



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la
Recherche Scientifique
Université d'El-Oued
Faculté de Technologie



Mémoire de fin d'études

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie

Filière: Electrotechnique

Spécialité : Machine Electrique

Thème

**Commande par mode glissant de la machine
synchrone à aimants permanents**

Réalisé par :

✎ Bariki Yacine
✎ Hammoudi khaled
✎ lakhdhari Mouhammed Elmehdi

Encadré par :

✓ Dr. Tria Fatma

2021-2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

۱۴۳۸



Dédicace

*Au propriétaire d'une biographie parfumée et d'une
pensée éclairée ;*

*Ils ont été les premiers à être crédités de notre
obtention de l'enseignement supérieur*

(Nos chers parents), que Dieu leur donne longue vie.

*A celui qui nous a mis sur le chemin de la vie et nous a
apaisés,*

*Elle a pris soin de nous jusqu'à ce que nous devenions
vieux*

(Nos chères mamans), que Dieu les bénisse.

A nos frères et sœurs et à tous nos amis

*A tous nos honorables professeurs ;
Qui n'a pas hésité à nous tendre la main*

je te dédie cette recherche

Remerciements

Tout d'abord nous remercions Dieu pour la plus grande miséricorde de nous avoir permis de présenter ce projet sous la meilleure forme que nous voulions être, nous tenons à remercier notre superviseur de ce projet, le Dr (Tria Fatma) pour son aide précieuse et conseils pour sortir de ce projet. Nous remercions nos professeurs et médecins qui nous ont fourni toutes les connaissances. Surtout, nous sommes tous reconnaissants envers nos familles pour leur amour, leur aide, leur soutien et leurs encouragements sans fin. Et à nos amis pour leur compréhension et leur soutien pour nous permettre de mener à bien ce projet.

Nomenclature.....	X
Introduction générale.....	XII
CHAPITRE I : LA MACHINE SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS GÉNÉRALITÉS ET MODÉLISATION	
I.1. Introduction.....	3
I.2. Description de la machine synchrone	4
I.2.1. Stator.....	4
I.2.2. Rotor.....	4
I.2.2.1. Rotor à pôles saillants.....	5
I.2.2.2. Rotor à pôles lisses.....	5
I.3. Machine synchrone à aimants permanents (MSAP).....	5
I.4. Avantages de la MSAP.....	6
I.5. Inconvénients de la MSAP	6
I.6. Les domaines d'application de MSAP.....	6
I.7. Comparaison entre le MSAP et les autres machines électriques.....	8
I.8. modélisation de la MSAP.....	8
I.8.1. Mise en équations du modèle de MSAP.....	9
I.8.2. Equations électriques.....	9
I.8.3. Equations mécaniques.....	10
I.8.4. Modèle de Park.....	10
I.8.5. Application de la transformation de Park à la MSAP.....	11
I.9. Schéma Fonctionnelle de la MSAP.....	12
I.10. Modélisation de l'association MSAP-onduleur de tension	13
I.10.1. Modélisation de l'alimentation de la MSAP.....	13
I.10.2. Modélisation du redresseur.....	14
I.10.3. modélisations du filtre	15
I.10.4 Modélisation de l'onduleur à commande MLI	16
I.10.4.1 Tension dans les phases de la MSAP.....	17
I.10.4.2. Stratégies de commandes de l'onduleur.....	18
I.10.4.3. Modulation de largeur d'impulsion triangulo- sinusoïdale.....	18
I.10.4.4. Tension de sortie de l'onduleur et l'harmonique.....	20
I.11. Conclusion.....	21
CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP	
II.1. Introduction.....	24
II.2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	24
II.2.1. Principe de la commande vectorielle	24
II.2.2. Découplage	24
II.2.2.1. Découplage par compensation.....	24
II.2.3. Description du système global	25
II.2.4. Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle.....	26
II.2.4.1. Avantages de la commande vectorielle.....	26
II.2.4.2. Inconvénients de la Commande vectorielle.....	26
II.2.5. Calcul des régulateurs.....	27
II.2.5.1 Régulation du courant i_q	28
II.2.5.2. Régulation du courant i_d	29
II.2.5.3. Régulation de vitesse	30
II.2.6. Résultats de simulation.....	31

II.2.6.1.Essai à vide	31
II.2.6.2.Essai en charge	32
II.2.6.3.Essai de l'inversion de sens de rotation	32
II.3.Conclusion.....	35
CHAPITRE III: COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT DE LA MSAP	
III.1 Introduction.....	38
III.2 Systèmes à structures variables.....	38
III.3 Configuration de base des systèmes à structure variable.....	40
III.4 Conception de la commande par mode de glissement	41
III.4.1 Choix de la surface de glissement.....	41
III.4.2 Conditions d'existence de la convergence	43
III.4.2.1 Fonction directe de commutation.....	43
III.4.2.2 Fonction de Lyapunov	43
III.4.3 Détermination de loi de commande.....	44
III.4.3.1 La commande équivalente.....	44
III.4.3.2 La commande discontinue de base.....	45
III.5.Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant.....	49
III.6. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP.....	50
III.6.1 Stratégie de réglage à trois surfaces.....	50
A. Commande du courant direct (id).....	51
B. Commande de la vitesse.....	51
III.6.2 Résultats des Simulations et Discussion.....	52
III.6.2.1 Essai à vide et en charge.....	52
III.6.2.2.Essai de l'inversion de sens de rotation.....	52
III.6.3.1.Comparaison.....	56
III.6.3.2.Interprétation des résultats.....	60
III.7 Conclusion.....	61
Conclusion générale.....	63
Annexe A.....	64
Bibliographique.....	65

CHAPITRE I

Figure I.1 : Présentation des différentes technologies de rotor.....	4
Figure I.2 : Représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor.....	5
Figure I.3 : Les applications de l'énergie de l'éolienne.....	7
Figure I.4 : Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.....	9
Figure I.5 : Représentation de la MSAP dans le system d'axe biphasé d-q.....	11
Figure I.6 : Schéma bloc de la MSAP sous Simulink.....	13
Figure I.7 : Schéma global d'une MSAP à vitesse variable et de son alimentation.....	14
Figure I.8 : Redresseur triphasé à diodes.....	14
Figure I.9 : Forme de la tension redressée.....	15
Figures I.10 : Filtre (LC)	15
Figure I.11 : Tension filtrée.	16
Figure I.12 : Représentation de l'onduleur à deux niveaux.....	17
Figure I.13 : Principe de la technique de modulation.....	19
Figure I.14 : Schéma bloc du MLI sinus-triangle (onduleur à deux niveaux).....	19
Figure I.15 : Principe de la MLI sinusoïdale (onduleur à deux niveaux).....	20

CHAPITRE II

Figure II.1 : Découplage par compensation.	25
Figure II.2 : Commande découplée.	25
Figure II.3 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	26
Figure II.4 : Régulateur PI.....	27
Figure II.5 : Boucle de régulation du courant i_q	28

Figure II.6 : Boucle de régulation du courant i_d	29
Figure II.7 : Boucle de régulation de vitesse.	30
Figure II.8 : Boucle de régulation de vitesse.	30
Figure II.9 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.....	32
Figure II.10 : Résultats de simulation pour l'application de charge de 6 N.m.....	33
Figure II.11 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 5s$...	35
Chapitre III	
Figure III.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	39
Figure III.2 : Configuration par changement de retour d'état.....	40
Figure III.3 : Configuration avec changement de la structure par la commande.....	40
Figure III.4 : Linéarisation exacte de l'écart.	42
Figure III.5 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.	44
Figure III.6 : Commande équivalente U_{eq}	45
Figure III.7 : Fonction sign.	46
Figure III.8 : Fonction sign de la commande avec un seul seuil.	47
Figure III.9 : Fonction sign de la commande adoucie.	47
Figure III.10 : Commande rendue continue.	48
Figure III.11 : Illustration du phénomène de broutement.....	49
Figure III.12 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces...	50
Figure III.13 : Résultats de simulation du démarrage à vide.....	53
Figure III.14 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 6 N.m.....	54
Figure III.15 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.....	55

Figure III.16 : Fonctionnements à vide.....	56
Figure III.17 : Fonctionnement avec variation de couple de charge.....	57
Figure III.18 : Fonctionnement avec inversion de sens de rotation.....	58
Figure III.19 : Variation paramétrique R_s	59

Notations et Abréviations

MSAP	: Machine Synchrone à Aimants Permanents.
CSV	: Commande à Structure Variable.
PI	: Régulateur classique (Proportionnelle, Intégrale).
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.
α, β	: Référentielle fixe lié au stator.
p	: Nombre de paires de pôles.
θ	: Position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω_r	: Vitesse électrique du rotor.
ω_{ref}	: Vitesse électrique référence.
$[p(\theta)]$: 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_d, i_q	: Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
L_d, L_q	: Inductances d'axe directe et en quadrature.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
J	: Moment d'inertie de la machine.
f_c	: Coefficient de frottement.
X_{ref}	: Valeur de référence.
S	: La surface de glissement.
S(x)	: Variable de glissement.
n	: Degré relatif du système.
u	: Commande du système.
U_{eq}	: Commande équivalente du système.
U_d	: Commande discontinue du système.
X	: Trajectoire.
X_d	: Trajectoire désirée.
CSV	: commande à structure variable.

MG	: Mode de glissement.
MC	: Mode de convergence.
MRP	: Le mode de régime permanent.
Ω	: La vitesse de rotation du rotor.
R_s	: Résistance statorique.
$[V_a V_b V_c]^T$: Vecteur de tensions statoriques.
$[I_a I_b I_c]^T$: Vecteur de courants statoriques.
$[\phi_a \phi_b \phi_c]^T$: Vecteur flux statoriques.
L_s	: Inductance propre d'une phase statorique.
ω_s	: Pulsation des tensions statoriques.
Fmm	: Force magnétomotrice.
e_d, e_q	: Termes de découplage.
k_p, k_i	: Coefficients du régulateurs PI.

A decorative frame with a double-line border and ornate, curved corners, enclosing the text.

Introduction générale

Introduction générale

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique – transforme l'énergie électrique en énergie mécanique disponible à un arbre - très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes. [1]

Comme tous actionneurs électriques, la MSAP nécessite une stratégie de commande adéquate à fin d'obtenir le maximum de rendement de la machine, des performances dynamiques et de précision dépendent de la nature et du processus réalisé. Dans les littératures et une des commandes classique, on trouve la commande vectorielle.

Cette stratégie permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis.

Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [2].

Dans la commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Dans cet objectif, plusieurs outils sont proposés dans la littérature, dont on cite la commande à structure variable (CSV). La commande par mode de glissant fait partie de la famille des contrôleurs à structure variable, c.à.d. des commandes commutant entre plusieurs lois de commande différentes. L'importance des contrôleurs par mode glissant réside dans : la grande précision, la réponse dynamique rapide, la stabilité, la simplicité de la conception et l'implantation, et la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres internes ou externes.

Le principe de la commande par modes glissants est de contraindre les trajectoires du système à atteindre une surface donnée, surface de glissant, pour ensuite y rester [3].

Pour bute choisir comparer ces deux contrôleurs pour commander la MSAP, notre étude sera divisée en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, après la description de la machine synchrone à aimants permanents, nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans les différents repères. On présentera aussi l'alimentation de la machine par un onduleur de tension commandée par la technique MLI.

Le second chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse. La vitesse est réglée par un régulateur (PI).

Le troisième chapitre sera consacré à l'application de la commande par mode glissant classique d'ordre un à la MSAP, on a utilisé la stratégie à trois surfaces, l'une pour la vitesse et l'autre pour les courants. A la fin du chapitre, on va comparer entre les régulateur – PI et MG- en visant : la dynamique de la machine, poursuite, sensibilité au variation des paramètre de la machine.

CHAPITRE I

CHAPITRE I

La machine synchrone à aimants permanents Généralités et Modélisation

I.1. Introduction:

Dans les années passées le moteur à courant continu (MCC) était le moteur le plus utilisé grâce à son avantage (facile à commander) mais le grand inconvénient est la présence du système balais collecteur ce qui provoque une limitation et diminution de la puissance et la difficulté de maintenance. Le développement effectif de l'électronique de puissance a obligé les industries à s'orienter vers l'utilisation des machines à courant alternatif pour profiter de leurs avantages (flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement) Dans ce chapitre on va faire la description de la machine synchrone à aimant permanent pour mieux comprendre son comportement

I.2.Description de la machine synchrone:

La machine synchrone se compose d'une partie tournante, le rotor, et d'une partie fixe, le stator. Le rotor peut se composer d'aimants permanents ou être constitué d'un bobinage alimenté en courant continu et d'un circuit magnétique (électro-aimant).

Pour produire du courant, on utilise une force extérieure pour faire tourner le rotor : son champ magnétique, en tournant, induit un courant électrique alternatif dans les bobines du stator. La vitesse de ce champ tournant est appelée « vitesse de synchronisme ».

Il n'est pas possible de faire démarrer correctement, sans aide extérieure, une machine synchrone en connectant ses enroulements statorique directement sur un réseau alternatif.

Si l'on n'entraîne pas le rotor par une force extérieure, il est possible de la faire tourner en alimentant ses enroulements statorique par un courant alternatif dont la fréquence augmente progressivement de zéro à la fréquence de synchronisme et en faisant en sorte que la tension aux bornes des enroulements soit proportionnelle à la fréquence. Sa vitesse de synchronisme sera directement liée à la fréquence de l'alimentation électrique.

Un autre moyen de réaliser l'autopilotage de la machine, c'est-à-dire de maintenir l'orthogonalité du flux magnétique rotorique par rapport au flux statorique, par exemple, en disposant sur son axe un capteur qui délivre une information de la position du rotor. Cette information est traitée par un convertisseur électronique qui fournit le courant statorique à la machine, en phase avec sa force contreélectromotrice

I.2.1. Stator:

La machine synchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile de l'axe de symétrie de la machine. Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator ou sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [4].

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

Avec :

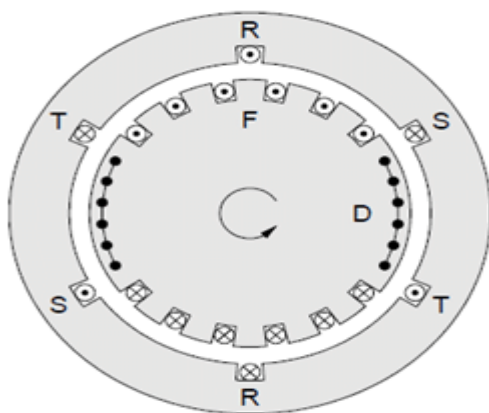
ω : La pulsation des courants statoriques [rad / s]

p : Le nombre de paires de pôles de la machine

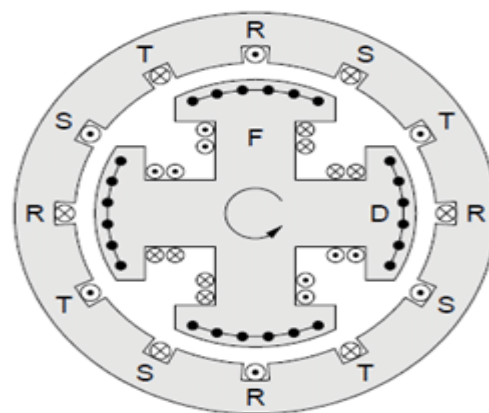
Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad / s].

I.2.2. Rotor:

La structure électrique du rotor est réalisée par un enroulement monophasé excité en courant continu. La roue polaire est à pôles lisses ou à pôles saillants.



(a)



(b)

Figure a: Rotor à pôles lisses

Figure b: Rotor à pôles saillant

Figure I.1: Présentation des différentes technologies de rotor

I.2.2.1. Rotor à pôles saillants :

- Souvent plusieurs paires de pôles ($p \gg 1$), C'est le rotor seul qui présente des saillances
- Les pôles saillants conviennent pour les alternateurs lents (centrales hydrauliques, par exemple centrales de pompage) car ils permettent une construction avec un grand nombre de pôles.
- Forme souvent aplatie. Exemple : pour un alternateur de 100 MVA 300 t/m : rotor de 5 m de diamètre et 1 m de longueur axiale).

I.2.2.2. Rotor à pôles lisses:

- La répartition des encoches permet d'obtenir un champ sinusoïdal.
- Ce sont les rotors utilisés dans les alternateurs des centrales thermiques (nucléaires, gaz, mazout, charbon).
- Ordre de grandeur pour un alternateur de 100 MVA 3000 t/m : rotor de 1 m de diamètre et 5 m de longueur axiale

I.3. Machine synchrone à aimants permanents (MSAP):

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable. Selon la structure du rotor utilisé nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents : machines à pôles lisses (aimants collés), et machines à pôles saillants (aimants enterrés ou à concentration de flux). La figure (I.2) représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor [7]:

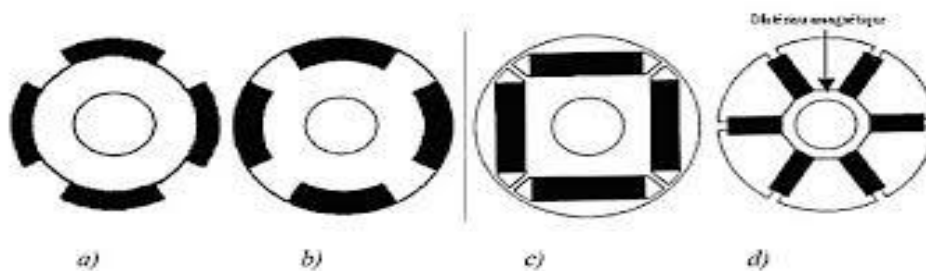


Figure I.2 : Représente la machine synchrone avec différentes structures du rotor

- Aimants en surface (Surface magnet type) ; comme montré sur la figure (I.2.a).
- Aimants insérés (Insert magnet type) ; comme montré sur la figure (I.2.b).
- Aimants enterrés (Interior magnet type) ; comme montré sur la figure (I.2.c).
- Aimants à concentration de flux (Buried magnet type) ; comme montré sur la figure (I.2.d).

I.4. Avantages de la MSAP:

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantage [5],[6]:

- suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator.
- facteur de puissance et rendement du moteur est améliorées.
- une faible inertie et un couple massique élevé.
- une meilleure performance dynamique.
- construction et maintenance plus simple.
- pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes joules.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimension du moteur.
- Rendement du moteur.
- Facteur économique

I.5. Inconvénients de la MSAP :

- 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 contraintes comme la température max, courant max....etc.
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.6. Les domaines d'application de MSAP :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) [5], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [8] :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,

- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins ;
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.



Figure I.3 : Les applications de l'énergie de l'éolienne

I.7. Comparaison entre le MSAP et les autres machines électriques :

MACHINE	CARACTERISTIQUES
MSAP	<ul style="list-style-type: none"> ➤ excitation assurée par les aimants. ➤ pertes associées à la composante magnétisante 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, dé fluxage...) ➤ assemblages aimants. ➤ Coût
Machine synchrone conventionnelle	<ul style="list-style-type: none"> ➤ exige une alimentation auxiliaire à courant continu 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

I.8. modélisation de la MSAP :

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. 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. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [9] :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches satiriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

➤ Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

I.8.1. Mise en équations du modèle de MSAP :

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (I.4).

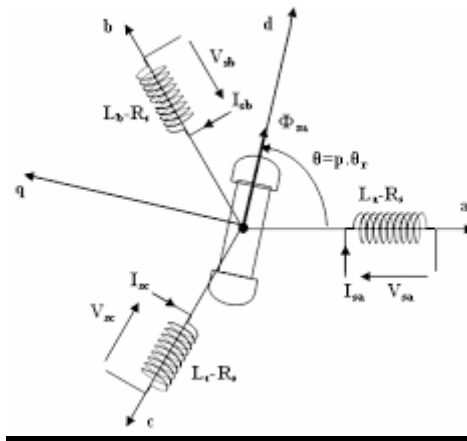


Figure I.4 : Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

Pour le système d'axe de référence au stator abc : la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a). Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe du rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$ où p est le nombre de pair de pôles de la machine [9].

Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega = p \cdot (d\theta/dt)$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor _ présentée par l'expression suivante $\omega = p$ [9], [10].

I.8.2. Equations électriques :

Expression des tensions statorique

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \tag{I.1}$$

Expression des flux statorique

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [\phi_{sf}] \tag{1.2}$$

Ou :

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques

$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$: Vecteur courants statoriques

$[\phi_s] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: Vecteur flux statoriques

$$[R_s] = \begin{matrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{matrix} : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[L_s] = \begin{matrix} L & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{matrix} : \text{Matrice inductance du stator}$$

$[\phi_{sf}] = [\phi_{af} \ \phi_{bf} \ \phi_{cf}]^T$: Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

L'étude analytique du comportement des équations (I.2) et (I.3) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations. Différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.

I.8.3. Equations mécaniques :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_e - C_r \tag{I.3}$$

I.8.4. Modèle de Park :

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse " par rapport au stator et à la vitesse " par rapport au rotor.

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés [12], [10].

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta_r)] [X_{abc}] \tag{I.4}$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et représente la position du repère (d, q) (Dans notre cas l'axe du rotor). Les termes $X_d, X_q,$ représentent la composante longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux).

La matrice de Park $[P(\theta_r)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.5}$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

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

I.8.5. Application de la transformation de Park à la MSAP :

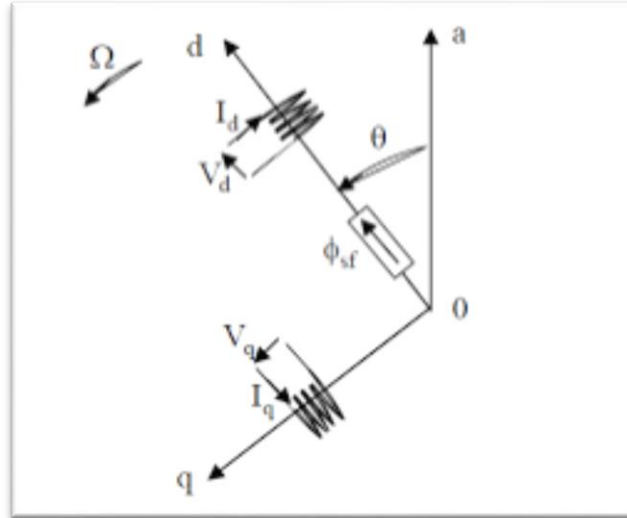


Figure I.5 : Représentation de la MSAP dans le system d'axe biphasé d-q

Où l'angle électrique θ est défini par $\theta = p\theta_m$ avec θ_m représentant la position mécanique du rotor et p le nombre de pair de pôles. Les enroulements du stator sont supposés formant un système triphasé et sont connectés en étoile d'où :

$i_a + i_b + i_c = 0$ Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.5) est nulle [11].

En appliquant la transformation (I.4) au système (I.1), on aura :

$$[u_{dq}] = [p(\theta_r)] [v_{abc}] = [R][i_{abc}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt}(\Phi_{abc}^s) \quad (I.7)$$

Ensuite, en se basant sur (I.7) et (I.4), on obtient :

$$[u_{dq}] = [p(\theta_r)] [R][P(\theta_r)] [i_{dq}] + \sigma \quad (I.8)$$

Avec :

$$\sigma = [P(\theta_r)][P(\theta_r)] \left[\frac{d}{dt}(\Phi_{ab}^s) \right] + [P(\theta_r)] \left(\frac{d}{dt}[P(\theta_r)] \right) [\Phi_{dq}^s]$$

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

$$[P(\theta_r)][R][P(\theta_r)] = [R] \quad (I.9)$$

En utilisant :

$$[P(\theta_r)] \left(\frac{d}{dt}[P(\theta_r)] \right) = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

Et à l'aide de (I.8), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[u_{dq}] = [R][i_{dq}] + \left[\frac{d}{dt}(\Phi_{dq}^s) + p\Omega_r [\Phi_{dq}^s] \right] \quad (I.11)$$

Où :

$$[u_{dq}] = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$[\varnothing_{dq}^s] = \begin{bmatrix} \varnothing_d^s \\ \varnothing_q^s \end{bmatrix}, [\varnothing_{dq}'^s] = \begin{bmatrix} -\varnothing_d^s \\ \varnothing_q^s \end{bmatrix}$$

Et la transformation (I.6) appliquée à (I.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \varnothing_d^s \\ \varnothing_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varnothing_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Où \varnothing_f et p désignent respectivement le flux crée par les aimants au rotor et le nombre de paires de pôles. En utilisant (I.12), l'équation (I.11) devient :

$$\begin{aligned} [u_{dq}] &= [R][i_{dq}] + \left[\frac{di_{dq}}{dt} \right] + p\Omega_r [\varnothing_{dq}'^s] \\ &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \left[\frac{di_{dq}}{dt} \right] + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \varnothing_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + F\Omega_r \quad (\text{I.14})$$

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

$$C_{em} = \frac{3}{2} [(L_d - L_q) I_d I_q + (\varnothing_f I_q)] \quad (\text{I.15})$$

En développant le système d'équations (I.13), la forme finale des équations de la MSAP dans le référentiel (d, q) est alors la suivante :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega_r i_d - \frac{1}{L_q} p\Omega_r \varnothing_f + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{3p}{2J} [\varnothing_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega_r] \end{aligned} \quad (\text{I.16})$$

Si on considère une machine avec entrefer constant (sans pièces polaires $L_q = L_d = L_s$), le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_d + p\Omega_r i_q + \frac{1}{L_s} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_s} i_q - p\Omega_r i_d - \frac{1}{L_s} p\Omega_r \varnothing_f + \frac{1}{L_s} u_q \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{3p}{2J} \varnothing_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega_r \end{aligned} \quad (\text{I.17})$$

Et en plus, le couple électromagnétique C_{em} devient :

$$C_{em} = \frac{3p}{2J} \varnothing_f i_q \quad (\text{I.18})$$

I.9. Schéma Fonctionnelle de la MSAP:

D'après les équations (I.17), la transformation de Laplace donne le système d'équations Suivant

$$\begin{cases} I_d = \frac{1}{L_s s + R_s} (V_d - p\Omega_r L_s I_q) \\ I_q = \frac{1}{L_s s + R_s} (V_q - p\Omega_r L_s I_d - p\Omega_r \varnothing_f) \\ \Omega_r = \frac{1}{J_s + F} \left(\frac{3p}{2} \varnothing_f I_q - C_r \right) \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

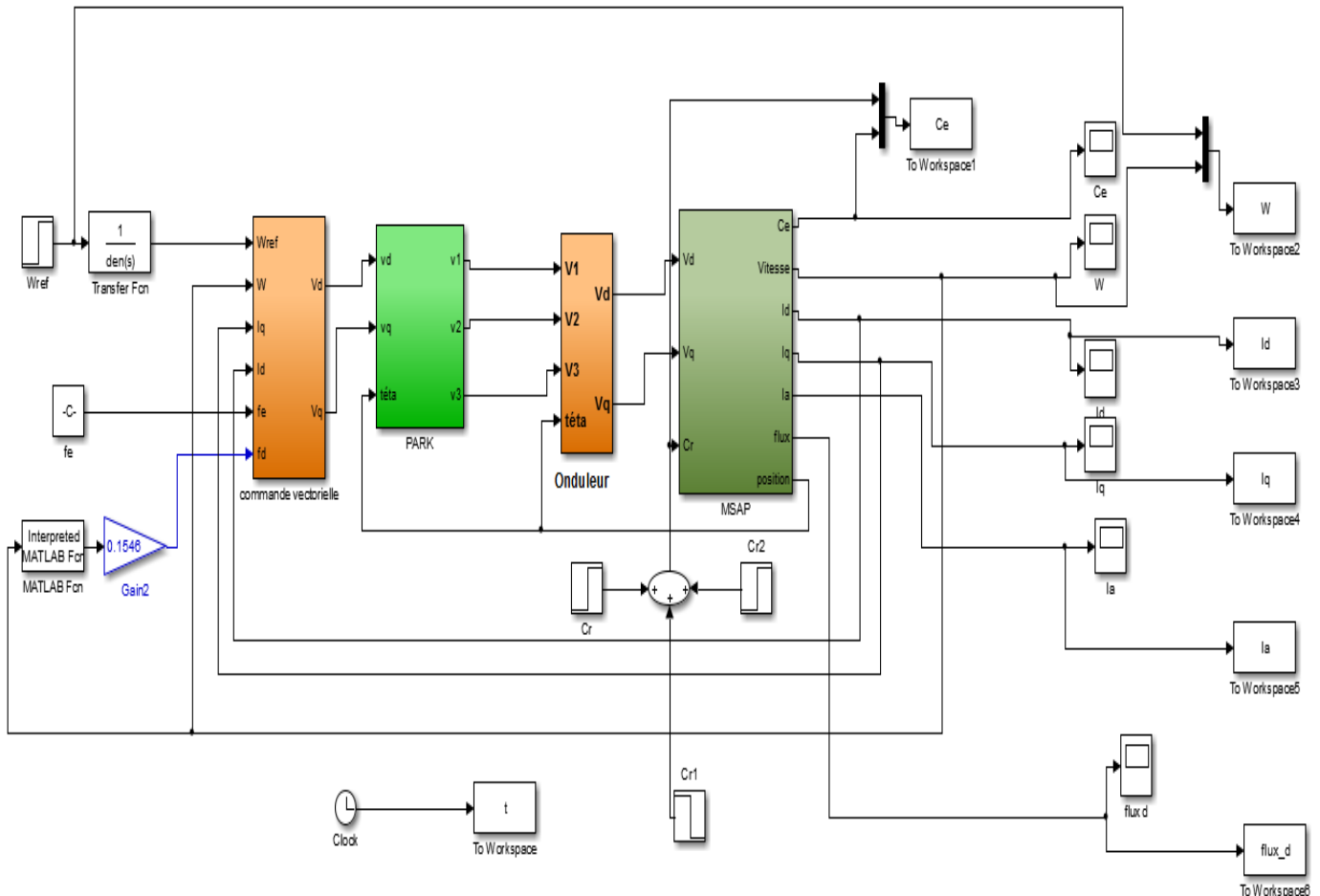


Figure 1.6 : Schéma bloc de la MSAP sous Simulink

I.10. Modélisation de l'association MSAP-onduleur de tension:

I.10.1. Modélisation de l'alimentation de la MSAP :

Après avoir présenté le modèle de la MSAP, on présentera le système d'entraînement complet ou la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade. Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine est un onduleur de tension triphasé.

La MSAP Peut fonctionné à vitesse variable à condition qu'une alimentation en fréquence variable soit disponible, en effet la notion de synchronisme impose un lien rigide entre fréquence de rotation et la fréquence d'alimentation. 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).

Le développement des semis conducteurs de puissance, notamment les composants discrets (thyristors, transistors MOSEFT ou IGBT) capable de commuter très rapidement des puissances élevée, autorisent la mise au point de convertisseurs statistique permettant d'alimenter les machine à

fréquence variable. Dans notre cas, l'alimentation est un convertisseur statique constitué de trois étages :

- Un redresseur connecté au réseau.
- Un filtre passe bas (LC) qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension.
- Un onduleur de tension type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

La ci-dessous illustre le schéma de principe synoptique de l'association convertisseur machine.

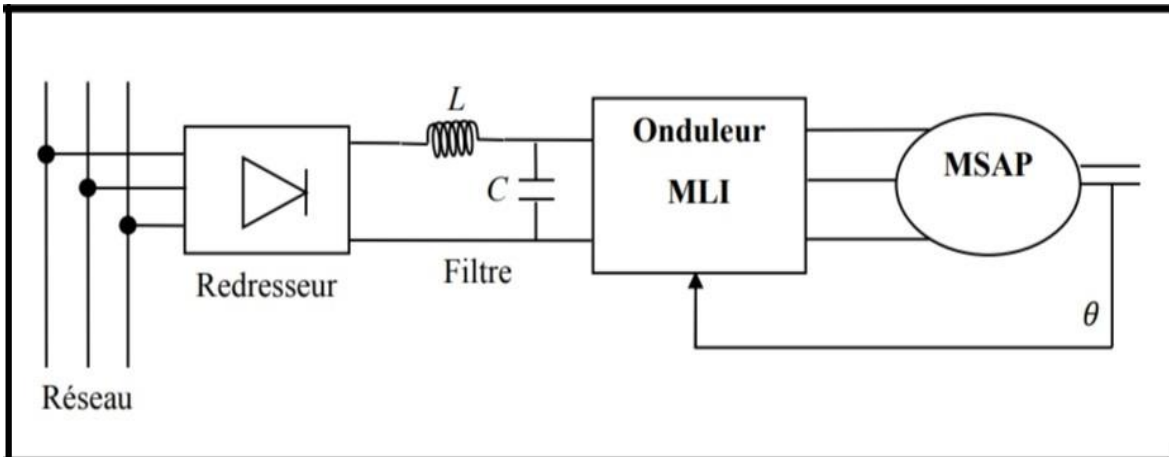


Figure I.7 : Schéma global d'une MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

I.10.2. Modélisation du redresseur :

Les tensions alternatives sont redressées par un pont triphasé de graetz à double alternance non commandé dont les composants sont les diodes. Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathodes communes (D_1, D_2 et D_3) assurant l'aller du courant I_d , et trois diodes à anodes communes (D_4, D_5, D_6) assurant le retour du courant I_d . il est schématisé par la suivante.

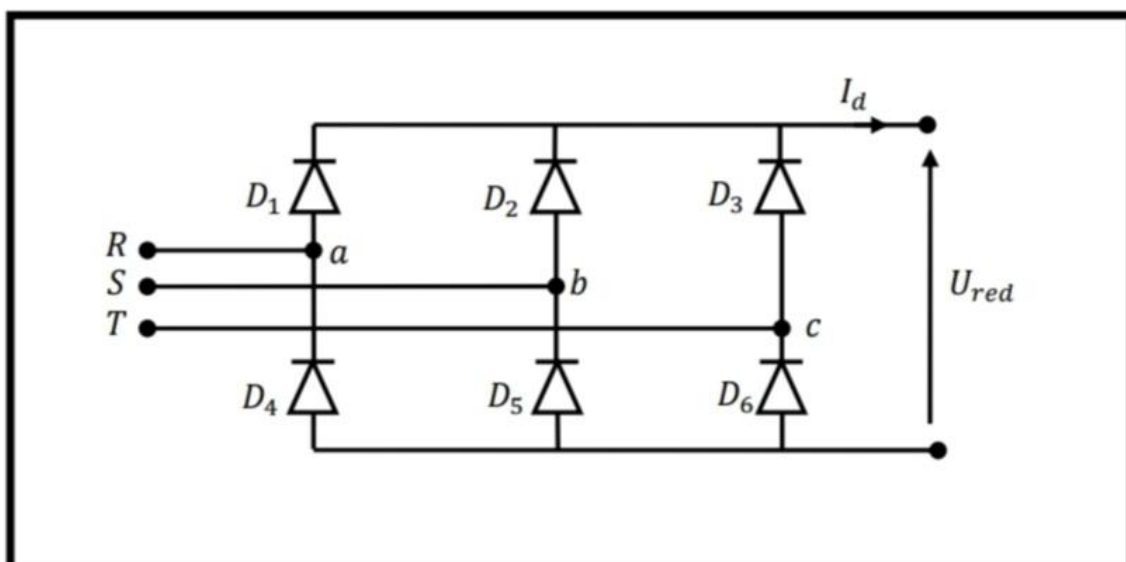


Figure I.8 : Redresseur triphasé à diodes

Si on suppose que le redresseur est alimenté pas un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.20)$$

Pendant la période de conduction, la valeur instantanée de la tension redressée est donnée par la relation suivante :

$$U_{red}(t) = \max[U_a(t).U_b(t).U_c(t)] - \min[U_a(t).U_b(t).U_c(t)] \quad (I.21)$$

Simulation numérique

La simulation numérique du redresseur a donné le résultat représenté dans la figure (I.9).

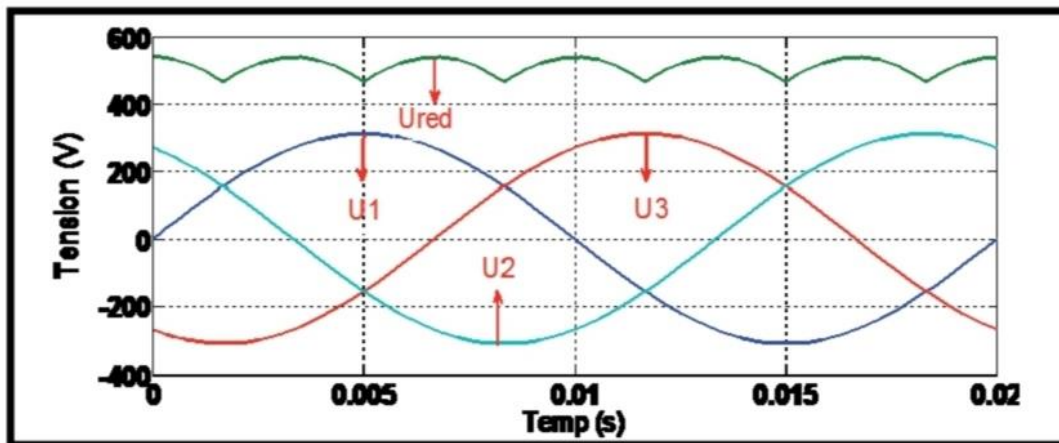


Figure I.9 : Forme de la tension redressée

La valeur moyenne de cette tension redressée est donnée par :

$$U_{red} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \quad (I.22)$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

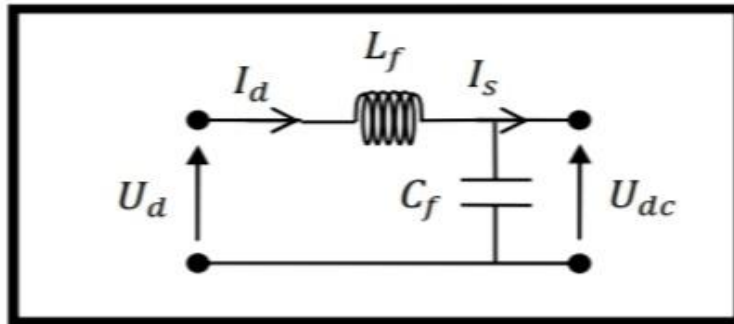
$$K\% = \frac{U_{redmax} - U_{redmin}}{2U_{red}} \quad (I.23)$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est assez ondulée.

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

I.10.3. modélisations du filtre

Pour diminuer les ondulation de la source de tension continue, on inséré un filtre passe bas (L_f, C_f) à l'entrée de l'onduleur. Le filter est schématisé par la figure ci-dessous. (I.10).



Figures I.10: Filtre (LC)

L'inductance « L_f » permet de rendre le courant I_d constant, et la capacité « C_f » a pour but de supprimer les brusques variations de la tension U_d durant les intervalles de communication, et aussi elle permet d'absorber les courants restitués par la charge à travers les diodes de récupération de l'onduleur.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$U_{red}(t) = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_{dc}(t) \tag{I.24}$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \tag{I.25}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivant :

$$F(s) = \frac{U_{dc}}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + C_f s + 1} \tag{I.26}$$

La fréquence de commutation ce filtre est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \tag{I.27}$$

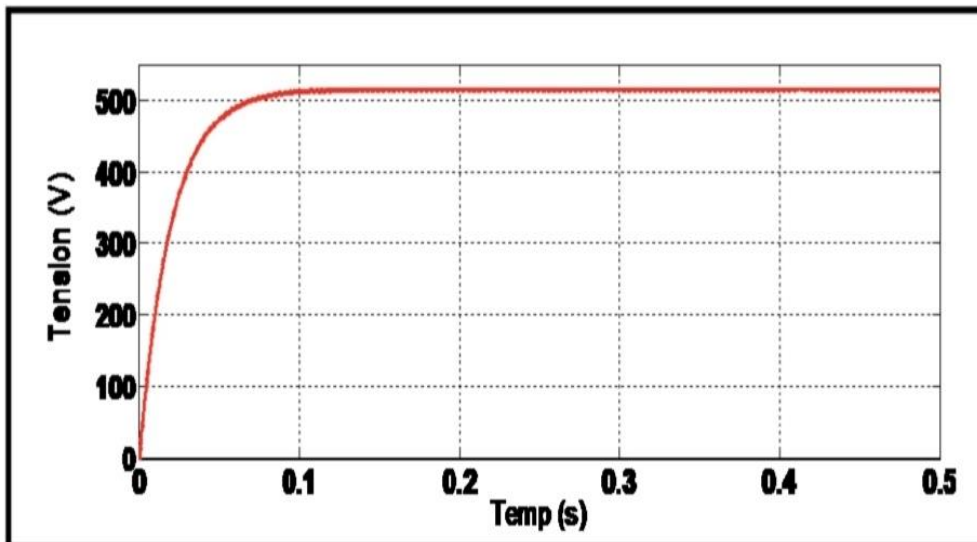


Figure I.11: Tension filtrée.

I.10.4 Modélisation de l'onduleur à commande MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur statistique assurant la conversion continue-alternative. Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistor ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande de la MSAP. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance, et il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs

pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court circuit de la source, les interrupteurs doivent être contrôlés de manière complémentaire. [12]

Le schéma structurel d'un tel convertisseur alimentant le stator de la MSAP est illustré par la figure. (I.12)

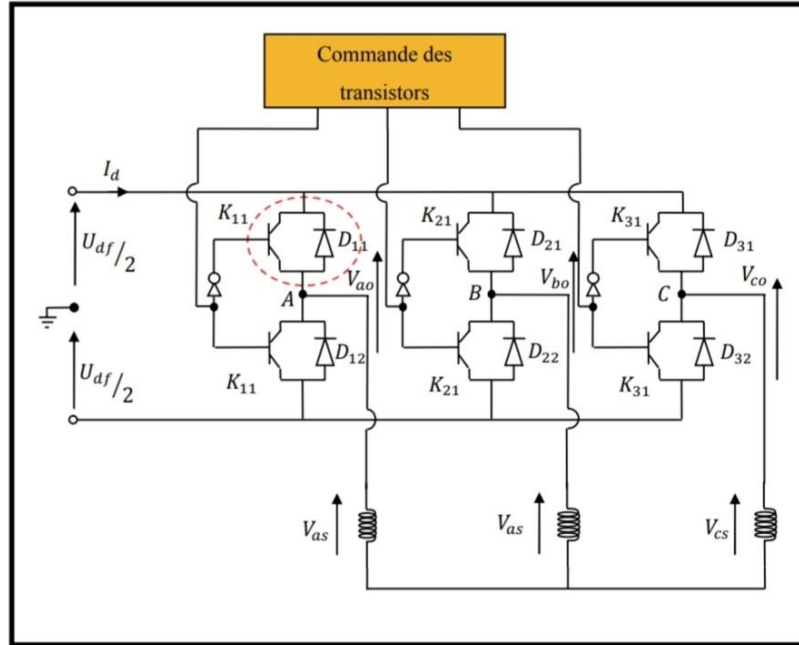


Figure I.12: Représentation de l'onduleur à deux niveaux.

I.10.4.1 Tension dans les phases de la MSAP

Pour faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux c'est-à-dire :

- Réaction instantanée aux signaux de commande.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.
- Résistance de l'interrupteur est nulle à l'état passant, et elle est infinie à l'état bloquant.

Les diodes ont pour rôles la protection des transistors assurant a roue libre ou la récupération.

On a donc :

$I_{kci} = 0 ; V_{kci} \neq 0 ;$ Interrupteur ouvert.

$I_{kci} \neq 0 ; V_{kci} = 0 ;$ Interrupteur ferme.

On considère comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de FEM égale à la moitié de U_{df} connectés entre eux par un point.

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif « o » de l'onduleur V_{AB}, V_{BC} et V_{CA} sont données par la relation suivant :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{BC} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{CA} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.28)$$

V_{ao}, V_{bo} et V_{co} sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence « o ». Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{as} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bs} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cs} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.29)$$

V_{no} est la tension de neutre de la charge par rapport au point « o ».

Sachant que :

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (I.30)$$

Donc on tire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.31)$$

En remplaçant (I.31) dans (I.29) on obtient :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bs} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cs} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.32)$$

La forme matricielle :

$$[V_s] = [T] \cdot [V_o] \quad (I.33)$$

Avec :

$$[T] = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{pmatrix}; [V_s] = \begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix}; \text{ et } [V_o] = \begin{pmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{pmatrix} = \frac{U_{df}}{2} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$$

Où S_1 , S_2 et S_3 représentent respectivement les états logiques des interrupteurs K_{11} , K_{21} et K_{31} . [12].

I.10.4.2. Stratégies de commandes de l'onduleur

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur, peuvent être classées comme suit :

- Commande à pleine onde.
- Commande à modulation de largeurs d'impulsions (MLI sinusoïdale)
- La modulation vectorielle.

La commande de type MLI a été choisie pour commander notre onduleur.

I.10.4.3. Modulation de largeur d'impulsion triangulé- sinusoïdale

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les fréquences des harmoniques de rang faibles à des rangs d'ordre plus élevés le haut pour faciliter leur filtrage.
- Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

La modulation triangulé-sinusoïdale est une technique de MLI qui consiste à déterminer les instants d'intersection d'une tension de référence sinusoïdale basse fréquence avec une onde porteuse haute fréquence de forme généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulé-sinusoïdale.

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) avec un signal triangulaire, appelée porteuse de fréquence élevée.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont [12].

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_{ref} de la référence : $m = f_p / f_{ref}$
- L'indice de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_{ref} à la valeur crête V_p de la porteuse :

- $r = V_{ref} / V_p$
- Le facteur d'évaluation des performances de la MLI, le facteur de distorsion totale des harmonique de la tension de sortie THD_V , définit par le rapport de la somme quadratique des harmonique de tension à la somme quadratique du fondamental et des harmoniques de la tension :

$$THD_V = \frac{(\sum_{i=2}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}}{(\sum_{i=1}^n V_i^2)^{\frac{1}{2}}} \quad (I.34)$$

Le schéma de principe est donné par la figure (I.13)

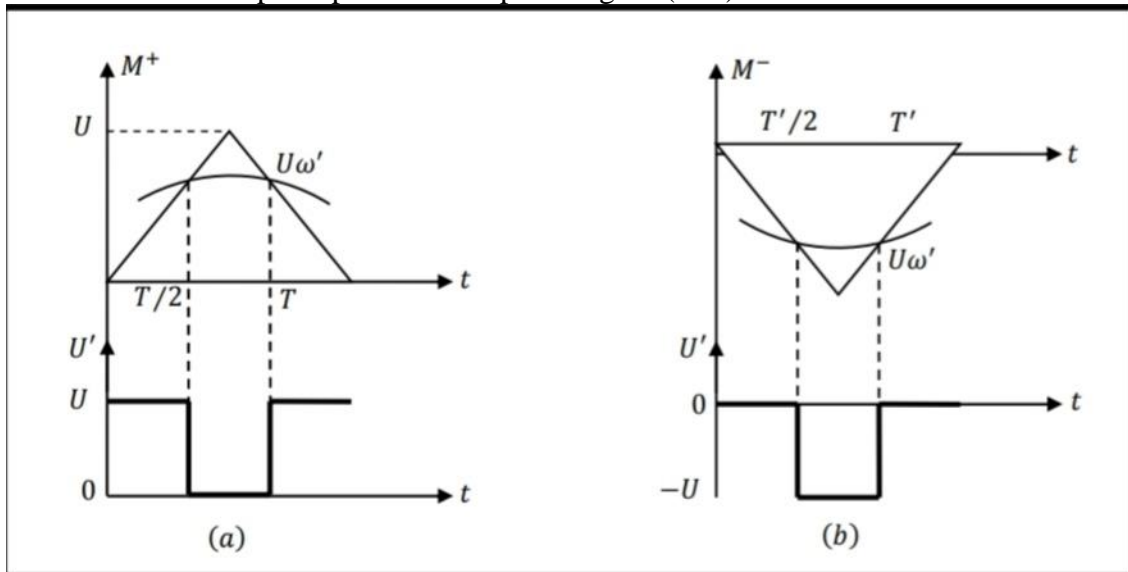


Figure I.13: Principe de la technique de modulation.
(a) onde positive, (b) onde négative.

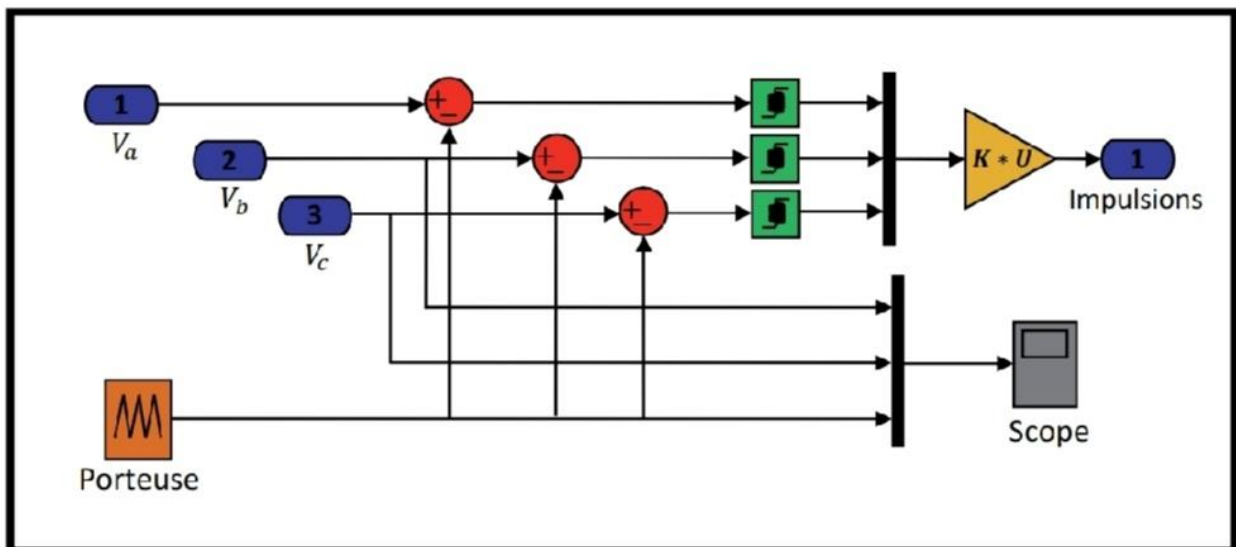


Figure I.14 : Schéma bloc du MLI sinus-triangle (onduleur à deux niveaux).

I.10.4.4. Tension de sortie de l'onduleur et l'harmonique

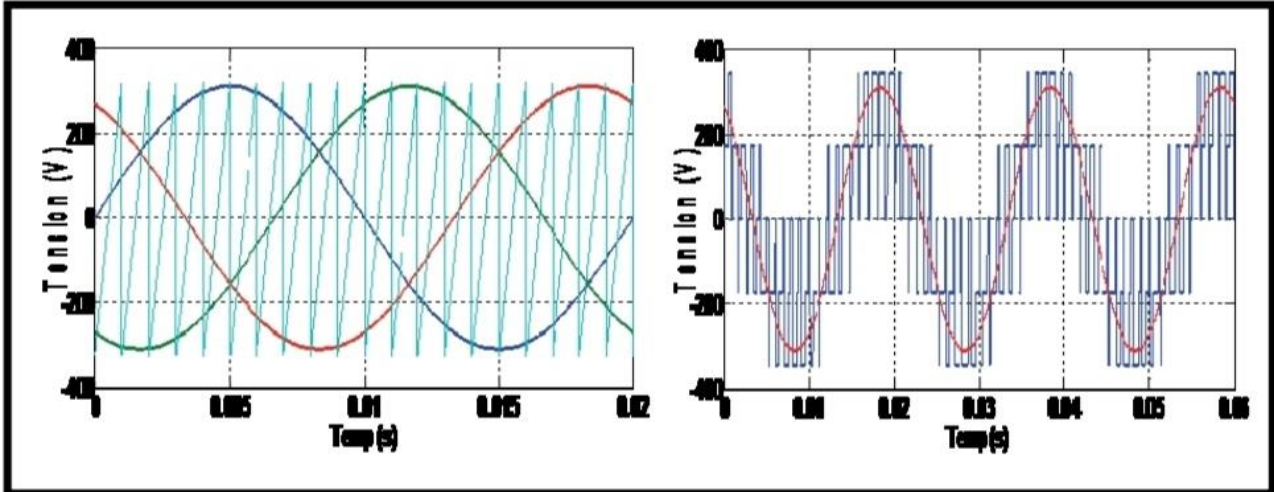


Figure I.15 : Principe de la MLI sinusoïdale (onduleur à deux niveaux).

I.11. Conclusion:

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ces types, ces avantages et ces domaines d'application. Par la suite on a présenté le modèle dynamique triphasé de la machine synchrone à aimants permanents et on a prouvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps, difficile a étudié. Dans ce chapitre, nous avons modélisé la MSAP en utilisant le modèle de Park. Le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits.



CHAPITRE II

Chapitre II

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 [13].

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. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension :

II.2.1. Principe de la commande vectorielle :

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [14] [15].

L'équation (1.18), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables, $i_d i_q$.

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left((L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f \right) \quad (\text{II.1})$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [16].

L'expression du couple devient :

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

Comme le flux φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à i_q .

Donc :

$$C_{em} = K_t i_q \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{II.4})$$

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.2.2. Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants, $i_d i_q$ ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_d \omega i_d$ et $L_q \omega i_q$.

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants

II.2.2.1. Découplage par compensation :

La compensation donc, à pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q représentées dans la Figure (II.1) telle que: [17].

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec:

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (II.7)$$

Et:

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega(L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (II.8)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que V_{q1} , a partir de l'équation (II.7) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (II.9)$$

p : Opérateur de Laplace.

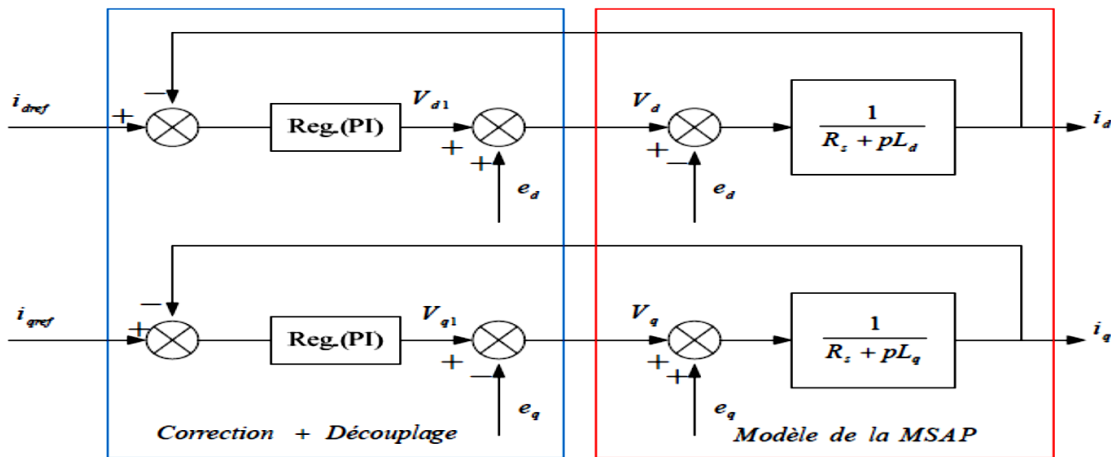


Figure II.1: Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées et représentées par la Figure (II.2)

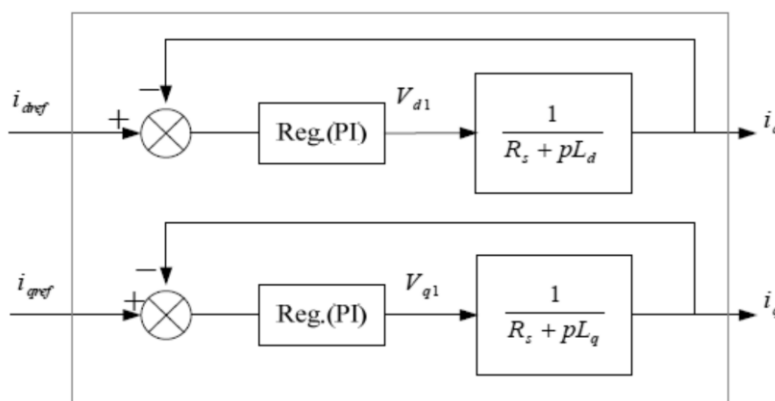


Figure II.2: Commande découplée.

II.2.3. Description du système global :

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de

générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zero.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref} , V_{qref} et par passage du repère (d, q) au repère (a, b) qui nous donne les deux tensions de référence, V_{aref} , V_{bref} de la commande MLI Vectorielle (SVM) de l'onduleur de tension.

La Figure (II.3) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d,q).

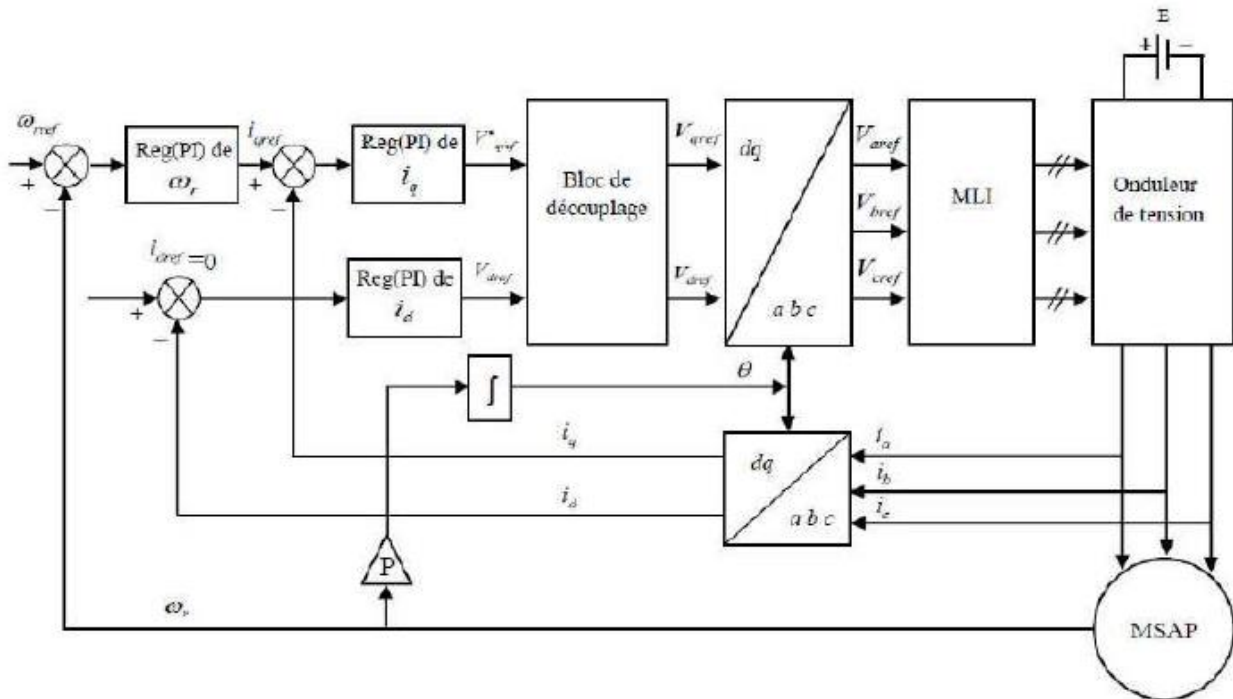


Figure II.3: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

II.2.4. Avantages et Inconvénients de la commande vectorielle :

II.2.4.1. Avantages de la commande vectorielle :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase

II.2.4.2. Inconvénients de la Commande vectorielle:

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).

Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui

pénalise les variateurs utilisés en traction.

- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle Θ_s estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande.

Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

II.2.5. Calcul des régulateurs :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [18].

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [17].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (II.4). La relation entre la sortie $u_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$u_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{II.10}$$

C'est à dire :

$$\frac{u_r(p)}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \tag{II.11}$$

Où :

K_p : Gain proportionnel

K_i : Gain intégral.

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

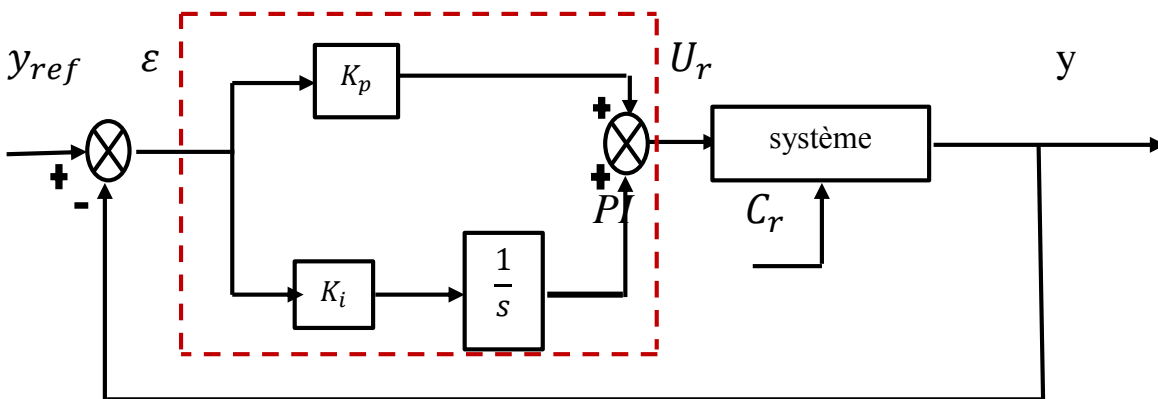


Figure II.4: Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$U_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \tag{II.12}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$\text{PI} \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \tag{II.13}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \tag{II.14}$$

II.2.5.1 Régulation du courant i_q :

Selon l'équation (II.9) et (II.13), on aboutit au schéma de la Figure (II.5):

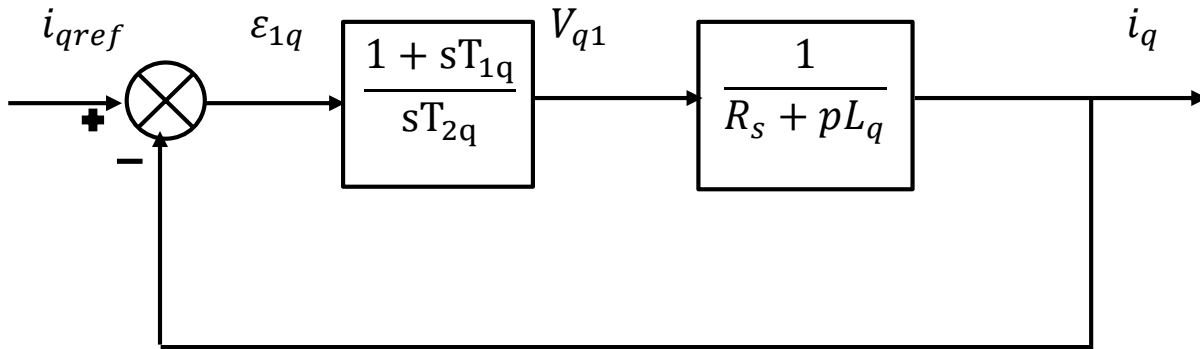


Figure II.5 : Boucle de régulation du courant i_q .

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) de la Figure (II.5) est :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s+sL_q)} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1+s\frac{L_q}{R_s})} \quad (II.15)$$

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

$$1+sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (II.16)$$

Ce qui se traduit par la condition

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (II.17)$$

Avec :

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} : \text{Constante de temps électrique de l'axe q}$$

Après compensation l'équation (II.15), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (II.18)$$

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

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (II.19)$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2q}} \quad (II.20)$$

l'équation (II.20) peut être imposée de la forme $\left(\frac{1}{1+s\tau_p}\right)$ Par identifications on trouve :

$$\tau_p = R_sT_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_p}{R_s} \quad (II.21)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{critère de } \pm 5\%) \quad (II.22)$$

$$\text{Donc : } T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (II.23)$$

T_r : Temps de réponse impose

En remplace l'équation (II.21) dans (II.14), On obtient :

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (II.24)$$

Si on remplace l'équation (II.22) dans (II.24), on obtient finalement :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{array} \right. \quad (II.25)$$

II.2.5.2. Régulation du courant i_d :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante:

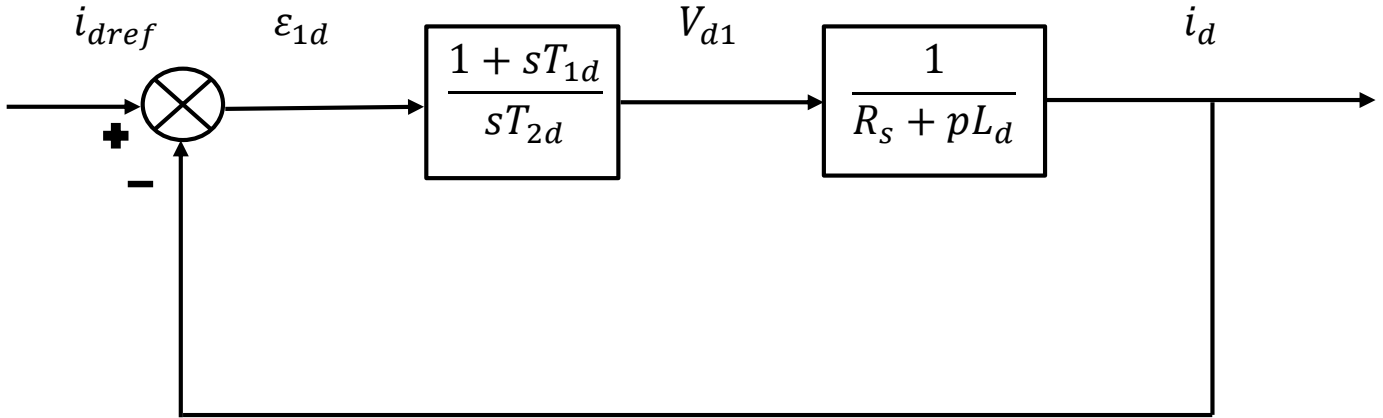


Figure II.6: Boucle de régulation du courant i_d

Pour la régulation du courant i_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant i_q . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}(1+sL_d)} = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}R_s\left(1+s\frac{L_d}{R_s}\right)} \tag{II.26}$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \tag{II.27}$$

On remplace l'équation (II.27) dans (II.26). La FTBF devient :

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2d}} = \frac{1}{1+s\tau_d} \tag{II.28}$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_d = R_sT_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \tag{II.29}$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée $T_r = 3\tau_d$, il vient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{II.30}$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe du machine.

II.2.5.3. Régulation de vitesse :

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:

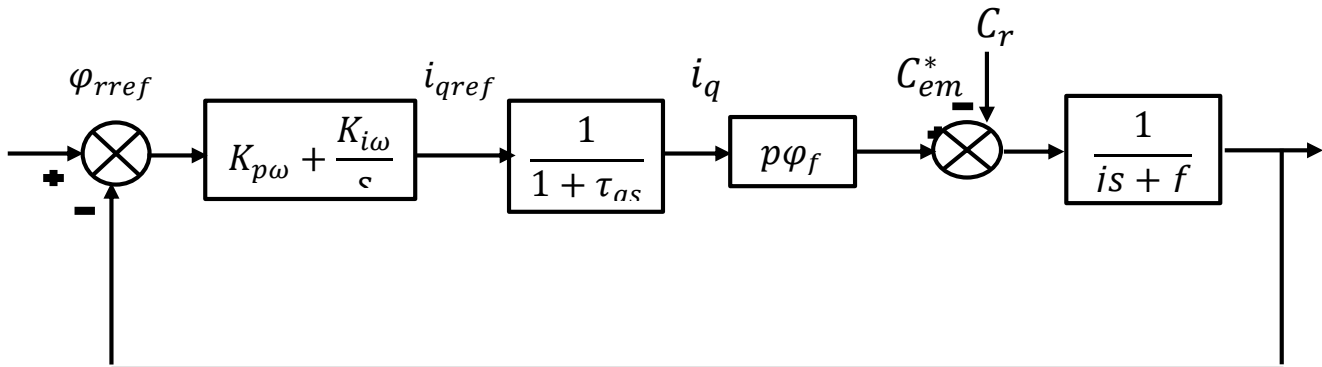


Figure II.7: Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la Figure (II.7) peut être simplifié par la Figure (II.8) :

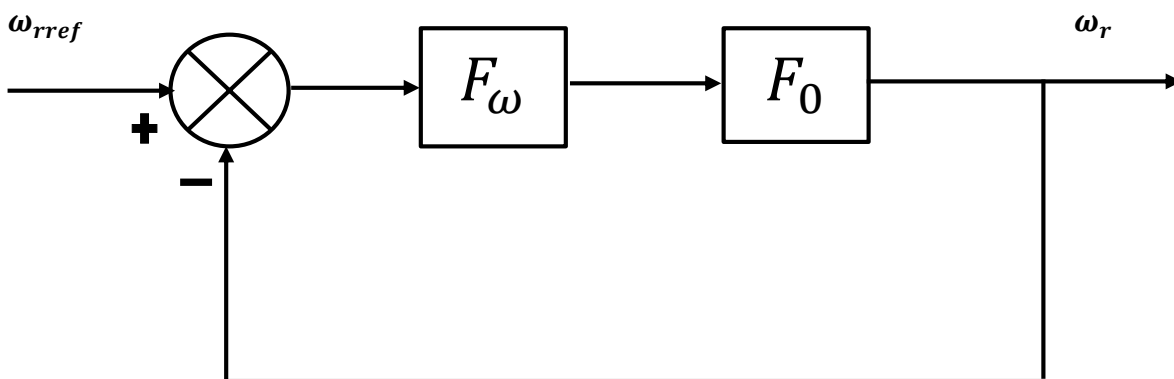


Figure II.8: Boucle de régulation de vitesse.

$F_{\omega}(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_{\omega}(s) = K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} = \frac{1+sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \tag{II.31}$$

$$\text{Où : } \begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \tag{II.32}$$

$F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte pour $C_r = 0$, est donnée par:

$$F_0(s) = \frac{p\phi_f}{f(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \tag{II.33}$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$: Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_\omega F_0}{1 + F_\omega F_0} \quad (\text{II.34})$$

Après les calculs on trouve:

$$FTBF(s) = \frac{p\varphi_f(K_{p\omega}S + K_{i\omega})}{J\tau_q S^3 + (J + f\tau_q)S^2 + (p\varphi_f K_{p\omega} + f)S + p\varphi_f K_{i\omega}} \quad (\text{II.35})$$

Si on néglige $(J\tau_q)$ et $(f\tau_q)$ devant (J) , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$p(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f K_{p\omega})s + p\varphi_f K_{i\omega} \quad (\text{II.36})$$

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 :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right)p + 1 = 0 \quad (\text{II.37})$$

Où :

ω_0 : Pulsation propre du système,

ζ : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (II.36) et (II.37) on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\zeta\omega_0 - f}{p\varphi_f} \\ K_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée

II.2.6. Résultats de simulation :

Nous avons tester la commande FOC dans l'environnement matlab/Simulink avec les conditions suivantes :

- 1- Fonctionnement de la machine à vide, avec une consigne de vitesse de reference égale 100 rd/s.
- 2- Fonctionnement en charge, dont la machine démarre à vide de 0 à 0.2s puis l'application d'un couple de charge égal 6 N.m (couple nominal) de 0.2 à 0.5 s et dans l'intervalle de temps de 0.7 à 1s .
- 3- Insertion de sens de rotation : un consigne de vitesse de 100 rd/s au démarrage et on l'inverse à l'instant $t = 0.5s$.

II.2.6.1. Essai à vide :

*la vitesse soit sa référence de l'instant $t=0.05$ s. à la valeur de consigne 100rad/s.

*le couple : Au démarrage, il augmente jusqu' à la valeur maximum environ de 14 N.m (3 fois C_{em} nominal), puis s'annule (couple de charge égale 0)-pratiquement- Il garde une valeur min pour entraîne l'arbre de la machine

*le flux est maintient à la valeur $\varphi_n=0.155$ (Web)

*les courant (i_d i_q):

i_q : son allure est semblable à celle de couple C_e .

i_d : son allure est semblable à celle de flux φ .

C'est le principe de la commande vectorielle – le découplage entre le flux et le couple (le

couple est contrôlé par le courant de l'axe quadrature i_q et le flux est contrôlé par le courant sur l'axe direct i_d .

II.2.6.2.Essai en charge :

L'allure de la vitesse présente une très bonne suivi de la référence 100 rd/s , avec une petite perturbation hors de l'application et annulation du couple de charge , que le régulateur va la corriger.

Le couple électromagnétique au démarrage est d'un valeur max (14 N.m), et à l'instant de l'application de couple de charge égale 6 N.m. on constante aussi qu'il reste contrôler par le courant i_q

Le flux est toujours garde sa valeur nominal, est contrôlé par le courant i_d

Le courant de phase i_a , a une amplitude de 7 A que la machine supporte normale (F=50 HZ)

II.2.6.3.Essai de l'inversion de sens de rotation :

Le fig (II.9) présente une autre teste de la commande vectorielle de la MSAP. C'est l'essais de l'inversion de sens de rotation .ces résultats prouve les performances de cette stratégie de commande concernant la poursuite et le découplage.

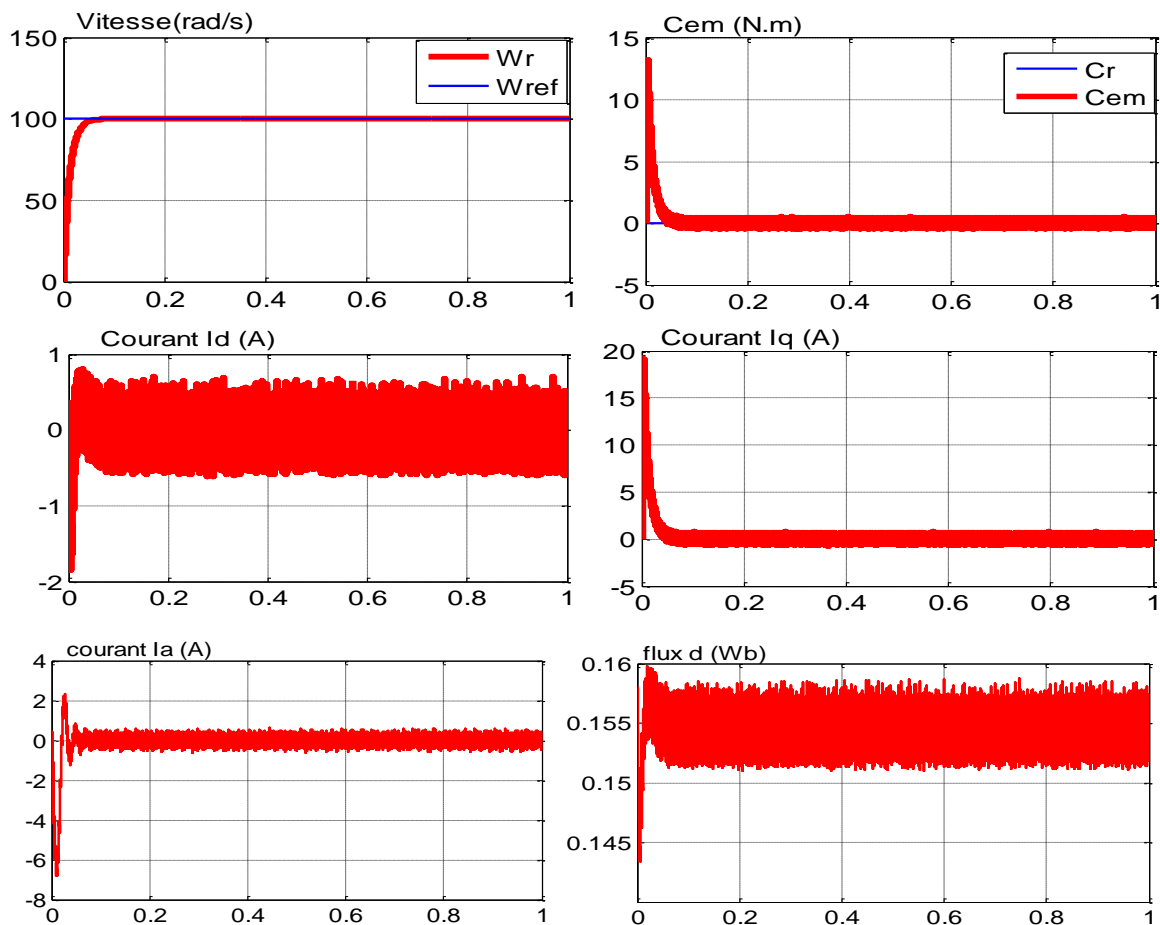


Figure II.9 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide

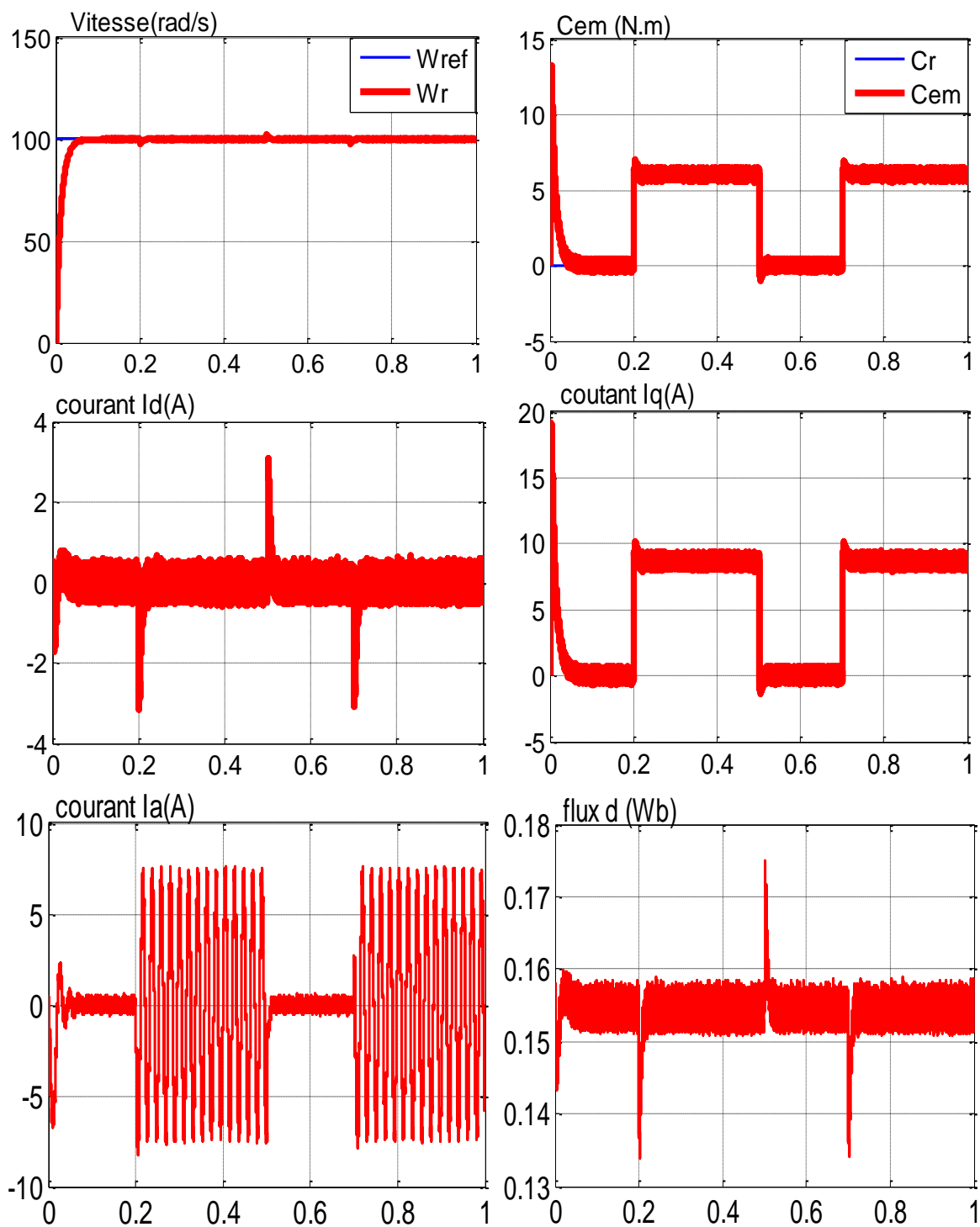


Figure II.10 : Résultats de simulation pour l'application de charge de 6 N.m.
 Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide

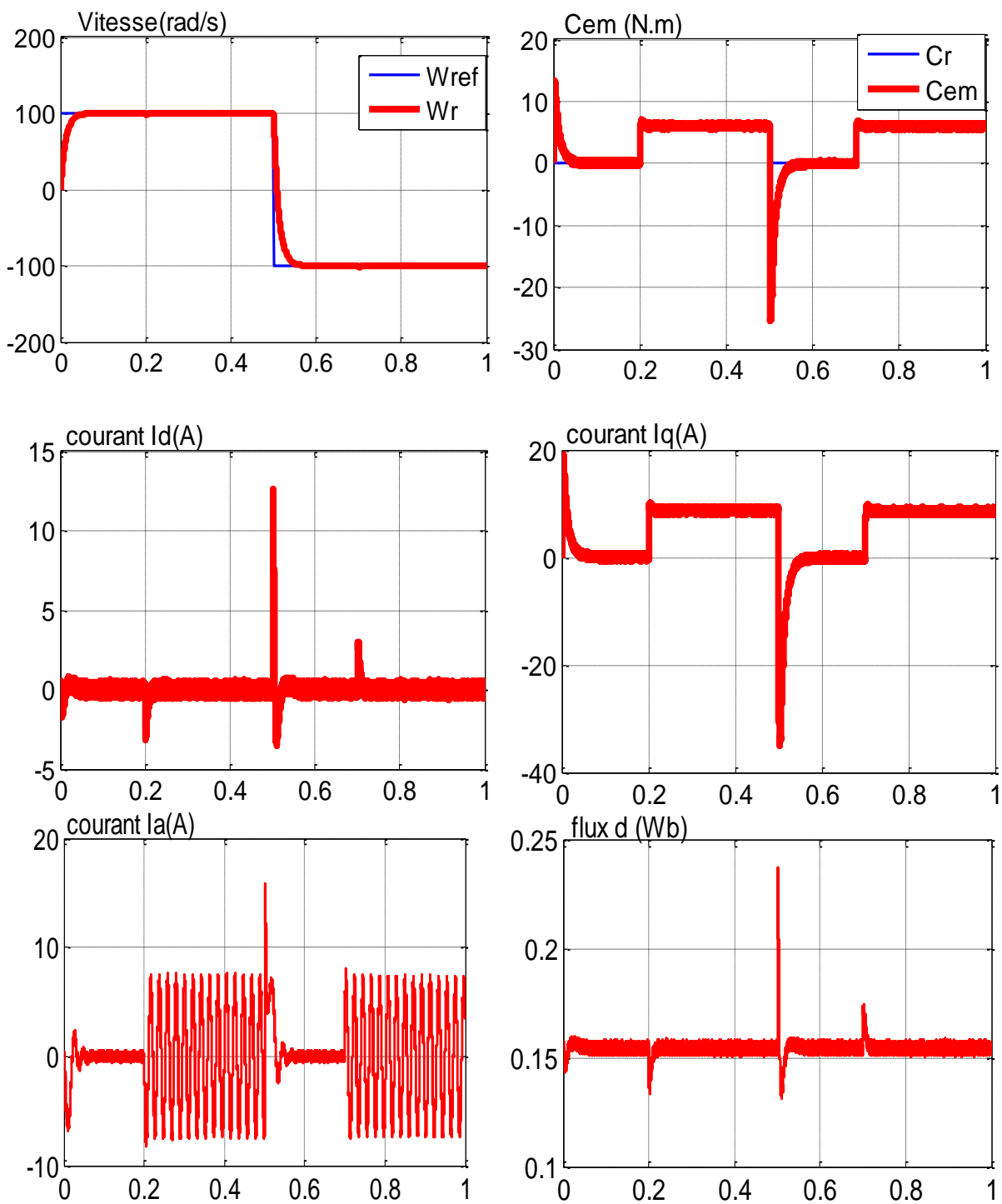


Figure II.11 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.5$ s.

II.3.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes. 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 suivant.

A decorative rectangular frame with a double-line border and ornate, curved corners. The text "CHAPITRE III" is centered within this frame.

CHAPITRE III

Chapitre III

Commande par mode de glissement de la MSAP

III.1. Introduction:

Nous avons vu précédemment que la commande *FOC* à régulateurs *PI*, donne de bons résultats dans le cas où le système est linéaire à paramètres constants. Cependant, elle reste très limitée pour un système non linéaire ayant des paramètres variables, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences de l'insensibilité aux variations des paramètres et aux perturbations.

La technique de commande à structure variable (*CSV*) par mode glissant en anglais *Sliding Mode Control*, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [19].

Cette commande a été proposée en premier lieu en Union Soviétique par S.V. *Emelyanov* et fait l'objet de nombreux travaux de son équipe (*Utkin, Taran, Kostyleva, etc.*) à partir des travaux menés par le mathématicien A.F. *Philippov* sur les équations différentielles à second membre discontinu [20].

La commande des systèmes à structures variables par le mode de glissement n'est devenue très intéressante et attractive qu'à partir du début des années 80, elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis. Ceci est dû à la bonne connaissance et à l'appréciation de la robustesse, propriété très importante caractérisant cette commande [21].

Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. On présente son application pour la commande de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, en considérant les modèles linéaire et non linéaire. Les résultats de la simulation permettront de valider les performances de cette commande.

III.2. Systèmes à structures variables:

Un système à structure variable (*SSV*) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées [21].

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 [22].

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quelque soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (III.1) [17], [21]:

- **Le mode de convergence (MC)** : 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 $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)**: durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- **Le mode de régime permanent (MRP)**: il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

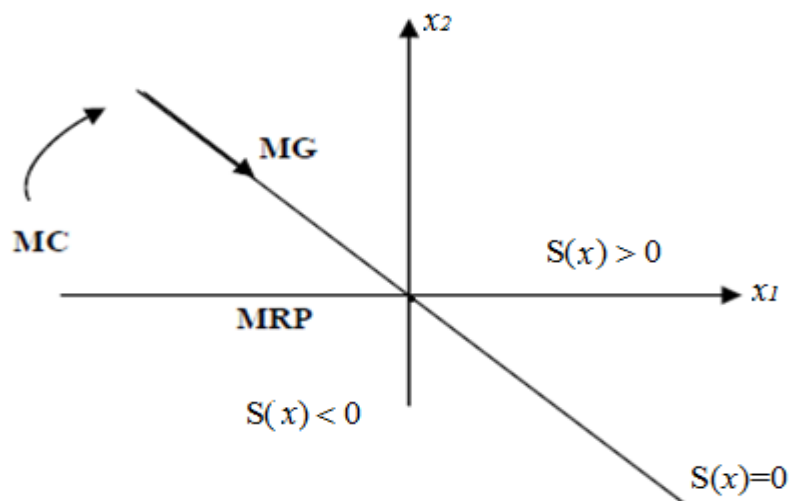


Figure III.1: Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.3. Configuration de base des 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 [9].

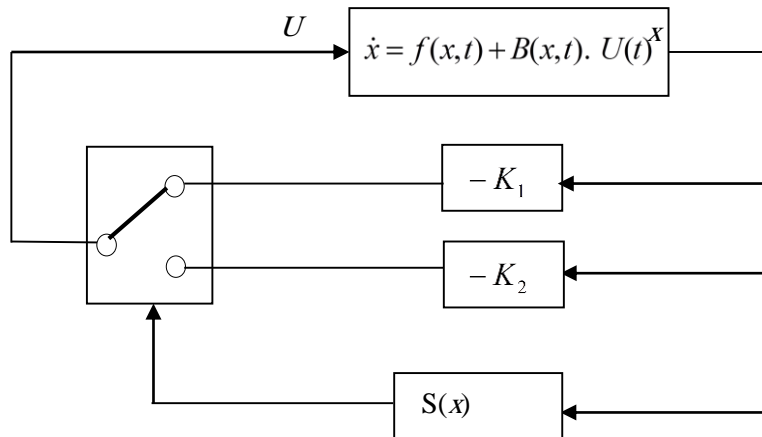


Figure III.2 : Configuration par changement de retour d'état.

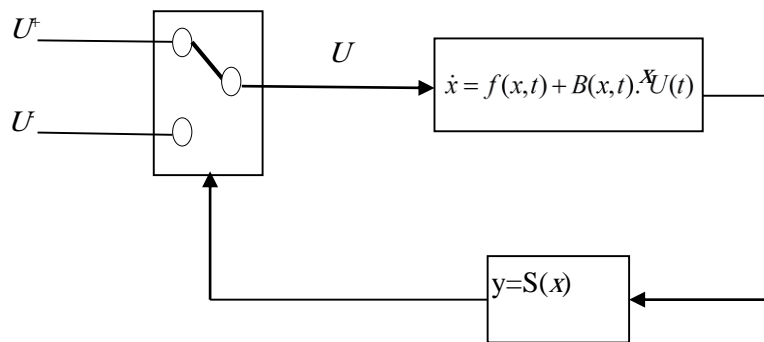


Figure III.3 : Configuration avec changement de la structure par la commande.

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.4. Conception de la commande par mode de glissement:

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation [21].

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence.

Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [21].

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales : [23], [24]

1. choix des surfaces,
2. l'établissement des conditions d'existence et de convergence,
3. détermination de loi de commande.

III.4.1. Choix de la surface de glissement:

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante : [25]

$$\dot{x}(t) = f(x,t) + B(x,t) U(t) \quad (\text{III.3})$$

Avec :

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

Un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension " m ". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [22].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne: [7], [21], [22], [25].

L'équation est donnée par:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \tag{III.4}$$

Où:

$$e(x) : \text{L'écart de la variable à régler } e(x) = x_{ref} - x .$$

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

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

Pour: $r = 1, \quad S(x) = e(x)$

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

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

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

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. La figure (III.4), a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r » [25].

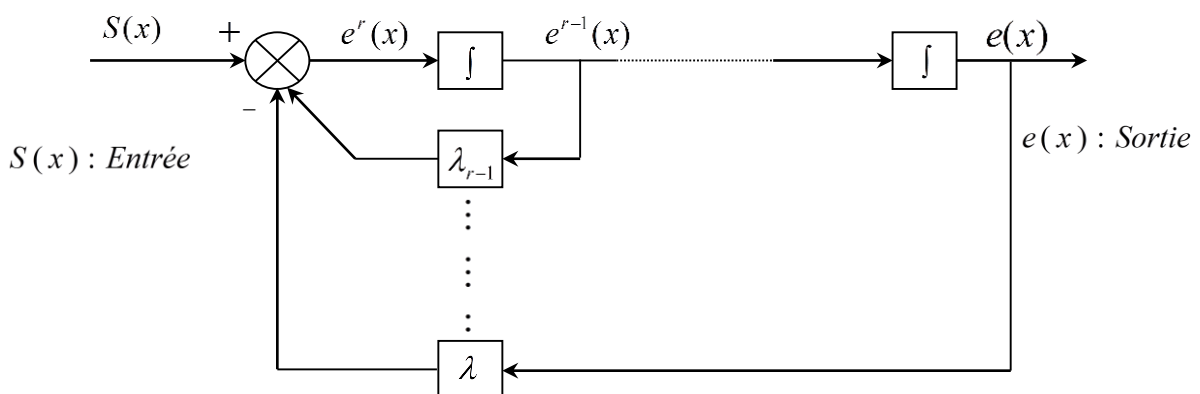


Figure III.4 : Linéarisation exacte de l'écart.

III.4.2. Conditions d'existence de la convergence :

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [25].

III.4.2.1. Fonction directe de commutation :

C'est la première condition de convergence, proposée par *Emilyanov* et *Utkin*. Elle est sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{III.5}$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de la surface de commutation. La condition (III.5) est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [21].

III.4.2.2. Fonction de Lyapunov :

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de *Lyapunov* définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de *Lyapunov* et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [21].

$$\dot{V}(x) < 0 \quad \text{et} \quad V(x) > 0 \tag{III.6}$$

En déduisant la fonction de *Lyapunov* et sa dérivée par :

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

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

Pour que la fonction de *Lyapunov* décroît, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \tag{III.8}$$

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 cotés figure (III.5). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

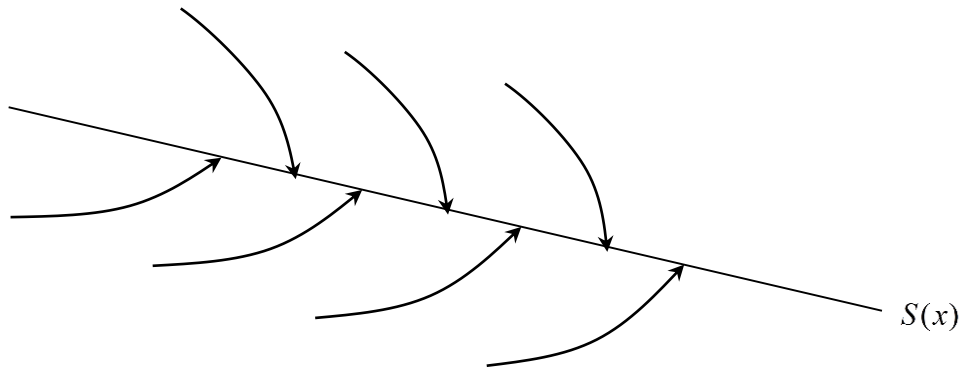


Figure III.5 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

III.4.3. Détermination de loi de commande:

III.4.3.1. La commande équivalente:

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.3).

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit : [17]

$$U(t) = U_{eq} + U_n \tag{III.9}$$

L'utilisation de l'équation (III.3) et (III.9) permet d'obtenir la commande équivalente U_{eq} :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x,t) + B(x,t)U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x,t)U_n] \tag{III.10}$$

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

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

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right), \quad U_n = 0 \tag{III.11}$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.3), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x,t) - B(x,t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \tag{III.12}$$

En remplaçant l'expression (III.15) dans (III.14) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \cdot K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (\text{III.16})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)$ 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.

- **Commande signe**

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

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure(III.7).

U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.18})$$

Où K est un gain positif.

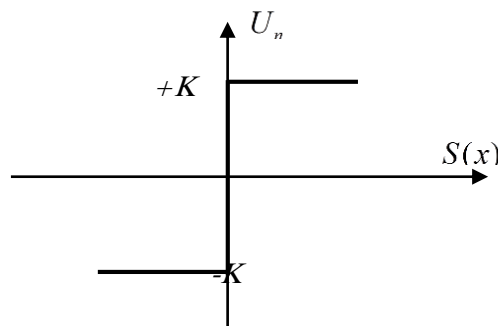


Figure III.7: Fonction sign.

- **Commande avec un seul seuil**

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

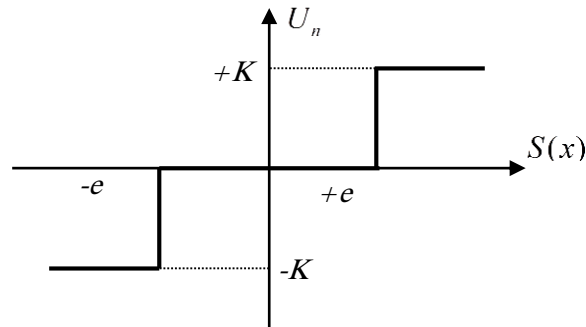


Figure III.8: Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

- **Commande adoucie**

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_2 - e_1}$).

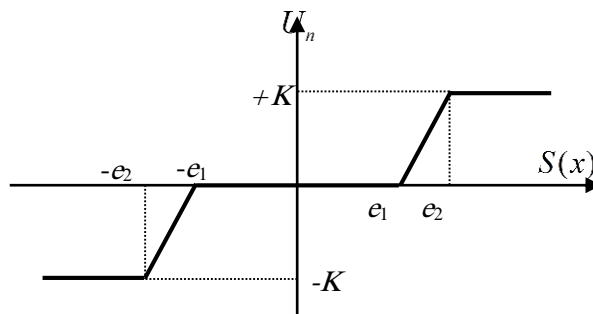


Figure III.9: Fonction sign de la commande adoucie.

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, e$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences. Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

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

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

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

De plus, en réalité, on n'a pas le glissant idéal sur la surface mais des zigzags autour de engendre celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement 'ou encore 'chattering', il plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système représente ce phénomène. comme la (Fig.III.11)

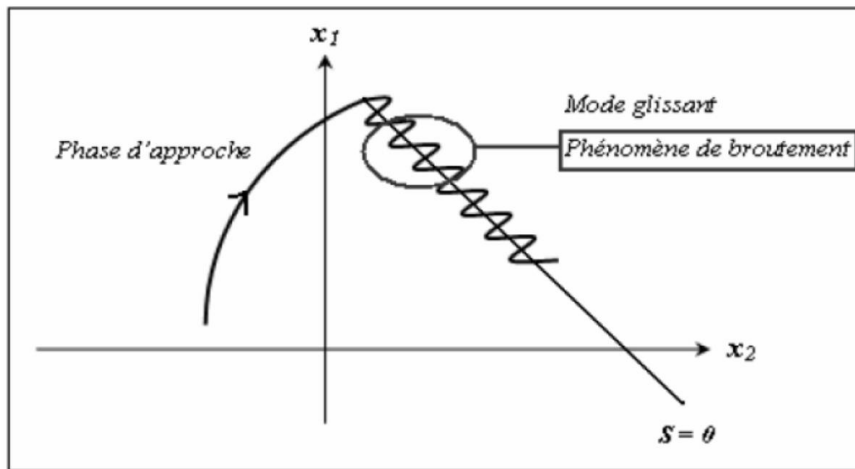


Figure III.11 : Illustration du phénomène de broutement

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer : La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence [26].

La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissant d'ordre supérieur [25], cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la etc...convergence en temps fini [24]

A. Commande du courant direct (i_d)

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (III.23)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - p\Omega i_q - \frac{V_d}{L_s} \quad (III.24)$$

Durant le régime permanent, la surface $S(i_d)$ devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\text{Et} \quad \begin{cases} \dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow V_{deq} = R_s i_d - pL_s i_q \Omega \\ V_{dn} = 0 \end{cases} \quad (III.25)$$

Où V_{deq} et V_{dn} sont les deux composantes de la tension de commande V_d .

La condition $S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) < 0$ est satisfaite par le choix suivant:

$$V_{dn} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.26)$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient:

$$V_d = R_s i_d - pL_s i_q \Omega + K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.27)$$

B. Commande de la vitesse:

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse Ω et l'autre est intérieure concerne le courant i_q .

- **Commande de la vitesse ($S(\Omega)$):**

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par:

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.28)$$

Durant le régime permanent, la surface $S(\Omega)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\text{Et} \quad \begin{cases} \dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{qeq} = \frac{2(f_r \Omega + C_r)}{3p\phi_f} \\ i_{qn} = 0 \end{cases} \quad (III.29)$$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence $S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0$, tel que:

$$i_{qn} = K_\Omega \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.30)$$

- **Commande du courant en quadrature (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 :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q \quad (III.31)$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{R_s}{L_s} i_q + p\Omega i_d + \frac{p\Omega\varphi_f}{L_s} - \frac{V_q}{L_s} \quad (III.32)$$

Durant le mode de glissement la surface $S(i_q)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\text{Et } \begin{cases} \dot{S}(i_q) = 0 \Rightarrow V_{qe} = R_s i_q + p\Omega(\varphi_f + L_s i_d) \\ V_{qn} = 0 \end{cases} \quad (III.33)$$

La condition $S(i_q) \cdot \dot{S}(i_q) < 0$ est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.34)$$

La commande V_q devient :

$$V_q = R_s i_q + p\Omega(\varphi_f + L_s i_d) + K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (III.35)$$

On note que les gains des régulateurs (K_d , K_Ω et K_q) sont donnés en annexe.

III.6.2. Résultats des Simulations et Discussion:

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le chapitre précédent ont été effectuées :

III.6.2.1. Essai à vide et en charge:

La figure (III.13) et figure (III.14) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 6 N.m. On remarque que:

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, 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.

Un découplage réalisé avec succès par le maintien de i_d nul.

le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple. -Le courant i_q est l'image du couple.

III.6.2.2. Essai de l'inversion de sens de rotation:

La figure(III.15), nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=5s$ sans charge. On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement, lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine . Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -100 rad/s. donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

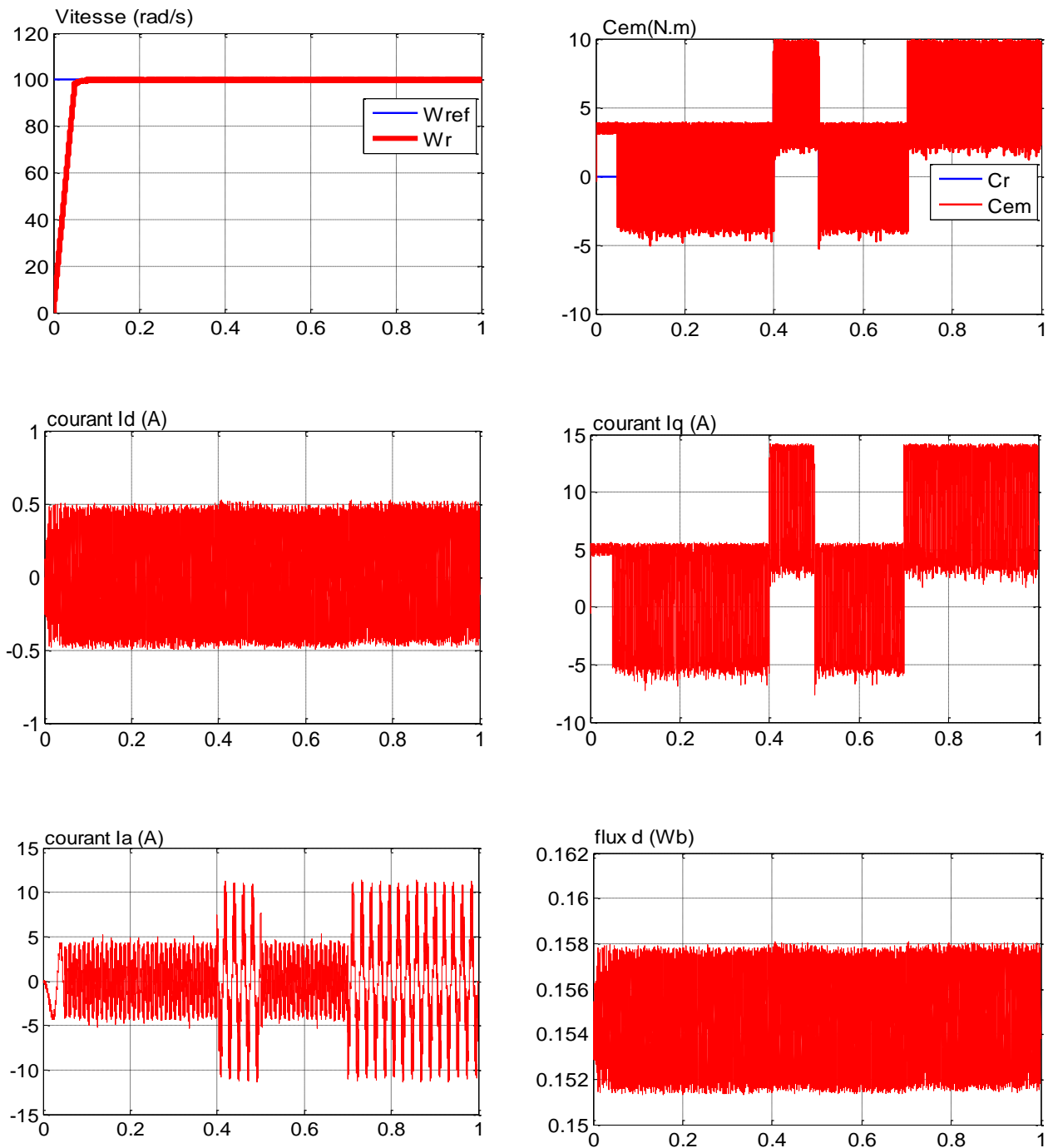


Figure III.13 : Résultats de simulation du démarrage à vide

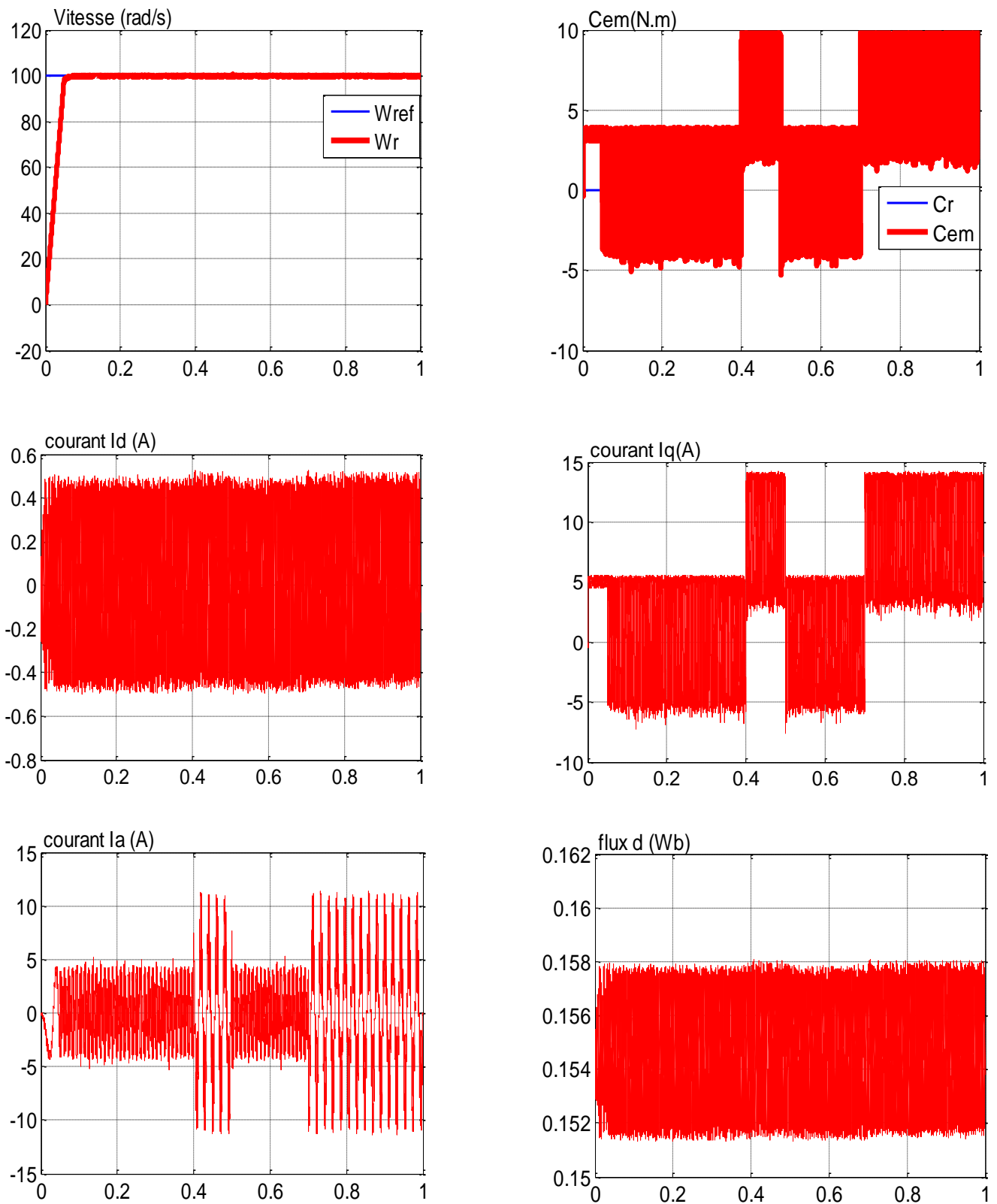


Figure III.14 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 6 N.m

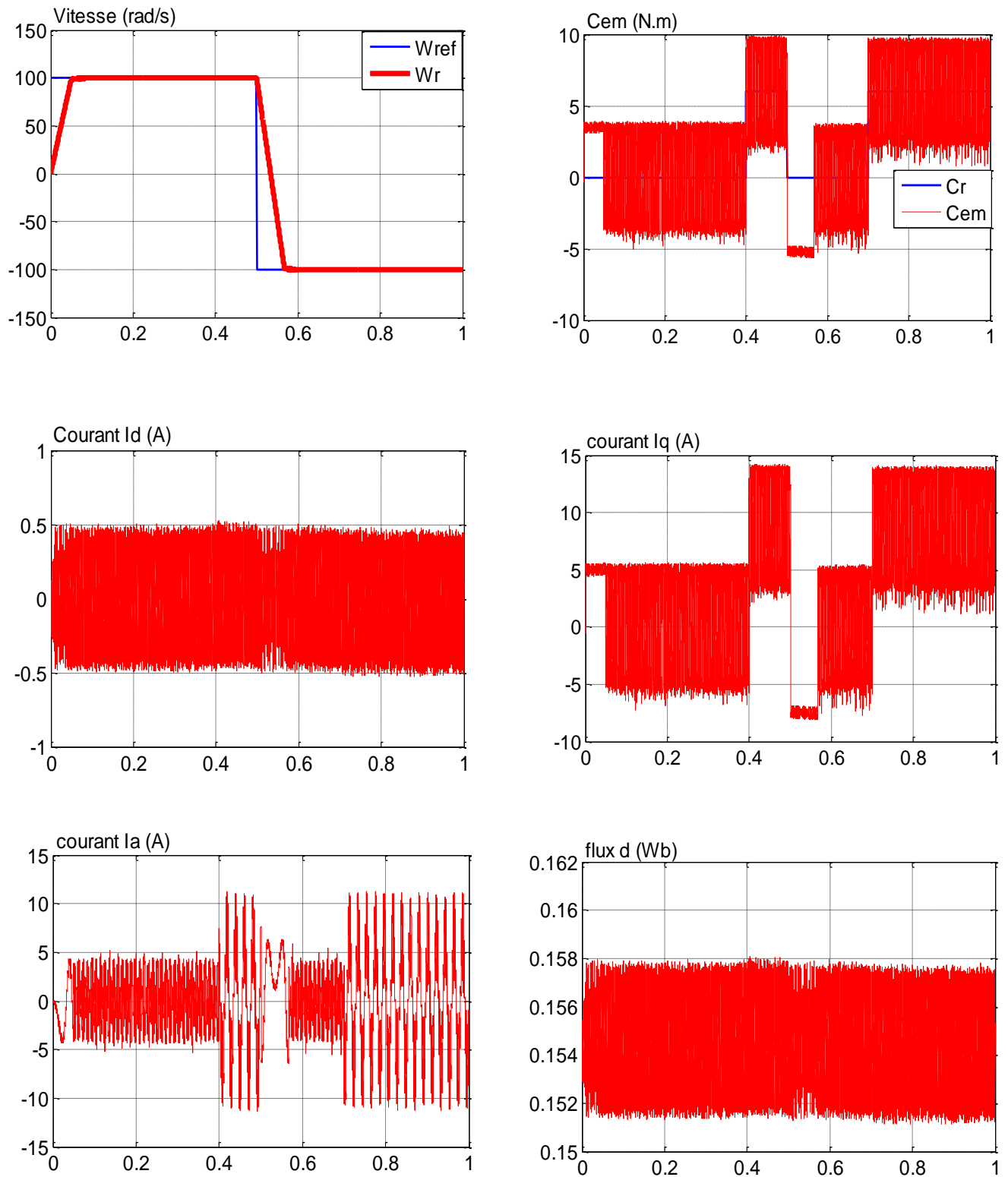


Figure III.15 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.

III.6.3.1.Comparaison:

Dans cette section nous allons faire une comparaison entre le régulateur PI et régulateur à mode glissant dans des condition de fonctionnement déférents, telle que:

1. Fonctionnements à vide
2. Fonctionnement avec variation de couple de charge
3. Fonctionnement avec inversion de sens de rotation
4. Variation paramétrique Rs

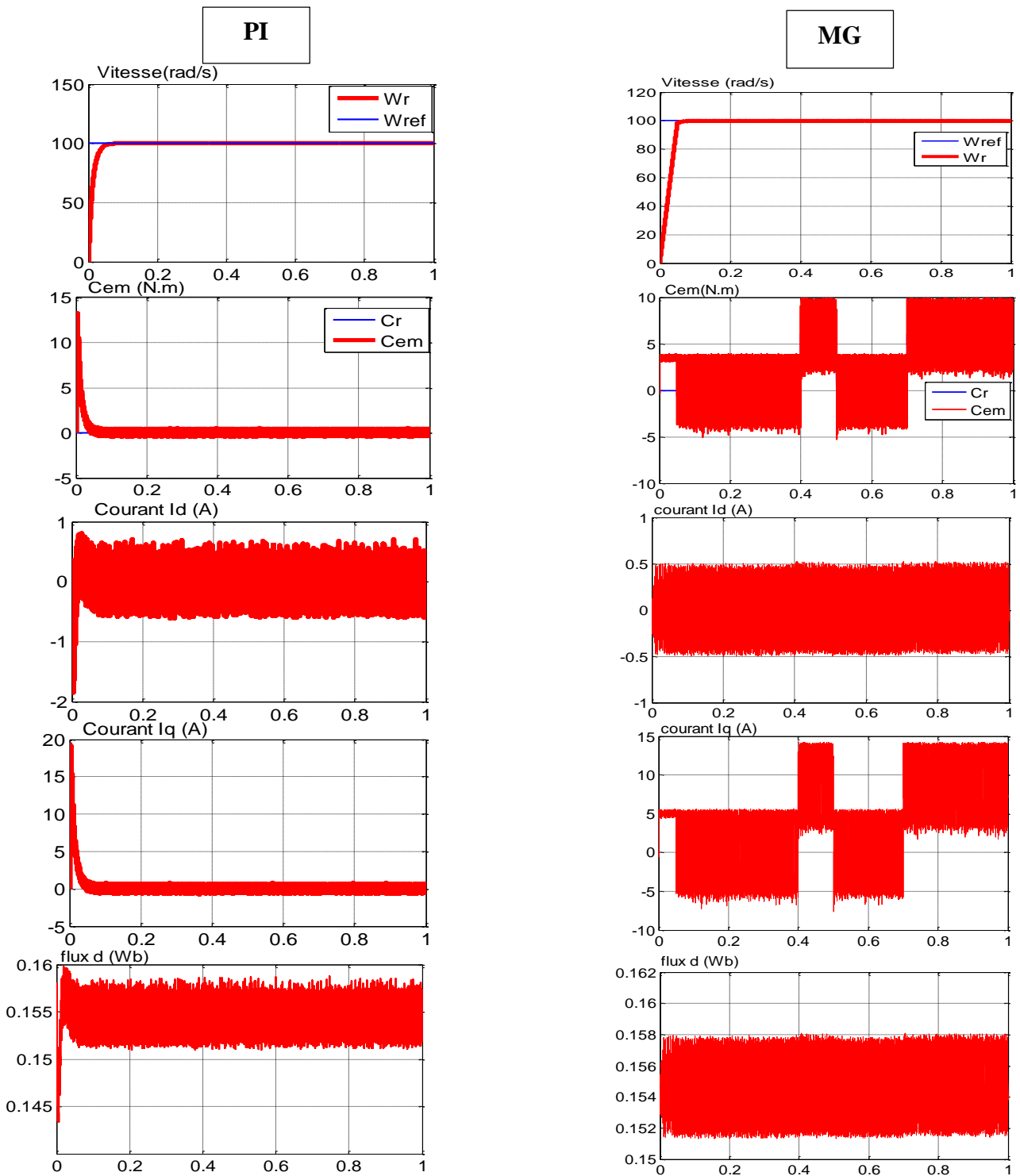


Figure III.16 : Fonctionnements à vide

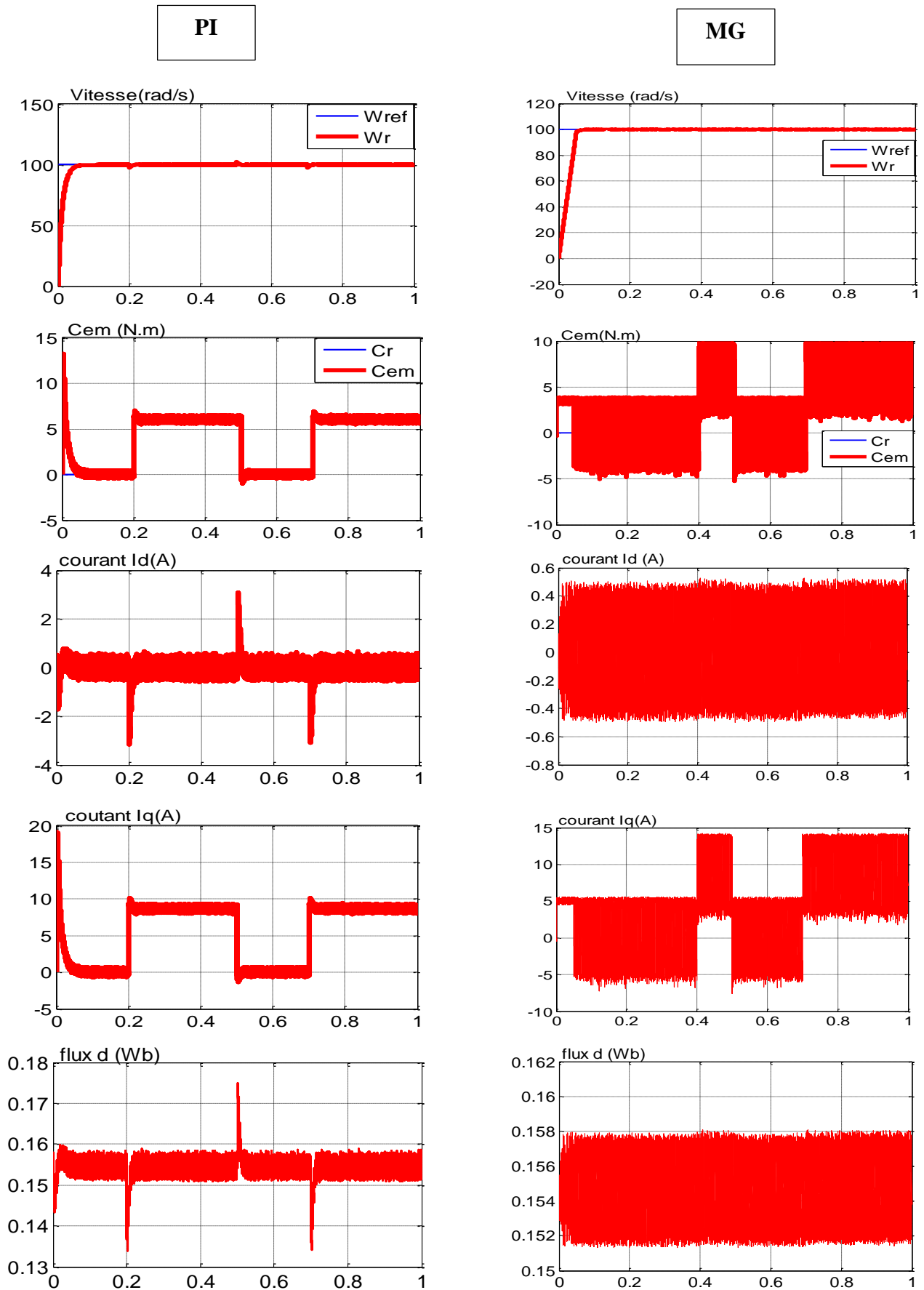


Figure III.17: Fonctionnement avec variation de couple de charge

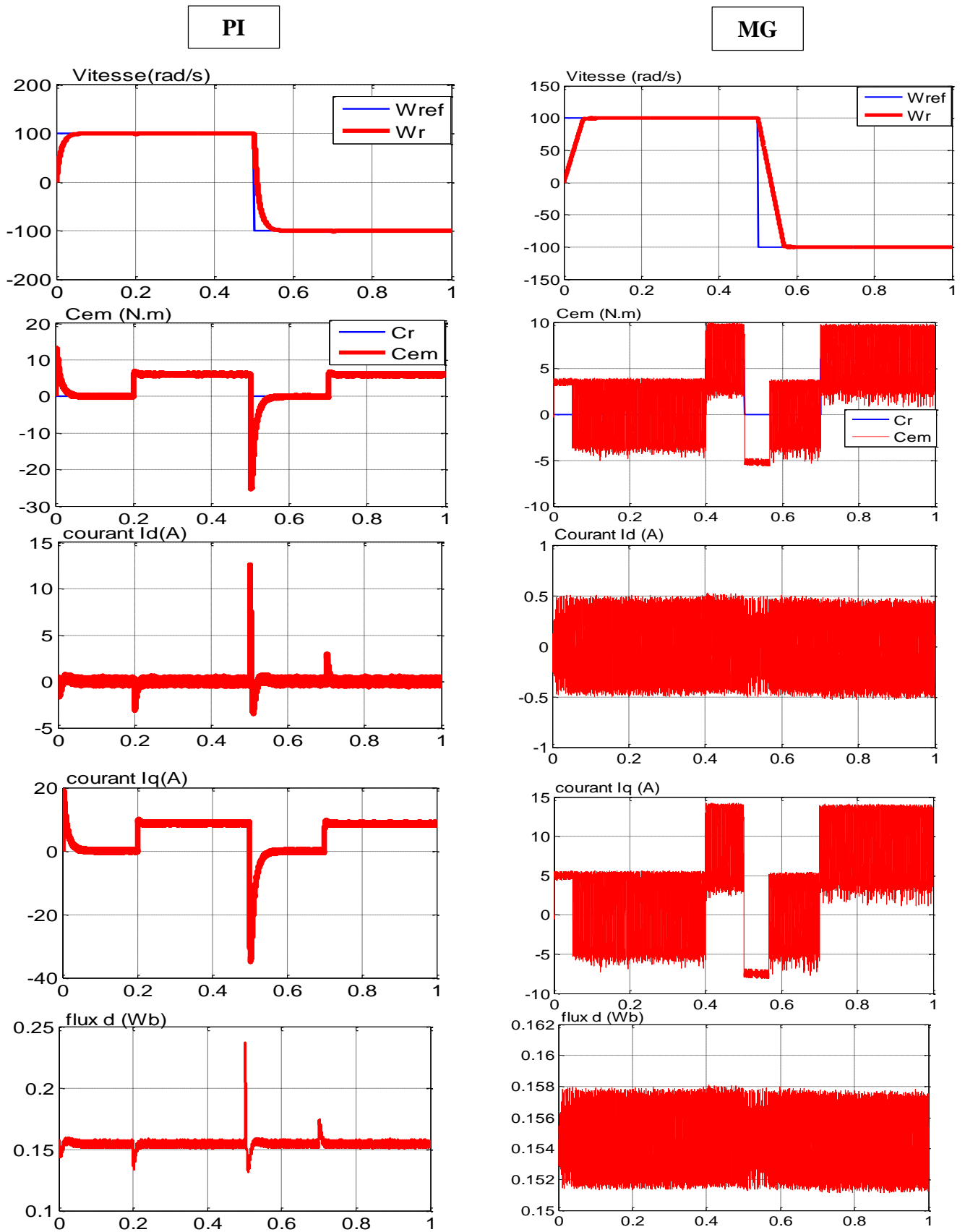


Figure III.18 : Fonctionnement avec inversion de sens de rotation

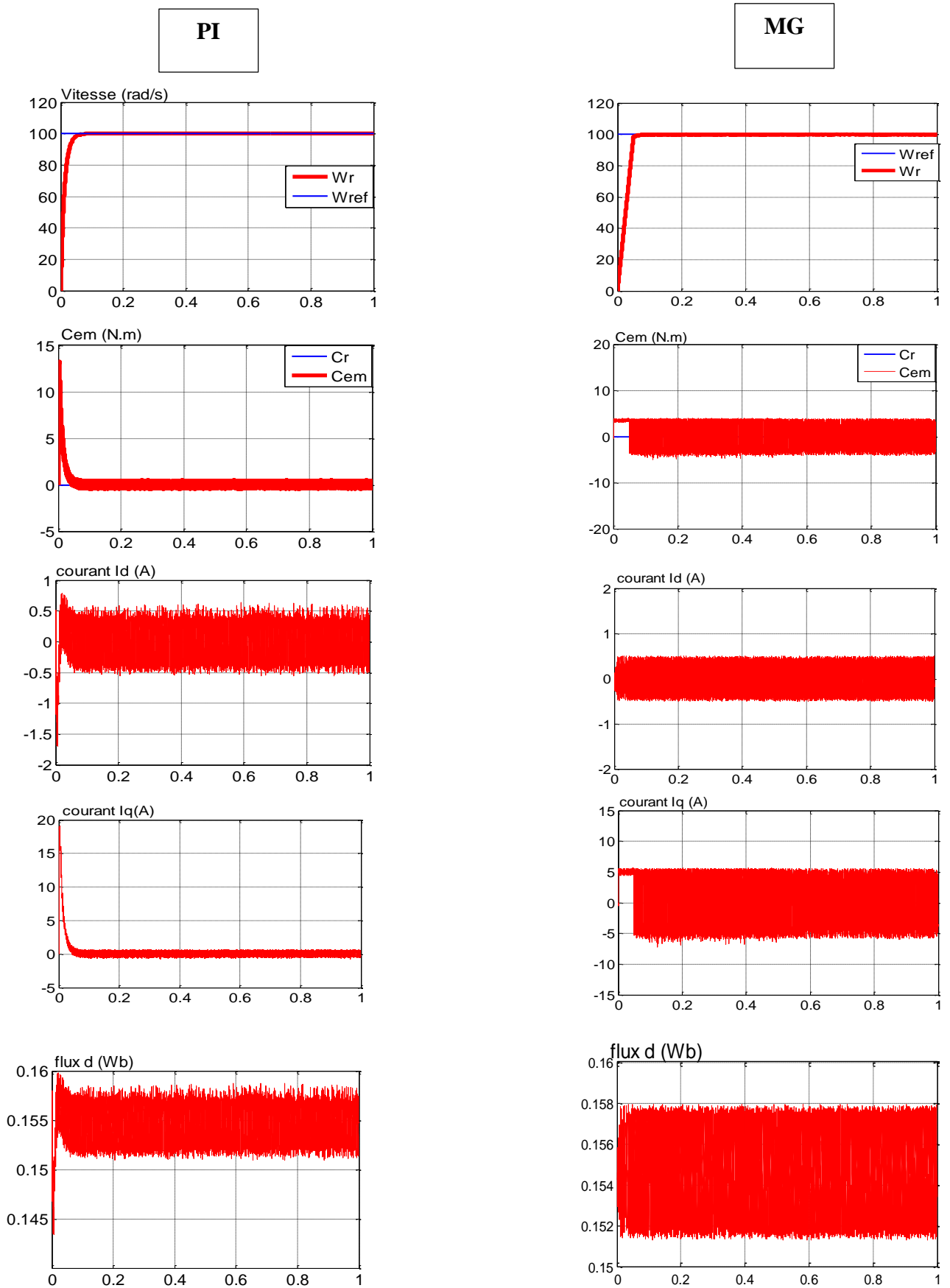


Figure III.19 : Variation paramétrique R_s

III.6.3.2. Interprétation des résultats:

Les tests de robustesse nous permettent de constater que :

- Le rejet de perturbation de régulateur MG est très rapide à celle de régulateur PI ;
- Un temps de réponse de régulateur PI plus que MG ;
- Une erreur statique pratiquement nulle pour les deux régulateurs ;
- Un découplage réalisé avec succès par le maintien de I_d nul pour les deux ;

Pour l'insensibilité aux perturbations internes et externes, dans notre simulation, les deux régulateurs offrent de bons résultats.

En plus le régulateur MG génère du chattering. Le choix, entre les deux, repose sur des critères techniques et économiques. Dans certaines applications les régulateurs classiques PI sont très satisfaisants:

- pompage par exemple
- mais dans d'autres non
- médecine par exemple.

III.7. Conclusion:

Nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Après la présentation de la théorie de base de cette commande, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande ; nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances.

Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la CSV sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur *PI* et la CSV de la MSAP.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.



Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude des structures de réglage classique et moderne de la vitesse de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandée par la technique MLI.

Nous avons commencé par une étude générale sur les aimants permanents et ses applications au niveau de la MSAP. L'excitation de cette machine permet une suppression des pertes par effet de Joule et une réduction de l'encombrement.

La synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur l'orientation du flux du stator dans l'axe d – c'est la commande vectorielle-. Le principe de cette technique est de rendre l'allure de la MSAP semblable à celle de la machine à courant continu. Les résultats de simulation affirment les performances de cette stratégie de contrôle tel que le découplage entre le flux et le couple, le poursuit et la dynamique de la machine.

Dans le troisième chapitre, on a présenté en premier lieu la commande par mode glissant, son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses inconvénients. En appliquant la méthode de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimant permanent, il est intéressant de prouver la stabilité asymptotique en boucle fermée quand les paramètres du modèle changent. Ce point va être illustré de façon théorique en faisant appel à la théorie de stabilité de Lyapunov.

Une comparaison est enfin de ce chapitre pour déterminer les avantages et inconvénients de chaque régulateur –PI et MG- l'un par rapport à l'autre. Le régulateur PI présente des avantages ... tel que la simplicité de manipulation, trois coefficients de réglage K_I , K_P et K_D dans certaines applications et un inconvénient majeur pour lui c'est la sensibilité à la variation des paramètres internes de la machine.

Basé sur la défaite du régulateur PI, le régulateur offre l'insensibilité à la variation du système, (commande à structure variable), la rapidité mais il génère des chattering dans le couple et les courants et un peu coûteux. L'utilisation des régulateurs dépend du processus à contrôler – des critères techniques, le domaine de l'application : agriculture, santé ... ,

Ce modeste travail peut être la base des autres travaux – c'est mon dieu veule- qui ont les idées suivantes :

- Utilisation des régulateurs à mode glissant d'ordre supérieur,
- Utilisation de la logique floue,
- La réalisation pratique de la structure étudiée.

ANNEXE A

• Paramètres du MSAP utilisé :

Puissance nominal:	$P_n=4000 \text{ w}$
Tension nominal:	$V_n=400 \text{ v}$
Résistance d'une phase statorique:	$R_s=1.4 \Omega$
Inductance cyclique:	$L_d= 0.0066 \text{ H} \quad ; \quad L_q=0.0058 \text{ H}$
Flux des aimants:	0.156 web
Moment d'inertie:	$J=0.00176 \text{ Nms /rd}$
Coefficient de frottement:	0.001 N*s/rd
Couple résistant nominal:	$C_r = 6 \text{ Nm}$
Nombre de paires de pôles:	$P=3$

Bibliographie

- [1] **Mr. NABTI Khalil**, " Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone " Université Mentouri Constantine. 14 / 12 / 2010.
- [2] **Mr. BENCHABANE Fateh**, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering" Université Mohammed khider de Biskra . 2005.
- [3] **Mr. Deghboudj Imen**, " COMMANDE DES SYSTEMES NON LINEAIRES PAR MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR" Université Constantine1.21/11/2013.
- [4] **H. Abdellaoui**, " Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques ", Mémoire de Magister, Université de TiziOuzou
- [5] **AMEUR, A.** "commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant". thèse de magistère en électrotechnique université de batna, 2003
- [6] **BOUCHEREB, C.** "contrôle direct du couple des machines synchrones". thèse de magistère en électrotechnique, université de batna, 2005.
- [7] **A. Aoufi**, " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [8] **M. Ezzat**, " Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [9] **P. Liutanakul**, " Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance-Structure Commande", Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, 2007.
- [10] **M. Ezzat**, " Commande sans capteur des MSAP", Journée des Doctorants de l'Ecole Doctorale STIM, Ecole des Mines de Nantes, Mai 2009.
- [11] **H. Dogan**, H. Nguyen-Xuan, F. Wurtz, L. Garbuio, and A. Foggia. Design optimisation of an interior PMSM for Electric véhicule application. In Conférence on the Computation of Electromagnétique, (COMPUMAG), 2013
- [12] **A.Elkabir**, "commande intelligence d'une machine synchrone a aimants permanents" Book –March 2018.
- [13] **R. Sadouni**, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010
- [14] **K. Nabti**, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [15] **G. Grellet, and G. Clerc**, " Actionneur électriques, principes, modèles, commande " Eyrolles, 1997.
- [16] **H. Amrous**, " Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [17] **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005
- [18] **N.S. Amirouche**, "Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [19] **S, E. Rezgui**, " Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et

Temps Réel, Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques, SVPWM, Mode Glissant, MRAS", Thèse de magistère, Université de Constantine, 2009.

[20] **M. Ali-Bey**, " Commande en Effort des Robots Manipulateurs ", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2005.

[21] **A. Boumediene**, " Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.

[22] **L. Nezli, D. Boudana, M.S. Boucherit**, " Réglage par Mode de Glissement en Cascade d'une Machine Synchrone Auto-pilotée Alimentée en Courant", Conférence nationale SMAPDIMA'99 Annaba.

[23] **A. Saibi**, " Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.

[24] **A. Kechich, B. Mazari, I. K. Bousserhane**, " Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine", International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.

[25] **A.E. Khaldi**, " Diagnostic et commande d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.

[26] **P. Liutanakul**, " Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance-Structure-Commande", Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, 2007.

Résumé :

Ce mémoire a pour but d'étudier les machines synchrones à aimant permanent MSAP. La modélisation de cette machine nous donne une représentation mathématique puis en environnement MATLAB/SIMULINK on valide ce modèle en précisant les allures de cette machine. Une stratégie basée sur l'orientation du flux est appliquée pour contrôler le couple et le flux de la machine séparés l'un de l'autre. Dans cette commande on utilise deux régulateurs PI et mode glissant, à la fin une comparaison entre eux pour choisir le meilleur dans telle situation. Simulation numérique résume notre travail et résultats.

ملخص:

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة الآلة المتزامنة مع آلة دائمة مثل MSAP. تم نحن نمذجة هذا الجهاز تمثيلاً رياضياً ثم في بيئة MATLAB / SIMULINK ، نتحقق من صحة هذا النموذج من خلال تحديد وتيرة هذا الجهاز. يتم تطبيق إستراتيجية تعتمد على اتجاه التدفق للتحكم في عزم الدوران وتدفق الجهاز المنفصلين عن بعضهما البعض. في هذا الأمر ، نستخدم منظمي PI ونمط انزلاق ، وفي النهاية يتم المقارنة بينهما لاختيار الأفضل في مثل هذه الحالة. تلخص المحاكاة العددية عملنا ونتائجنا.