



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies

Electromécanique

Présenté et soutenu par :
MAILBI Mohamed et AMARI Abdellatif

Le : mercredi 30 septembre 2020

Commande d'une machine synchrone à aimants permanents 'MSAP'

Jury :

HADRI Amel	Pr	Université de Biskra	Président
RAHOUA Naima	MCB	Université de Biskra	Encadreur
BENYAHIA Naima	MAA	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2019 - 2020

A decorative border in a golden-brown color, featuring intricate floral and scrollwork patterns that frame the central text.

Remerciements

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à ma directrice de mémoire, Madame RAHOUA Naima. Je la remercie de m'avoir encadré, orienté, aidé et conseillé.

J'adresse mes sincères remerciements à tous les professeurs, intervenants et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critiques ont guidé mes réflexions et ont accepté de me rencontrer et de répondre à mes questions durant mes recherches.

Je remercie mes très chers parents, qui ont toujours été là pour moi. Je remercie mes sœurs, et mon frère, pour leurs encouragements.

Enfin, je remercie mes amis, qui ont toujours été là pour moi.

Leur soutien inconditionnel et leurs encouragements ont été d'une grande aide.

À tous ces intervenants, je présente mes remerciements, mon respect et ma gratitude

A decorative border in a deep red color, featuring intricate, swirling floral and vine motifs. The border is composed of several sections: a top section that curves across the top, a right section that runs vertically down the right side, a bottom section that curves across the bottom, and a left section that runs vertically up the left side. The motifs include small flowers, buds, and elegant, looping lines.

Dédicaces

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

A mes chères sœurs pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral,

A mes chers frères, pour leur appui et leur encouragement,

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Que ce travail soit l'accomplissement de vos vœux tant attendus, et le fruit de votre soutien infailible,

LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

<i>MSAP</i>	<i>Machine synchrone à aimant permanent</i>
<i>MCC</i>	<i>Machine à courant continu</i>
<i>MLI</i>	<i>Modulation par largeur d'impulsion</i>
<i>PI</i>	<i>Correcteur Proportionnel intégrale</i>
<i>CMG</i>	<i>Commande par mode glissants</i>
<i>CSV</i>	<i>Commande à structure variable</i>
<i>MC</i>	<i>Mode de convergence</i>
<i>MG</i>	<i>Mode de glissement</i>
<i>F.e.m</i>	<i>Force électromotrice</i>
<i>FMMS</i>	<i>Forces magnétomotrices</i>
<i>FBO</i>	<i>Fonction de transfert en boucle ouverte</i>
<i>FBF</i>	<i>Fonction transfert en boucle de fermée</i>
<i>CV</i>	<i>Commande vectorielle</i>
<i>d, q</i>	<i>Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature</i>
<i>V_s</i>	<i>Tension instantanés des phases statorique (V)</i>
<i>t</i>	<i>Temp(s)</i>
<i>S</i>	<i>Opérateur de la Place (d/dt)</i>
$[V_a \ V_b \ V_c]^t$	<i>Vecteur tension des phases statoriques</i>
$[I_a \ I_b \ I_c]^t$	<i>Vecteur courant des phases statoriques</i>
$[\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^t$	<i>Vecteur des flux traversant les bobines statoriques</i>
<i>R_s</i>	<i>La résistance des phases statoriques</i>
<i>L_s</i>	<i>Inductance statorique</i>
<i>L_d</i>	<i>Inductance dans l'axe (d)</i>
<i>L_q</i>	<i>Inductance dans l'axe(q)</i>
<i>Ω</i>	<i>La vitesse de rotation en rad/s</i>
<i>p</i>	<i>Nombre de pair de pole</i>
<i>C_{em}</i>	<i>Couple électromagnétique</i>
<i>f</i>	<i>Coefficient de frottement visqueux (Nm/Rad/s)</i>
<i>J</i>	<i>Inerte</i>
<i>C_r</i>	<i>Couple résistant</i>
<i>ω</i>	<i>Pulsation électrique</i>
<i>ω_r</i>	<i>Vitesse de rotation de la machine</i>
<i>ψ</i>	<i>Flux</i>
<i>ψ_f</i>	<i>Flux des aimants</i>
<i>C_{em}</i>	<i>Le couple électromagnétique délivré par le moteur</i>
<i>[C]</i>	<i>La matrice de transformation directe de Concordia</i>
<i>[P] et [P]⁻¹</i>	<i>La matrice de passage directe et inverse de Park</i>

ψ_d	<i>Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor</i>
$V_{an0}, V_{bn0}, V_{cn0}$	<i>Tensions simple de la machine</i>
n	<i>L'indice de neutre de l'onduleur</i>
f_p	<i>Fréquence de la porteuse</i>
f_r	<i>Fréquence de la référence</i>
K_i	<i>L'action intégrale du régulateur</i>
k_p	<i>L'action proportionnelle du régulateur</i>
T	<i>Constante de temps électrique</i>
ε	<i>Facteur d'amortissement</i>
K_p	<i>L'action proportionnelle du régulateur</i>
Ω_{ref}	<i>Vitesse de référence</i>
I_{dref}	<i>Courant d de référence</i>
I_{qref}	<i>Courant q de référence</i>
e_d, e_q	<i>Composantes de la force électromotrice de compensation</i>
T_r	<i>Temps de réponse imposé.</i>
R.MGO1	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 1
$\varepsilon(x)$	<i>L'écart entre la valeur estimée et l'état réel</i>

LISTE DES FIGURES

(I.1)	Caractéristique $B(H)$ de l'aimant permanent idéal.....	6
(I.2)	Machine synchrone à aimants permanents.....	7
(I.3)	Schéma de bobinages statoriques.	8
(1.4)	Structures à pôles lisses.....	10
(I.5)	Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanent.....	11
(II.1)	Le circuit équivalent d'une phase de la MSAP.....	16
(II.2)	Représentation d'une MSAP dans le repère abc.....	17
(II.3)	Schéma équivalent de la machine synchrone dans le repère d-q.....	19
(II.4)	Schéma bloc de machine synchrone à aimant permanent.....	22
(II.5)	Schéma de l'onduleur triphasé.....	23
(II.6)	Principe de la commande MLI.....	25
(II.7)	Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré à vide.....	26
(II.8)	Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré.....	27
(II.9)	Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par 1-MLI sinus-triangle , 2-MLI vectorielle.....	28
(III.1)	Principe de la commande vectorielle.	32
(III.2)	Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux.....	32
(III.3)	Modèle de MSAP commande à flux orienté à I_d nul.....	33
(III.4)	Schéma bloc de compensation	35
(III.5)	Représentation de la commande par PI.....	37
(III.6)	commande des courants en deux boucles indépendantes.....	38
(III.7)	Boucle de régulation de vitesse	41

(III.8)	Courant I_d (A) avec une charge de (5 Nm a $t=0.4s$).....	42
(III.9)	Courant I_q (A) avec une charge de (5 Nm a $t=0.4s$).....	43
(III.10)	Le couple électromagnétique (N.m) avec une charge de (5 Nm a $t=0.4s$)	43
(III.11)	la vitesse de rotation (rad/s) avec inversion de sens de rotation suivi de charge (5 Nm a $t=0.2s$ a $t=0.8$)	44
(III.12)	Zoom sur la vitesse de rotation (rad/s) avec inversion de sens de rotation suivi de charge (5 Nm a $t=0.2s$ a $t=0.8$).....	44
(III.13)	Courant I_d (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a $t=0.2s$ a $t=0.8$).....	45
(III.14)	Courant I_q (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a $t=0.2s$ a $t=0.8$) et inversion de sens de rotation.....	45
(III.15)	Le couple électromagnétique (N.m) avec une variation de la charge de à (5 N.m de $t=0.2s$ a $t=0.8$) et inversion de sens de rotation.....	45
(IV.1)	différentes modes pour la trajectoire dans le plan de phase	49
(IV.2)	Schéma global de réglage par mode glissant	55
(IV.3)	Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.....	57
(IV.4)	Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d' une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.....	57
(IV.5)	Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$	58
(IV.6)	Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.....	58
(IV.7)	Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.....	60
(IV.8)	Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C = 5N.m$).....	60

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS.....	I
DEDICACES.....	II
LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES.....	III
LISTE DE FIGURES	V
SOMMAIRE.....	VII
INTRODUCTION GENERALE.....	2

Chapitre I

Généralité sur la Machine synchrone à aimants permanents

I.1. Introduction	5
I.2. Présentation de la MSAP.....	5
I.3. Les différents types d'aimants permanents.....	5
I.4. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents.....	7
I.4.1. Stator.....	7
I.4.2. Rotor.....	8
I.5. Structures des inducteurs des machines synchrones à aimants.....	8
I.5.1. Structures à pôles lisses.....	9
I.5.2. Structures à pôles saillants.....	10
I.6. Principe de fonctionnement.....	10
I.7. Avantages de la MSAP.....	11
I.8. Inconvénients de la MSAP.....	11
I.9. Les domaines d'application de MSAP.....	12
I.10. Conclusion.....	12

Chapitre II
Modélisation de la MSAP

II.1. Introduction.....	15
II.2. Circuit équivalent d'un MSAP.....	15
II.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	16
II.3.1. Mise en équations de la machine.....	17
a- Equations électriques.....	17
b- Equations magnétique.....	18
c- Equations mécaniques	18
II.4. Transformation triphasé - diphasé.....	18
II.4.1. Transformation de Concordia.....	18
II.4.2. Transformation de Park.....	19
a) Equations électriques.....	20
b) Equations magnétiques	20
c) Expression du couple électromagnétique	20
d) Equations du mouvement	21
II.5. Modélisation de l'onduleur de tension.....	22
II.5.1. Définition de l'onduleur de tension.....	22
II.5.2. Modélisation de l'onduleur de tension.....	22
II.6. Principe de la commande MLI.....	24
II.7. Résultats de simulation de la MSAP.....	25
II.7.1. Alimentation par un réseau triphasé équilibré.....	26
II.7.1.1 démarrage à vide	26
II.7.1.2. démarrage en charge.....	27
II.7.2. Alimentation par un onduleur de tension.....	27
II.8. Conclusion	29

Chapitre III
Commande Vectorielle de la MSAP

III.1. Introduction.....	31
III.2. Principe de la commande vectorielle.....	31
III.3. Description du système global.....	32
III.4. Découplage.....	34
III.5. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	35
III.5.1. Avantages de la commande vectorielle.....	35
III.5.2 Inconvénients de la commande vectorielle.....	36
III.6. La Régulation.....	36
III.6.1. Conception des Régulateurs.....	36
III.6.1.1. Action Proportionnelle (Kp).....	37
III.6.1.2. Action Intégrale (Ki).....	37
III.6.2. Calcul des Régulateurs.....	37
III.6.2.1. Régulateur des Courants.....	37
III.6.2.2. Calcul du Régulateur de vitesse.....	40
III.7. Résultats de simulation.....	42
Essai à vide et en charge.....	42
Résultats de simulation avec inversion de sens de rotation.....	44
III.8. Conclusion.....	46

Chapitre IV

Commande par mode glissant

IV.1 Introduction	48
IV.2. Commande vectorielle de la MSAP par régulateur glissant (CMG).....	48
IV.2.1. Trajectoires dans le plan de phase.....	48
Mode de convergence(MC).....	48
Mode de glissement (MG).....	49
Mode de régime permanent(MRP).....	49
IV.2.1.1. Conception de la commande par mode glissant.....	49
IV.2.1.1.1. Choix de la surface de glissement	50
IV.2.1.1.2. Conditions de convergence.....	50
L'approche de Lyapunov.....	50
L'approche de direct.....	51
IV.2.1.1.3. Synthèse de la loi de commande par mode glissant.....	51
IV.2.2. Application de la commande par mode glissant à la MSAP	52
IV.2.2.1. Pour le régulateur de vitesse	53
IV.2.2.2. Pour la commande du composant direct de courant statorique.....	53
IV.2.2.3. Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique.....	54
IV.3. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle par	
R.MGO1 et piloté par un onduleur de tension.....	55
IV.3.1. Résultats de simulation.....	55
IV.3.1.1. Essai à vide et en charge.....	55
IV.3.1.2. Essai de l'inversion de sens de rotation.....	56
IV.3.1.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge.....	56
IV.3.2 Etude comparative entre la CSV et la commande PI	59
IV.3.2.1. Comparaison au niveau de l'inversion de la vitesse.....	59

IV.3.2.2. Comparaison au niveau de la variation de charge	59
IV.4. Conclusion.....	61
CONCLUSION GENERALE.....	63
Bibliographie	65
ANNEXE	
Résumé	

The background features a minimalist design with three blue circles of varying sizes and two thin blue lines. One large circle is in the top left, a medium one is in the center, and a large one is in the bottom left. Two lines cross the page diagonally, one from the top right to the bottom left, and another from the top left to the bottom right.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatives qui permet de supprimer les contacts glissants.

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q.

La commande vectorielle permet de créer une dynamique asymptotiquement linéaire et isolée à proximité de la dynamique de la machine à courant continu. Toutefois, ce système de contrôle exige que les paramètres de la machine soient exacts. Les paramètres doivent être définis avec précision. Afin de conserver un découplage et une efficacité acceptables, il est donc important d'utiliser des algorithmes de contrôle robustes.

Cette robustesse réside dans le système structurel variable (CSV), un système non linéaire par son existence. Le réglage du mode est fondamentalement une méthode qui force la réponse à un chemin prédéterminé pour glisser. Cependant, l'avantage de cette stratégie de surveillance est de se tourner vers les hautes fréquences (chattering).

L'objectif principal de cette mémoire est d'atteindre un nouveau contrôle robuste via mode glissant pour améliorer les performances de la machine. Pour mener notre étude, le mémoire est organisé de la manière suivante:

Dans le **premier chapitre**, nous allons commencer par les principales caractéristiques Nous présentons les différentes configurations potentielles des inducteurs de matériaux MSAP pour les aimants permanents. L'avantage clé des machines synchrones et leur domaine d'application. est noté à la fin de ce chapitre

Le **deuxième chapitre** concerne la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans les repères (abc) et (d-q) et l'étude de l'association machine - onduleur

La théorie du commande vectorielle du MSAP pour la régulation de la vitesse est abordée dans le **troisième chapitre**. La vitesse est contrôlée par un régulateur intégral proportionnel (PI).

L'intégration d'un régulateur par mode glissant, constitue l'objet du **quatrième chapitre**. Pour cela, nous allons introduire dans un premier temps les notions générales sur la commande à structure variable, on présentant les principes théoriques de cette commande où le système est contraint à suivre la référence d'attractivité sans tenir compte du modèle de la machine.. Nous terminons le présent mémoire par une conclusion générale et perspective.

A decorative graphic on the left side of the page consists of three blue circles of varying sizes and two thin blue lines. One large circle is at the top left, a smaller one is below it, and a very large one is at the bottom left. Two thin lines cross the page diagonally, one from the top right to the bottom left, and another from the top left to the bottom right.

CHAPITRE I

Généralité sur la Machine synchrone a aimants permanents

I.1. Introduction

Parmi les moteurs à courant électrique alternatifs utilisés dans les gradients de vitesse variables, le moteur synchrone à aimant permanent reste un candidat fort. Sa sélection est devenue attractive et contrastait avec les moteurs hétérogènes grâce à l'évolution des aimants permanents, qu'ils soient en alliage ou en terre rare. Par conséquent, ces moteurs sont utilisés comme norme de l'industrie dans les moteurs synthétiques, ce qui n'entraîne aucune perte dans les voitures par rapport aux autres types de moteurs. [1]

Dans ce chapitre, nous présenterons la machine synchrone à aimants permanents, sa constitution et son principe de fonctionnement.

I.2. Présentation de la MSAP

Le développement des machines magnétiques a continué à croître avec un succès très modeste au début, depuis plus d'un siècle. Les aimants modernes, qu'il s'agisse d'alliages métalliques ou de terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore,....) se sont développés pour leur offrir une large gamme d'avantages, en particulier dans les machines synchrones tel que, forte induction en saturation, faible démagnétisation, densité de puissance élevée, énergie stockée maximale plus élevée par rapport aux autres types de machines.

Les aimants sont substitués à l'inducteur sur l'aimant permanent MSAP, ils sont également disponibles pour créer le champ palpitant, avec l'avantage de réduire les pertes de balais et de rotor. Dans certaines applications telles que les outils électriques, les robots, les moteurs d'aéronefs, l'amplification électrique etc. un système synchrone à aimant est couramment utilisé. [1]

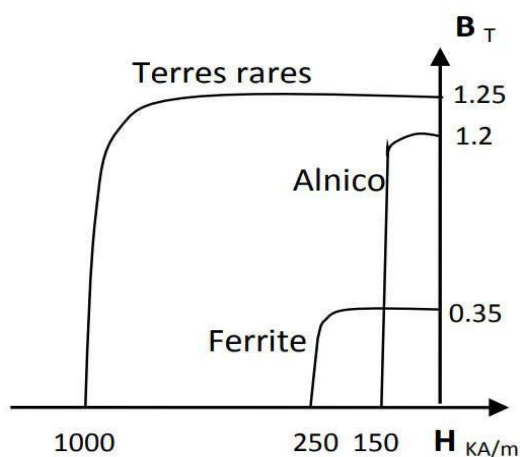
I.3. Les différents types d'aimants permanents

Pour les aimants permanents et avec différentes propriétés et utilisations, une large gamme de matériaux est disponible. Trois types sont distincts pour les machines rotatives [3], [4]:

- **Les Alnico:** ils sont composés d'Aluminium, de Nickel et de Cobalt. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, et un champ coercitif faible mais une zone très basse d'application arbitraire qui est problématique dans les machines électriques. Même sous des températures intenses, ils sont extrêmement stables. Leurs propriétés magnétiques varient de 250 °C à 450 °C. Ces aimants sont principalement utilisés dans l'équipement de mesure et les systèmes de détection de champ magnétique

- **Les Ferrites:** Il s'agit d'oxyde de fer, de baryum et d'additifs de strontium. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes et sont obtenus par frittage. Leur performance est toutefois modeste en raison de leur faible coût et de leur rigidité élevée dans de nombreuses applications. Au lieu de cela, les ferrites sont utilisées dans les machines magnétiques à faible consommation en raison de leurs faibles valeurs d'aimantation résiduelles (environ 0,4 T). Des systèmes plus complexes de concentration en flux peuvent être pris en considération pour obtenir des paires de masse plus élevées. [4].
- **métaux - terres rares[5]** : tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

En effet, la puissance électrique des machines à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants **Figure(I.1)**. Leurs inducteurs sont des alliages de métaux rares de transition terrestre. La variante la plus populaire est l'alliage de cobalt Sm₂Co₁₇ Samarium, presque non magnétique et caractérisé par une induction constante très élevée et champ coercitif ($B_r = 1,25$ T, $H_c = 1000$ KA / m), avec une perméabilité modérément élevée d'environ ($\mu_r = 1,07$). Le niveau d'énergie de l'aimant est trois fois supérieur la valeur alnico et six fois la valeur ferrite.



Figure(I.1): Caractéristique B(H) de l'aimant permanent idéal

Ainsi Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants [6] :

- ✓ Performance du moteur.
- ✓ Poids du moteur.

- ✓ Dimension du moteur.
- ✓ Rendement du moteur.
- ✓ Facteur économique.

I.4. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor (**Figure(I.2)**). Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation.

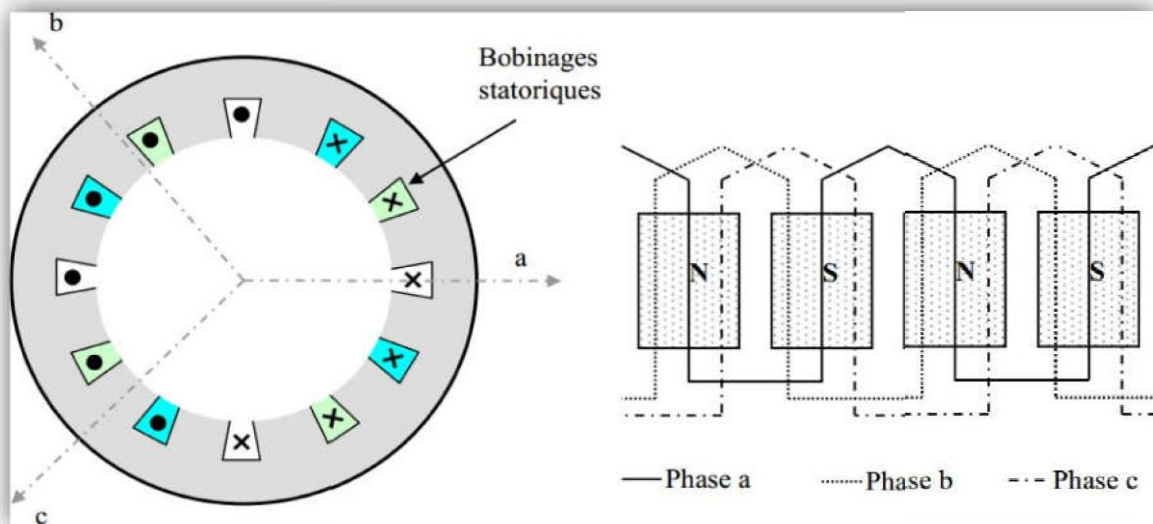


Figure(I.2) : Machine synchrone à aimants permanents.

I.4.1. Stator

Le stator de la machine synchrone à aimants permanents est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de 120° . Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système de tensions ou de courants triphasés. Les topologies rencontrées dans les bobinages des machines tournantes à courants alternatifs sont nombreuses. On distingue deux grandes catégories de bobinage. Les bobinages dits réguliers, parmi lesquels on trouve les bobinages à pas diamétral, les bobinages à pas raccourcis, les bobinages répartis et les bobinages non réguliers, comme les bobinages à trous ou à nombre fractionnaire d'encoches par pôle et par phase. La Figure(I.3) présente un exemple de bobinage statorique régulier à une seule voie par phase et deux paires de pôles.

Les machines à basse tension sont habituellement bobinées en utilisant du fil cylindrique émaillé non rangé. Chaque conducteur, servant à constituer les spires, est le plus souvent formé de plusieurs fils, ou brins, en parallèle. Les conducteurs ainsi réalisés ne sont pas isolés entre eux. Comme on ne peut pas se fier suffisamment à l'isolation apportée par l'émail, qui peut avoir été altérée par les opérations d'enroulement des spires et d'insertion des bobines dans les encoches, ou présenter intrinsèquement des faiblesses localisées, on doit isoler les bobines par rapport à la masse, c'est-à-dire l'empilage de tôles magnétiques, de même que l'on doit isoler entre elles les bobines appartenant à des phases différentes. L'isolation des bobines par rapport à la masse est réalisée en plaçant dans les encoches, avant toute opération d'insertion du bobinage, une feuille de matériau isolant en forme de U qui épouse tout le périmètre utile de l'encoche. De plus samples détails sur les topologies et les technologies de bobinages sont largement développées dans:[7].



Figure(I.3) :Schéma de bobinages statoriques

1.4.2. Rotor

Le rotor est quant à lui constitué d'un noyau de fer sur lequel sont disposées des aimants permanents qui servent à générer une excitation permanente. Les aimants permanents ont une grande flexibilité pour éliminer les "ballais" (donc les pertes de rotor) On peut distinguer les machines synchrones à aimants permanents via deux grandes catégories de rotor qui peuvent être sans «pièces polaires» ou avec «pièces polaires».

- rotor possédant des pièces polaires servent à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement, soit perpendiculairement à

l'entrefer ou de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est constitué de pôles saillants. Dans ce type de système, l'inducteur est construit à partir de pôles saillants.

→ rotor sans pièces polaires donc à entrefer constant, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer [8]

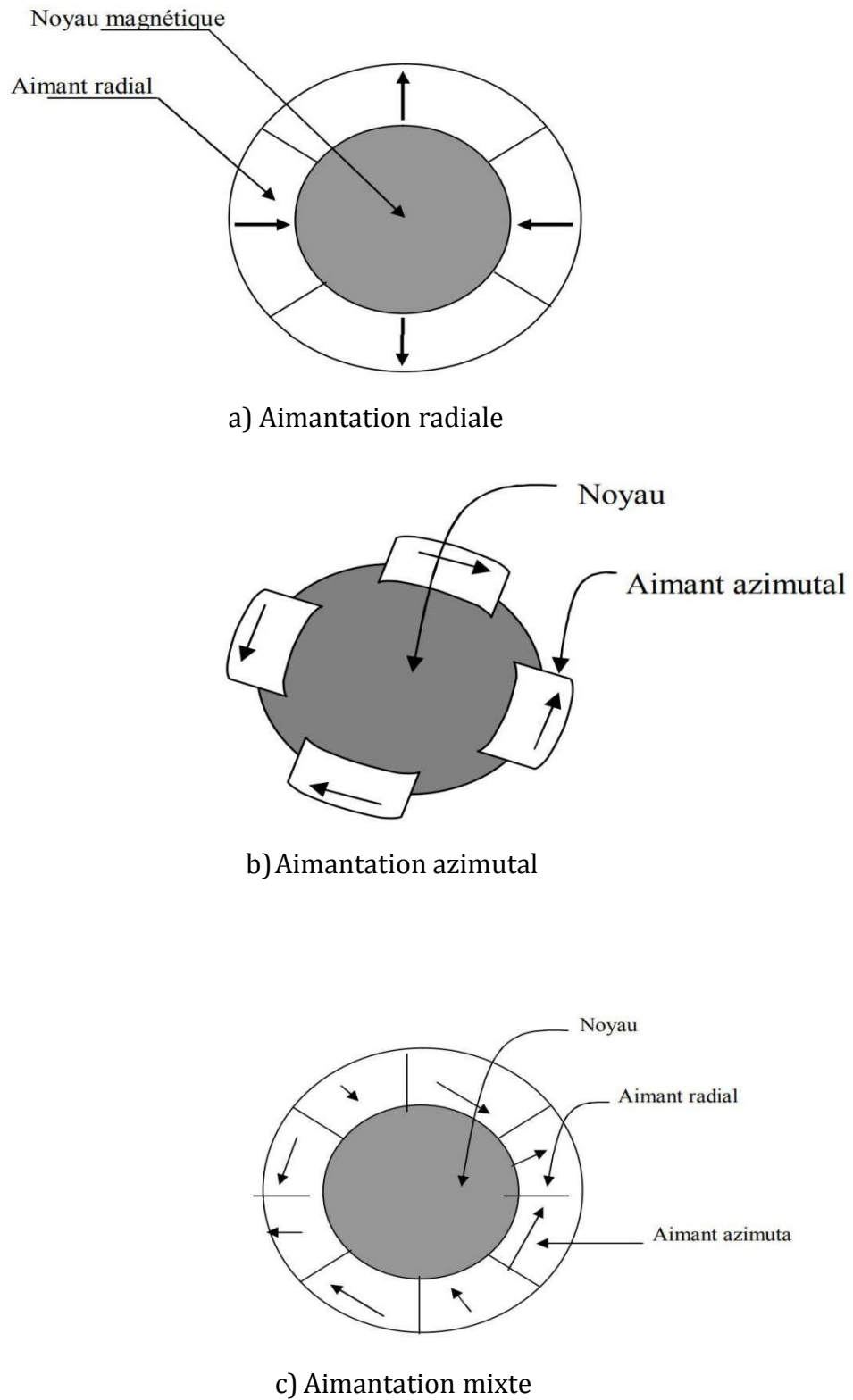
I.5. Structures des inducteurs des machines synchrones à aimants

Il existe plusieurs manières de classer les machines synchrones à aimants permanents. La plus utilisée est celle qui est basée sur la façon de déposer les aimants et de les associer aux matériaux magnétiques au niveau du rotor. Cette classification permet de mettre en évidence les propriétés spécifiques de chaque type de structure de machine obtenue. [6],[10]

I.5.1. Structures à pôles lisses :

Les aimants généralement en forme de "Tuiles", sont fixés à la surface du rotor grâce à des ferrites magnétiques au niveau de l'entrefer et plaquées sur un noyau magnétique pour tirer le meilleur parti des aimants, on a intérêt de les doter d'une aimantation radiale (Figure 1.5-a), tangentielle entre pôles (Figure 1.5-b), les aimants peuvent également avoir une aimantation mixte (Figure 1.5-c) ou aimantation tournante.

Les structures à rotor lisse se caractérisent par un entrefer magnétique important accentué par l'épaisseur des aimants. Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement autopiloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple [6,10].



Figure(I.4) : Structures à pôles lisses

I.5.2. Structures à pôles saillants :

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou inter polaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné où la saillance est inversée c'est à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d". On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteur à pôles saillants. [11]

I.6. Principe de fonctionnement :

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure I.6 représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un " pas " élémentaire comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $= 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la Figure (I.6.a) à la Figure (I.6.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.6.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure.

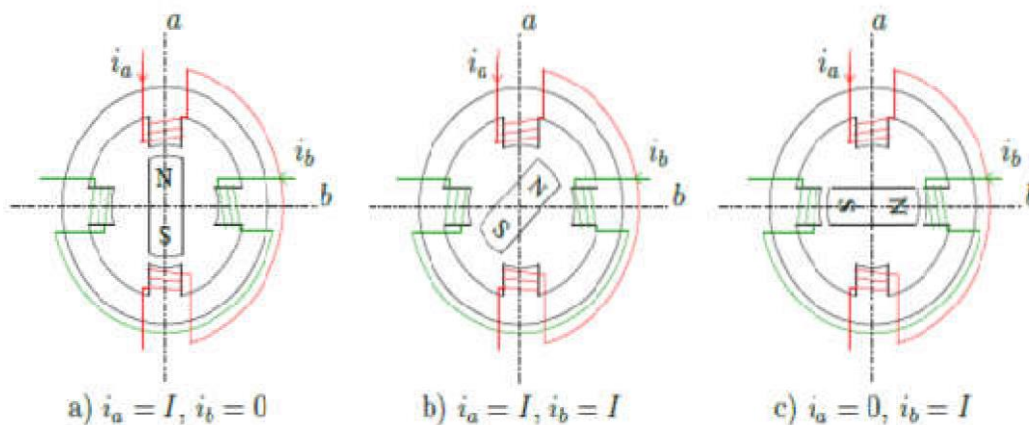


Figure (I.5) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanent

I.7. Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [12] [13] [14] [15] [16] [17]

- Puissances massives importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Il n'y a pas de pertes résistives du rotor; cela facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes de la machine. Les dispositifs de refroidissement du rotor, par exemple, sont retirés. Suppression des bagues et des ballast, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Supporter des surcharges et un bon comportement en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

I.8. Inconvénients de la MSAP [18]

- Un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire.
- Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps

I.9. Les domaines d'application de MSAP [19].

Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation continue, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges. En combinant des transducteurs magnétiques dans divers domaines tels que la robotique, la technologie spatiale et d'autres applications spécialisées, j'ai trouvé de nombreuses applications dans les domaines suivants :

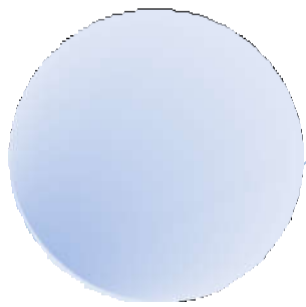
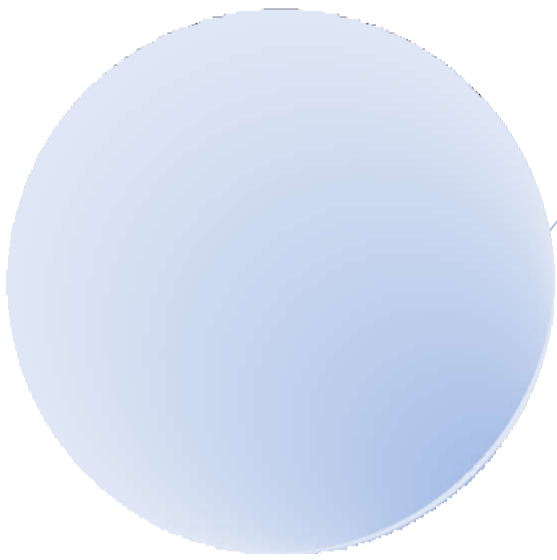
- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),

- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- la production d'électricité,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- les machines-outils,

Ils sont utilisés pour les microwatts et les mégawatts. Ils sont utilisés. Votre champ de technologie choisi reste à plusieurs centaines de kilowatts dans lequel l'aimant permanent permet l'induction des intervalles d'air d'être plus grand que les dispositifs avec rotor bobiné à des dimensions égales

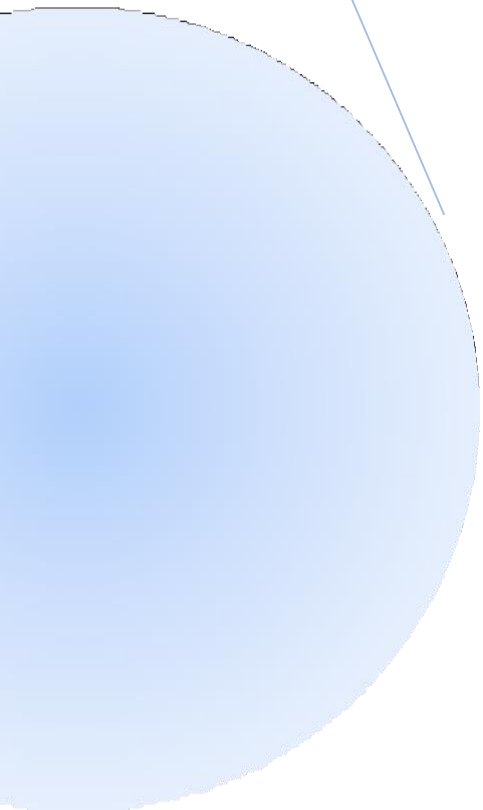
I.10. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, sa constitution fondamentale (partie induit et partie inducteur) avec son principe de fonctionnement, Ainsi nous avons mis en évidence les avantages, les inconvénients et les domaines d'application de la machine synchrone à aimants permanents. Dans le chapitre qui suit, nous prêterons notre attention à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.



CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MSAP



II.1. Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude. Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles est basée essentiellement sur la transformation de Park. Puisque les machines synchrones dans les systèmes industriels ne sont pas directement alimentées par le réseau électrique, un onduleur de tension est prévu [20].

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

II.2. Circuit équivalent d'un MSAP

On peut représenter un MSAP triphasé par un circuit qui montre trois tensions induites E_0 correspondant à chacune des phases. Chaque phase contient une résistance R_s en série avec une réactance X_s au moins 10 fois plus grande que la valeur de R_s . On peut donc négliger la résistance, ce qui donne le circuit simple de la figure (II.1) Évidemment, on doit tenir compte de cette résistance en ce qui concerne les pertes et l'échauffement du stator.

Selon le type de construction de l'alternateur, la valeur de la réactance synchrone peut varier entre 0,8 et 2 fois l'impédance de la charge nominale. Malgré cette impédance interne élevée, MSAP peut débiter des puissances très importantes, car la réactance synchrone ne consomme aucune puissance active.[1]

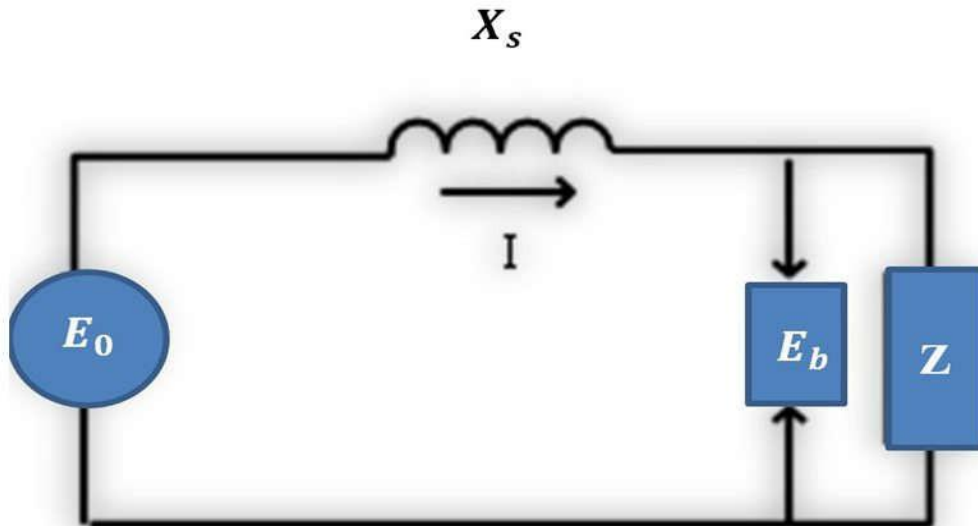


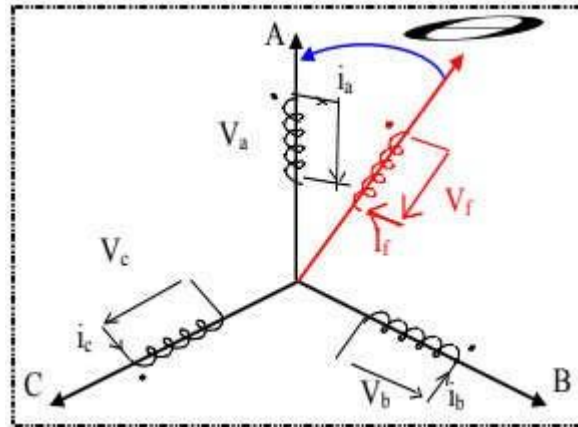
Figure (II.1): Le circuit équivalent d'une phase de la MSAP

II.3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses à savoir que [21] [22] [23] [24] :

- ❖ Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.
- ❖ Les couplages capacitifs entre les enroulements ainsi que l'effet de peau sont négligés.
- ❖ Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de peau et d'hystérésis est négligé.
- ❖ Les flux sont des fonctions linéaires des courants qui leur donnent naissance.
- ❖ Le système de tension est équilibré
- ❖ Les F.e.m sont à répartition sinusoïdale.
- ❖ L'effet de la température sur les résistances est négligeable.

La structure générale d'une machine synchrone, bipolaire à aimants permanents est présentée à la figure (II.2), L'aimant est représenté par un inducteur alimenté par une source de courant[25].



Figure(II.2):Représentation d'une MSAP dans le repère abc.

II.3.1. Mise en équations de lamachine

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Equations électriques.
- Equations magnétique.
- Equations mécaniques.

a- Equations électriques

En tenant compte du flux total produit au stator, les équations électriques relatives aux bobinages du stator s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (II.1)$$

$[V_a \ V_b \ V_c]^t$ Vecteur tension des phases statoriques.

$[I_a \ I_b \ I_c]^t$ Vecteur courant des phases statoriques

$[\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^t$ Vecteur des flux traversant les bobines statoriques.

R_s : La résistance des phases statoriques.

b-Equations magnétique

Dans ces équations ψ_n correspond au flux magnétique total induit à travers chacun des bobinages (abc). Le flux total dans chaque phase peut être écrit par les équations qui suivent:

$$\begin{cases} \psi_a = \psi_f \cos(\theta) \\ \psi_b = \psi_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_c = \psi_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.2)$$

c-Equations mécaniques

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (II.3)$$

J : Et le moment d'inertie du moteur

f : C'est le coefficient de frottement visqueux.

C_{em} : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : C'est le couple résistant, ou de charge.

II.4. Transformation triphasé -diphasé[26][27]

II.4.1. Transformation de Concordia

La transformation direct de CONCORDIA est déterminée par une matrice [28], elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes (α, β, o), elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux, $[V_{abc}], [I_{abc}], [\psi_{abc}]$ aux $[V_{\alpha\beta 0}], [I_{\alpha\beta 0}], [\psi_{\alpha\beta 0}]$ respectivement. Le vecteur X_0 , représente la composante homopolaire.

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{abc}] = [C][X_{\alpha\beta 0}] \quad (II.4)$$

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C^{-1}][X_{abc}] \quad (II.5)$$

Où [C] est la matrice de transformation directe de Concordia, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

II.4.2. Transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application. La figure (II.3) présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park) : Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r . [29][30][31]

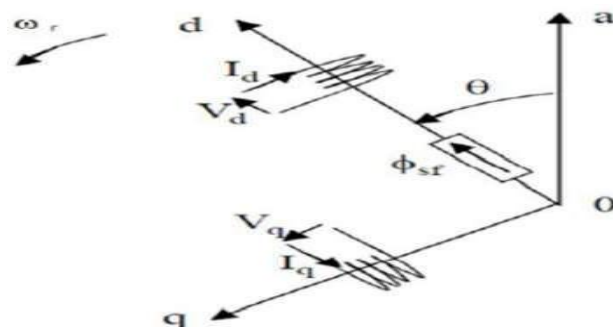


Figure (II.3): Schéma équivalent de la machine synchrone dans le repère d-q.

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [V_{dq0}][P] \quad (\text{II.7})$$

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

[P] et [P]⁻¹ sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

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

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

a) Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega \psi_d \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

b) Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \psi_d = L_d I_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

c) Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique C_e est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles engendrés par les FMM dans l'entrefer généré par les courants statoriques[FBO].

Selon Park l'expression de la puissance transmise est la suivante:

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II.13})$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions on aura:

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left(I_d \frac{d\psi_d}{dt} + I_q \frac{d\psi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\psi_d I_q - \psi_q I_d) \right] \quad (\text{II.14})$$

→ $\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$ représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.

→ $\frac{3}{2} \left[I_d \frac{d\psi_d}{dt} + I_q \frac{d\psi_q}{dt} \right]$ représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements dustator.

→ $\frac{3}{2} \left[\frac{d\theta}{dt} (\psi_d I_q - \psi_q I_d) \right]$ représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = \omega \quad \text{et} \quad P_e = C_e \Omega \tag{II.15}$$

Avec :

P : Le nombre de paires de pôles de la machine.

ω : La vitesse de rotation de la machine(rotor).

$$C_e = \frac{3}{2} P [\psi_d I_q - \psi_q I_d] \tag{II.16}$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_q I_d + I_q \psi_f] \tag{II.17}$$

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

$$C_e = \frac{3}{2} P I_q \psi_f \tag{II.18}$$

d) Equations dumouvement

La dynamique de la machine est donnée par l'équation du mouvement suivante:

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - C_f \\ C_f &= F_c \Omega \end{aligned} \tag{II.19}$$

$$\Rightarrow J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_c \Omega$$

A partir de (II.11), (II.12),(II.17), et (II.19), le modèle de le MSAP dans le repère de Park est schématisé par la figure (II.4).

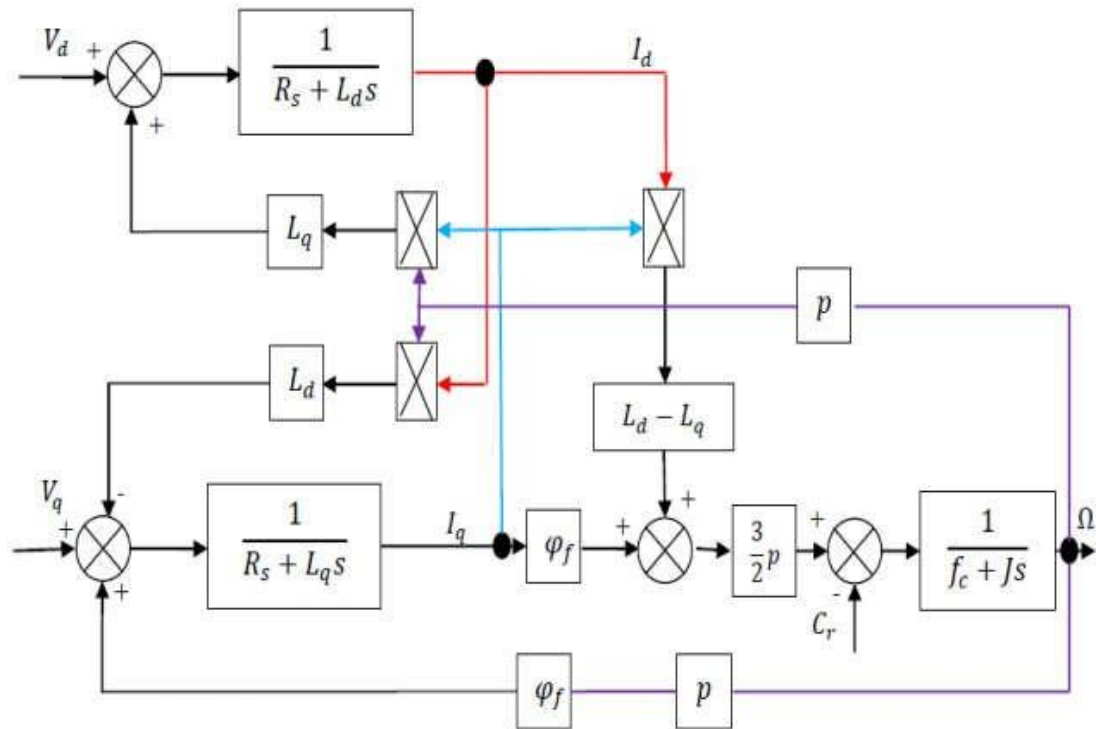


Figure (II.4): Schéma bloc de machine synchrone à aimant permanent.

II.5. Modélisation de l'onduleur de tension

II.5.1. Définition de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau. L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes à roue libres assurent la continuité du courant dans la Machine une fois les interrupteurs sont ouverts.[32].

II.5.2. Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure (II.5) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f.e.m égale à $U/2 \mathbf{0}$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

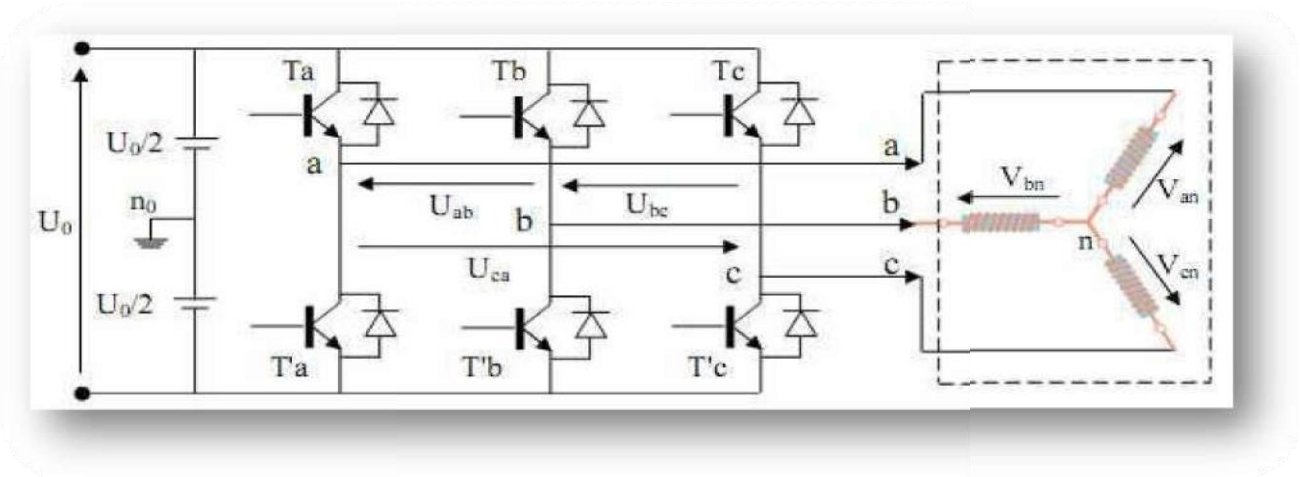


Figure (II.5): Schéma de l'onduleur triphasé

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn} , l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques (Si les transistors supposés être des interrupteurs idéaux), on a:[33]

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

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

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (II-20)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right) (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (II-21)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (II-22)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \left(\frac{1}{3}\right) [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II-23})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits Si (i = a, b, c) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II-24})$$

En remplaçant (II-22) dans (II-23), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

En remplaçant (II-24) dans (II-25), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

II.6. Principe de la commande MLI

Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique (MLI) générée par une porteuse sous forme de dent de scie, La technique MLI appelée en anglais (Pulse With Modulation PWM). Elle est utilisée pour générer un signal qui contrôle les interrupteurs, la MLI délivre un signal de commande en créneaux, il est générer par l'intersection de deux signaux, signal de référence, généralement sinusoïdale qui est de basse fréquence, et le signal de porteuse qui est de haute fréquence de forme généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale[34].

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteursFigure (II.6) [35]

* Caractéristique de la MLI [36].

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (\text{II-27})$$

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{II-28})$$

Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.

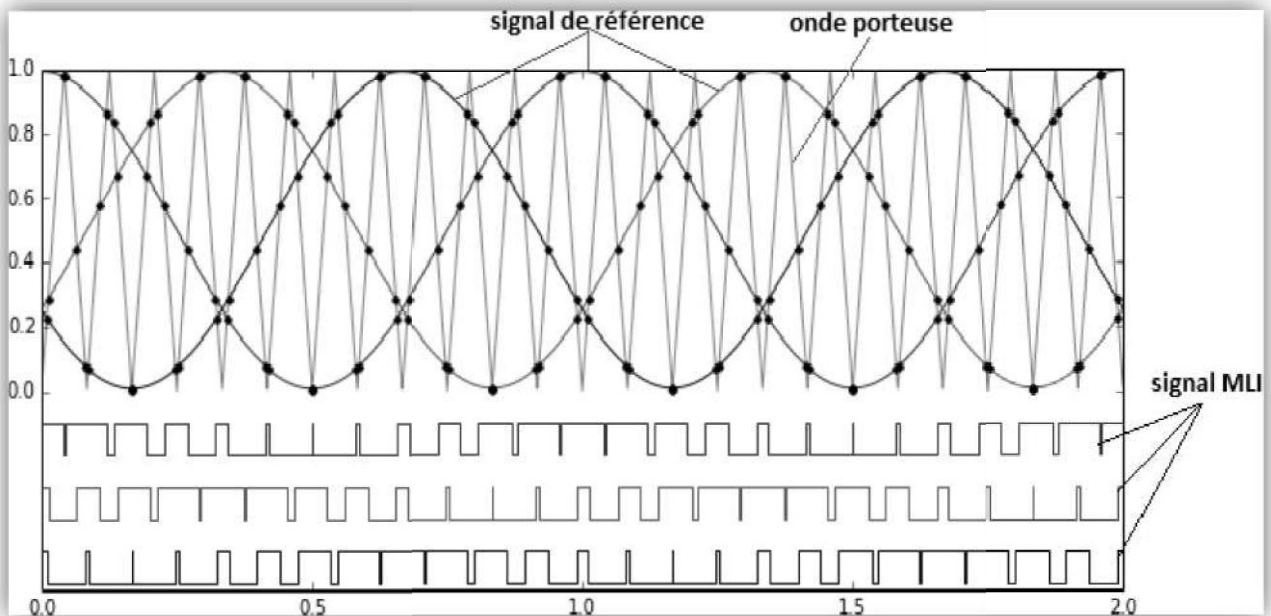


Figure (II.6): Principe de la commande MLI

II.7. Résultats de simulation de la MSAP

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale. On a choisi le logiciel Matlab/Simulink. Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard, et puis à travers l'onduleur de tension. À savoir que les paramètres de la machine sont indiqués au niveau de l'annexe.

II.7.1. Alimentation par un réseau triphasé équilibré:

II.7.1.1. démarrage à vide:

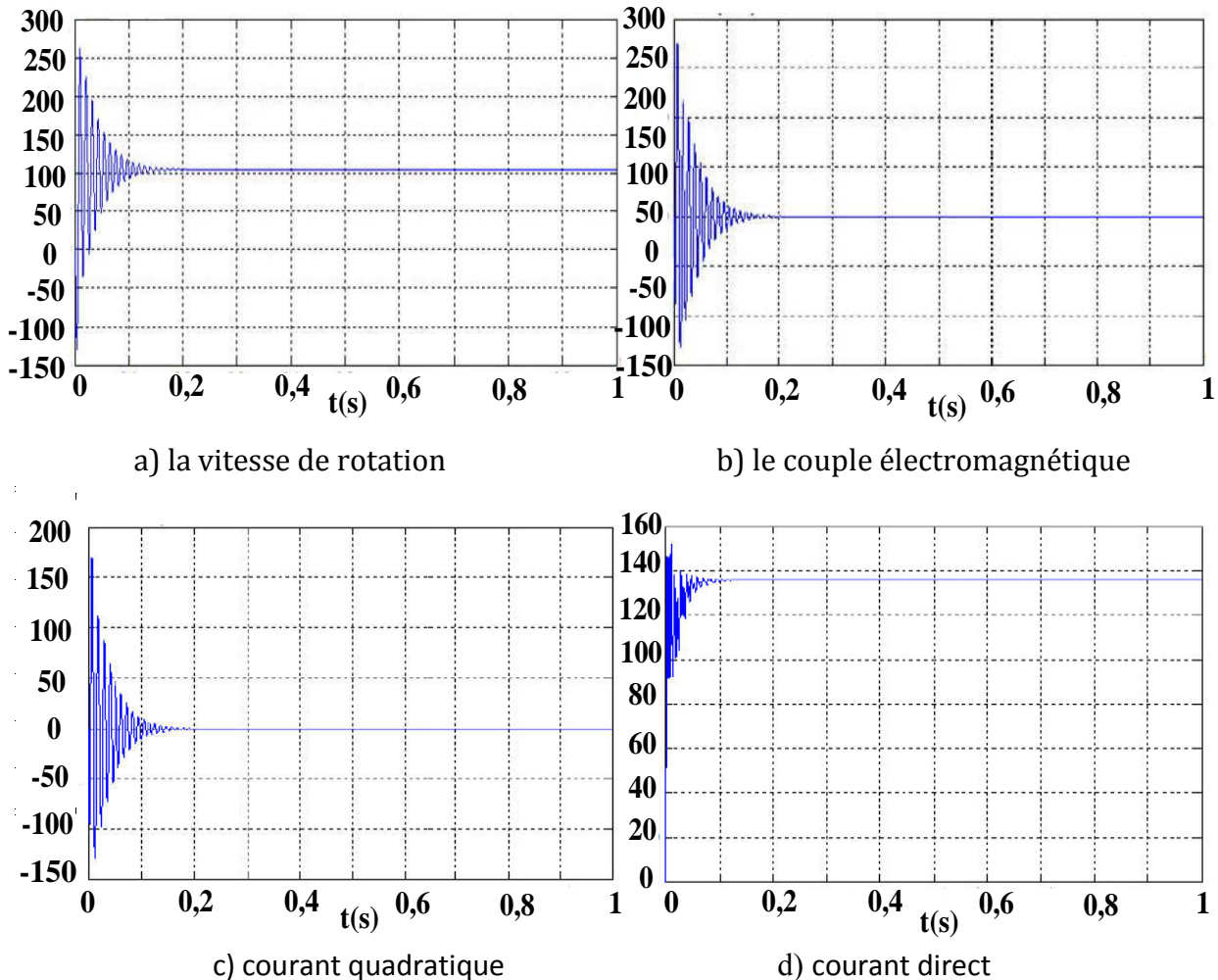


Figure. (II.7) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré à vide

Tout d'abord, le processus à vide de la MSAP (sans couple de charge) a été simulé. Les résultats de la simulation sont présentés à la Figure (II.7), alors on remarque que :

Dans le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, avec des oscillations importants au démarrage, mais elle atteint très rapidement le régime permanent ceci étant due à la faible inertie de la MSAP. Ce qui impose un temps de réponse très court. En régime permanents la vitesse reste constante et égale à la vitesse de synchronisme.

L'allure de la courbe de couple présente aussi des oscillations importants au démarrage dans un intervalle de temps court, puis se stabilise à zéro car ce dernier est égal au couple de frottement une fois le régime permanent atteint.

Au démarrage, les courants directs et quadrature I_d et I_q sont caractérisés par des oscillations très importantes qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales.

II.7.1.2. démarrage en charge :

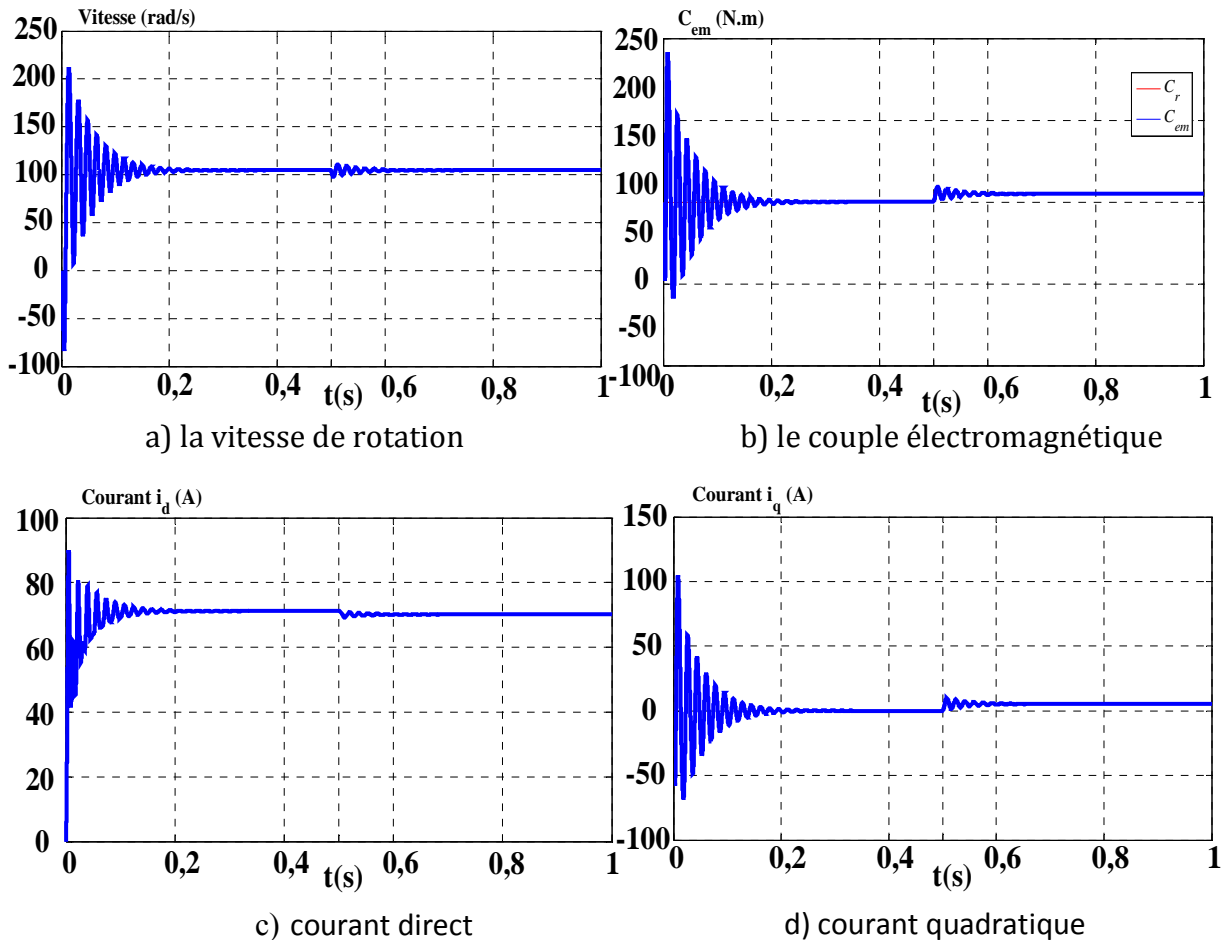


Figure (II.8) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré.

II.7.2. Alimentation par un onduleur de tension :

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$. L'onduleur est commandé par : 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle.

- ☞ Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

⇒ Le commande par MLI vectorielle permet de diminuer les ondulations du couple et du courant, d'obtenir un régime transitoire court.

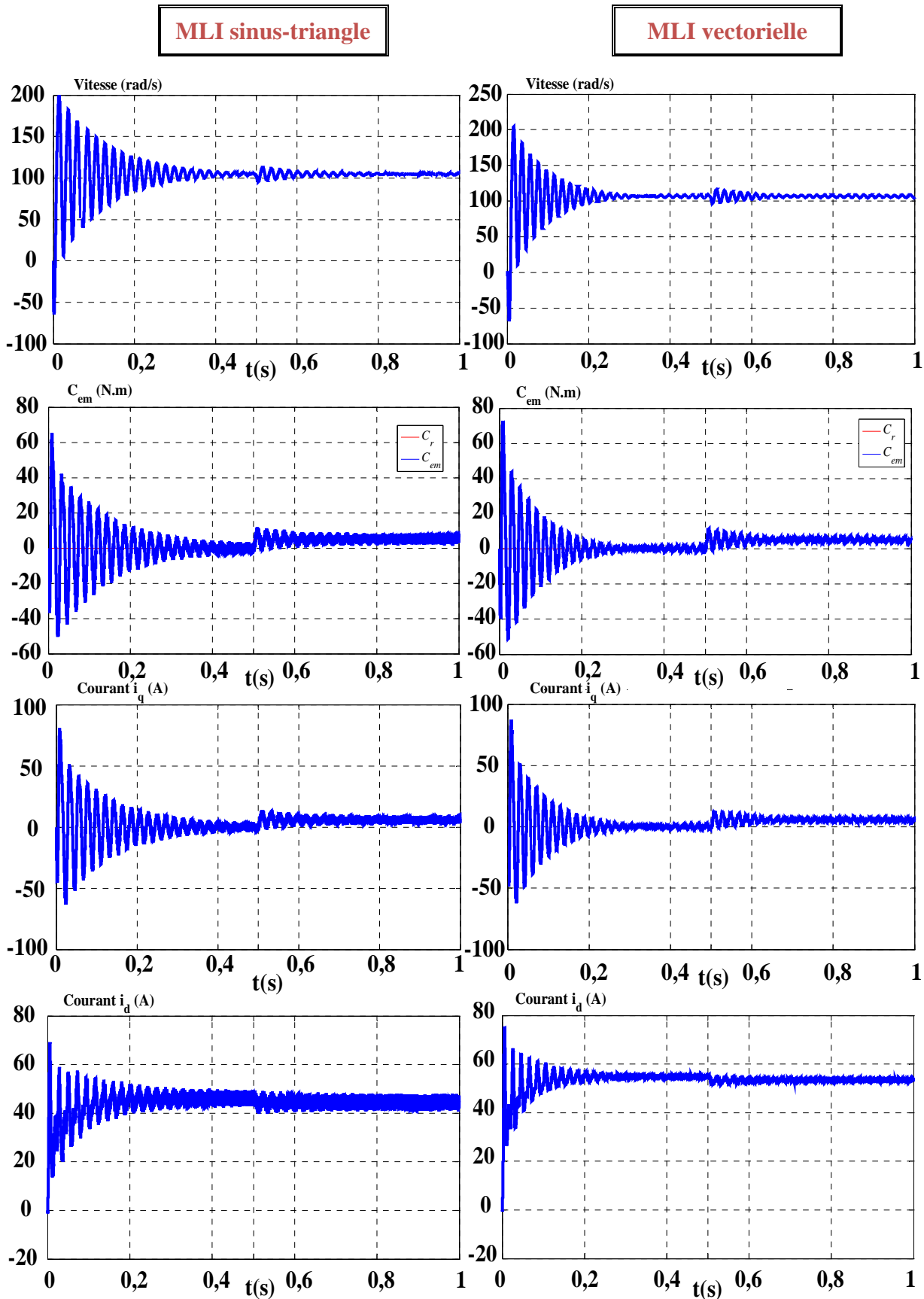


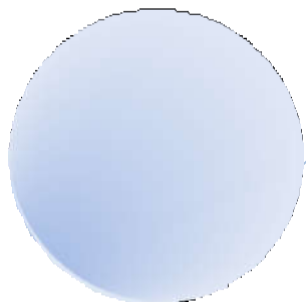
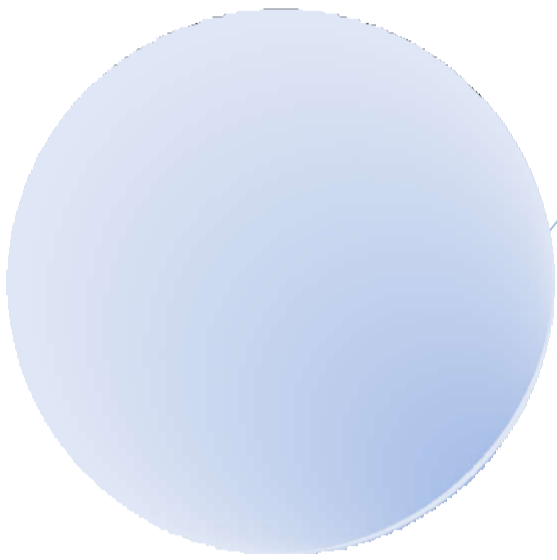
Figure (II.9) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle.

II.8. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la structure de la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, le principe fonctionnement, ainsi que sa modélisation. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. En suite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commande par les deux techniques.

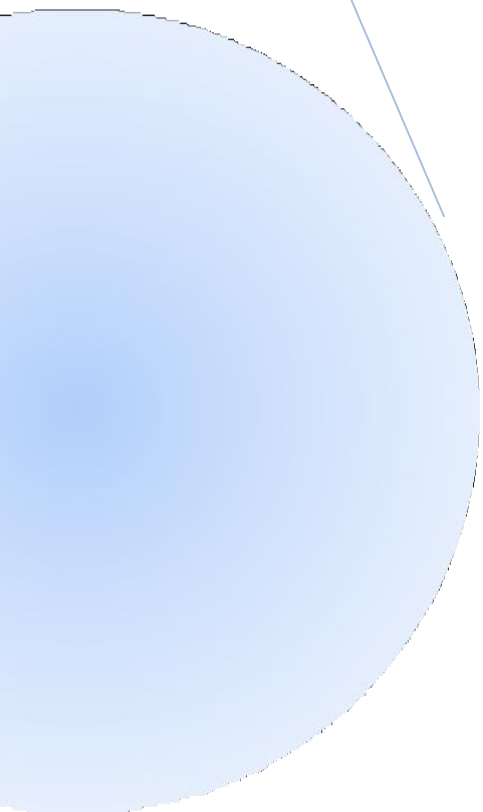
D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bons surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.



CHAPITER III

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP



III.1. Introduction

Dans les applications industrielles, le contrôle des moteurs à courant alternatif est de plus en plus utilisé. Grâce au développement de semi-conducteurs de puissance, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) peuvent rivaliser à vitesse variable avec les moteurs directs, car la commutation se fait électriquement et en dehors du moteur. Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse à haute dynamique. Au cours des dernières années, un certain nombre de techniques ont été développées pour atteindre ces performances par des entraînements synchrones avec des aimants permanents. En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes l'une assure le contrôle de flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu à excitation séparée[37].

La commande vectorielle est connue sous le nom de cette technique. Nous présentons ici le contrôle vectoriel MSAP alimenté par un onduleur de tension suite à une étude et à la simulation de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP). La technique MLI est utilisée pour contrôler la stratégie de contrôle de l'onduleur et la simulation à l'aide du logiciel MATLAB / Simulink

III.2. Principe de la commande vectorielle

Lorsque nous analysons le système d'équation de couple (II-17), nous pouvons voir que ce modèle est non linéaire et y est connecté. I_d et I_q sont les fonctions du couple électromagnétique

L'objectif de la commande vectorielle du MSAP est de créer un modèle équivalent d'une machine DC d'excitation séparée, un modèle linéaire et découplé qui permet d'améliorer son comportement dynamique[38]

Le principe de "découplage" permet de concevoir la machine synchrone comme une machine à courant continu utilisant la nouvelle technologie de commande. Cela concilie les avantages des caractéristiques du moteur à courant continu avec l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple de la presse alternative nécessite le contrôle des courants de puissance en phase et en amplitude, et donc le contrôle vectoriel dans le nom. Pour contrôler le courant I_d nul et régler la vitesse ou la position du courant par courant I_q via la tension V_q , il est nécessaire d'effectuer une commande qui est similaire à celle des machines à excitation DC séparées

Figure (III.1): Physiquement, le flux de réponse induite est maintenu en carrés avec le flux du rotor produit . [39]

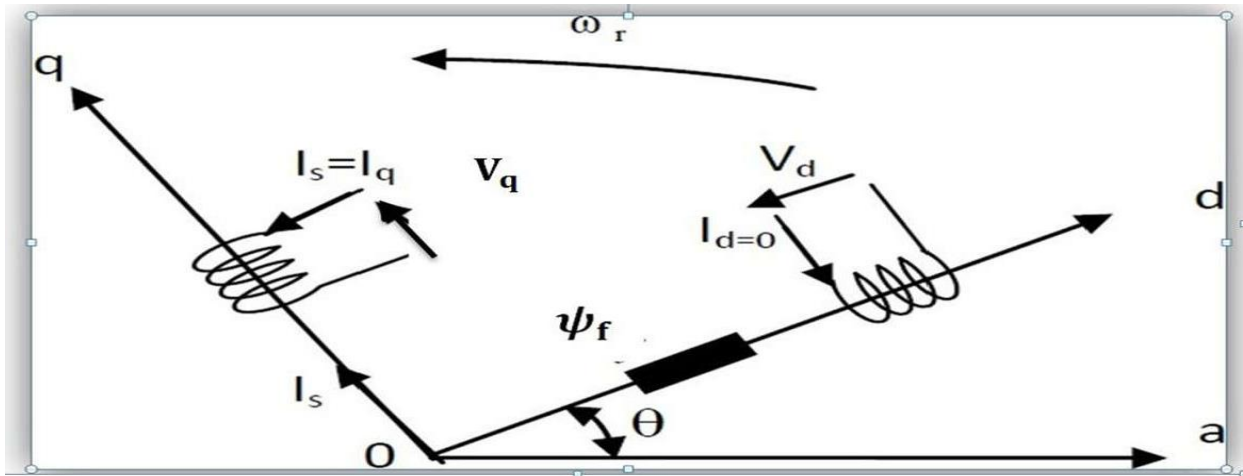


Figure (III.1):Principe de la commande vectorielle

III.3. Description du système global

La figure (III.2) montre le schéma général du synchrone à aimant permanent (d q) pour le contrôle de vitesse du vecteur de l'aimant synchrone. Cette commande se compose de deux circuits principaux : la boucle de vitesse, la boucle de courants internes, et la transformation directe et inverse du "Park"

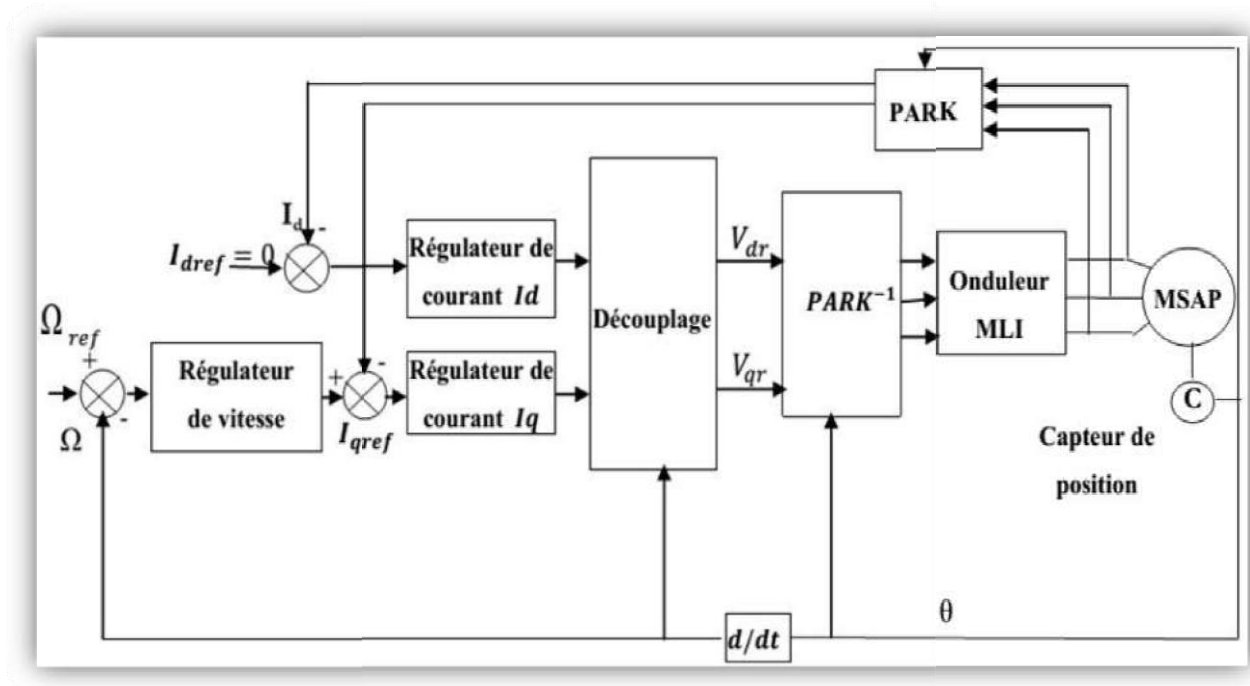


Figure (III.2):Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux.

La vitesse de l'unité de commande est régulée par la boucle extérieure du bloc. Afin de produire un courant de référence I_{qref} par rapport au courant I_q à partir des mesures de courant réelles et l'erreur appliquée à l'entrée de régulation du courant I_q est la sortie de son régulateur, le couple électromagnétique de référence C_{EN} est utilisé.

Une boucle de contrôle de courant est maintenue à zéro en parallèle avec cette boucle. Les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} sont générées par les contrôleurs I_d et I_q .actuels. Et nous obtenons les références de tension V_a, V_b et V_c avec les tensions de la commande de l'onduleur commandées par MLI par transformation Park inverse .

La stratégie de contrôle est de garder le composant I_d zéro ($I_d = 0$). Nous ne contrôlons le couple que par le courant I_q . De cette façon, la vitesse ou la position est réglée par le composant I_q .

D'après les équations (II-11)et (II-17), le système d'équation de la MSAP devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega \psi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \psi_f \cdot I_q \end{cases} \quad (III-1)$$

On remarque que le problème de la connexion des axes (d, q) est éliminé. Le modèle MSAP est ainsi réduit au modèle égal de la machine à courant continu d'excitations séparées **Figure (III.3)**:

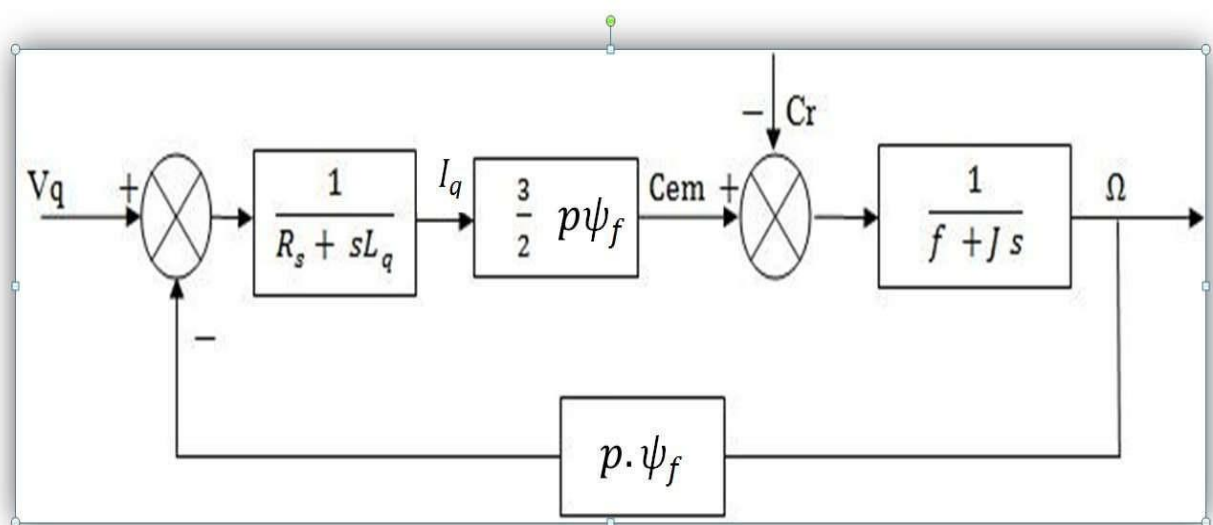


Figure (III.3): Modèle de MSAP commande à flux orienté à Id nul.

III.4. Découplage

L'alimentation en tension est réalisée avec l'entrée de la commande de l'onduleur imposée par les tensions de référence. Ces tensions définissent les rapports cycliques sur les armes de l'onduleur, de sorte que les tensions fournies par cet onduleur sont aussi proches que possible des tensions de référence aux bornes du stator de la machine. Cependant, les conditions de compensation doivent être définies, car les termes de couplage entre les axes d et q existent dans les équations statoriques[40].

Les tensions V_d et V_q dépendent des courants des axes d et q et nous devons donc effectuer une séparation. Ce découplage nous permet de simplement taper les équations de la machine et la partie contrôle. Nous avons utilisé la méthode de découplage par compensation pour découpler les axes d et q. Le découplage de la machine et de la partie contrôle permet de facilement écrire les équations et donc les coefficients des régulateurs à calculer. Cette déconnexion est basée sur la définition de deux nouvelles variables de commande e_d et e_q telles que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad \text{(III-2)}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \psi_f) \end{cases} \quad \text{(III-3)}$$

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + s.L_d)I_d \\ V_{q1} = (R_q + s.L_q)I_q \end{cases} \quad \text{(III-4)}$$

La figure (III.4) représente le couplage entre l'axe « d » et « q » : Les courants I_d et I_q sont :

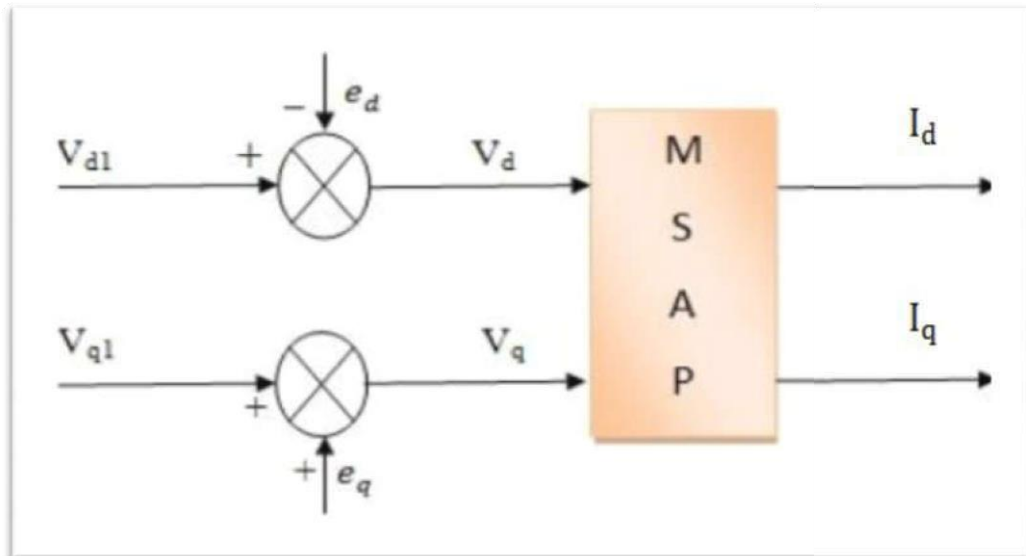


Figure (III.4): Schéma bloc de compensation

Découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_d et le courant I_q ne dépend que de V_q , à partir de l'équation les expressions de I_d et I_q s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + s \cdot I_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s \cdot I_q} \end{cases} \quad (III-5)$$

s : Opérateur de Laplace.

III.5. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle[41]

III.5.1. 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.

III.5.2. 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.

III.6. La Régulation

Le contrôle est effectué à l'aide de régulateurs de type PI et PID (proportionnels, complets, dérivés). Même les algorithmes les plus efficaces sont toujours une combinaison de ces actions. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI) Dont le coefficient K_i intégral sert à réduire l'écart entre la livraison et la taille réglementée; ainsi réduire le dépassement. Comme le mot K_p permet d'ajuster la vitesse du système et donc le temps de réponse. [42]

III.6.1. Conception des Régulateurs[43]

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler **Figure (III.5)** [44].

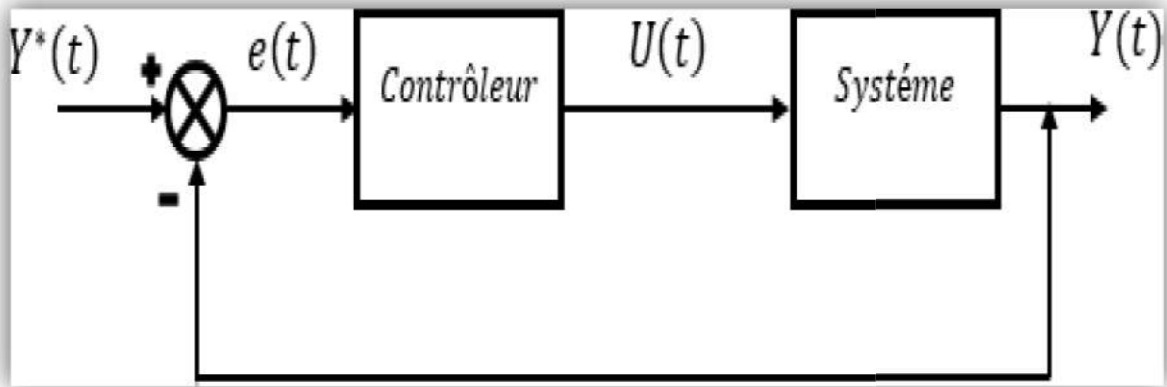


Figure (III.5): Représentation de la commande par PI

La loi de commande est:

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad (\text{III-6})$$

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

III.6.1.1. Action Proportionnelle (K_p)

- ✓ La correction est facile si le K_p est élevé. Le risque de dépassement et d'oscillation augmente dans les performances
- ✓ Si K_p est faible, la correction est lente et les oscillations sont moins possibles.

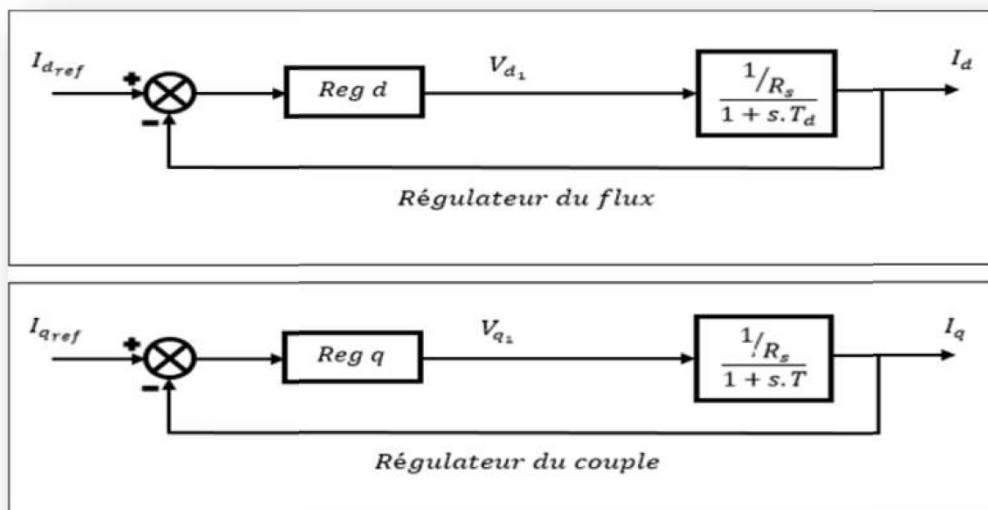
III.6.1.2. Action Intégrale (K_i)

L'action intégrale régule lentement la variation d'erreur et s'assure que l'instruction est compilée progressivement. Jusqu'à ce qu'une erreur soit annulée, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur est annulée.

III.6.2. Calcul des Régulateurs [45]

III.6.2.1. Régulateur des Courants

Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique Figure (III.6) suivant :



Figure(III.6):commande des courants en deux boucles indépendantes

A partir des équations (III-2), (III-4) et (III-5), on peut écrire les fonctions de transfert suivantes:

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_d.s} = \frac{I_d}{V_{d1}} \tag{III-7}$$

$$F_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_q.s} = \frac{I_q}{V_{q1}} \tag{III-8}$$

Avec

$$T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad \text{et} \quad T_q = \frac{L_q}{R_s}$$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d.

T_q : est la constante de temps électrique relative à l'axe q.

Les régulateurs sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante

Les régulateurs (Reg_d) et (Reg_q) sont sélectionnés comme régulateurs proportionnels et intégraux avec les fonctions de transfert de formule suivantes :

$$Reg_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \tag{III-9}$$

$$Reg_q(s) = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \tag{III-10}$$

K_{pd}, K_{pq} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant I .

K_{id}, K_{iq} : est le gain de l'action intégrale.

T_{id}, T_{iq} : est la constante du temps d'intégration. Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$FTBO_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \cdot \frac{1}{1+T_d \cdot s} \tag{III-11}$$

$$FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s \right) \cdot \frac{1}{1+T_q \cdot s} \tag{III-12}$$

La procédure à suivre est de compenser la constante de temps du système par :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_d \tag{III-13}$$

$$\frac{K_{pq}}{K_{iq}} = T_q \tag{III-14}$$

Cela réduit les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux termes suivants.

$$FTBF_d = \frac{1}{1+\tau_d \cdot s} = \frac{I_d}{I_{dref}} \tag{III-15}$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1+\tau_q \cdot s} = \frac{I_q}{I_{qref}} \tag{III-16}$$

Avec

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}} \tag{III-17}$$

$$\tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}} \tag{III-18}$$

v : le constant du temps en boucle fermée.

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de v_d et v_q . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée régulé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

On imposant le temps de réponse : $T_r = 3\tau$

$$T_r = 3 \frac{R_s}{K_{id}} \tag{III-19}$$

pour le courant I_d :

$$K_{id} = 3 \frac{R_s}{T_r} \quad (\text{III-20})$$

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (\text{III-21})$$

$$K_{pd} = \frac{L_d \cdot K_{id}}{R_s} \quad (\text{III-22})$$

pour le courant I_q :

$$K_{iq} = 3 \frac{R_s}{T_r} \quad (\text{III-23})$$

$$K_{pq} = \frac{L_q K_{iq}}{R_s} = \frac{3L_q}{T_r} \quad (\text{III-24})$$

III.6.2.1. Calcul du Régulateur 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 (III.7) ci-dessous :

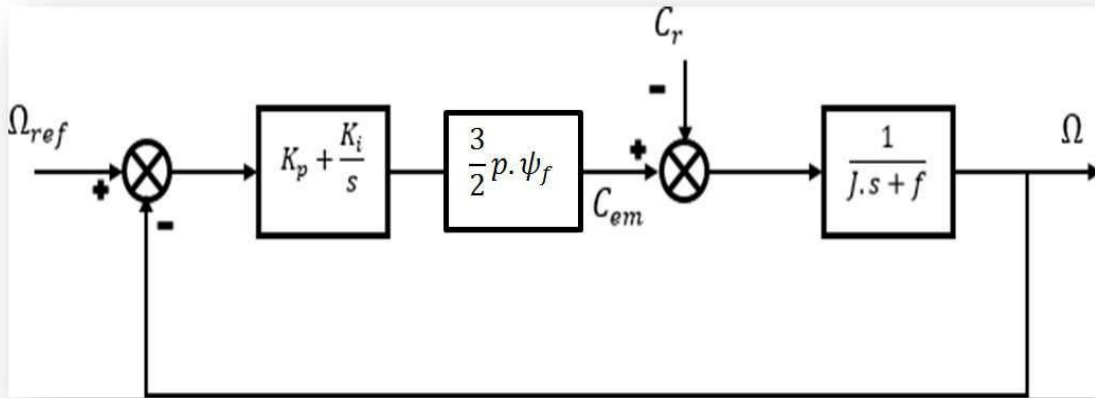


Figure (III.9): Boucle de régulation de vitesse

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{J s + f_r} \quad \longrightarrow \quad J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad (III-25)$$

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \quad (III-26)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par (Cr=0)

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \cdot \frac{3p\psi_f}{2} \cdot \frac{1}{J s + f_r} \quad (III-27)$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{3p\psi_f K_{p\Omega} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right)}{2Js^2 + (2f_r + 3p\psi_f K_{p\Omega})s + 3p\psi_f K_{i\Omega}} \quad (III-28)$$

Après que les calculs aient été trouvés, la $FTBF_{\Omega}$ est dynamique dans le second ordre, par identification avec la forme canonique du second ordre avec l'équation caractéristique suivante:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \right) s + 1 \quad (III-29)$$

Avec:

ω_0 : Pulsation propre du système,

ξ : Coefficient d'amortissement.

Et ζ représente le coefficient d'amortissement et ω_0 représente la pulsation naturelle. Par identification des équations (III-28) et (III-29) on obtient :

$$\frac{2J}{3p\psi_f K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega^2} \tag{III-30}$$

$$\frac{3p\psi_f K_{p\Omega} + 2f_r}{3p\psi_f K_{i\Omega}} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \tag{III-31}$$

On déduit K_i et K_p :

$$K_i = \frac{2J\omega_0^2}{3p\psi_f} \tag{III-32}$$

$$K_{p\Omega} = K_{p\Omega} = \frac{4\zeta J\omega_0 - 2f_r}{3p\psi_f} \tag{III-33}$$

III.7. Résultats de simulation

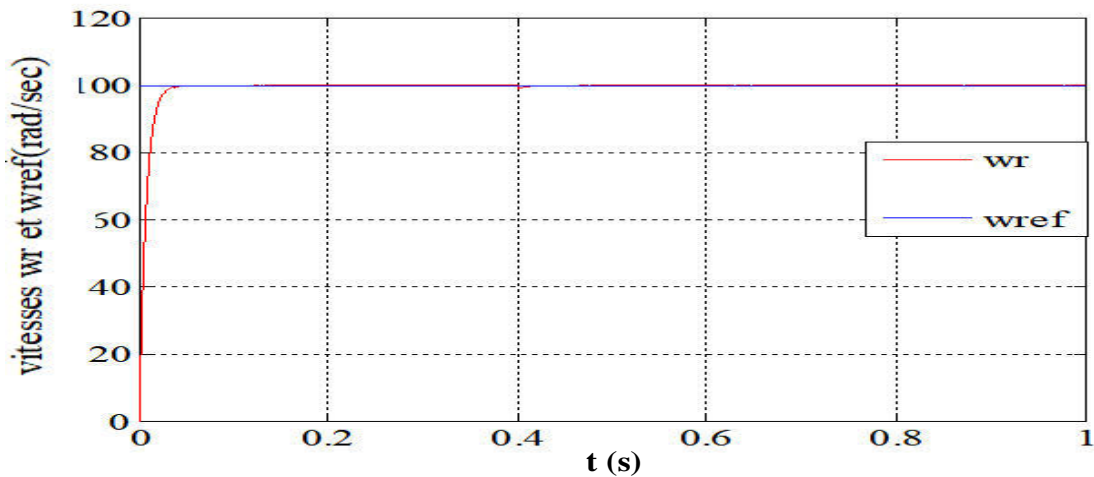


Figure (III.10): Vitesse de rotation (rad/s) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s).

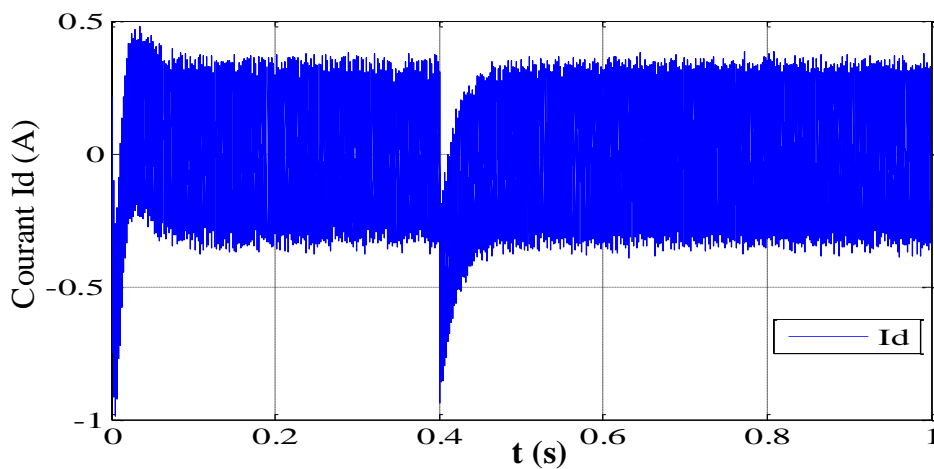


Figure (III.11): Courant Id (A) avec une charge de (5 Nm a t=0.4s).

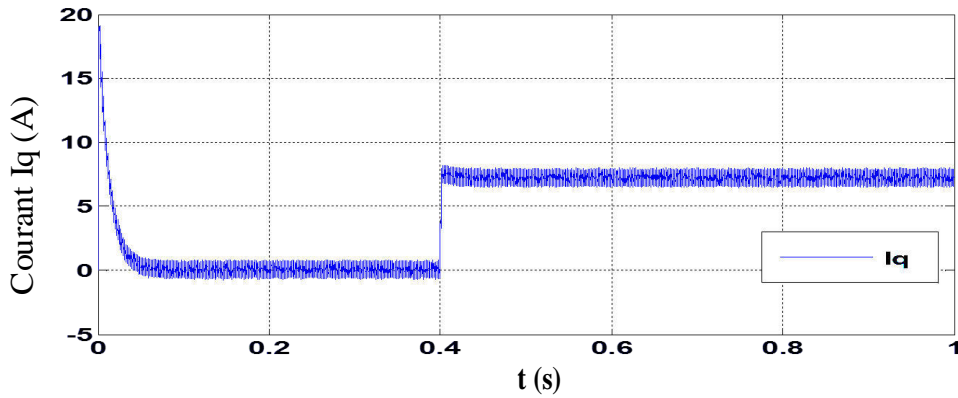


Figure (III.12): Courant I_q (A) avec une charge de (5 Nm a $t=0.4s$).

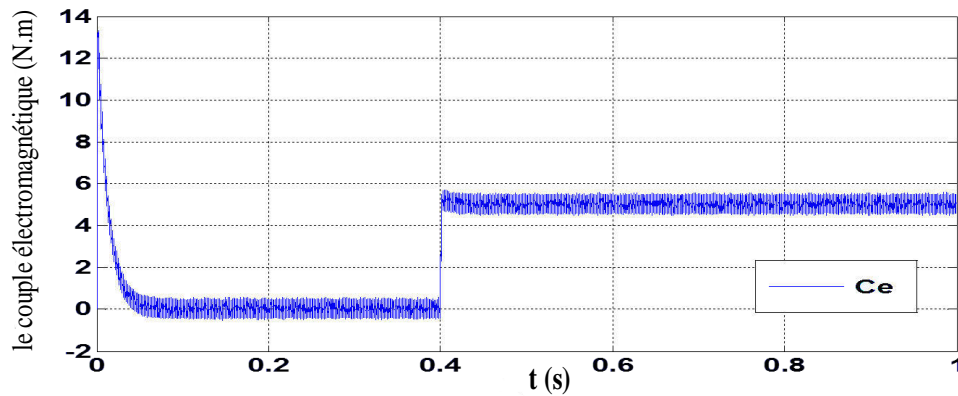


Figure (III.13): Le couple électromagnétique (N.m) avec une charge de (5 Nm a $t=0.4s$).

Les figures(III.10,11,12,13),on représentés les résultats de simulation de l’essai à vide suivie d’une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.4s$,pour un échelon de consigne de 100 rad/s.

On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l’application de la charge à l’instant $t=0.4s$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence.

- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$,)
- Le courant I_q est l'image du couple.

✚ Résultats de simulation avec inversion de sens de rotation

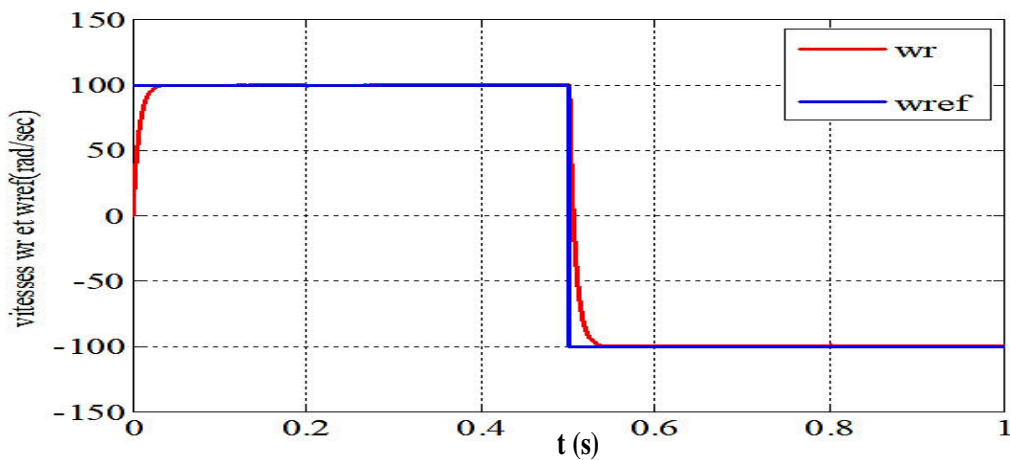


Figure (III.14-a): Vitesse de rotation (rad/s) avec inversion de sens de rotation suivi une variation de charge (5 Nm a $t=0.2$ s a $t=0.8$).

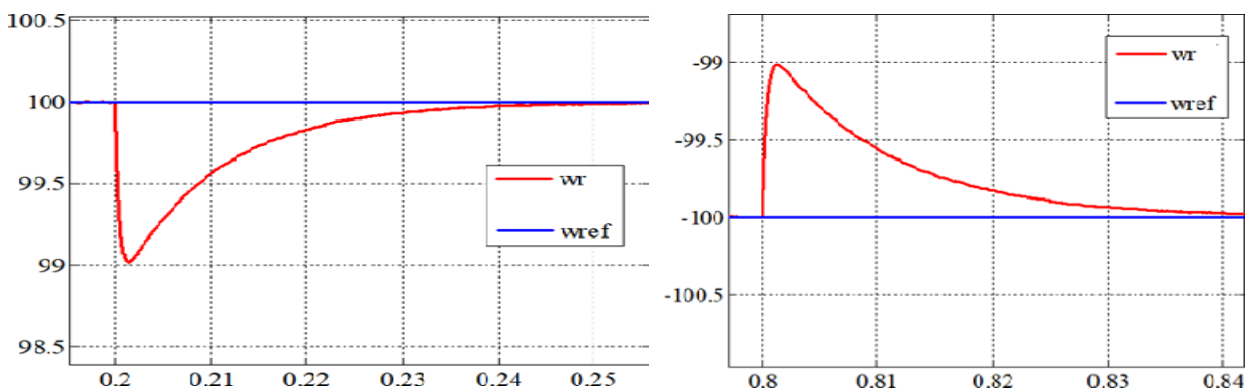


Figure (III.14-b): Zoom sur la vitesse de rotation (rad/s) avec inversion de sens de rotation suivi une variation de charge (5 Nm a $t=0.2$ s a $t=0.8$).

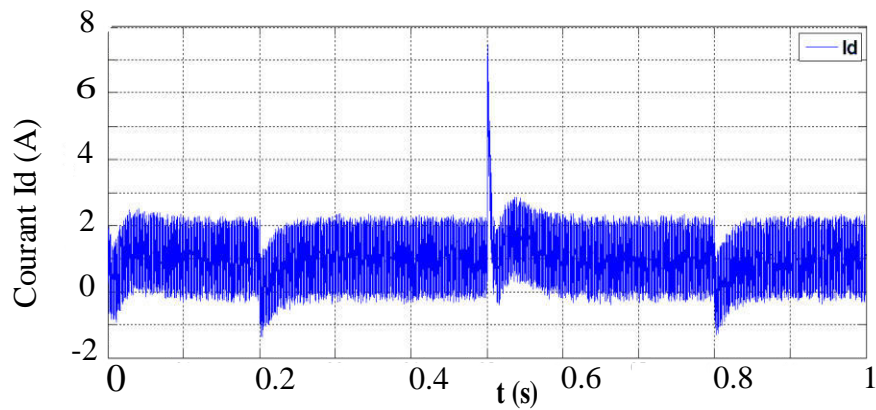
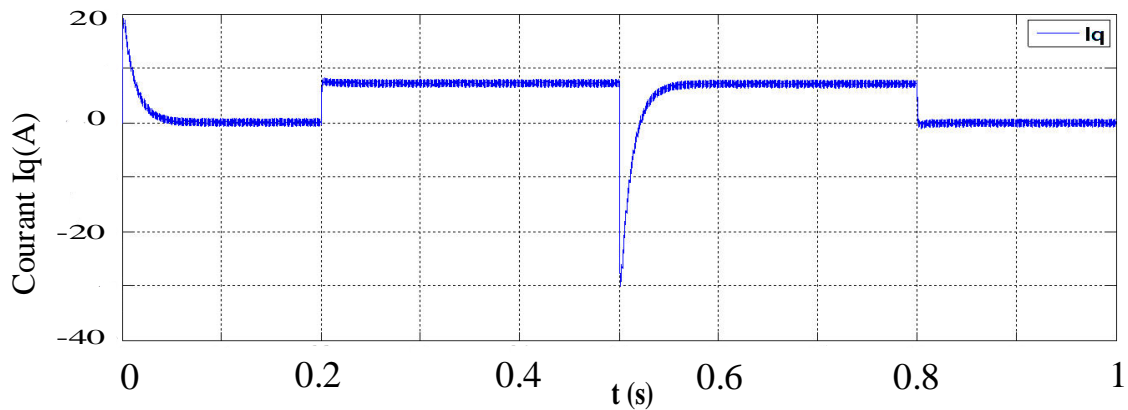


Figure (III.15):Courant Id (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a t=0.2s a t=0.8) et inversion de sens de rotation.



Figure(III.16):Courant Iq (A) avec une variation de la charge de (5 Nm a t=0.2s a t=0.8) et inversion de sens de rotation.

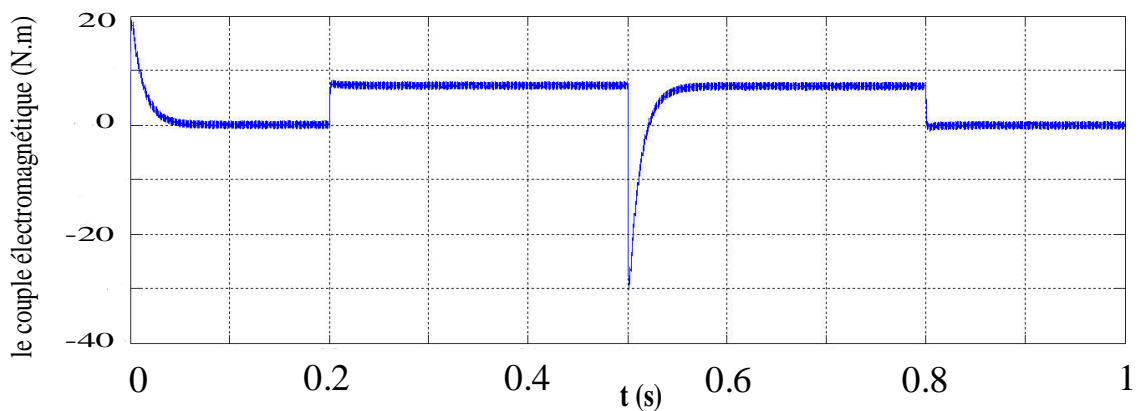


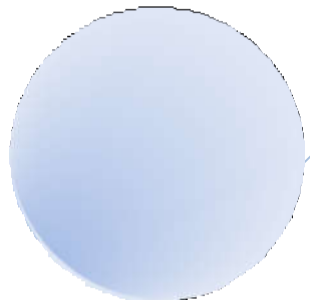
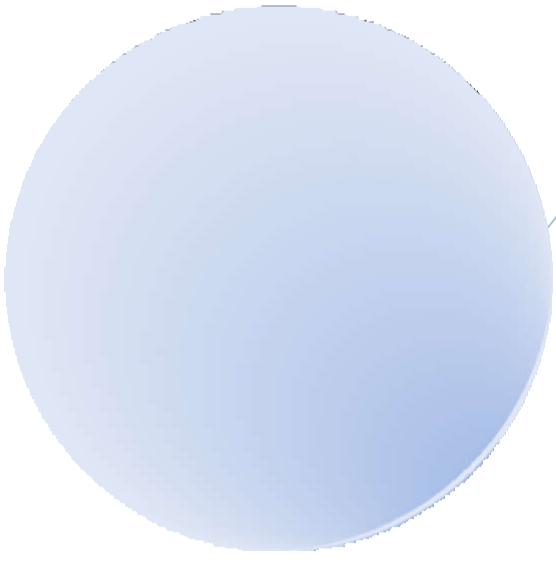
Figure (III.17): Le couple électromagnétique (N.m) avec une variation de la charge de (5 Nm a à 0N.m de t=0.2s a t=0.8) et inversion de sens de rotation.

On remarque que dans les **figures**(III-14(a,b),15,16,17), on a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +100 rad/s à la valeur -100 rad/s à l'instant $t=0.5s$ avec une variation du couple de charge de 5N.m à 0N.m de $t=0.2s$ à $t=0.8s$. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis ce fonctionnement.

III.8. Conclusion

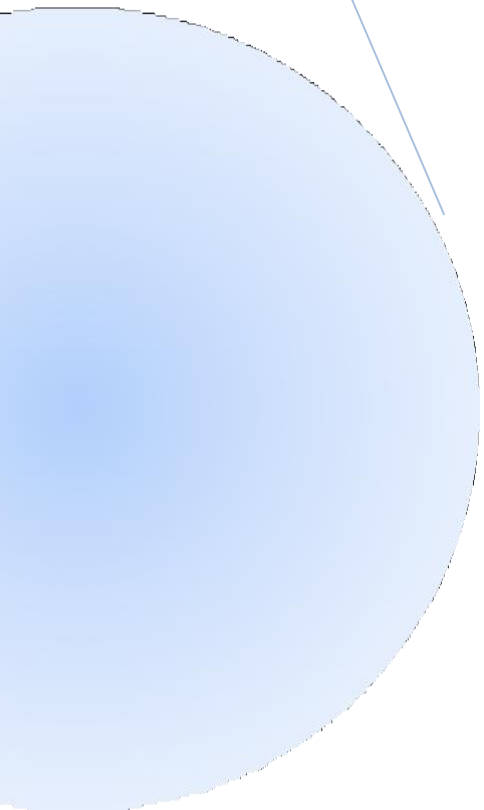
Dans ce chapitre, nous avons introduit la technique de commande vectoriel MSAP, qui permet de contrôler la vitesse du système de manière flexible pour être séparé du couple et le flux du système. La modification de la vitesse MSAP par un régulateur (PI) donne de bons résultats, une réaction rapide de la vitesse sans dépasser la limite.

Cette commande donne des résultats dans le cas d'un système linéaire à paramètres constants pour des systèmes non linéaire où ayant des paramètres non constants, ces lois peuvent être insuffisantes, pour cela, on va étudier dans le troisième chapitre la commande à a mode glissant.



CHAPITRE IV

COMMANDE PAR MODE GLISSANT



IV.1. Introduction

Dans les années 1980, le contrôle en mode glissant a été considéré comme l'une des méthodes de gestion des modèles les plus imprécises pour les processus et structures non linéaires [48]. L'avantage d'un tel contrôle est la résistance aux perturbations et aux incohérences du processus, ce qui le rend aussi significatif. La commande en mode glissant a été démontrée par de nombreuses expériences, les principaux domaines d'utilisation étant la technologie robotique. [47] et la commande des moteurs électriques.

Pour les systèmes linéaires à paramètres constants, nous avons introduit dans le chapitre précédent commande vectorielle l'utilisation de régulateur PI standard ou de lois de contrôle utilisant des mesures d'action proportionnelles [17][49] Cette législation classique de contrôle peut ne pas être adéquate car elle n'est pas stable, surtout si les spécifications sur la précision et d'autres dynamiques de la machine sont strictes. Nous avons besoin d'une législation réglementaire indifférente aux perturbations, aux différences de paramètres et à la non linéarité [17][50]

La commande mode glissant est utilisée dans ce chapitre sur une machine synchrone à aimant permanent alimentée par onduleur. Un bref rapport théorique sur le contrôle du mode glissant sera d'abord discuté et la configuration et la mise en œuvre du système seront ensuite décrites sur le régulateur de vitesse proposé.

IV.2. Commande vectorielle de la MSAP par régulateur glissant(CMG)

IV.2.1. Trajectoires dans le plan de phase

La technique de commande de mode glissant consiste à ramener le cours d'état d'un système à la surface glissement et à le faire passer au point d'équilibre au moyen d'une logique de commutation acceptable. La trajectoire se compose de trois parties différents[50].

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

➤ Mode de convergence (MC)

C'est mode où le vecteur à définir se déplace du premier point du plan de phase à une surface $s(x, y)=0$. Ce mode est défini par la loi de contrôle et le critère de convergence.

➤ **Mode de glissement(MG)**

C'est le mode quand la variable d'état touche la surface du glissement et tend vers le centre du plan de phase. Dans ce "mode" la dynamique est calculée en choisissant la surface glissement $S(x, y)=0$.

➤ **Mode de régime permanent (MRP)**

Afin d'analyser la réponse de l'appareil autour du point d'équilibre (origine du plan de phase), ce mode est appliqué et caractérise son efficacité et sa sortie. Il est particulièrement utilisé pour la recherche de systèmes non linéaires[51][52].

La Figure (IV.1) représente les différents modes pour la trajectoire dans le plans de phase :

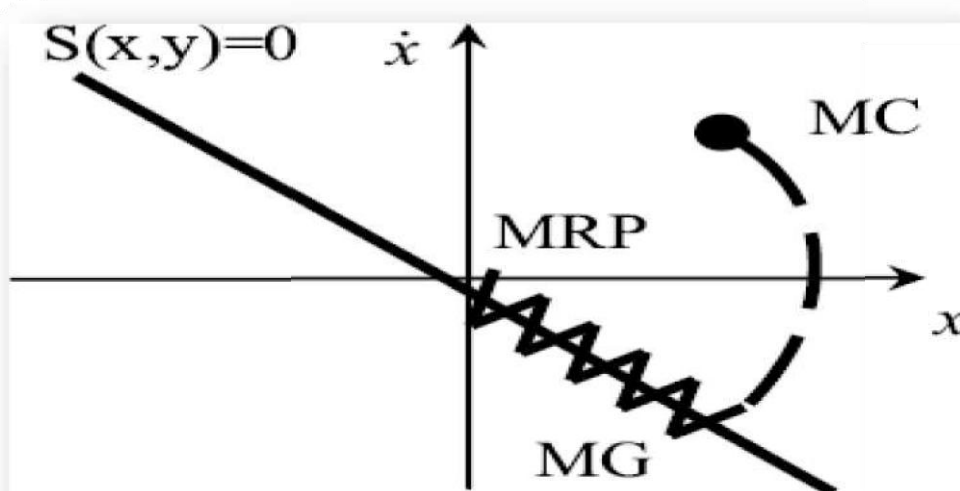


Figure (IV.1):différentes modes pour la trajectoire dans le plan de phase

IV.2.1.1. Conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par la méthode du mode glissement considère systématiquement les problèmes de stabilité et efficacité raisonnable, qui est réalisé principalement en trois étapes supplémentaires, décrites par: [53]

- ❖ Choix de la surface.
- ❖ L'établissement des conditions d'existence
- ❖ Détermination de la loi de commande

IV.2.1.1.1. Choix de la surface de glissement

Selon la fonction et le but, le choix des surfaces glissements n'est pas seulement la somme appropriée de ces surfaces, mais aussi leur type. En général, l'équation d'état suivante décrit une structure [54] :

$$\dot{x} = [A]. [x] + [B]. [u] \tag{IV-1}$$

Où $[x] \in R^n$ est le vecteur d'état, $[u] \in R^m$ vecteur de commande, avec $(n > m)$. J. Slotine propose de décider de la surface glissante d'une équation générale qui assure la convergence d'une variable avec la valeur qu'elle veut :

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(t) \tag{IV-2}$$

$$e(t) = X_{ref}(t) - X(t) \tag{IV-3}$$

λ : Est une constante positive

n : Est un degré relative, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande

Pour $n = 1,$	$S(x) = e(x)$
Pour $n = 2,$	$S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$
Pour $n = 3,$	$S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)$ pour un choix correct du λ gain et c'est l'objectif de la commande.

Un dilemme d'une trajectoire dans le but de préserver $S(x)=0$ équivaut à la linéarisation exacte de la variance en conformité avec condition de convergence [55].

IV.2.1.1.2. Conditions de convergence

Les conditions de convergence sont situées dans le sens de faciliter la dynamique du système, indépendamment de la perturbation, aux 'surfaces glissement. Nous avons deux conditions[56] [57]:

→L'approche de Lyapunov

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables de variables d'état du système. Ce rôle doit être limité par la loi de commande

$$(\dot{V}(x) < 0)$$

L'idée est de choisir une forme d'énergie fonction scalaire $S(x)$, qui accepte un dérivé négatif temporelle

Pour une fonction candidate de Lyapunov de la forme :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV-4})$$

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

La dérivée de cette fonction :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{IV-5})$$

→ **L'approche directe**

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [58][59]. Il s'agit d'assigner à la surface une fonction qui converge vers 0. C'est offert par:

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

IV.2.1.1.3. Synthèse de la loi de commande par mode glissant[60]

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n)

$$u(t) = u_{eq} + u_n \quad (\text{IV-7})$$

u_{eq} : L'ordre indiqué par FILIPOV se rapporte. Il est utilisé pour garder le vecteur sur la surface glissement de $S(x)=0$ sous contrôle. On sait que l'ordre correspondant a le dérivé de surface est zéro $\dot{S}(x)=0$.

Malgré l'imprécision des paramètres du modèle de dispositif, la commande discrète u_n est calculée pour évaluer la (condition de convergence). La structure de l'Etat est prise en compte pour illustrer le système précédente (IV.1). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande (u).

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (\text{IV-8})$$

En remplaçant (IV.2) et (IV.5) dans (IV.8), on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ [A] \cdot [x] + [B] \cdot u_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial x} [B] \cdot u_n \quad (\text{IV-9})$$

La surface est à zéro en mode de glissement stationnaire, et donc sa composante dérivée et discontinue est à la fois 0. On déduit donc l'expression de commande correspondante

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A] \cdot [x] \right\} \quad (\text{IV-10})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] \cdot u_n \quad (\text{IV-11})$$

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.1), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] U_n < 0 \quad (\text{IV-12})$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de u , doit être opposé à celui de $S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B]$ La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction «signe».

$$u_n = K_x \text{sign} (S(x)) \quad (\text{IV-13})$$

Le signe de K_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x} [B]$

Ce qui précède, cependant, produit une condition connue sous le nom de "pâturage" sur la surface glissante, qui est indésirable parce qu'il introduit des composants à haute fréquence dans le continuum de contrôle. La fonction de "signe" est remplacée par une fonction de "liss" [51], continue définie près des limites des surfaces glissement, afin de remédier à la question du phénomène de broutement

$$\text{liss} = \tanh (S(x)) = \frac{e^X - e^{-X}}{e^X + e^{-X}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{IV-14})$$

IV.2.2. Application de la commande par mode glissant à la MSAP

Si la théorie du contrôle de la structure vectorielle (CSV) est mise en œuvre, nous expliquons comment la fonction mode glissant est utilisée pour accélérer le moteur de l'aimant dans cette section. Essai continu de la solution souhaitée par processus de simulation. On note aussi les équations électriques et mécaniques qui expliquent la dynamique de la machine [62]

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} p \Omega I_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p \Omega I_d - \frac{p \psi_f}{L_q} \Omega + \frac{1}{L_q} u_q \\ \dot{\Omega} = \frac{p}{J} [(L_d - L_q) I_d I_q + \psi_f I_q] - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega \end{cases} \quad (IV-15)$$

Synthèse de la commande par mode glissant:

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{aligned} S(\Omega) &= \Omega_{ref} - \Omega \\ S(I_d) &= I_{ref} - I_d \\ S(I_q) &= I_{ref} - I_q \end{aligned} \quad (IV-16)$$

IV.2.2.1. Pour le régulateur de vitesse

L'erreur de la vitesse est défini par

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (IV-17)$$

Pour $n=1$, l'équation de contrôle de la vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (IV-17) comme suit:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{p}{J} \psi_f I_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{F}{J} \Omega \quad (IV-18)$$

le contrôle du courant I_q est définie par:

$$e_{qref} = I_q^{ed} + I_q^n \quad (IV-19)$$

Dans laquelle

$$I_q^{ed} = \frac{J}{p \psi_f} (\Omega_{ref} + \frac{1}{J} C_r + \frac{F}{J} \Omega) \quad (IV-20)$$

$$I_q^n = K_\Omega \text{sign}(s(\Omega)) \quad (IV-21)$$

K_Ω : constant positive

IV.2.2.2. Pour la commande du composant direct de courant statorique

L'erreur de courant I_d est définie par :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d \quad (IV-22)$$

D'après la dérivée de la surface du courant I_d , on peut générer la tension sur l'axe d,

$$S(\dot{I}_d) = I_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega I_q - \frac{1}{L_d} u_d \quad (IV-23)$$

La tension de commande u_{dref} est définie par :

$$u_{dref} = u_d^{eq} - u_d^n \quad (IV-24)$$

$$u_d^{eq} = (\dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{L_q}{L_d} p\Omega I_q) L_d \quad (IV-25)$$

$$u_d^n = K_d \text{sign}(s(I_d))$$

K_d : constant positive

IV.2.2.3. Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique

L'erreur de courant I_q est définie par :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q \quad (IV-26)$$

D'après la dérivée de la surface du courant I_q , on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe q .

La tension de commande u_{dref} est définie par :

$$u_{qref} = u_q^{eq} - u_q^n \quad (IV-27)$$

$$u_q^{eq} = (\dot{I}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} p\Omega I_d + \frac{\psi_f}{L_q} p\Omega) L_q \quad (IV-28)$$

$$u_q^n = K_q \text{sign}(s(I_q)) \quad (IV-29)$$

K_q : Constant positive

La Figure suivant (IV-2) décrit le modèle complet du système synchrone à aimants permanents pour le contrôle du mode glissant:

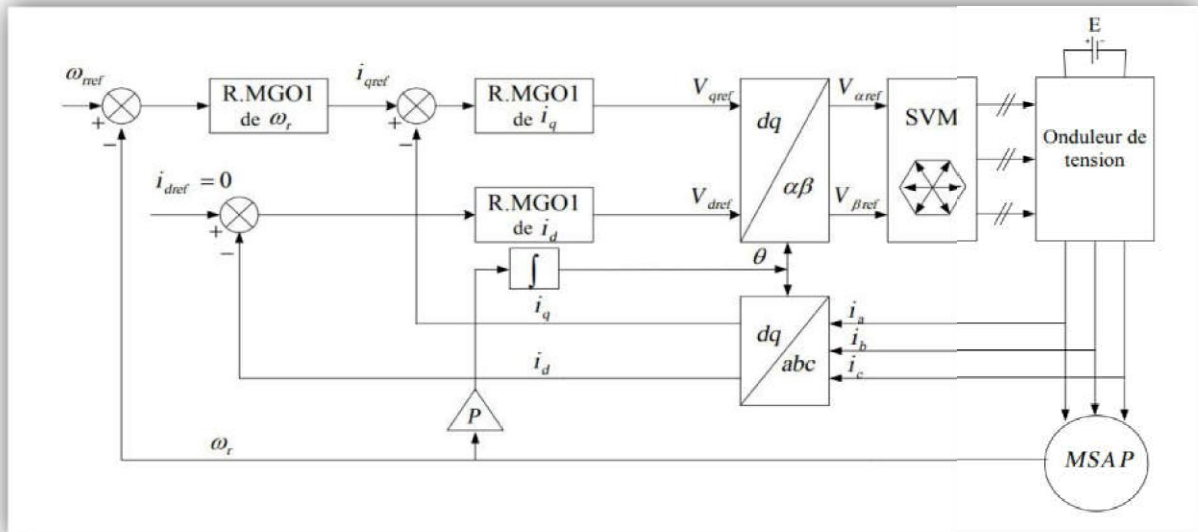


Figure (IV.2) : Schéma global de réglage par mode glissant

IV.3. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle par R.MGO1 et piloté par un onduleur de tension

IV.3.1. Résultats de simulation

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:

- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge
- Test d'inversion de sens de rotation.
- Test de variation de la résistance statorique avec insertion de la charge.

IV.3.1.1. Essai à vide et en charge

La figure IV.3 et figure IV.4 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 5 N.m à partir de $t=0.5s$. 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 $t=0.5s$, 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.

IV.3.1.2. Essai de l'inversion de sens de rotation :

La figure IV.5, nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=1s$ 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.

IV.3.1.3. Essai de variation de la résistance statorique et du couple de charge :

La résistance statorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=0.5s$, on applique un couple résistant $C_r=5 N.m$. À l'instant $t=1s$, on augmente de la valeur de la résistance statorique de +50% de sa valeur nominale par exemple. A partir de la figure IV.6, on constate que la commande est insensible à la variation de la résistance statorique et couple de charge, donc cette technique est robuste vis-à-vis des variations paramétriques internes et externes.

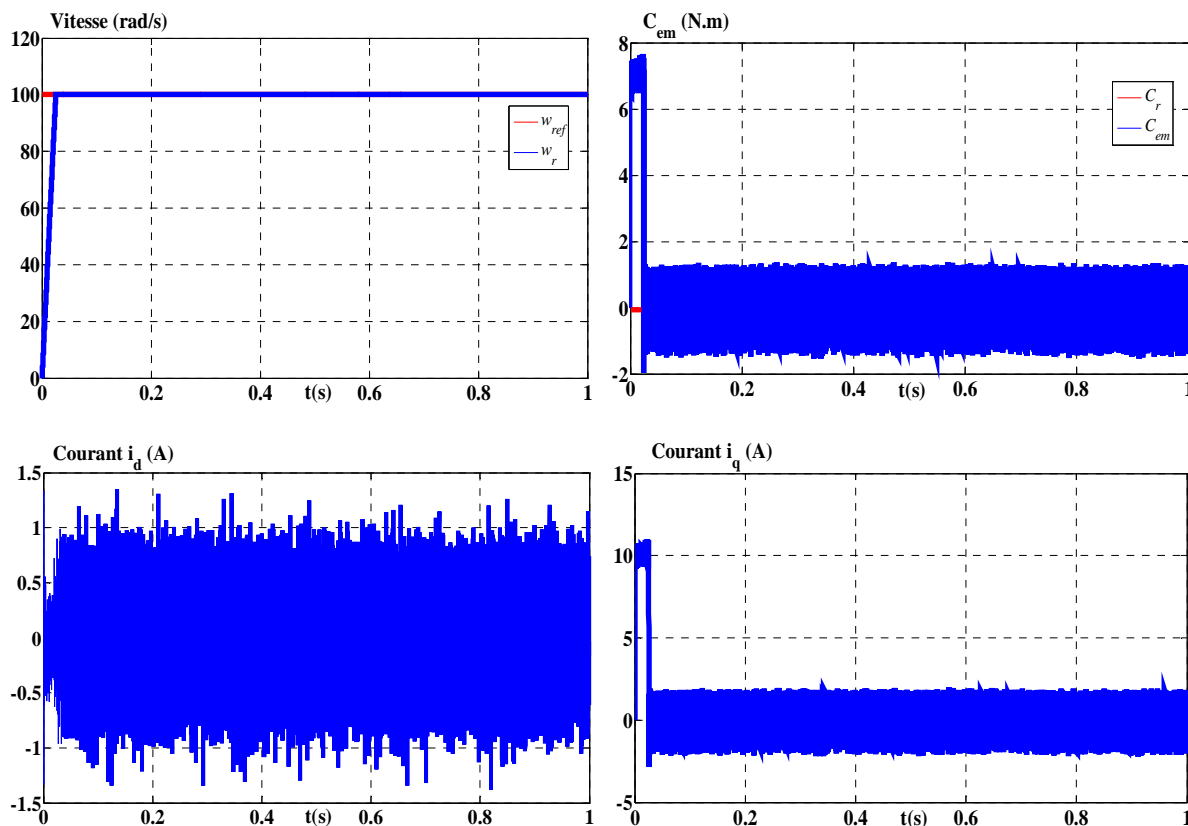


Figure (IV.3) : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide.

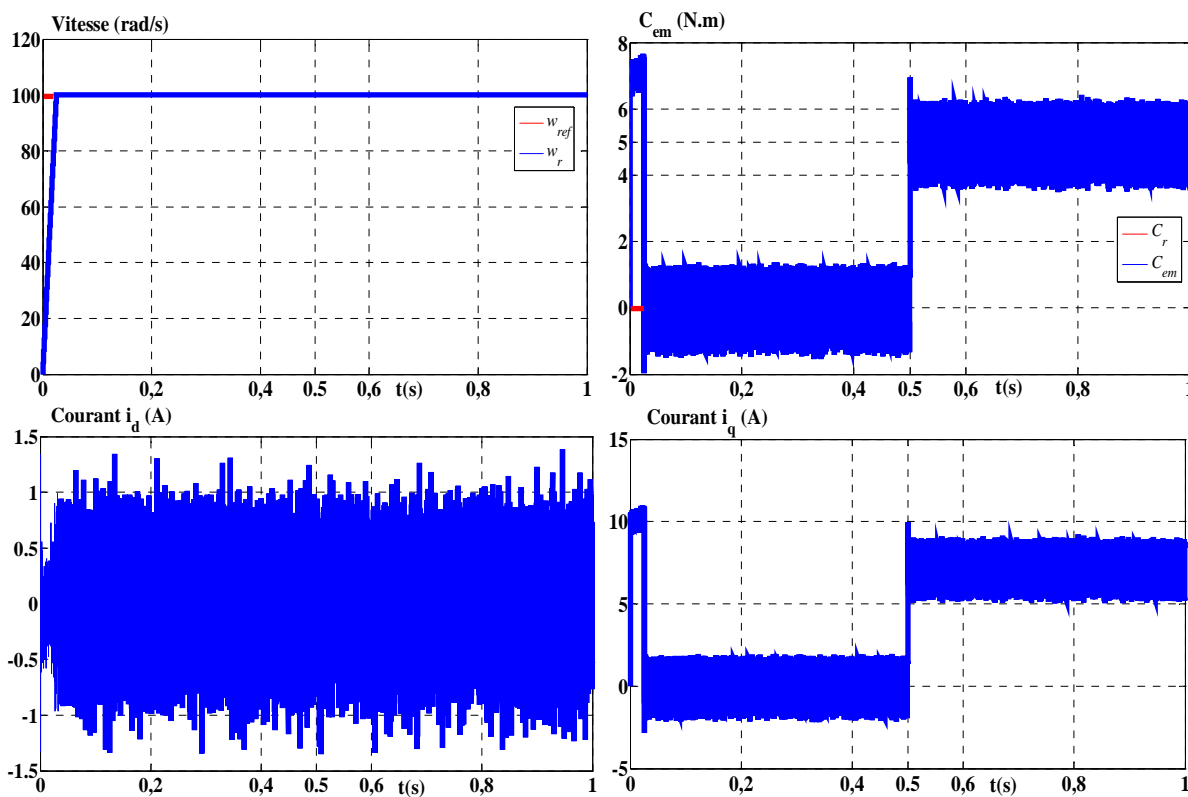


Figure (IV.4) : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.

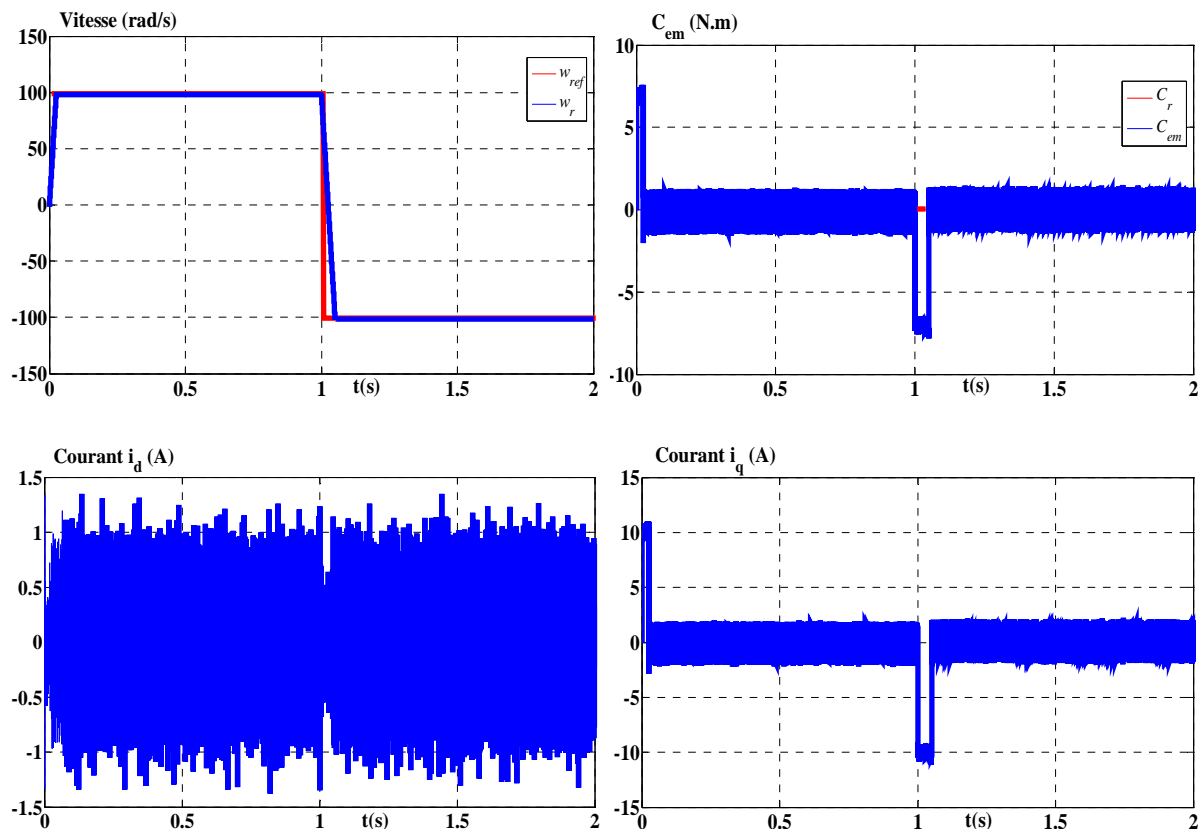


Figure (IV.5) : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$.

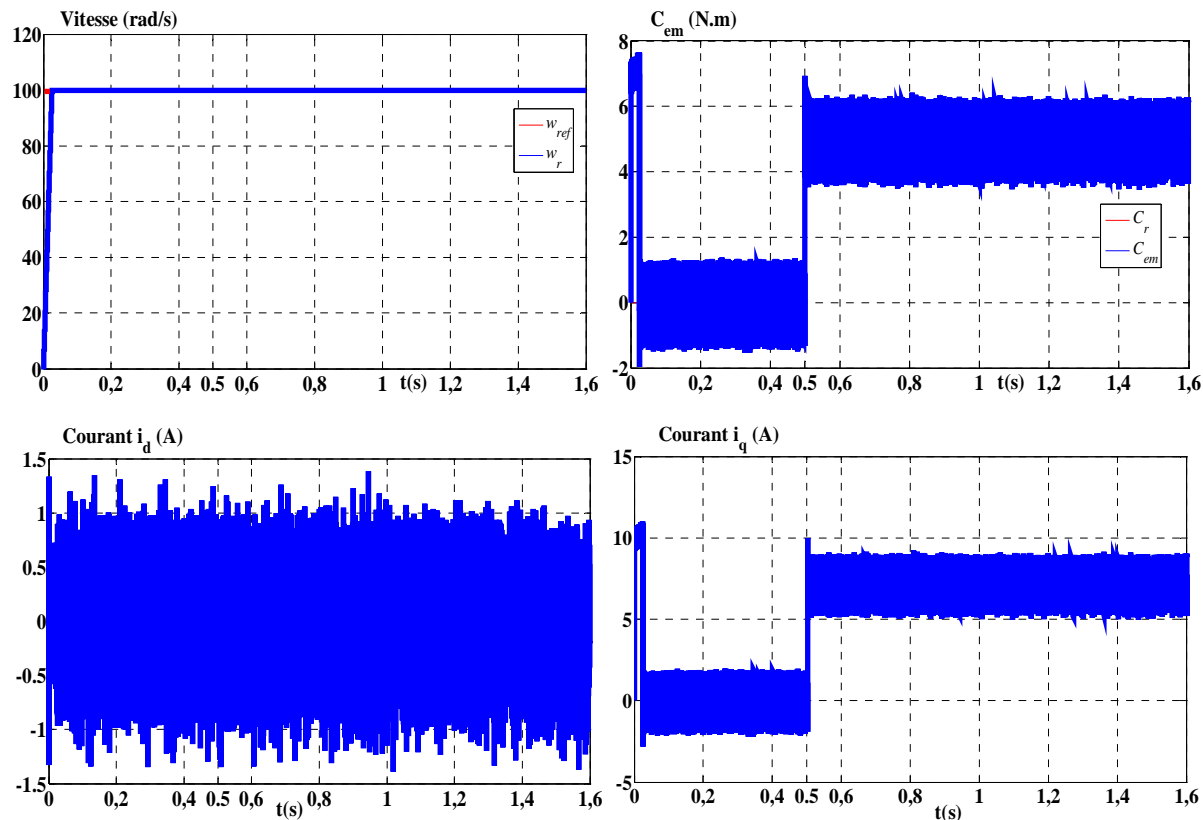


Figure (IV.6) : Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP pour variation la résistance statorique et le couple de charge.

IV.3.2. Etude comparative entre la CSV et la commande PI :

IV.3.2.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse :

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. La figure IV.7 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de +100 rad/s, suivi à l'instant $t=0.4s$, d'une inversion de la vitesse à -100 rad/s, puis d'une deuxième inversion de la vitesse à +80 rad/s à $t=0.8s$.

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la CSV est plus robuste par rapport à la structure PI. Où La réponse en vitesse est avec dépassement dans la commande PI. Cependant, la réponse en vitesse obtenu par la CSV est sans dépassement et suit sa référence. D'autre part, les résultats de la figure IV.7 montrent aussi que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la CSV est maintenu plus longtemps à sa valeur maximale, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation de la MSAP.

IV.3.2.2. Comparaison au niveau de la variation de charge :

La figure IV.8 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 rad/s.

A l'instant $t=0.3s$, on applique un couple de charge de 5 N.m, puis on l'annule à l'instant $t=0.8s$. Concernant la CSV, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. On remarque sur le couple, des oscillations ayant des amplitudes élevées. Ces oscillations sont rapidement atténuées car la commande discontinue qui se transforme en commande continue et le système entre en régime glissant autour de $S(\omega_r) = 0$. Pour la commande PI, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.

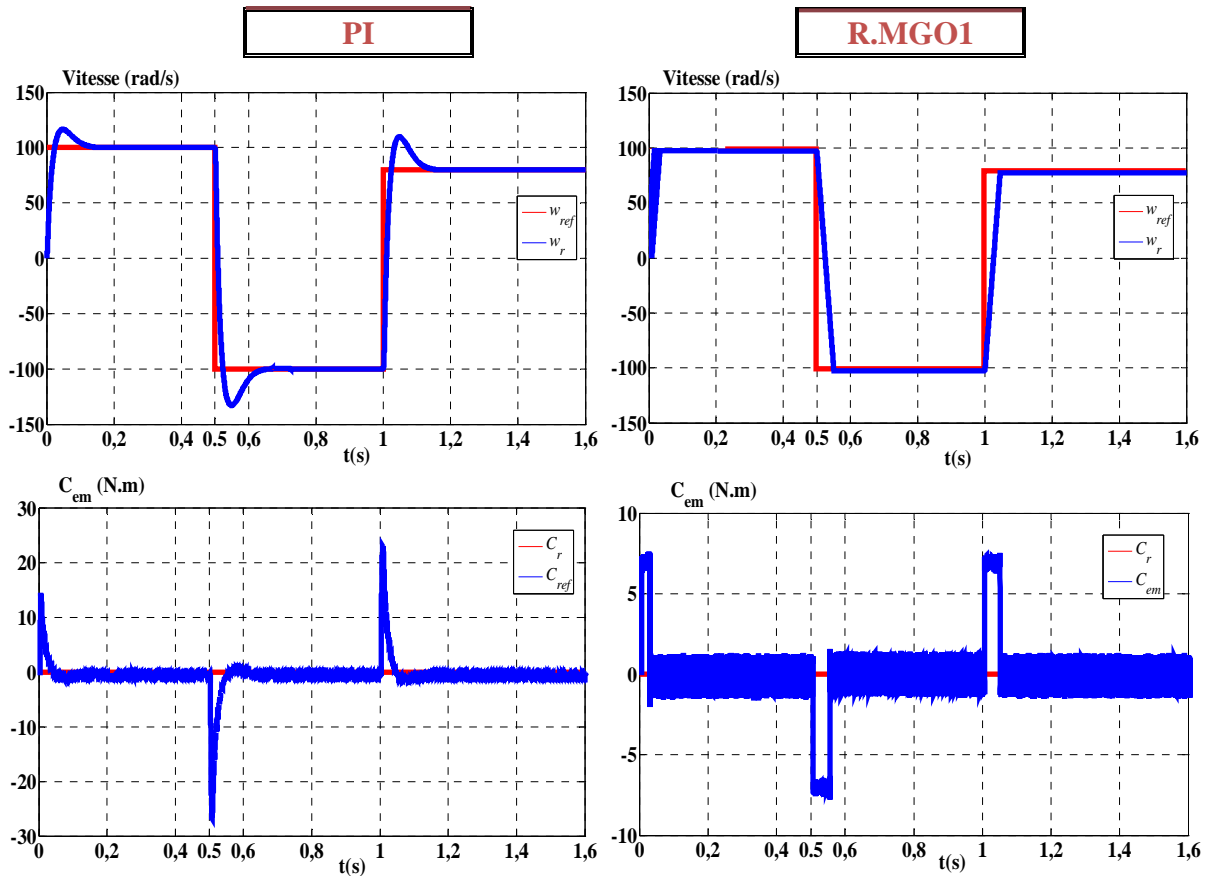


Figure (IV.7) : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence.

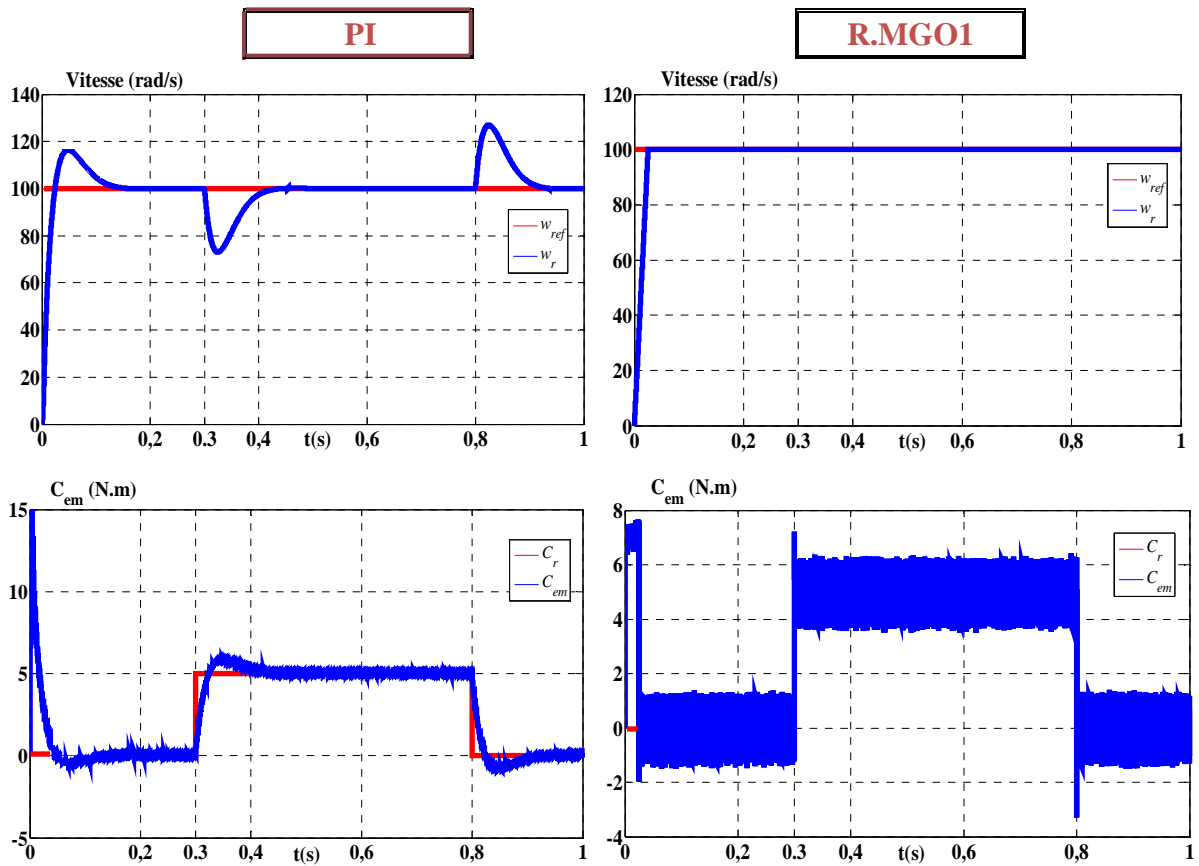


Figure (IV.8) : Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5N.m$).

IV.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structure variable (CSV) de la MSAP suivant une structure en cascade. Nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande pour l'asservissement en vitesse.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes lors des variations de la charge ou de 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.

L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de réticence (effet chattering en anglais) qui est caractérisé par des fluctuations du couple, ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine. Pour remédier à ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet réduire l'effet chattering, cette technique est appelée commande par mode glissant d'ordre supérieur et qui sera l'objet du quatrième chapitre .

A decorative graphic consisting of three blue circles of varying sizes and two thin blue lines. One large circle is at the top left, a medium one is below it, and a large one is at the bottom left. Two lines cross the page diagonally, one from top-left to bottom-right and another from top-right to bottom-left, intersecting near the center.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire expose la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant classique d'ordre un, pour la régulation de la vitesse d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté dans la première partie de notre travail, une présentation générale de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) avec l'intérêt des aimants permanents utilisés dans la construction de son rotor pour la création de flux d'excitation. En deuxième partie, nous avons entamés la modélisation de la (MSAP) dans le repère de Park, en tenant compte de tous les phénomènes électriques et magnétiques dans le rotor et le stator, ainsi que leur couplage.

Par la suite, nous avons donné un aperçu explicite d'une solution par miles différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux. Elle a donné de bonne résultats le cas des systèmes linéaires à paramètres constants.

Enfin, dans la dernière partie, pour les systèmes non linéaires ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes sur tout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Pour cela on a utilisé le réglage par mode de glissement. C'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes. Les résultats obtenus avec les R.MGO1 sont comparés avec ceux obtenus avec les régulateurs de type PI. Quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec les R.MGO1 sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations paramétriques internes et externes.

Comme perspective :

- il est intéressant de valider les techniques de notre étude par des essais expérimentaux, et cherché d'élaborer un modèle mathématique qui assure la stabilité et la poursuite de consigne même dans le régime transitoire de système.

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

- L'étude des commandes par mode glissant d'ordre supérieure et leur faisabilité en vue du contrôle du moteur synchrone.

BIBLIOGRAPHIE

[1]	Aribi Fouad Salim , Nedjaa Riad Abdelhafid." Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents ", Thèse de MASTER, Université de KASDI MERBAH de OUARGLA, 2018.
[2]	A. Ameer, 2005." Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à Aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants ", Thèse De magistère, Université de Batna.
[3]	G.Lacroux, " Les aimants permanents ", Edition technique et documentation, 1989.
[4]	Menouar Ahmed." Etude numérique de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de MASTER, Université de M'SILA, 2013.
[5]	Eddie Smigiel et Guy Sturtzer, Modélisation et commande des moteurs triphasés , édition : Ellipses, Collection : Technosup ,Année 2000.
[6]	M.ABID- K. BOUHRARA « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents » PFE- ENP, Alger 1993.
[7]	J . Saint-Michel, ' Bobinage des machines tournantes à courant alternatif ', Techniques de l'ingénieur, D3 420, 2001.
[8]	TAYABI MOHAMMED , DEBDOUCHE MOHAMMED." Modélisation et diagnostic de la machine synchrone à aimants permanents en présence de défaut de court-circuit entre spires ", Thèse de MASTER, Université Akli Mohand OULHADJ, 2016
[9]	R. Lateb, Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD , thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.

[10]	F. BOUDJEMA «Commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques » Thèse de Doctorat en Automatique 1991, Toulouse.
[11]	MAHDAOUI Nacereddine, "Commande Par Modes de Glissements d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de MASTER, Université Ferhat Abbas Sétif, 2011
[12]	K.Azeddine "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.
[13]	M.Sebaa "Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003
[14]	A. Ameer, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005
[15]	K.Hartani "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
[16]	L.Ghaouti "Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.

[17].	A.Maasoum "Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro- Floue",Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
[18]	NOUADJA Mohammed CHACHA Lokman "Commande par mode glissant appliquée à un système électro-énergétique ",Thèse de MASTER, UNIVERSITE DE KASDI MERBAH OURGLA, 2017. permanent", Thèse de MASTER, Université de Abderrahmane MIRA de Bejaia, 2015.
[19]	H.Chawab « stratégie de commande d'actionneurs synchrones à aimants permanents intégrant la sureté de fonctionnement ».Thèse de doctorat, université de haute Alsace ,2004
[20]	A. Bouchahed "Amélioration de la gamme de vitesse du moteur synchrone a vitesse variable ", Mémoire de Magister, Université de Annaba 2009
[21]	M.Mahgoun " Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés"Mémoire de Magister, Université de Ferhat Abbas Sétif 24 octobre 2012.
[22]	A. Bouchahed "Amélioration de la gamme de vitesse du moteur synchrone a vitesse variable ", Mémoire de Magister, Université de Annaba 2009 .
[23]	K. Kendouci" Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents " Thèse de L'université d'Oran 2012.

[24]	N. Choug "Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011
[25]	B.K.Bose "Power electronic and AC drives", Prentice-hall 1986
[26]	R. Abdessemed."Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011.
[27]	R .Abdessemed,M. Kadjouj."Modélisation des machines électriques". Presse de l'université de Batna 1997.
[28]	Hamichi Azedine, Benkerrou Farid." Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant
[29]	CIMUCA Gabriel Octavian, Système inertiel des stockage d'énergie associe a des générateurs éoliens, Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure D'arts et Métiers Centre de Lille, France. année 2005.
[30]	REZGUI SALAH EDDINE , Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel, mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, année 2009.
[31]	BENCHABANE Fateh, Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering, mémoire de magister, Université mohamed khider de Biskra, Algérie, année 2005.
[32]	M. Benidir, 2013." commande directe du couple de la machine synchrone à aimant permanent", mémoire de master, université Larbi Ben M'Hidi-Oum Elbouaghi-.
[33]	Messai Sameh, 2015." Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents", Thèse de master, Université - Oum El Bouaghi
[34]	MAAROUK Abdelatif, 2016." COMMANDE DYNAMIQUE D'UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS ALIMENTÉE EN TENSION ", Thèse de master, Université - BOUMERDES

[35]	D. Lahouel," Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrones à Aimants Permanents ", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
[36]	L. Benalia," Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
[37]	A.TITAOUINE, F. BENCHABANE, K. YAHIA, PR: A. MOUSSI, Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ces paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu , Courrier du Savoir - N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
[38]	A. R. Benaskeur, A. Desbiens, "Backstepping-based adaptive PID control", IEE proc. In control theory and applications, Vol. 49, Issue 1, 2002, pp. 54-59.
[39]	BOUDJEMA ABDE RAOUF, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP", Mémoire de MASTER, Université Mohamed Khider Biskra,2014
[40]	AID Housseem et AINA Wafaa « Synthèse de lois de commande nonlinéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master ,Université de Tlemcen
[41]	AMIRI MOHAMMED et ALI DAHMANE OUSSAMA," Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant", Mémoire de Master,2017
[42]	NABTI Khalil , « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone » Diplôme de doctorat Université de Constantine
[43]	Hemmami Mohammed Ilyes,"Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", mémoire de magister, Université

	Mohamed Khider - Biskra
[44]	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.
[45]	Annane Adel , «Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable». Mémoire de magister, option ELECTROMECHANIQUE , Université d'Annaba, 2009.
[46]	A. Massoum, "Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neurofloue," Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbés, 2007
[47]	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.
[48]	MASSOUM Ahmed, Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents : Commande à Structure Variable (CSV); Commande Neuro-Floue. Thèse de doctorat, Université de Djilali Liabes , SBA , Algerie, année 2007..
[49].	KECHICH Abderrahmane et MAZARI Benyounes, La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents, ISSN 1813-548X, Afrique SCIENCE 04(1), 2008.
[50]	MESSAOUDI Ismail et MOHAMED MAHMOUD El Mahjoub, '' Commande par mode glissant de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur'', UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2017
[51]	M. Ahmed, F. M. Karim, M. Abdelkader and B. Abdelber. "Input output linearization and sliding mode control of a permanent magnet synchronous machine fed by a three levels inverter", Journal of electrical engineering, VOL. 57, No. 4, 2006, 205-210

[52]	O. Hjini, T. Kaneko, and H. Ohsawa."A new controller For PMSM Servo drive Based on the Sliding mode approach with parameter adaptation", IEEJ Trans. Vo. 123 N°6, 2003
[53]	A. Meroufel, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI," Conférence on Electrical Engineering, Batna, 10-11 Décembre 2002
[54]	R. Sadouni, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
[55]	V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb. 1993
[56]	B. Belabbes, "Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents," Conférence on Electrical Engineering, Batna, 10-11 Décembre 2002
[57]	Levant, "Siding order and sliding accuracy in sliding mode control," International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
[58]	V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993
[59]	S. V Emelyanov, "Variable Structure Control Systems", Nauka, Moscow, 1967.
[60]	F. Boudjima."Commande par mode de glissement application aux convertisseurs statiques", Thèse de doctorat université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
[61]	K. Paponpen and M. Kong hirun."Speed Sensor less Control of PMSM Using An Improved Sliding Mode Observer With Sigmoid Function", ECTI Tran. On electrical electronics, and communications Vol.5, No.1 February 2007

[62]	A.ZORIG , A.BELOUADAH « Commande en vitesse par mode glissement d'une moteur synchrone aimants permanent » Mémoire de fin d'études en vu de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrique. 2005-2006.

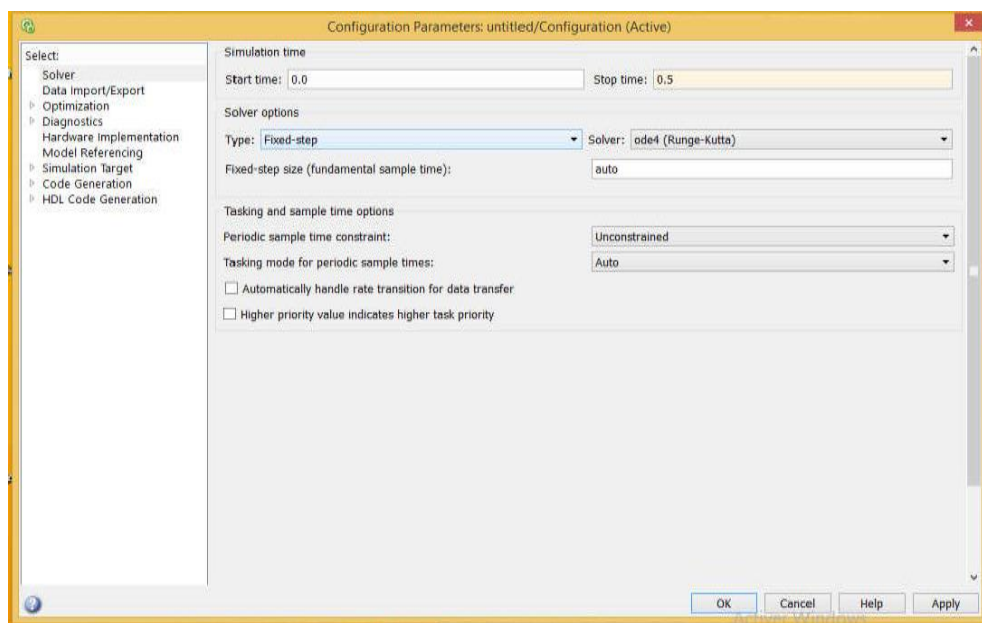
ANNEXE

I. Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents:

Par mètre	Valeur (SI)
Fréquence	50 Hz
Puissance	3 k W
tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4 Ω
Inductance longitudinale Ld	0.0066 H
Inductance transversale Lq	0.0058 H
Flux d'aimant	0.1546 web
Coefficient de frottement	0.00038818 N.m.s rad
Inertie	0.00176 Kg.m ²
Vitesse de rotation nominale	104rad/s
Couple nominale	3 N.m
Kp (pour Id et Iq)	(Ld*Ki1)/Rs
Ki (pour Id et Iq)	(3*Rs)/0.001

II.Paramètre de simulation :

Pour la commande vectorielle (FOC) par R.PI et par (R.MG01)



Résumé

Ce mémoire, présente une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI vectorielle. La commande vectorielle de la MSAP, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué la technique de réglage robuste à savoir : le mode glissant classique. Cette dernière est caractérisée par une précision dans le cas d'une poursuite et une réduction importante du phénomène de broutement. Les résultats de simulation obtenus, ont montré l'efficacité et les performances de la commande proposée.

Mots clés : Machine synchrone à aimants permanents, MLI vectorielle, Commande vectorielle, Mode glissant classique.

Abstract:

This thesis presents a study of the modeling and control of the permanent magnet synchronous machine (PMSM) fed by a voltage inverter controlled by space vector modulation. Field oriented control of the PMSM, using PI controller presents some disadvantages such as the sensitivity to parametric uncertainties of the machine and their variations. To improve the system performances, we applied robust control techniques such as classical sliding mode. This is later characterized by its tracking precision and the important reduction of the chattering. The obtained simulation results showed the effectiveness and the performances of the proposed control technique.

Keywords: Permanent magnet synchronous machine, Space vector modulation (SVM), Field oriented control, Classical sliding mode control.

ملخص

يقدم هذا البحث دراسة نمذجة وتحكم في ماكينة متزامنة ذات مغناطيس دائم مغذات بعكس تيار كهربائي متحكم فيه بواسطة إستراتيجية التعديل الشعاعي , ان طريقة التحكم بتوجيه التدفق باستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات و تغيرات متغيرات الآلة . لهذا السبب قمنا بتطبيق تقنية قوية مثل : النمط الانزلاقي هذا الأخير يتميز بدقة المتابعة و التقليل المعتبر للاهتزازات . نتائج المحاكاة المتحصل عليها اثبتت فعالية و جودة تقنية التحكم المقترحة

كلمات مفتاحيه : ماكينة ذات مغناط دائم, التعديل الشعاعي, النمط الإنزلاقي الكلاسيكي.