]^{-1} [P(\theta)]^t = [P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

1.10.2.2. Application de la transformation de Park à la MSAP

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

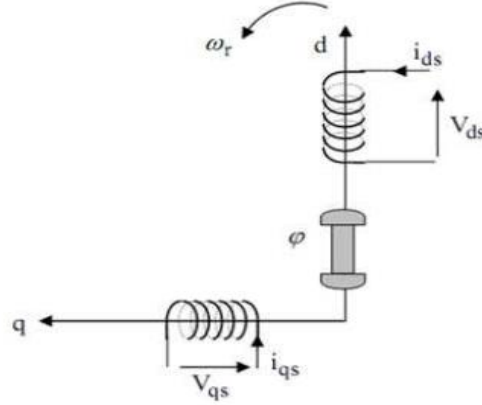


Figure (I.6): Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)

On obtient un système d'équation simplifiée de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (I.10) nous obtenons:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left[(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f \right] \quad (\text{I.13})$$

I.10.3. Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [8]:

$$\begin{bmatrix} X_{\alpha\beta} \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} X_{dq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Avec:

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

I.11. Onduleur de tension triphasé

I.11.1. Définition

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande.[5]. Il est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs Ta et Ta', Tb et Tb', Tc et Tc' doivent être contrôlés de manière complémentaire. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure (I.7) [2]:

On distingue plusieurs types d'onduleurs:

- ❖ Selon la source :
 - onduleurs de tension,
 - onduleurs de courant,
- ❖ Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- ❖ Selon le nombre de niveaux (2, 3, etc.).

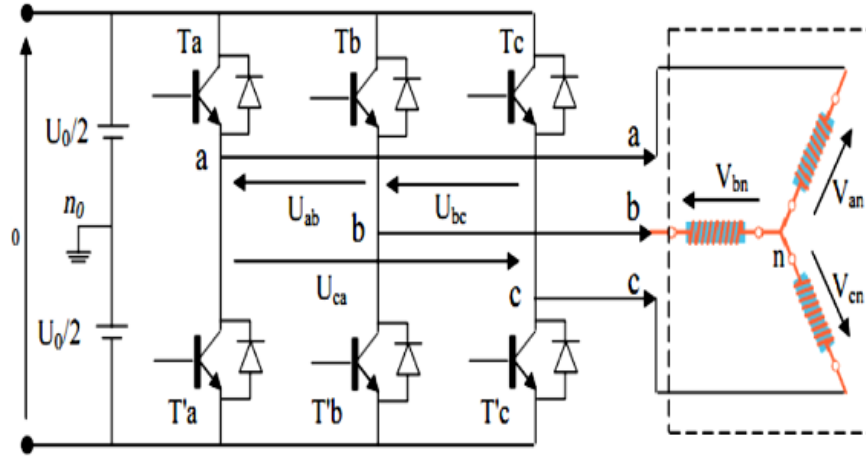


Figure (I.7): Schéma de l'onduleur de tension

I.11.2. Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure (I.7), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f.é.m. égale à $U_0 / 2$ connectés entre eux par un point note n_0 [1] [3] [5].

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} , l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle et les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a:

Si $S_i = 1$ Alors T_i est passant et T'_i est ouvert

Si $S_i = 0$ Alors T_i est ouvert et T'_i est passant

Les tensions de sortie sont obtenues par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Il reste à déterminer les fonctions S_i , celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

L'onduleur à pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celles-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal (en anglais, Pulse Width Modulation PWM).

I.11.3. Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation et le taux de modulation r .

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (I.8)

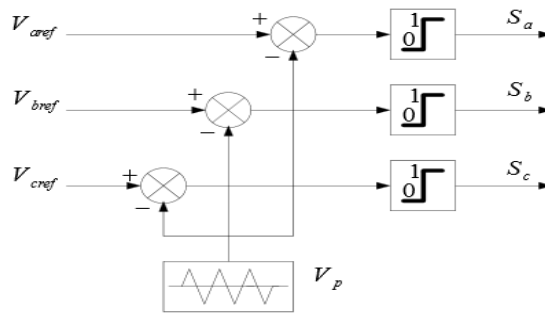


Figure (I.8): Schéma de principe de MLI sinus-triangle

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Lorsque le signal de référence est au dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1 et lorsqu'il est au dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{si } v_{iref} \geq v_p \Rightarrow s_i = 1 \quad \text{sinon } s_i = 0, \quad i = a, b, c$$

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux:

- Le premier, appelé signal de référence, de fréquence f représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, de fréquence f_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence

La Figure (I.9), illustre le principe de cette commande :

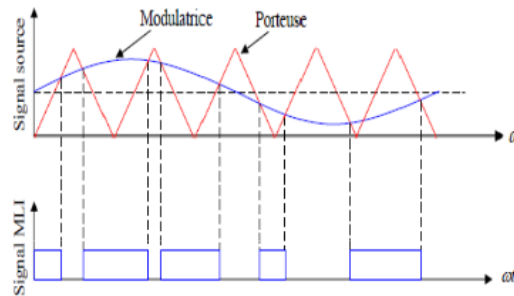


Figure (I.9): Principe de la commande par MLI sinus-triangle.

I.12.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons débuté par une représentation de la structure et de l'ensemble des domaines d'application de la MSAP. Par la suite, on a rappelant la modélisation de la MSAP, et la transformation de Park. Puis de montrer l'importance de ce type de machine ainsi que ses différents avantages et inconvénients.

Enfin, nous avons représenté la modélisation de l'onduleur de tension triphasé, et sa commande principale (MLI sinus-triangle).

Chapitre III
La commande par mode glissant
et logique flou

III.1. Introduction

La commande par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement, [13].

Dans ce chapitre, on présente les systèmes à structure variables, le principe du réglage par mode glissant, conception de la commande par mode de glissement, et le phénomène de broutement "Chattering". On présente aussi l'application de la commande par mode de glissement à la MSAP, et les résultats des simulations et interprétation. Finalement on présente la généralité de la commande par logique floue.

III.2. La commande par mode glissant

III.2.1. Systèmes à structure variables

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (Hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement [9].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (3.1) [1],[8],[10]:

- ✓ **Mode de convergence (MC)**: C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence,
- ✓ **Mode de glissement (MG)** : C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$,
- ✓ **Mode du régime permanent (MRP)** : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

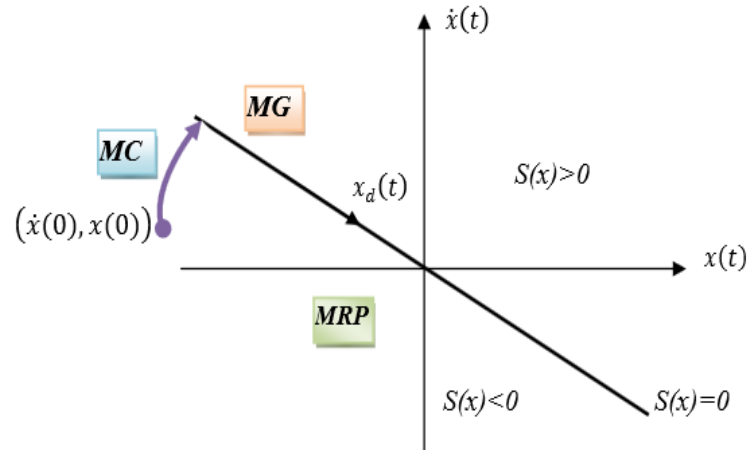


Figure (III.1): Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.2.2. Principe du réglage par mode glissant

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants, on cite [10] :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

III.2.2.1. Configuration de base pour les systèmes à structure variable :

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable. Une première configuration permettant un changement de la structure par commutation entre deux retours d'état différents, Figure (III.2). Une deuxième configuration modifie la structure du système par simple commutation d'interrupteurs, Figure (III.3), ce qui est le cas de tous les convertisseurs statiques [8].

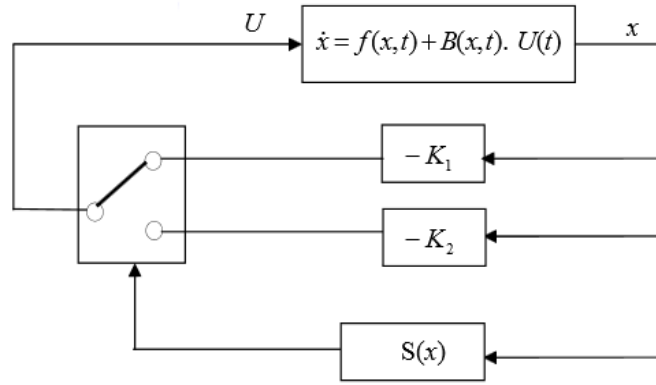


Figure (III.2): Configuration par changement de retour d'état.

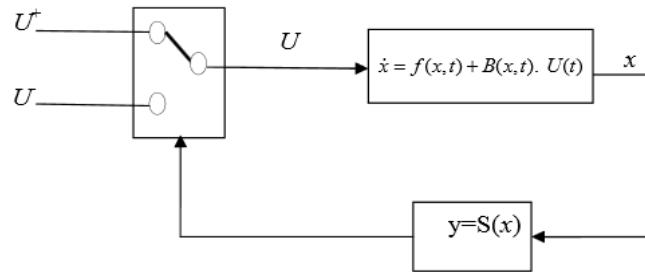


Figure (III.3): Configuration avec changement de la structure par la commande.

Dans la première configuration, suivant que $S(x)$ est positif ou négatif, la commande U est donnée par le retour d'état:

$$\begin{cases} U = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ U = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

En mode de glissement idéal, le système évolue sur la surface de glissement où $S(x)=0$. Dans le deuxième cas, seule l'information sur le signe de la fonction $S(x)$ suffit à générer la commande. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$U = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ U^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

L'idée de changement discontinu de la structure du retour d'état s'avère très intéressante. Elle permet d'optimiser la réponse d'un système en combinant les avantages de chaque configuration voire même de transformer des systèmes instables en systèmes stables par logique de commutation.

III.2.2.2. Condition d'existence du mode glissant

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu d'une façon continue entre les deux grandeurs U_{max} et U_{min} [11]. Ce phénomène est illustré dans la figure (III.4) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_{s1} et x_{s2} [10].

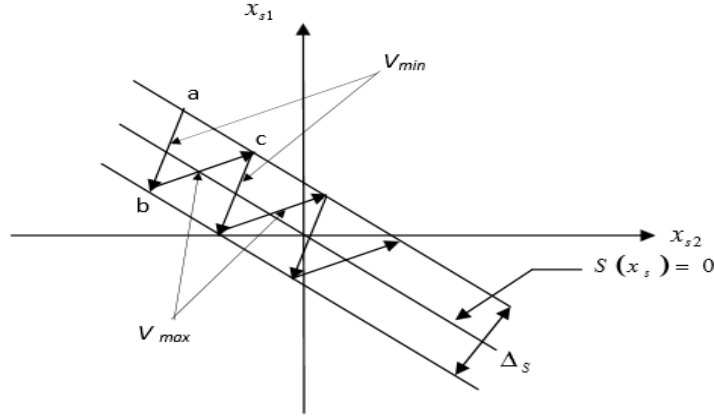


Figure (III.4): Démonstration du mode de glissement

Les conditions d'existence d'un régime de fonctionnement dit "mode glissant" sont données par deux hypothèses [12] :

- Le produit de matrice $g.u$ doit être inversible, c'est à dire que son déterminant doit être non nul.
- Les conditions d'atteinte et de maintien en régime glissant respectent.

$$U_{Max}^+ \prec 0 \prec U_{Min}^- \quad (III.3)$$

III.2.3. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

III.2.3.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [1],[8],[9],[10],[12] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (III.4)$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [1],[9],[10]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.5})$$

Où :

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler.

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

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

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r » [8],[9],[10].

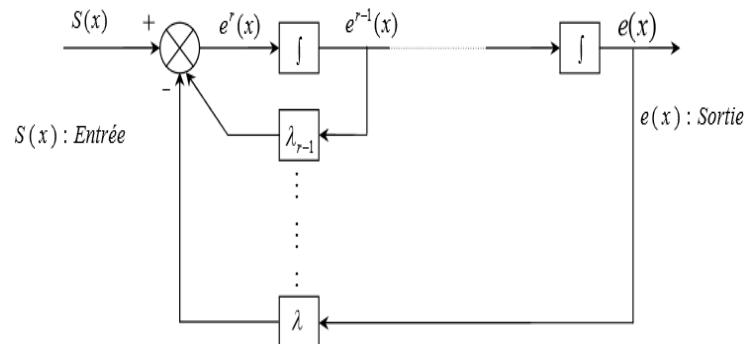


Figure (III.5): Linéarisation exacte de l'écart.

III.2.3.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [1],[8],[9],[10].

III.3.2.3.2.1. Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [1],[8],[9],[10]:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.6})$$

III.3.2.3.2.2. Fonction de LYAPUNOV

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit [1]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.7})$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{III.8})$$

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.9})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (III.6). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

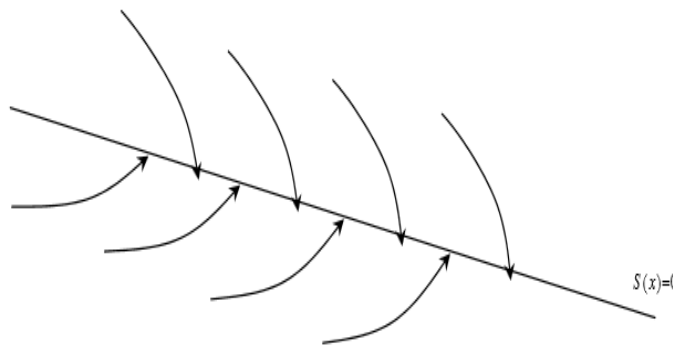


Figure (III.6): Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

III.2.3.3. Détermination de loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants [10].

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est composée de deux thèmes U_{eq} et U_n :

$$U = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.10})$$

L'utilisons de l'équation (3.4) et (3.10) permet obtenir la commande équivalente U_{eq} :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x,t) + g(x,t)U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x,t)U_n] \quad (\text{III.11})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent sa dérivée et la parité discontinue sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente [1],[8],[9],[10]:

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right) \quad U_n = 0 \quad (\text{III.12})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t) \right]^{-1} \neq 0 \quad (\text{III.13})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme par sa valeur (III.12) dans l'équation (III.4), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x,t)U_n\} \quad (\text{III.14})$$

Le problème revient à trouver U_n tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x;t)U_n\} < 0 \quad (\text{III.15})$$

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais. Dans ce cas la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (\text{III.16})$$

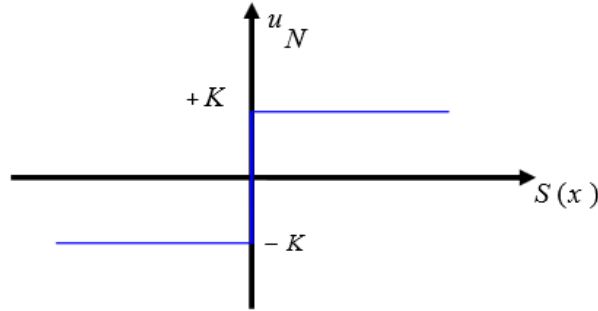


Figure (III.7) : Représentation de la fonction « sign »

En remplaçant l'expression (III.16) dans (III.15), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{III.17})$$

Il faut que $\frac{\partial S}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [9],[10],[12].

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie)[12],[9].

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence figure (III.8). Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence [12],[9].

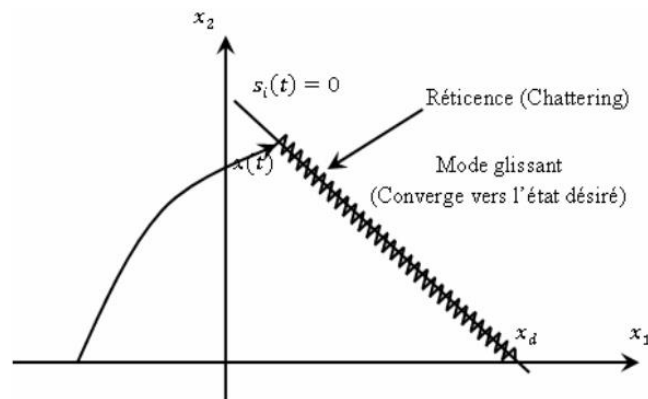


Figure (III.8): Phénomène de broutement (Chattering)

❖ Quelques solutions pour le chattering

Afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de chattering, de nombreuses techniques ont été proposées. Parmi les techniques les plus utilisées on cite :

- La couche limite (boundary layer)
- Observateur
- Système adaptatif flou

III.2.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée, par des résultats de simulation. Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine [8].

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_{ref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\varphi_f}{J}i_q + \frac{1}{J}C_r \frac{f}{J}\omega_r \\ i_q = i_{qeq} + i_{qn} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\omega_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\omega_r) = 0 \text{ et } i_{qn} = 0 \quad (\text{III.21})$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (III.17) :

$$i_{qeq} = \frac{\dot{\omega}_{ref} + \frac{f}{J}\omega_r + \frac{1}{J}C_r}{\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\frac{\varphi_f}{J}} \quad (\text{III.22})$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative

$$\dot{V}(\omega_r) = S(\omega_r)\dot{S}(\omega_r) < 0 \quad (\text{III.23})$$

Si on remplace l'équation (III.19) dans (III.17), on obtient :

$$\dot{S}(x) = - \left[\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\varphi_f \right] i_{qn} \quad (\text{III.24})$$

$$\text{Alors : } i_{qn} = K_{or} \text{sign}(S(\omega_r)) \quad (\text{III.25})$$

K_{or} : Gain positif.

- **Surface de régulation du courant i_q :**

La valeur de i_{qref} à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée.

L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(x) = i_{qref} - i_q \quad (\text{III.26})$$

Dans ce cas, les commandes V_{eq} et V_n sont exprimées par :

$$\begin{cases} u_{qeq} = \left(i_{qref} + \frac{R_s}{L_q} p\omega_r i_d + \frac{p\varphi_f}{L_q} \right) L_q \\ u_{qn0} = K_q \text{sign}(S(i_q)) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

K_q : Gain positif.

- **Surface de régulation du courant i_d :**

La surface de glissement est choisie comme :

$$S(x) = i_{dref} - i_d \quad (III.28)$$

De même les expressions de V_{deq} et V_{dn} sont :

$$\begin{cases} v_{deq} = \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q p \omega_r}{L_d} i_q \right) L_d \\ v_{dn} = K_d \text{sign}(S(i_d)) \end{cases} \quad (III.29)$$

K_d : Gain positif.

III.2.4.2. Résultats des Simulations et interprétation

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une régulation utilisant le principe du mode de glissement, nous allons présenter les simulations réalisées sur la MSAP alimenté par un onduleur de tension.

Ces performances ont été établies à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge, une inversion de sens de rotation, variations paramétriques (résistance statorique et résistance rotorique).

III.2.4.2.1. Essai à vide et en charge :

La figure (III.10) représente l'évolution du comportement de la MSAP dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence 120 rad/s, on fait subir à la machine une charge nominale de 15 Nm dans $t=0.5$ s.

- L'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5$ s, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse,
- Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- Le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple,

- Le courant i_q est l'image du couple.

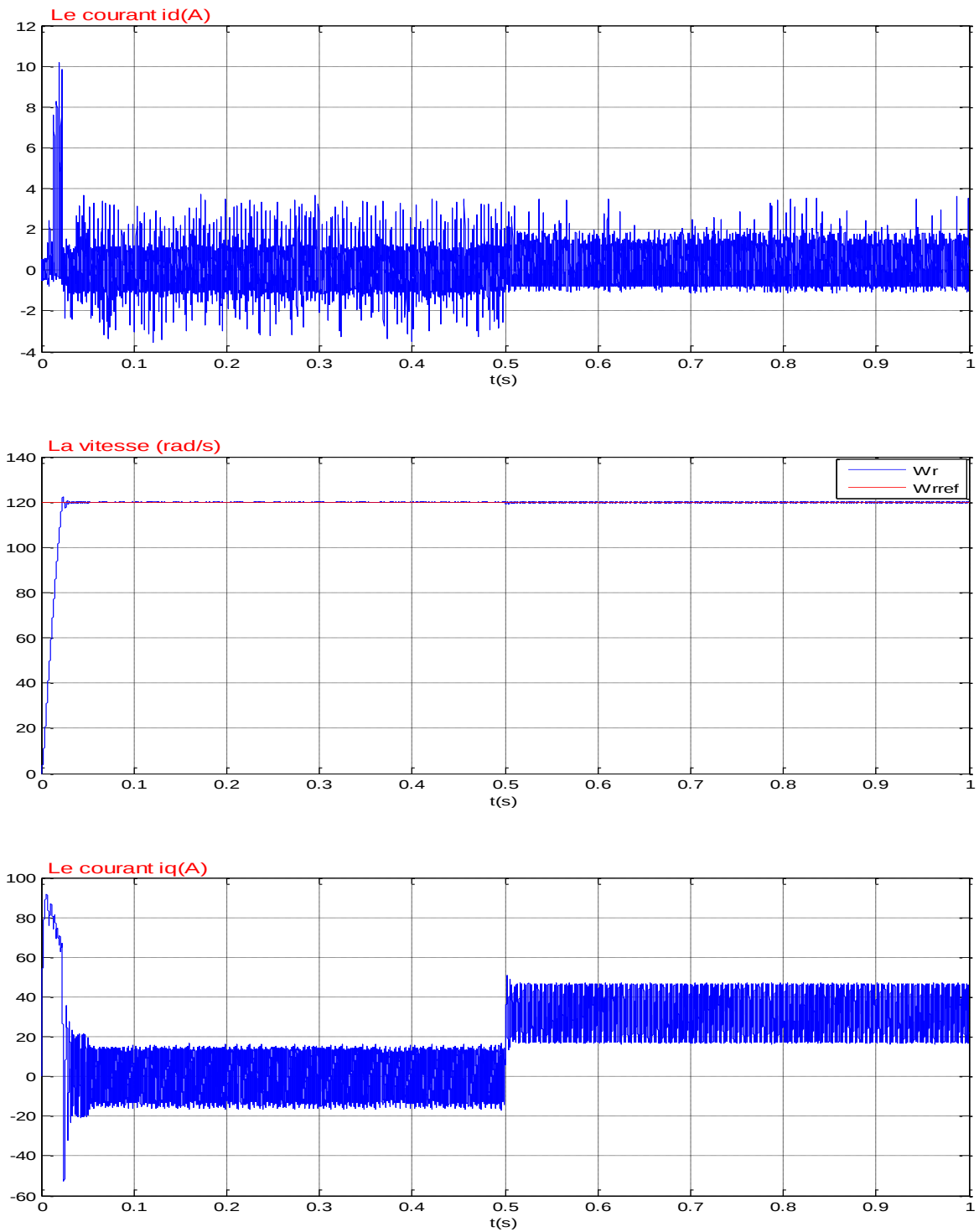


Figure (III.10.a): Résultats de simulation de CMG de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 15 N.m à $t = 0.5$ s.

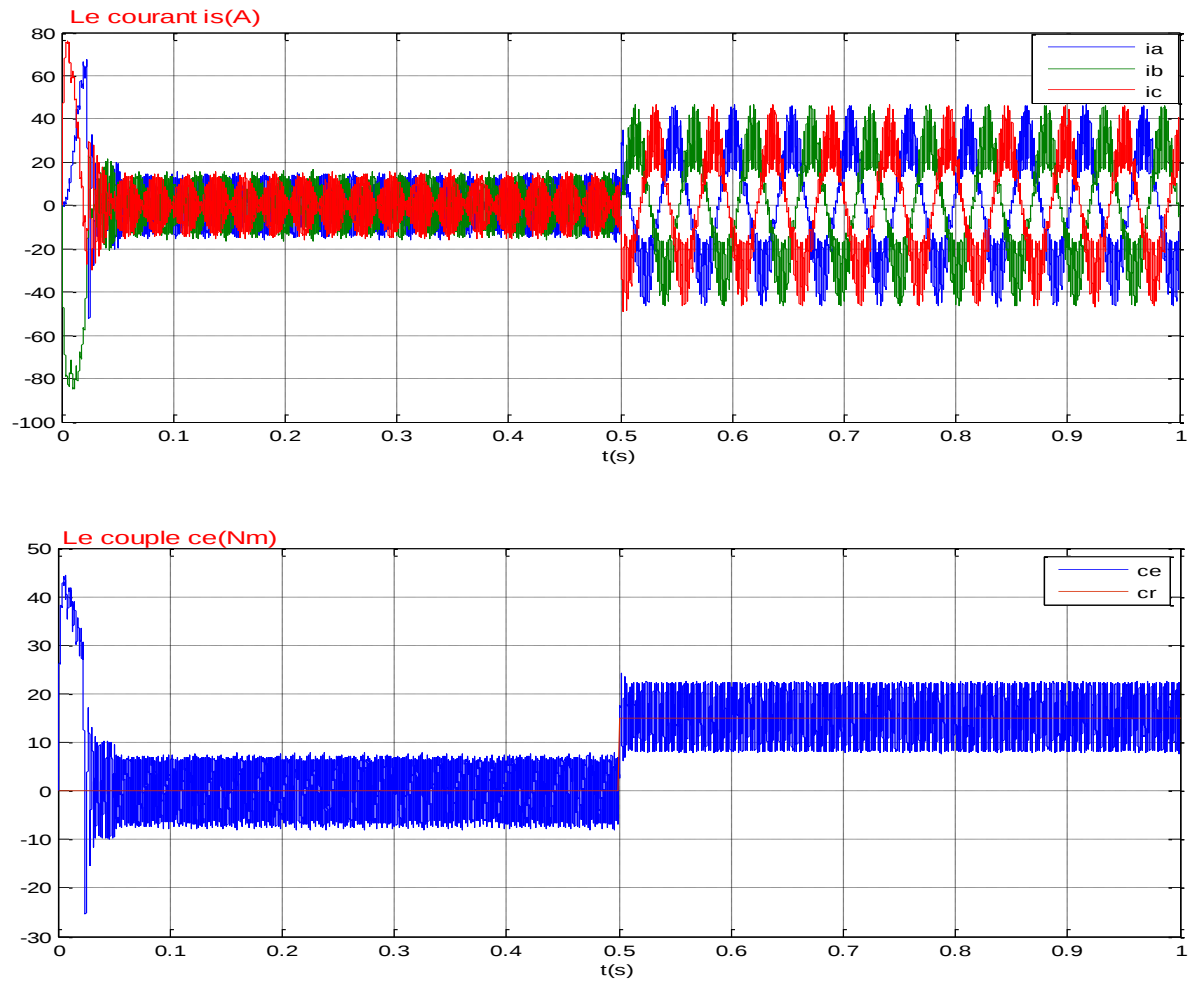


Figure (III.10.b): Résultats de simulation de CMG de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 15 N.m à $t = 0.5$ s.

III.2.4.2.2. Essai de l'inversion de sens de rotation :

Les courbes de la figure (III.11) ont été obtenues suite à un démarrage à vide suivi par une variation de la consigne de vitesse de 100 rad/s à -120 rad/s, à partir de l'instant $t=0.5$ s, et suivie d'une application de charge de 15 N.m à partir de $t=0.7$ s, nous avons remarqué que la réponse en vitesse est très satisfaisante, rapide et précise. Que la machine tourne à la vitesse de +120 rad/s ou à vitesse du sens inverse. L'inversion de rotation de la vitesse permet de déduire que la commande est robuste.

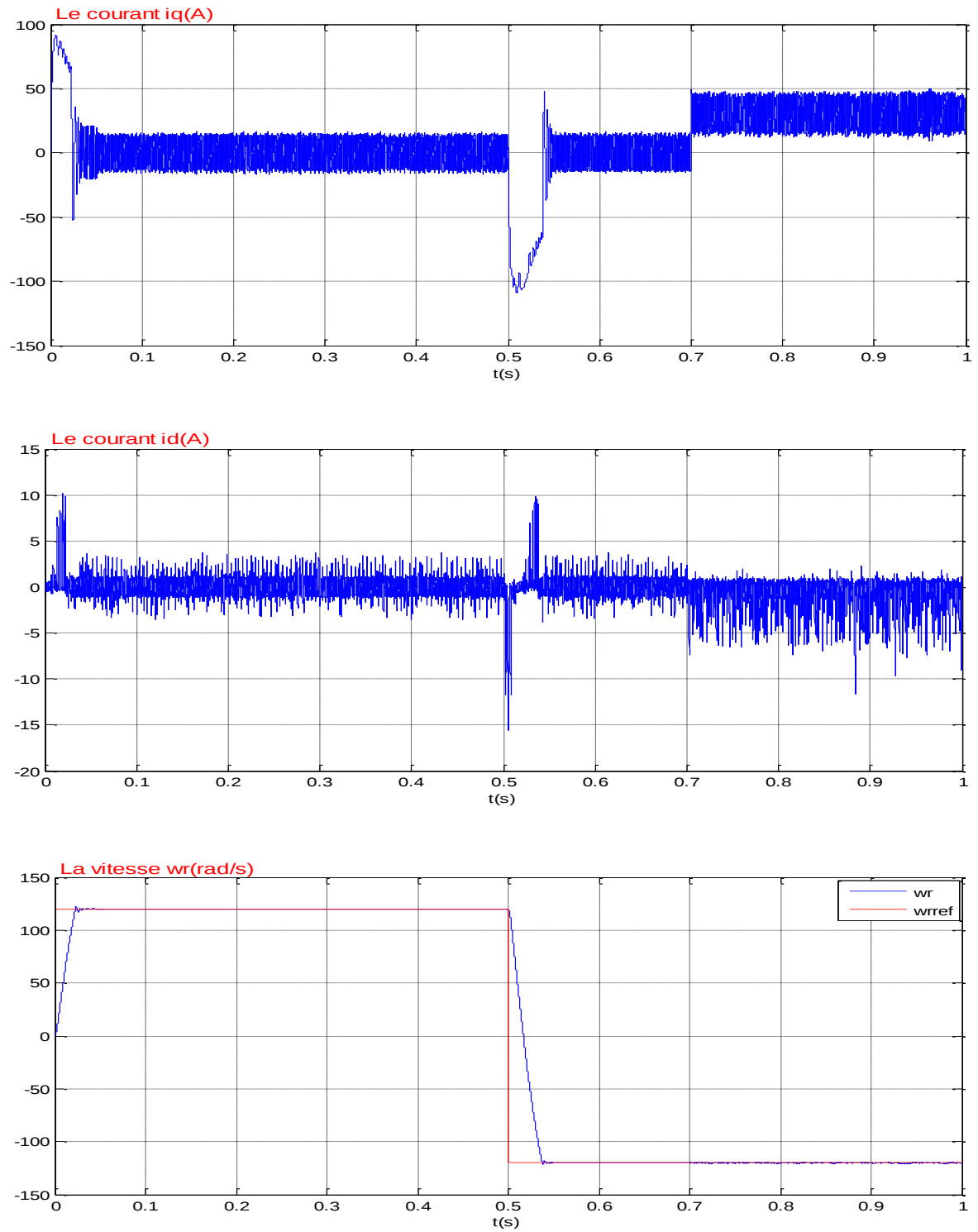


Figure (III.11.a): Résultats de simulation de CMG de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et une application de charge de 15 N.m à partir de $t=0.7$ s.

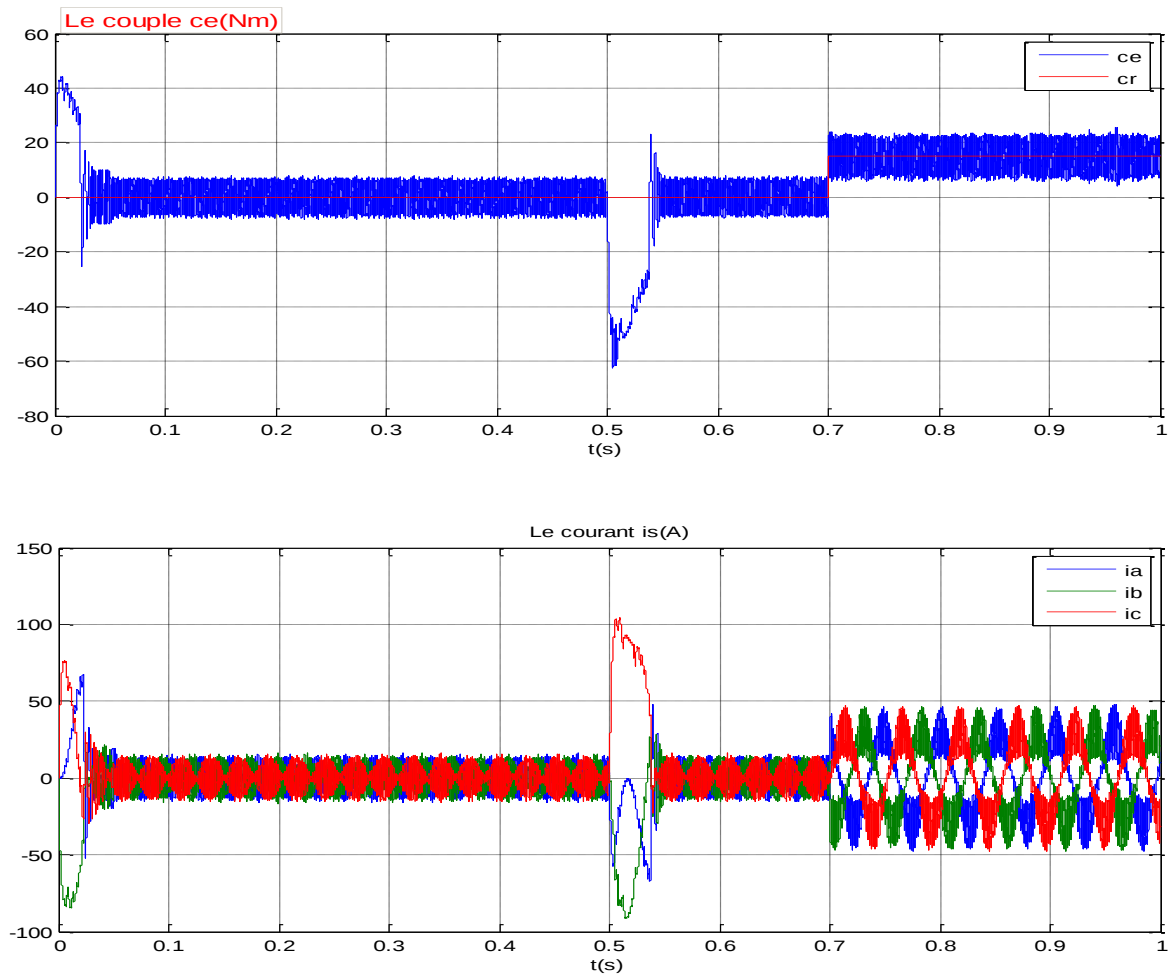


Figure (III.11.b): Résultats de simulation de CMG de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et une application de charge de 15 N.m à partir de $t=0.7$ s.

III.2.4.2.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge :

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. Pour cela nous avons simulé notre système pour une variation de R_s (+75%). De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=0.5$ s, on applique un couple résistant $C_r=15$ N.m. on constate que la commande est insensible à la variation de la résistance statorique et couple de charge, donc cette technique est robuste vis-à-vis la variation de la résistance statorique.

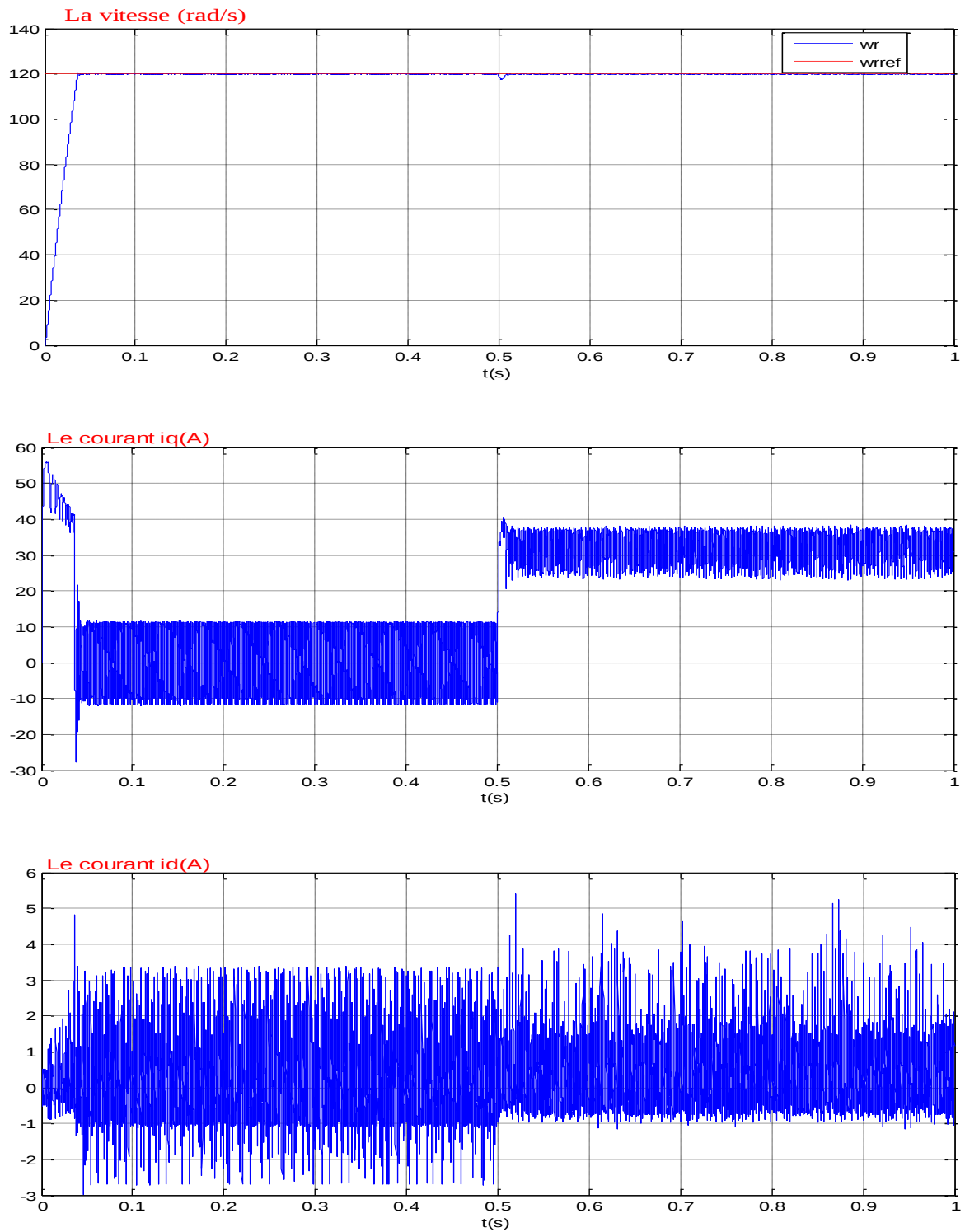


Figure (III.12.a): Résultats de simulation de CMG de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

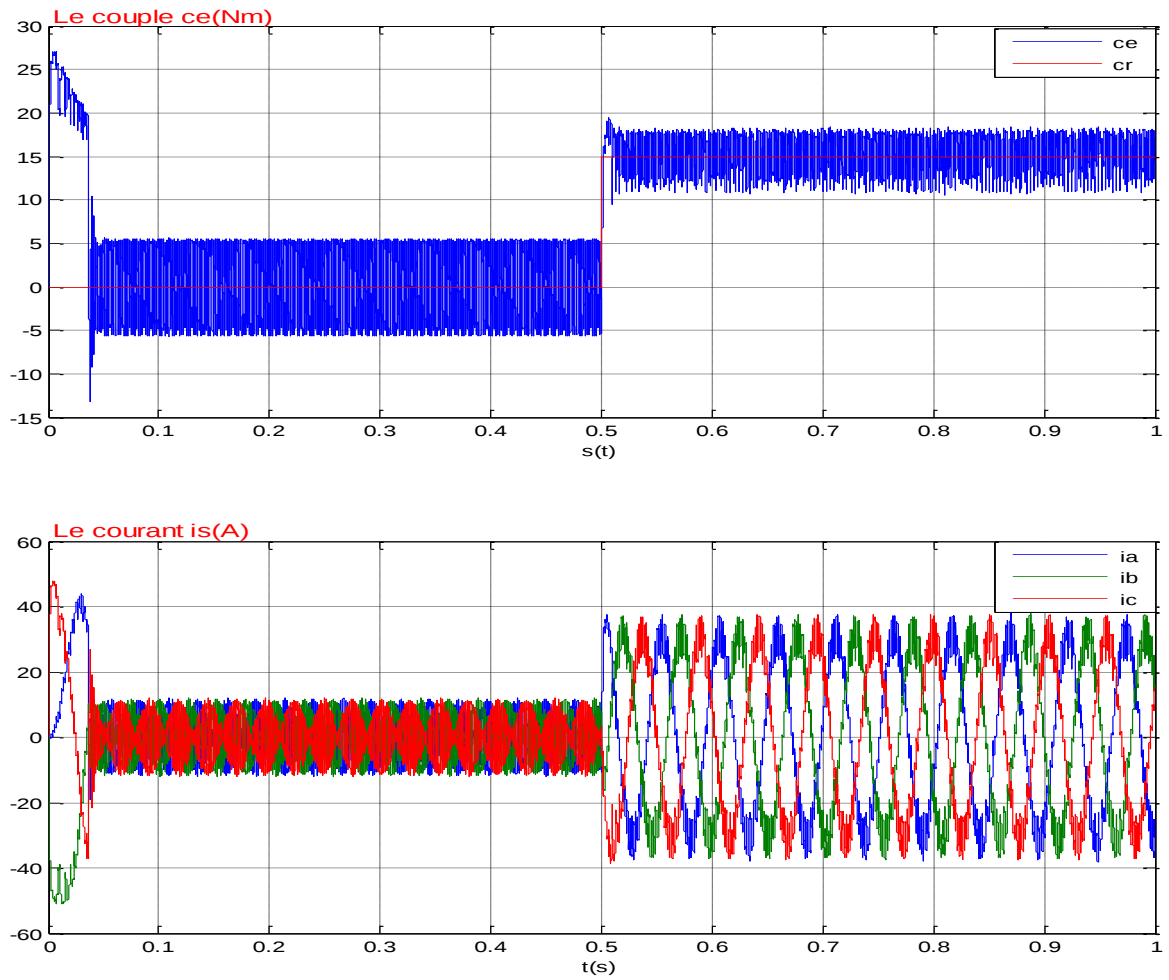


Figure (III.12.b): Résultats de simulation de CMG de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

III.3. Logique flou

III.3.1. Ensembles flous

On peut définir un ensemble flou comme suit : Soit X est une collection d'objets ou de valeurs notées par « x », alors un ensemble flou A dans X est défini par l'ensemble des paires ordonnées [15]:

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) \mid x \in X \} \quad (\text{III.30})$$

III.3.2. Différentes formes pour les fonctions d'appartenance

Afin de permettre un traitement numérique des variables linguistiques dans la prise de décisions floues sur ordinateur, une définition des variables linguistiques à l'aide de fonctions d'appartenance s'impose. Dans ce contexte on associe à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance désignée par $\mu_A(x)$, qui sera désignée par le degré ou le facteur d'appartenance. Il est à noter que l'ensemble des éléments de x pour lesquels $\mu_A(x) > 0$, est appelé «support de A ». Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes [21]:

- a) Fonction triangulaire** : Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ qui déterminent les coordonnées des trois sommets.
- b) Fonction trapézoïdale** : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.
- c) Fonction gaussienne** : Elle est définie par deux paramètres $\{s, m\}$.
- d) Fonction sigmoïdale** : Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$.

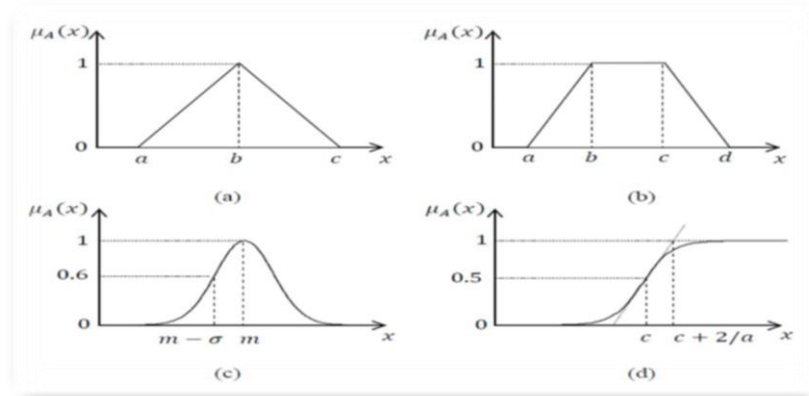


Figure (III.13): Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

III.3.3. Opération sur les sous ensembles flous:

Soit A et B deux sous ensembles flous de U [3] :

✓ Egalité de A et B : $\forall x \in U \mu_A(x) = \mu_B(x)$

✓ Inclusion de A dans B : $A \subseteq B \Leftrightarrow \forall x \in U \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$

✓ Intersection

$\forall x \in U \mu_{A \cap B} = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$ de A et B : est un sous ensemble flou $A \cap B$ de U défini par :

✓ Réunion de A et B : est un sous ensemble flou $A \cup B$ de U :

$$\forall x \in U \mu_{A \cup B} = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$$

✓ Complément de A : est un sous ensemble flou A^c de U défini par :

$$\forall x \in U \mu_{A^c}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

III.3.4. Les règles floues [17]

Une règle floue R : Si x est A Alors y est B est une relation entre deux propositions floues ayant chacune un rôle particulier. La première (x est A) est appelée prémisse de la règle alors que la seconde (y est B) est la conclusion.

Dans le cas de propositions floues élémentaires, la prémisse et la conclusion sont définies à partir de deux variables linguistiques A et B décrivant les connaissances relatives aux univers de discours X_A et X_B de manière à prendre en compte l'imprécision relative aux modalités de A et B. Une proposition floue élémentaire est souvent insuffisante pour

représenter l'ensemble des informations à manipuler. Plusieurs propositions floues peuvent alors être combinées pour enrichir et détailler la représentation.

La relation R entre la prémisse et la conclusion de la règle est déterminée par une implication floue dont le degré de vérité est défini par une fonction d'appartenance μ_R qui dépend du degré de vérité μ_A et μ_B de chacune des deux propositions élémentaires. Les implications les plus courantes permettant la détermination de la fonction d'appartenance résultante décrivant la proposition floue R sont donnés par :

$$\begin{cases} L'implication \text{ de Mamdani} : \mu_R(x; y) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(y) \\ L'implication \text{ de Larsen} : \mu_R(x; y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(y) \end{cases} \quad (III.14)$$

$x \in X_A \text{ et } y \in X_B$

III.3.5. Commande par logique floue

III.3.5.1. structure d'une commande par logique flou

La structure de base d'un contrôleur flou se compose de trois parties principales comme le montre la figure (III.31) [19].

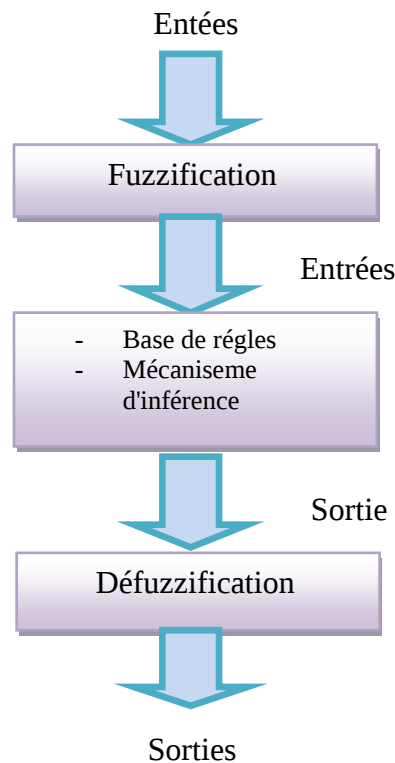


Figure (III.14): Schéma du régulateur flou de la vitesse.

III.3.5.1.1. Fuzzification

On définit pour chaque entrée du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou [23].

III.3.5.1.2. Base règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée[16]:

D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation la base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si <condition> Alors <conséquence> [16].

III.3.5.1.3. Moteur d'inférence

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [20]:

- ✓ la méthode d'inférence max-min ;
- ✓ la méthode d'inférence max-produit ;
- ✓ et la méthode d'inférence somme-produit.

Chacune de ces trois méthodes utilise un traitement numérique propre des opérateurs flous.

III.3.5.1.4. Interface de defuzzification

La commande nécessitant un signal précis, il faudra donc transformer la fonction d'appartenance résultante obtenue à la sortie du moteur d'inférence en une valeur précise.

Cette opération est appelée défuzzification. Parmi les méthodes utilisées dans la littérature [18], on peut citer :

- ✓ Le centre de gravité
- ✓ La méthode de la hauteur
- ✓ La méthode de la hauteur modifiée
- ✓ La méthode de la valeur maximum
- ✓ La méthode de la moyenne des centres

Dans ce travail, on utilisera le centre de gravité qui permet d'exprimer analytiquement la sortie du système flou, de simplifier sa mise en oeuvre et de réduire le temps de calcul [18].

Dans ce cas, la sortie du système flou de type TakagiSugeno est donnée par:

$$U = \frac{\sum_{j=1}^m c^j \prod_{i=1}^n \mu_i^j}{\sum_{j=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_i^j} \quad (\text{III.15})$$

III.3.6. Différents types de contrôleurs flous [16]

Dans la théorie des systèmes flous, il existe deux types de règles:

- **contrôleurs flous de Mamdani**

Un système flou de Mamdani est constitué, généralement, de quatre composantes: la fuzzification, la base de règles, le mécanisme d'inférence et la défuzzification. La base de règles est constituée d'un ensemble de règles linguistique qui indiquent la causalité entrées-sortie. Dans un système flou de Mamdani les règles floues on la forme suivante:

$$R^{(l)} : \text{Si } x_1 \text{ est } A_1^l \text{ et } x_2 \text{ est } A_2^l \text{ et...et } x_n \text{ est } A_n^l \text{ alors } y \text{ est } B^l, l = 1, 2, \dots, M$$

Ou $x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in X$ et $y \in Y$ sont les entrées et la sortie du système flou, respectivement.

- **Contrôleurs flous de Takagi-Sugeno:[22]**

Les contrôleurs de Takagi-Sugeno sont, comme ceux de Mamdani, construits à partir d'une base de règles "Si . . . alors . . .". Si les prémisses sont toujours exprimées linguistiquement et donc similaires à celles utilisées dans (3.16), les conclusions sont par contre de nature numérique. Elles peuvent prendre différentes formes : équations linéaires ou polynômiales, statiques ou dynamiques. L'étude est ici restreinte à des conclusions constantes pour un souci de simplicité, les règles étant donc formulées de la manière suivante :

$$R_{(i,j)} : \text{Si } x \text{ est } A_i \text{ et } y \text{ est } B_j \text{ alors } z \text{ est } c_{i,j}$$

Où $c_{i,j}$ représente une valeur réelle quelconque.

Pour les valeurs d'entrée précises x_0 et y_0 , la sortie z est réalisée à partir d'une combinaison des opérations d'inférence et de défuzzification selon le mécanisme de calcul suivant :

$$z = \text{SUG}(x_0, y_0) = \frac{\sum_{(i,j)} W_{i,j} c_{i,j}}{\sum_{(i,j)} W_{i,j}}, \text{ avec } W_{i,j} = m_{A_i}(x_0) \cdot m_{B_j}(y_0) \quad (\text{III.16})$$

Où $W_{i,j}$ représente le degré de vérité de la prémisse de la règle $R_{(i,j)}$.

Si les fonctions d'appartenance $\mu_{A_i}(x_0)$ et $\mu_{B_j}(y_0)$ sont fixées, et que les paramètres $C_{i,j}$ sont considérés comme des paramètres ajustables, alors (III.16) peut être réécrite sous la forme compacte suivante :

$$z = \theta^T \xi(x_0, y_0) \quad (\text{III.17})$$

Ou $\theta = [c_1, c_2, \dots, c_n]^T$ et $\xi = [\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n]^T$ sont, respectivement, les vecteurs de paramètres ajustables et des fonctions flous de base avec N est le nombre total de règles floues et $\xi_{i,j}$ définit par:

$$x_{i,j}(x_0, y_0) = \frac{W_{i,j}(x_0, y_0)}{\sum_{(i,j) \in I} W_{i,j}} \quad (\text{III.18})$$

3.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi la possibilité de contrôle d'une MSAP par la technique de la commande par mode de glissement. Ce chapitre a été consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissement et par la suite nous avons appliqué la commande par mode glissant à un moteur synchrone à aimant permanent contrôlé en vitesse et au courant i_d et i_q . On présente la théorie et des informations sur la commande par logique floue.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, simplicité, temps de réponse très faible. On peut cependant noter que les performances du système peuvent être altérées à cause des oscillations fortes de l'organe de commande. Ce phénomène, appelé broutement (Chattering). Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier. Pour remédier à ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet réduire l'effet chattering, cette technique est appelée commande par mode glissant flou et qui sera l'objet du quatrième chapitre.

Chapitre IV

La commande par mode glissant

flou de la MSAP

IV.1.Introduction:

Comme nous avons cité auparavant (troisième chapitre), le phénomène des vibrations résiduelles (chattering) constitue le principal inconvénient des techniques par le mode glissant car il peut endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes et nuire au fonctionnement et aux performances du système.

Dans le but d'éliminer le phénomène de chattering, on propose l'application de la logique floue en mode glissant pour le réglage de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).

La commande par mode glissant flou combine les avantages de deux techniques. La commande par logique floue est introduite ici afin d'améliorer les performances dynamiques du système et permet de réduire les vibrations résiduelles en hautes fréquences. Dans cette technique la fonction de (sign) est remplacée par un système d'inférence flou pour lisser l'action de commande.

Dans ce chapitre, nous appliquons la commande par mode glissant flou au contrôle de la vitesse du MSAP pour réduire le phénomène de chattering et pour la donner une bonne robustesse lors de l'application du couple de charge et inverse de vitesse et la variation paramétrique de la MSAP.

IV.2-La commande par mode glissant flou (commande hybride):

La logique floue, dont les bases théoriques ont été établies depuis le début des années 1960, permet d'exploiter les informations linguistiques décrivant le comportement dynamique du système. Ces informations, fournies par l'expert humain, peuvent être exprimées sous forme d'un ensemble de règles floues de type Si-Alors. La définition de règles ainsi que des fonctions d'appartenance à des ensembles dits « ensembles flous » permet aux concepteurs de mieux appréhender les processus imprécis et difficilement modélisables. L'un des domaines d'application de la logique floue qui a connu une évolution considérable et qui continue de susciter l'intérêt de plusieurs chercheurs est celui de la modélisation et la commande des systèmes. Depuis la mise en œuvre du principe de la commande floue pour la première fois en 1974, plusieurs techniques et applications ont été développées. Cette approche permet d'obtenir, d'une manière simple et sans faire appel à des développements mathématiques complexes, une loi de commande souvent efficace et présente l'intérêt de prendre en compte l'expertise d'un opérateur humain. Cependant, le problème de stabilité et de robustesse de ce type de lois de commande n'est pas encore résolu d'une manière définitive et reste un sujet de recherche [25].

Dans le chapitre **III**, il a été montré que la commande par mode glissant (SMC) maintient la robustesse et améliore les performances du système. Cependant, il y a un inconvénient majeur, appelé le phénomène de Chattering (broutement). Pour surmonter ce problème et améliorer les performances, une combinaison de commande par logique floue et la commande par mode de glissement a été proposée. Cette approche est différente de celle des travaux antérieurs où elle est fondée sur le modèle flou du système pour y inclure toutes les incertitudes de modélisation et / ou des perturbations externes.

IV.2-1-Synthèse de la commande par mode glissant.

Comme on a montré au chapitre **III**, la commande par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier du système à structure variable. Elle est caractérisée par un choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure afin de combiner les propriétés utiles de chacune de ces structures. Pour un système non-linéaire présenté par la forme suivante:

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (\text{IV.1})$$

En mode glissant, le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec la surface de glissement $S(x)$. La conception d'un contrôleur SMC comporte deux tâches. La première est pour sélectionner l'hyperplan de commutation $S(x, t)$ et de prescrire les caractéristiques dynamiques souhaitées du système contrôlé. La seconde est de concevoir la commande équivalente, que le système est entré en mode de glissement $S(x, t) = 0$ et reste invariante au moyen d'une commande définie par l'équation suivante:

$$U = u_{eq} + u_n \quad (\text{IV.2})$$

Avec:

U : Grandeur de commande.

u_{eq} : Grandeur de commande équivalente.

u_n : Grandeur de commande discontinue.

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.3})$$

En remplaçant le terme par sa valeur (IV.3) dans l'équation (IV.2), on obtient :

$$U = u_{eq} + K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.4})$$

Comme on à vu au chapitre **III**, les deux variables à contrôler sont la vitesse de rotation ω_r et les courants i_d et i_q , on considère par conséquent les trois surfaces $S(\omega_r)$, $S(i_q)$ et $S(i_d)$ qui sont déjà définies dans le chapitre **III** ainsi que la fonction de Lyapunov suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.5})$$

Pour que la surface soit attractive, le régulateur par mode glissant doit être choisi de tellefaçon que la fonction de Lyapunov satisfait le critère de stabilité de Lyapunov:

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.6})$$

IV.2.2.Synthèse de la commande par logique flou

Dans lacommande floue d'un système,on peut distinguer trois parties principales.

- **Fuzzification:**

On définit pour chaque entrée $S_1(\omega)$, $S_2(i_q)$, $S_3(i_d)$ et ces dérivées $ds_1(\omega)$, $ds_2(i_q)$, $ds_3(i_d)$ du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrées réelle en un sous ensemble flou.

- **Inférence:**

L'inférence consiste à calculer le degré de correspondance des règles floues. La condition pour chaque règle est [26]:

Si : S est NG et dS est N alors K est G.

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau **IV.1**).

$\begin{matrix} s \\ ds \end{matrix}$	NG	NP	ZE	PP	PG
N	G	M	M	P	P
ZE	G	M	P	G	G
P	G	P	P	M	G

Tableau (IV.1): matrice d'inférence

Les fonction d'appartenances sont notées comme suit :

NG: Négatif grand.

PP: Positif petit.

NP: Négatif petit.

PG : Positif grand.

ZE: ZERO.

M: Moyen

P:Petit,Positif

G:Grand.

- **Défuzzification**

Lorsque les sorties floues sont calculées, il faut les transformer en une valeur numérique. Afin d'effectuer cette transformation, il faut définir une fonction d'appartenance pour la sortie. Il existe plusieurs méthodes de défuzzification, mais les plus utilisées sont la méthode de centre de gravité et la méthode des hauteurs [24]

Dans la méthode de centre de gravité, la valeur déterministe (non floue) de la variable de sortie se calcule à partir de la surface totale de toutes les fonctions d'appartenance de la sortie selon l'expression: [23], [12]

$$\overline{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x) dx} \quad (\text{IV.7})$$

IV.3. Conception d'un régulateur Hybride FSMC d'un MSAP:

L'approche de la commande par mode de glissement est basée sur la fonction discontinue des variables d'état du système qui sont utilisés pour créer une « surface de glissement ». Lorsque cette surface est atteinte, la fonction discontinue garde la trajectoire sur la surface, de telle sorte que la dynamique du système souhaitée est obtenue.

Dans ce chapitre, les régulateurs de la vitesse et les courants sont substitués par un régulateur mode glissant-flou pour obtenir une régulation performante robuste. Une partie de commande équivalente (SMC) et une partie de commande floue (FLC) sont contenues dans la présente commande (FSMC) proposée comme il est montré sur la figure (IV.1). Les deux parties sont combinées pour assurer la stabilité et la robustesse du système, la méthode de la commande par la logique floue est adoptée pour résoudre le problème de Chattering.

IV.3.1. Conception de la commande équivalente:

Dans la conception de la commande par mode glissant de la vitesse de rotation et les courants du système, la fonction de commutation est choisie comme suit:

$$\begin{cases} S_{\omega r} = e_{\omega r} \\ S_{iq} = e_{iq} \\ S_{id} = e_{id} \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

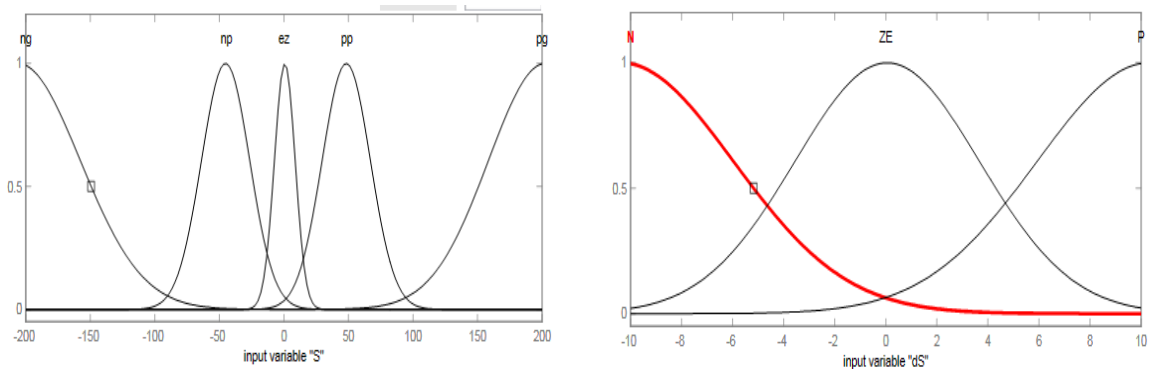
Avec:
$$\begin{cases} e_{\omega r} = \omega_r - \omega_{rref} \\ e_{iq} = i_q - i_{qref} \\ e_{id} = i_d - i_{dref} \end{cases}$$

De l'équation (IV.4) la commande par mode glissant est désignée par la commande équivalente u_{eq} .

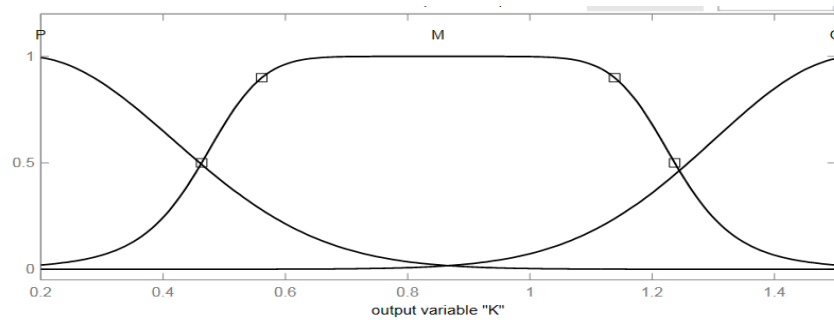
Où u_{eq} est la commande équivalente qui indique la notion de la trajectoire d'état sur le long de la surface de glissement, K est une constante qui est établie pour satisfaire l'exigence de robustesse..

IV.3.2. Conception de la commande par logique floue.

Le contrôleur flou dans ce chapitre est de deux entrées et seule sortie, les fonctions d'appartenance sont définies sur la figure (IV.1) et figure (IV.2) les règles floues sont définies à partir de la table de décision tableau (IV.1)



Figure(IV.1): fonction d'appartenance des entrées S et $\dot{S}$.



Figure(IV.2): fonction d'appartenances de la sorite K_f .

Une fois la fonction d'appartenance et des règles floues ont été déterminées, l'étape Finale consiste la défuzzification, dans cette section, la défuzzification se fait par la relation dite <<centre gravite >> comme susmentionné, les avantages de la proposition la commande par mode glissant floue sera vérifiée par la simulation des résultats.

IV.4.Résultats de simulation et Interprétation:

Afin de conclure sur les performances de l'utilisation d'une commande par mode glissant floue nous allons présenter les simulations réalisées sur une machine synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur de tension commandé en tension, le schémas bloc de cette simulation est présenté par la figure (IV.3) .

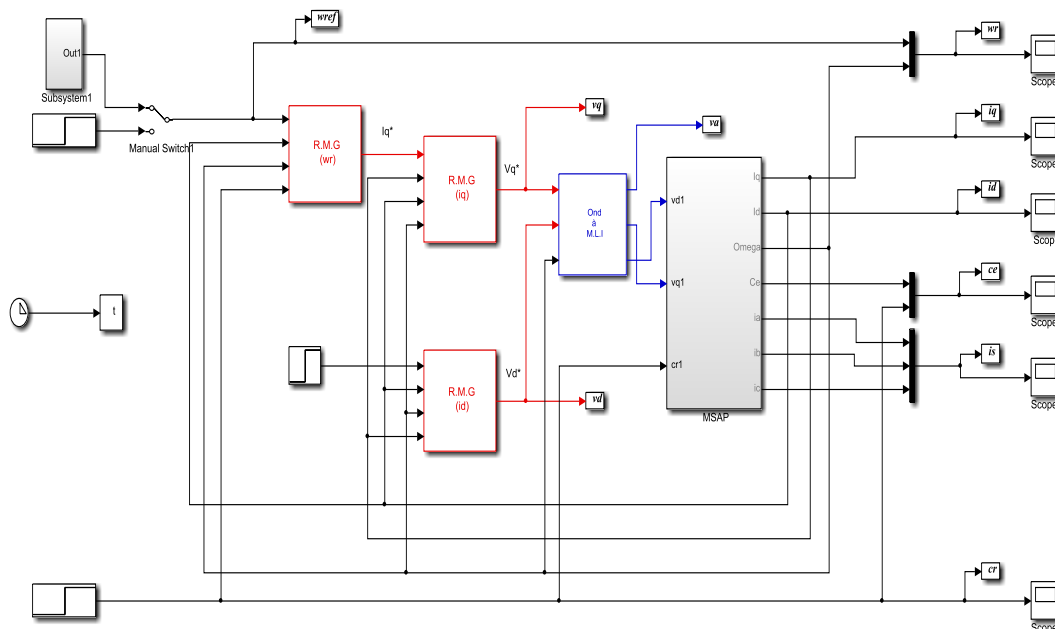
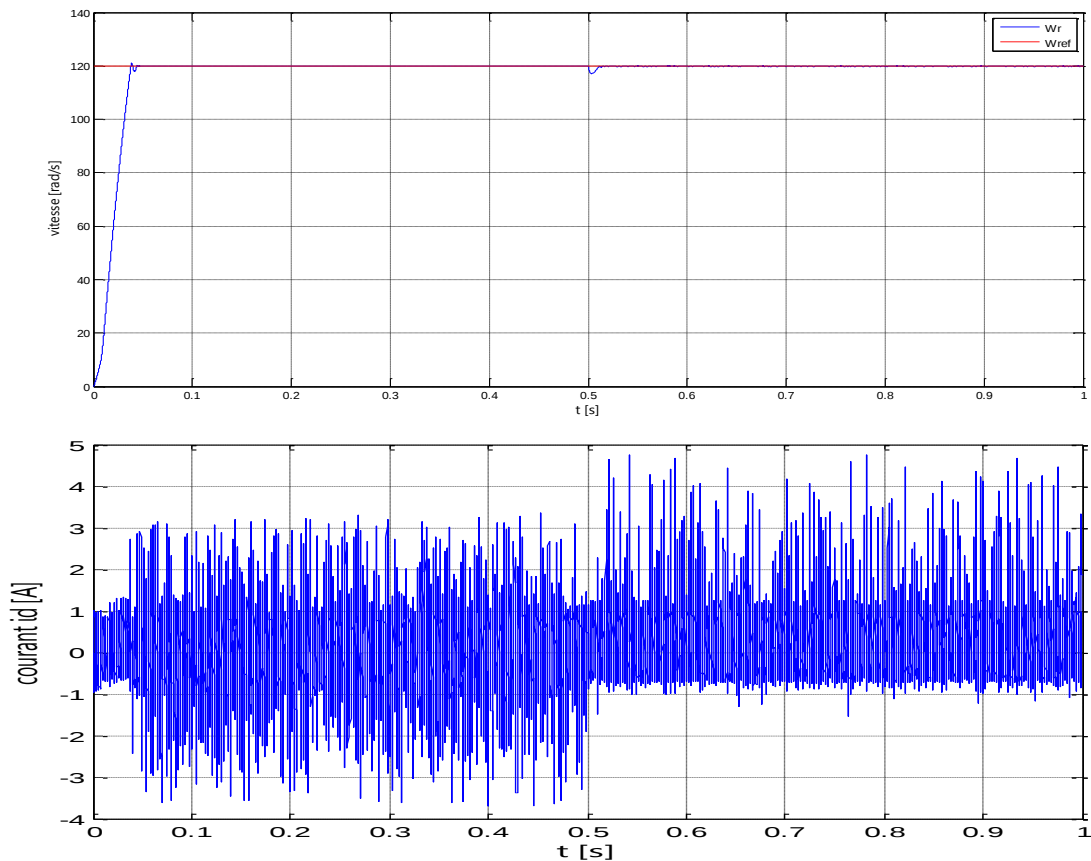


Figure (IV.3): Schéma global de réglage par mode glissant

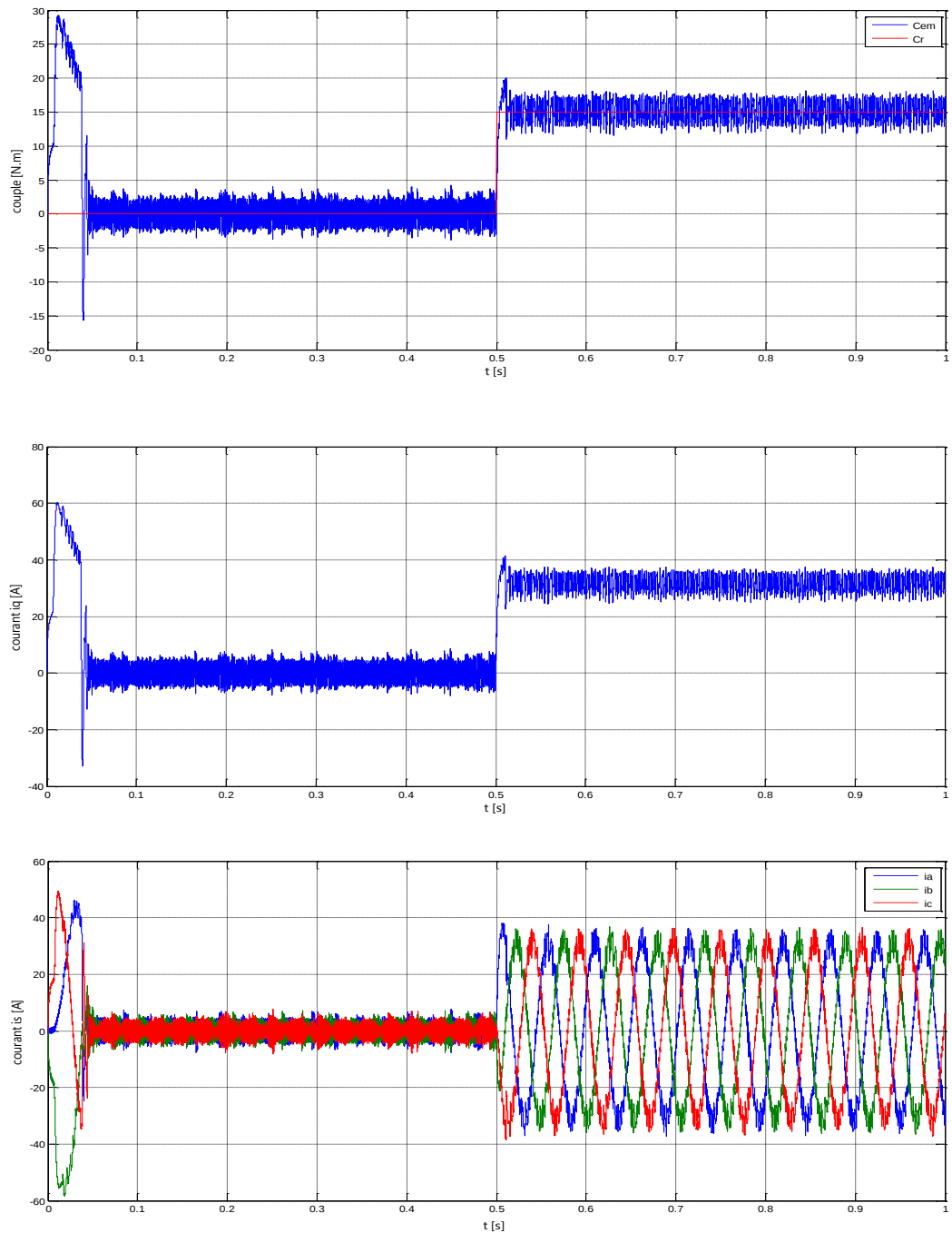
Interprétation des Résultats:

Les tests des variation des grandeurs, vitesse, courants et couple avant et après l'application de la charge, sont illustrés dans les figures (IV.5, IV.6) pour montrer l'efficacité de la commande hybride.

L'apport de l'introduction du contrôleur flou s'est manifesté par une diminution très nette du phénomène de (Chattering). Les tests de robustesse par rapport aux variations des paramètres du moteur (résistance statorique) et du moment d'inertie sont illustrés dans la figure (IV.6) pour montrer qu'il y a une grande amélioration au niveau du couple, en effet les oscillations qu'il présentait à l'absence du contrôleur flou n'existe plus et phénomène de (Chattering) est négligeable, ceci met en relief la robustesse de la contribution de la logique floue au mode glissant.



Figure(IV.4.a):Résultats de simulation de CMGF de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 15 N.m à $t = 0.5$ s.



Figure(IV.4.b): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 15 N.m à $t = 0.5$ s.

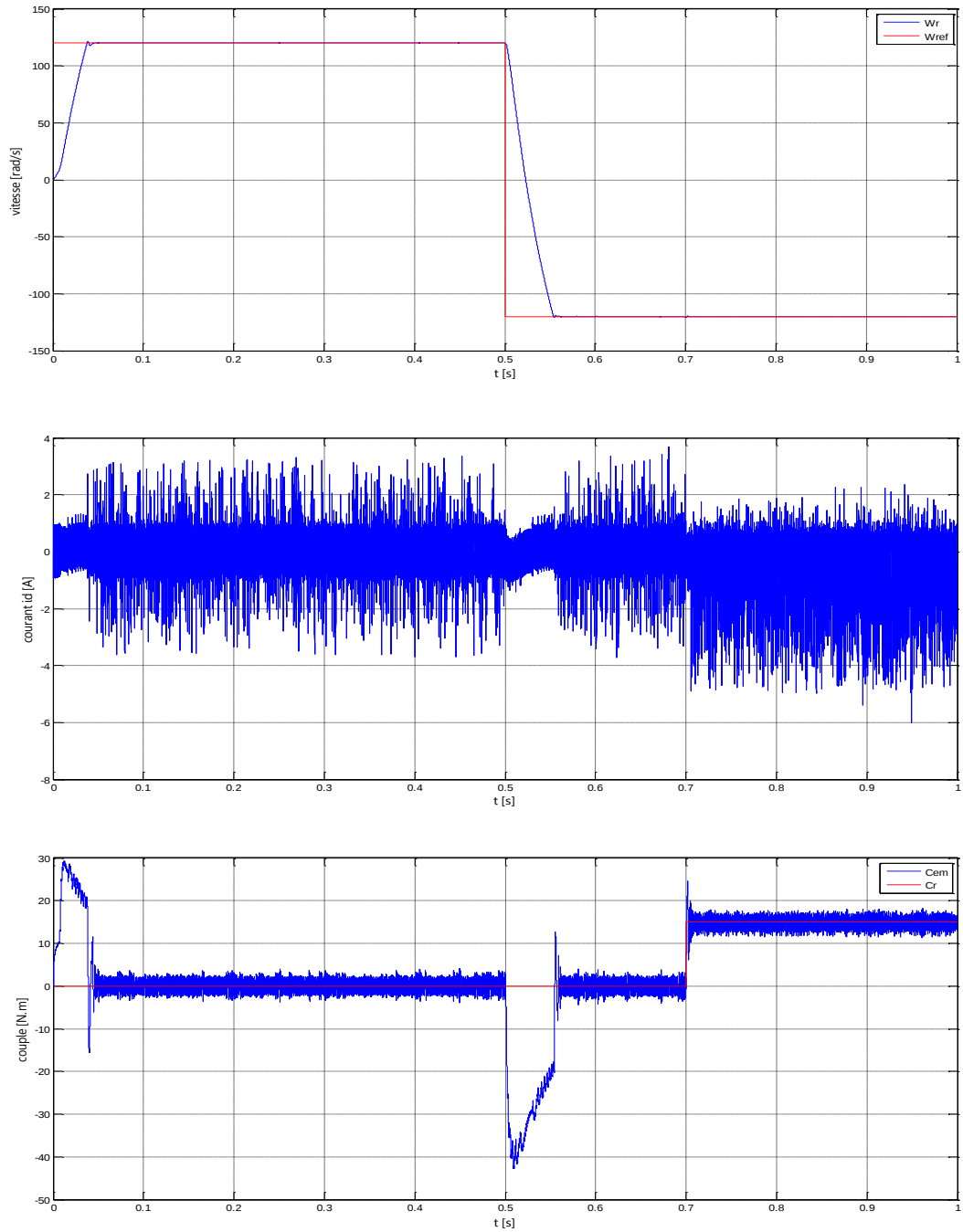


Figure (IV.5.a): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et une application de charge de 15 N.m à partir de $t = 0.7$ s.

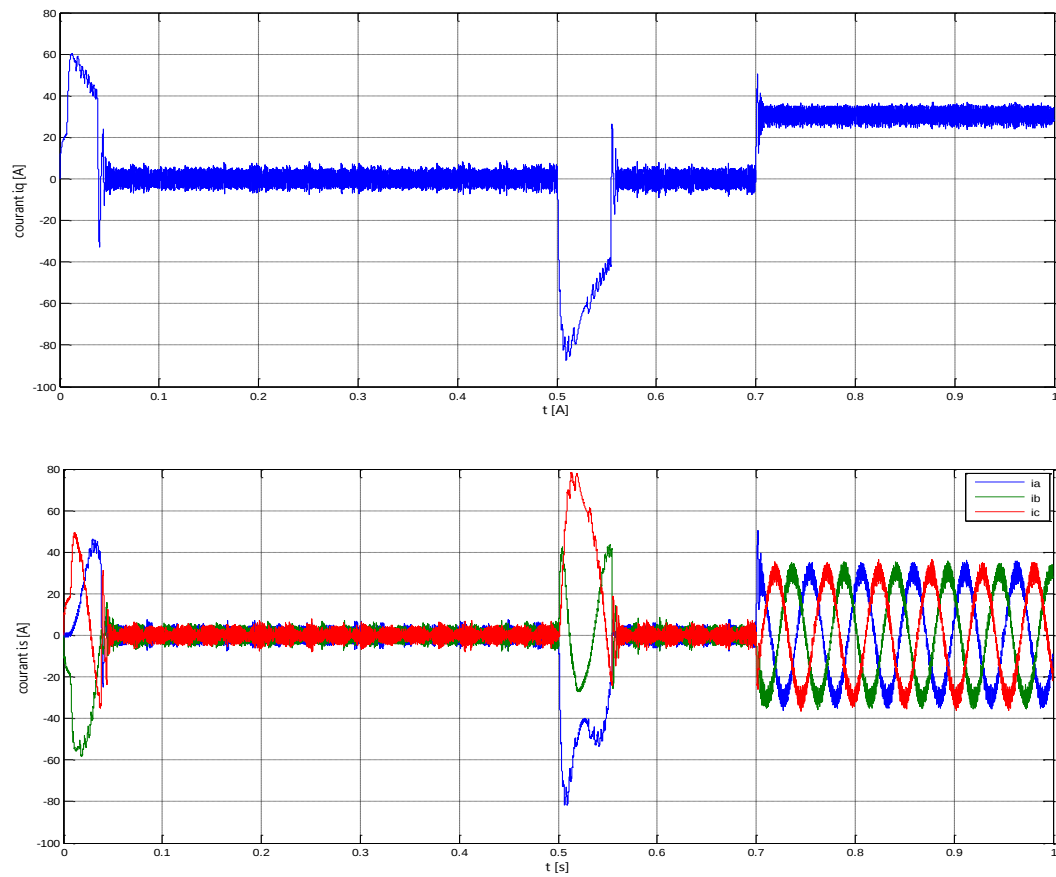


Figure (IV.5.b): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s et une application de charge de 15 N.m à partir de $t=0.7$ s.

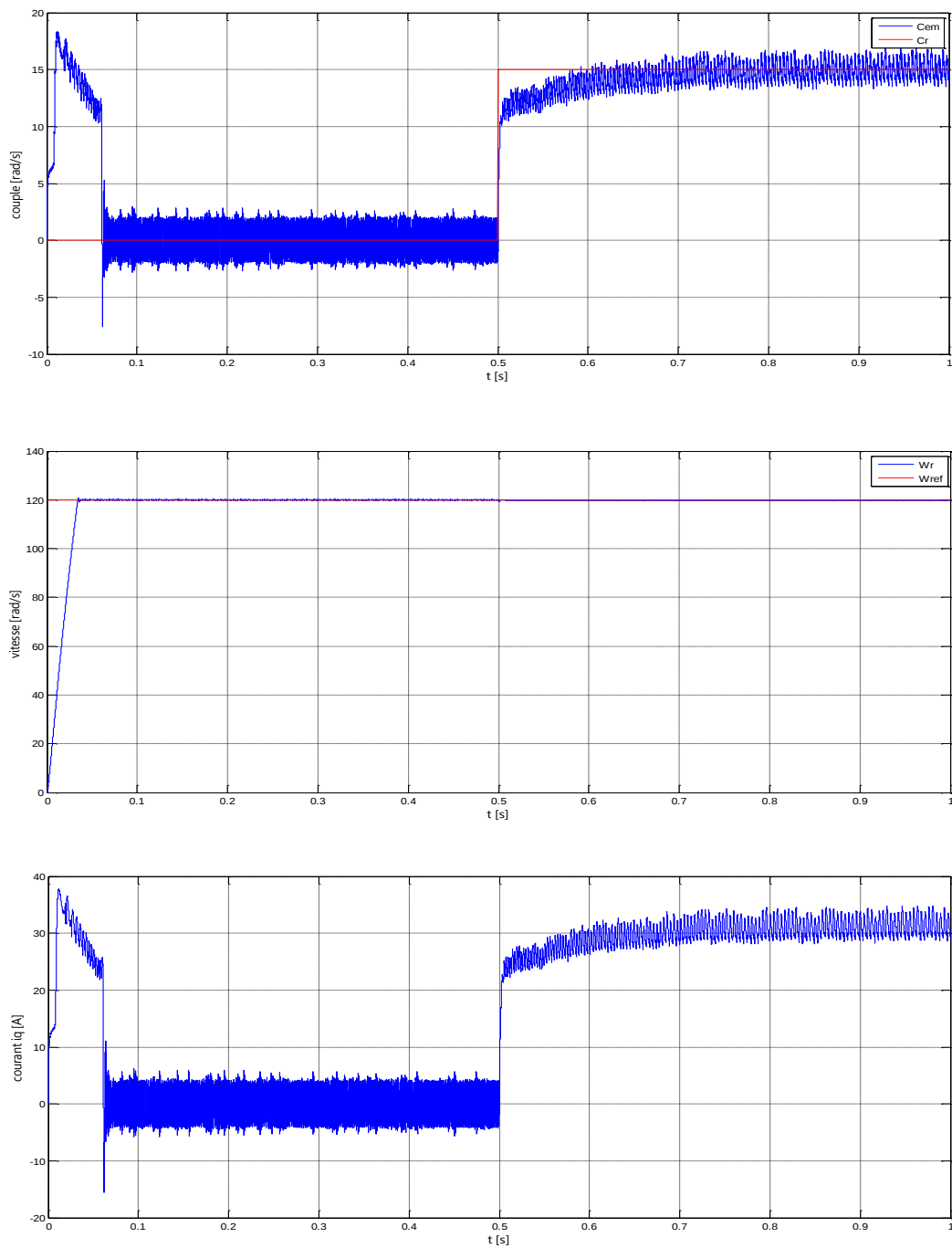


Figure (IV.6.a): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

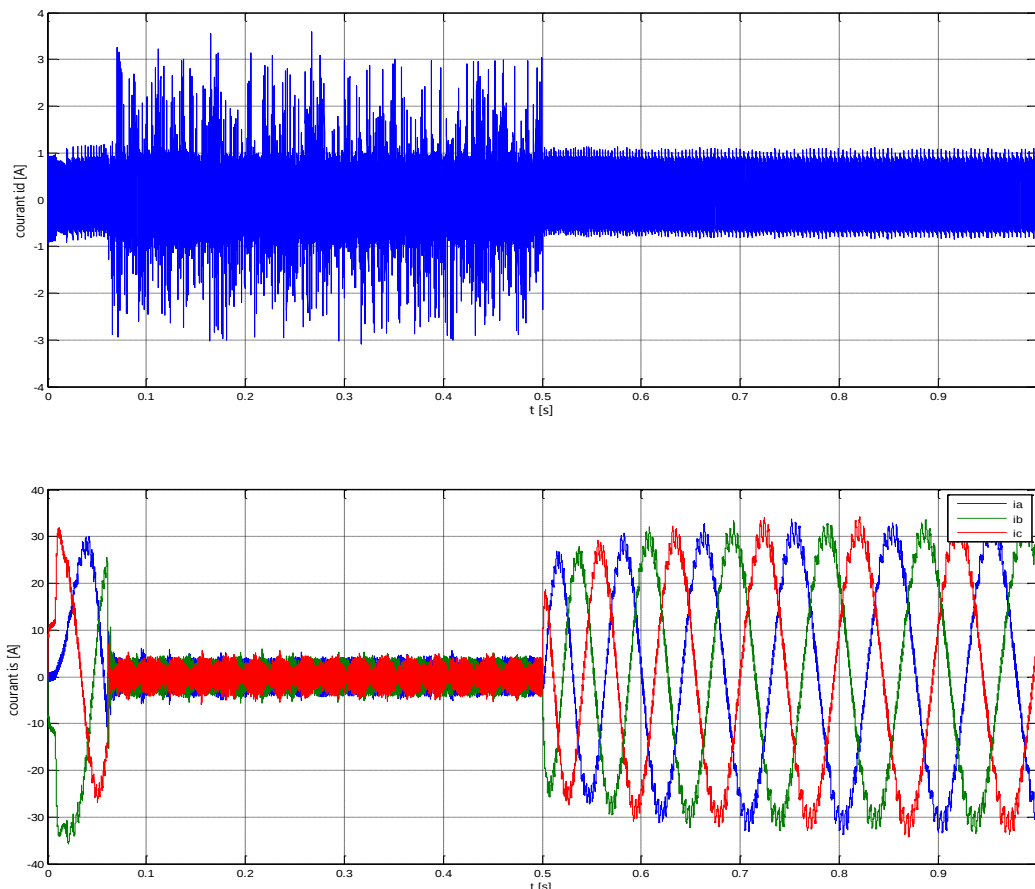


Figure (IV.6.b): Résultats de simulation de CMGF de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

IV.5. Etude comparative:

Les résultats de simulation de la régulation, la poursuite à charge nominale, la poursuite avec une application de la charge et l'inversion de sens de rotation, de la variation de la résistance statorique sont donnés par les figures (IV,7),(IV,8),(IV,9). On remarque que:

- Le performance de régime transitoire et statique et performance de poursuite dans CMG et CMGF sont très satisfaisantes.
- Le performance de la robustesse, rejet des perturbations dans CMG être rapide mais CMGF est très rapide
- La variation de la résistance statorique dans CMG être satisfaisantes mais la CMGF est très satisfaisantes.

Dans la CMG le phénomène de chattering est important mais la CMGF est réduit.

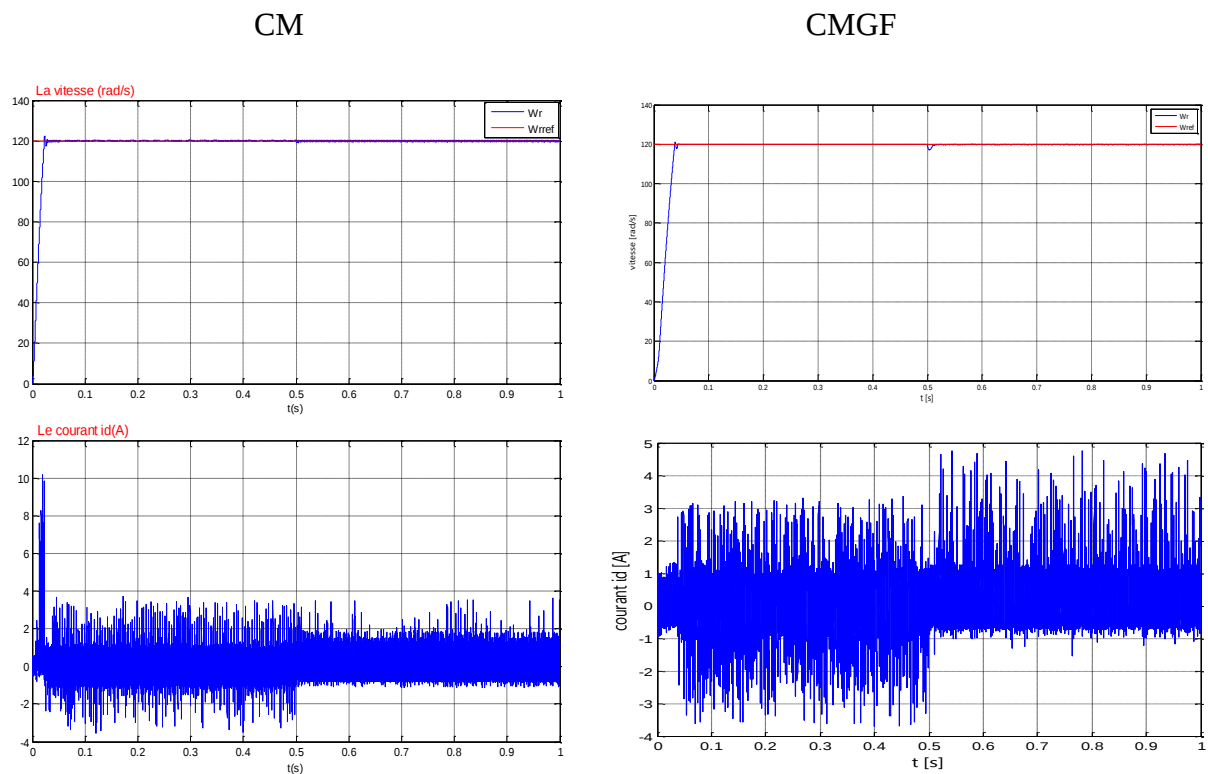


Figure (IV.7.a): Comparaison entre les résultats de la CMG et CMGF pour l'essai à vide et en charge.

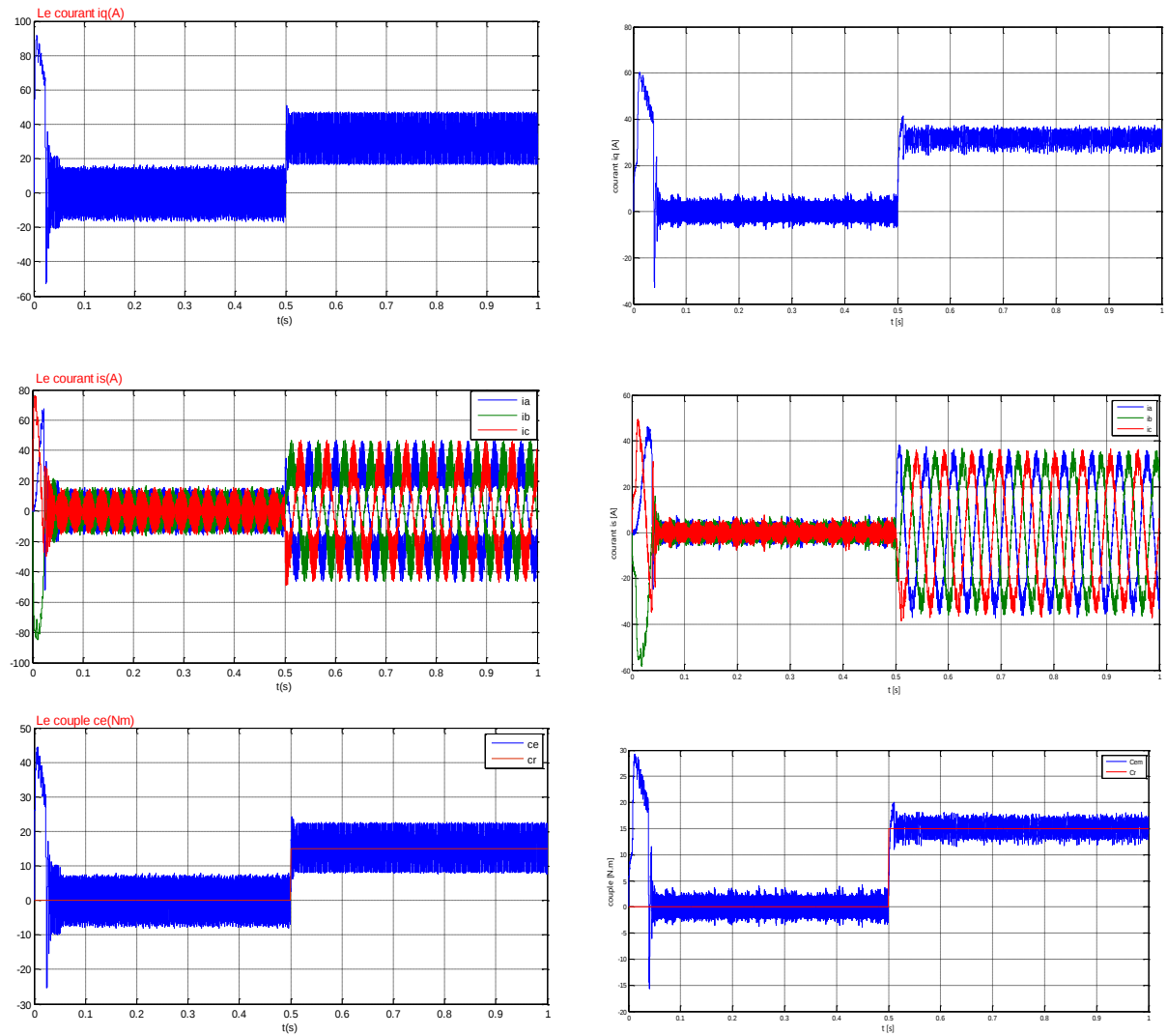


Figure (IV.7.b): Comparaison entre les résultats de la CMG et CMGF pour l'essai à vide et en charge.

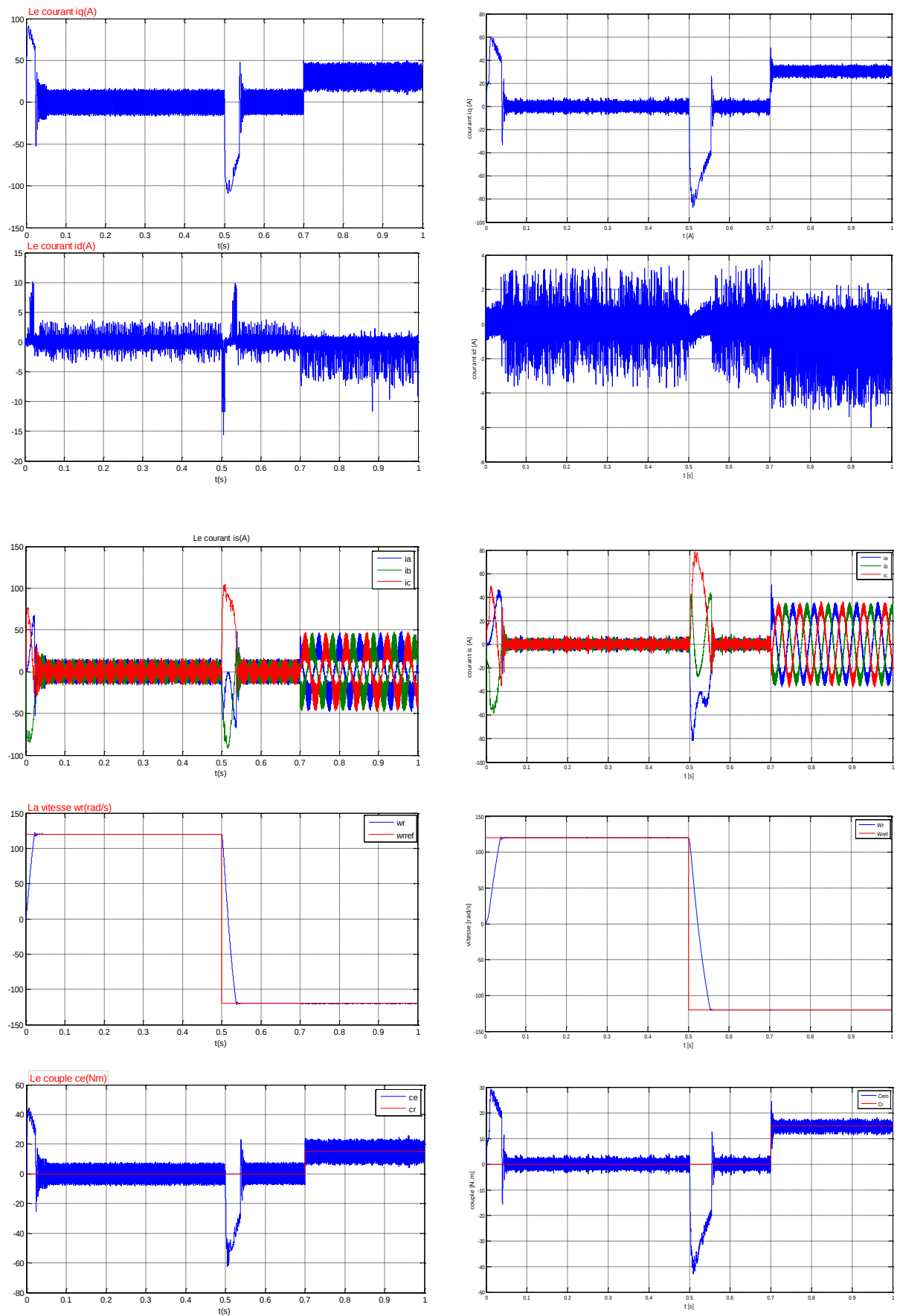


Figure (IV.8): Comparaison entre les résultats de la CMG et CMGF de la MSAP pour l'essai de l'inverse de sens de rotation.

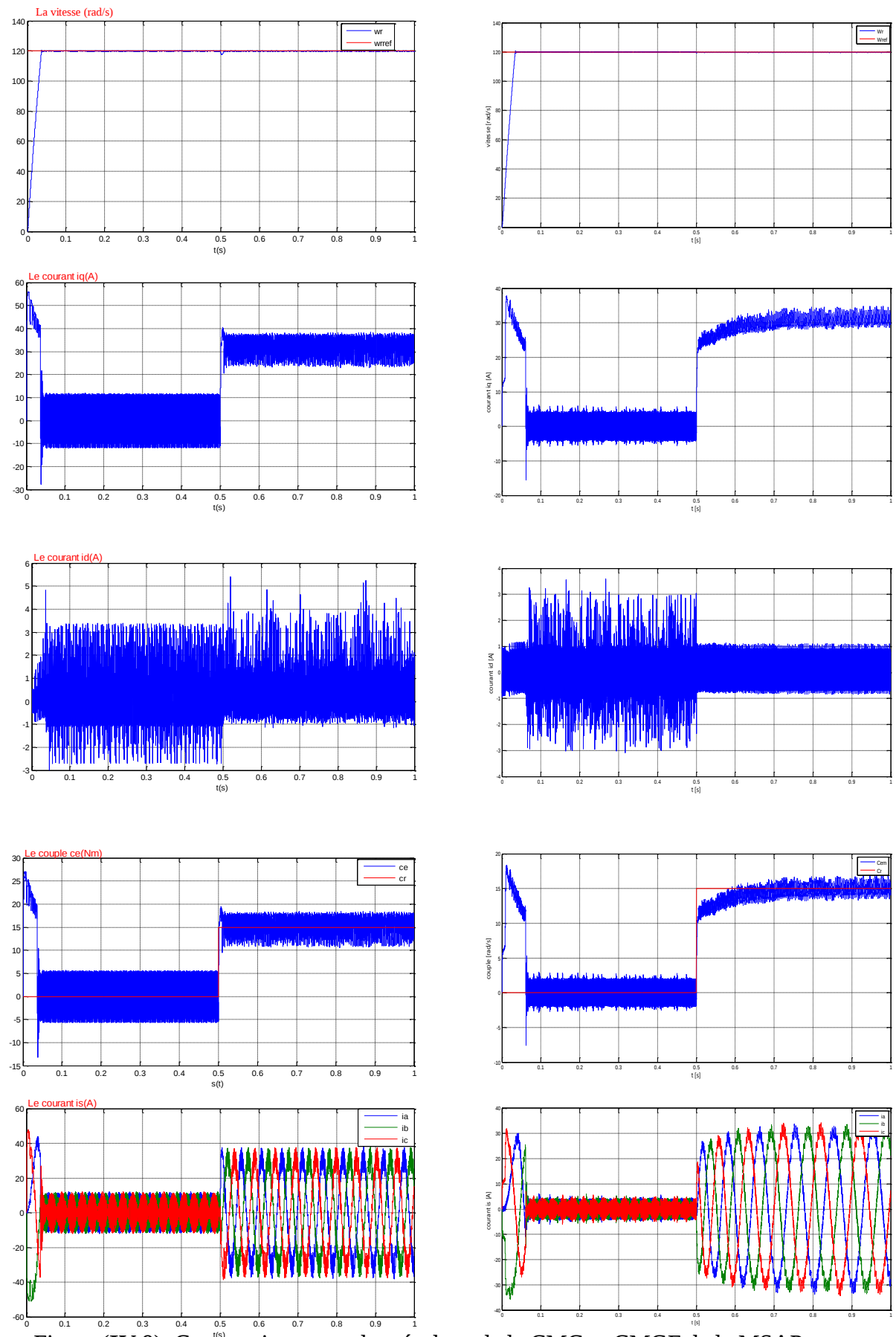


Figure (IV.9): Comparaison entre les résultats de la CMG et CMGF de la MSAP pour l'essai de variation de la résistance statorique.

IV.6.Conclusion:

Dans Ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle commande robuste basée sur la combinaison des principes SMC et FLC. La stratégie de la commande exige moins d'informations sur le modèle du système et il est simple et facile pour la conception.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses de CMGF sont rapides et robustes lors des variations de la charge, de la vitesse et de l'inverse de sens de rotation.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre CMGF et CMG de la MSAP. Le point fort de cette technique (CMGF) est diminué le problème de chattering par rapport à la commande cité au chapitre **III**, et en même temps sauvegarder les priorités principales du mode glissant classique.

.

Chapitre II

La commande vectorielle de la MSAP

II.1. Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue.[1]

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

II.2. Principe de la commande vectorielle :

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q) [8].

Habituellement, la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [8].

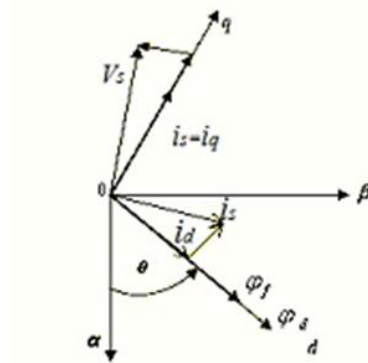


Figure (II.1): Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ.

La figure (II.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α, β) liée au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante i_d du

courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant i_d est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (sur excitation). D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_d doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [8]

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s \quad (\text{II.1})$$

Don : $\varphi_d = \varphi_f \quad (\text{II.2})$

La forme du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} p * \varphi_f * i_q \quad (\text{II.3})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , d'où la représentation suivante:

$$C_e = k_t * i_q \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p * \varphi_f \quad (\text{II.5})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

II.3. Technique de découplage :

Les lois de commande vectorielle des machines alimentée en tensions présente des couplages entre les actions sur les axes (d) et (q) .dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, on a les équations suivantes [9]

$$\begin{cases} V_d = \left[L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \right] - \omega_r L_q i_q \\ V_q = \left[L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \right] + \omega_r L_d i_d + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Pour découpler l'évolution des courants i_d , i_q par rapport aux commandes, on va définir des termes de compensation F_{emd} , F_{emq} telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} + F_{emd} \\ V_q = V_{q1} + F_{emq} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{cases} F_{emd} = -\omega_r L_q i_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d i_d + \varphi_m) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II.3.1. Découplage par compensation

Les équations (II.6) montrent que V_d et V_q dépendent des courants à la fois sur les axes (d) et (q). nous sommes donc amenés à implanter un découplage qui est basé sur l'introduction des termes de compensation F_{emd} et F_{emq} . Les courants i_d et i_q sont découplés.

le courant i_d ne dépend que de V_d et le courant i_q ne dépend que de V_q ces expressions s'écrivent comme suit : [9]

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{r_s + sL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{r_s + sL_q} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Les tensions V_d et V_q sont alors reconstitués à partir des tensions V_{d1} et V_{q1} et illustrés sur la figure (II. 2) :

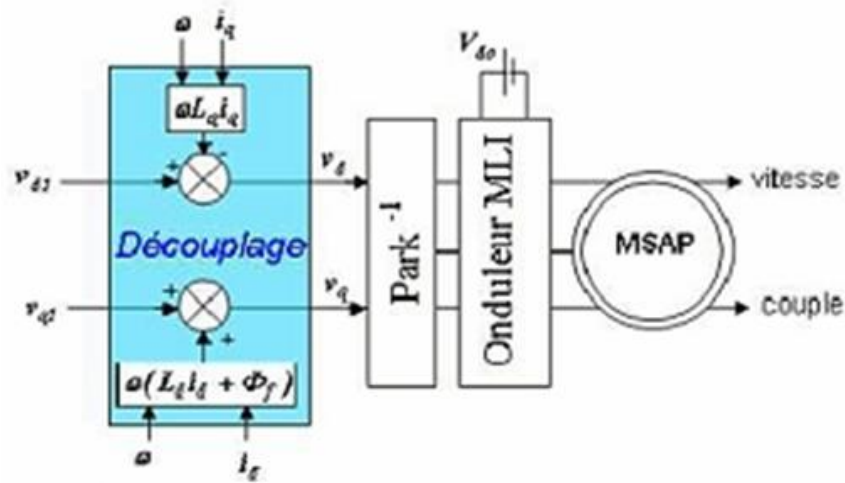


Figure (II.2):Reconstitution des tensions V_d et V_q

II.3.2. Description du système global

Pour garantir la validité du modèle découplé et obtenir des performances dynamiques élevées avec une structure simple, nous avons utilisé le schéma block de la figure (II.3).

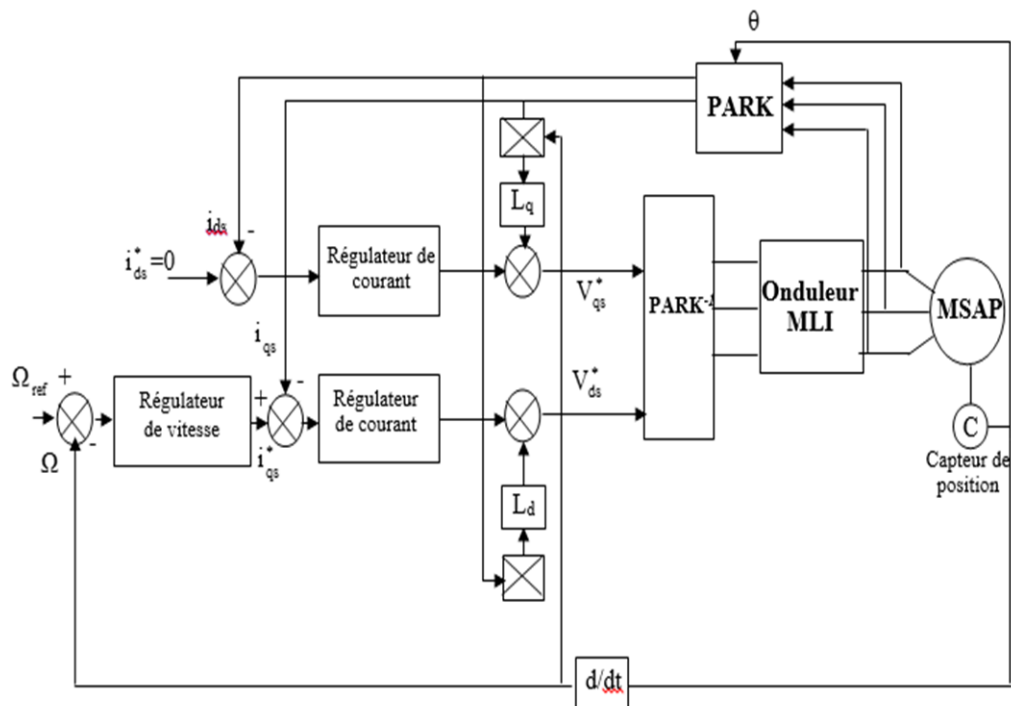


Figure (II.3):Commande vectorielle dans le référentiel (d- q)

II.4. Calcul des régulateurs

II.4.1. Régulateur des Courants

Les paramètres des régulateurs sont choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant (figure II.4) [8].

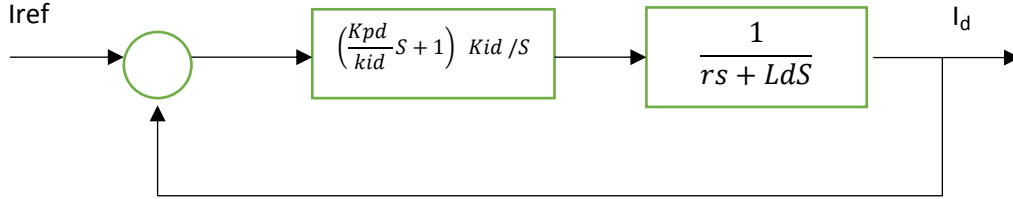


Figure (II.4): Boucle de régulation du courant Id.

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant Iq

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (II.4) est :

$$FTBO = \frac{K_{id} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 \right)}{S(r_s + L_d S)} = \frac{K_{id} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 \right)}{r_s S \left(1 + \frac{L_d}{r_s} S \right)} \quad (II.11)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 = 1 + \frac{L_d}{r_s} S \quad (II.12)$$

Ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{r_s} \quad (II.13)$$

Avec :

$\tau_d = \frac{L_d}{r_s}$: Constante de temps électrique de l'axe d.

Après compensation l'équation (II.11), se réduit à :

$$FTBO = \frac{K_{id}}{S * r_s} \quad (II.14)$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (II.15)$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{\tau_s}{K_{id}} S} \quad (II.16)$$

L'équation (II.16) peut être imposée de la forme $(\frac{1}{1+\tau_d * S})$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = \frac{r_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{r_s}{\tau_d} \quad (II.17)$$

Si on remplace l'équation (II.17) dans (II.13), on obtient finalement:

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{L_d}{\tau_d} \\ K_{id} = \frac{r_s}{\tau_d} \end{cases} \quad (II.18)$$

II. 4.2. Régulation de vitesse.[1]

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- ✓ Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi
- ✓ Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

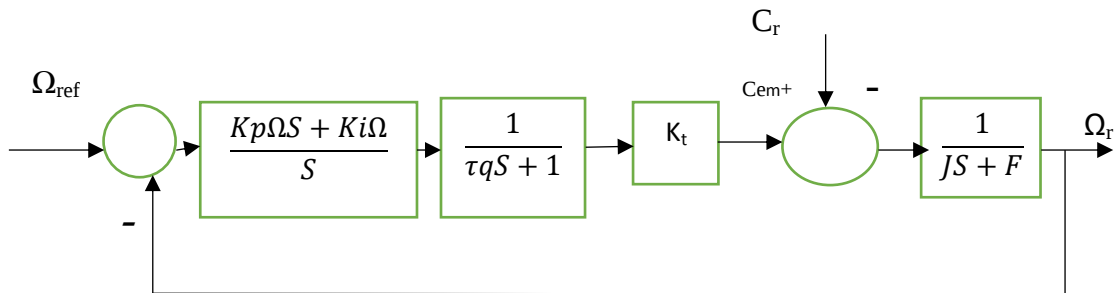


Figure (II.5): Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la Figure (II.5) peut être simplifié par la Figure (II.6)

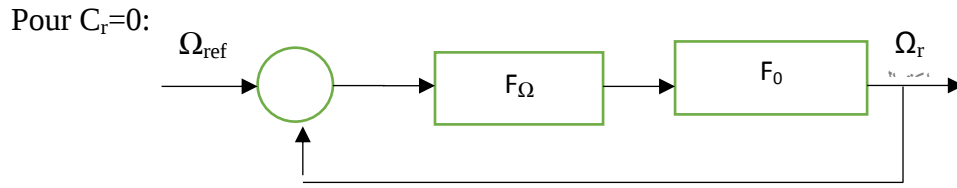


Figure (II.6): Boucle de régulation de vitesse

✓ $F_\Omega(S)$: la fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par:

$$F_\Omega(S) = \frac{K_{p\Omega}S + K_{i\Omega}}{S} \quad (\text{II.19})$$

✓ $F_0(S)$: la fonction de transfert de boucle ouverte est donnée par:

$$F_0(S) = \frac{K_t}{(JS + F)(\tau_q S + 1)} \quad (\text{II.20})$$

Si on néglige (τ_q) le polynôme caractéristique de cette fonction devient

$$F_0(S) = \frac{K_t}{(JS + F)} \quad (\text{II.21})$$

La fonction de transfert du processus global en boucle fermée du système est

$$\text{FTBF}(S) = \frac{F_\Omega(S) * F_0(S)}{1 + F_\Omega(S) * F_0(S)} \quad (\text{II.22})$$

Après les calculs on trouve:

$$\text{FTBF}(S) = \frac{(K_{p\Omega}S + K_{i\Omega})K_t}{S(F + JS) + (K_{p\Omega}S + K_{i\Omega})K_t} \quad (\text{II.23})$$

$$\text{FTBF}(S) = \frac{1}{K_t * K_{i\Omega}} S^2 + \frac{F + K_t * K_{p\Omega}}{K_t * K_{i\Omega}} S + 1 \quad (\text{II.24})$$

La FTBF possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$FTBF(S) = \frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} S + 1 \quad (\text{II.25})$$

Où :

ω_n : Pulsation propre du système,

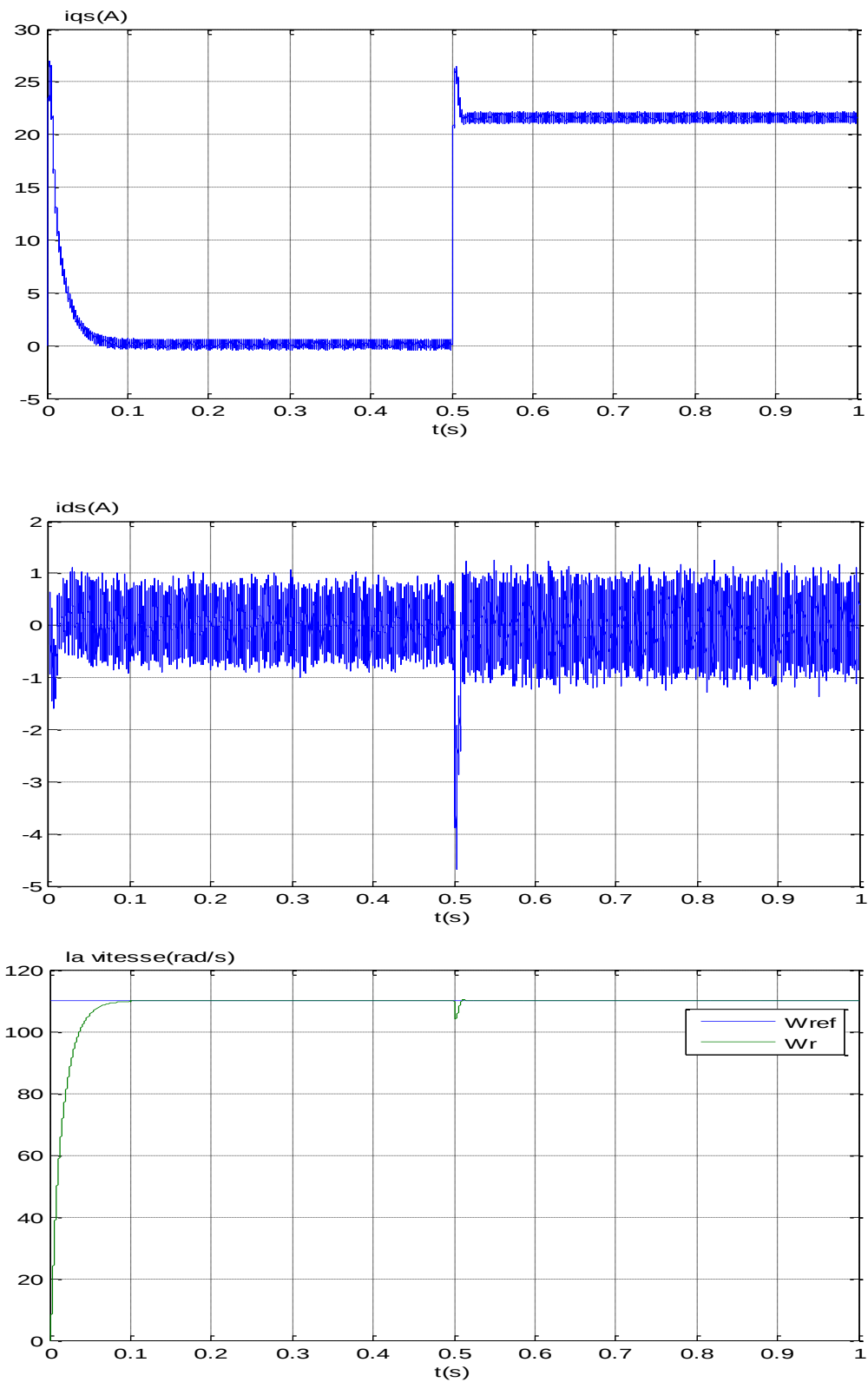
ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (II.24) et (II.25) on trouve

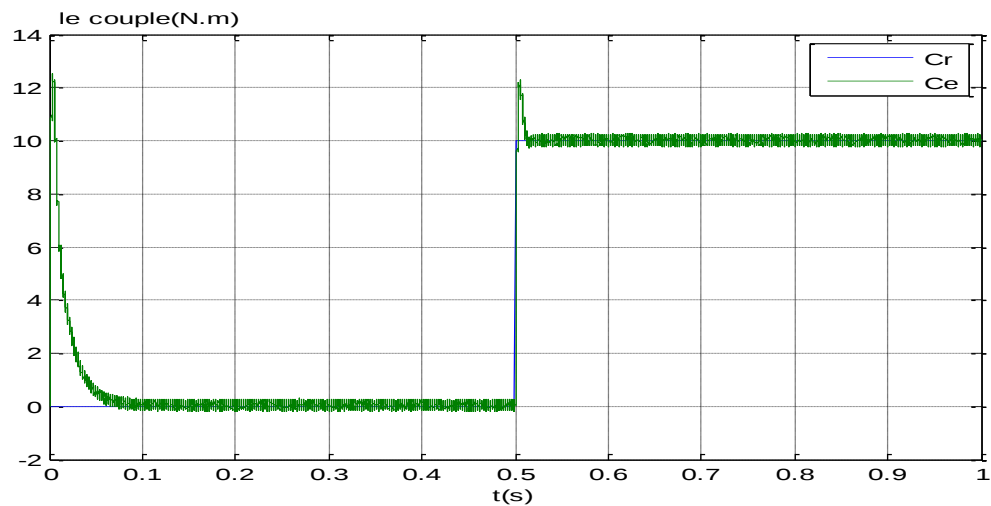
$$\begin{cases} \mathbf{K}_{i\Omega} = \frac{\omega_n^2 * \mathbf{J}}{\mathbf{K}_t} \\ \mathbf{K}_{p\Omega} = \frac{2\zeta\omega_n - \mathbf{F}}{\mathbf{K}_t} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II. 5. Résultats de simulation :

❖ Commande vectorielle avec R_s et ω fixe.

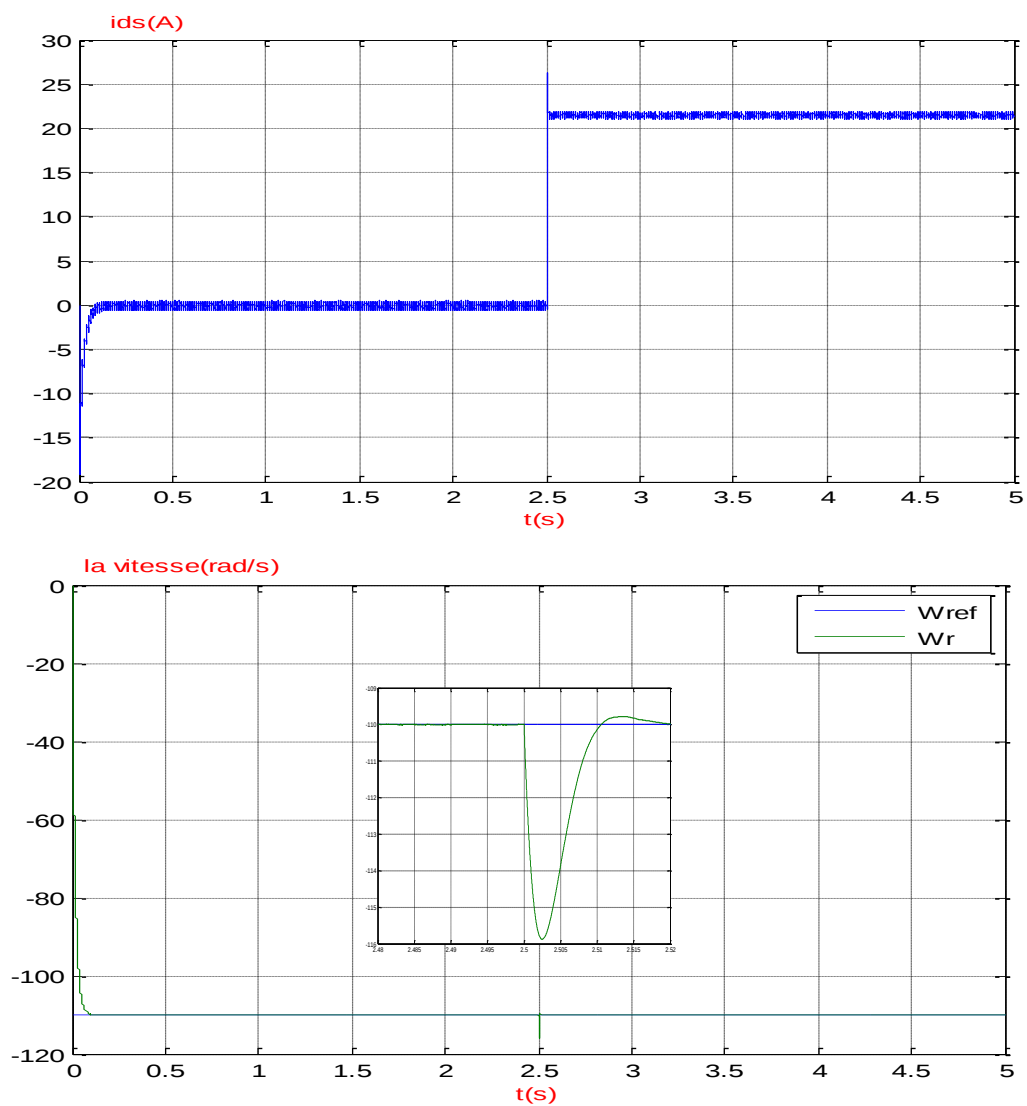


Figure(II.6.a): Résultats avec un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.5$ s.

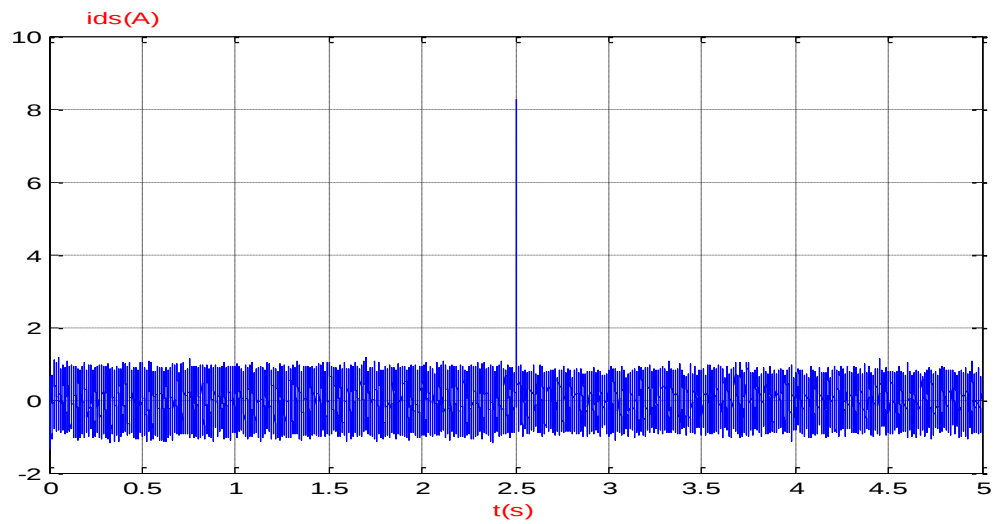


Figure(II.6.b): Résultats avec un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10N.m à $t = 0.5\text{ s}$.

❖ Commande vectorielle avec R_s fixe et inversion de vitesse



Figure(II.7.a): Résultats simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0\text{ s}$



Figure(II.7.b):Résultats simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0s$.

❖ commande vectorielle avec ω fixe et variation la résistance statorique

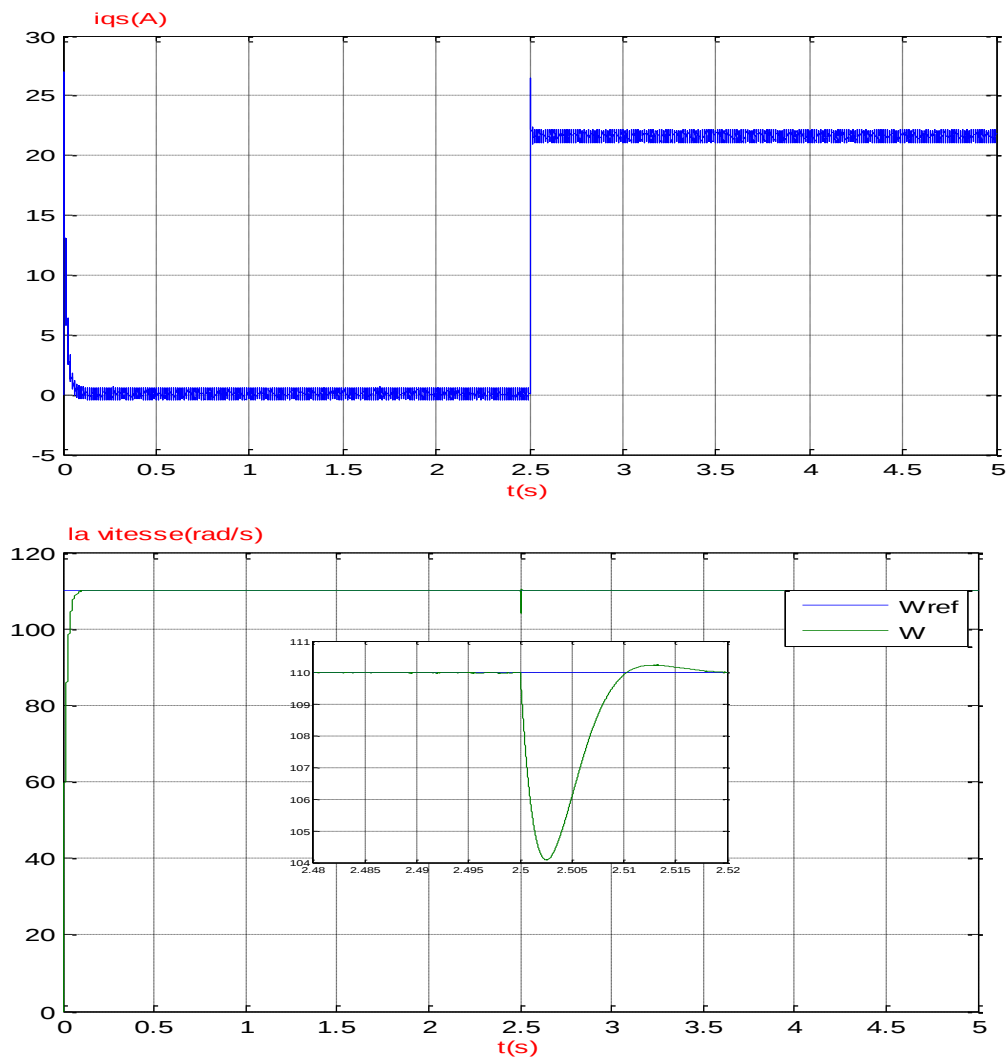


Figure (II.8.a): Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

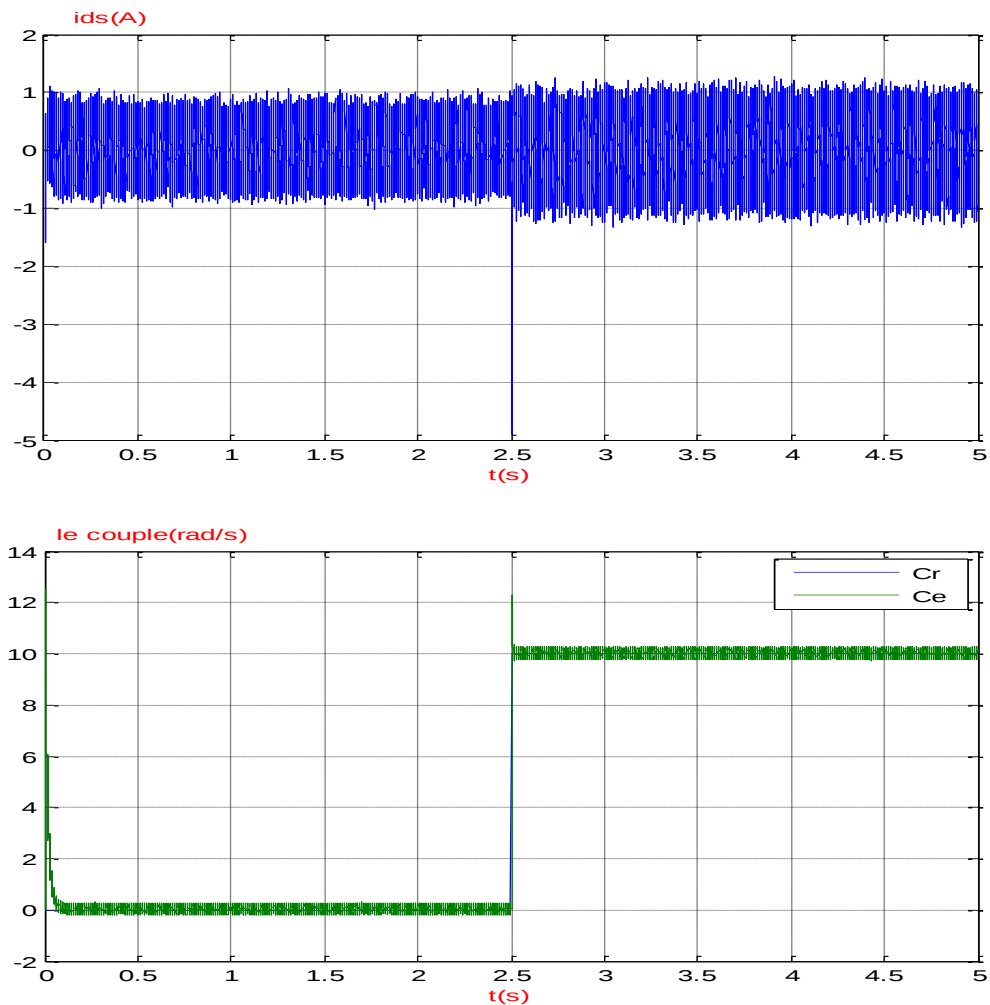


Figure (II.8.b): Résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

Les figures (II.6.a et b):représentent résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.5$ s et la vitesse 110rad/s On remarque que:

- ✓ L'allure de la vitesse suit sa référence le régime transitoire. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5$ s, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.
- ✓ Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis suivre la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- ✓ La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_{ds} = 0$).
- ✓ Le courant i_q est l'image du couple

Les figures(II.7.a et b): représentent résultats simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 2.5$ s, sans charge, sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

Les figure(II.8.a et b): représentent résultats de simulation pour variation la résistance statorique et le couple de charge, il est constaté que la commande est sensible à la variation de la résistance statorique, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.

II.6.Conclusion

Dans ce chapitre on a vu l'application de la commande vectorielle sur la MSAP. Cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre le couple et le flux pour assurer une commande efficace et robuste.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. La commande par mode glissant est connus par leur robustesse, qui est le sujet du chapitre

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant classique et le mode glissant flou, pour la régulation de la vitesse et couple électromagnétique d'une machine synchrone à aimants permanent.

Le **premier chapitre** de ce mémoire est consacré à une étude générale de modélisation de la MSAP a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Et l'étude de l'onduleur de tension.

Dans le **deuxième chapitre** on a vu l'application de la commande vectorielle sur la MSAP. Cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre le couple et le flux pour assurer une commande efficace et robuste puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. La commande par mode glissant est connue par leur robustesse, qui est le sujet du chapitre trois.

Le troisième chapitre dans ce chapitre, nous avons établi la possibilité de contrôle d'une MSAP par la technique de la commande par mode de glissement. La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, simplicité, temps de réponse très faible. On peut cependant noter que les performances du système peuvent être altérées à cause des oscillations fortes de l'organe de commande. Ce phénomène, appelé broutement (Chattering). Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier. Pour remédier à ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet réduire l'effet chattering, cette technique est appelée commande par mode glissant flou, qui sera l'objet de quatrième chapitre.

Le quatrième chapitre dans Ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle commande robuste basée sur la combinaison des principes CMG et CLF. Les résultats de simulation nous montrent que les réponses de CMGF sont rapides et robustes lors des variations de la charge, de la vitesse et de l'inverse de sens de rotation. Finalement, on a présenté une étude comparative entre CMGF et CMG de la MSAP. Le point fort de cette technique (CMGF) est diminué le problème de chattering par rapport à la commande citée au chapitre III, et en même temps sauvegarder les priorités principales du mode glissant classique.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- Introduction de la saturation et des pertes fer dans la modèle de la machine par introduction de la caractéristique de magnétisation du moteur.
- Utilisation de la technique SVM pour minimiser encore les chattering au niveau du couple

Références

Références

- [1] N.BOUNASLA "commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimant permanent" thèse de magister de l'Université de Ferhat Abbas, Sétif -1 (ALGERIE),2014.
- [2] L.MOUSSAOUI " Contribution à la commande des machine synchrones à aiment permanents, utilisation des réseaux de Neurones et de la logique floue ", Thèse de l'université de Badji Mokhtar Annaba, 2007.
- [3] A.R.BOUDJEMA "Commande vectorielle de la machine synchrone à aiment permanent MSAP", Mémoire de magister l'université de Mohamed Khider Biskra, Juin2014.
- [4] B.BOUKAIS "Contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs: Application aux machines à aiment permanents (BDCM – PMSM), Thèse de l'université de Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 21 Fév.2012.
- [5] W.BENALI "Commande LQ d'un moteur synchrone", Mémoire de magister de l'université d'El Hadj Lakhdar, Batna, 26 Juin 2014.
- [6] K.KENDOUCI "Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aiment permanent" Thèse de doctorat de l'université de Mohamed Boudiaf, Oran, 03 Juil. 2012.
- [7] A.KHALAIEF "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aiment permanents (MSAP)", Thèse de doctorat de l'université de Docteur D'Aix-Marseille, Tunis, 10 Jiu.2012.
- [8] M.I.HEMMAMI "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aiment permanent (MSAP) par l'utilisation de la commande direct du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", Mémoire de magister de l'université de Mohamed Khider -Biskra, 2012.
- [9] H.AID, W.AINA "Synthèse de loi de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aiment permanents", Mémoire de Master de l'université de Abou Bakr Belkaid -Tlemcen, 01 Oct.2013.
- [10] Y.ZOUAOUI "Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone", Mémoire de magister de l'université de Ferhat Abbas –Sétif, 03 Mar.2010.

- [11] A.KECHICH, B.MAZARI "La commande par mode glissant: Application à la machine synchrone à aimant permanents (approche linéaire)", *Afrique Science* 04(1) (2008) 21 - 37
- [12] I.BENDAAS "Conception d'une commande par mode glissement floue d'un moteur à induction", *Mémoire de magister de l'université de Batna*, 28 Nov.2011.
- [13] T.LAAMAYAD "Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode glissant. Apport de la logique floue", *Thèse de doctorat de l'université de Batna*, 02 Oct.2014.
- [14] I. BABAARBI " conception d'un contrôleur flou adaptatif robuste d'un robot mobile", *mémoire de magister de l'université Ferhat Abbas, Sétif*, 05 Mar.2006.
- [15] DJ.CHEKIMA "Commande d'une machine asynchrone par logique floue", *mémoire de l'université d'El-Oued*, Juin.2014.
- [16] H.OUAKKA "Contribution à l'identification et la commande floue d'une classe de systèmes non linéaires", *Thèse de doctorat de l'université de Sidi Mohamed Ben Abdellah de Fes*, 27 Juin.2009.
- [17] A.HUSSAIN "Contribution a la commande adaptative robuste par mode glissants", *Thèse de doctorat de l'université de Reims, Champagne-Ardenne*, 02 déc.2009.
- [18] S.E.REZGUI "Technique de commande avancées da la machine asynchrone: étude comparative et application ", *Thèse de doctorat de l'université de Frères Mentouri de Constantine*, 08 Juin.2015.
- [19] M.T.LATRECHE "Commande floue de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) utilisé dans un système éolien", *mémoire de magister de l'université de Farhat Abbas de Sétif*, 24 Juin.2012.
- [20] C.B.A.FERSOUS "Commande floue d'un twin rotor", *mémoire master de l'université de kasdi Merbah de Ouargla*, 10 Juin.2014.
- [21] S.DOUDPOU "Contribution a la commande moderne des systèmes non linéaires multivariables non affines", *Thèse de doctorat de l'université de Sétif 1*, 29Avril.2013.
- [22] A.Gh.AISSAOUI, H.ABID, M.ABID, A.TAHOUR "Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée", *article de l'université de Sidi Bel Abbes, Roum. Sci. Techn. – Électrotechn et Énerg.*, 52, 1, p. 89–103, Bucarest, 2007.

- [23] Y.BEKKARA "Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées", mémoire de magister de Centre Universitaire d'El-oued, 14 Juin.2010.
- [24] M.TA CAO "Commande numérique de machines asynchrones par logique floue", Thèse de doctorat de l'Université Laval, Déc.1997.
- [25] S.ZEGHLACHE "Commande non linéaire d'un appareil à vol vertical", Thèse de doctorat de l'université de m'sila, 23 Seb.2014.
- [26] K.M.ARUN PRASAD, USHA NAIR "Fuzzy sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor with different fuzzy membership functions", Cochin university of science and technology , Kochi, India, 2015 IEEE International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC).

Annexe

Annexe

paramètres de la machine MSAP

$$\begin{aligned}W_{\text{ref}} &= 120, R_m = 2.1; L_{dm} = 1.5 * 0.0014; L_{qm} = 1.5 * 0.0028 \\ J_m &= 6 * 0.0011; F_c = 0.0014; P = 4; \phi_f = 0.12; C_r = 15; \\ P_n &= 1500\end{aligned}$$

paramtres utilisés dans les regulateurs

$$\begin{aligned}G_S &= 0.0002; G_{DS} = 0.0002; K = 1000; a_1 = R_m / L_{dm}; a_2 = P * L_{qm} / L_{dm}; \\ a_3 &= 1 / L_{dm}; b_1 = R_m / L_{qm}; b_2 = P * L_{dm} / L_{qm}; b_3 = P * \phi_f / L_{qm}; b_4 = 1 / L_{qm}; \\ c_1 &= P * (L_{dm} - L_{qm}) / J_m; c_2 = P * \phi_f / J_m; c_3 = F_c / J_m; c_4 = 1 / J_m;\end{aligned}$$