



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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Genié électrique
Electromécanique

Réf. :

Présenté et soutenu par :

Laiadi Ramzy Ataoua Youcef

Le : Mercredi 06 juillet 2022

Commande de la machine synchrone à aimant parmanent par backstepping

Jury :

Mr	Abdeddaime Sabrina	Pr	Université de Biskra	Encadreur
Mr	Laala Widad	MCB	Université de Biskra	Président
Mr	Hadri Amel	MCA	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2021/2022



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

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Génie électrique
Électromécanique

Réf. :

Commande de la machine synchrone à aimant permanent par backstepping

Le : Mercredi 06 juillet 2022

Présenté par :

- Atoua Youcef
- Laiadi Ramzy

Avis favorable de l'encadreur :

Abdeddaime Sabrina

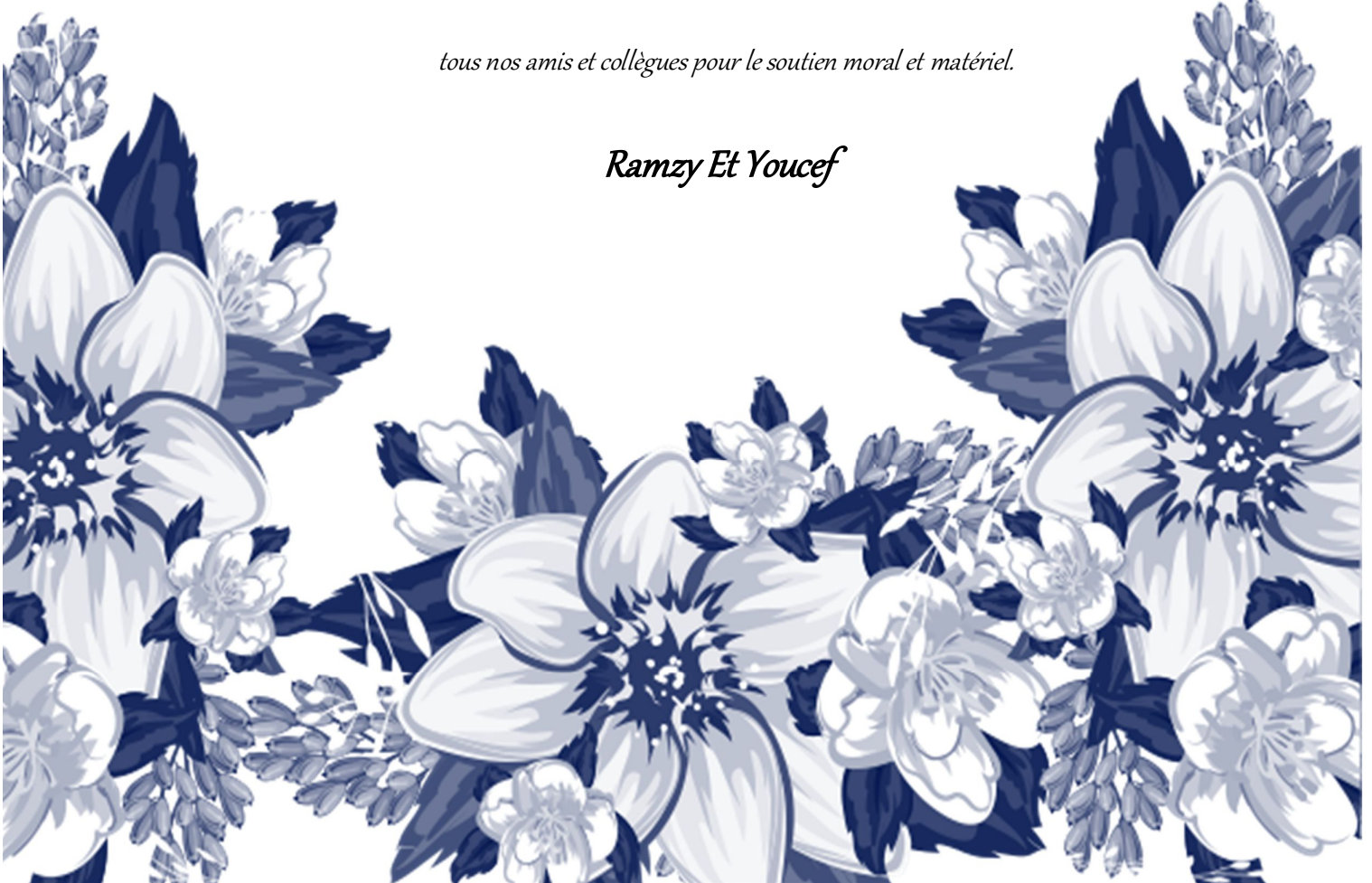
Signature Avis favorable du Président du Jury

Cachet et signature

Remerciement

*Nous tenons à remercier premièrement Dieu Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années. Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur madame **Abdeddaim Sabrina**, pour avoir d'abord proposé ce thème et suivi le déroulement de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'elle nous 'a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail. Nous remercions les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail. On tient aussi à remercier le professeur **Betka Achour** pour son aide et sa patience. Nous tenons à remercier vivement tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à réaliser ce travail. Nous remercions aussi tous les enseignants du département génie électrique qui ont contribué à notre formation. Enfin, Nous tenons à exprimer nos reconnaissances à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel.*

Ramzy Et Youcef



DIDICACE

Nous dédions ce modeste travail :

*A nos très chers parents, que dieu les garde et les protège,
pour les encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*A nos profs qui nous ont aidé, à tous les amis (es) d'études
surtout ceux d'électromécanique promotion 2021-2022.*

Ramzy Et Youcef



Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I	
Etat de l'art de la machine synchrone.....	3
I.1 Introduction	3
I.2 Présentation du moteur	3
I.2.1. Machines Synchrones à rotors bobinés	4
➤ I.2.1.1 Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses	4
➤ I.2.1.2 Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants	4
I.2.2 Machines synchrone à aimants permanents	5
I.2.3 Exemples usuels des moteurs á aimants permanents	5
I.3 Avantages et inconvénients des MSAP	8
➤ Les avantages	8
➤ Les inconvénients	8
I.4 Les domaines d'application de MSAP	8
I.5 Different types d'alimentation	9
I.5.1 Alimentation par un commutateur de courant	9
I.5.2 Alimentation par un onduleur de tension	10
I.6 Stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents	10
I.7 conclusion	10
Chapitre II	
Modélisation de l'association MSAP-onduleur de tension	11
II.1 Introduction	11
II.2 Modélisation de la MSAP	11
II.3 Hypothèses simplificatrices	12
II.4 Les équations de la MSAP dans le référentiel (a, b, c)	12
II.4.1 Les équations électriques	13
II.4.2 Équations magnétiques	13

II.4.3 Équation mécanique	14
II.4.3 Équations électromagnétique	14
II.5 La transformation de Park	15
II.5.1 Principe de la transformation de Park	15
Passage diphasé au triphasé (inverse).....	16
II.6 Modélisation de la MSAP dans le repère de d,q	16
II.7 Représentation d'état de la MSAP	18
II.8 Modélisation des onduleurs de tension.....	18
II.8.1 Définition de l'onduleur.....	18
II.8.2 Classification des onduleurs	19
II.8.2.1 Onduleurs non autonomes	19
II.8.2.2 Onduleurs autonomes.....	19
II.8.3 Types d'onduleur autonome de tension	20
II.8.3.1 Onduleur monophasé	20
II.8.4 Les applications des onduleurs.....	21
II.8.4.1 Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif .	
II.8.4.2 Assurer la continuité des alimentations des secours	22
II.9 Association MSAP-onduleur de tension.....	22
II.9.1 Écriture matricielle du modèle des onduleurs.....	23
II.10 Types de commande des interrupteurs	25
II.11 Modulation de largeur d'impulsions ou (MLI).....	25
II.12 Résultats de simulation de la MSAP	27
II.13 Interprétation des résultats.....	32
II.14 Conclusion	33

Chapitre III

Commande Vectorielle de la MSAP.....	34
III.1 Introduction	34
III.2 Principe de la commande vectorielle	34
III.3 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension	35

III.4. Découplage par compensation.....	36
III.5 La Régulation.....	39
III.5.1. Conception des Régulateurs.....	39
III.5.2.Détermination des régulateurs.....	40
III.5.2.1 Détermination des régulateurs des courants.....	40
III.5.2.2 Détermination du régulateur de vitesse	42
III.6 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	43
III.6.1.Les avantages.....	43
III.6.2 Les inconvénients	43
III.7 Résultats de simulation.....	44
III.8 Interprétation de résultat	53
III.9 Conclusion.....	54
 Chapitre IV 	
Commande backstepping de la Msap	55
IV.1Introduction	55
IV.2 Principe de la commande backstepping.....	55
IV.2.1 Méthodes de Lyapunov	55
IV.3 Méthode récursive de conception du backstepping.....	57
IV.3.1. 1ère étape Calcul de la première commande virtuelle	57
IV.3.2. 2ème étape Calcul de la deuxième commande virtuelle.....	58
IV.3.3. La 3ème étape Calcul de la loi de commande finale.....	59
IV.4 Application du backstepping a la commande de la MSAP.....	60
IV.4.1. 1ère étape - Calcul de la loi de commande V_{dref}.....	62
IV.4.2. 2ème étape - Calcul de la loi de commande virtuelle i_{qref}	63
IV.4.3. 3ème étape -Calcul de la loi de commande finale v_{qref}.....	63
IV.5 Résultats de simulation.....	65
IV.6 Interprétation de résultat	75
IV.7 Conclusion	76
CONCLUSION GENERALE.....	77

Liste des figures

- Figure I.1 Moteur synchrones à inducteur bobiné a) rotor à pole saillants, b) rotor à pole lisses.
- Figure. I.2 Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents.
- Figure I.3 Machine synchrone à aimants permanents montés en surface.
- Figure I.4 Machine synchrone à aimants permanents insérés.
- Figure I.5 Machine synchrone à aimants permanents chapeautés.
- Figure I.6 Machine synchrone à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique.
- Figure II.1 Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique.
- Figure II.2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère d, q .
- Figure II.3 Schéma fonctionnel du modèle de Park.
- Figure II.4 Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).
- Figure II.5 Structure d'un Onduleur monophasé.
- Figure II.6 Structure d'un onduleur triphasée.
- Figure II.7 Réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif.
- Figure II.8 Alimentation de secours.
- Figure II.9 Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension.
- Figure II.10 Chronogrammes des tensions V_{ao} , V_{bo} , V_{co} pour une commande à 180° .
- Figure II.11 Chronogrammes des tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn} .
- Figure II.12 Schéma de principe de MLI sinus-triangle.
- Figure II.13 Principe de la commande MLI (sinus-triangle).
- Figure II.14 Simulation de la MSAP à vide.
- Figure II.15 Simulation de la MSAP en charge.
- Figure II.16 Simulation de la MSAP en charge et avec onduleur
- Figure III.1 Principe de la commande victorielle.
- Figure III.2 Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux.
- Figure III.3 Description des couplages.
- Figure III.4 Découplage par compensation.
- Figure III.5 Commande découplée.
- Figure III.6 Représentation de la commande par PI.
- Figure III.7 Régulateur PI.

- Figure III.8** Boucle de régulation du courant I_q .
- Figure III.9** Boucle de régulation de vitesse.
- Figure III.10** Boucle de régulation de vitesse.
- Figure III.11** Simulation Avec une vitesse de référence (100 rad/s), à vide.
- Figure III.12** Simulation Avec une Echelon de vitesse (50 a 100rad/s), et charge.
- Figure III.13** Simulation Avec un échelon de vitesse (100 rad/sec) avec inversion à $t = 1(\text{sec})$, et charge $C_r = 5\text{N,m}$ a $T=0.5\text{s}$.
- Figure III.14** Simulation Avec Variation de la résistance R jusqu'à +100% .
- Figure III.15** Simulation Avec Variation du moment d'inertie J jusqu'à + 100%.
- Figure IV.1** Structure globale du réglage de la vitesse du MSAP par backstepping.
- Figure IV.2** Structure interne du bloc régulateurs backstepping.
- Figure IV.3** Simulation Avec une vitesse de référence (100 rad/s), à vide, par backstepping.
- Figure IV.4** Simulation Avec une Echelon de vitesse (50 a 100rad/s), et charge par backstepping.
- Figure IV.5** Simulation Avec un échelon de vitesse (100 rad/sec) avec inversion à $t = 1(\text{sec})$, et charge $C_r = 20\text{N,m}$ a $T=0.5\text{s}$ par backstepping.
- Figure IV.6** Simulation Avec Variation de la résistance R jusqu'à +100% par backstepping.
- Figure IV.7** Simulation Avec Variation du moment d'inertie J jusqu'à + 100% par backstepping.

NOTATIONS

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents.
MCC	Machine à courant continu.
(abc)	Modèle réelle de la machine triphasé.
(d-q)	Modèle de Park.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
φ_f et φ_{sf}	flux engendré par les aimants.
R_s	Résistance statorique.
$X_{a,b,c}$	Composantes réelles dans le repère abc.
$I_{a,b,c}$	Courants suivants les phases triphasées.
M	Mutuelle inductance entre phases du stator.
L	Inductance propre d'une phase statorique.
L_s	Matrice inductance du stator.
$P(\theta)$	La matrice de passage direct de Park.
X	Vecteur d'état.
U	Vecteur de commande.
A	Matrice fondamentale qui caractérise le système.
B	M d'application de la commande.
C	Matrice de sortie (matrice d'observation).
T1, T2, T3, T4	Transistors de puissance.
D1, D2, D3, D4	Diodes de puissance.
Q1, Q2, Q3, Q4	Transistors avec une diode antiparallèle.
E	Tension continue.
u_c, i_c	La tension et le courant de la charge.
S	Opérateur de Laplace.
k_p	Gain proportionnel
k_i	Gain intégral
X_d	Composante longitudinale suivant l'axe d.
X_q	Composante transversale suivant l'axe q.

I_d	Courant de l'axe d.
I_q	Courant de l'axe q.
e_d et e_q	Termes de découplages.
θ	Angle électrique.
ω_r	Vitesse de rotation électrique..
p	Nombre de paires de pôles.
ω	Vitesse de rotation mécanique.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
J	Moment d'inertie.
f	Coefficient de frottement.
T_r	Temps de réponse imposé.
ω_n	Pulsation propre du système.
ξ	Facteur d'amortissement.

INTRODUCTION GENERALE

Après avoir découvert les principes des moteurs et générateurs électromagnétiques, la production d'électricité a été développée. La catégorie du moteur dite synchrone est avant tout utilisée comme alternateur pour produire de l'électricité jusque dans les années 1960. Le développement des composants d'électronique de puissance a permis l'intégration des convertisseurs de puissance pour piloter un moteur synchrone à fréquence variable. Les progrès de l'automatisation vont de pair avec les progrès de l'informatique industrielle. Mettre en œuvre des lois de commande pour assurer un contrôle dynamique du couple de plus en plus efficace.

Les enjeux climatiques et énergétiques actuels motivent le développement des véhicules électriques. Les avantages sont nombreux : l'énergie électrique est moins chère et moins polluante que le pétrole, le rendement d'un moteur électrique est supérieur à celui d'un moteur thermique, le véhicule électrique est moins bruyant et rechargeable chez soi. L'application visée est un véhicule électrique utilitaire (camionnette) de livraison qui a besoin d'un moteur offrant une caractéristique couple/vitesse avec un fort couple au démarrage (cycle urbain) mais aussi d'une large plage de fonctionnement de vitesse à puissance constante (autoroute).[1]

Pour motoriser le véhicule électrique, plusieurs familles de machines électriques existent :

- les machines à courant continu .
- les machines asynchrones :
 - ✓ à induction (cas du véhicule MODEL S de TESLA).
 - ✓ à double alimentation .
- les machines synchrones :
 - ✓ à rotor bobiné (cas du véhicule ZOE de Renault),
 - ✓ à réluctance variable,
 - ✓ à aimants permanents (Montés en surface ou enterrés) (Actia, Toyota).

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

Nous voyons qu'il existe de nombreux principes de commande des MSAP, parmi lesquels l'application des techniques de la commande vectorielle qui se distingue comme un outil puissant et efficace, dotant la MSAP de performances dynamiques aussi satisfaisantes que les MCC, mais posant entre autre un problème majeur dû à la variation des paramètres pendant le fonctionnement et les perturbations inconnues et par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande. On propose alors la synthèse d'une loi de commande utilisant une technique réursive, de type Backstepping.

Ce travail est répartie en quatre chapitres :

Le premier chapitre : Dans ce chapitre, nous discutons généralement des moteurs synchrones et spécialement le moteur synchrone à aimants permanents

Le deuxième chapitre : nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans le repère (d,q). Nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur-machine. On présentera le principe de l'onduleur de tension commandée par la technique MLI et à la fin de ce chapitre, une simulation de la MSAP seul et son association avec un onduleur est présentée.

Le troisième chapitre: nous irons concevoir la commande vectorielle appliquée à la machine pour une régulation de la vitesse, cette régulation est basée sur les régulateurs classiques PI.

Le quatrième chapitre: porte essentiellement sur la commande non linéaire par Backstepping classique appliquée à la MSAP. Elle offre une méthode systématique pour effectuer la conception d'un contrôleur, pour des systèmes non linéaires. Une démonstration de la théorie du Lyapunov de la loi de commande sera détaillée.

L'objectif général de ce mémoire est l'étude et la comparaison de méthodologie de synthèse de contrôleurs non linéaires pouvant améliorer la stabilité, la réponse et les performances de la Machine Synchrone à Aimants Permanents. Pour cela, deux techniques de synthèse de lois de commande sont particulièrement considérées: la commande vectorielle avec un régulateur PI et la technique de commande non linéaire adaptative par Backstepping.

Chapitre I

Etat de l'art de la machine synchrone

I.1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Historiquement, les servo moteurs utilisant des moteurs à courant continu ont assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines outils). Cependant, leur principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certaines applications. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement. Parmi les moteurs électriques à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause d'un certain nombre d'avantages qu'il présente, à savoir pas de pertes au rotor, une grande capacité de surcharge, une vitesse stable et constante à une fréquence donnée et surtout à cause de son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique.

Ce dernier avantage lui donne la supériorité aux autres types de moteurs. Il est souvent appelé moteur à courant continu sans balais car lorsqu'il est auto piloté, ses caractéristiques coïncident avec celles d'un moteur à courant continu à excitation shunt, En effet, les travaux qui ont été consacrés au fonctionnement du MSAP auto piloté ont conclu qu'il y a une similitude entre ses caractéristiques et celles du moteur à courant continu et que le transfert des lois de commande se fait aisément. Cependant, l'auto pilotage nécessite l'utilisation d'un onduleur et un capteur de position ce qui affecte sensiblement le coût du système, [2].

I.2 Présentation du moteur

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée. Selon le type d'excitation au rotor on rencontre deux classes de moteurs synchrones.

I.2.1. Machines Synchrones à rotors bobinés

Ce genre de machine est constitué d'un rotor qui comporte des bobines au lieu d'aimants permanents comme dans les structures précédentes. On alimente ces bobines par des courants continus par l'intermédiaire des contacts glissant balais-bagues pour générer le flux magnétique inducteur dans l'entrefer. On distingue deux types de machine synchrone à rotor bobiné : les machines à pôles lisses et les machines à pôles saillants. [3].

I.2.1.1 Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles lisses

Plutôt adaptées pour des applications à forte puissance et grande vitesse, le bobinage est dans ce cas logé dans des encoches pratiquées dans la masse du rotor et fermées par des clavettes en acier (Figure I.1.b). Les têtes de bobines inductrices sont maintenues en place par des frettes en acier. L'entrefer étant d'épaisseur constante, seule la répartition des encoches et /ou leur remplissage constitue un paramètre structural jouant sur la forme d'onde des f.e.m attendues. Une disposition appropriée permet d'obtenir des f.e.m.s sinusoïdales à très faible taux d'harmonique,[4].

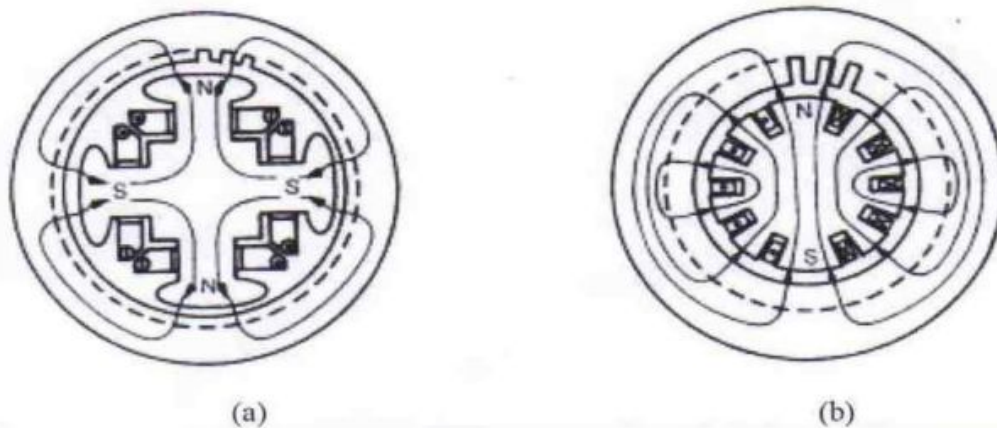


Figure I.1 : Moteur synchrones à inducteur bobiné a) rotor à pole saillants, b) rotor à pole lisses

I.2.1.2 Machines Synchrones à rotors bobinés à pôles saillants

Pour les machines à rotors à pôles saillants (Figure I.1.a), les bobines inductrices sont montées autour de noyaux polaires massifs ou feuilletés. Pour ces machines, le rotor est un électroaimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours pair, il varie

suivant la machine. Elles sont utilisées pour des applications qui nécessitent une simplicité de constitution,[4].

Ce type de machine possède un facteur de puissance relativement faible qui impose un surdimensionnement des convertisseurs statiques, ceci est un inconvénient pour la l'alimentation à fréquence variable. Pour des applications de faible puissance aux environ de quelques kilowatts on peut s'affranchir de cette faiblesse de ce genre des machines.

I.2.2 Machines synchrone à aimants permanents

De nombreuses tentatives ont été faites par des chercheurs pour réaliser des moteurs synchrones à aimants, mais ce n'est qu'avec l'apparition des matériaux à fort champ coercitif et induction rémanente assez élevée qu'elles ont pu, réellement se concrétiser. Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud.

Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m.s) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone ,[5].

La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface



Figure. I.2 : Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents

I.2.3 Exemples usuels des moteurs á aimants permanents

Il ya quatre types de machines synchrones à aimants permanents du point de vue construction mécanique[6][7]:

❖ **MSAP montés en surface (MSAPS) :**

Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses.

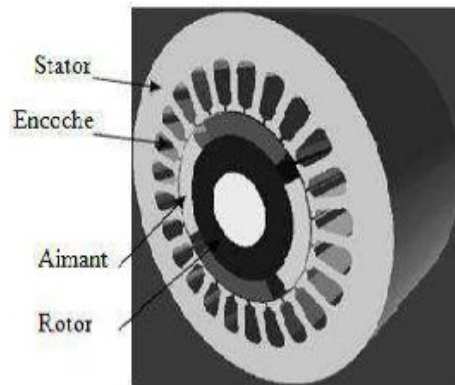


Figure I.3: Machine synchrone à aimants permanents montés en surface

❖ **Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) :**

A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches

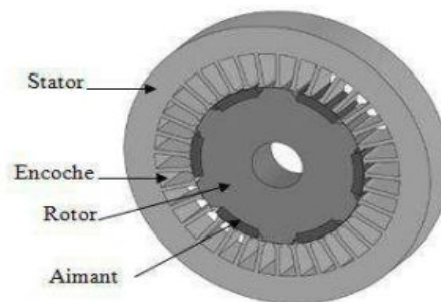


Figure I.4: Machine synchrone à aimants permanents insérés

❖ **Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) :**

Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaire généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des

pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.é.m. au stator en agissant sur le profil de la pièce.

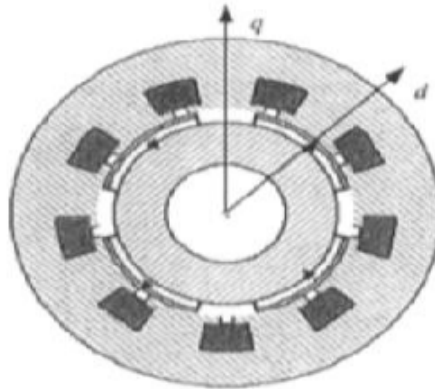


Figure I.5: Machine synchrone à aimants permanents chapeautés

❖ **Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) :**

Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer.

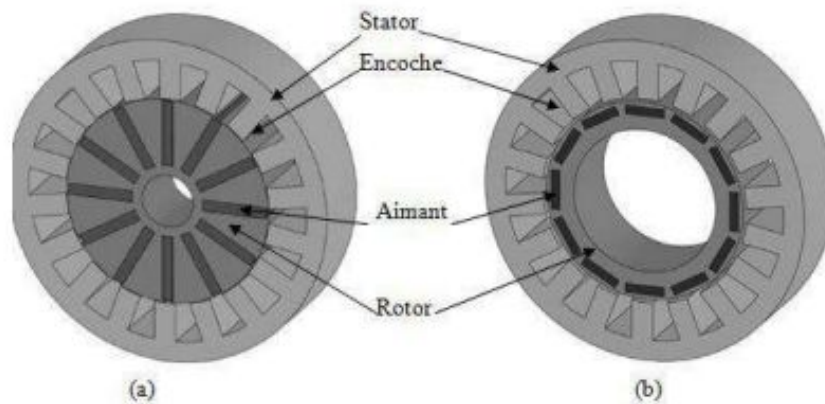


Figure I.6 : Machine synchrone à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

I.3 Avantages et inconvénients des MSAP

➤ Les avantages

La machine synchrone à aimants permanents présente les avantages suivants Parmi ces avantages, on peut citer :[8].

- Robustesse incontesté par apport à la machine a courant continue .
- Augmentation de la constante de temps thermique et de la fiabilité grâce à l'élimination des bagues balais.
- Facteur puissance et rendement plus élevé par rapport à la machine asynchrone.
- Cette structure donne à la machine l'avantage de réduire les dimensions et par conséquent un moindre moment d'inertie, ce qui augmente sa fiabilité et sa densité de puissance par unité de volume.
- L'utilisation d'aimant permanent au rotor permet d'éliminer les pertes électriques dans le circuit rotorique.
- Elle possède un couple moteur élève au démarrage ce qui permet d'éliminer le multiplicateur de vitesse pour le système éoliens.

➤ Les inconvénients

- Coût élevé des aimants.
- 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
- Rotor complex.

I.4 Les domaines d'application de MSAP

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance[9]:

- Le moteur synchrone à aimants permanents peut être très utile dans de nombreuses
- Equipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,

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

I.5 Different types d'alimentation

Les études effectuées dans les dernières années sur les machines synchrones à vitesse variable ont montré l'intérêt de l'utilisation des convertisseurs statiques pour l'alimentation de ce type de machines. La modélisation des systèmes convertisseur-machine synchrone a été largement étudiée par plusieurs auteurs,[10].

Il existe deux types de convertisseurs servant à alimenter la machine synchrone:

- ❖ Le premier type est le cycloconvertisseur qui est directement relié au réseau alternatif. Il a l'inconvénient d'avoir une fréquence des tensions de sortie relativement basse, ce qui limite la vitesse de rotation de la machine, et de nécessiter un nombre élevé de composants et une commande relativement complexe.
- ❖ Le deuxième type de convertisseur alimente la machine à partir d'une source de tension ou de courant continu (onduleurs de tension ou commutateurs de courant).

I.5.1 Alimentation par un commutateur de courant

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut-être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit-être surexcitée). Les f.é.m.s ne sont pas suffisantes pour permettre l'excitation des thyristors. L'alimentation de la machine doit-être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant possède une courbe de couple électromagnétique $C_e(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces Polaires).

Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_e(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constante),[10].

I.5.2 Alimentation par un onduleur de tension

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle. [10].

I.6 Stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents

Différentes stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents existent pour la variation de vitesse, il suffit de varier la fréquence et parmi ces stratégies de commande on cite trois types:

- La commande scalaire.
- La commande directe du couple.
- La commande vectorielle.

Dans notre travail, nous réaliserons une simulation avec stratégies de La commande vectorielle.

I.7 conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté un état de l'art de la machine synchrone. Au début une brève identification du moteur est présentée suivi par la citation des domaines d'application de la MSAP et on a terminé par ces Avantages et inconvénients avec les Différents types d'alimentation.

Comme nous le savons, il existe de nombreuses stratégies de commande des machines synchrones à aimants permanents qui est mentionné dans cette partie.

Chapitre II

Modélisation de l'association MSAP- Onduleur de tension

II.1 Introduction

La modélisation est une étape très importante dans l'étude du comportement du système des machines électriques. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement et pour cela, ce chapitre est consacré aux notions théoriques et aux modèles utilisés dans notre travail.

Ainsi, l'objectif de cette modélisation est le développement d'un outil mathématique représentant fidèlement les caractéristiques électriques, magnétiques et mécaniques de la machine synchrone à aimant permanent, cette étape nécessite l'utilisation de certaines hypothèses simplificatrices. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle, Cela permet une étude et une exploitation plus aisées.

Ce chapitre comporte d'une façon détaillée la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en vue de la commande, associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI),[11]

II.2 Modélisation de la MSAP

Afin de modéliser la MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références: Le moteur possède une armature symétrique non saturée ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants et une distribution sinusoïdale de la FMM créée par enroulements au stator [11].

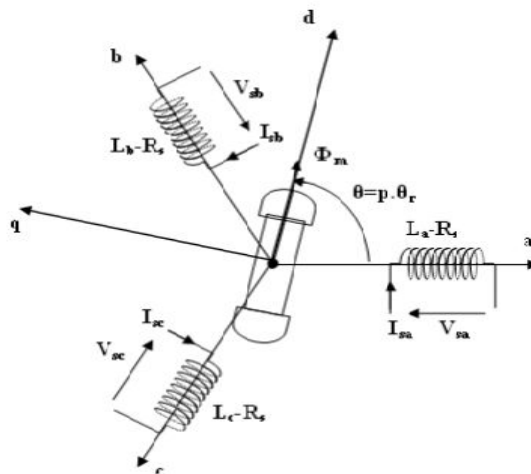


Figure II.1 Représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a).

Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe (d) au rotor et l'axe (a) au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$,

Le système d'axe de référence lié au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega = p \cdot (d\theta_r/dt)$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système.

La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor ω_r présentée par l'expression suivante $\omega_r = p \cdot \omega$, où p est le nombre de paire de pôles de la machine.

II.3 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commandes de plus en plus performantes, et par voie de conséquence leur commande se verra plus complexe, du fait que [12], [13] :

- Les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable.
- Le système est non linéaire à coefficients variables et à entrées et sorties multiples.

Le modèle établi au système lors de son fonctionnement, est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte. Le modèle sera plus simple pour un nombre d'hypothèses plus grand. Dans le cas de la MSAP, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'hystérésis, et l'effet de peau dans les parties magnétiques sont négligeables ;
- Circuit magnétique est supposé non saturé ;
- Harmoniques d'encoche et d'espaces ne sont pas prises en compte
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices (F.m.m.) entrefer
- Circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.

II.4 Les équations de la MSAP dans le référentiel (a, b, c)

Le fonctionnement de la MSAP peut être présenté par trois types d'équations

II.4.1 Les équations électriques

Les équations électriques générales de la machine synchrone s'expriment par l'écriture matricielle suivante:

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{II.1})$$

En définissant les vecteurs suivants :

$$[V_s] = [v_a \ v_b \ v_c]^T; [I_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T; [\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

Avec

V_s : Vecteur des tensions statoriques.

I_s : Vecteur des courants statoriques.

φ_s : Vecteur des flux statoriques.

R_s : Matrice résistance du stator.

II.4.2 Équations magnétiques[14]

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{aligned} \Phi_a &= L_a \times i_a + M_{ab} \times i_b + M_{ac} \times i_c + M_{af} \times i_f \\ \Phi_b &= L_b \times i_b + M_{ba} \times i_a + M_{bc} \times i_c + M_{bf} \times i_f \\ \Phi_c &= L_c \times i_c + M_{ca} \times i_a + M_{cb} \times i_b + M_{cf} \times i_f \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Pour un réseau symétrique : $L_a = L_b = L_c = L$ et $M_{ab} = M_{ac} = M_{bc} = M$

Tel que : M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

L : Inductance propre d'une phase statorique.

$$\begin{aligned} M_{af} &= M_f \cos(\theta); \\ M_{bf} &= M_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{cf} &= M_f \cos(\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

M_{ff} : Flux constant dû aux aimants permanents (φ_f)

donc l'écriture matricielle des équations magnétiques s'écrivent:

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] \quad (\text{II.5})$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

L_s : Matrice inductance du stator

Et φ_{sf} Vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

$$[\varphi_{sf}] = \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int_0^t \omega d(\tau) \\ \omega_r &= p \cdot \omega \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

ω_r : La vitesse électrique.

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

ω : La vitesse mécanique .

II.4.3 Équation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J d \omega / dt = C_{em} - C_r - f \omega \quad (\text{II.9})$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

II.4.3 Équations électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi_f]}{d\theta} \right] \quad (\text{II.10})$$

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variants dans le temps. La solution explicite d'un tel système est très complexe et rarement utilisée. On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine.

Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements mutuellement couplés et placés sur deux axes orthogonaux. Deux différents modèles sont déduits : le modèle (d, q), dit de Park et le modèle (α , β) de Concordia. Ces deux modèles représentent bien le comportement et les propriétés de la machine réelle. Ils permettent d'étudier le comportement transitoire des machines ainsi que leurs performances en régime déséquilibré.

II.5 La transformation de Park

Le modèle synchrone dans le référentiel (a, b, c) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables, le but des transformations matricielles est de les simplifier. Cette simplification réduit l'ordre de système.

II.5.1 Principe de la transformation de Park

Les équations obtenues dans le repère (a,b,c) sont fortement non-linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor θ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse ω par rapport au stator. Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse, [15] .

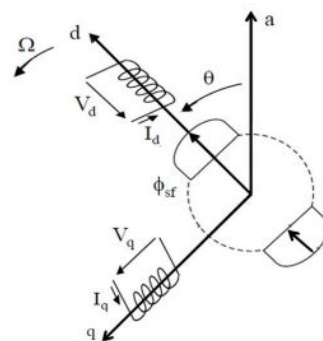


Figure II.2 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère d, q

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition

que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés. La matrice de Park $[P(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$P(\theta)$: La matrice de passage direct de Park.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Passage diphasé au triphasé (inverse)

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dqo}] \quad (\text{II.13})$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

II.6 Modélisation de la MSAP dans le repère de d,q

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

Pour passer du système triphasé au biphasé on utilise les relations suivantes :

$$[VdVq] = P(\theta)[VaVbVc] \quad (\text{II.15})$$

$$[i_d i_q] = P(\theta)[i_a i_b i_c] \quad (\text{II.16})$$

$$[\varphi_d \varphi_q] = P(\theta)[\varphi_a \varphi_b \varphi_c] \quad (\text{II.17})$$

. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{di_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{di_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans les équations de tension nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot [(L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \varphi_f \cdot I_q] \quad (\text{II.21})$$

Si le rotor est lisse ($L_d=L_q$), cette équation se simplifie en: $C_{em} = 3/2 p I_q \varphi_f$.

La représentation fonctionnelle du modèle de Park de la MSAP est illustrée sur la Figure(II.3)

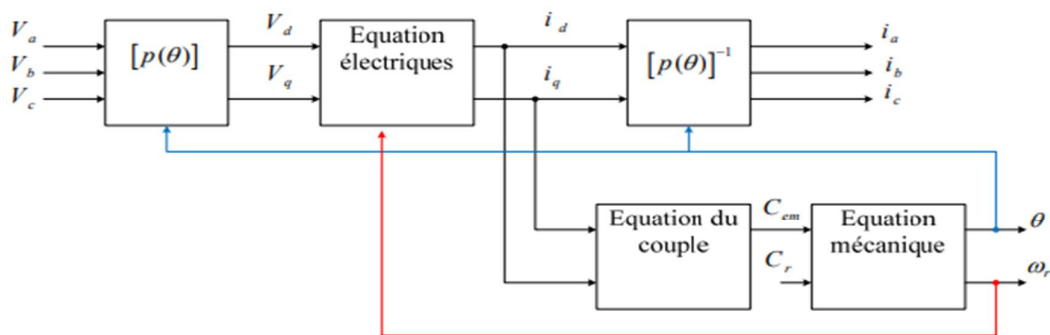


Figure II.3 Schéma fonctionnel du modèle de Park.

II.7 Représentation d'état de la MSAP

En prenant les tensions (V_d , V_q) et le flux d'excitation φ_f comme grandeurs de commande, les courants statorique (I_d , I_q), comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation. Alors on peut écrire le système sous la forme d'état suivante:

$$\begin{aligned} \frac{dX}{dt} &= AX(t) + BU \\ Y &= C(t) \end{aligned} \quad (II.22)$$

X : vecteur d'état.

U: vecteur de commande.

A : matrice fondamentale qui caractérise le système.

B: matrice d'application de la commande.

C : matrice de sortie (matrice d'observation).

Le système peut s'écrire sous forme d'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega_r L_q}{L_d} i_q \\ \frac{-R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega_r L_d}{L_q} i_d - \frac{\omega_r \varphi_f}{L_q} \\ \frac{3}{2} \frac{P \varphi_f}{J} i_q - \frac{P(L_q - L_d)}{J} i_d i_q - \frac{f}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

II.8 Modélisation des onduleurs de tension

II.8.1 Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue – alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication.) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux,...) [16]. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure (II.4)

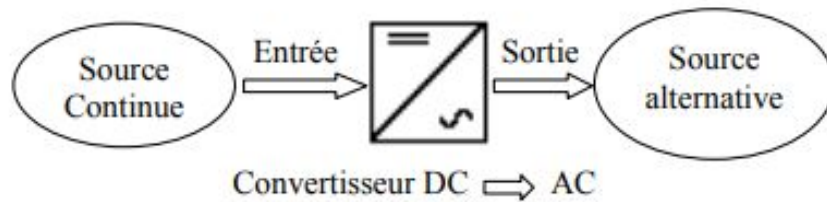


Figure II.4 Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC)

II.8.2 Classification des onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

II.8.2.1 Onduleurs non autonomes

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif.

II.8.2.2 Onduleurs autonomes

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

➤ Onduleurs (autonomes) de tension :

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.e.m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

➤ Onduleurs (autonomes) du courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes.

II.8.3 Types d'onduleur autonome de tension

II.8.3.1 Onduleur monophasé

L'onduleur est un convertisseur statique permettant de fabriquer un échange d'énergie entre une source de tension continue fournie par une batterie ou un redresseur, et une source de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. Cette fonction est schématisée sur la Figure (II.5). La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants et robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion, ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro-informatique. [17]

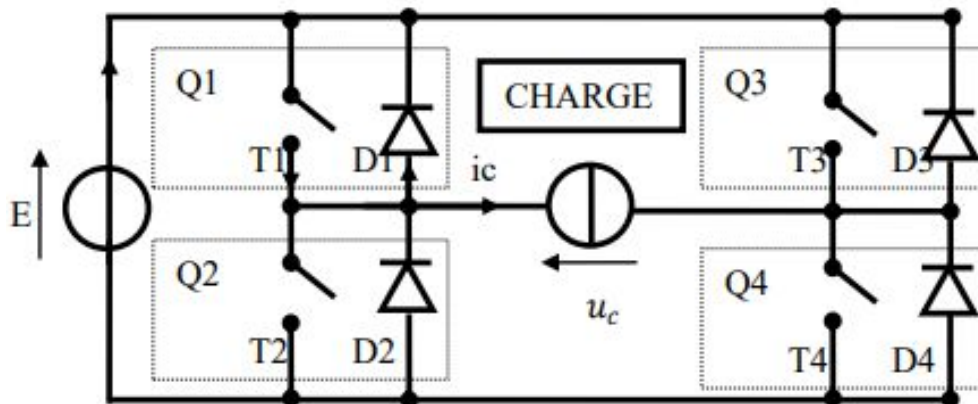


Figure II.5 Structure d'un Onduleur monophasé

On notera que:

$T1, T2, T3, T4$: Transistors de puissance.

$D1, D2, D3, D4$: Diodes de puissance.

$Q1, Q2, Q3, Q4$: Transistors avec une diode antiparallèle.

E : Tension continue.

u_c, i_c : La tension et le courant de la charge.

II.8.3.2 Onduleur triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en regroupant, en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-pont) et commander les interrupteurs de telle façon d'obtenir à la sortie trois phases décalées de 120° . En fait, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représenté par la Figure (II.6) dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue E ne soit jamais en court circuit et pour que les circuits des courants i_a , i_b et i_c ne soient jamais ouverts. Afin que les interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quelques soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs peuvent être réalisées, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaires, des IGBTs ou des GTOS associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant. [18]

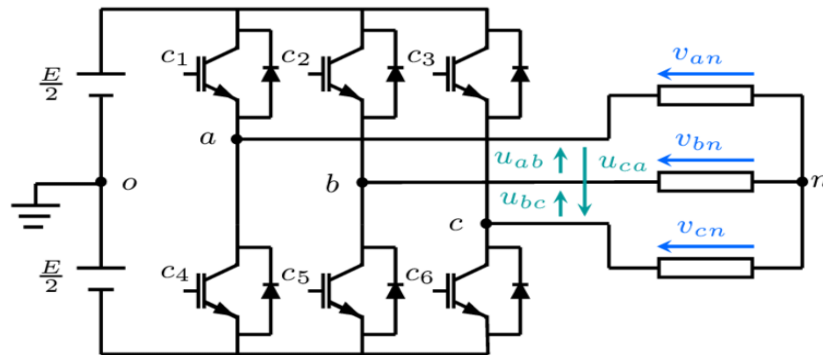


Figure II.6 Structure d'un onduleur triphasé

II.8.4 Les applications des onduleurs

Un certain nombre des domaines ont conduit à une augmentation de l'utilisation des onduleurs, et on trouve principalement des onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée alimentés directement depuis le réseau via un redresseur filtré ou depuis une batterie.

II.8.4.1 Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif

La vitesse d'un moteur à courant alternatif est fixée par la pulsation des courants statiques. Le contrôle de la vitesse du moteur se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension Figure (II.7) Il faut donc redresser la tension du réseau puis commander l'onduler à la fréquence désirée par la charge entraînée

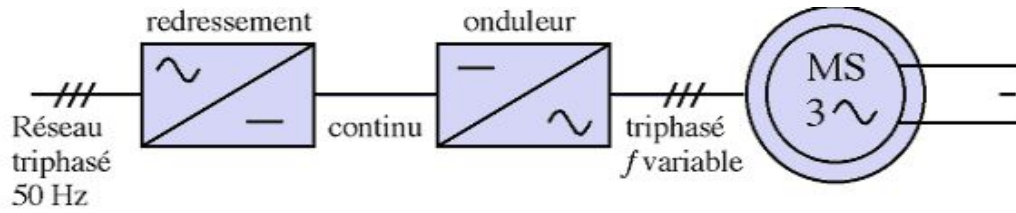


Figure II.7 Réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif

II.8.4.2 Assurer la continuité des alimentations des secours

L'onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur pour assurer la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries Figure (II.8), il faut placer un onduleur entre la source de secours et le réseau.

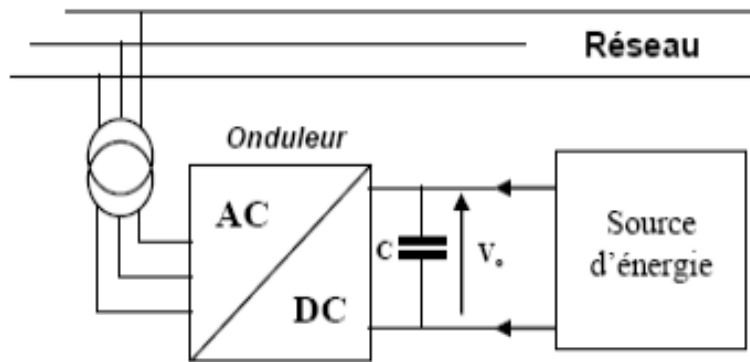


Figure II.8 Alimentation de secours

II.9 Association MSAP-onduleur de tension

La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension

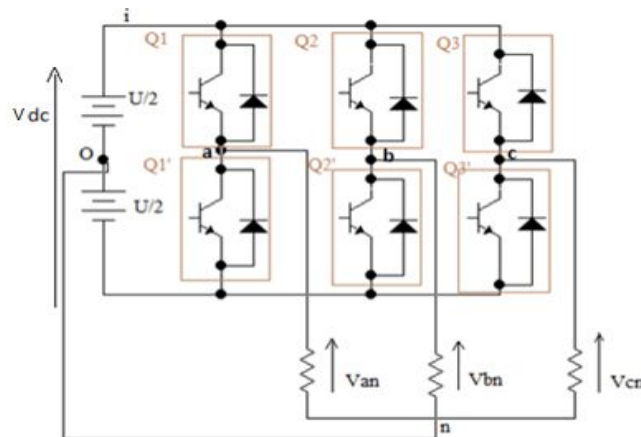


Figure II.9 Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension

Afin de faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation on suppose que les six interrupteurs (Q1 et Q1') sont idéaux: c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué et réaction instantanée aux signaux de commande.

La commande des interrupteurs d'un même bras est complémentaire, et peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande Si (i=a,b,c) telle que :

- Si = 1, l'interrupteur Q1 est passant et Q1' est ouvert.
- Si = 0, l'interrupteur Q1 est ouvert et Q1' est passant.

II.9.1 Écriture matricielle du modèle des onduleurs

Les trois tensions composées Vab, Vbc et Vca sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « O », point milieu de la source continu :

$$\begin{cases} V_{ab}=V_{ao}+V_{ob} \\ V_{bc}=V_{bo}+V_{oc} \\ V_{ca}=V_{co}+V_{oa} \end{cases} \quad (II.24)$$

Soit « n » le point neutre du coté alternatif (MSAP), alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao}=V_{an}+V_{no} \\ V_{bo}=V_{bn}+V_{no} \\ V_{co}=V_{cn}+V_{no} \end{cases} \quad (II.25)$$

Les tensions polaires V_{ao} , V_{bo} et V_{co} mesurées entre les points a, b, c et le point o sont exprimées comme suit

$$\begin{aligned} V_{ao} = V_a - V_o &= \begin{cases} \frac{+V_{dc}}{2} & \text{si Q1 fermé} \\ \frac{-V_{dc}}{2} & \text{si Q1' fermé} \end{cases} \\ V_{bo} = V_b - V_o &= \begin{cases} \frac{+V_{dc}}{2} & \text{si Q2 fermé} \\ \frac{-V_{dc}}{2} & \text{si Q2' fermé} \end{cases} \\ V_{co} = V_c - V_o &= \begin{cases} \frac{+V_{dc}}{2} & \text{si Q3 fermé} \\ \frac{-V_{dc}}{2} & \text{si Q3' fermé} \end{cases} \end{aligned} \quad (II.26)$$

Résumons les 3 cas précédents par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{dc}/2(2S_a - 1) \\ V_{bo} = V_{dc}/2(2S_b - 1) \\ V_{co} = V_{dc}/2(2S_c - 1) \end{cases} \quad (II.27)$$

On suppose que la charge est équilibrée d'ou la somme des tensions simples est nulle. A cet effet on peut écrire la relation suivante:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{II.28}$$

On tenant compte de l'équation (II.25) et (II.28) on obtient l'équation(II.29)

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \tag{II.29}$$

En remplaçant l'équation (II.29) dans le système d'équations (II.25) on obtient le système

(II.30)

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{2}{3}V_{bo} + \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \tag{II.30}$$

En remplaçant (II.27) dans le système précédent, on obtient l'écriture matricielle du modèle de l'onduleur comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{II.31}$$

les chronogrammes des tensions V_{ao} , V_{bo} , V_{co} .

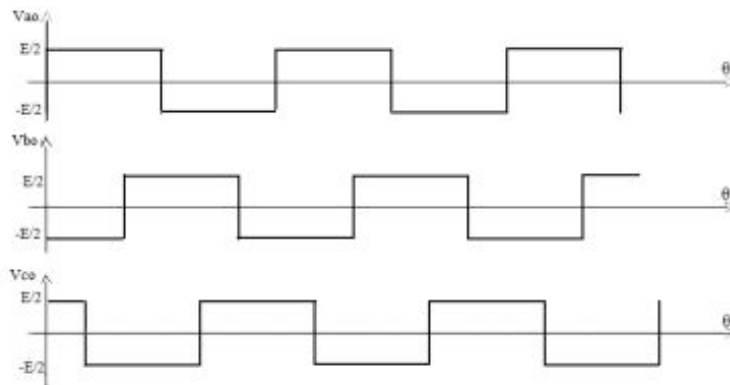


Figure II.10 Chronogrammes des tensions V_{ao} , V_{bo} , V_{co} pour une commande à 180°

Il s'ensuit les chronogrammes des tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn}

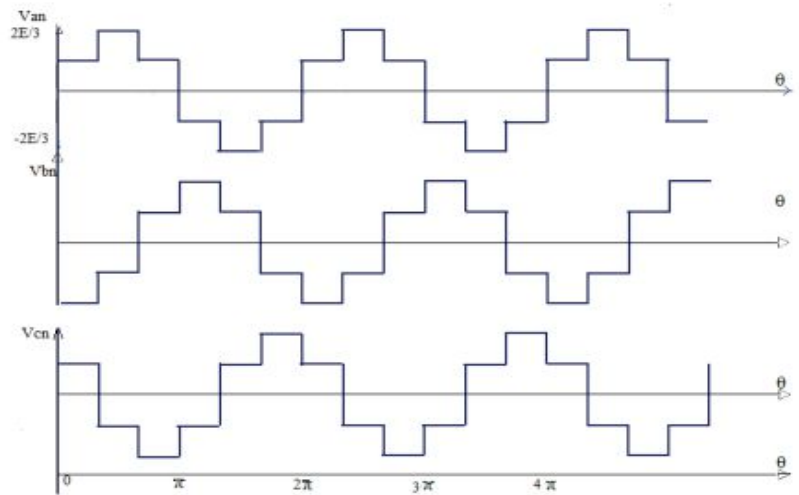


Figure II.11 Chronogrammes des tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn}

II.10 Types de commande des interrupteurs

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à onde rectangulaire.
- On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

II.11 Modulation de largeur d'impulsions ou (MLI)

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau de la commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs de largeur variable (d'où le nom MLI, modulation de largeur d'impulsion, PWM pulse width modulation en anglais). Les angles de commutation sont calculés de façon à éliminer un certain nombre d'harmonique généré à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux.

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

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs,[19].

➤ **Caractéristique de la MLI**

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$\begin{aligned}
 m &= \frac{f_p}{f_r} \\
 r &= \frac{U_r}{U_p}
 \end{aligned}
 \tag{II.32}$$

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 *U_r* à la valeur crête *U_p* de la porteuse.

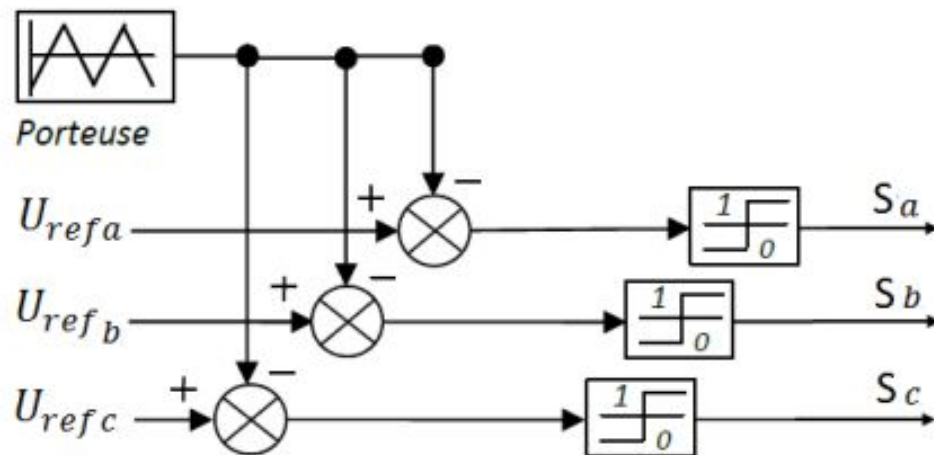


Figure. II.12 Schéma de principe de MLI sinus-triangle.

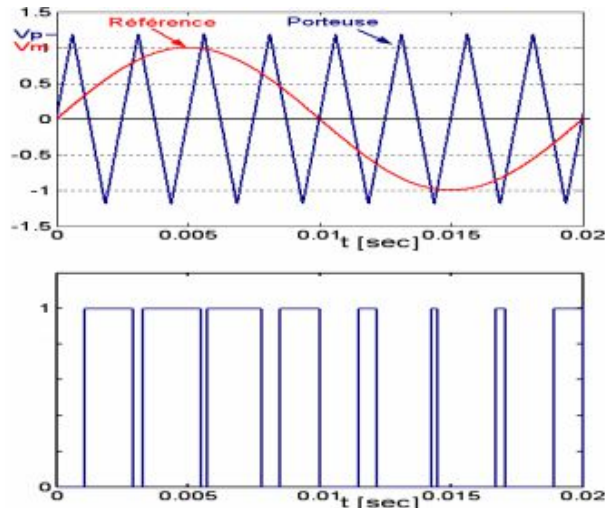


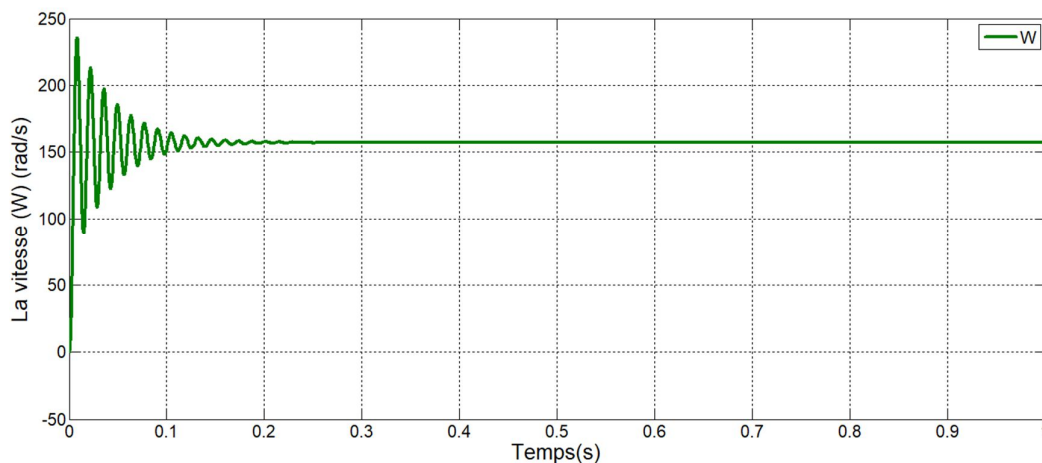
Figure II.13 Principe de la commande MLI (sinus-triangle).

II.12 Résultats de simulation de la MSAP

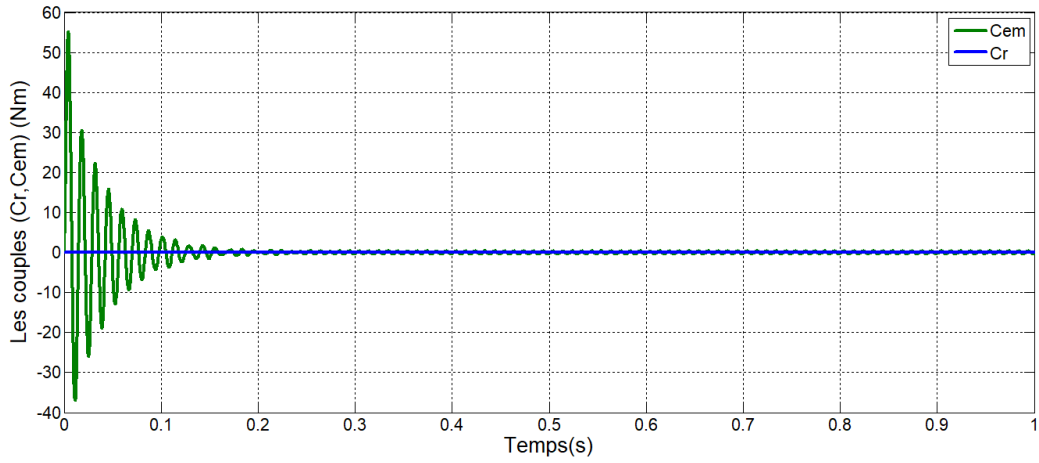
Pour tester les modèles ci-dessus, un ensemble de simulations sont réalisées dans l'environnement Matlab/Simulink. Au début la MSAP est alimentée directement du réseau (220V/50Hz), à vide puis en charge, puis on alimente le stator de la machine par un onduleur de tension.

➤ Simulation de la MSAP à vide

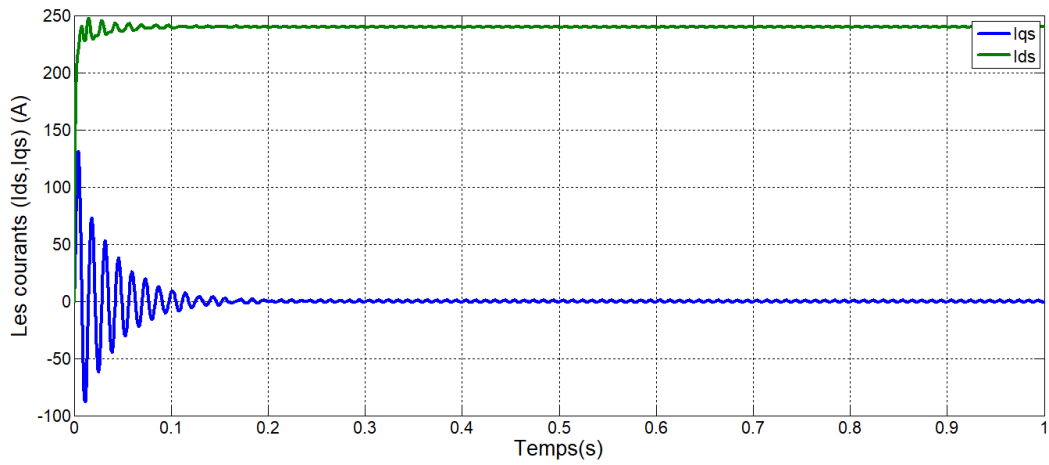
Les paramètres du moteur sont donnés en annexe.



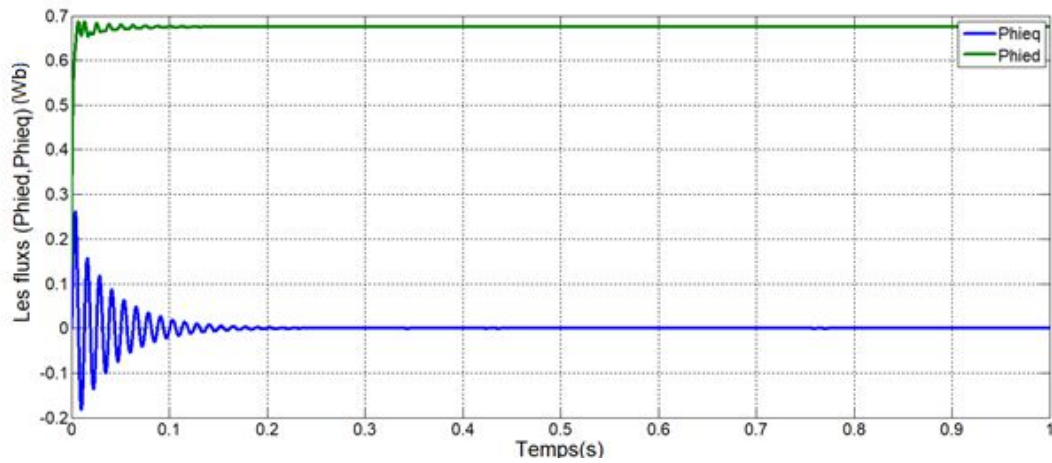
a. La vitesse mécanique(rad/s)



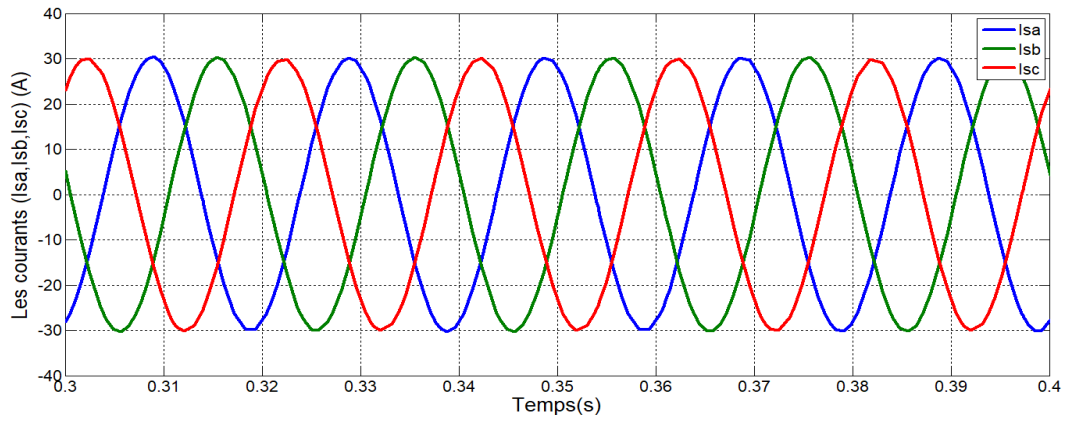
b.les couples(Cr,Cem)(N.m)



c.Les courants (Ids,Iqs)(A)



d.Les fluxes(Phied,Phieq)(Wb)

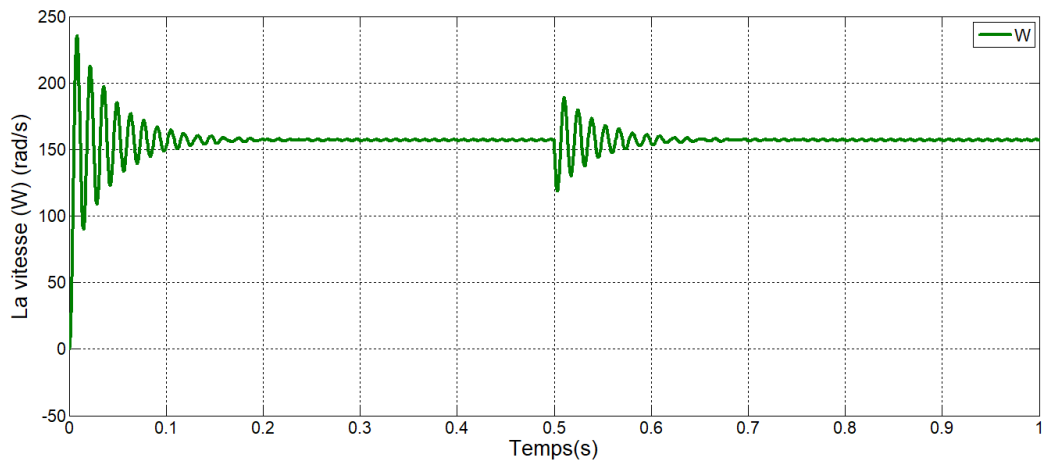


e. Les courants (Isa, Isb, Isc)(A)

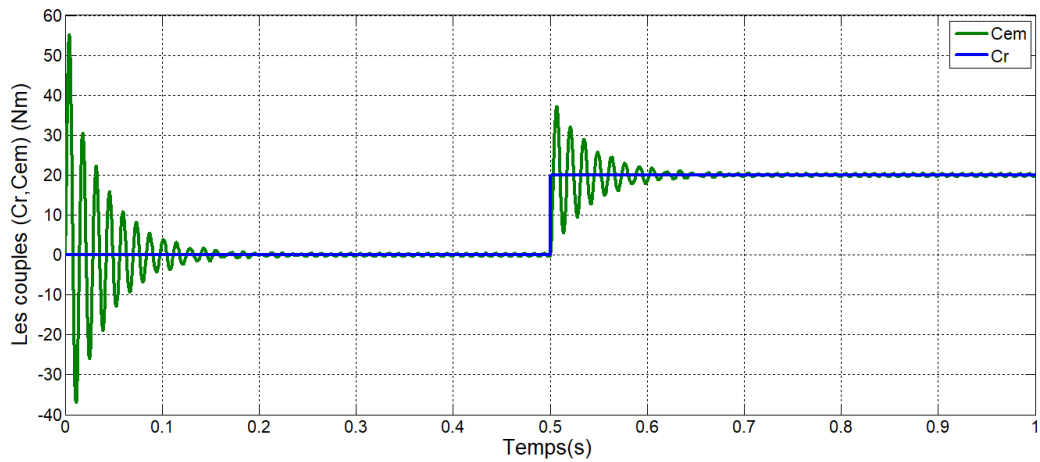
Figure II.14: Simulation de la MSAP à vide

➤ Simulation de la MSAP en charge

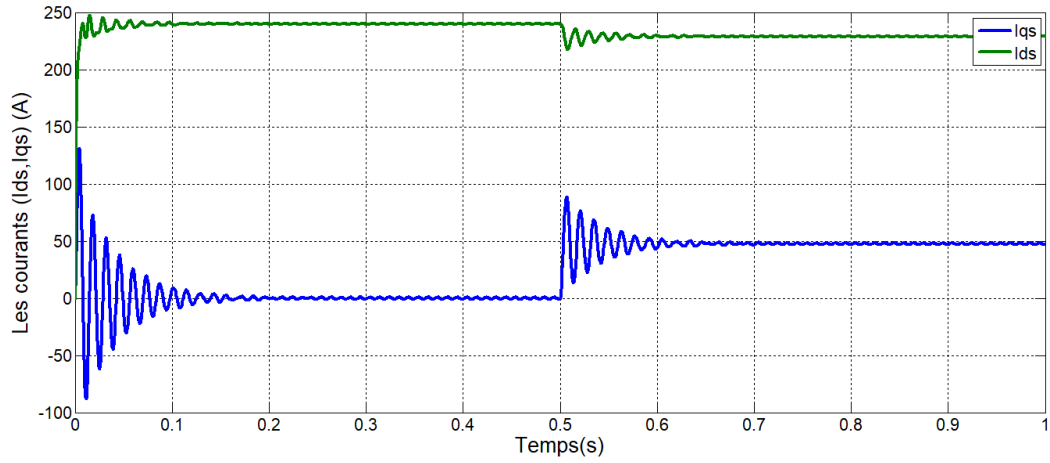
En appliquant un couple de charge $C_r = 20 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$.



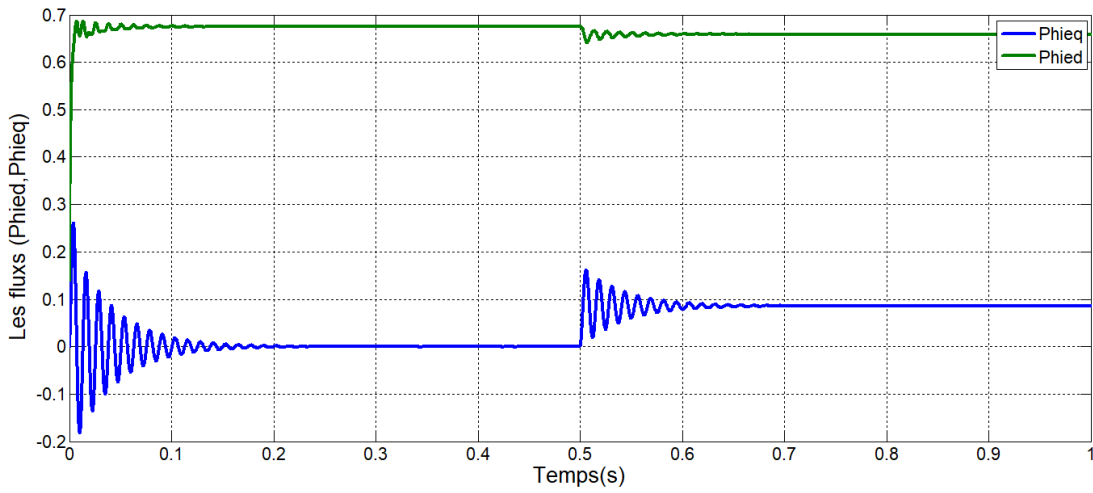
a. La vitesse mécanique(rad/s)



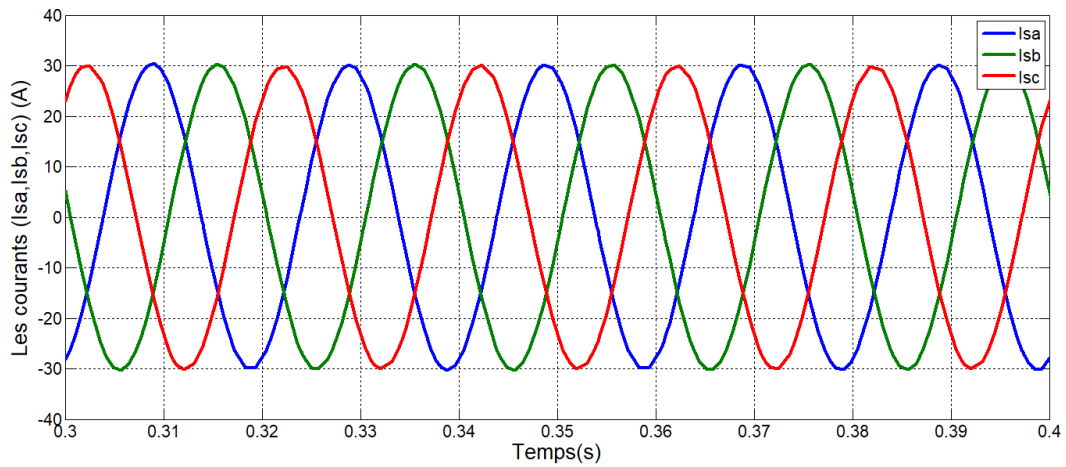
b. les couples(Cr.Cem)(N.m)



c. Les courants (I_{ds}, I_{qs}) (A)



d. Les fluxes (Φ_{hied}, Φ_{hieq}) (Wb)

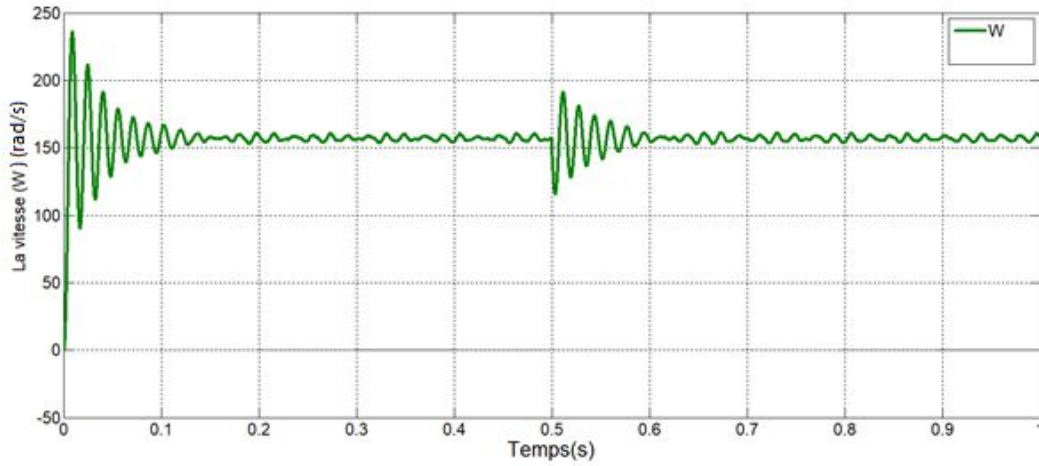


e. Les courants (I_a, I_b, I_c) (A)

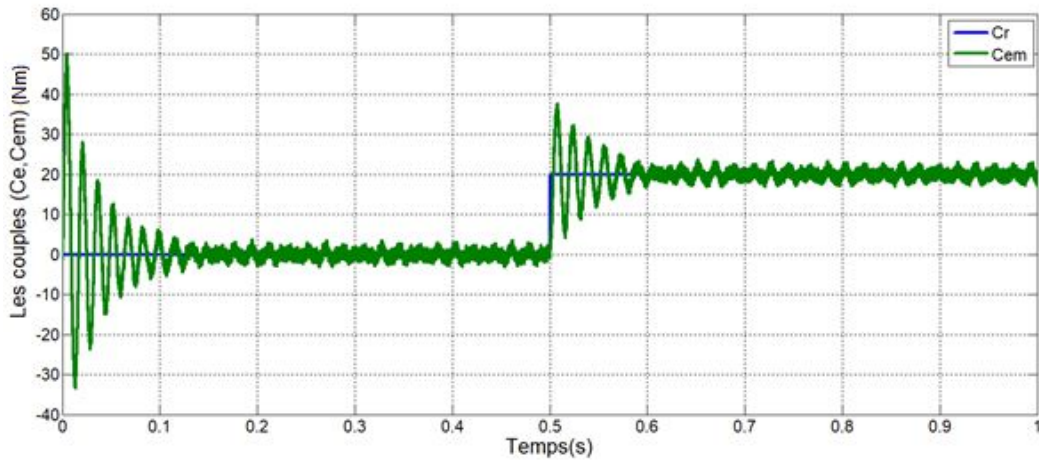
Figure II.15: simulation de la MSAP en charge

➤ Résultats de simulation de la MSAP en charge et avec onduleur

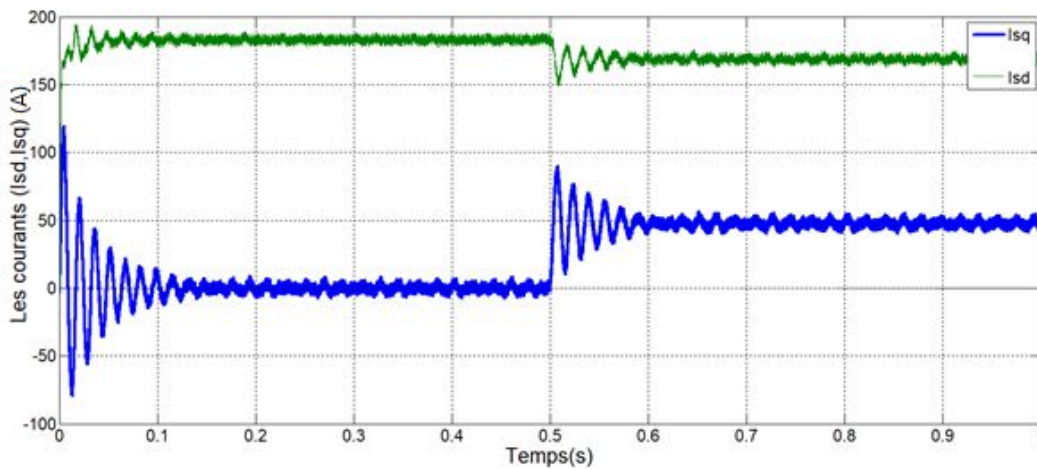
En appliquant un couple de charge $C_r = 20 \text{ N.m}$ et $V_{dc} = 500 \text{ v}$ à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$.



a. La vitesse mécanique(rad/s)



b. les couples(C_r, C_{em})(N.m)



c. Les courants (I_{ds}, I_{qs})(A)

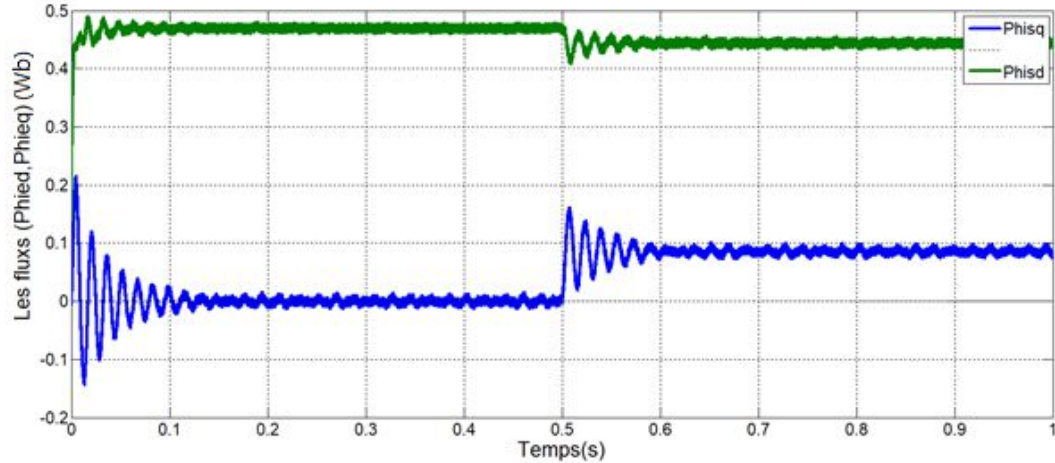
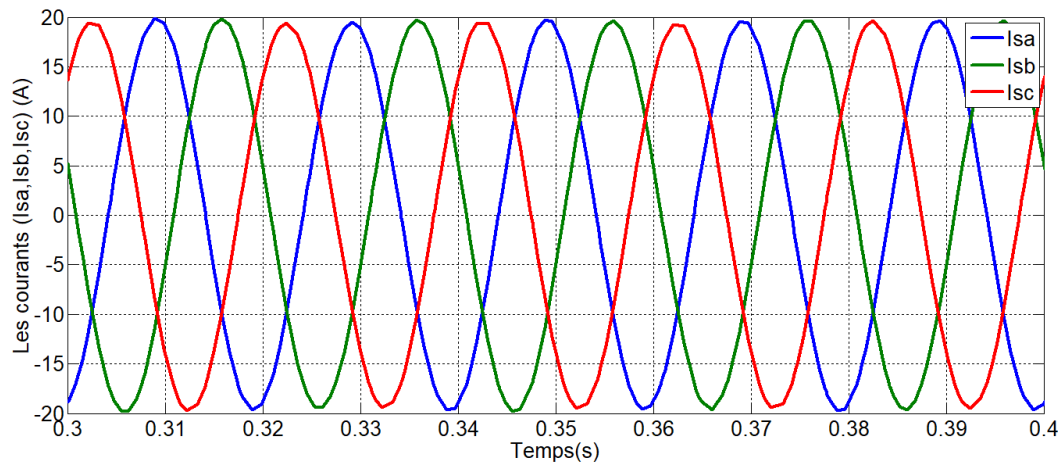
d. Les flux (Φ_{qd}, Φ_q) (Wb)e. Les courants (I_a, I_b, I_c) (A)

Figure II.16 Simulation de la MSAP en charge et avec onduleur

II.13 Interprétation des résultats

• MSAP alimentée directement du réseau :

La réponse de la vitesse est identique à celle du fonctionnement à vide et en charge, après une phase transitoire qui dure 0.2s, la vitesse s'établit à sa valeur de synchronisme de 157 (rad/s), qui correspond à la fréquence du réseau.

De même pour l'allure du couple, après un temps acceptable d'oscillation, le couple suit parfaitement son couple de charge.

Les courants statoriques direct et en quadrature se stabilisent rapidement à des valeurs constantes. On constate que I_q est image du couple et que I_d est influencé par la variation

du couple de charge à l'instant 0.5s. Du fait que les flux sont en fonction des courants, donc ils prennent les mêmes allures.

- **MSAP associée à un onduleur de tension:**

Les mêmes tests de simulations sont réalisés, en alimentant la machine par l'onduleur.

Les mêmes allures des grandeurs de la vitesse, couple, courants et flux à vide et en charge, sauf qu'on constate en régime permanents une oscillation des grandeurs plus grande par rapport le premier cas et ça du aux commutations des interrupteurs de l'onduleur, qui cause les harmoniques dans les courants. Malgré cet inconvénient, la machine peut fonctionner avec vitesse variable en changeant la vitesse de la modulante ou la référence.

II.14 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, le principe du 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 réduits. 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 : MLI sinus-triangle. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source triphasé sinusoïdale , puis par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle. Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevés on applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande Vectorielle de la MSAP

III.1 Introduction

Le contrôle des moteurs à courant alternatif est difficile en raison du couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a conduit au développement de plusieurs techniques de commande pour faire en sorte que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux magnétique et du couple. Parmi ces technologies de contrôle, le contrôle vectoriel est le plus connu, qui est également appelé contrôle du sens d'écoulement, qui s'exprime en FOC (Field Oriented Control). Les principes de l'ordre ont été formulés par Blaschke en 1972. Depuis, de nombreuses recherches ont été menées dans ce domaine, permettant de développer cette lutte antivectorielle dans diverses applications industrielles.

Le commande vectorielle Cette topologie permet une meilleure dynamique contrôle du couple tout en évitant les inconvénients de l'alimentation en courant [20].

III.2 Principe de la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents. la commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature, qui traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine a courant continu. Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (**le courant direct Id nul**), indiquant un fonctionnement à un flux constant, égal au flux de l'aimant permanent ϕ_f et le courant statorique est réduit à la seule composant I_q : ($I_s = I_q$). Ce dernier commande le couple électromagnétique ($C_e = \frac{3}{2} p i_q \phi_f$), qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant (I_q) pour le réglage de la vitesse via la tension, ceci vérifie le principe de la machine à courant continu. [21]

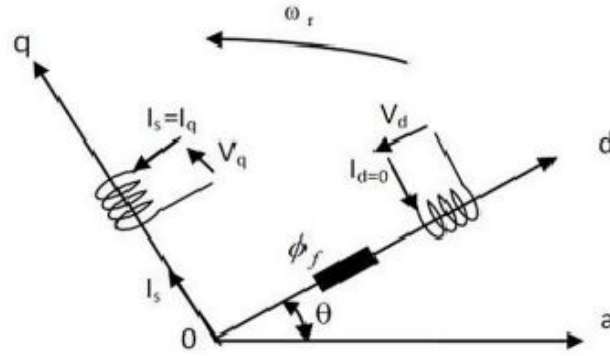


Figure III.1 Principe de la commande vectorielle

III.3 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d’une alimentation en courant. La figure (III.2) représente le schéma bloc d’une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

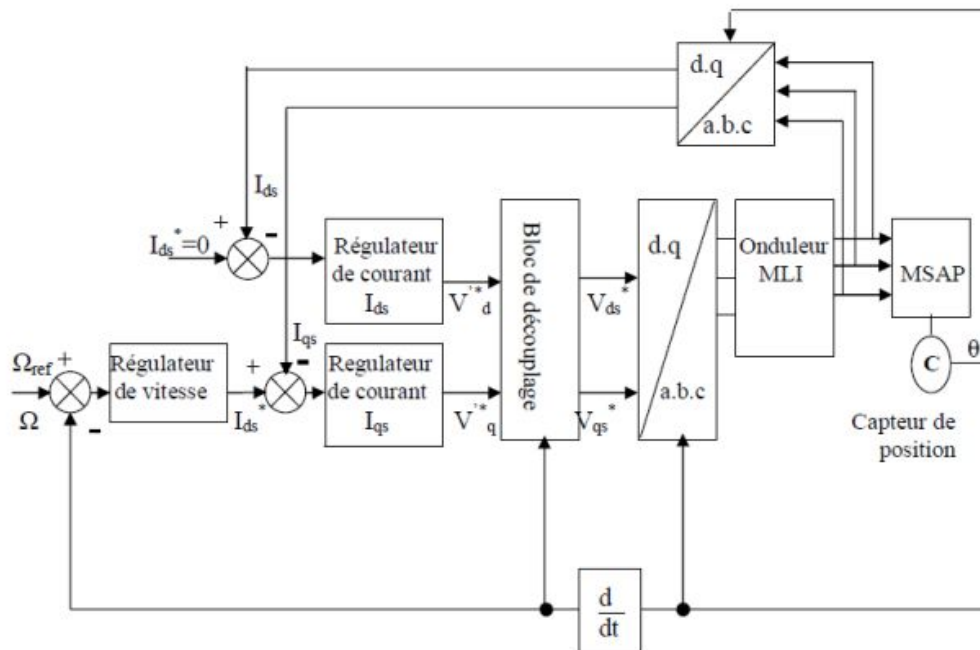


Figure III.2 Schéma bloc d’une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l’orientation du flux

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q \omega_r \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega_r i_d + \phi_f \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega \quad (\text{III.2})$$

Avec

$$\omega_r = p \cdot \omega \quad (\text{III.3})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right] \quad (\text{III.4})$$

$$L_d = L_q$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\phi_f i_q] \quad (\text{III.5})$$

III.4. Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.[22]

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = \left(R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) + \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \\ \omega_r = p \cdot \omega \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La figure (III.3) représente le couplage entre les axes d et q .

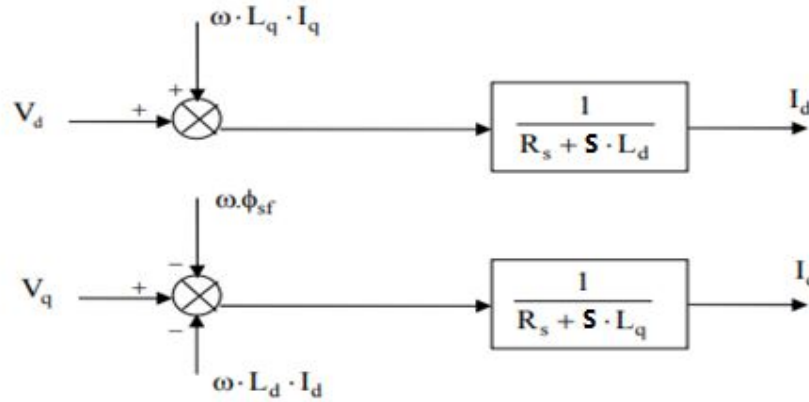


Figure III.3 Description des couplages

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q». On est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q .

Avec

$$\begin{cases} e_d = \omega_r L_q L_d \\ e_q = \omega_r (L_d L_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.7)$$

A partir de l'équation (III.6) et (III.7) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (III.8)$$

Et

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + S \cdot L_d) I_d \\ V_{q1} = (R_s + S \cdot L_q) I_q \end{cases} \quad (III.9)$$

$$\begin{cases} e_d = \omega_r L_q I_q \\ e_q = \omega_r (L_d I_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (III.10)$$

Il y aura donc découplage entre les deux axes. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , tandis que I_q ne dépend que de V_{q1} . Les fonctions de transfert internes des courants I_d et I_q s'écrivent la manière suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (III.11)$$

S: Opérateur de Laplace.

Le schéma de principe de la régulation du courant du stator est représenté sur la figure suivante

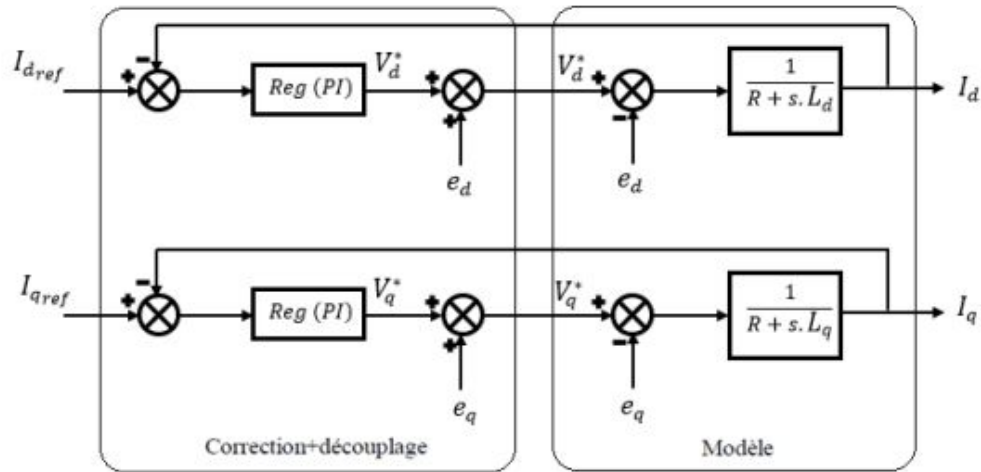


Figure III.4 Découplage par compensation

Les actions sur les axes et d et q sont donc découplées.

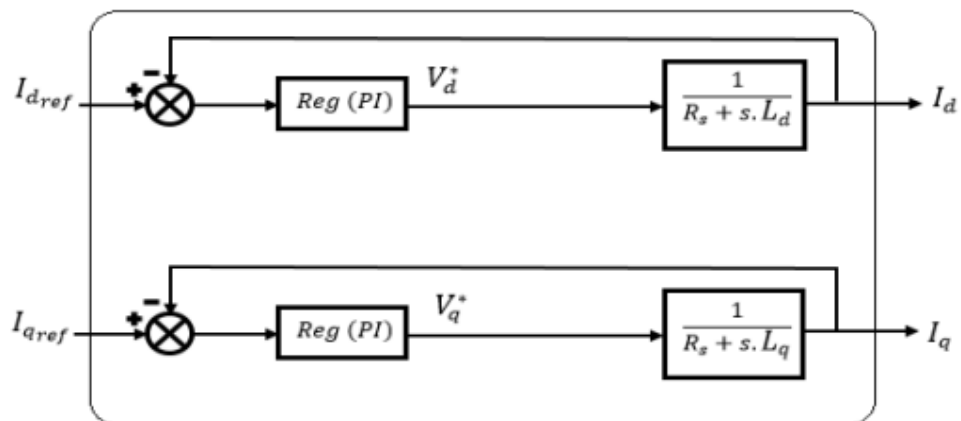


Figure III.5 Commande découplée

III.5 La Régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels [23] .

III.5.1. Conception des Régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler

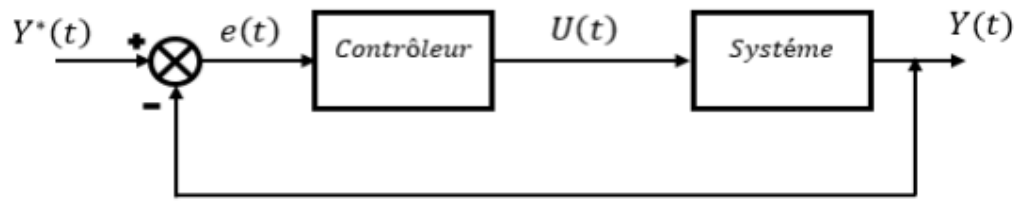


Figure III.6 Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \tag{III.12}$$

c'est à dire :

$$\frac{U_r(s)}{\epsilon(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{III.13}$$

Avec :

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

Le régulateur PI est donné par la figure suivante :

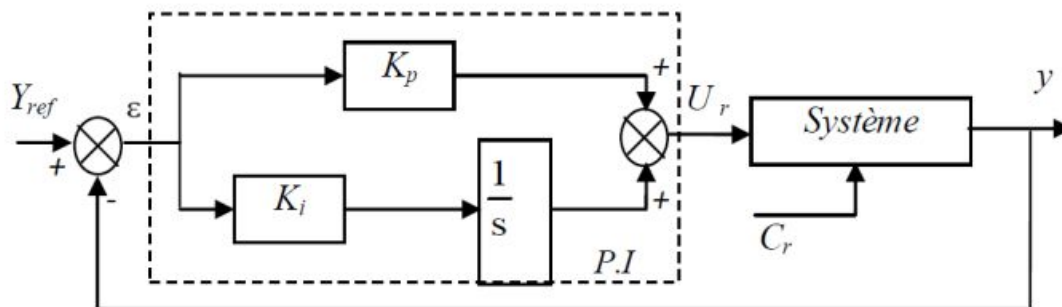


Figure III.7 Régulateur PI

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$P.I \rightarrow \frac{U_r}{\epsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \tag{III.14}$$

Avec
$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \tag{III.15}$$

III.5.2. Détermination des régulateurs [24]

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur. Comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse.

III.5.2.1 Détermination des régulateurs des courants

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants I_d et I_q , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I_{qref} , le courant I_d est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle ($E = 0$).

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \tag{III.16}$$

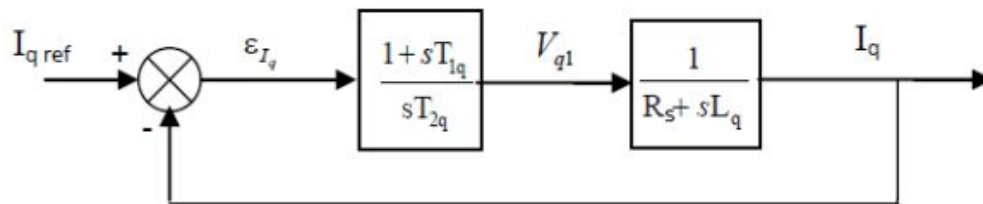


Figure III.8 Boucle de régulation du courant I_q

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_d .

La fonction de Transfer en boucle ouvert (FTBO) est :

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s+sL_q)} \tag{III.17}$$

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s\left(1+s\frac{L_q}{R_s}\right)} \tag{III.18}$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles, nous aurons :

$$1 + sT_{1q} = 1 + s \frac{L_q}{R_s} \quad (III.19)$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q$$

à condition que $\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q$ constante de temps électrique.

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (III.19) dans l'équation (III.17), on trouve :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (III.20)$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (III.21)$$

$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2q}}$ de la forme :

$$\left(\frac{1}{1+s\tau_q} \right) \quad (III.22)$$

Grâce à l'identification, nous avons trouvé:

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (III.23)$$

En imposant un temps de référence :

$$T_r = 3\tau_q \text{ (critère de } \pm 5\%) \quad (III.24)$$

on a :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (III.25)$$

T_r : Temps de réponse imposé.

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

On remplace l'équation (III.23) dans (III.15), on obtient :

$$K_i = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (III.26)$$

Si on remplace l'équation (III.24) dans (III.26) et on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (III.27)$$

Pour la régulation du courant Id, on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant Iq .

III.5.2.2 Détermination du régulateur de vitesse

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu.

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

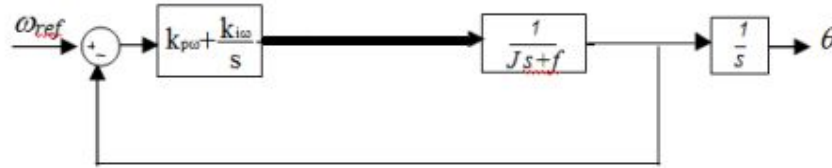


Figure III.9 Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la figure (III.9) peut être simplifié par la figure suivante :

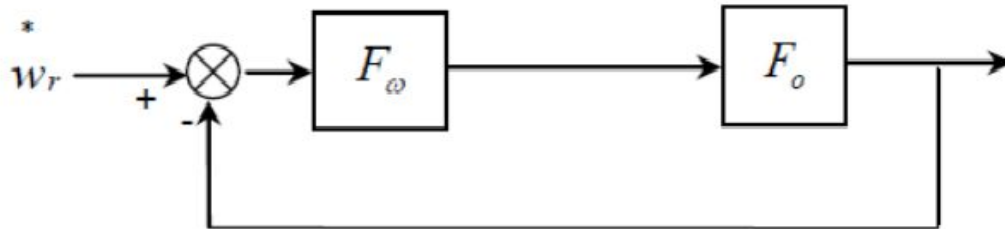


Figure III.10 Boucle de régulation de vitesse

$F_ω(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse.

$$F_ω(s) = k_{pω} + \frac{k_{iω}}{s} = \frac{1+sT_{1ω}}{sT_{2ω}} \quad (III.28)$$

$$\begin{cases} K_{pω} = \frac{T_{1ω}}{T_{2ω}} \\ K_{iω} = \frac{1}{T_{2ω}} \end{cases} \quad (III.29)$$

$F_o(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte.

$$F_o(s) = \frac{p\varphi_s f}{f(1+s\tau_q) + (1+s\tau_m)} \quad (III.30)$$

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

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

$$P(s) = Js^2 + (f + p\varphi_f k_{pω})s + p\varphi_f k_{iω} \quad (III.31)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$s_{1,2} = \rho \cdot (1 \pm j)$ il devient alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{III.32})$$

Par identification terme à terme entre l'équation (III.31) et (III.32) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\rho - f}{p\varphi_f} \\ k_{i\omega} = \frac{2\rho^2 J}{p\varphi_f} \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

où : $\rho = \xi\omega_n$

ω_n : Pulsation propre du système.

ξ : Facteur d'amortissement.

III.6 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle [25]

III.6.1. Les avantages

- ❖ 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.

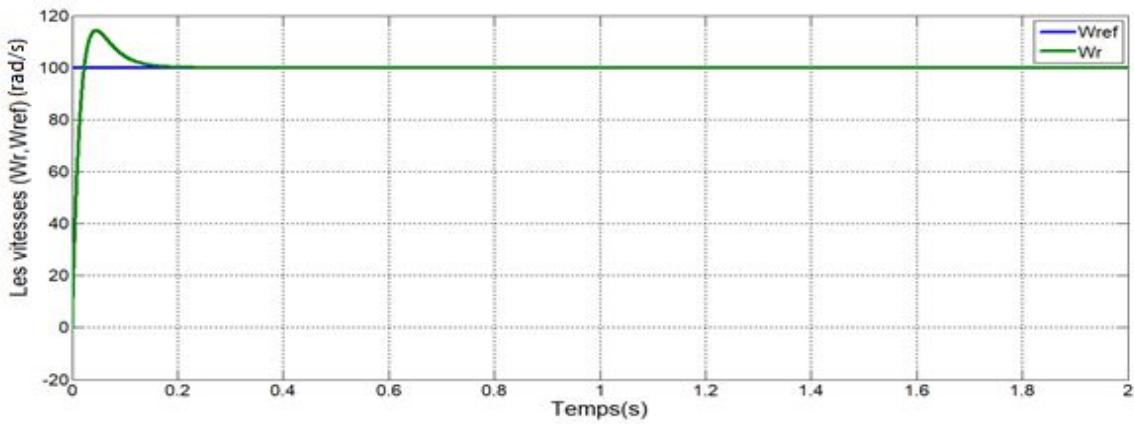
III.6.2 Les inconvénients

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

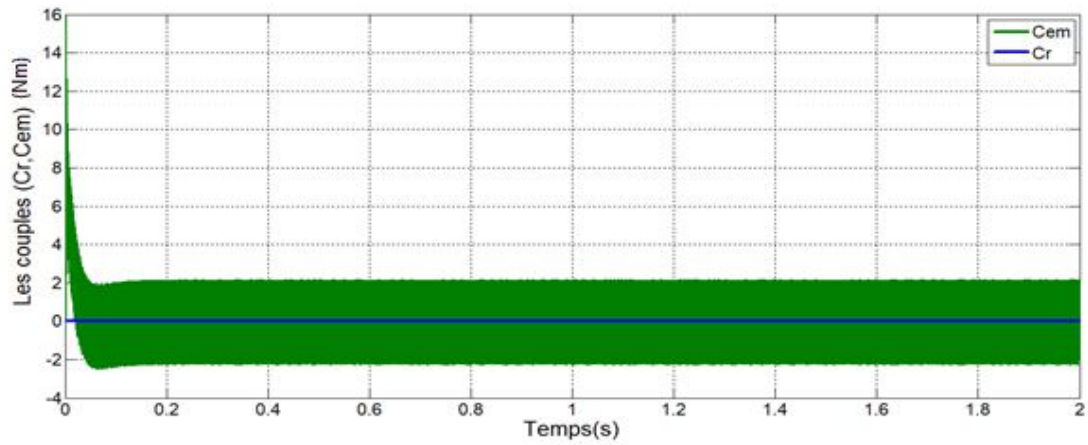
- ❖ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- ❖ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- ❖ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence 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.7 Résultats de simulation

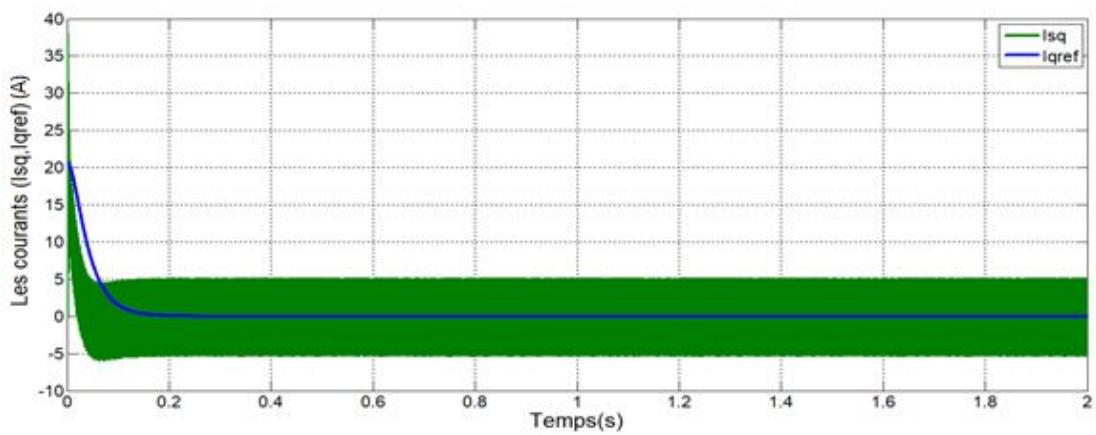
➤ Avec une vitesse de référence (100 rad/s), à vide



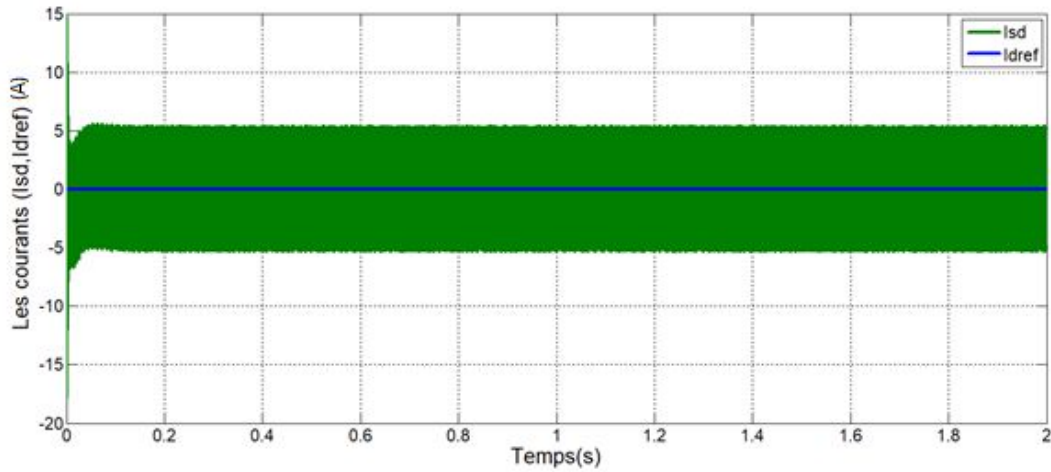
a. Les vitesses (W, W_{ref}) (rad/s)



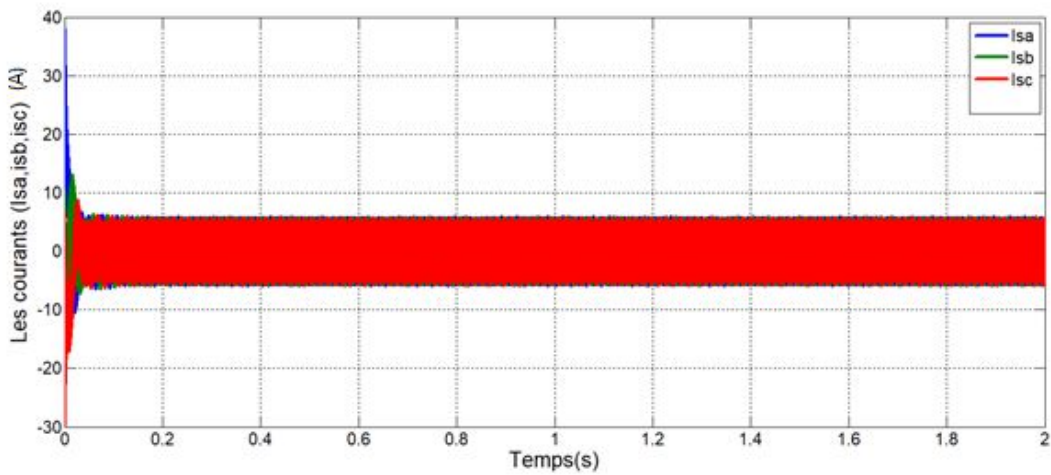
b. les couples (Cr, Cem) (N.m)



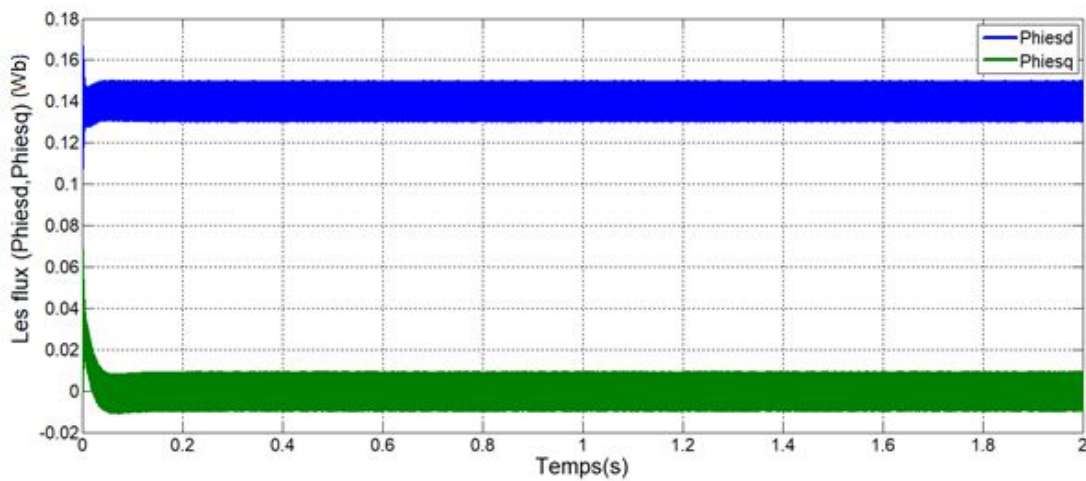
c. Les courants (I_{sq}, I_{qref}) (A)



d. Les courants (I_{ds}, I_{dref})(A)



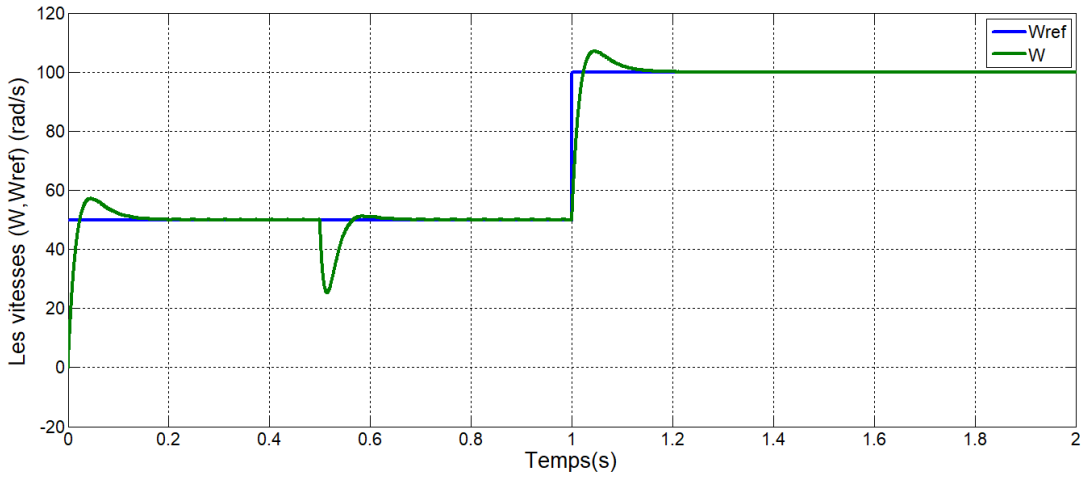
e. Les courants (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc})(A)



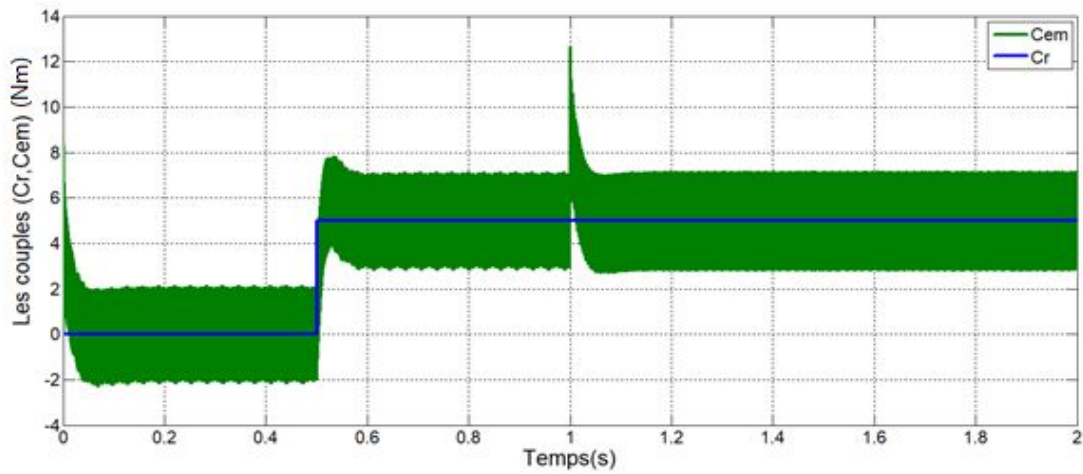
f. Les fluxes (Φ_{hid}, Φ_{hieq})(Wb)

Figure III.11 Simulation Avec une vitesse de référence (100 rad/s), à vide

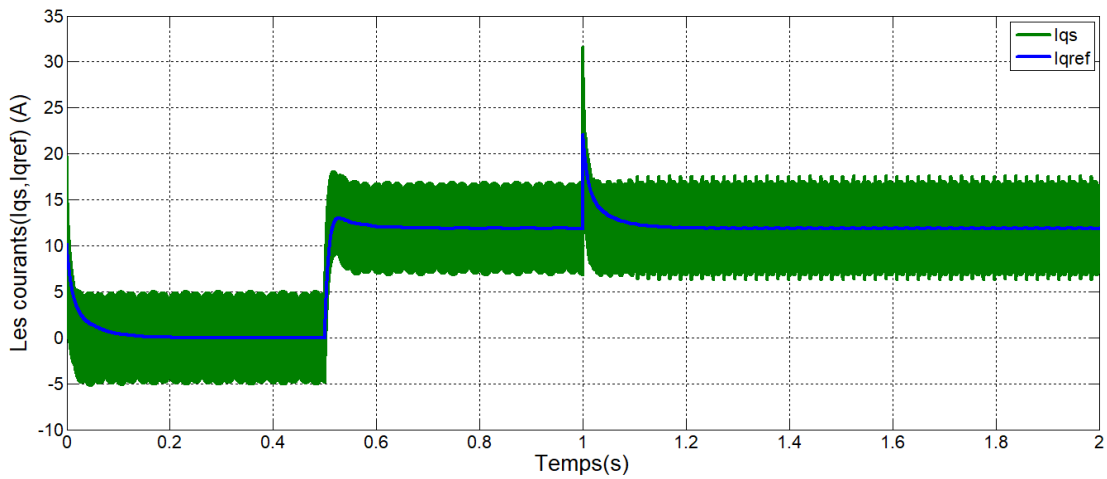
- Avec une Echelon de vitesse (50 a 100 rad/s), et charge $C_r = 5\text{ N.m}$ a $T=0.5\text{ s}$



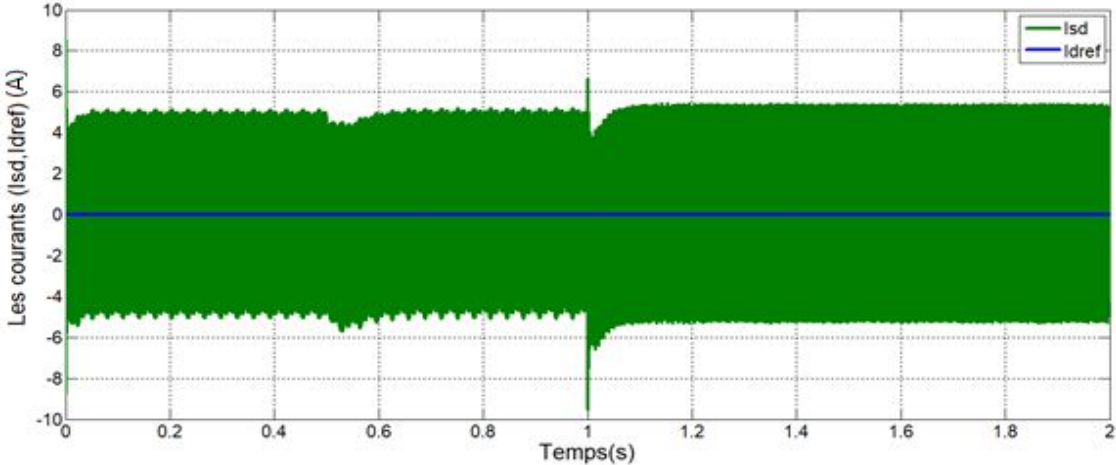
a. Les vitesses (W, Wref) (rad/s)



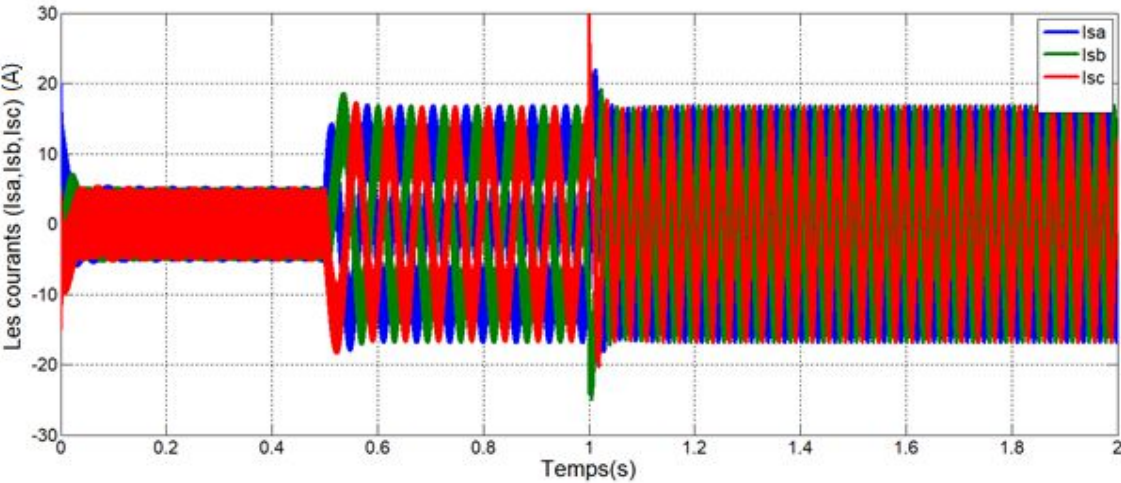
b. les couples (Cr, Cem) (N.m)



c. Les courants (Iqs, Iqref) (A)

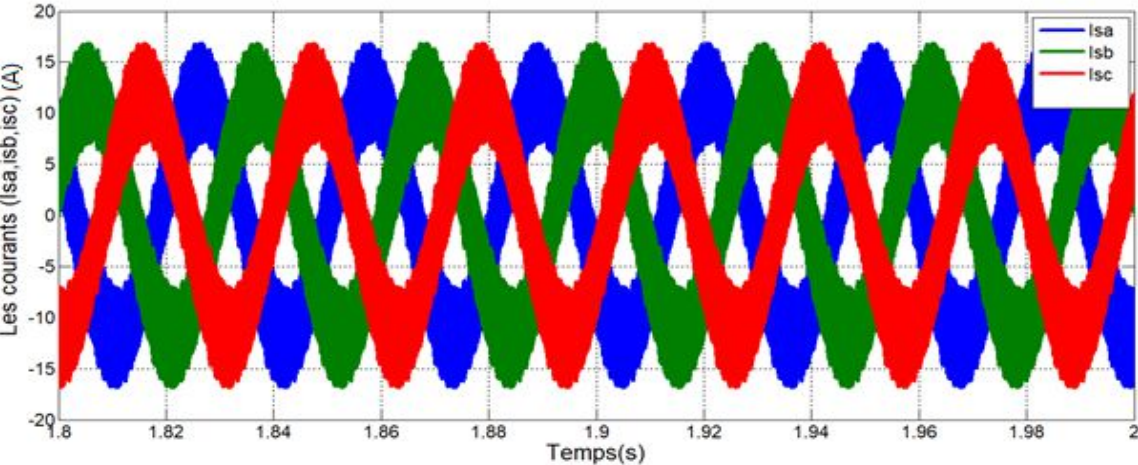


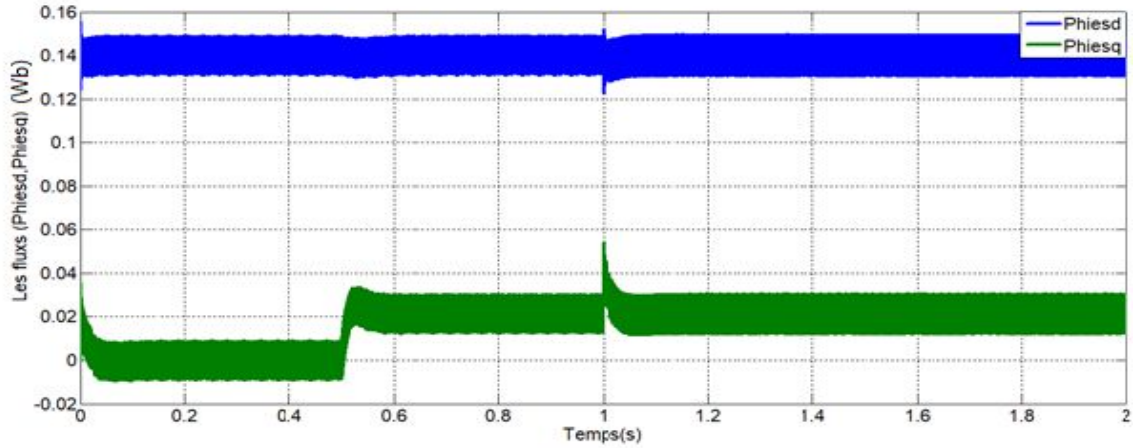
d.Les courants (Ids,Idref)(A)



e.Les courants (Isa,Isb,Is)(A)

Zoom de les courants

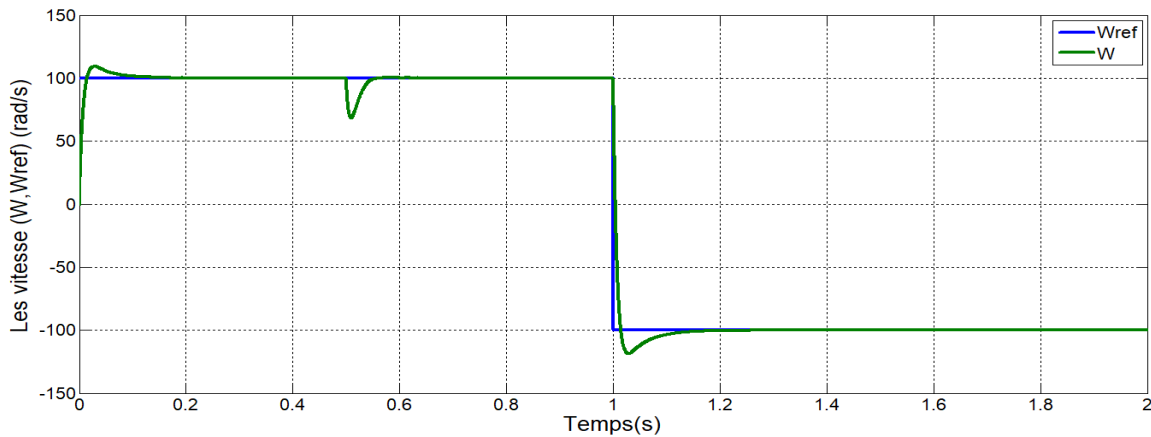




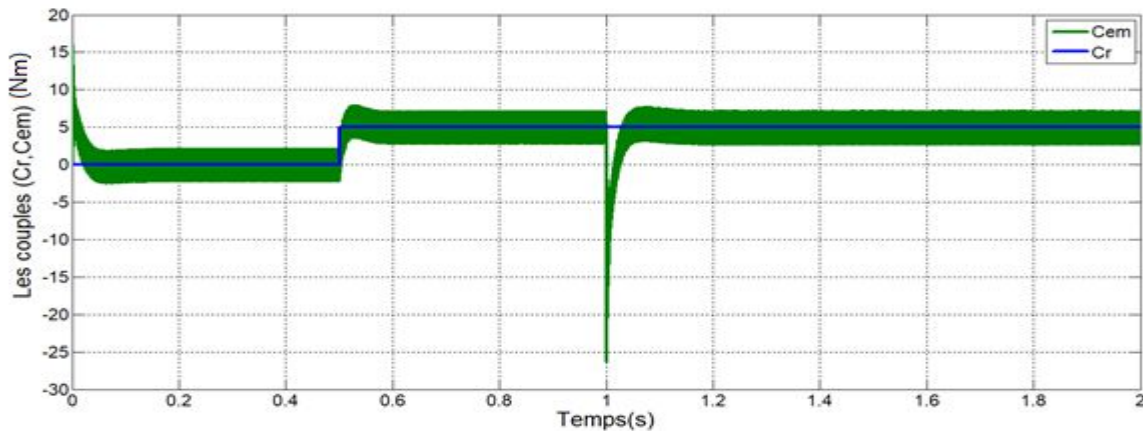
f. Les fluxes(Phied,Phiesq)(Wb)

Figure III.12 Simulation Avec une Echelon de vitesse (50 a 100rad/s), et charge $C_r = 5N,m$ a $T=0.5 s$

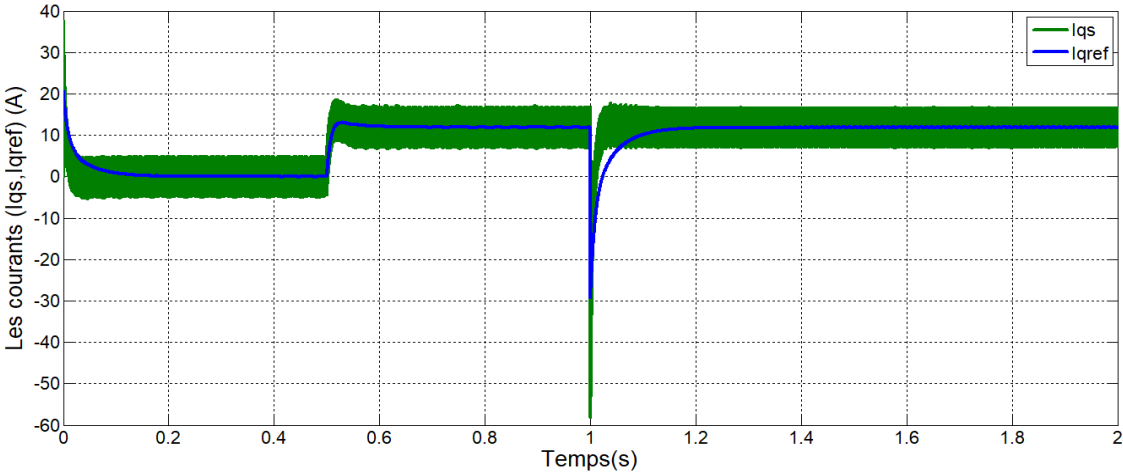
➤ Avec un échelon de vitesse (100 rad/sec) avec inversion à $t = 1(sec)$, et charge $C_r = 5N,m$ a $T=0.5s$



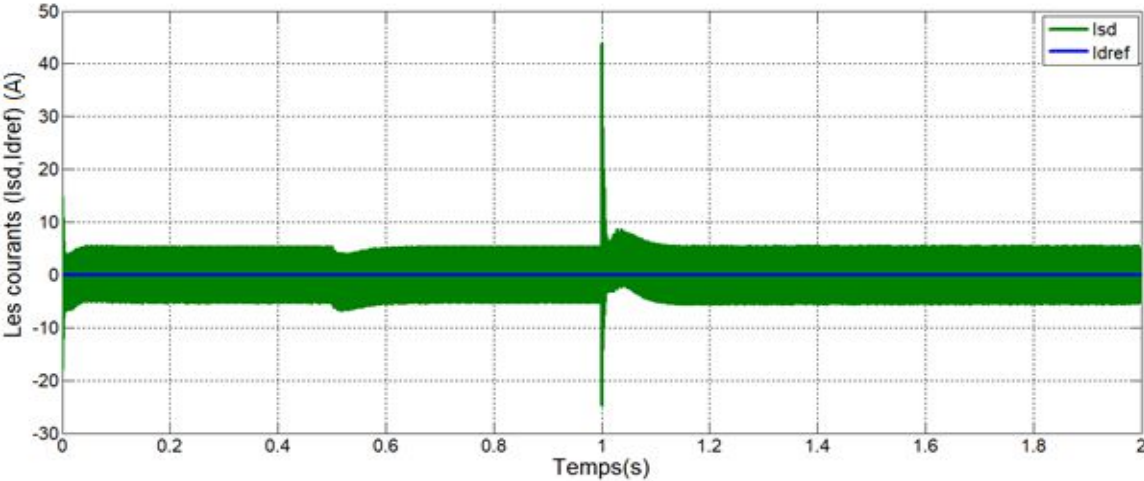
a. Les vitesse(W, Wref) (rad/s)



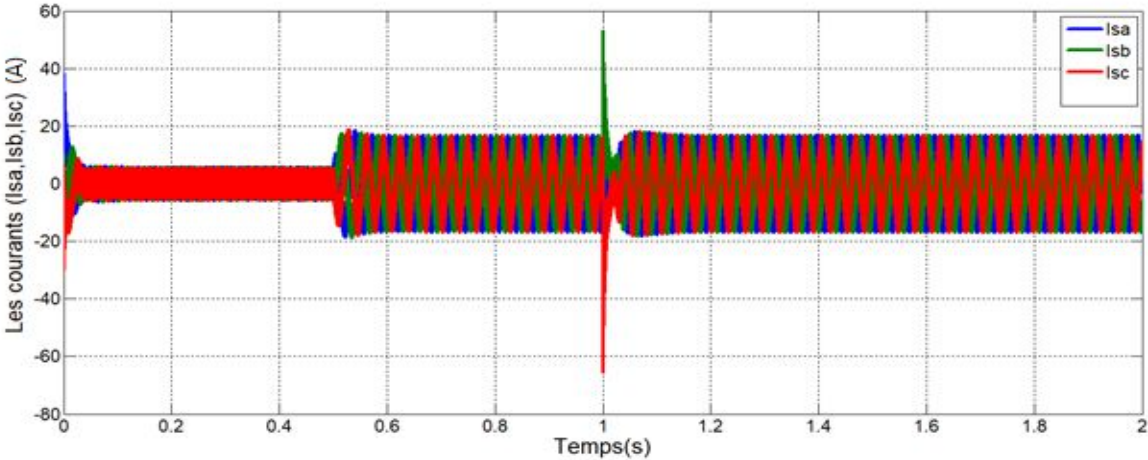
b. les couples(Cr.Cem)(N.m)



c.Les courants (Iqs,Iqref)(A)



d.Les courants (Ids,Idref)(A)



e.Les courants (Ia,Ib,Ic)(A)

Zoom de les courants

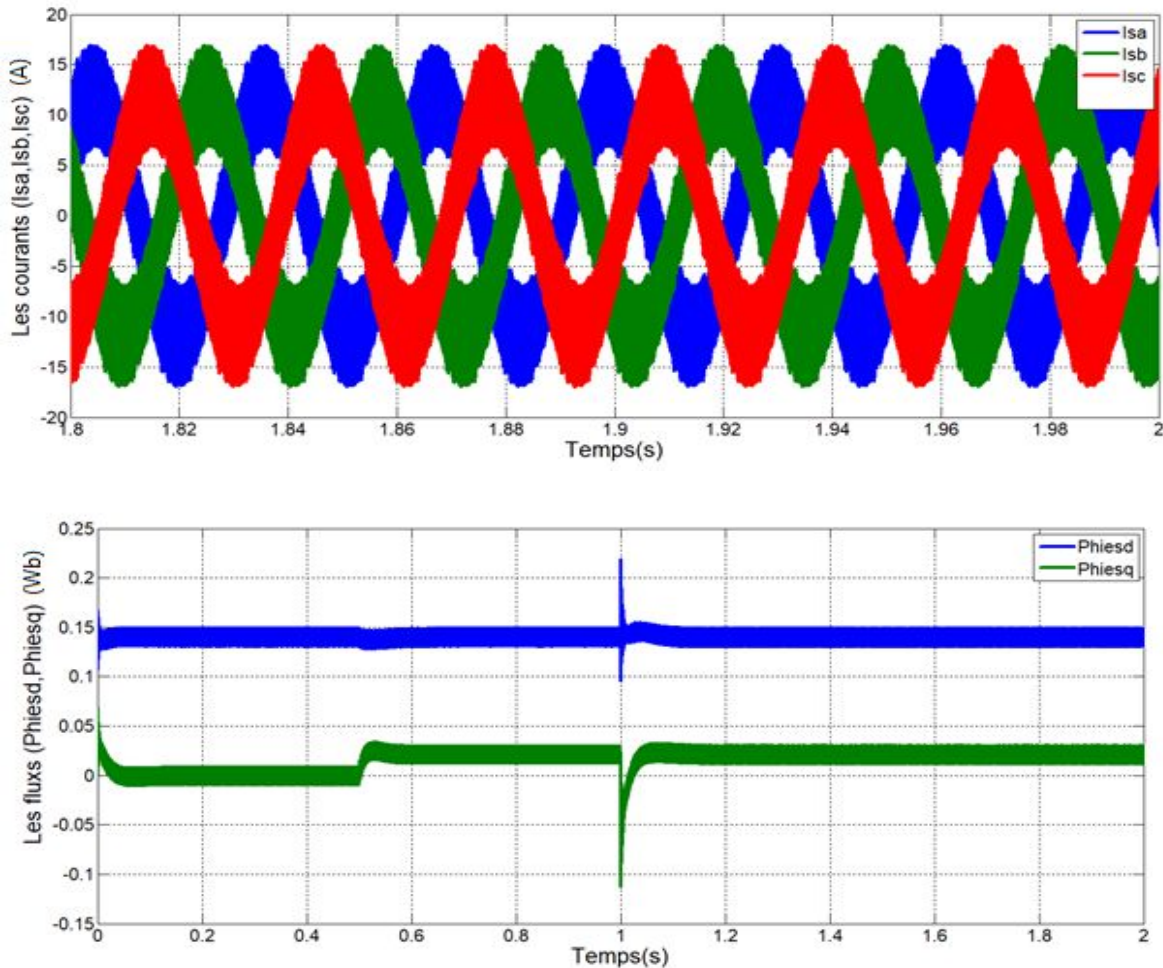
f. Les fluxes (Φ_{hd}, Φ_{hq}) (Wb)

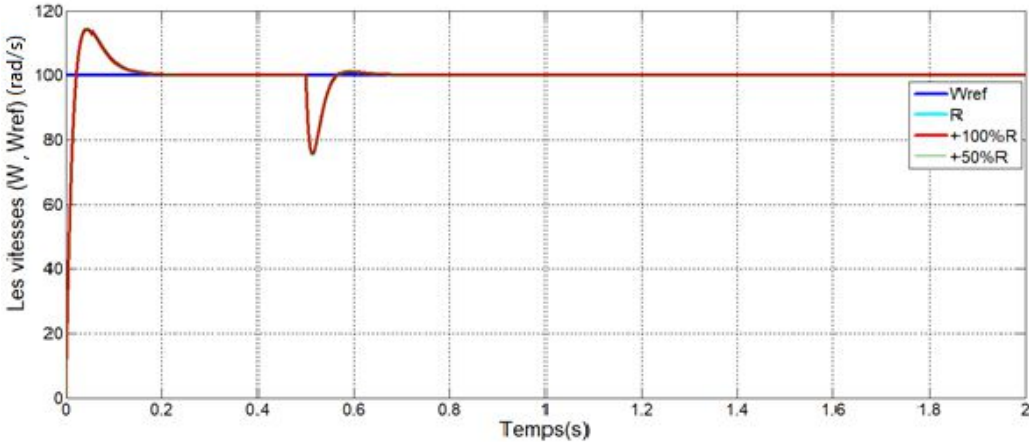
Figure III.13 Simulation Avec un échelon de vitesse (100 rad/sec) avec inversion à $t = 1$ (sec), et charge $C_r = 5N,m$ a $T=0.5s$

Test de robustesse

A fin de tester la robustesse vis à vis des variations paramétrique, on présente les résultats de simulation du comportement dynamique pour les cas suivants :

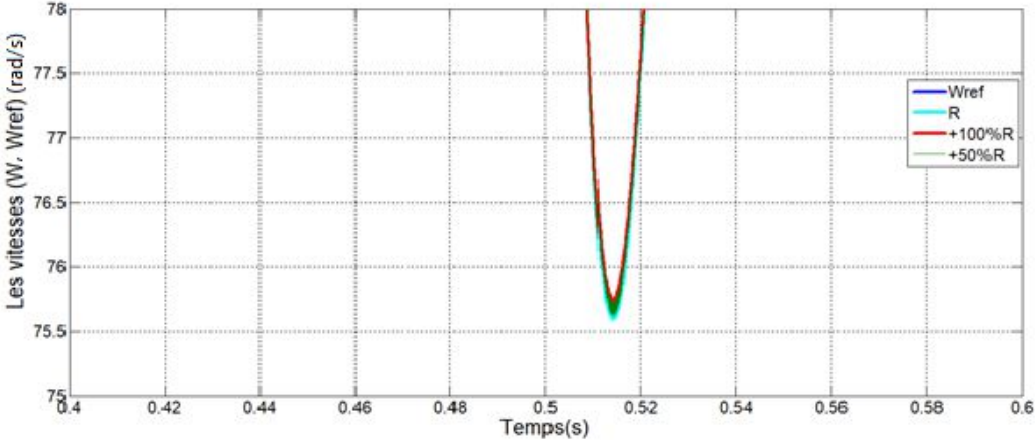
- Variation de la résistance R jusqu'à +100% .
- Variation du moment d'inertie J jusqu'à + 100%.

La variation de la résistance statorique R n'influe pas sur la dynamique de la vitesse, mais elle présente des ondulations importantes au niveau du couple surtout en basse vitesse. Par contre une augmentation de l'inertie J augmente le temps de réponse avec apparition d'un dépassement important. On constate qu'une mauvaise identification ou estimation des paramètres de la machine dégrade son comportement et peut conduire à une instabilité du système.

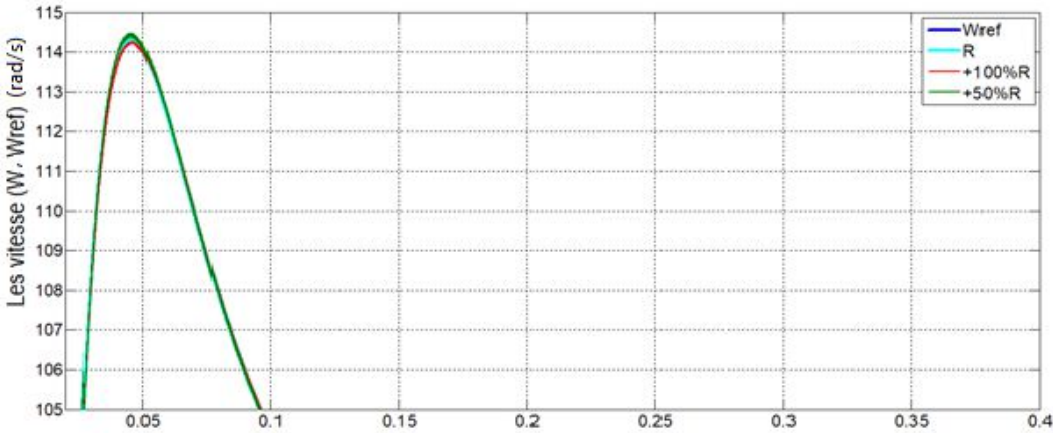


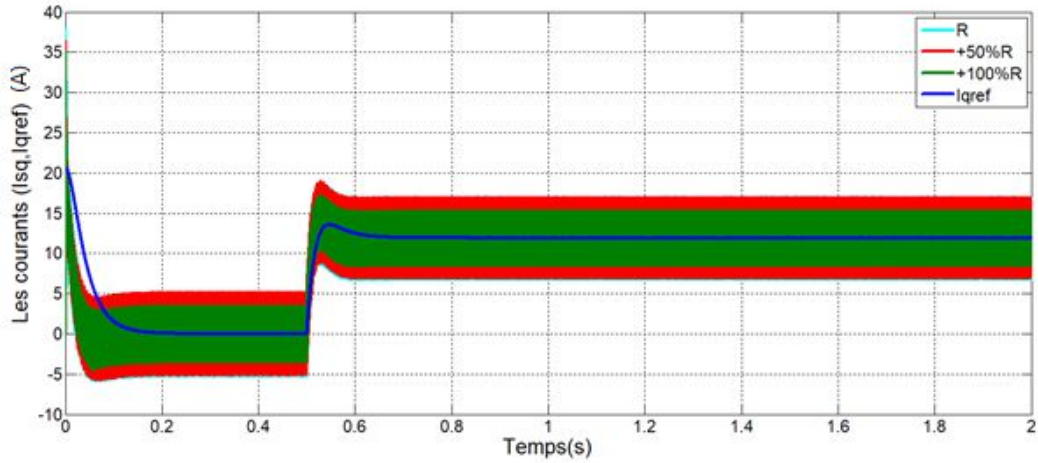
a. Les vitesse(W, W_{ref}) (rad/s)

Zoom de la vitesse



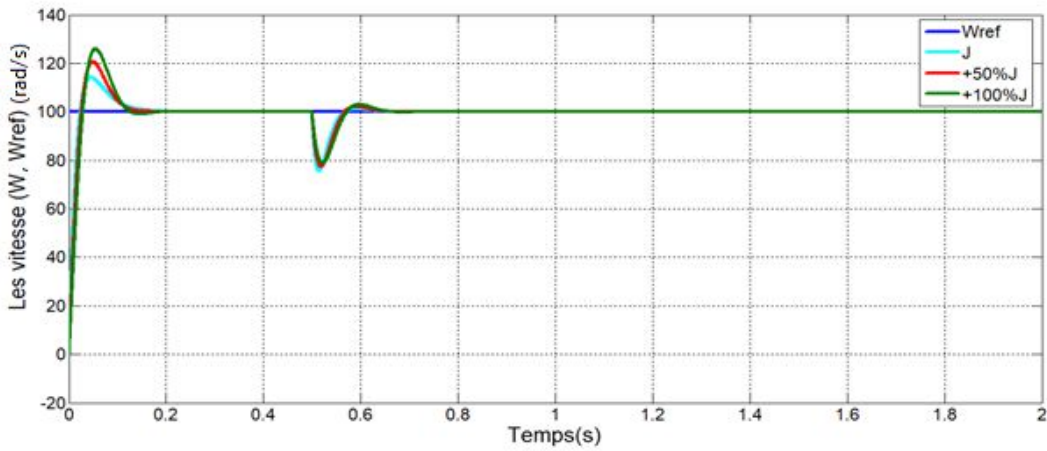
Zoom de la vitesse





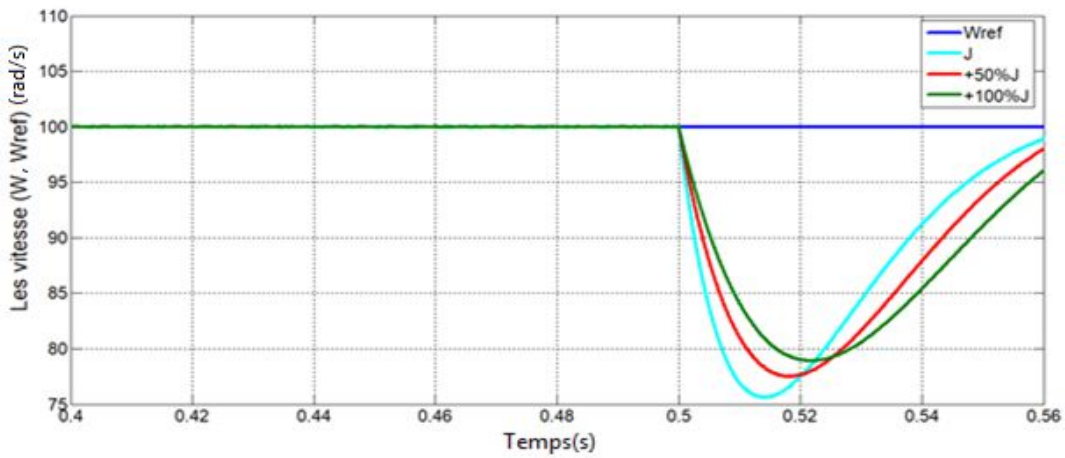
b. Les courants (I_{qs}, I_{qref})(A)

Figure III.14 Simulation Avec Variation de la résistance R jusqu'à +100% .

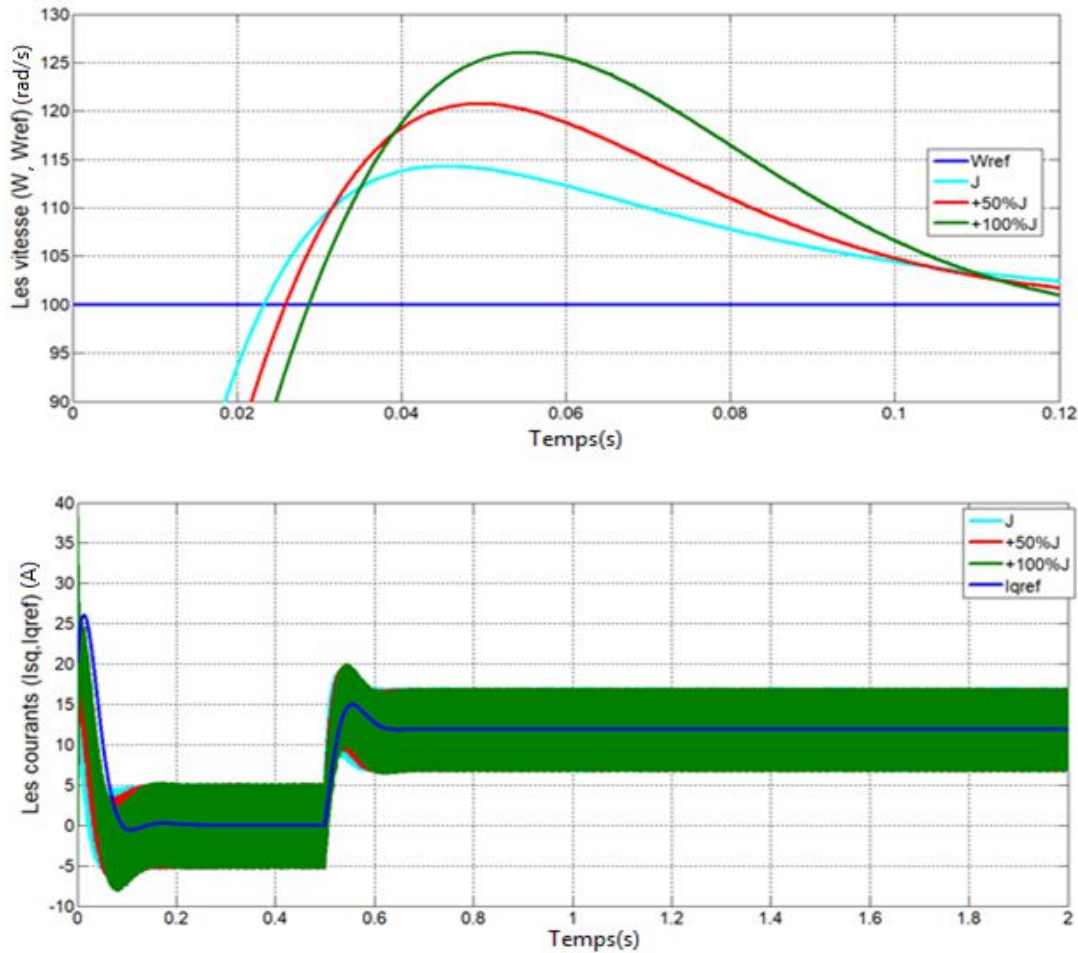


a. Les vitesse(W, W_{ref}) (rad/s)

Zoom de la vitesse



Zoom de la vitesse

b. Les courants (I_{qs}, I_{qref})(A)Figure III.15 Simulation Avec Variation du moment d'inertie J jusqu'à + 100%.

III.8 Interprétation de résultat

L'allure de la vitesse suit parfaitement sa vitesse de référence 100 (rad/s) qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. Après application d'un couple de charge de 5 N.m à $t=0.5$ s on remarque un léger dépassement puis la vitesse retourne à sa valeur de référence. La même observation lors de l'inversion de la vitesse de référence lorsque l'on constate que la vitesse du moteur suit la vitesse de référence avec la présence d'oscillation durant la phase transitoire.

Pour les courants statoriques (I_d) et (I_q), on constate un très bon découplage entre les deux courants:

A vide : la composante est maintenue à zéro par le régulateur de courant. L'autre composante présente un pic au démarrage puis s'annule rapidement.

En charge : le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de courant maintient la composante toujours égale à zéro, par contre la composante (I_q) a la même dynamique que celle du couple électromagnétique et cela pour répondre au couple de charge. Comme dicté par l'équation du couple électromagnétique, le courant en quadrature est l'image du couple à vide et en charge. Les oscillations des deux courants sont dues à la commutation des interrupteurs de l'onduleur à MLI

Pour le flux(ψ), on constate que c'est une image du courant I_{sq} , tandis que le flux(ψ) se stabilise à une valeur constante (ψ_{phie}) égale au flux du aux aimants de la MSAP.

Des résultats précédents, la commande vectorielle a permis une commande découplée entre couple et flux

Durant les tests de robustesse nous notons que lors du changement de la valeur de R_s , nous voyons un léger changement sur l'allure de la vitesse, bien au contraire sur l'allure de I_{qs} , une diminution apparaît sur son allure

Lors du changement de la valeur J , nous notons que la courbe de courant I_{qs} reste la même dans les trois cas et nous constatons un changement de vitesse, Cela est dû au fait que les paramètres du régulateur PI sont en fonction de J contrairement à ceux du régulateur du courant

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude de la commande vectorielle appliquée à l'association Onduleur -MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Ceci nous permet l'approche des performances analogiques à celle du moteur à courant continu. Le réglage de la vitesse de la MSAP par le régulateur PI donne de bons résultats, réponse rapide de la vitesse et sans dépassement.

Chapitre IV

Commande backstepping De la MSAP

IV.1 Introduction

Durant ces dernières années, une grande partie de la communauté scientifique s'est intéressée à la recherche des procédures récursives pour la mise au point de lois de commande pour les systèmes non linéaires, comme par exemple le backstepping, un certain nombre d'ouvrages traitant cette nouvelle approche sont apparus. Des applications à des procédés ont aussi été présentées dans la littérature. Cette technique est basée sur l'utilisation des fonctions de Lyapunov, ce qui facilite l'étude de la stabilité.

La technique de backstepping a été développée par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovic Sussmann (1989) d'autre part. Elle offre une méthode systématique pour synthétiser un contrôleur pour les systèmes non linéaires. Le mot backstepping est particulièrement justifié par le processus récursif intrinsèque à la synthèse. Il permet d'effectuer une synthèse constructive d'une loi de commande pour les systèmes non linéaires triangulaires en adoptant la théorie de Lyapunov. L'idée consiste à choisir une fonction de Lyapunov définie positive et que sa dérivée soit toujours négative [24].

IV.2 Principe de la commande backstepping

L'idée de base de la commande de type Backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse [26].

IV.2.1 Méthodes de Lyapunov [27]

Les faibles non-linéarités dans un système à commander sont, la plupart du temps, traitées comme des perturbations affectant un modèle linéaire du système. Toutes les théories, qui ont été développées depuis plusieurs années et qui sont bien connues des systèmes linéaires sont utilisées. Malheureusement, ces non-linéarités ne peuvent pas toujours être mises de côté et il faut alors utiliser d'autres méthodes. Il y a deux approches possibles pour la commande d'un système non linéaire. La première vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques des modèles linéaires. Cette linéarisation est réalisée, moyennant des approximations ou des transformations géométriques dans l'espace de phase. Le système linéarisé est ensuite traité avec la théorie des systèmes linéaires.

La deuxième approche consiste à trouver une fonction de Commande de Lyapunov (fc) garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. De telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. C'est là qu'entre en jeu la technique du backstepping qui permet de réduire cette complexité.

Toutefois, avant d'introduire le backstepping, les deux méthodes d'analyse des systèmes non linéaires, fournies par Lyapunov, vont être brièvement décrites. Une attention particulière sera portée sur la deuxième méthode de Lyapunov qui fournit un outil très puissant pour tester et trouver des conditions suffisantes à la stabilité des systèmes dynamiques, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles les décrivant.

➤ Première méthode de Lyapunov

Le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu sous le nom de première méthode, permet de se prononcer sur la linéarisation d'une dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle mentionne que si le système linéaire est asymptotiquement stable, alors il y a stabilité asymptotique. Dans le cas où le système linéarisé est instable, il y a instabilité. Par contre si celui-ci est stable sans pour autant l'être asymptotiquement, alors il est impossible de se prononcer sur la stabilité.

Ce théorème est d'une importance limitée, car il ne permet d'étudier que la stabilité d'un point singulier (stabilité locale) et ne donne aucune information sur le domaine de stabilité (stabilité globale). De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires (organe avec zone morte, plus ou moins, ...)

➤ Deuxième méthode de Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Dans un système conservatif, l'énergie reste constante; pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, le système est instable.

L'idée de cette méthode est d'analyser la stabilité du système, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. Il suffit simplement d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est équivalente) le long de la trajectoire du système. Les théorèmes suivants, qui permettent de se prononcer sur la stabilité (ou instabilité) d'un système, sont fournis par Lyapunov (1966).

IV.3 Méthode récursive de conception du backstepping[28]

Cette méthode s'applique à des systèmes ayant une forme dite triangulaire, telle que l'indique la représentation d'état suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_0(x_1, \dots, x_n)u\end{aligned}\quad (\text{IV.1})$$

Avec:

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathfrak{R}^n, u \in \mathfrak{R}$$

On désire faire suivre à la sortie $y = x$ le signal de référence y_{ref} supposée connue. Le système étant d'ordre n , la conception s'effectue en n étapes.

IV.3.1. 1ère étape Calcul de la première commande virtuelle

On commence par la première équation du système (IV.1) où x_2 sera considérée comme une commande virtuelle intermédiaire. On définit la première référence désirée du sous système x_1 doit suivre la référence définie y_{ref} tel que :

$$(x_1)_d \triangleq y_{ref} = \alpha_0 \quad (\text{IV.2})$$

Où $(x_1)_d$ est l'état désiré

$$e_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (\text{IV.3})$$

Et

$$\dot{e}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (\text{IV.4})$$

Pour un tel sous système, nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov V_1 sous une forme quadratique

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad (\text{IV.5})$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1 &= e_1 [f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \dot{\alpha}_0]\end{aligned}\quad (\text{IV.6})$$

Afin d'assurer la stabilité du sous système d'après Lyapunov, il faut que \dot{V}_1 soit négative. Pour cela on choisit \dot{V}_1 sous la forme :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 \leq 0 \quad (\text{IV.7})$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de conception.

En substituant (IV.7) dans (IV.6) on trouve :

$$\dot{V}_1 = e_1[f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 - \alpha_0] = -k_1e_1^2 \quad (\text{IV.8})$$

Cela donne la commande virtuelle x_2

$$x_2 = \frac{1}{g_0(x_1)} [-k_1e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \quad (\text{IV.9})$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine.

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée $x_{2 \text{ ref}}$ du sous système qui suit.

IV.3.2. 2ème étape Calcul de la deuxième commande virtuelle

On considère les deux premières équations du système définie en (IV.1)

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \end{aligned}$$

Où la nouvelle référence désirée α_1 sera la variable de commande pour le sous système précédent $x_{2 \text{ ref}}$ tel que :

$$x_{2 \text{ ref}} \triangleq \alpha_1 \quad (\text{IV.10})$$

Et la nouvelle variable d'erreur

$$e_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (\text{IV.11})$$

De la même manière, on définit la fonction de Lyapunov pour assurer la stabilité du sous système suivant :

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2) + g_0(x_1, x_2)x_3 \quad (\text{IV.12})$$

Ces fonctions dépendent forcément des états précédents du sous système définie par :

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1) + g_0(x_1)x_2$$

On choisit comme fonction de Lyapunov étendue pour le sous système (IV.12)

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2}e_2^2 \\ V_2 &= \frac{1}{2}[e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (\text{IV.13})$$

Cette dernière a pour dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + e_2\dot{e}_2 \\ \dot{V}_2 &= -k_1e_1^2 + e_2[f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \dot{\alpha}_1] \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

Afin d'assurer la stabilité du sous système d'après Lyapunov, il faut que \dot{V}_2 soit négative. Pour cela on choisit \dot{V}_2 sous la forme :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV.15})$$

Où $k_2 > 0$ est un paramètre de conception.

En substituant (IV.15) dans (IV.14) on trouve :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 + e_2 [f_2(x_1, x_2) + g_1(x_1, x_2)x_3 - \alpha_1] = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (\text{IV.16})$$

Cela donne la commande virtuelle x_3

$$x_3 = \frac{1}{g_1(x_1, x_2)} [-k_2 e_2 + \dot{\alpha}_1 - f_2(x_1, x_2)] \quad (\text{IV.17})$$

Avec

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} = \frac{g_0(x_1)[-k_1 \dot{e}_1 + \ddot{\alpha}_0 - \dot{f}_1(x_1)] - [-k_1 e_1 + \dot{\alpha}_0 - f_1(x_1)] \dot{g}_0(x_1)}{g_0^2(x_1)} \quad (\text{IV.18})$$

Cette dernière sera la nouvelle référence désirée $x_{3 \text{ ref}}$ du sous système qui suit.

On pose $x_{3 \text{ ref}} \triangleq \alpha_2$ et on continue jusqu'à la dernière expression du sous système (IV.1) où on atteindra le calcul de la loi de commande réelle.

IV.3.3. La 3ème étape Calcul de la loi de commande finale

Le système (IV.1) est maintenant considéré dans sa globalité. De la même façon, pour cette étape la référence à suivre sera :

$$(x_n)_d \triangleq \alpha_{n-1} \quad (\text{IV.19})$$

La variable d'erreur de régulation :

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \quad (\text{IV.20})$$

Sa dérivée est :

$$\begin{aligned} \dot{e}_n &= \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1} \\ \dot{e}_n &= f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} \end{aligned} \quad (\text{IV.21})$$

Avec comme fonction de Lyapunov étendue :

$$\begin{aligned} V_n &= V_1 + \dots + \frac{1}{2} e_n^2 \\ V_n &= \frac{1}{2} [e_1^2 + \dots + e_n^2] \end{aligned} \quad (\text{IV.22})$$

La dérivée devient

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dots + e_n \dot{e}_n \\ \dot{V}_n &= -k_1 e_1^2 + \dots + e_n [f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1}] \end{aligned} \quad (\text{IV.23})$$

Dans cette dernière étape, on est arrivé à déduire la vraie loi de commande u qui permet d'atteindre les objectifs de conception pour le système global qui contrairement aux lois x_i qui sont des lois virtuelles. Un bon choix de celle-ci doit satisfaire :

$$f_n(x_1, \dots, x_n) + g_n(x_1, \dots, x_n)u - \dot{\alpha}_{n-1} = -k_n e_n^2 \tag{IV.24}$$

Où $k_n > 0$ est un paramètre de conception

Ainsi, la loi de commande pour le système entier sera donnée par :

$$u = \frac{1}{g_n(x_1, \dots, x_n)} [-k_n e_n + \dot{\alpha}_{n-1} - f_n(x_1, \dots, x_n)] \tag{IV.25}$$

Ce qui garantit la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue

$$\dot{V}_n = -k_1 e_1^2 - \dots - k_n e_n^2 \leq 0 \tag{IV.26}$$

Par conséquent, nous définissons la méthode de la commande backstepping, c'est-à-dire Nous mettrons en œuvre sur MSAP.

IV.4 Application du backstepping a la commande de la MSAP

Dans cette section, nous avons présenté l'application de la commande backstepping dans le moteur MSAP. Cette approche est conçue de manière à conserver la même structure générale d'une commande vectorielle, comme le montre la figure (IV.1) tout en assurant une régulation et une limitation des courants.[27]

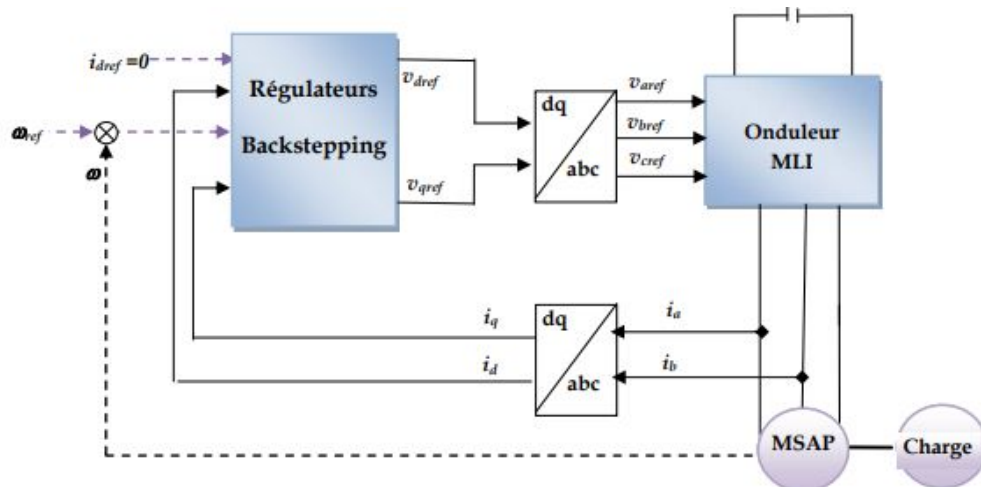


Figure IV.1 Structure globale du réglage de la vitesse du MSAP par backstepping

Le modèle écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega_r L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{\omega_r L_d}{L_q} i_d - \frac{\omega_r \varphi_f}{L_q} \\ \frac{3P\varphi_f}{2J} i_q - \frac{P(L_q - L_d)}{J} i_d i_q - \frac{f}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (IV.27)$$

peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\omega}{dt} = -\frac{P\varphi_f}{J} i_q - \frac{P(L_q - L_d)}{J} i_d i_q - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (IV.28)$$

L'idée de base de la commande par backstepping est de rendre le système bouclé en sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui lui confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. L'objectif fixé est d'asservir la vitesse en choisissant comme sous système les expressions de $\frac{di_d}{dt}$ et $\frac{di_q}{dt}$ et comme variables intermédiaires les courants statoriques (i_d et i_q). Ces variables (i_d et i_q) sont considérées comme étant des commandes virtuelles telles que définis dans le paragraphe IV.3. A partir de ces variables (i_d et i_q), on calcule ainsi les commandes en tension (v_d et v_q) nécessaire pour assurer la commande en vitesse du MSAP ainsi la stabilité du système global.

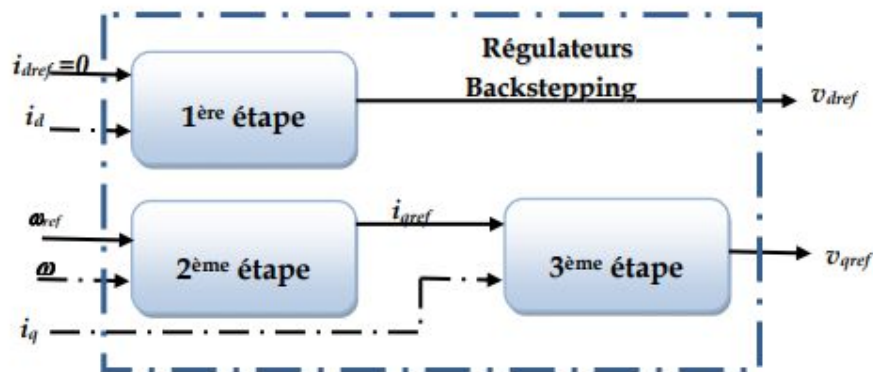


Figure IV.2 Structure interne du bloc régulateurs backstepping

IV.4.1. 1ère étape - Calcul de la loi de commande V_{dref}

Etant donné le courant direct est une grandeur de régulation, on définit sa valeur désirée et son erreur de régulation par :

$$\begin{aligned} i_{dref} &= 0 \\ e_1 &= i_{dref} - i_d \\ \omega_r &= \omega \cdot p \end{aligned} \quad (IV.29)$$

ω_r : la vitesse électrique

ω : la vitesse mécanique

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

A partir des équations (IV.28) et (IV.29), les équations dynamiques de l'erreur sont :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \\ \dot{e}_1 &= \dot{i}_{dref} + \frac{R}{L_d} i_d - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_q - \frac{1}{L_d} v_d \end{aligned} \quad (IV.30)$$

Du fait que l'objectif exige que l'erreur e_1 converge vers zéro, et exige aussi que le courant doit être régulé et limité, on utilise la fonction de Lyapunov V_1 qui représente en quelque sorte, l'énergie de l'erreur

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (IV.31)$$

La dérivée de la fonction s'écrit à partir des équations (IV.29) et (IV.30) comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1 &= e_1 \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R}{L_d} i_d - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right) \end{aligned} \quad (IV.32)$$

Afin que la dérivée du critère soit toujours négative, il faut que la dérivée de V_1 prenne la forme $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2$ introduit par la méthode du backstepping, d'où

$$\dot{V}_1 = e_1 \left(k_1 e_1 + \frac{R}{L_d} i_d - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right) = -k_1 e_1^2 \quad (IV.33)$$

Cette équation nous permet de définir la commande en tension v_d du sous système afin d'assurer la stabilité de Lyapunov et de forcer le courant i_d de suivre sa référence $i_{dref} = 0$ On obtient la tension de référence V_{dref} :

$$v_{dref} = L_d \left(k_1 e_1 + \frac{R}{L_d} i_d - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_q \right) \quad (IV.34)$$

IV.4.2. 2ème étape - Calcul de la loi de commande virtuelle i_{qref}

Puisque la vitesse du rotor est la variable modulante principale, nous définissons sa Trajectoire spécifiée par valeur de référence et erreur de régulation :

$$\begin{aligned} e_2 &= \omega_{ref} - \omega \\ \dot{e}_2 &= \dot{\omega}_{ref} - \dot{\omega} \\ \dot{e}_2 &= \dot{\omega}_{ref} - \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{P\phi_f}{J} \right) i_q - \frac{f}{J} \omega - \frac{1}{J} C_r \end{aligned} \quad (IV.35)$$

Notre objectif exige que l'erreur e_2 converge vers zéro, ce qui est satisfait en choisissant i_q comme commande virtuelle dans l'équation (IV.35).

La fonction de Lyapunov étendue sera définie comme au paragraphe IV.3

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ V_2 &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \end{aligned} \quad (IV.36)$$

En choisissant \dot{V}_2 Semi défini négative tel que :

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (IV.37)$$

On obtient

$$k_2 e_2 + \dot{\omega}_{ref} - \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{P\phi_f}{J} \right) i_q + \frac{f}{J} \omega + \frac{1}{J} C_r = 0 \quad (IV.38)$$

En considérant que $i_{dref} = 0$ ce qui amène à définir la commande i_{qref} nécessaire pour déterminer la tension v_{qref} comme le montre la figure (III.2)

$$D'où \quad i_{qref} = \left(k_2 e_2 + \frac{f}{J} \omega + \frac{1}{J} C_r + \dot{\omega}_{ref} \right) \left(\frac{J}{P\phi_f} \right) \quad (IV.39)$$

IV.4.3. 3ème étape - Calcul de la loi de commande finale v_{qref}

Cette étape permet de déterminer la tension de référence du système globale (IV.28), le nouvel objectif de régulation est le courant considéré comme commande virtuelle de cette étape. On définit une nouvelle erreur de régulation soit :

$$e_3 = i_{qref} - i_q \quad (IV.40)$$

Ainsi, les équations dynamiques de l'erreur d'après le système (IV.28) sont:

$$\begin{aligned}\dot{e}_3 &= i_{qref}^{\cdot} - \dot{i}_q \\ \dot{e}_3 &= i_{qref}^{\cdot} + \frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_q} v_q\end{aligned}\quad (IV.41)$$

Du fait que l'objectif exige que cet erreur converge aussi vers zéro, et exige aussi que le courant doit être régulé et limité, on utilise l'extension de la fonction de Lyapunov suivante

$$\begin{aligned}V_3 &= V_1 + V_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \\ V_3 &= \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2]\end{aligned}\quad (IV.42)$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{V}_3 &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + e_3 \dot{e}_3 \\ \dot{V}_3 &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + e_3 \left[i_{qref}^{\cdot} + \frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_d} v_q \right]\end{aligned}\quad (IV.43)$$

En choisissant \dot{V}_3 Semi défini négative tel que :

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (IV.44)$$

On obtient

$$\dot{V}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 \dot{e}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \quad (IV.45)$$

$$e_3 \dot{e}_3 = -k_3 e_3 e_3 \quad (IV.46)$$

$$\dot{e}_3 = -k_3 e_3$$

On obtient

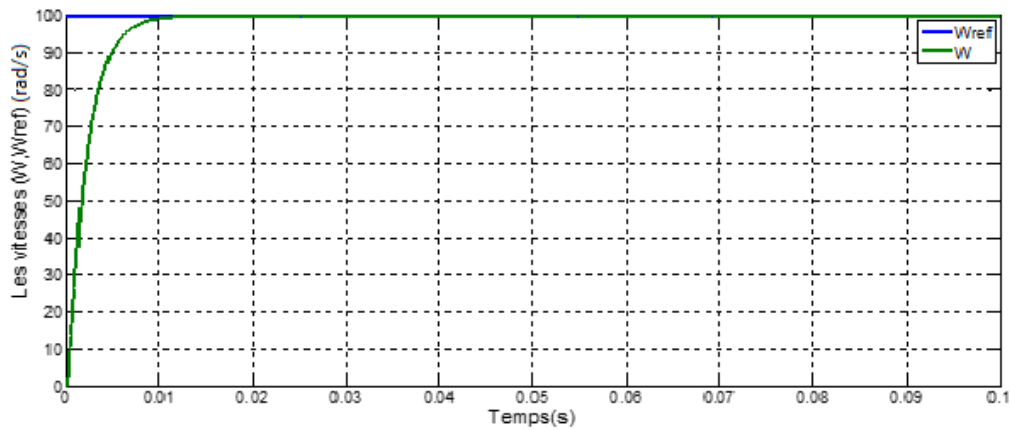
$$\left[i_{qref}^{\cdot} + \frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_d} \omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_d} v_q \right] = -k_3 e_3 \quad (IV.47)$$

On en déduit la loi de commande finale v_{qref} :

$$v_{qref} = L_q \left[k_3 e_3 + i_{qref}^{\cdot} + \frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_d} \omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q} \omega_r - \frac{1}{L_d} v_q \right] \quad (IV.48)$$

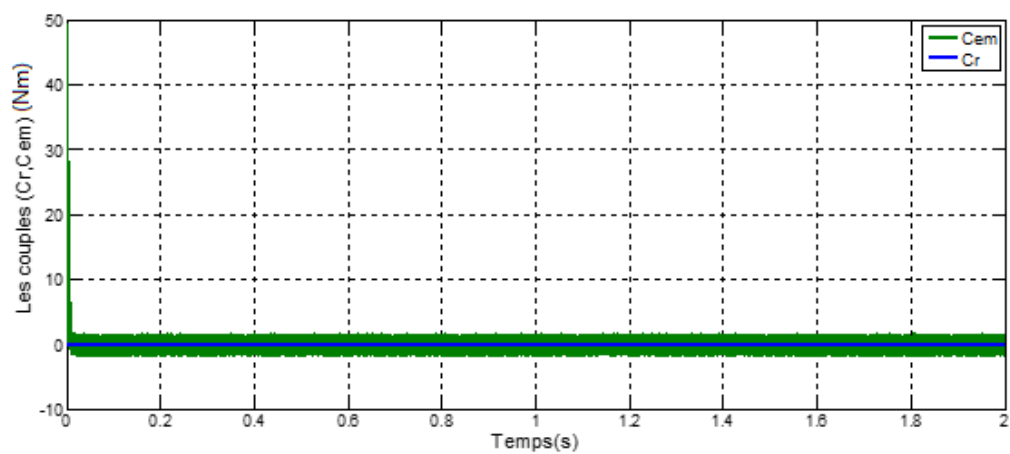
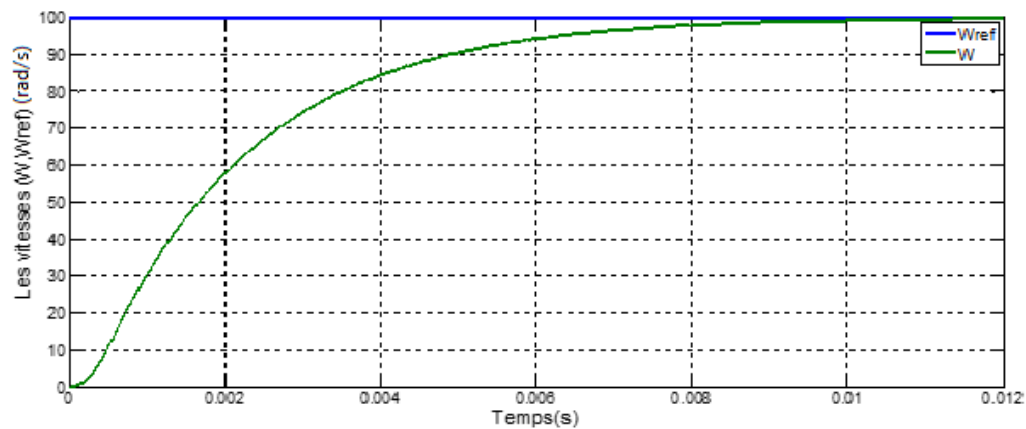
IV.5 Résultats de simulation

➤ Avec une vitesse de référence (100 rad/s), à vide par backstepping

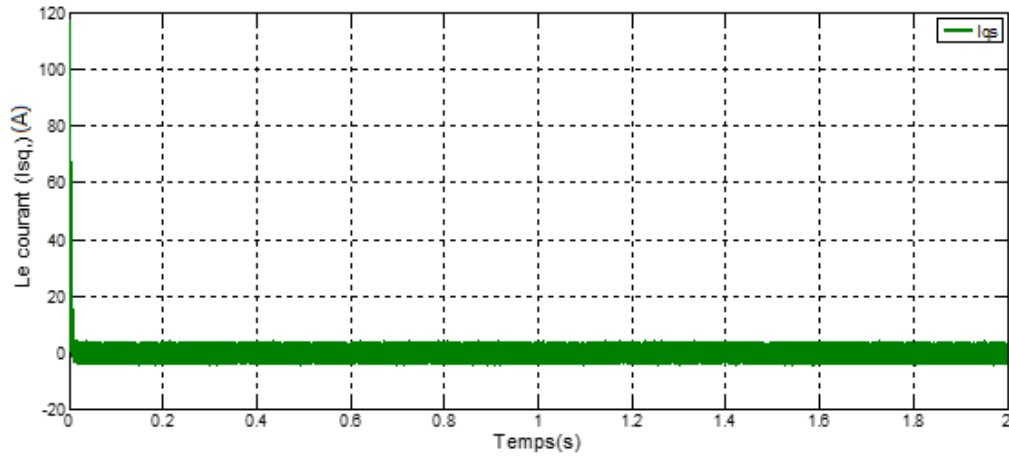


a. Les vitesse(W, W_{ref}) (rad/s)

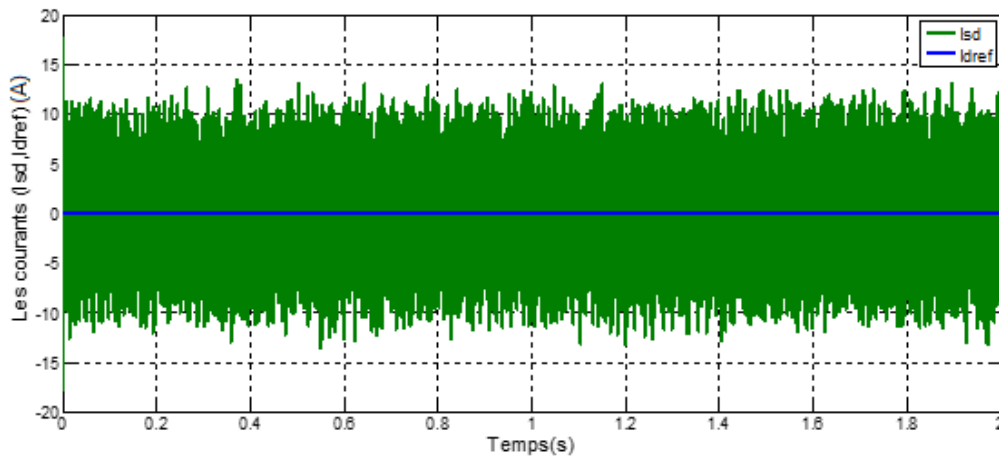
Zoom de la vitesse



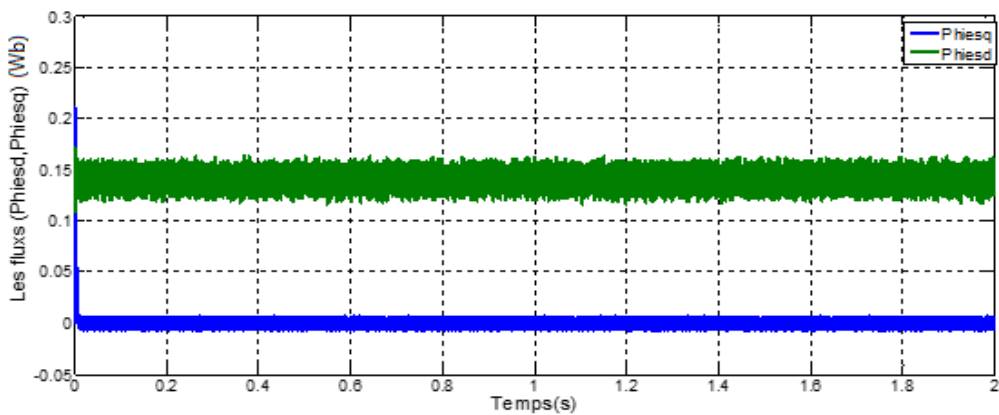
b. les couples(C_r, C_{em})(N.m)



c.Le courant (I_{qs})(A)



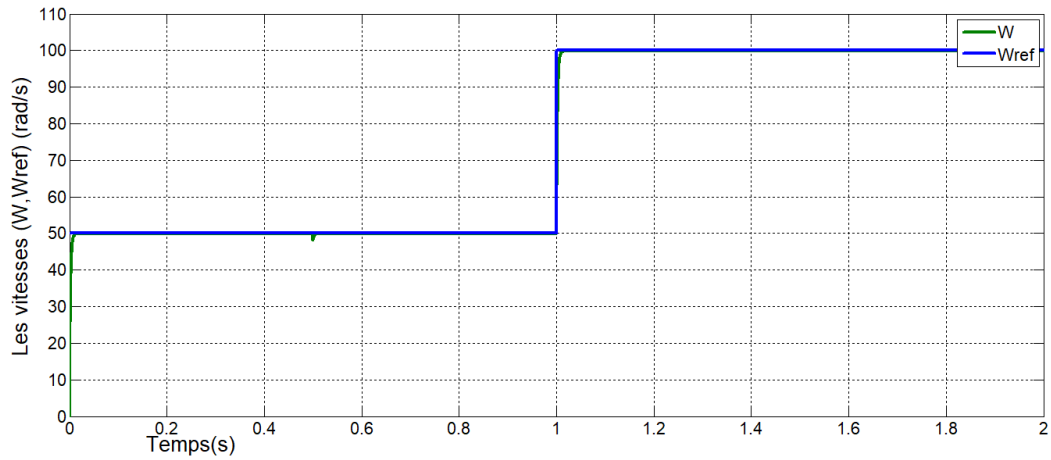
d.Les courants (I_{ds}, I_{dref})(A)



e.Les fluxes(Φ_{hied}, Φ_{hieq})(Wb)

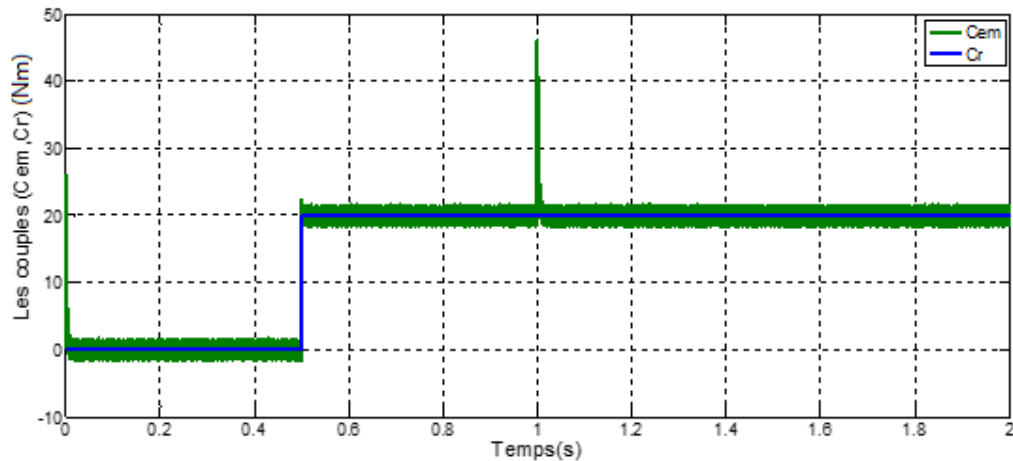
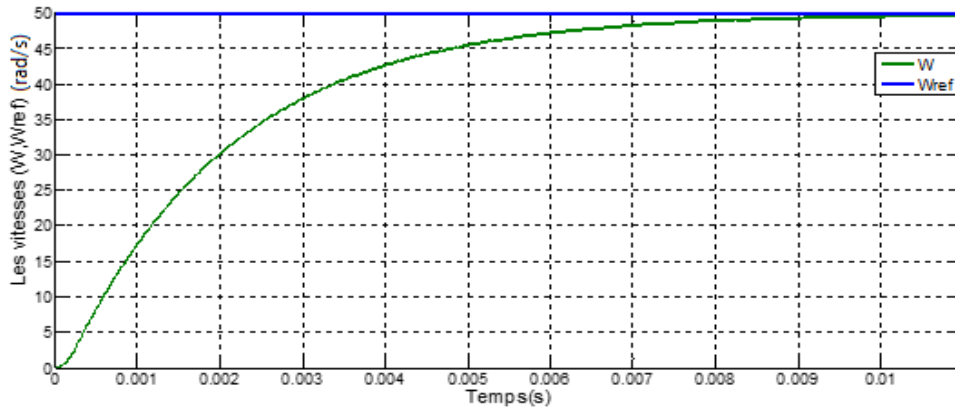
Figure IV.3 Simulation Avec une vitesse de référence (100 rad/s), à vide par backstepping

- Avec unEchelon de vitesse (50 a 100rad/s), et charge $C_r = 20N,m$ a $T=0.5$ s par backstepping

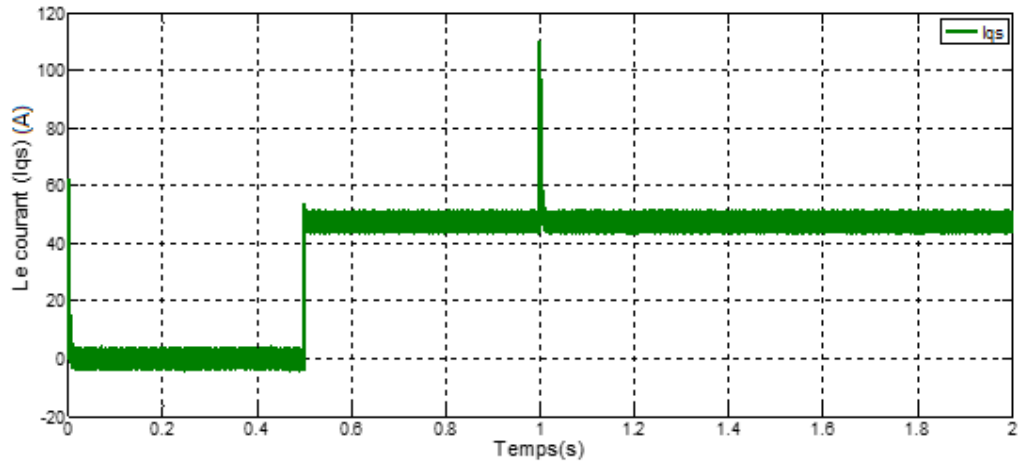


a.Les vitesse(W,W_{ref}) (rad/s)

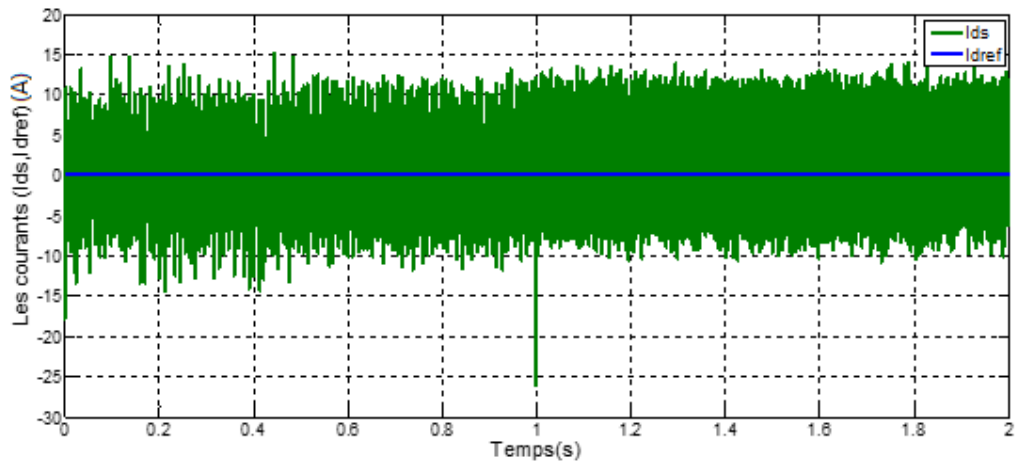
Zoom de la vitesse



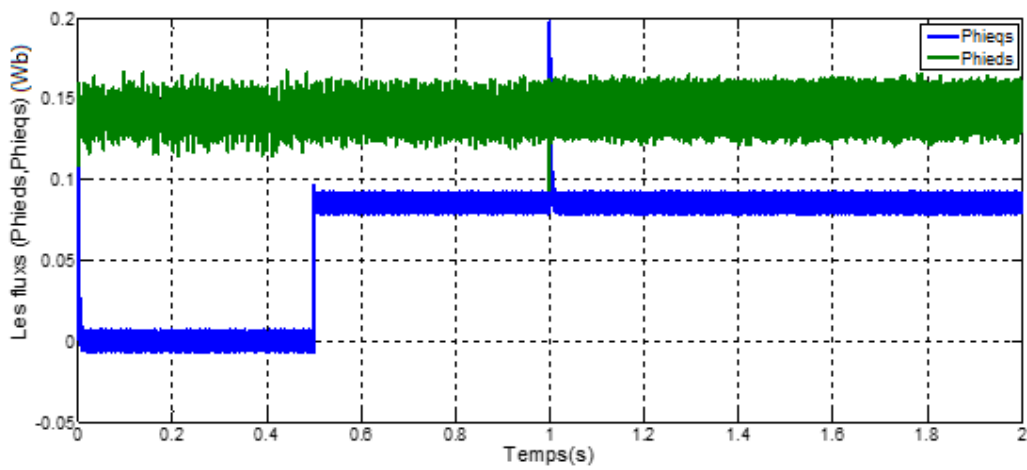
b.lés couples(C_r,C_{em})(N.m)



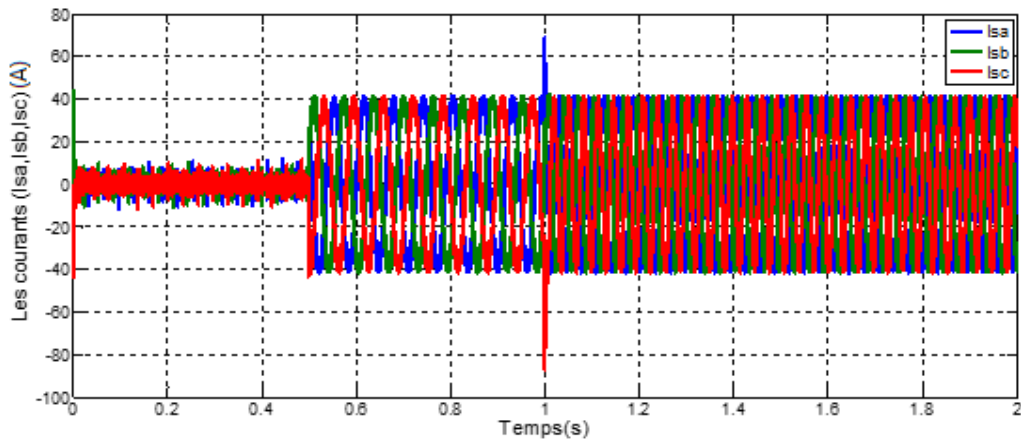
c. Les courants (I_{qs})(A)



d. Les courants (I_{ds}, I_{dref})(A)



f. Les fluxes (Φ_{hied}, Φ_{hieq})(Wb)



f.Les courants (I_a,I_b,I_c)(A)

zoom de le courants

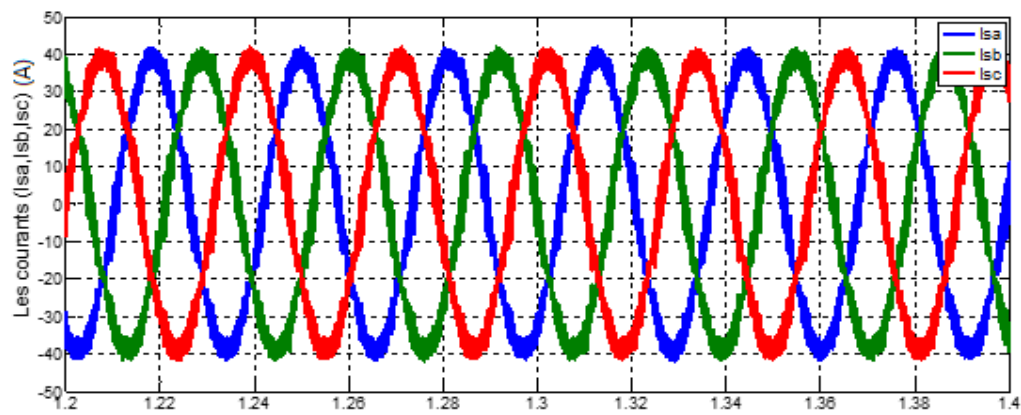
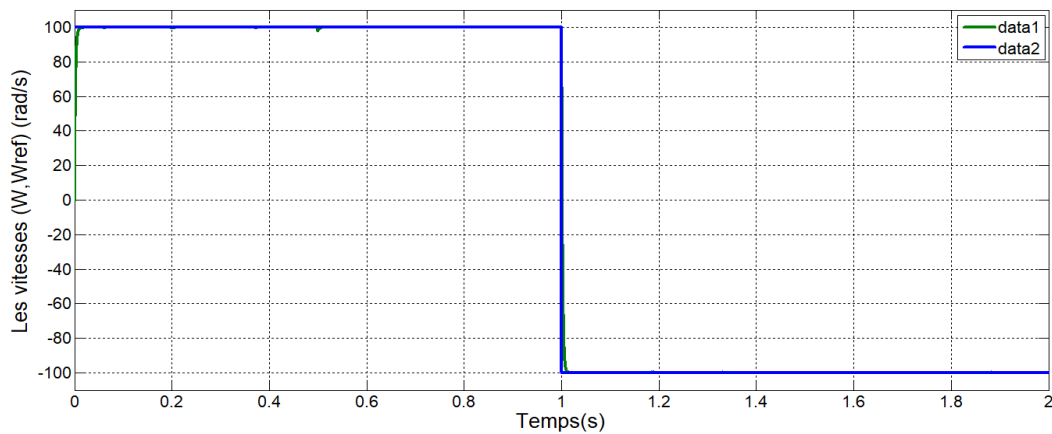


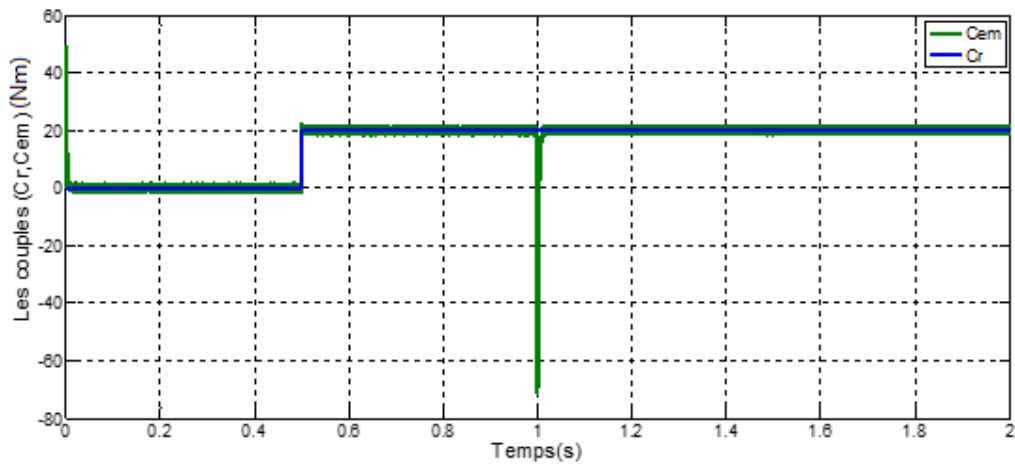
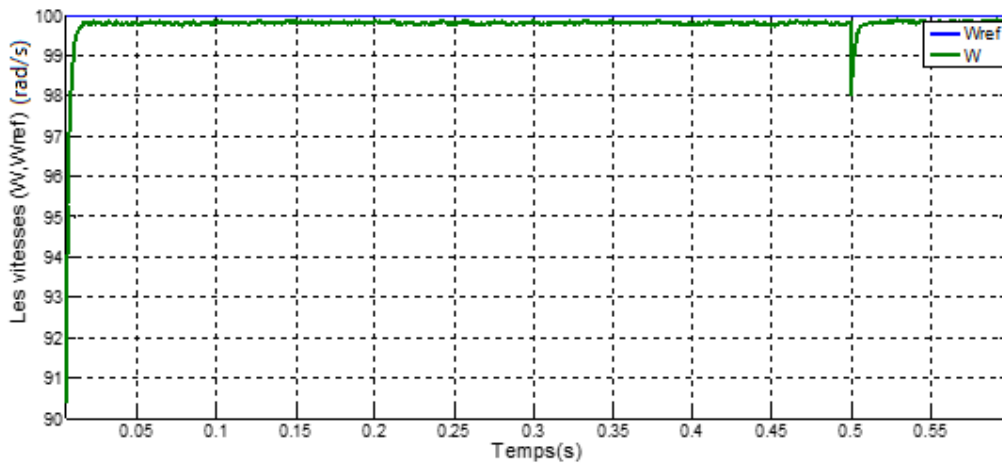
Figure IV.4 Simulation Avec une Echelon de vitesse (50 a 100rad/s), et charge Cr = 5N,m a T=0.5 s par backstepping

➤ Avec un échelon de vitesse (100 rad/sec) avec inversion à t = 1(sec), et charge Cr =20,m a T=0.5s par backstepping

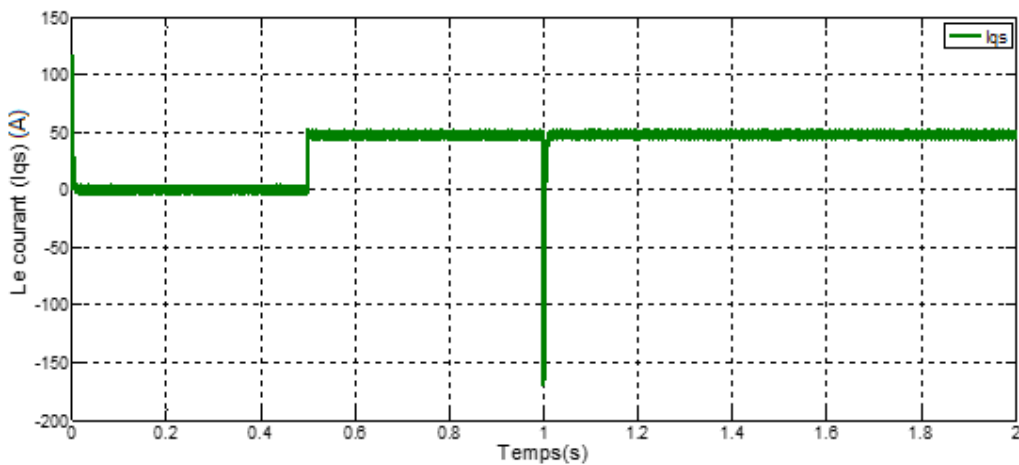


a.Les vitesse(W,Wref) (rad/s)

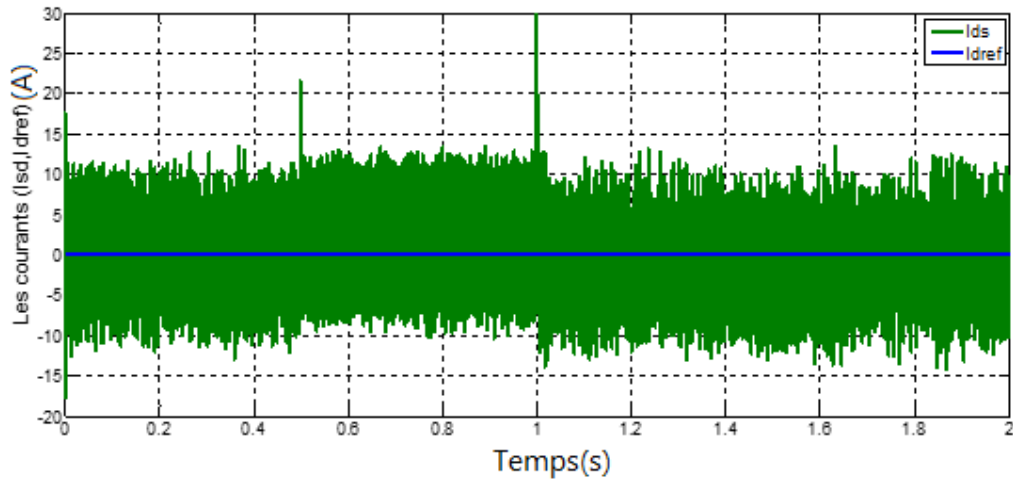
Zoom de la vitesse



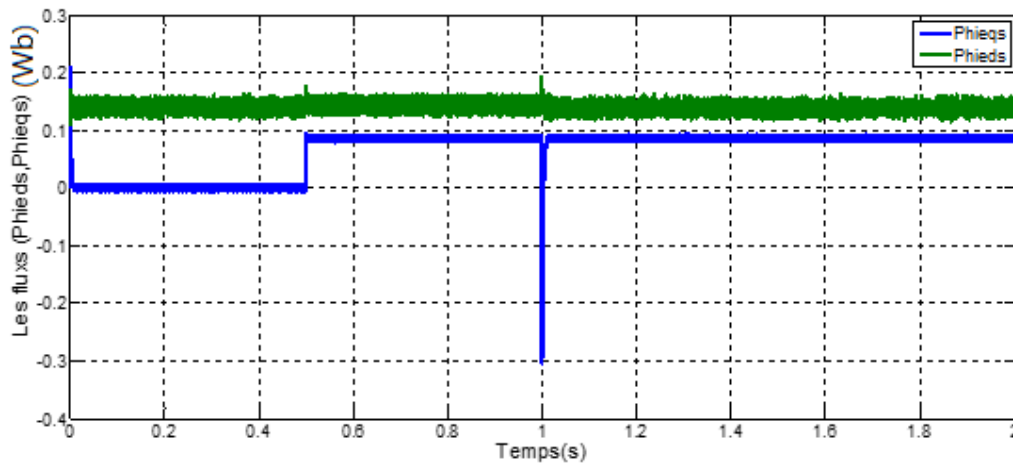
b.les couples(Cr,Cem)(N.m)



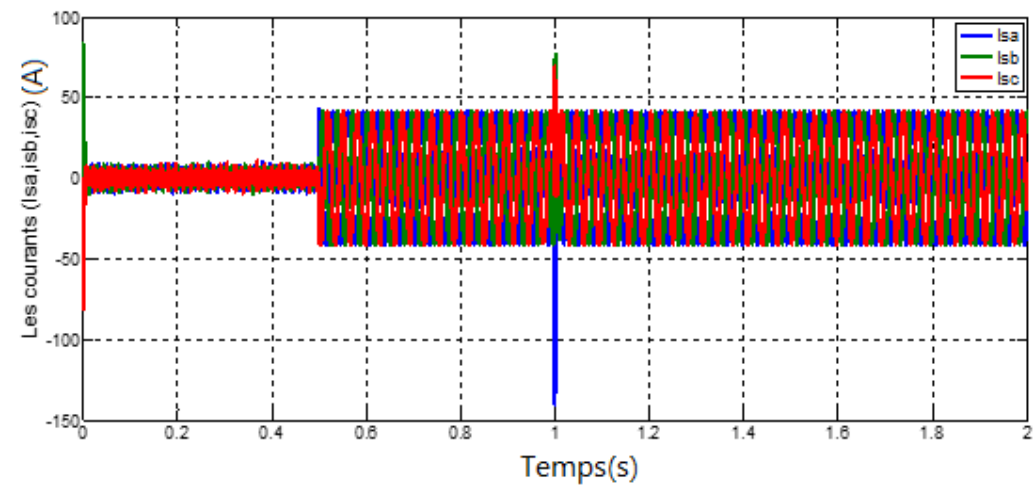
c.Le courant (I_{qs})(A)



d. Les courants (I_{ds}, I_{dref})(A)



e. Les fluxes (Φ_{ied}, Φ_{ieq})(Wb)



f. Les courants (I_a, I_b, I_c)(A)

zoom de les courants

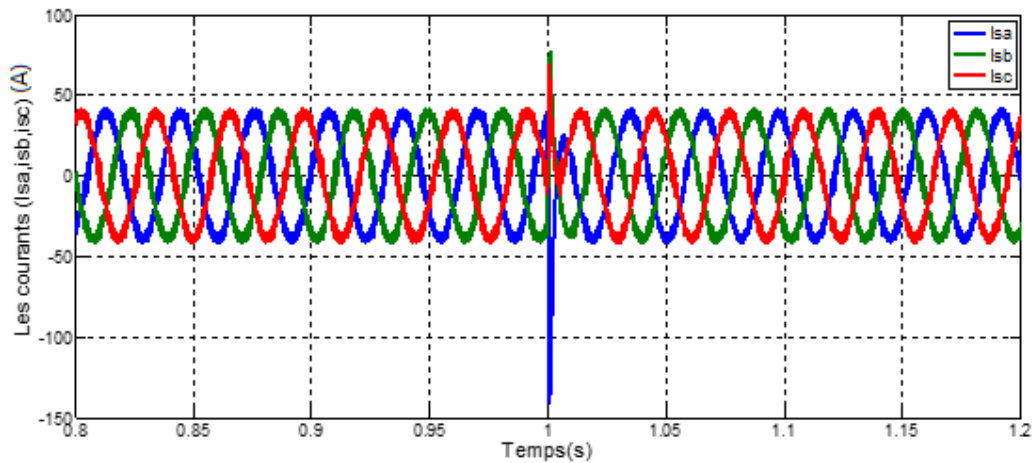


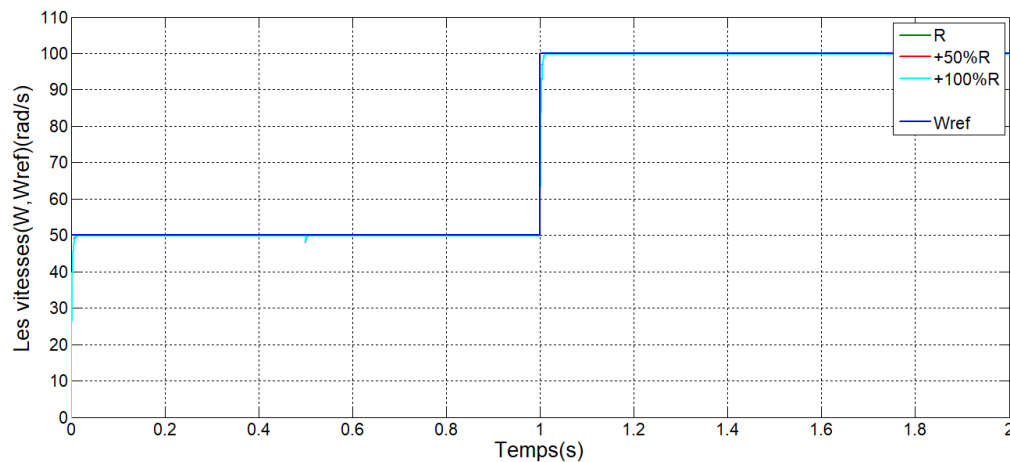
Figure IV.5 Simulation Avec un échelon de vitesse (100 rad/sec) avec inversion à $t = 1(\text{sec})$, et charge $Cr = 5\text{N,m}$ a $T=0.5\text{s}$ par backstepping

Test de robustesse

A fin de tester la robustesse vis à vis des variations paramétrique, on présente les résultats de simulation du comportement dynamique pour les cas suivants :

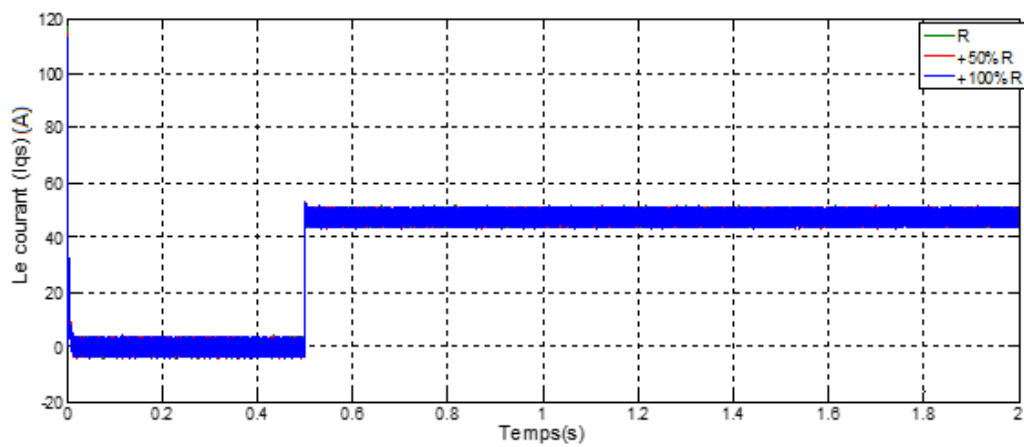
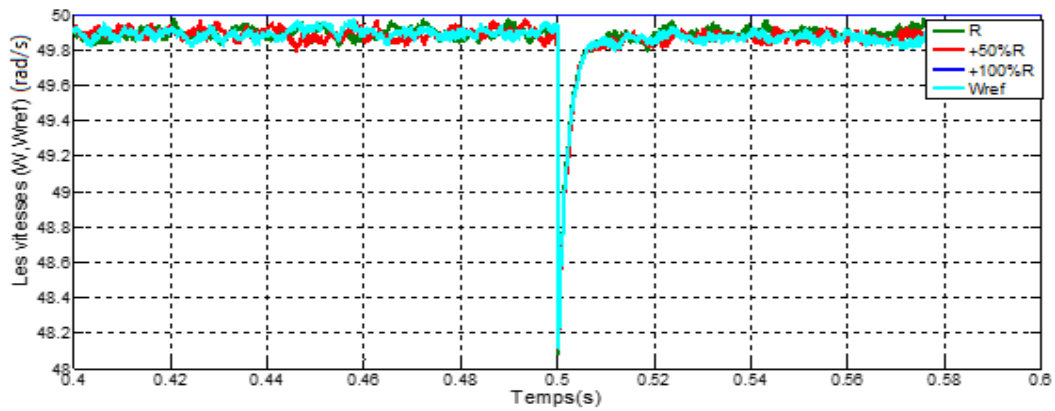
- Variation de la résistance R jusqu'à +100% .
- Variation du moment d'inertie J jusqu'à + 100%.

La variation de la résistance statorique R n'influe pas sur la dynamique de la vitesse, mais elle présente des ondulations importantes au niveau du couple surtout en basse vitesse. Par contre une augmentation de l'inertie J augmente le temps de réponse avec apparition d'un dépassement important. On constate qu'une mauvaise identification ou estimation des paramètres de la machine dégrade son comportement et peut conduire à une instabilité du système.



a. Les vitesse(W, W_{ref}) (rad/s)

Zoom de la vitesse



b.Le courant (I_{qs})(A)

Zoom de la courant I_{qs}

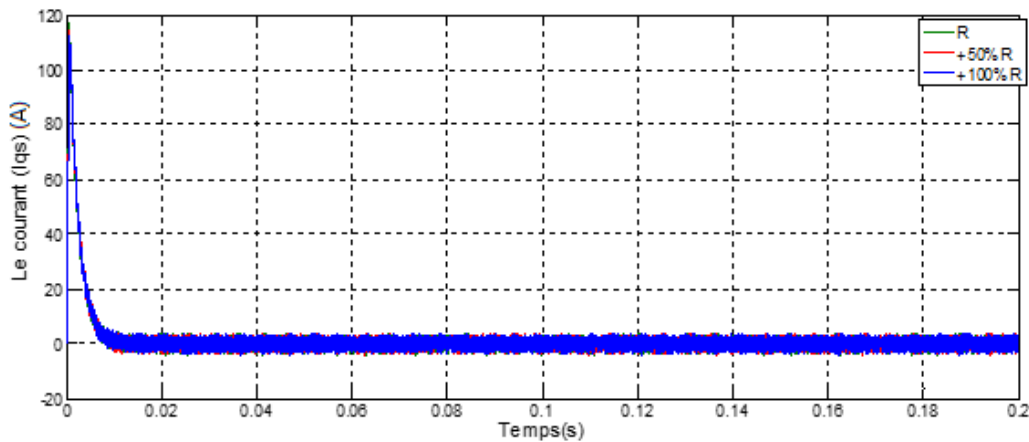
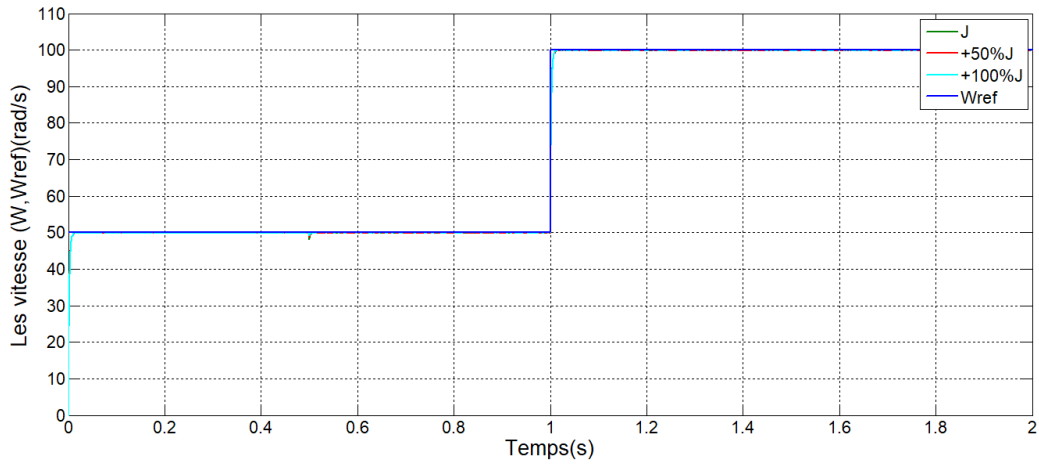
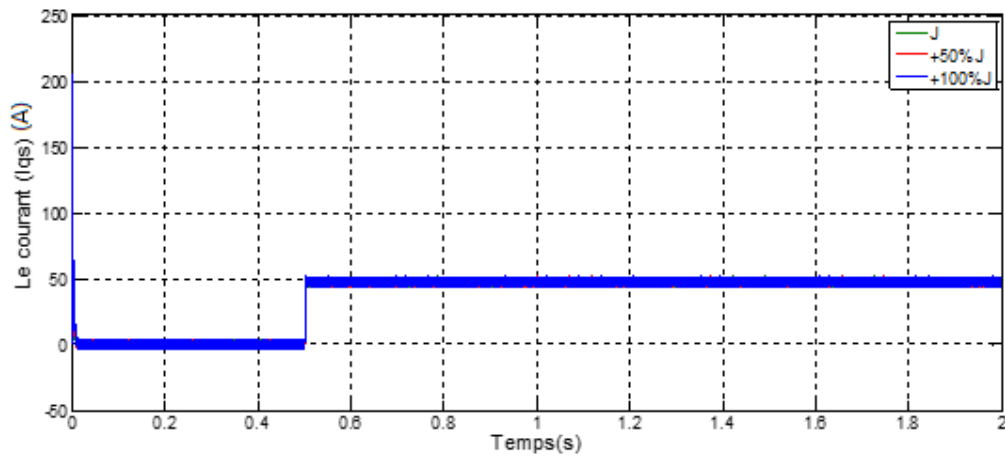
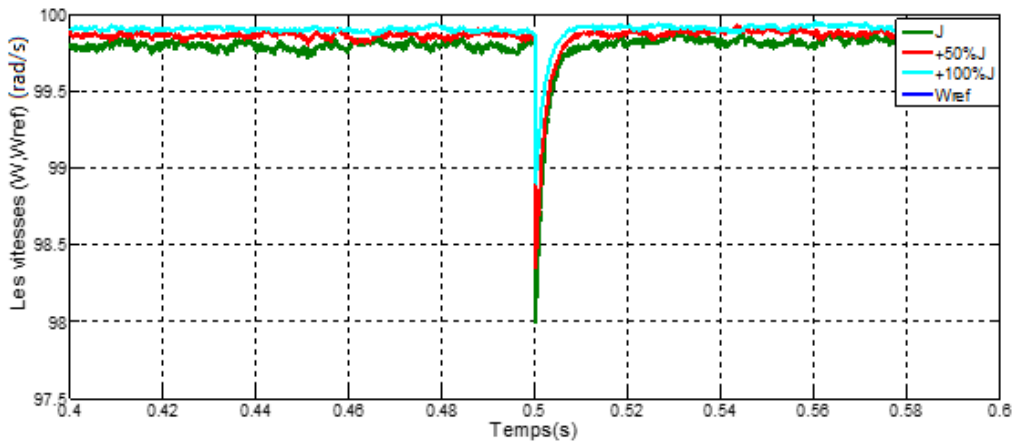


Figure IV.6 Simulation Avec Variation de la résistance R jusqu'à +100% .
Par backstepping



a. Les vitesse(W, W_{ref}) (rad/s)

Zoom de la vitesse



b. Le courant (I_{qs})(A)

Zoom de la courant I_{qs}

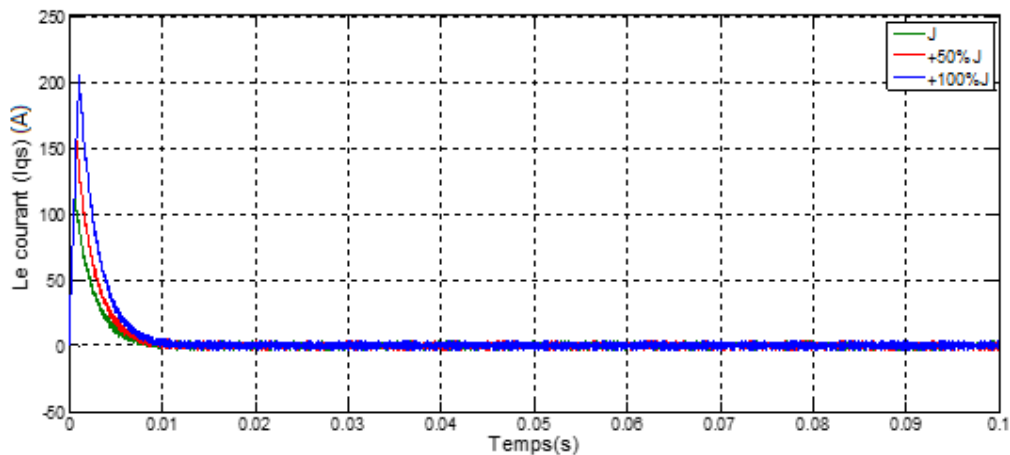


Figure IV.7 Simulation Avec Variation du moment d'inertie J jusqu'à + 100%.
Par backstepping

IV.6 Interprétation de résultat

➤ Pour le 1^{er} cas

On remarque que la courbe de vitesse monte de zéro jusqu'à la valeur de la vitesse de référence 100 rad/s en un temps de réponse $t=0.01$ puis reste à la même valeur de la vitesse de référence.

Pour I_{qs} C_{em} Φ_{ieqs} on voit qu'ils prennent la même courbe, commençant par une valeur puis finissant par zéro pour conserver cette valeur.

Le courant I_{ds} est toujours égal à 0 en valeur moyenne, avec des oscillations. Et le Φ_{ieds} , qui prend la même allure mais avec une valeur de $\Phi_{ie} = 0.14$, qui est égale à au flux de l'aimant permanent.

• Pour le 2^{ème} et 3^{ème} cas

La vitesse suit toujours la vitesse de référence sans dépassement avec un temps de réponse égal $t=0.01$ inférieure à celui de la commande par PI, même chose durant l'application de la charge à $t=0.5s$ et l'inversion de la consigne de vitesse

L'allure du couple électromagnétique suit parfaitement la forme du couple résistant, insensible aux variations paramétriques et variation de la vitesse.

Comme on peut voir que le courant I_{qs} est une image du couple C_{em} , tandis que le courant I_{ds} égale à zéro avec un dépassement moindre avec ce régulateur, lorsque la charge est

appliquée. On déduit que la commande vectorielle assure un découplage entre le couple et le flux similaire à une machine à courant continu.

De même le flux q , on voit que c'est une image du courant I_{sq} et le flux d est maintenu à la valeur du flux de l'aimant, les deux allures présentent des petites oscillations en comparaison avec ceux de la commande vectorielle par PI.

Nous remarquons que cette commande présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un bon rejet de la perturbation.

- **Pour Test de robustesse**

On constate que la variation de la résistance statorique R et de l'inertie J n'influent pas sur la dynamique de la vitesse lorsqu'on utilise un régulateur de type backstepping. Ceci est du principalement au caractère récursif de ce dernier qui permet de considérer le système global en sous système en cascade, à stabiliser au fur et à mesure.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué la commande non linéaire par Backstepping à la MSAP, cette loi de commande assure la stabilité du système, construite via une fonction de Lyapunov.

La technique du backstepping offre un outil efficace qui permet, pour les systèmes non linéaires de tout ordre, de construire récursivement, et d'une manière systématique et directe, la loi de commande et la fonction de Lyapunov qui assure la stabilité de la boucle.

Différentes consignes ont été appliquées au système afin de comparer les performances des régulateurs étudiés. Les réponses en présence de différentes charges ont été également analysées. On conclut que les réponses avec régulateur backstepping sont plus rapides à vide et plus robustes lors des variations de charge et les perturbations.

En conclusion, la commande par régulateur backstepping a donné des résultats satisfaisantes.

CONCLUSION GENERALE

Le moteur synchrone à aimants permanents est une partie d'un entraînement électrique très intéressant dans l'industrie en raison de sa faible inertie, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée, d'autre part sa structure non linéaire rend le contrôle difficile, ce qui conduit à des modèles de commande non linéaires susceptibles pour bien travailler.

Nous avons présenté dans ce mémoire une étude des performances des commandes appliquées sur les machines synchrones à aimants permanents. L'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une nouvelle commande par backstepping qui améliore les performances des machines synchrones à aimants permanents.

Premièrement, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents, sa structure ces composants, caractéristiques des aimants et son principe de fonctionnement. Par la suite nous avons présenté les différentes configurations du rotor, ainsi que quelques domaines d'application.

Ensuite, nous partons de la modélisation de la machine du triphasé au biphasé dans le plan de Park, qui a pour but de simplifier la commande plus tard, après on a fait la modélisation de l'alimentation (l'onduleur MLI), Pour finir le deuxième chapitre on a pris des résultats après avoir fait des simulations du modèle seul puis le modèle alimenté par l'onduleur.

Dans le troisième chapitre, le principe de la commande vectorielle retenu pour la MSAP a été appliqué au modèle obtenu. L'utilisation de la stratégie à Id nul a permis de commander le couple électromagnétique par le courant continu I_q . Cette technique permet d'avoir un modèle semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Dans le schéma de cette commande, les boucles de courants et celle de la vitesse sont assurées par des régulateurs classiques PI et un régulateur backstepping. A travers les résultats obtenus, on peut conclure que:

Le réglage de la vitesse de la MSAP par régulateur PI donne des résultats satisfaisantes, pour améliorer le temps de réponse et l'insensibilité aux incertitudes et les perturbations, on fait appel à la commande backstepping qui a été étudiée. Elle permet une bonne régulation et une parfaite annulation de l'erreur de vitesse. Elle permet également un control robuste la machine synchrone à aimants permanents.

[1] M.maurice Fadel,M. Maria Pietrzak-David,Pour l'optimisation de la commande des machines synchrones à aimants permanents en régime de haute vitesse pour véhicule électrique,These de doctorat , L'universite de Toulouse,2017.

[2] Azeddine Kadouri, Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Thèse de Doctorat, Département de Génie Informatique, Faculté des Sciences et de Génie Université Laval Québec, Novembre 2000, Canada.

[3] M.Kadjoudj "Contribution à la Commande d'une MSAP ", Thèse De Doctorat D'état,Université De Batna, 2003.

[4] J .Chenadec " les machines synchrones- technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones".

[5] Abdellaoui Hassina Etude Expérimentale de la Position Rotorique d'un moteur Synchrone à Aimants Permanents par Variables Electriques , Memoire de magister, Université mouloud mammeri, Tizi-ouzou,2009.

[6] Senhadji Nawel,Chalabi Ammaria, Commande du moteur Synchrone à Aimants Permanents par backstepping,Département de Génie Electrotechnique et Electronique,Mémoire de Master Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen,2015.

[7] Kadri Nadjib, Conception et commande d'un moteur synchrone à aimants permanents,Mémoire Master ,Université kasdi merbah ouargla Soutenu publiquement Le 07/07/2019.

[8] Slimani Salah, Modélisation des msaps par la méthode des circuits électriques magnétiquement couplés en vue du diagnostic de courtcircuit interspires et de désaimantation, Mémoire de master, Université mouloud mammeri de tizi-ouzou,2017.

[9] Zerari hafida, Optimisation énergétique d'un moteur synchrone à aimants permanents, Mémoire de master, Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi -,2014

[10] Saeed Afsharnia. Contrôle vectoriel des machines synchrones à aimants permanents : identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Lorraine, 1995. Français.

[11] Messaadi Mouna, Commande backstepping appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, Département d'électrotechnique, Université Hadj Lakhdar - Batna, 2006.

[12] Robyns B., Fu Y., Labrique F., Buyse H., ,,, Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance, "" J.Phys. III France 5 (1995) 1255-1268,

[13] Amor Khaliefa, Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), thèse de doctorat, Université marseille, 2012.

[14] Abrar ALLAG « Commande et synthèse des observateurs non linéaires dédiés aux entraînements électriques avec défauts » Thèse de Doctora Université de Biskra , 2018.

[15] Ayache mohamed fethi, Ben maddah youcef, Commande par mode glissant de la machine, synchrone à aimants permanents, centre, Mémoire de master , Universitaire belhadj bouchaib -ain temouchent, 2020.

[16] Okba Salah et Beddiar Walid, Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI, Mémoire présenté pour l'obtention , Du diplôme de Master Académique département génie électrique, m'sila, 2019.

[17] Mecheri salah-eddine, Réalisation d'un onduleur de tension monophasé contrôlé par une carte arduino, Université Constantine , Faculté des sciences de la technologie, 2014

[18] Boukaroura Abdelk, Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche bond-graph, Université Ferhat Abbas de Setif, Faculté des sciences de l'ingénieur, Département d'électrotechnique, Mémoire de magister, 2009.

[19] Zegueb Boubaker, Commande d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

[20] REMHA Soufiane, Moumen Sad Mohammed Seddik, Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP, Mémoire de fin d'étude, Master Académique, Electromécanique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2018

[21] Prof Betka Achour, Commande vectorielle du moteur synchrone à aimants permanents, Département de génie électrique, Université de Biskra.

[22] F. Benchabane., " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering ", Mémoire de magister, Université Mohamed Khider de Biskra, 2005. Algérie.

[23] N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune., " Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique ", pp.147-150, N°06, Juin 2005.

[24] Nabti Khalil « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone » Diplôme de doctorat, Université de Constantine.

[25] Amiri Mohammed, Ali Dahmane Oussama, Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant, Mémoire de master, Electrotechnique, Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen, 2017.

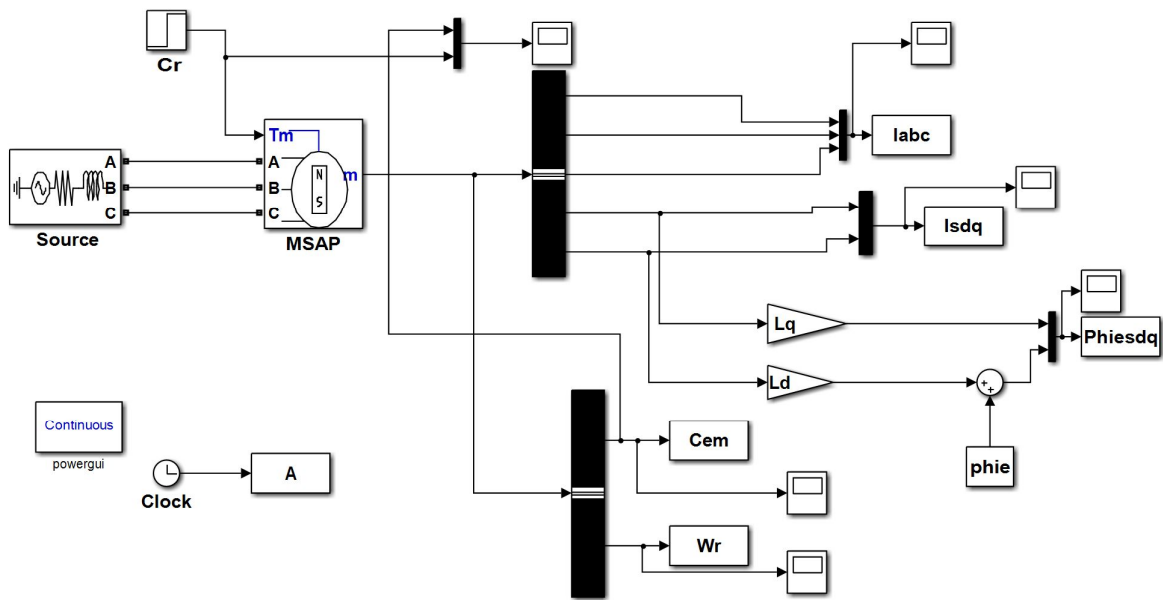
[26] M.M.M.Ezzat, «Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Nantes, 2011.

[27] M. hemza mekki, Commande non-lineaire par backstepping d une machine synchrone a aimants permanents, Département de genie électrique, Faculte de technologie, Université de m'sila, Mémoire de fin d'etudes, 2012.

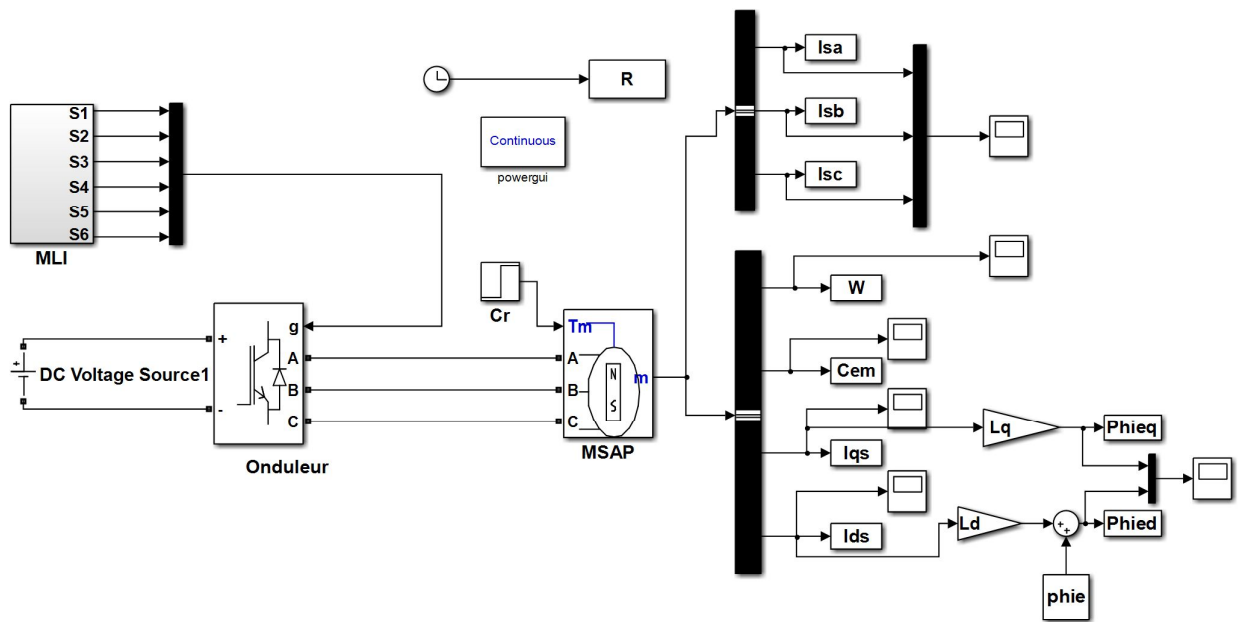
[28] Mr: maarouk abdelatif , Commande dynamique d'une machine synchrone a aimants permanents alimentee en tension, Mémoire de master, Université m'hamed bougara- Boumerdes, 2016 .

[29] Kendouci Khedidja, Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents, These de doctorat, Université des sciences et de la technologie ,D'oran ,2012.

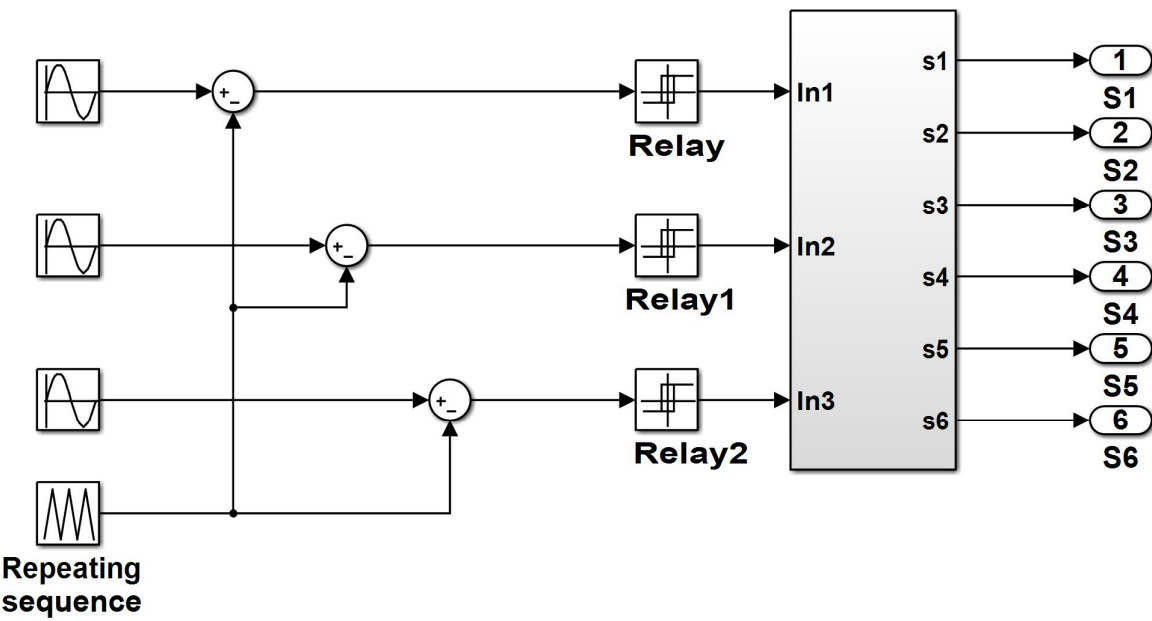
ANNEXES



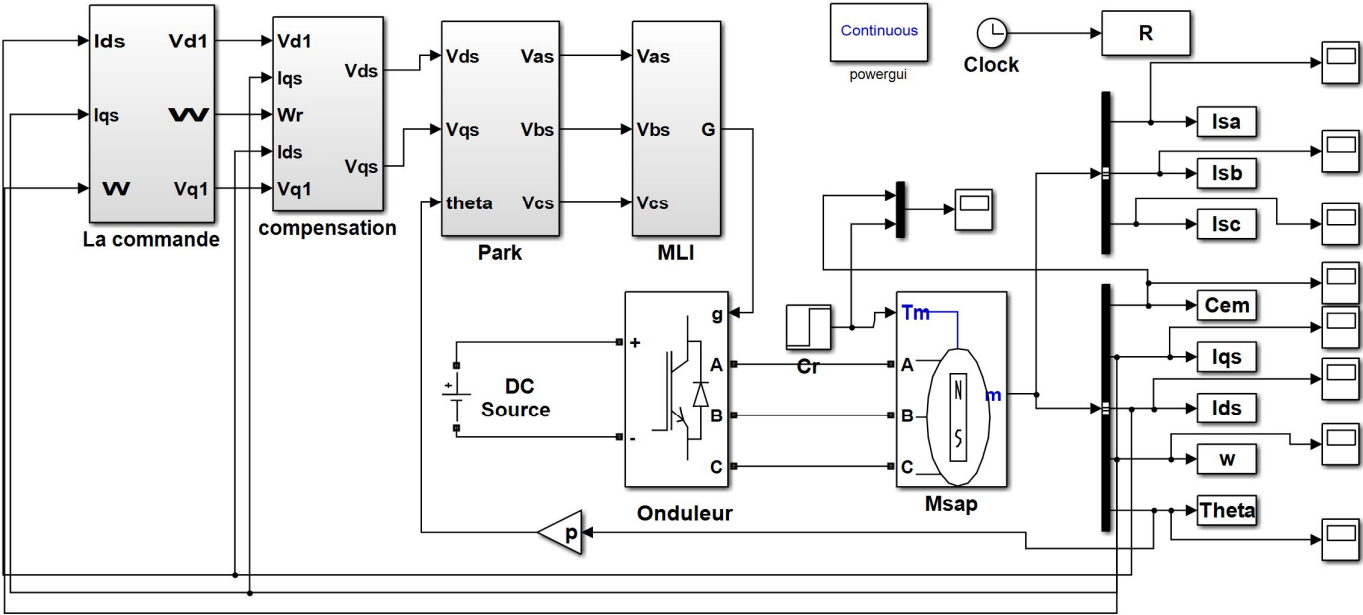
Bloc de simulation du MSAP



Bloc de l'association MSAP+Onduleur

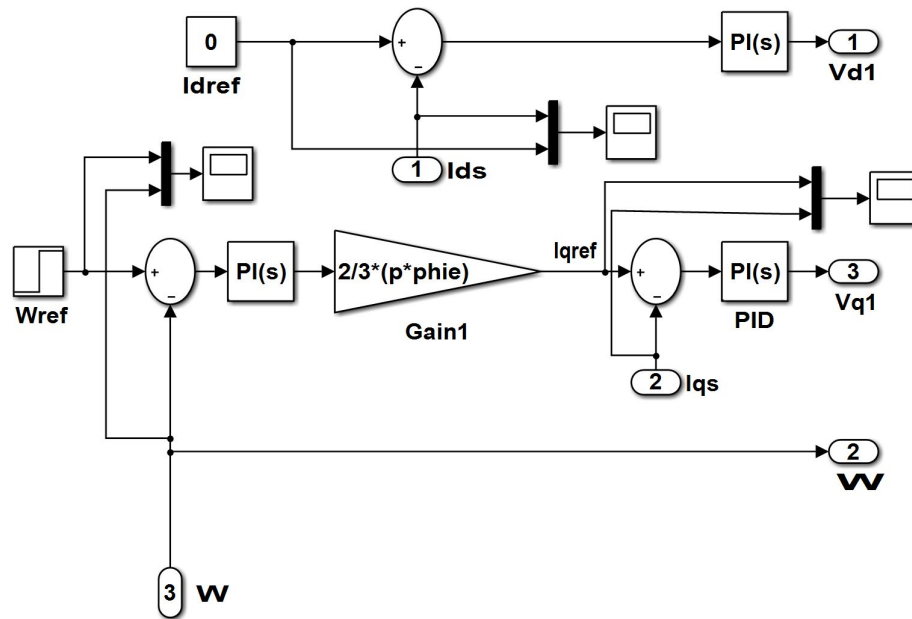


Bloc de la MLI

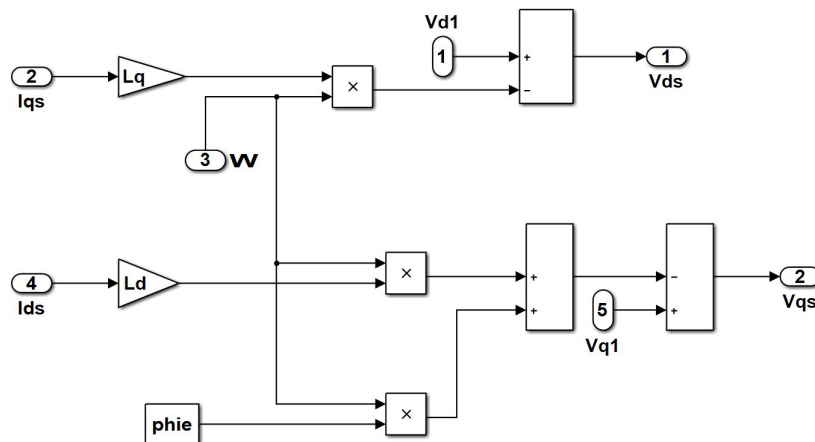


Bloc du MSAP avec la commande vectorielle avec découplage par

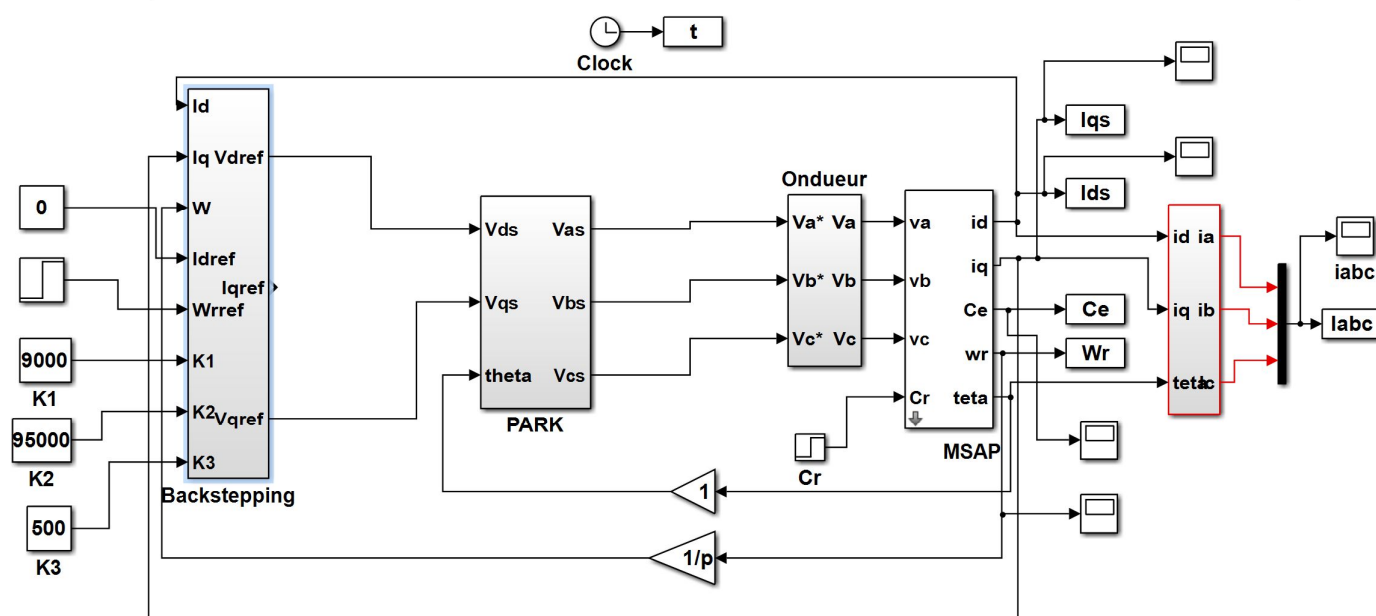
compensation



Bloc de la commande vectorielle



Bloc de découplage par compensation



Bloc du MSAP avec la commande par backstepping

➤ Les paramètres de le machine (MSAP) :

Les caractéristiques de la MSAP qui est utilisé sont donnés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeur (S.I)
fréquence	50
Resistance statorique	0.76
Inductance statorique directe	1.8e-3
Inductance statorique quadratique	1.8e-3
Nombres de paires de pôles	2
Flux d'un aimant	0.14
Moment d'inertie	1.1e-3
Coefficient de frottement	5e-5

RESUME

Aujourd'hui, on constate que l'utilisation des machines synchrones à aimants permanents est en augmentation, et cela est dû à ses bonnes performances par rapport aux autres types des machines. Dans notre travail, nous avons étudié la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandée par la technique MLI. Tout d'abord, Nous avons appliqué la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents qui permet un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour comparer le comportement dynamique et statique de la machine vis-à-vis des incertitudes et les perturbations, deux régulateurs sont mis en œuvre. La commande par un régulateur PI et la commande de backstepping basée sur le théorème de Lyapunov, qui a donné des résultats de simulations remarquables pour les systèmes non linéaires du premier et du second ordre et permet également de bien contrôler les performances de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents. Nous avons simulé avec Matlab-simulink .

Mots clés : Moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), Commande vectorielle, régulateur PI, Commande par Backstepping, Théorie de Lyapunov.

ملخص

اليوم ، نرى أن استخدام الآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم أخذ في الازدياد ، ويرجع ذلك إلى أدائها الجيد مقارنة بأنواع الآلات الأخرى. في عملنا ، درسنا MSAP المزود بعكس للجهد يتم التحكم فيه بواسطة تقنية MLI أولاً ، قمنا بتطبيق التحكم المتجه على الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم الذي يسمح بسلوك مشابه لسلوك الآلة ذات تحفيز التيار المباشر بشكل منفصل .

لمقارنة السلوك الديناميكي والثابت للآلة فيما يتعلق بحالات عدم اليقين والاضطرابات ، يتم تنفيذ منظمين. التحكم عن طريق منظم PI والتحكم في الخلفية على أساس نظرية Lyapunov ، والتي أعطت نتائج محاكاة ملحوظة للأنظمة غير الخطية من الدرجة الأولى والثانية وتسمح أيضاً بالتحكم الجيد في أداء السرعة للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم. قمنا بالمحاكاة باستخدام Matlab-simulink.

الكلمات المفتاحية: محرك متزامن مغناطيسي دائم MSAP ، تحكم في القوة الموجهة ، منظم PI ، تحكم Backstepping ، نظرية Lyapunov.