

Sommaire

Avant-propos.....	ii
Sommaire.....	vi
Liste des figures.....	x
Nomenclature.....	xiii
Glossaire.....	xiv
Introduction générale.....	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre I : GENERALITE SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I.1 Introduction.....	Erreur ! Signet non défini.
I.2 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)	3
I.2.1 Principe de fonctionnement de la MSAP.....	3
I.2.2 Catégories de la MSAP	4
I.2.3 Avantages de la MSAP	6
I.2.4 Inconvénients de la MSAP	6
I.2.5 Les domaines d'application de MSAP	6
I.3 Modélisation de la MSAP.....	Erreur ! Signet non défini.
1.3.1 Hypothèses simplificatrices	7
I.3.2 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (a, b, c).....	8
I.3.2.1 Equations électriques	8

I.3.2.2 Equation mécanique.....	9
I.3.2.3 Equation électromagnétique.....	9
I.3.3 La transformation de Park.....	9
I.3.3.1.Principe de transformation de Park.....	9
I.3.4 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q)	12
I.3.4.1 les équations électriques.....	12
I.3.4.2 Equation mécanique.....	12
I.3.4.3 Equation électromagnétique.....	12
I.3.5 Equations générales d'état.....	13
I.4 L'autopilotage des Machines Synchrones	14
I.5 Conclusion.....	15
 <u>CHAPITRE II</u> : Modélisation de l'association onduleur-MSAP	
II.1 Introduction.....	Erreur ! Signet non défini.
II.2 Convertisseur statique continu-alternatif.....	16
II.2.1 Définition de l'onduleur	16
II.2.2 Onduleur de tension.....	17
II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP	17
II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance.....	17
II.3.2 Modélisation du filtre.....	19
II.3.3 Modélisation de l'onduleur de tension.....	SOMM20
II.4 Stratégies de commande de l'onduleur	21
II.4.1 Contrôle par modulation de largeurs d'impulsions (MLI)	21

II.4.1.1 Modulation naturelle (sinus -triangle).....	22
II.4.1.2 Contrôle par hystérésis.....	25
II.4.1.3 contrôle par MLI vectorielle	27
II.5 Simulation de l'association MSAP-Onduleur.....	28
II.6 Interprétation des résultats	29
II.7 Conclusion.....	29

Chapitre III : Commande vectorielle du MSAP

III.1 Introduction	Erreur ! Signet non défini.
III.2 Principe de la commande vectorielle	31
III.3 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	32
III.3.1 Description du système global.....	32
III.4 Découplage	33
III.4.1 Découplage par compensation	34
III.5 Synthèse des différents régulateurs.....	35
III.5.1 calcul des régulateurs	36
III.5.1.1. Régulateur de courant I_d	36
III.5.1.2 Régulateur de courant I_q	37
III.5.1.3 Régulateur de la vitesse.....	37
III.6 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP.....	39

III.7 Interprétation de résultat.....	45
III.4 Conclusion	48
 <u>Chapitre IV : COMMANDE PAR BACKSTEPPING Du MSAP</u>	
IV.1 Introduction.....	Erreur ! Signet non défini.
IV.2 Principe de la commande Backstepping	50
IV.2.1 Fonctions de Lyapunov	51
IV.3 Exemple d'application	51
IV.4 Application de la commande par Backstepping à la MSAP	53
IV.4.1 1ère étape -Calcul de la loi de commande <i>vdref</i>	55
IV.4.2 2ème étape - Calcul de la loi de commande virtuelle i_{qref}	56
IV.4.3 3ème étape -Calcul de la loi de commande finale v_{qref}	57
IV.5 Résultats de simulation de la commande par Backstepping.....	58
IV.6 Commande par Backstepping avec action intégrale pour la MSAP.....	61
IV.7 Etude comparative	66
IV.8 Conclusion	67
Conclusion générale	Erreur ! Signet non défini.

Liste des figures

Figure I. 1: <i>Machine synchrone à aimants permanents montés en surface</i>	4
Figure I. 2: <i>Machine synchrone à aimants permanents insérés</i>	5
Figure I. 3: <i>Machine synchrone à aimants permanents chapeautés</i>	5
Figure I. 4: <i>Machines synchrones à aimants permanents enterrés</i>	6
Figure I. 5: <i>Représentation de la transformation de Park</i>	10
Figure I. 6: <i>Schéma bloc de MSAP</i>	14
Figure I. 7: <i>Principe d'autopilotage de la MSAP</i>	15
Figure II. 1: <i>Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension</i>	17
Figure II. 2: <i>Redresseur triphasé double alternance à diodes</i>	18
Figure II. 3: <i>Représentation de la tension de sortie du redresseur</i>	18
Figure II. 4: <i>Représentation d'un filtre passe- bas</i>	19
Figure II. 5: <i>schéma de l'onduleur triphasé</i>	20
Figure II. 6: <i>Schéma équivalent de l'onduleur à MLI</i>	22
Figure II. 7: <i>Principe de la commande MLI-ST</i>	23
Figure II. 8: <i>tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=16$ $r=0.5$, $THD= 82.96\%$</i>	24
Figure II. 9: <i>Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=16$, $r=0.6$. $THD=136.02\%$</i>	24
Figure II. 10: <i>Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=7.96$, $r=0.6$, $THD=142.77\%$</i>	25

Figure II. 11: Principe de commande par hystérésis	26
Figure II. 12: Principe de commande hystérésis du trois bras de l'onduleur.....	26
Figure II. 13: Modulation hystérésis	27
Figure II. 14: Principe de la MLI vectorielle	28
Figure III. 1: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux	32
Figure III. 2: Description des couplages.....	33
Figure III. 3: Découplage par compensation	34
Figure III. 4: Commande découplée.....	35
Figure III. 5: Boucle de régulation de courant I_d	36
Figure III. 6: Boucle de régulation du courant I_q	37
Figure III. 7: Boucle de régulation du la vitesse Ω	38
Figure III. 8: Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant	39
Figure III. 9: Régulateur PI avec anti-windup	39
Figure III. 10: Réponses de la MSAP à vide avec une consigne de vitesse (230 rad/s).....	41
Figure III. 11: Réponses de la MSAP à vide avec une inversion de vitesse (-230 rad/s).....	42
Figure III. 12: Réponses de la MSAP en charge ($C_r=10 \text{ N.m}$ à $t=0.2 \text{ s}$ jusqu'à $t=0.4 \text{ s}$) avec une consigne de vitesse (230 rad/s).....	43
Figure III. 13: Réponses de la MSAP en charge ($C_r=10 \text{ N.m}$ à $t=0.2 \text{ s}$ jusqu'à $t=0.4 \text{ s}$) avec une inversion de la vitesse (-230 rad/s)	45

Figure III. 14: <i>Comportement de la vitesse, C_{em} et I_s de la MSAP réglée par PI sans onduleur</i>	46
Figure III. 15: <i>Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par PI sans onduleur Test de la variation de l'inductance statorique (L_d, L_q)</i>	47
Figure III. 16: <i>Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par PI-avec onduleur Test de la variation de la résistance statorique R</i>	48
Figure III. 17: <i>Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par PI avec onduleur Test de la variation de l'inductance statorique (L_d, L_q)</i>	48
Figure IV. 1: <i>Structure globale du réglage de la vitesse du MSAP par Backstepping</i>	54
Figure IV. 2: <i>Structure interne du bloc régulateur Backstepping</i>	55
Figure IV. 3: <i>Comportement de la vitesse, C_{em} et I_q e la MSAP réglée par la commande Backstepping-sans onduleur</i>	59
Figure IV. 4: <i>Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par la commande Backstepping Test de la variation de la résistance statorique R</i>	60
Figure IV. 5: <i>Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par la commande Backstepping Test de la variation de l'inductance statorique (L_d, L_q)</i>	61
Figure IV. 6: <i>Comportement de la vitesse de la MSAP réglée par la commande Backstepping avec action intégrale à vide</i>	65
Figure IV. 7: <i>Comportement de la vitesse de la MSAP réglée par la commande Backstepping avec action intégrale en charge</i>	65
Figure IV. 8: <i>Résultats de simulation de la MSAP pour les deux techniques de commande</i> .	67

Nomenclature

$[V_s]$: Vecteur tension statorique

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$: Vecteur flux statorique

$[R_s]$: Matrice résistance du stator

$[L_s]$: Matrice inductance du stator

$[\phi_{sf}]$: Vecteur flux engendré par l'aimant

θ : Angle de charge

ω : Pulsation électrique

Ω_r : La vitesse de rotor

P : Nombre de paire de pôle

J : Moment d'inertie

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

$[R]$: Matrice de passage (α, β) au (d, q)

V_d : Tension statorique sur l'axe d

V_q : Tension statorique sur l'axe q

I_d : Courant statorique sur l'axe d

I_q : Courant statorique sur l'axe q

L_d : Inductance statorique sur l'axe d

L_q : Inductance statorique sur l'axe q

ω_c : Pulsation de coupure

f : Coefficient de frottement

Glossaire

Acronyme	Signification
MCC	Moteur à Courant Continu
MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
MSAPS	Moteur synchrone à aimants permanents montés en surface
MSAPC	Moteur synchrone à aimants permanents chapeautés
FEM	Force Electromotrice
MSAPE	Moteur synchrone à aimants permanents entrées
MW	Méga Watt
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation
FOC	Field Oriented Control
PI	Proportionnel et Intégral
PID	Proportionnel et Intégral et Dérivée
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouvert
FTBF	Fonction de Transfert en Boucle Fermé

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années le moteur synchrone à aimants permanents est devenu le moteur le plus utilisé dans beaucoup de domaines industriels, Grace aux progrès de l'électronique de puissance et l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents à pu s'imposer dans les systèmes d'entraînement. Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu ou alternatif avec un couple massique élevé, un excellent rendement, une maintenance réduite, un faible moment d'inertie et une grande capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse. C'est ainsi que les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) ont apparu et sont de plus en plus utilisés de nos jours dans plusieurs applications industrielles tel que les équipements domestiques (machine à laver le linge), les équipements de technologie de l'information (DVD drives), Les équipements de soins médicaux et de santé, la propulsion des sous marins et des véhicules électriques ainsi que les machines-outils et les applications de l'énergie de l'éolienne.

Dans des applications à vitesse variable qui nécessitent des réponses précises malgré différents types de perturbations et incertitudes paramétriques, les contrôleurs linéaires classiques comme les PI et PID sont difficiles à régler face à un problème de type non linéaire et ont des performances qui peuvent être améliorées par des techniques de commande non linéaire. Les dernières années ont connu des progrès rapides de la commande des systèmes non linéaires. En particulier plusieurs techniques de linéarisation exacte par changement de coordonnées et bouclage ont été appliquées pour la commande des machines synchrones. Ces techniques nécessitent la bonne connaissance des paramètres des systèmes, ce qui n'est pas en général le cas pour les machines électriques.

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 récursive, de type Backstepping.

Cette commande est très récente, elle présente une procédure récursive qui combine entre le choix de la fonction de Lyapunov et la synthèse de la loi de commande. Cette méthode transforme le problème de synthèse de la loi de commande pour le système global en une synthèse de séquence de commande pour des systèmes réduits. En exploitant la flexibilité de ces derniers, le backstepping peut répondre aux problèmes de régulation, de poursuite et de robustesse avec des conditions moins restrictives que d'autres méthodes.

Ce travail est répartie en quatre chapitres :

Le premier chapitre : est consacré à la description de la machine synchrone à aimants permanents et ses différentes applications. Les différents modèles d'état non linéaires de cette machine, dans le repère fixe ($\alpha-\beta$) et dans le repère tournant ($d-q$), sont traités.

Le deuxième chapitre : concerne la modélisation de l'onduleur à deux niveaux, et les différentes stratégies de commande qui peut être appliquée sur cet onduleur (MLI sinus-triangle, MLI vectorielle, MLI hystérésis).

Le troisième chapitre : est consacré à la commande vectorielle, c'est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux, permettant un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée vue les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications. Dans le souci d'améliorer les performances dynamiques du réglage en vitesse de la MSAP.

Le quatrième chapitre : porte essentiellement sur la commande non linéaire par Backstepping classique et avec action intégrale 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, et la technique de commande non linéaire adaptative par Backstepping.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

I.1 Introduction

Pendant les années récentes, le moteur à courant continue est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse [BOU12] [AID13].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

I.2 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

I.2.1 Principe de fonctionnement de la MSAP

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [OUB10].

- Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe [MAH12].
- Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes

rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [AID13].

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.

I.2.2 Catégories de la MSAP

Il existe quatre catégories de machines synchrones à aimants permanents du point de vue construction mécanique :

- Machines synchrones à aimants permanents 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.

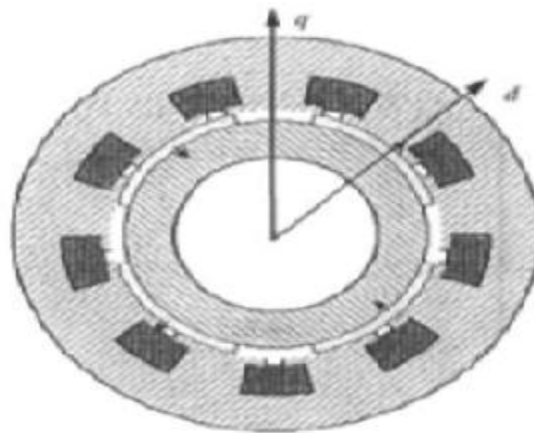


Fig I. 1: Machine synchrone à aimants permanents montés en surface

- 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 de la MSAPS.

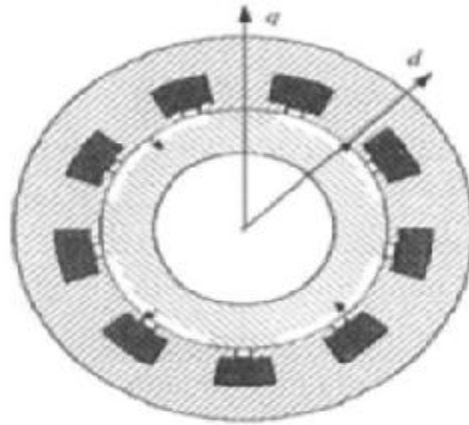


Fig I. 2: Machine synchrone à aimants permanents insérés

- 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.e.m au stator en agissant sur le profil de la pièce.

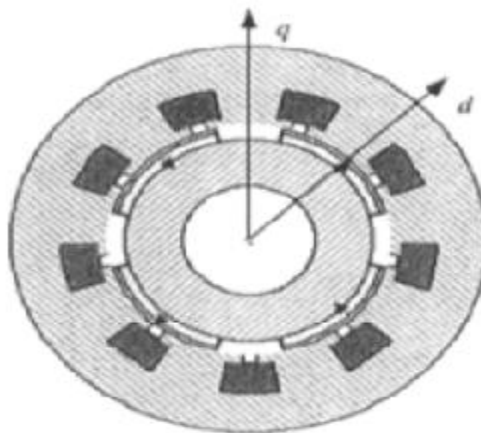


Fig I. 3: Machine synchrone à aimants permanents chapeautés

- 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 [HAM13].

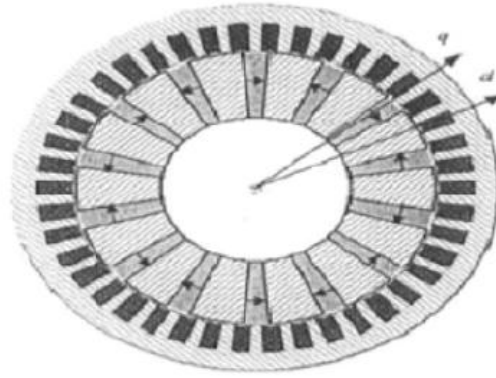


Fig I. 4: Machines synchrones à aimants permanents enterrés

I.2.3 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- ✓ Puissances massiques élevées.
- ✓ Absence de contacts glissants.
- ✓ Un bon rendement
- ✓ Absence des balais et d'alimentation continue.
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ✓ Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [BID11].

I.2.4 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- ✓ Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ✓ Ondulations de couple.

I.2.5 Les domaines d'application de MSAP

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance.

- ❖ Applications aux petites puissances ($P < 600\text{W}$) :
 - Micro Ventilateur
 - Disque Dur
 - Fraise de dentiste
 - Programmeur Mécanique
- ❖ Applications aux moyennes puissances ($500\text{W} < P < 100\text{kW}$) :
 - Vélo a assistance
 - Voiture électrique (Toyota Prius)
 - Machine outil
 - Robot industrie
- ❖ Applications aux fortes puissances
 - Traction ferroviaire
 - Propulsion navale

I.3 Modélisation de la MSAP

La modélisation d'une MSAP est identique à celle d'un moteur synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu placée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant.

1.3.1 Hypothèses simplificatrices

Avant d'établir le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses :

- ❖ Les enroulements statoriques sont le plus souvent connectés en étoile à neutre isolé.
- ❖ On néglige la saturation de circuit magnétique.
- ❖ On néglige les courants de Foucault et le phénomène d'hystérésis.
- ❖ On suppose les FEM à répartition sinusoïdale.

I.3.2 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (a, b, c)

La modélisation d'une MSAP comprend trois types d'équations : électrique, mécanique et électromagnétique [KOT12].

I.3.2 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (a, b, c)

La modélisation d'une MSAP comprend trois types d'équations : électrique, mécanique et électromagnétique [KOT12].

I.3.2.1 Equations électriques

Les équations triphasées des tensions et des flux statoriques sont écrit respectivement comme suite :

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

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\Phi_{sf}] \quad (\text{I.2})$$

En définissant les vecteurs suivants :

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

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

$[V_s]$: Vecteur tension statorique

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$: Vecteur flux statorique

$[R_s]$: Matrice résistance du stator

$[L_s]$: Matrice inductance du stator

$[\Phi_{sf}]$: Vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

$$[\Phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

θ : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad (\text{I.4})$$

Sachant que : $\omega = P\Omega_r$ (I.5)

ω : Pulsation électrique.

Ω_r : La vitesse de rotor.

P : Nombre de paire de pôle.

1.3.2.2 Equation mécanique

L'application de la 2ème loi de Newton donne l'équation de mouvement :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r) \quad (I.6)$$

J : Moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

1.3.2.3 Equation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique est importante pour définir l'équation mécanique et prend la forme suivante :

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (I.7)$$

1.3.3 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 le simplifier. Cette simplification réduit l'ordre de système.

1.3.3.1.Principe de transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique consiste à transformé le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d,q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d. [LAT12].

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes: l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires, l'angle θ entre les deux repères est appelé angle Park.

La figure I.5 montre le principe de la transformation de Park

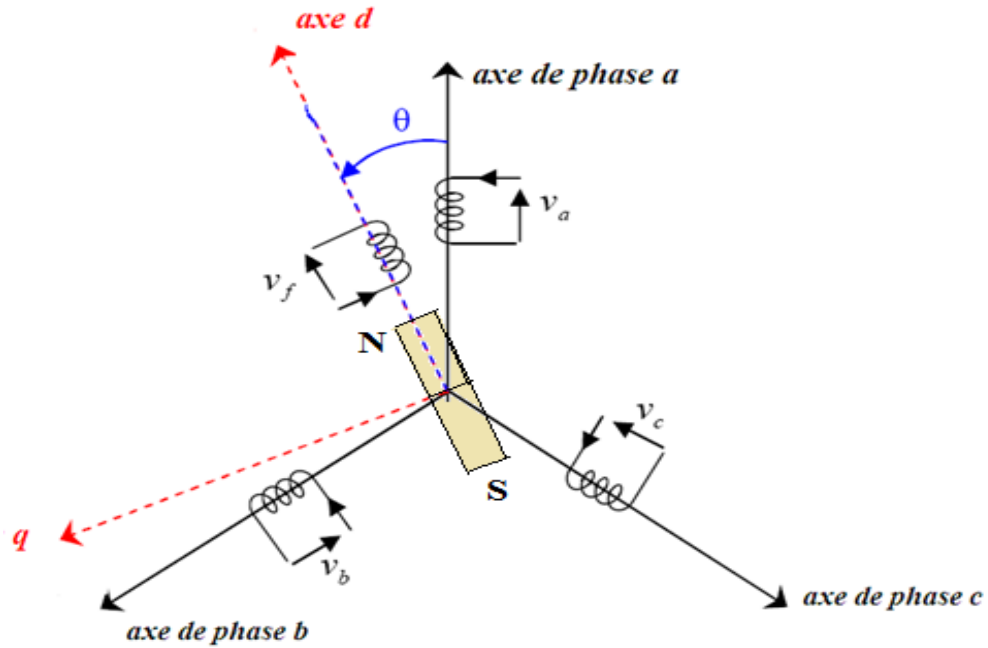


Fig I. 5: Représentation de la transformation de Park

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [T(\theta)]^{-1} [V_{dqo}] \\ [V_{dqo}] = [T(\theta)] [V_{abc}] \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

$[T(\theta)]$ et $[T(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par :

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

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

1.3.3.2.Principe de transformation de Clark

La transformation directe de *Clark* est déterminée par une matrice $[C]$, elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes (α, β, o), elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux, $[V_{abc}]$, $[I_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$ aux $[V_{\alpha\beta 0}]$, $[I_{\alpha\beta 0}]$, $[\varphi_{\alpha\beta 0}]$ respectivement [AID13]

Le vecteur X_0 , représente la composante homopolaire.

La transformation de *Clark* est définie par :

$$\begin{cases} [V_{\alpha\beta 0}] = [C][V_{abc}] \\ [V_{abc}] = [C]^{-1}[V_{\alpha\beta 0}] \end{cases} \quad (I.11)$$

$[C]$ et $[C]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse de Clark, qui sont données par :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de *Park* et *Clark* afin de conserver l'amplitude pendant le passage entre les deux référentiels.

- **Passage du repère (α, β) au repère (d,q)**

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d,q) est donné par une matrice de rotation déterminée par :

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

Avec :

$[R]$: Matrice de passage (α, β) au (d,q), défini par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

I.3.4 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q)

I.3.4.1 les équations électriques

Le modèle de Park de la machine synchrone à aimants permanents à P paires de pôles est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (I.16)$$

Avec :

v_d : Tension statorique sur l'axe d

v_q : Tension statorique sur l'axe q

i_d : Courant statorique sur l'axe d

i_q : Courant statorique sur l'axe q

L_d : Inductance statorique sur l'axe d

L_q : Inductance statorique sur l'axe q

I.3.4.2 Equation mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r) \quad (I.17)$$

I.3.4.3 Equation électromagnétique

La puissance instantanée absorbée par la machine dans le système équilibré représenté par l'expression suivante :

$$P_a = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (I.18)$$

Dans le plan de Park cette puissance s'écrit :

$$P_e = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (I.19)$$

On remplaçant V_d et V_q par leur expressions, et on obtienne :

$$P_e = \frac{3}{2} \left[\left(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - P\Omega L_q I_q \right) I_d + \left(R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + P\omega L_d I_d + P\Omega \Phi_f \right) I_q \right] \quad (I.20)$$

$$P_e = \frac{3}{2} \left[P\Omega \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q \right] + R_s (I_d^2 + I_q^2) \left(L_d I_d \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \frac{dI_q}{dt} \right) I_d \right] \quad (I.21)$$

Cette puissance est composé de :

- $P_j = \frac{3}{2} R_s (I_d^2 + I_q^2)$: Représente les pertes Joule
- $P_{mag} = \frac{3}{2} \left(L_d I_d \frac{dI_d}{dt} + L_q I_q \frac{dI_q}{dt} \right)$: Représente la variation d'énergie magnétique emmagasinée
- $P_{em} = \frac{3}{2} P\Omega \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q \right]$: Représente la Puissance électromagnétique

Finalement le couple développé par la machine s'écrit :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \Rightarrow C_{em} = \frac{3}{2} P \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q \right] \quad (I.22)$$

1.3.5 Equations générales d'état

L'écriture d'état dépend du repère choisi, on voit que la représentation d'état n'est pas unique. Toute combinaison linéaire des composantes d'un vecteur d'état est appelée variables d'état.

En développant le système d'équations (I.16) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel $(d-q)$.

Selon l'expression (I.17) et (I. 22), on aboutit à la représentation sous la forme d'équation d'état suivante :

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

Après transformation de Laplace on obtient le schéma bloc suivant :

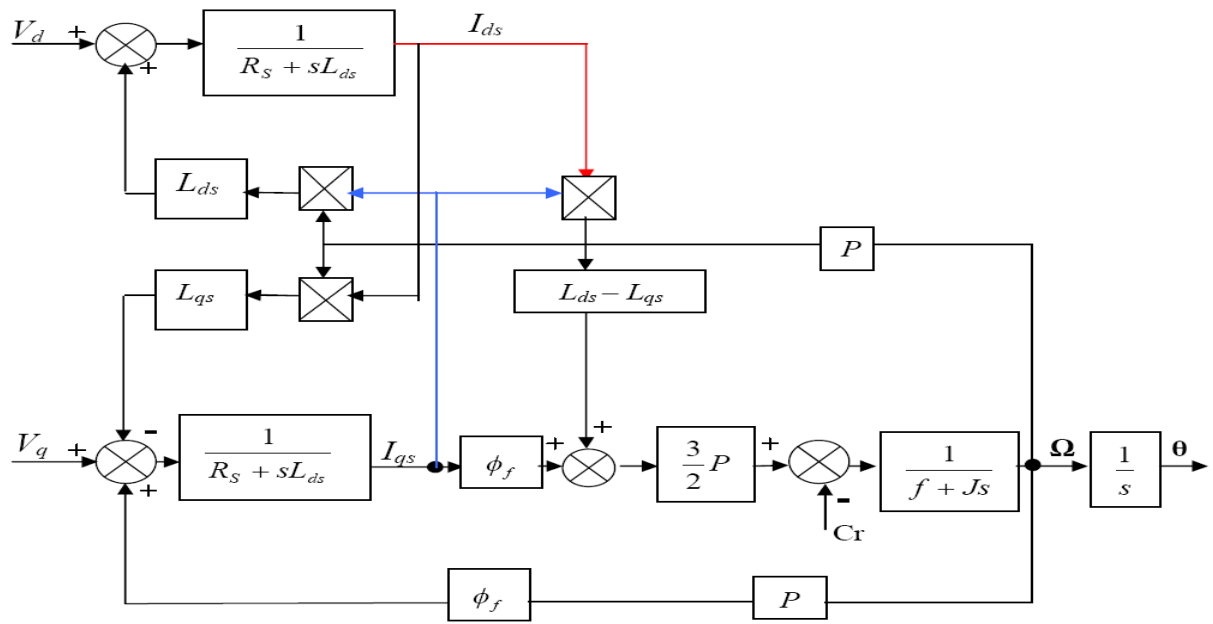


Fig I. 6:Schéma bloc de MSAP

I.4 L'autopilotage des Machines Synchrones

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor.

A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile; c'est le principe de l'autopilotage. Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine.

Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine [RAM13].

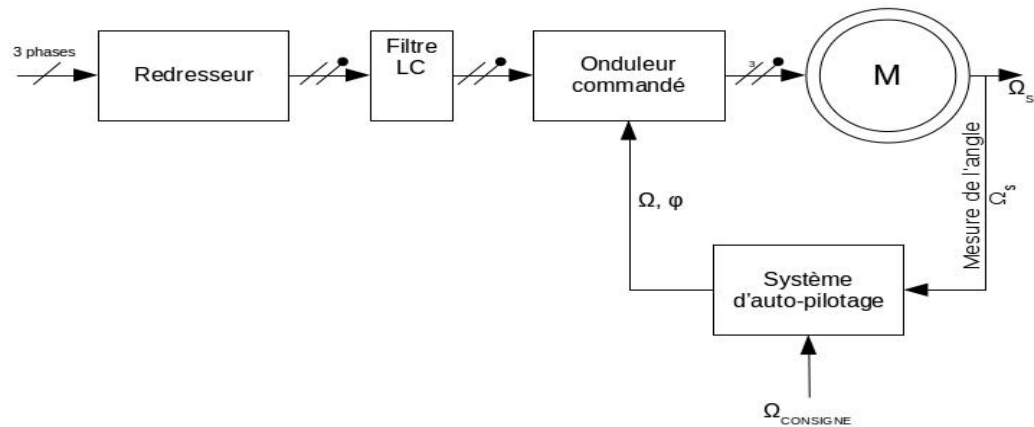


Fig I. 7: Principe d'autopilotage de la MSAP

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les machines synchrones à aimants permanents avec ces avantages, inconvénients et les applications. Puis nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. Le modèle obtenu est facile à exploiter pour la réalisation des lois de commande avancées.

CHAPITRE II

MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MSAP

II.1 Introduction

Les onduleurs tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter les machines à courant alternatif par un système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables. Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine ; elles nuisent le fonctionnement normal de la machine. En effet, la présence de ces harmoniques entraîne des couples pulsatives indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires [IAD13].

Ainsi, nous abordons le présent chapitre par une présentation de l'onduleur à deux niveaux de tension ; ensuite, nous présenterons la stratégie de commande par MLI employée pour commander le convertisseur statique. Enfin, nous terminerons ce chapitre par une simulation du démarrage du moteur synchrone associé à l'onduleur de tension dans le but de valider nos modèles.

II.2 Convertisseur statique continu-alternatif

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Le développement des composants de puissance au milieu du 20^{ème} siècle (électronique de puissance) a permis de développer des convertisseurs de puissance électrique sans machines tournantes. La technologie des composants utilisés (semi-conducteurs) ne cesse d'évoluer :

- Faible coût ;
- Puissances commutées élevées
- Facilité de contrôle.

II.2.1 Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternatif, alimenté par une source continue, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir une tension et un courant alternatifs de valeur moyenne nulle.

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- ❖ Selon la source :
 - onduleurs de tension.
 - onduleurs de courant.

- ❖ Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc...).
- ❖ Selon le nombre de niveaux (2,3, etc...).

II.2.2 Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure (II.1), est constitué :

- d'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- d'un filtre de type passe-bas.
- d'un onduleur de tension permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variable

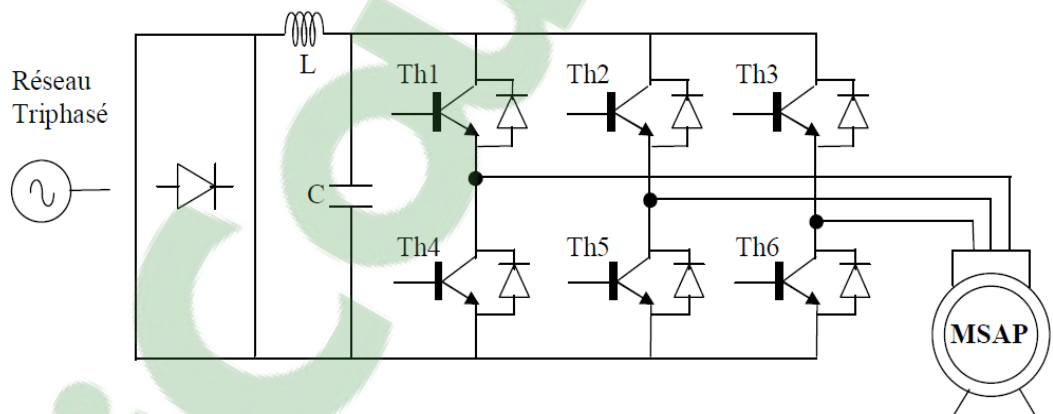


Fig II. 1:Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance

Le redresseur est un convertisseur <alternatif /continu>. Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la (Figure II.2) [HEM00].

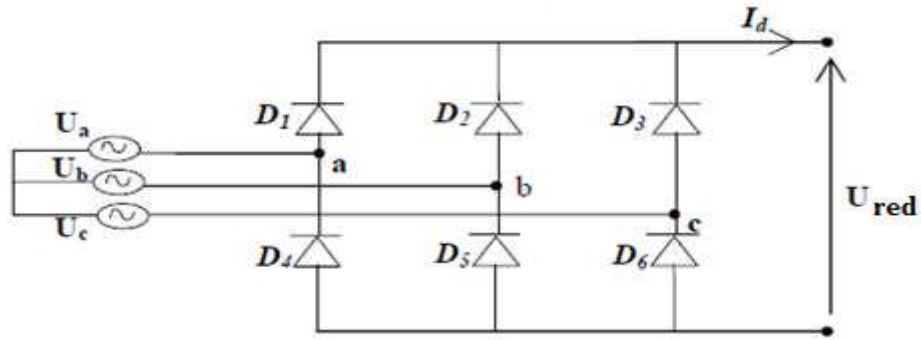


Fig II. 2:Redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2 et D_3) à cathode commune assurant l'aller du courant $I_d(t)$ et trois diodes (D_4, D_5 et D_6) à anode commune assurant le retour du courant $I_d(t)$.

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

$$\begin{cases} U_a(t) = v_m \cdot \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = v_m \cdot \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = v_m \cdot \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Si on néglige l'effet de l'empiétement, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par:

$$U_{red}(t) = \max(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) - \min(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) \quad (\text{II.2})$$

Cette tension est représentée par la figure suivante :

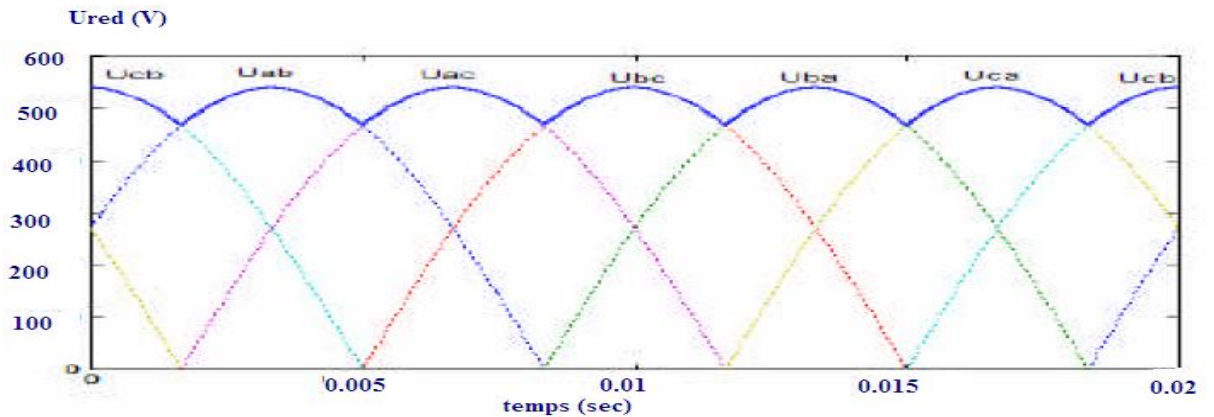


Fig II. 3:Représentation de la tension de sortie du redresseur

II.3.2 Modélisation du filtre

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas (L C) pour éliminer les hautes fréquences. Le schéma représentatif est donné par la (figure II.4) [AMA14].

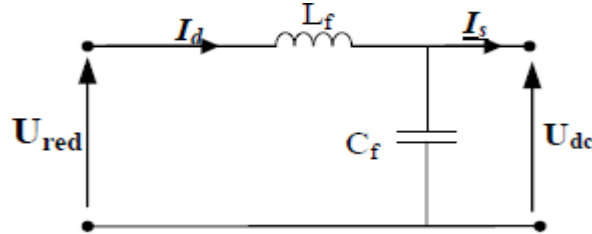


Fig II. 4:Représentation d'un filtre passe- bas

Les équations d'état de filtre est donné par :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_f}(U_{red} - U_{dc}) \\ \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_f}(I_d - I_s) \end{cases} \quad (II.3)$$

Le rôle de la capacité C_f est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

Le rôle de l'inductance L_f est de lisser le courant I_d à travers la source de tension [CHO11].

La fréquence de coupure égale à:

$$f_c = 2\pi\omega_c \quad (II.4)$$

Avec :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (II.5)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.6)$$

ω_c : Pulsation de coupure.

II.3.3 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants [ANN10].

La figure (II.5) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.

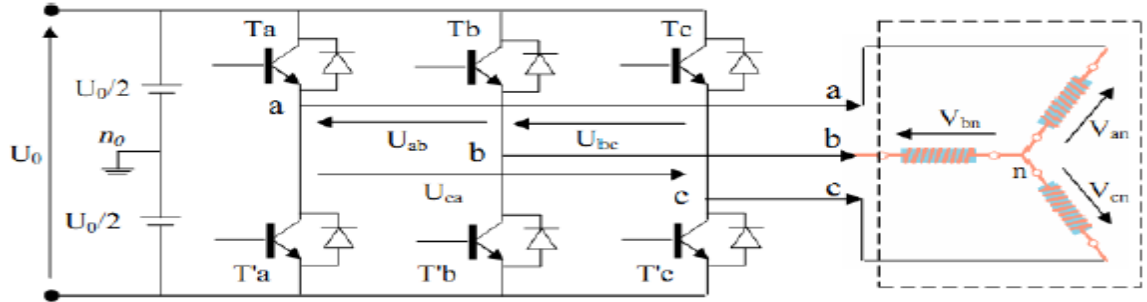


Fig II. 5:schéma de l'onduleur triphasé

Il comporte trois bras de commutation et six interrupteurs électroniques pouvant être des transistors de types bipolaires, MOSFET ou IGBT associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage [LOU11].

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé [ANN10]

Les tensions composées (de lignes) délivrées par l'onduleur sont données comme suit:

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = U_0(S_a - S_b) \quad (\text{II.7})$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = U_0(S_b - S_c) \quad (\text{II.8})$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = U_0(S_c - S_a) \quad (\text{II.9})$$

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} forment un système de tension triphasé équilibrée alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.10})$$

De (II.9), (II.10) et (II.11), on a :

$$V_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II.11})$$

De (II.8), (II.9) et (II.11), on a :

$$V_{bn} = \frac{U_0}{3}(2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{II.12})$$

De (II.9), (II.10) et (II.11), on a :

$$V_{cn} = \frac{U_0}{3}(2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{II.13})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

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

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangulo-sinusoidal (en anglais, Pulse Width Modulation PWM) [MAH12].

II.4 Stratégies de commande de l'onduleur

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 onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

II.4.1 Contrôle par modulation de largeurs d'impulsions (MLI)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine.

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM ou Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à

fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

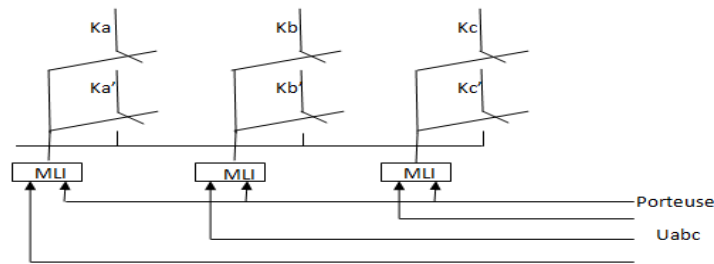


Fig II. 6:Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire, pour notre travail on utilise cette méthode.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

II.4.1.1 Modulation naturelle (sinus -triangle)

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée 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 des sorties de l'onduleur.

Telle que lorsque le signal de référence est au dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0 [MAH12].

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad ; \quad r = \frac{V_r}{V_p} \quad (\text{II.15})$$

Avec :

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

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

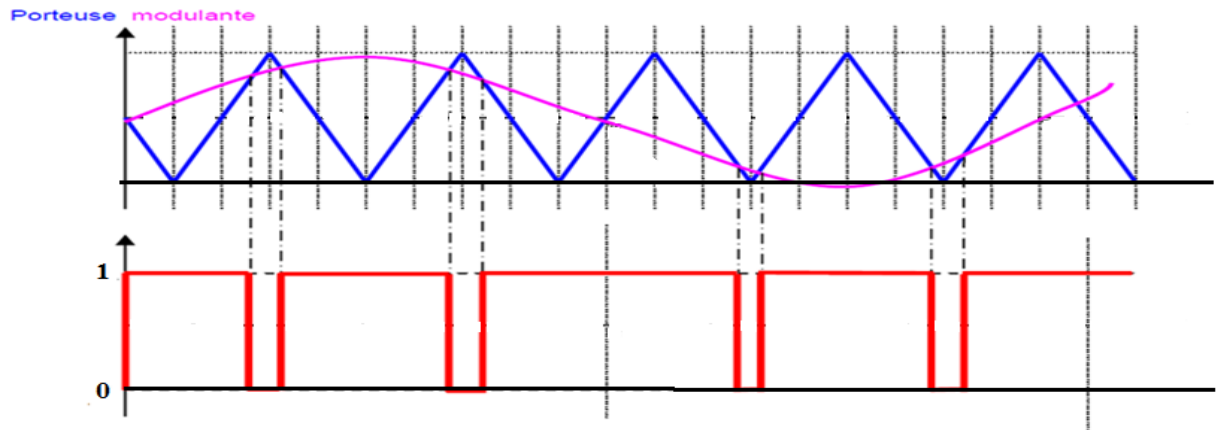
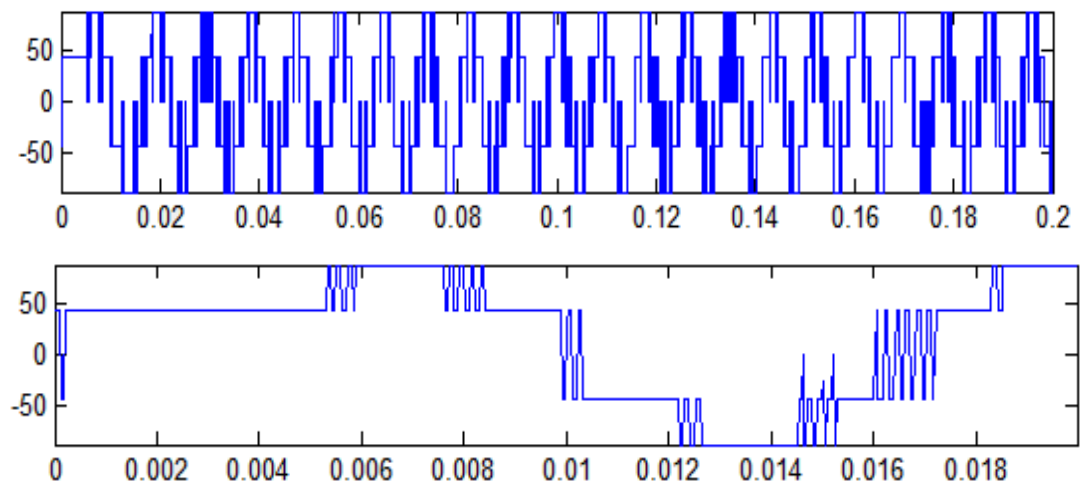


Fig II. 7: Principe de la commande MLI-ST

▪ **Porteuse dent de scie bipolaire:**



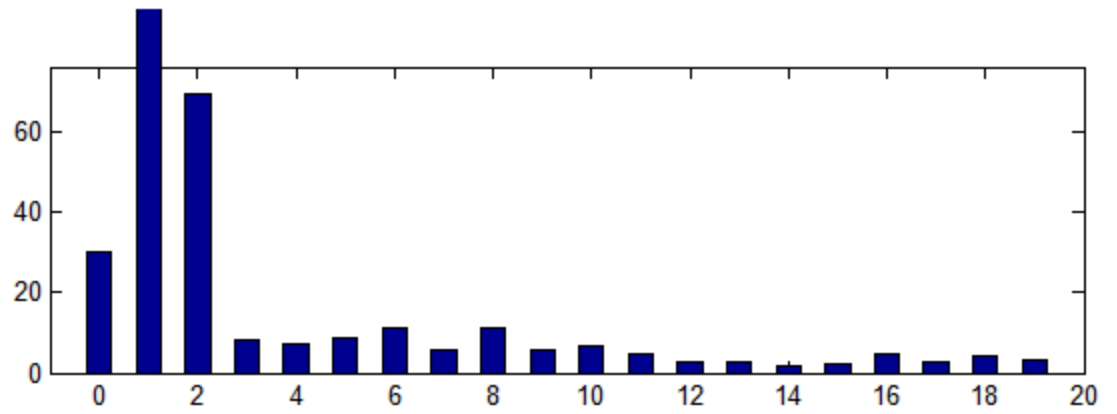


Fig II. 8: tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=16$ $r=0.5$, $THD=82.96\%$

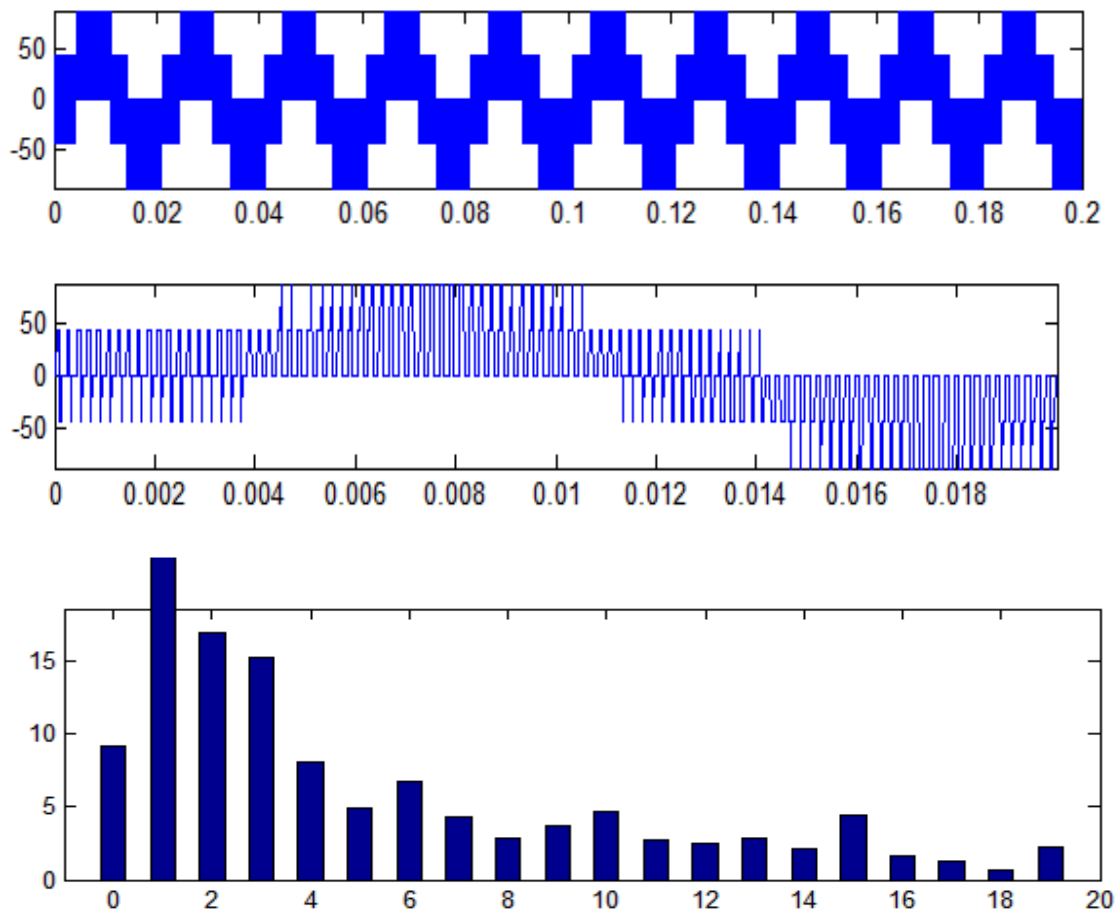


Fig II. 9: Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=16$, $r=0.6$. $THD=136.02\%$

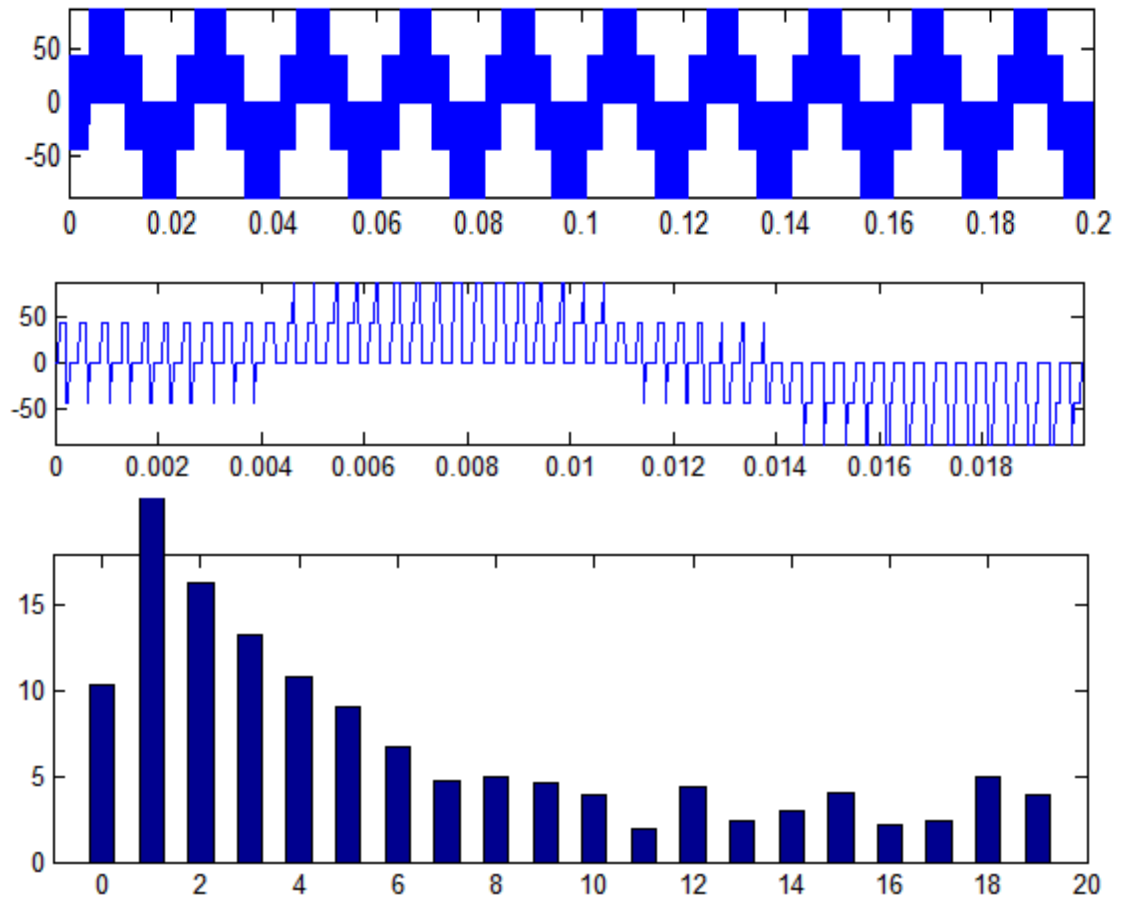


Fig II. 10: Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=7.96$, $r=0.6$, $THD=142.77\%$

On constate :

Changement de l'indice de modulation m affecté sur les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage.

La relation entre le taux de modulation r et le taux d'harmonique est linéaire.

Cette stratégie permet de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension de sortie.

II.4.1.2 Contrôle par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis.

Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence [CEP00].

Cette technique a l'avantage d'être simple et facile d'implémentation. À l'opposition de la technique de modulation MLI, celle-ci, a l'inconvénient de fonctionner à des fréquences de commutation variables et non contrôlables [CHE14].

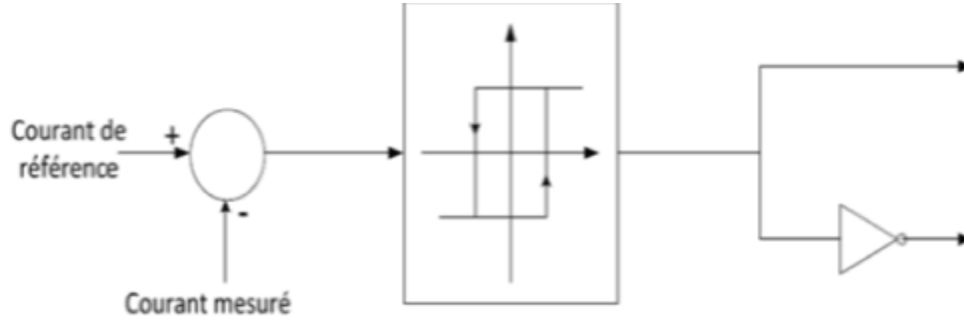


Fig II. 11: Principe de commande par hystérésis

La figure ci-dessus représente le principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur. Et pour les trois bras on a le schéma suivant :

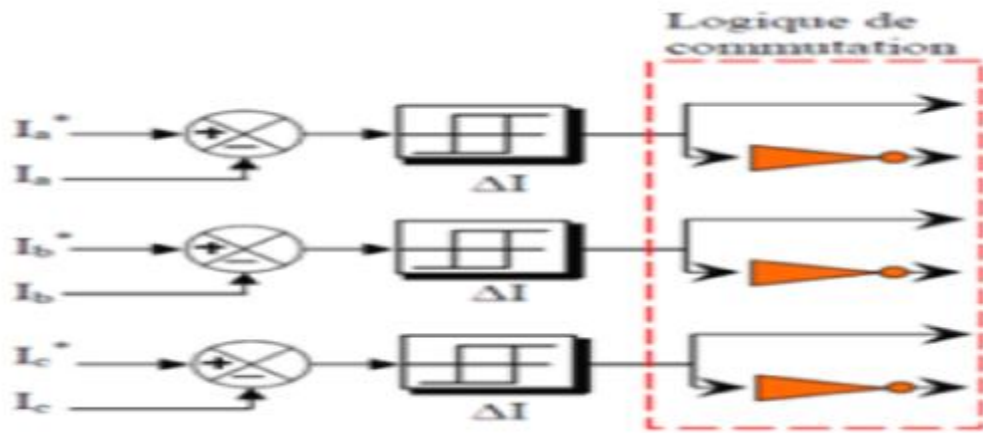


Fig II. 12: Principe de commande hystérésis du trois bras de l'onduleur

De ce fait, les conditions de commutation des trois Interrupteurs statiques K_i avec ($i=A, B, C$) de l'onduleur sont définies en termes d'états logiques correspondants à la façon suivante :

$$K_i = +1 \quad \text{si} \quad I_i^* - I_i > \Delta_i \quad (\text{II.16})$$

$$K_i = 0 \quad \text{si} \quad I_i^* - I_i < \Delta_i \quad (\text{II.17})$$

$$K_i = -K_{i-1} \quad \text{si} \quad I_i^* = I_i \quad (\text{II.18})$$

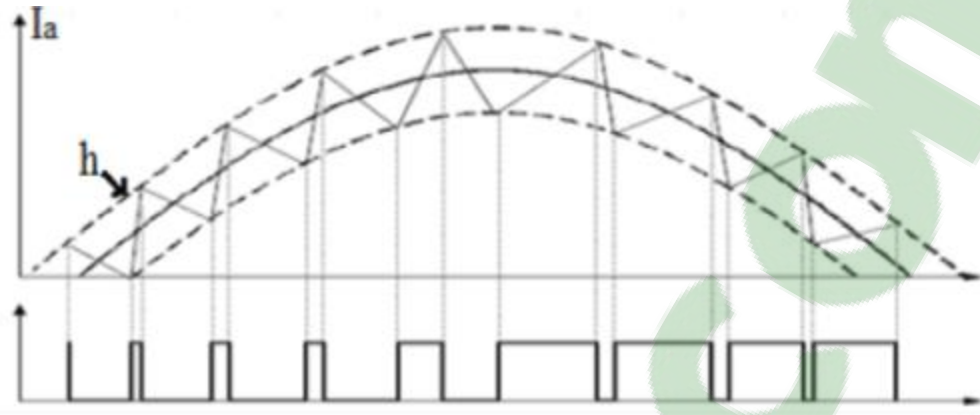


Fig II. 13:Modulation hystérésis

Tels que :

I_i ($i = A, B, C$) sont les courants des phases statoriques (I_A, I_B, I_C)

I_i^* ($i = A, B, C$) sont les courants de références issus des circuits de commande des trois bras.

h : est la bande d'hystérésis, elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs contrôlés et à minimiser suffisamment les harmoniques de courant.

II.4.1.3 contrôle par MLI vectorielle

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles. Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan (α, β) par huit vecteurs de tension notés de V_0 à V_7 ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant répartis régulièrement à tous les 60° . Le principe de MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections, assurant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons t_i , et t_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} [BEH09].

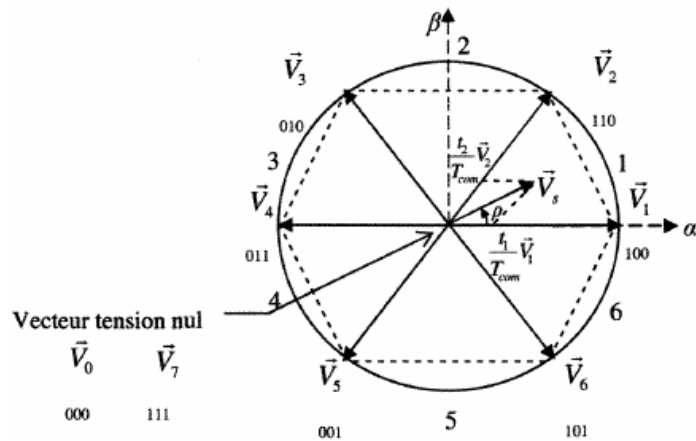
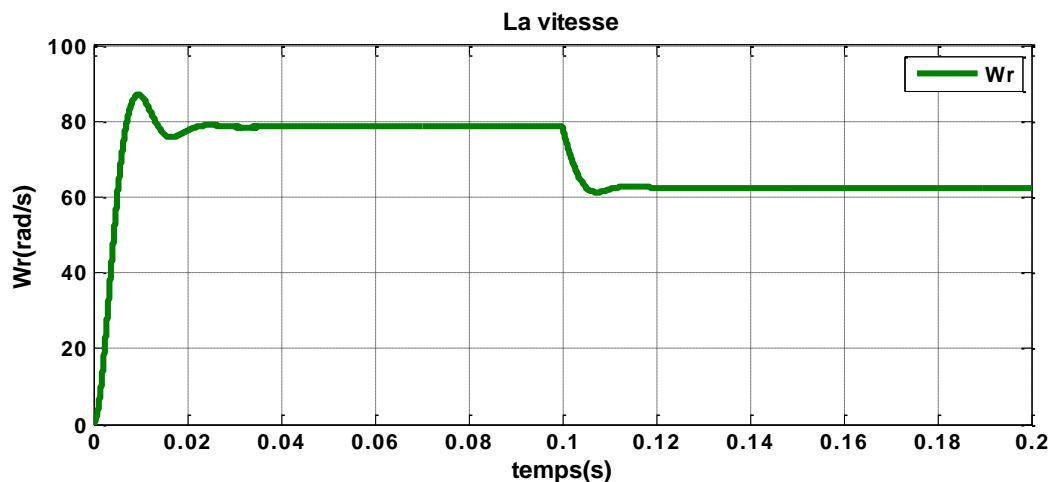


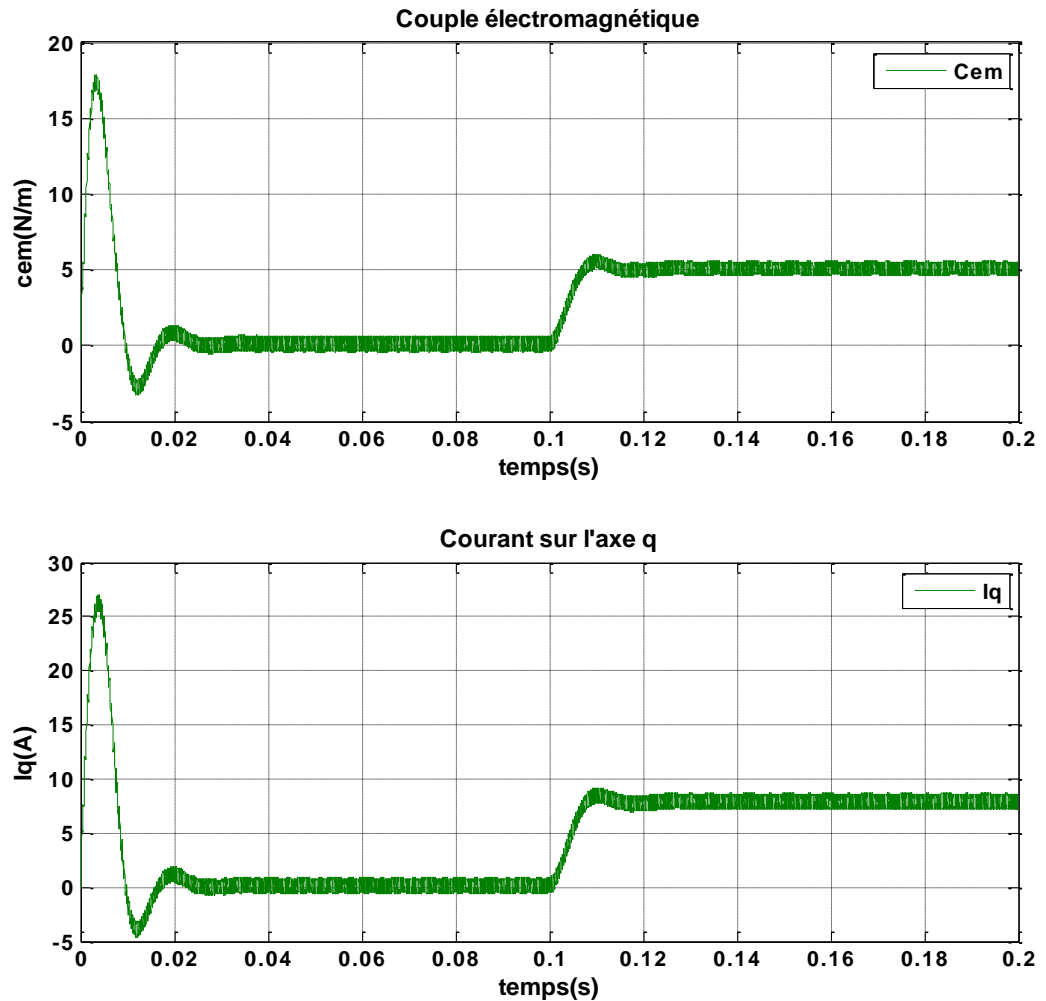
Fig II. 14: Principe de la MLI vectorielle

II.5 Simulation de l'association MSAP-Onduleur

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmoniques possible. Pour l'onduleur de notre système de commande, nous utilisons la technique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-triangle). Après avoir rappelé le principe de fonctionnement de la MLI, nous allons la modéliser sous l'environnement du logiciel MATLAB/SIMULINK.

La simulation du système à l'aide de MATLAB/SIMULINK est tout à fait justifiable en raison de ses divers avantages uniques comme la facilité et l'efficacité de programmation élevées, l'interface graphique élégante et son architecture nouvelle permettant l'adaptation à un grand nombre de cas.





II.6 Interprétation des résultats

La vitesse atteint très rapidement le régime permanent ceci étant due à la très faible inertie du MSAP, ce qui impose un temps de réponse très court. En régime permanent la vitesse reste constante, jusqu'à l'application du $C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t=0.1 \text{ s}$, lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse diminue.

On note un couple de démarrage élevé de 18 N.m , ce dernier s'annule une fois le régime permanent est atteint. On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge.

II.7 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de présenter le convertisseur statique qui assure l'alimentation du MSAP. On a présenté aussi les résultats de simulations de l'ensemble MSAP-Onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face à l'alimentation de l'onduleur. Il est à noter que l'influence de l'onduleur se manifeste sur les courants directs et en quadrature et sur le couple électromagnétique par les fortes ondulations. Ces simulations nous a permis de conclure par dire que les deux composantes du courant et le couple sont fortement couplée, il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle

indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques. C'est pour cette raison, qu'il faut faire un découplage entre ces variables pour que la machine répond aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP

III.1 Introduction

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents que nous avons présenté au chapitre I est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machines est difficile.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blashk . L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Ce chapitre donc présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs classique PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

III.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Elle consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple.

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant I_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant.

D'autre part, si le courant I_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents.

$$I_d = 0 \Rightarrow I_q = I_s \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Donc} \quad \varphi_d = \varphi_f \quad (\text{III.2})$$

L'expression du couple donnée par la relation (I.22), devient :

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

Comme le flux φ_f est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à I_q donc :

$$C_{em} = kI_q \quad , \quad k = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{III.4})$$

Le modèle de la machine dans le repère de Park est devienne :

$$\begin{cases} V_d = -\omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

III.3 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III.3.1 Description du système global

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.1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux [ANN10].

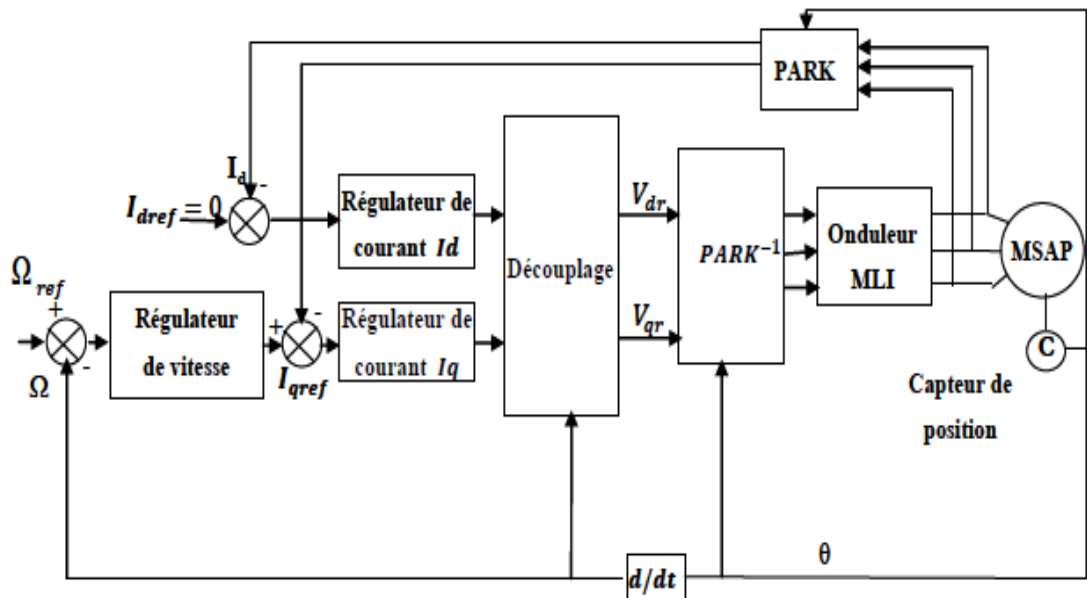


Fig III. 1:Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants I_{ds} et I_{qs} et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.

Le courant I_{qs}^* est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels, l'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^* .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{ds} . Le courant I_{ds} de référence est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant I_{ds} et I_{qs} sont appliquées à un bloc de découplage qui donnent les tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* et par la transformation de Park inverse, on obtient les tensions $V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*$, qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

III.4 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $\omega_r I_q, \omega_r I_d$ et $I_d I_q$. [MAH12].

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

La figure (III.2) représente le couplage entre les axes d et q.

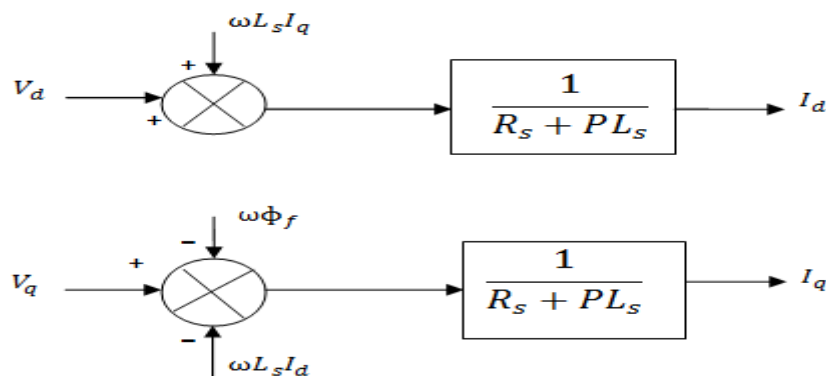


Fig III. 2:Description des couplages

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

III.4.1 Découplage par compensation

La compensation donc, à pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande F_{emd} , F_{emq} telle que :

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

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q I_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.8)$$

$$\text{Alors} \quad \begin{cases} \frac{I_d}{V_{d1}} = \frac{1}{R_s + sL_d} \\ \frac{I_q}{V_{q1}} = \frac{1}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (III.9)$$

Le schéma suivant représente le découplage par compensation

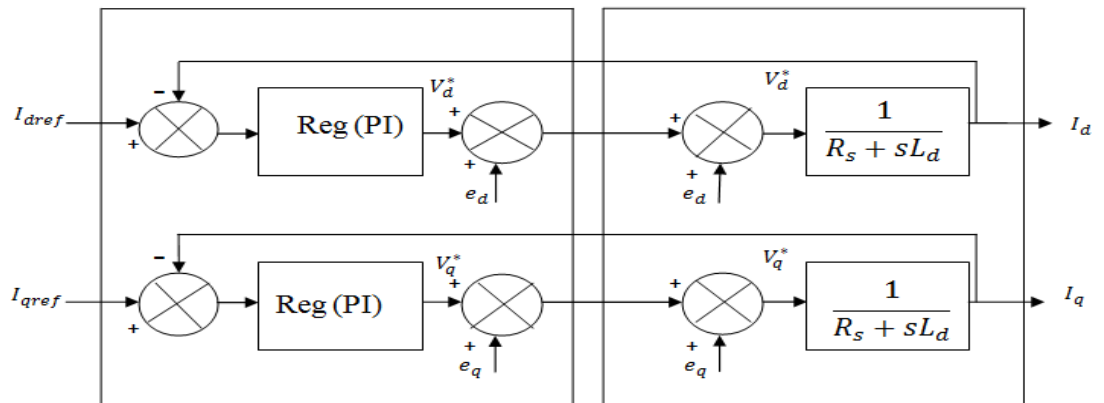


Fig III. 3: Découplage par compensation

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

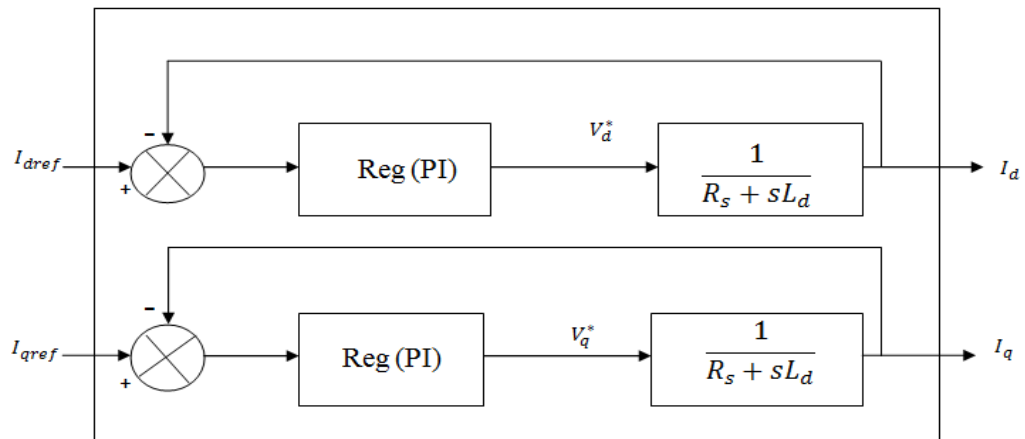


Fig III. 4: Commande découplée

III.5 Synthèse des différents régulateurs

Il faut noter que les besoins pour la commande d'un système doivent inclure plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de commande, la sensibilité au bruit de mesure au rejet de perturbations. Dans tel contexte, des simples régulateurs, comme des régulateurs P, PI et PID, peuvent convenablement satisfaire ses contraintes.

Théoriquement :

- Une action proportionnelle (P) suffit à garantir les critères de performance exigés par la boucle de vitesse.
- Une action intégrale (I) est donc nécessaire pour annuler cette erreur statique entre la consigne et la sortie en régime permanent.

Nous allons régler la vitesse de la machine en proposant un régulateur de type PI, ce choix justifier par :

- ✓ simplicité de la réalisation et de son réglage (auto réglable).
- ✓ La connaissance maitrise de ce type de régulateur et de son application dans l'industrie et sa robustesse de commande.
- ✓ Son prix de revient moins cher.

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (III.10) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.10})$$

III.5.1 calcul des régulateurs

III.5.1.1. Régulateur de courant I_d

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant ($I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d}$) est représenté par la figure (III.4).

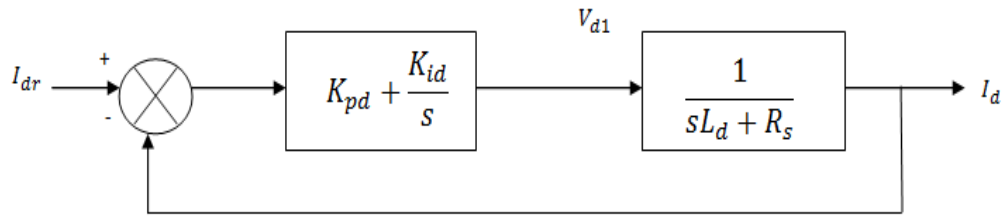


Fig III. 5: Boucle de régulation de courant I_d

- La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$F_{dod}(s) = (K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}) \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + (\frac{L_d}{R_s}) \cdot s} \right) \quad (III.11)$$

$$F_{dod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad \text{Avec} \quad T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (III.12)$$

- La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$F_{dfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{F_{bod}(s) + 1} \quad (III.13)$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI »

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (III.11), en posant $\ll \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \gg$, la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s.R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}}.s + 1} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$ Est la constante de temps, on suppose que le temps de réponse t_r sera égale à : $\ll t_r = 3.\tau_d \gg$, les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3.\frac{R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3.L_d}{t_r} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.5.1.2 Régulateur de courant I_q

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant I_q avec :

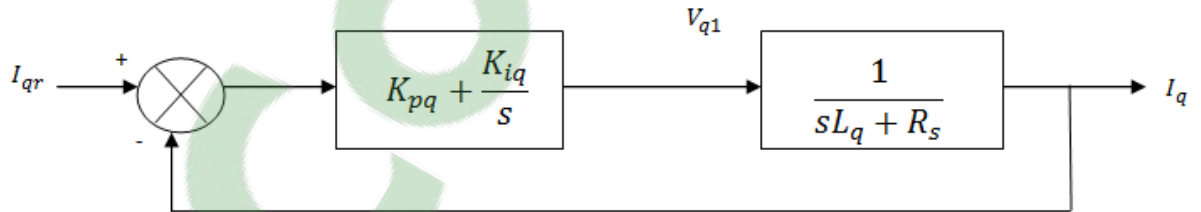
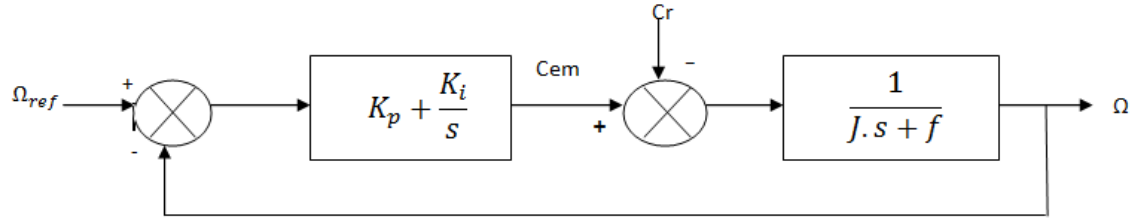


Fig III. 6: Boucle de régulation du courant I_q

$$\begin{cases} t_r = 3.\frac{R_s}{K_{iq}} \Rightarrow K_{iq} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow K_{pq} = \frac{3.L_q}{t_r} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

III.5.1.3 Régulateur de la vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par:

Fig III. 7: Boucle de régulation du la vitesse Ω

- La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$F_{bo\Omega}(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{J.s + f} \right) = \frac{K_i}{s} \left(1 + \frac{K_{p\Omega} \cdot s}{K_{i\Omega}} \right) \left(\frac{1/f}{1 + (J/f) \cdot s} \right) \quad (\text{III.17})$$

$$F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{s} \left(1 + \frac{K_{p\Omega} \cdot s}{K_{i\Omega}} \right) \left(\frac{1/f}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad \text{Avec } T_d = \frac{J}{f} \quad (\text{III.18})$$

- La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$F_{df\Omega}(s) = \frac{F_{bo\Omega}(s)}{F_{bo\Omega}(s) + 1} \quad (\text{III.19})$$

En posant $\ll \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f} \gg$, la fonction de transfert en boucle ouverte et fermer seront :

$$\begin{cases} F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{f \cdot s} \\ F_{bf\Omega}(s) = \frac{1}{\frac{f}{K_{i\Omega}} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

$\tau_\Omega = \frac{f}{K_{i\Omega}}$ Est le constant de temps, on suppose que le temps de réponse t_r sera égale à :

$\ll t_r = 3 \cdot \tau_\Omega \gg$, les gains du régulateur PI pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{f}{K_{i\Omega}} \Rightarrow K_{i\Omega} = \frac{3 \cdot f}{t_r} \\ \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f} \Rightarrow K_{p\Omega} = \frac{3 \cdot J}{t_r} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Limitation de courant

Ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voir même d'un comportement instable du réglage.

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée.

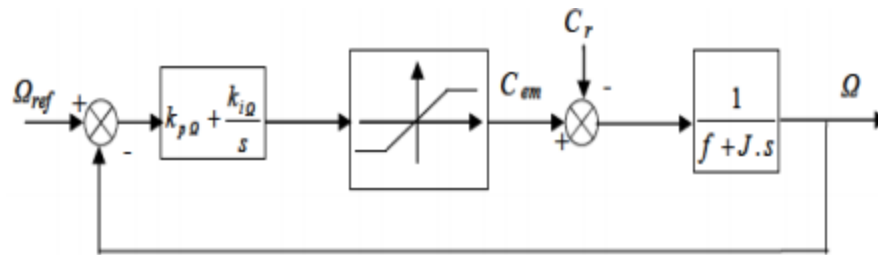


Fig III. 8:Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti- windup (anti remise de l'emballement).

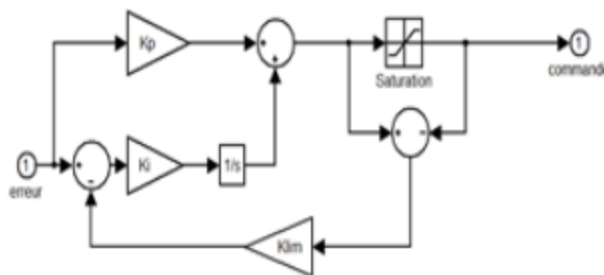


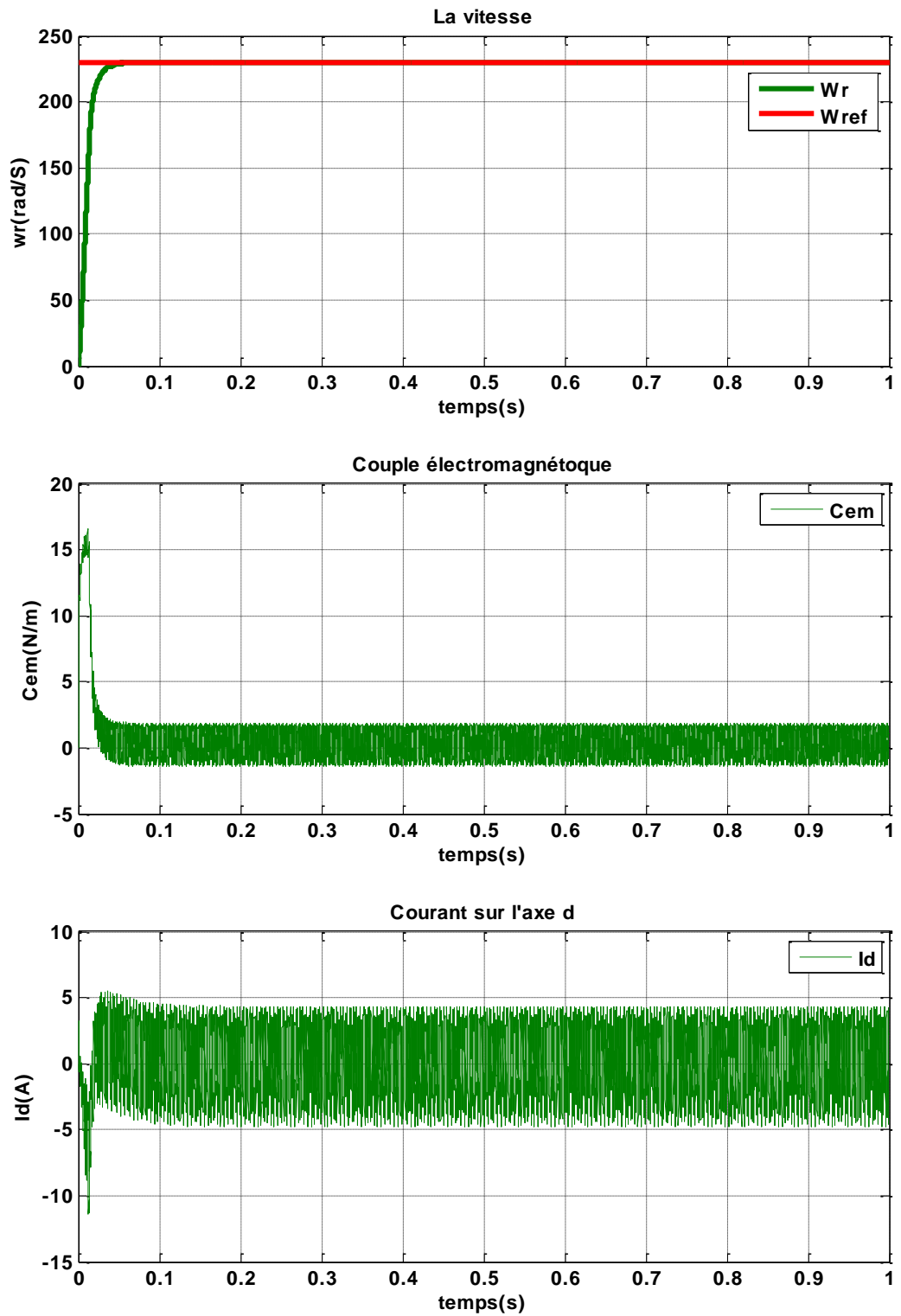
Fig III. 9:Régulateur PI avec anti-windup

Comme le dimensionnement de ce régulateur est très compliqué, nous procédons par des simulations pour régler le correcteur de vitesse. La méthode utilisée est du type essai erreur-dépassement [AID13].

III.6 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble Onduleur-Machine à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

Cette simulation utilise les modèles de la machine et de l'onduleur élaborés dans le chapitre précédent.



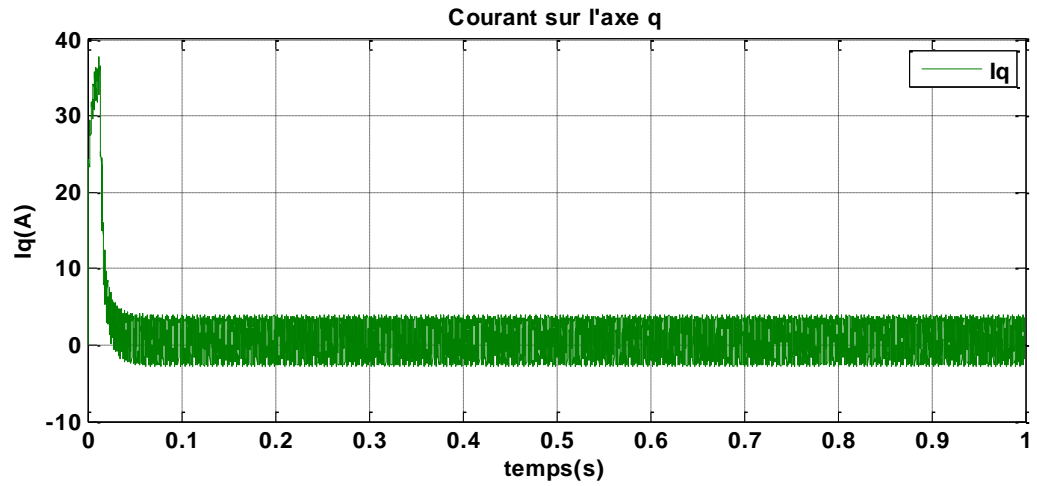
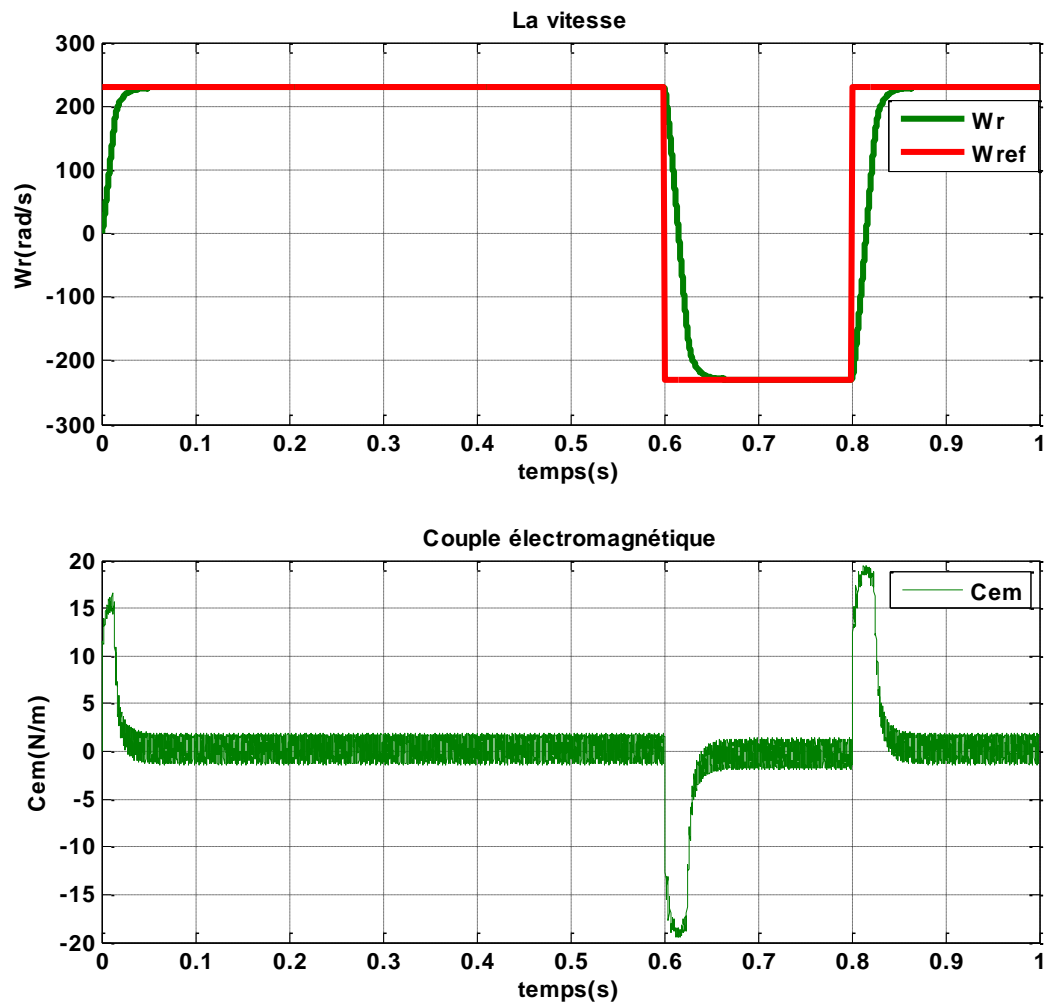


Fig III. 10: Réponses de la MSAP à vide avec une consigne de vitesse (230 rad/s)



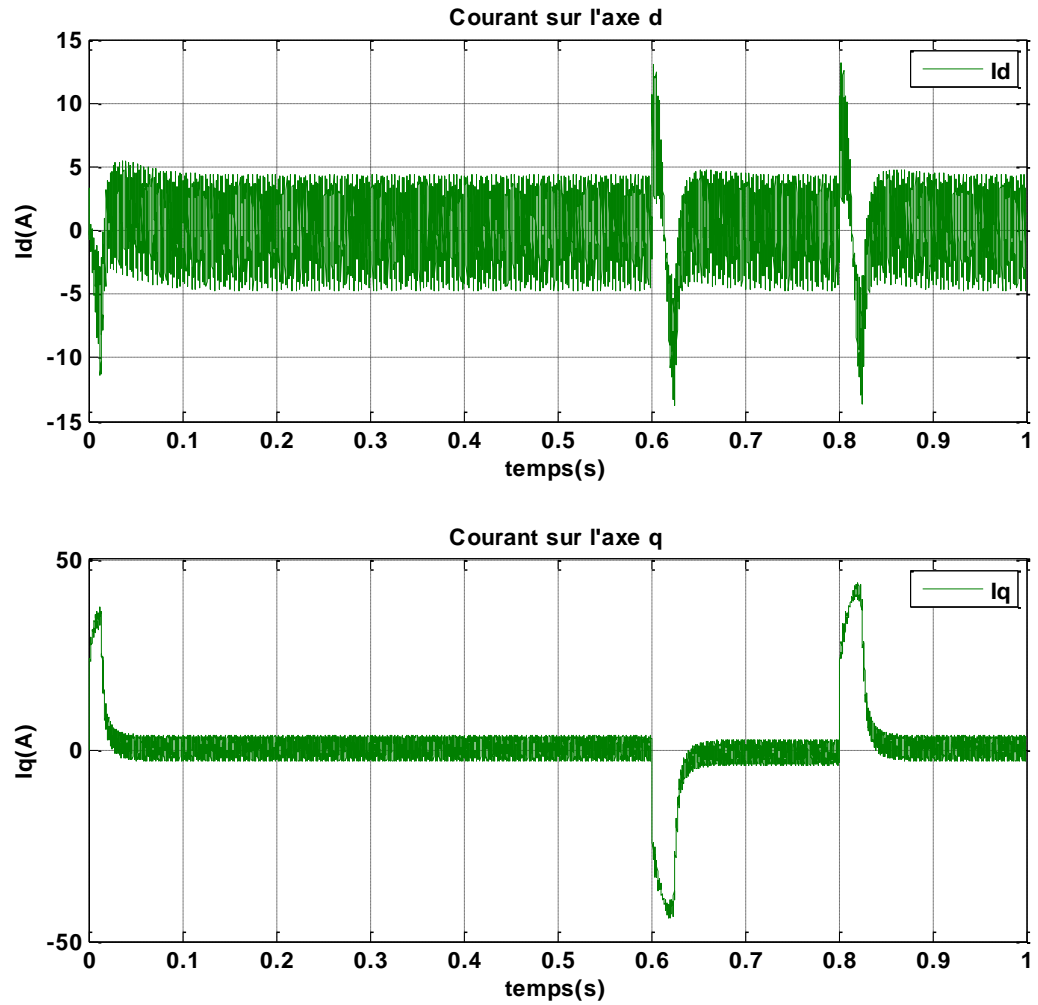
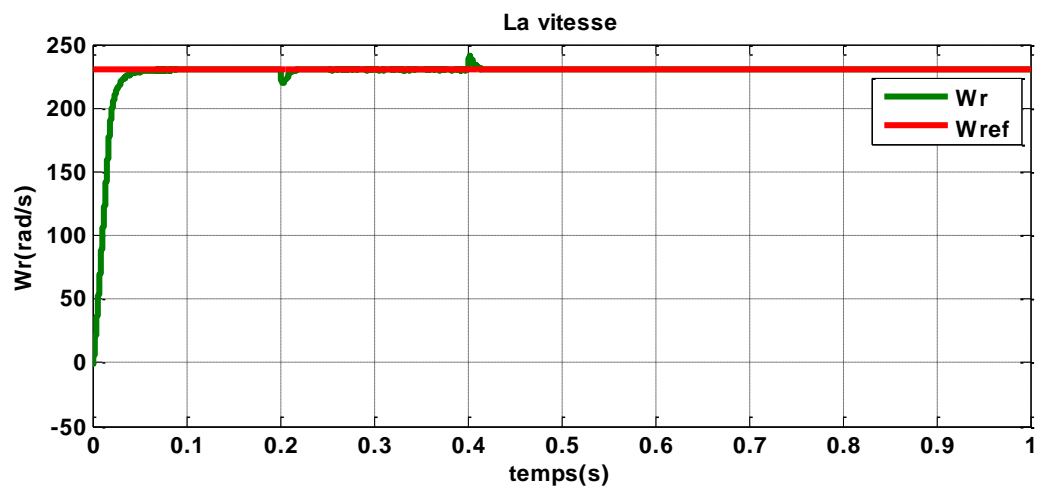


Fig III. 11: Réponses de la MSAP à vide avec une inversion de vitesse (-230 rad/s)



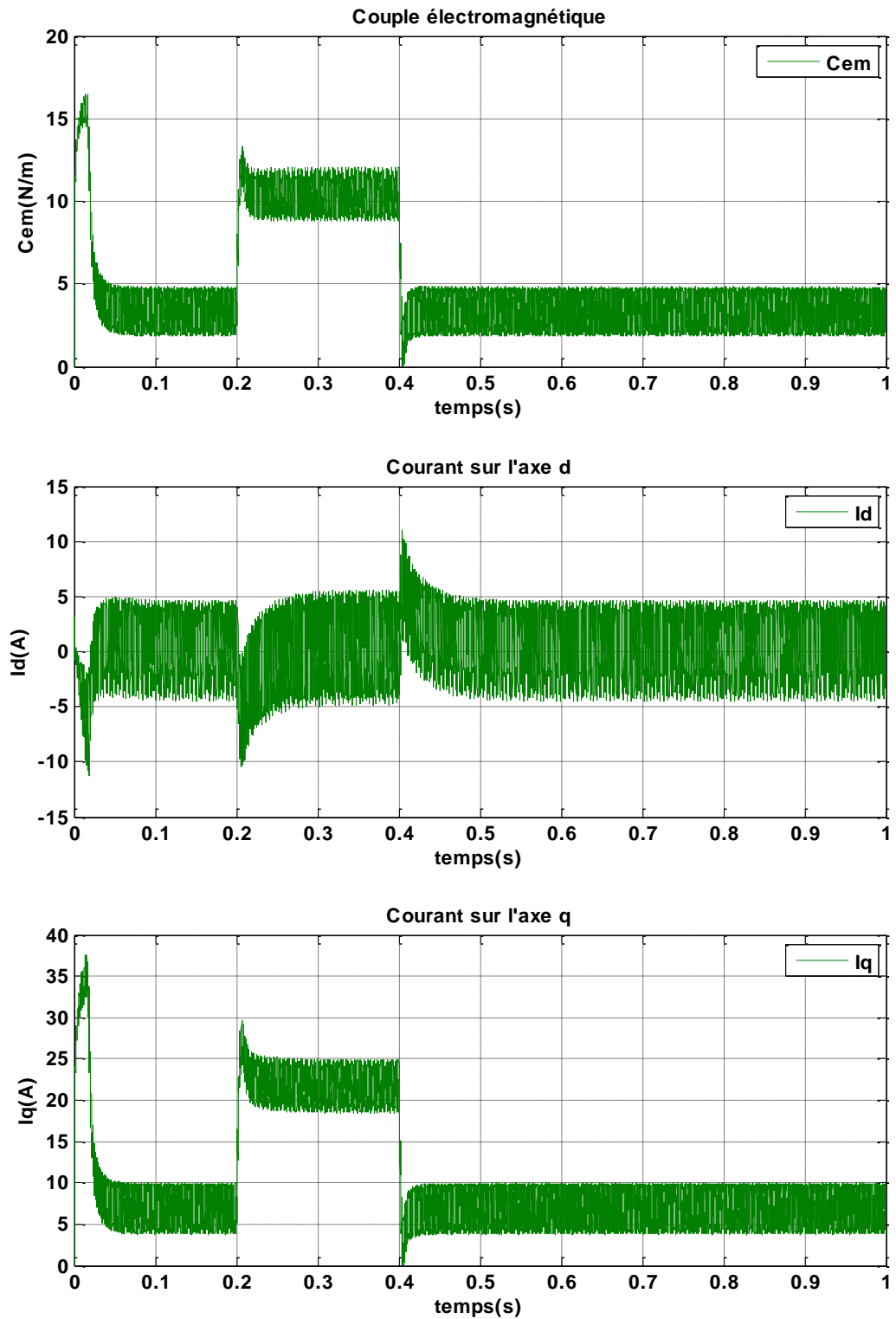
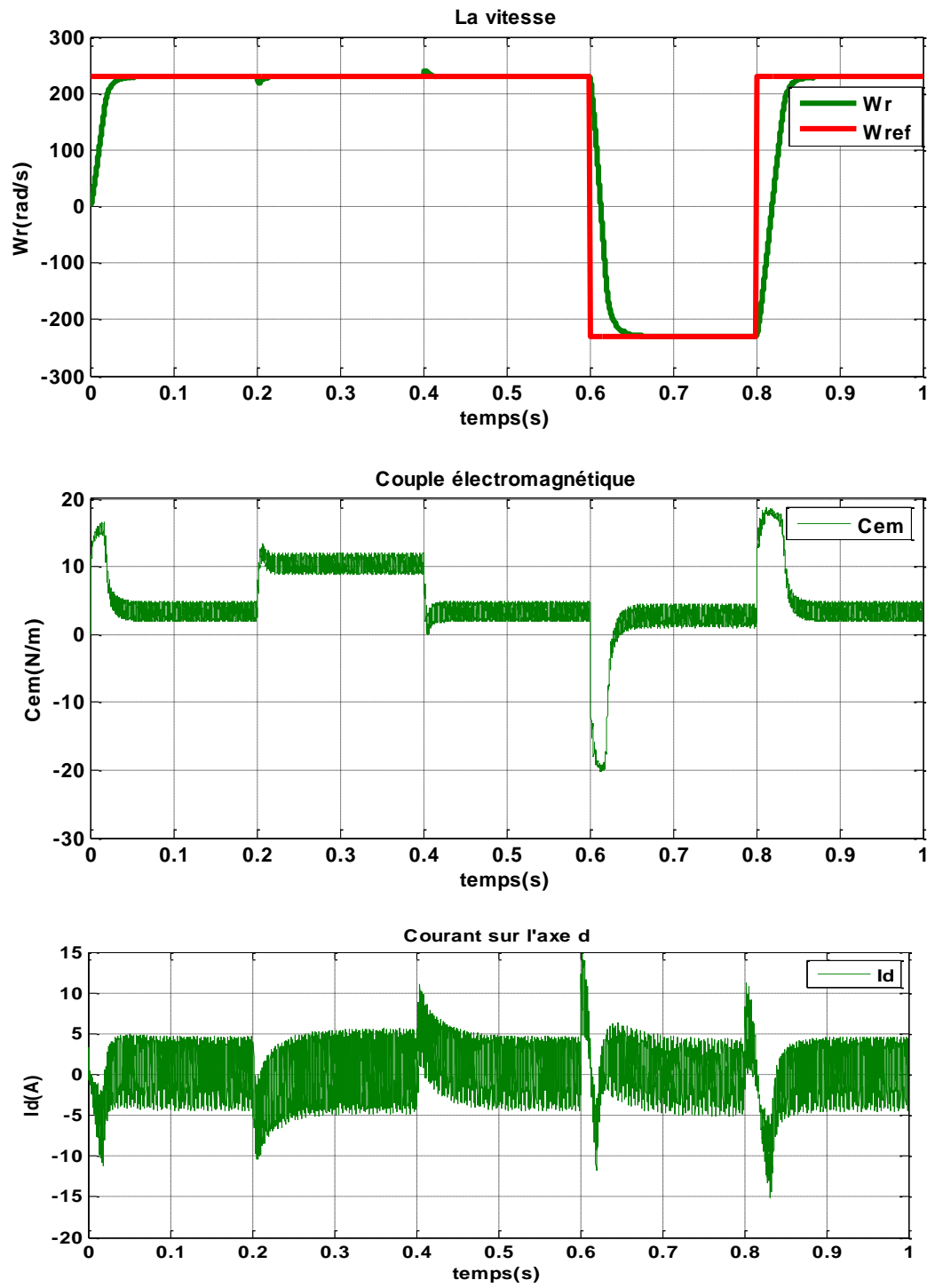


Fig III. 12: Réponses de la MSAP en charge ($C_r=10$ N.m à $t=0.2$ s jusqu'à $t=0.4$ s) avec une consigne de vitesse (230 rad/s)



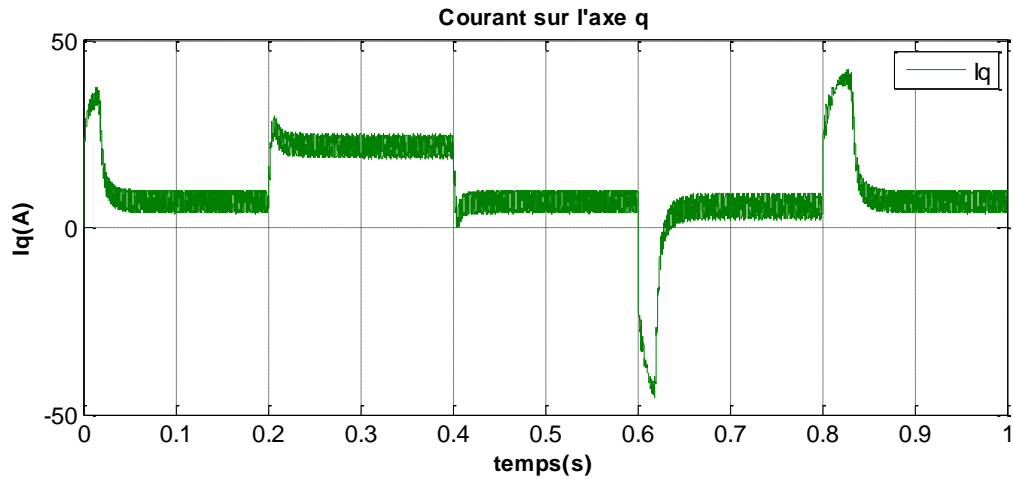


Fig III. 13: Réponses de la MSAP en charge ($C_r=10 \text{ N.m}$ à $t=0.2 \text{ s}$ jusqu'à $t=0.4 \text{ s}$) avec une inversion de la vitesse (-230 rad/s)

III.7 Interprétation de résultat

Les résultats obtenus en simulation numérique mettent en évidence les performances du système de commande. Montrant un démarrage à vide de la machine avec un pic notable du couple électromagnétique C_{em} et du courant I_q (Le couple et le courant I_q ont la même allure). Après application d'un couple de charge de 10 N.m à $t=0.2 \text{ s}$ jusqu'à $t=0.4 \text{ s}$, on remarque que la commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique presque instantanée, de très faible dépassement et sans oscillations. L'allure de C_{em} et I_q est affectée par la fréquence de la MLI.

La réponse de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents à vide semblable à celle d'un système du premier ordre (sans dépassements), avec un temps de réponse de l'ordre de 0.05 s . On constate le rejet de la perturbation (couple de charge) appliqué à 0.2 s et le suivi parfait de la référence de vitesse (230 rad/s). Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de vitesse.

Pour les courants statoriques dans le repère de Park (I_d) et (I_q), on constate un très bon découplage entre les deux courants :

A vide : la composante I_d est maintenue à zéro par le régulateur de courant. L'autre composante I_q présente un pic au démarrage (37 A), puis s'annule rapidement.

En charge : le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de courant maintient la composante I_d toujours égale à zéro, par contre la composante I_q la même dynamique que celle du couple électromagnétique et cela pour répondre au couple de charge .

Les oscillations des deux courants sont dues à la présence de l'onduleur à MLI.

▪ 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 :

- Sans onduleur
- Avec onduleur

Pour la variation de la résistance R jusqu'à +50% ,et pour la variation d'inductance statorique (L_d, L_q) jusqu'à +50%.

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. Le même pour l'augmentation de l'inductance statorique (L_d, L_q).

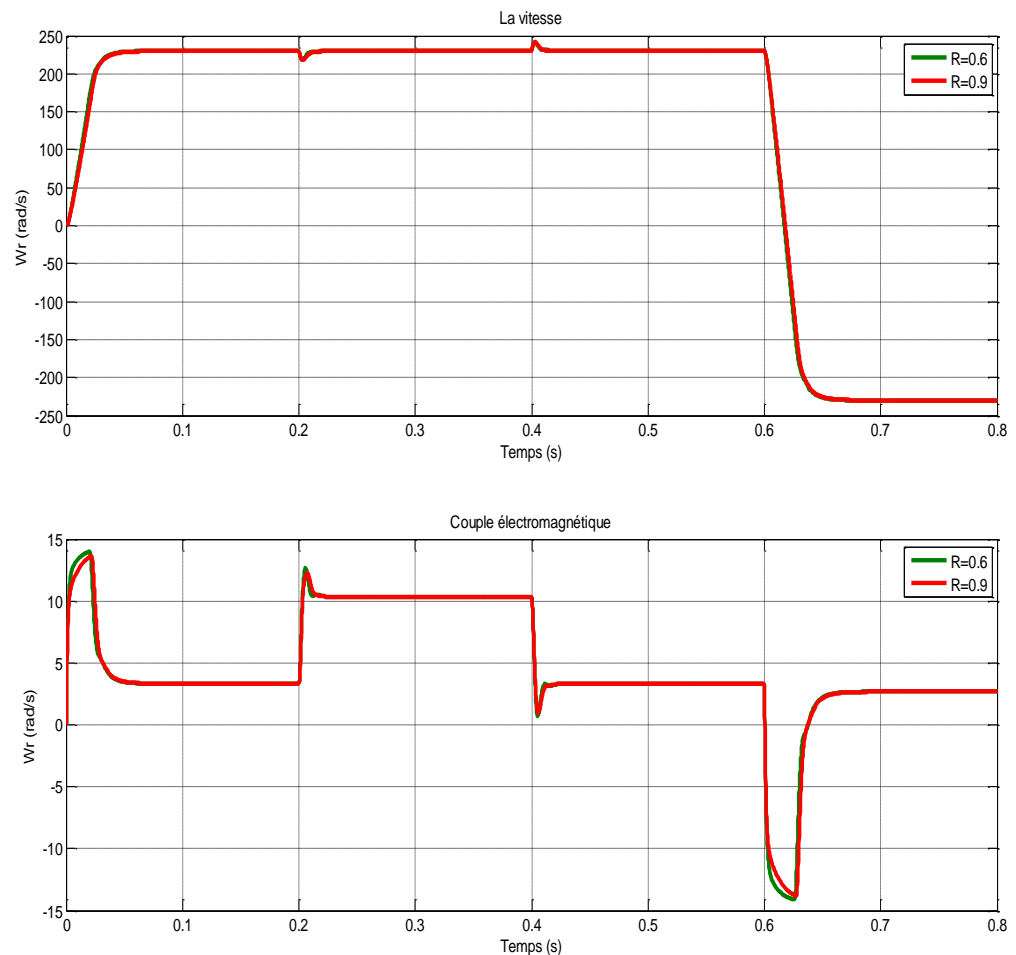


Fig III. 14: Comportement de la vitesse, C_{em} et I_s de la MSAP réglée par PI sans onduleur

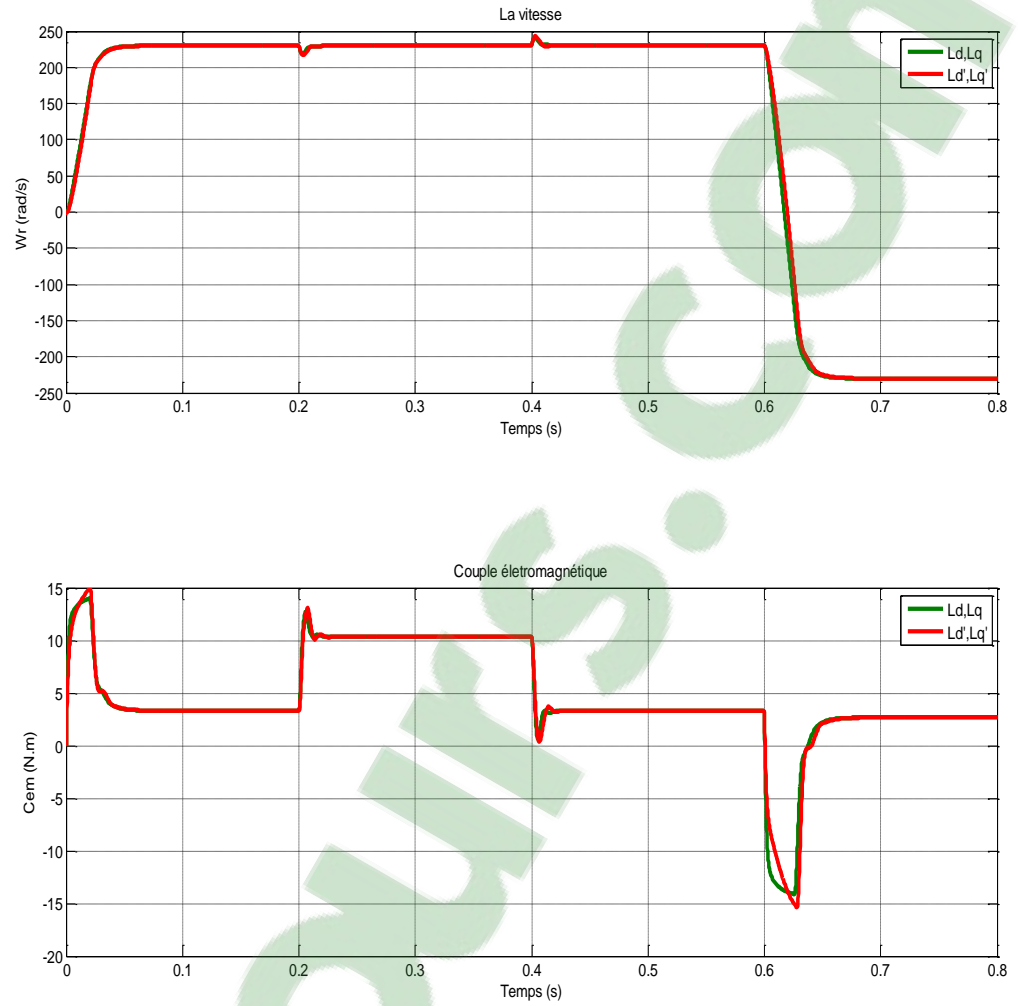
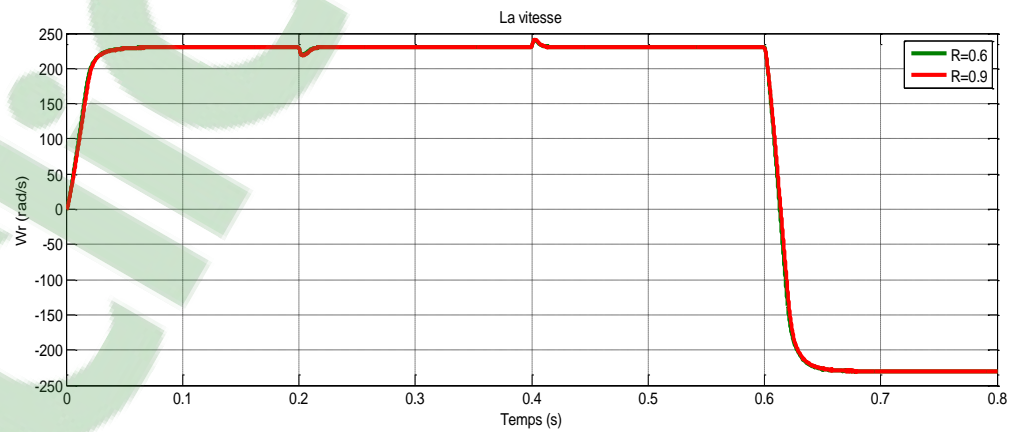


Fig III. 15: Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par PI sans onduleur Test de la variation de l'inductance statorique (L_d, L_q)



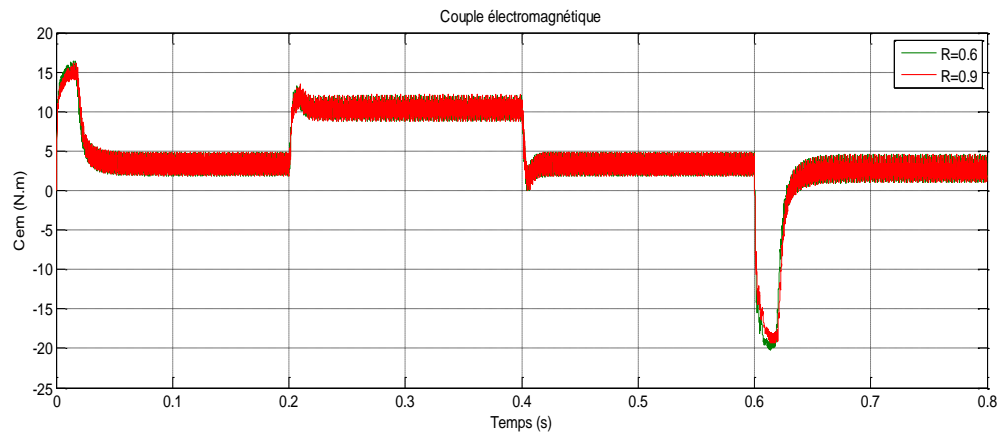


Fig III. 16: Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par PI-avec onduleur Test de la variation de la résistance statorique R

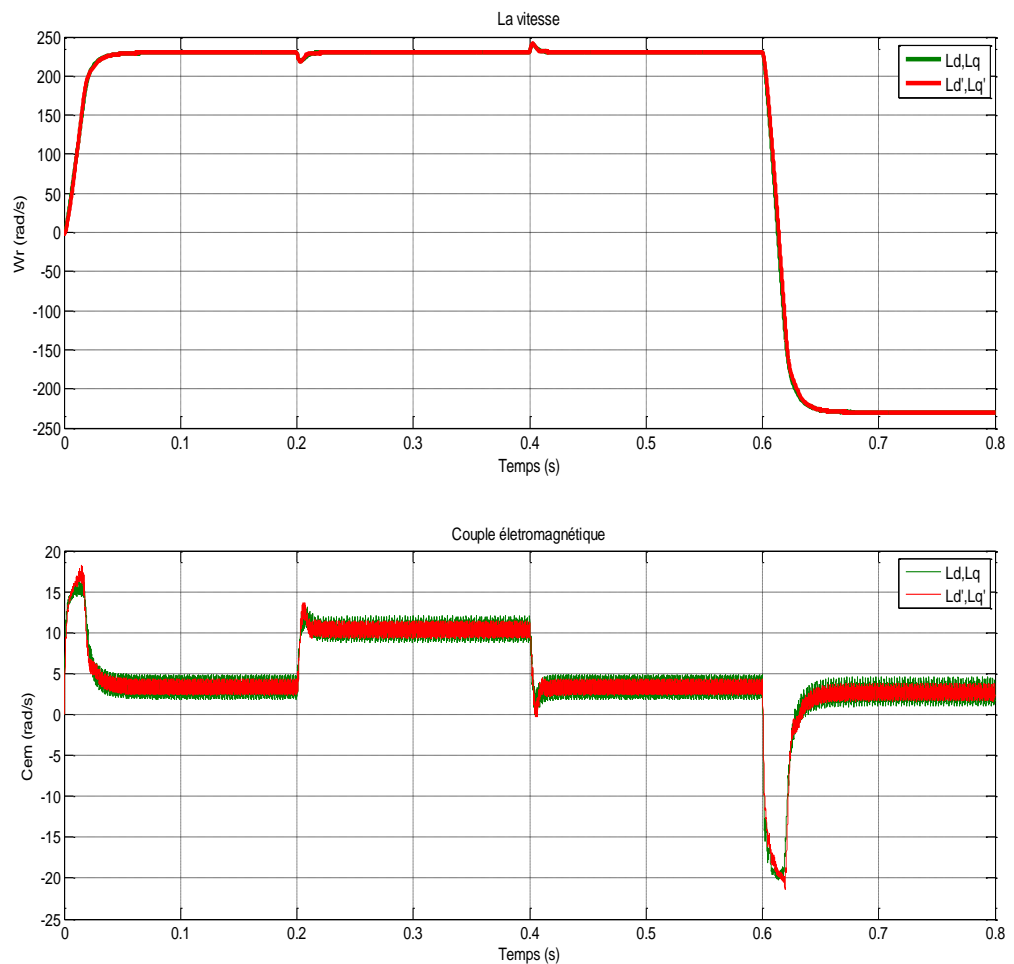


Fig III. 17: Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par PI avec onduleur Test de la variation de l'inductance statorique (L_d, L_q)

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'étude de la commande vectorielle appliquée à l'association Onduleur deux niveaux-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 a 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.

Dans le chapitre suivant, il sera présenté la méthode de la commande par Backstepping du MSAP.

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MSAP

IV.1. Introduction

Les lois de commande classique de type PI donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour un système non linéaire ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classiques peuvent être insuffisantes et non robustes lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont exigées. On doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations paramétriques, aux perturbations et aux non linéarités, d'où la conception d'un contrôleur pour un tel système peut souvent s'avérer une tâche difficile voire impossible. La technique du Backstepping offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème. Elle combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de conception. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension des systèmes d'ordre plus élevé et d'exploiter la souplesse de conception de leurs contrôleurs.

Le Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. En 1991 et inspiré par les travaux de Feurer et Morse de 1978 d'une part et Tsinias en 1989, Kokotovic et Sussmann en 1989 d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le Backstepping présente une alternative prometteuse aux méthodes de contrôle des systèmes non linéaires, il combine le choix de la fonction de Lyapunov avec celui des lois de commande et d'adaptation. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir en tout temps, la stabilité globale du système compensé.

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de la commande Backstepping, de sa méthode de mise en application ainsi qu'une variante de cette commande utilisant l'action intégrale [KEN12].

IV.2 Principe de la commande Backstepping

Depuis quelques années, beaucoup de progrès ont été faits dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires dont la technique du Backstepping fait partie. Elle propose une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire.

Elle est basée sur la décomposition du système entier de commande, qui est généralement multivariable et d'ordre élevé en une cascade de sous systèmes de commande du premier ordre. Pour chaque sous système, une loi de commande dite virtuelle est calculée. Cette dernière servira comme référence pour le sous système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande pour le système complet. Par ailleurs, cette technique a l'avantage de conserver les

non linéarités utiles pour la performance et la robustesse de la commande, contrairement aux méthodes de linéarisation. La détermination des lois de commande qui découle de cette approche est basée sur l'emploi des fonctions de Lyapunov de commande.

IV.2.1 Fonctions de Lyapunov

La commande des systèmes non linéaire s'appuie sur deux approches de Lyapunov :

- La première méthode vise à linéariser le système à commander, afin de profiter des techniques consacrées aux systèmes linéaires. Elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité global. 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. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité. Si on trouve que le système linéarisé est instable, le système non linéaire le sera nécessairement aussi.
- La deuxième méthode consiste à trouver une fonction de commande de Lyapunov garantissant certaines performances pour le système en boucle fermée. Cette méthode est basée sur le concept d'énergie du système. de telles fonctions peuvent être très difficiles à trouver pour un système non linéaire d'ordre élevé. La technique du Backstepping permet de réduire avantageusement cette complexité.

L'analyse de la stabilité dans le cadre de l'utilisation du Backstepping constitue 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.

La fonction de Lyapunov représentative de l'énergie de signe défini, dont la dérivée temporelle est semi définie et de signe opposé dans le même domaine.

Cette dernière méthode sera appliquée pour la conception du régulateur du Backstepping introduit à la commande vectorielle du MSAP [KEN12]

IV.3 Exemple d'application

Soit le système à deux entrées et deux sorties (MIMO) suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + x_3^2 \\ \dot{x}_2 = x_1^2 + (1 + x_1^2)u_1 \\ \dot{x}_3 = x_2^2 + u_2 \\ y_1 = x_1 \\ y_2 = x_3 \end{cases} \quad (IV.1)$$

Le but est de trouver une commande u permettant de stabiliser le système au point (x_1, x_2, x_3) désiré.

Soit le premier sous système constitué par la variable x_1 et on admet que x_2 constitue une commande virtuelle pour stabiliser x_1 à l'origine.

1ère étape : Stabilisation de x_1 sur l'origine

On choisi une fonction énergie de Lyapunov : $v(x_1) = \frac{1}{2} x_1^2$ (IV.2)

Pour que x_1 tend vers zéro, il faut que la dérivée de la fonction énergie soit négative (critère de stabilité de Lyapunov) d'où :

$$\dot{v}(x_1) = x_1 \dot{x}_1 = x_1 (x_2 + x_3^2) \quad (IV.3)$$

L'équation (IV.3) doit être négative, choisissant la commande virtuelle x_{1ref}

Qui s'exprime par : $x_{1ref} = x_2 + x_3^2$ qui doit être égale à $(-x_1)$

$$x_2 + x_3^2 = \Phi_1(x_1) = -x_1 \Rightarrow x_{1ref} = -x_1 \quad (IV.4)$$

$$\text{Donc } \dot{v}(x_1) = x_1(x_2 + x_3^2) = -x_1^2 \leq 0 \quad (IV.5)$$

La commande virtuelle obtenue va être utilisée comme grandeur de référence de l'étape deux, notant

$$z_1 = x_2 + x_3^2 - x_{1ref} \quad (IV.6)$$

2ème étape

Soit z_1 l'expression de l'erreur définie par: $z_1 = x_2 + x_3^2 - x_{1ref}$

La fonction de Lyapunov augmentée devient : $v(x_1, z_1) = \frac{1}{2} x_1^2 + \frac{1}{2} z_1^2$ (IV.7)

L'expression de sa dérivée est définie par:

$$\dot{v} = x_1 \dot{x}_1 + z_1 \dot{z}_1 \quad (IV.8)$$

$$\dot{v} = -x_1^2 + z_1 (x_1^2 + 2x_3x_2^2 + z_1 - x_1 + (1+x_1^2)u_1 + 2x_3u_2) \quad (IV.9)$$

Pour stabiliser x_1 et z_1 sur l'origine, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit négative et donc :

$$(1 + x_1^2)u_1 + 2x_3u_2 = -2z_1 - x_1^2 + x_1 - 2x_3x_2^2 \quad (\text{IV.10})$$

$$\Rightarrow \dot{v}(x_1, z_1) = -x_1^2 - z_1^2 \leq 0 \quad \forall (x_1, z_1) \in R^2 \quad (\text{IV.11})$$

Nous avons obtenu une équation à deux inconnues, il faut construire une autre équation pour avoir un système de deux équations à deux inconnues. Nous proposons la stabilisation de x_3 sur l'origine.

3ème étape : stabilisation de x_3 sur l'origine

On choisit une fonction énergie de Lyapunov augmentée définie par :

$$v(x_1, z_1, x_3) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}x_3^2 \quad (\text{IV.12})$$

L'expression de sa dérivée est définie par :

$$\dot{v} = -x_1^2 - z_1^2 + x_3(x_2^2 + u_2) \quad (\text{IV.13})$$

Il faut choisir la commande réelle : $u_2 = -x_3 - x_2^2 \quad (\text{IV.14})$

Remplaçant u_2 dans l'équation (IV.10), on obtient :

La commande :

$$\begin{cases} u_1 = -\frac{x_1^2 + x_1 + 2x_2}{1 + x_1^2} \\ u_2 = -x_3 - x_2^2 \end{cases}$$

$$\dot{v} = -x_1^2 - z_1^2 - x_3^2 \leq 0 \quad \forall (x_1, z_1, x_3) \in R^3 \quad (\text{IV.15})$$

Le fait que la fonction énergie globale est négative, nous assure la stabilité du système globale et donc la réalisation de l'objectif de l'asservissement [RAM13].

IV.4 Application de la commande par Backstepping à la MSAP

Dans cette partie, nous présentons l'application de la commande Backstepping au moteur MSAP. Cette approche est conçue de telle façon à garder 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.

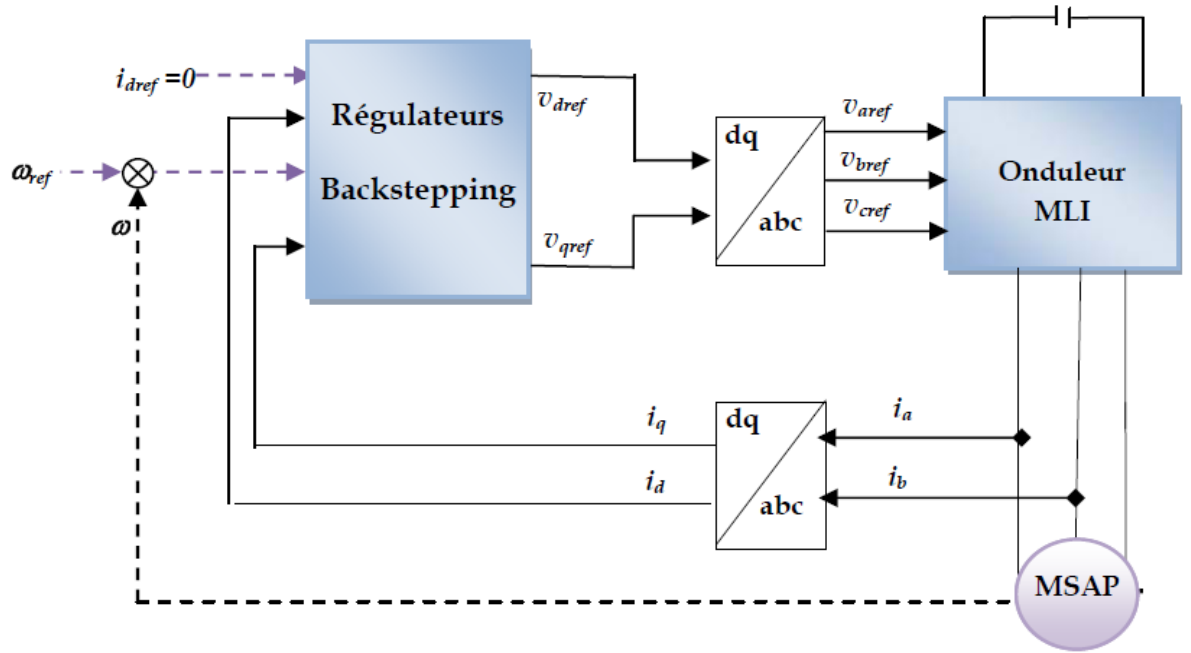


Fig IV. 1: Structure globale du réglage de la vitesse du MSAP par Backstepping

Le modèle donné en (I.23) peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + P\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - P\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d - P\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\Omega}{dt} = \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{P\Phi_f}{J} \right) i_q - \frac{f}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

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, i_q)

A partir de ces variables on calcule ainsi les commandes en tension (v_d, v_q) nécessaire pour assurer la commande en vitesse du MSAP ainsi la stabilité du système global.

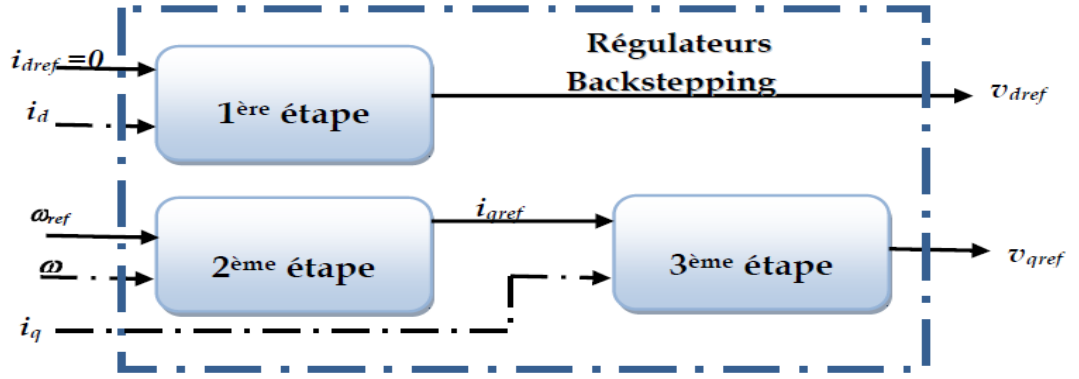


Fig IV. 2: Structure interne du bloc régulateur Backstepping

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 :

$$i_{dref} = 0 \quad (IV.17)$$

$$e_1 = i_{dref} - i_d$$

A partir des équations (IV.16) et (IV.17), les équations dynamiques de l'erreur sont :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{i}_{dref} - \dot{i}_d \\ \dot{e}_1 &= \dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - P\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} v_d \end{aligned} \quad (IV.18)$$

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.

$$v_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (IV.19)$$

La dérivée de la fonction s'écrit à partir des équations (IV.17) , (IV.13) comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{v}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{v}_1 &= e_1 \left(\dot{i}_{dref} + \frac{R_s}{L_d} i_d - P\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right) \end{aligned} \quad (IV.20)$$

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 :

$$\dot{v}_1 = e_1 \left(k_1 e_1 + \frac{R_s}{L_d} i_d - P\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right) = -k_1 e_1^2 \quad (\text{IV.21})$$

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} :

$$v_{dref} = L_d \left(k_1 e_1 + \frac{R_s}{L_d} i_d - P\Omega \frac{L_q}{L_d} i_q \right) \quad (\text{IV.22})$$

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

La vitesse rotorique étant la principale grandeur de régulation, on définit sa trajectoire désignée par la valeur de référence et l'erreur de régulation par :

$$e_2 = \Omega_{ref} - \Omega$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{3}{2} \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{P\Phi_f}{J} \right) i_q + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r$$

(IV.23)

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.23).

La fonction de Lyapunov étendue sera définie comme suite :

$$v_2 = v_1 + \frac{1}{2} e_2^2$$

$$v_2 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2] \quad (\text{IV.24})$$

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

$$\dot{v}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (\text{IV.25})$$

On obtient

$$k_2 e_2 + \dot{\Omega}_{ref} - \left(\frac{P(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{P\Phi_f}{J} \right) i_q + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r = 0 \quad (IV.26)$$

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

$$D'où \quad i_{qref} = \left(k_2 e_2 + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r + \dot{\Omega}_{ref} \right) \left(\frac{J}{P\Phi_f} \right) \quad (IV.27)$$

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.16), le nouvel objectif de régulation est le courant considéré comme commande virtuelle de cette étape. On définit une nouvelle erreur de régulation soit :

$$e_3 = i_{qref} - i_q \quad (IV.28)$$

Ainsi, les équations dynamiques de l'erreur d'après le système (IV.16) sont:

$$\dot{e}_3 = \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q \quad (IV.29)$$

$$\dot{e}_3 = \dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q + P\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d + P\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} - \frac{1}{L_q} v_q \quad (IV.30)$$

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:

$$v_3 = v_1 + v_2 + \frac{1}{2} e_3^2 \quad (IV.31)$$

$$v_3 = \frac{1}{2} [e_1^2 + e_2^2 + e_3^2]$$

La dérivée de la fonction s'écrit comme suit :

$$\dot{v}_3 = \dot{v}_1 + \dot{v}_2 + \dot{e}_3 e_3 \quad (IV.32)$$

$$\dot{v}_3 = \dot{v}_1 + \dot{v}_2 + e_3 \left[\dot{i}_{qref} + \frac{R_s}{L_q} i_q + P\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d + P\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} - \frac{1}{L_q} v_q \right]$$

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

$$\dot{v}_3 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 \leq 0 \quad (\text{IV.33})$$

On obtient

$$k_3 e_3 + \frac{J}{P\Phi_f} \left[\left(k_2 - \frac{f}{J} \right) \left(\frac{-P\Phi_f}{J} i_q + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r \right) + k_2 \dot{\Omega}_{ref} + \ddot{\Omega}_{ref} \right] + \frac{R_s}{L_q} i_q + P\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d + P\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} - \frac{1}{L_q} v_q = 0 \quad (\text{IV.34})$$

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

$$v_{qref} = L_q \left[k_3 e_3 + \frac{J}{P\Phi_f} \left[\left(k_2 - \frac{f}{J} \right) \left(\frac{-P\Phi_f}{J} i_q + \frac{f}{J} \Omega + \frac{1}{J} C_r \right) + k_2 \dot{\Omega}_{ref} + \ddot{\Omega}_{ref} \right] + \frac{R_s}{L_q} i_q + P\Omega \frac{L_d}{L_q} i_d + P\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} \right] \quad (\text{IV.35})$$

Dans cette partie, nous avons définie à partir de la commande par Backstepping, les variables de références v_{dref} et v_{qref} nécessaires à la commande de la vitesse du MSAP, tout en exigeant une stabilité des sous systèmes en cascade afin d'assurer une stabilité asymptotique du système globale.

IV.5 Résultats de simulation de la commande par Backstepping

La commande adoptée est basée sur la méthode par Backstepping appliqué à une MSAP, dont le modèle est non linéaire et multi variable, est testé par simulation numérique pour les valeurs des paramètres suivants: $K_\Omega = 1000$; $K_d = 1000$; $K_q = 100$

La courbe de vitesse montre une bonne réponse de la MSAP, en poursuite le temps de réponse faible.

Le couple électromagnétique suit bien le courant I_q avec un pic lié au démarrage, qui s'atteint dans le régime permanent, ce qui montre l'objectif de la commande par Backstepping la stabilisation de fonctionnement de MSAP avec présence des perturbations.

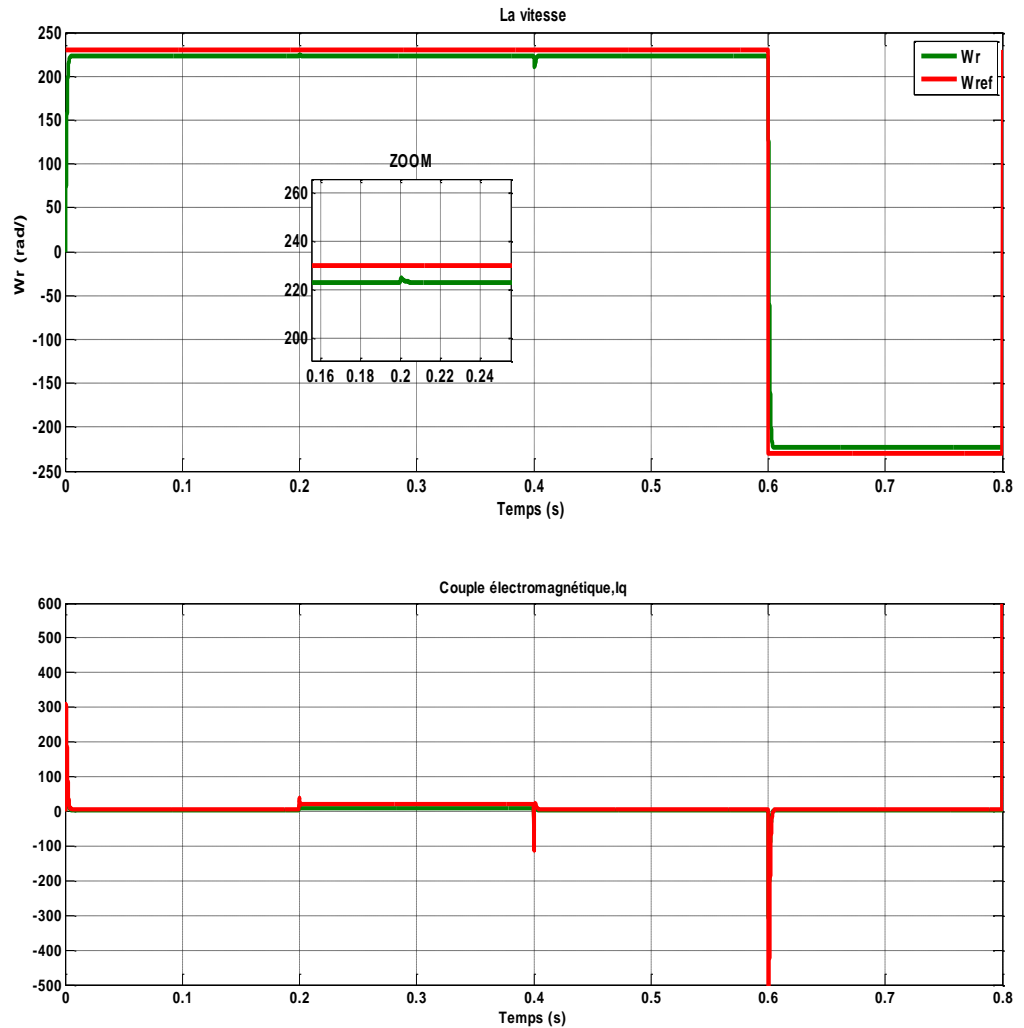


Fig IV. 3: Comportement de la vitesse, C_{em} et I_q e la MSAP réglée par la commande Backstepping-sans onduleur

▪ Test de robustesse

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

- Variation de la résistance statorique R jusqu'à +50%
- Variation d'inductance statorique (L_d, L_q) jusqu'à +50%.

On constate que la variation de la résistance statorique R et des inductances L_d, L_q 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, pour garantir la stabilisation des mesures.

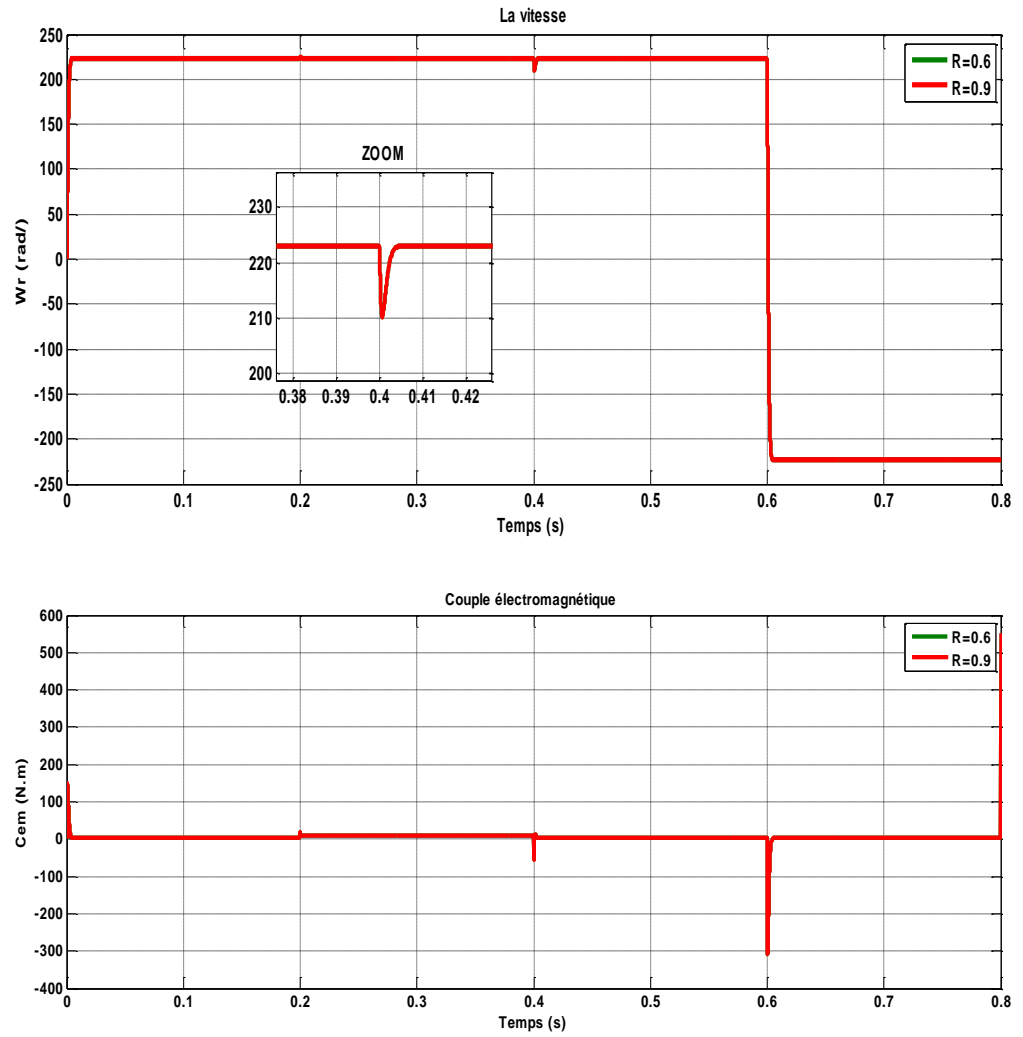
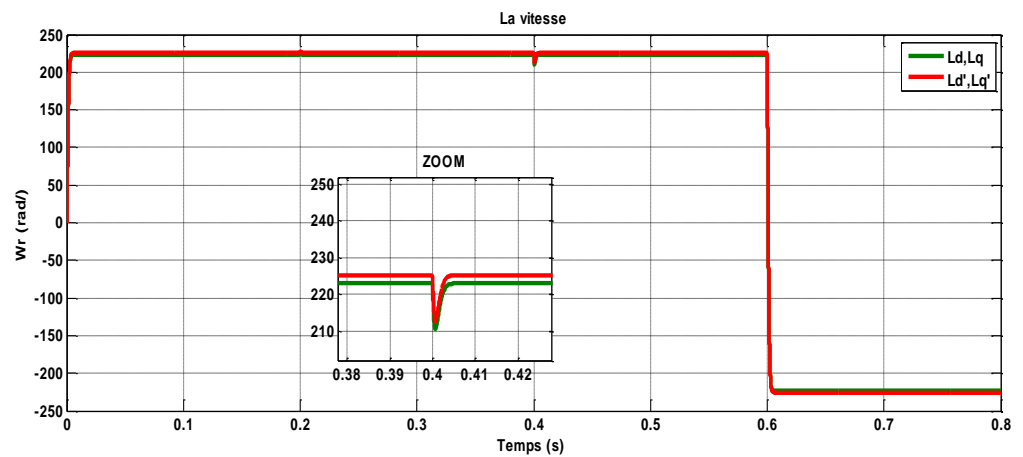


Fig IV. 4: Comportement de la vitesse, C_{em} de la MSAP réglée par la commande Backstepping Test de la variation de la résistance statorique R



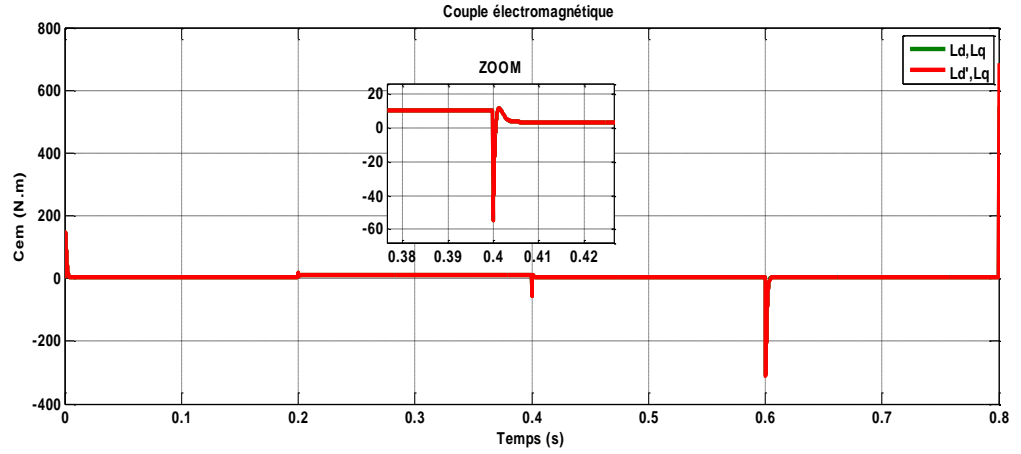


Fig IV. 5: Comportement de la vitesse, Cem de la MSAP réglée par la commande Backstepping Test de la variation de l'inductance statorique (L_d, L_q)

IV.6 Commande par Backstepping avec action intégrale pour la MSAP

L'objectif de commande de calculer des régulateurs afin que la vitesse suive sa référence, malgré les incertitudes paramétriques. D'autre part et afin d'annuler l'effet de réductance du à ($L_d \neq L_q$), le courant i_d est forcé à zéro. La conception des régulateurs se fait en deux étapes.

Dans le cadre de la poursuite de trajectoire, l'idée de base de la commande par Backstepping est de rendre le système bouclé, équivalent à des sous-système d'ordre un en cascade stables au sens de Lyapunov, ce qui lui confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique de l'erreur de poursuite. Pour une large classe de système, cette technique est une méthode systématique et récursive de synthèse de lois de commande non linéaire. Ainsi à chaque étape du processus, une commande virtuelle est générée pour assurer la convergence des sous-systèmes d'ordre un caractérisant la poursuite de trajectoires vers leurs états d'équilibre (erreur de poursuite nulle dans le cas déterministe perturbé). Cette technique permet la synthèse de loi de commande robuste malgré une certaine méconnaissance de paramètres du système et de certaines perturbations. Ici nous améliorons la robustesse de cette technique par l'introduction de termes intégraux dans la conception de la commande de la MSAP par la suite [MAS12].

- **Boucle de vitesse**

Pour résoudre le problème de suivi de vitesse, on définit l'erreur de poursuite en vitesse par :

$$z_{\Omega} = \Omega^* - \Omega + k'_{\Omega} \int_0^t (\Omega^* - \Omega) dt \quad (IV.36)$$

Avec $k'_\Omega \int_0^t (\Omega^* - \Omega) dt$ est l'action intégrale ajoutée à la commande par Backstepping afin d'assurer la convergence de l'erreur de poursuite vers zéro malgré des incertitudes de type constante par morceaux à chaque étape de l'algorithme.

Soit une entrée virtuelle i_q^* utilisée pour assurer la stabilité de la boucle de vitesse. La dynamique d'erreur de vitesse provenant de (IV.36) est donnée par :

$$\dot{z}_\Omega = \dot{\Omega}^* - \frac{P}{J}(L_d - L_q)i_d i_q^* + \frac{f_v}{J}\Omega - \frac{P}{J}\Phi_f i_q^* + \frac{1}{J}C_r + k'_\Omega(\Omega^* - \Omega) \quad (\text{IV.37})$$

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante $V_\Omega = \frac{1}{2}z_\Omega^2$, sa dérivée est donnée par l'équation suivante :

$$\dot{V}_\Omega = z_\Omega \left\{ \dot{\Omega}^* - \frac{P}{J}(L_d - L_q)i_d i_q^* + \frac{f_v}{J}\Omega - \frac{P}{J}\Phi_f i_q^* + \frac{1}{J}C_r + k'_\Omega(\Omega^* - \Omega) \right\} \quad (\text{IV.38})$$

Suivant la méthode de Backstepping et dans le but d'assurer la stabilité de suivi en vitesse, la commande virtuelle i_q^* est donnée par l'équation suivante :

$$i_q^* = \frac{J}{P\Phi_f + P(L_d - L_q)i_d} \left[k_\Omega z_\Omega + \dot{\Omega}^* + \frac{f_v}{J}\Omega + k'_\Omega(\Omega^* - \Omega) + \frac{1}{J}C_r \right] \quad (\text{IV.39})$$

Nous obtenons alors :

$$\dot{V}_\Omega = -k_\Omega z_\Omega^2, \text{ avec } k_\Omega > 0$$

- **Boucle de courant i_q**

Une fois l'entrée virtuelle i_q^* définie dans la première boucle afin de stabiliser les dynamiques de (IV.37), pour calculer la loi de commande v_q du système complet, on définit l'erreur sur le courant de la manière suivante :

$$z_q = i_q^* - i_q + z_q' \quad (\text{IV.40})$$

Avec $z_q' = k'_q \int_0^t (i_q^* - i_q) dt$ est une action intégrale.

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_q = V_\Omega + \frac{1}{2} z_q^2 + \frac{1}{2} z_q'^2 \quad (\text{IV.41})$$

La dérivée temporelle de V_q est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_q &= -k_\Omega z_\Omega^2 + z_q \left\{ \frac{di_q^*}{dt} - \frac{di_d}{dt} + k_q' (i_q^* - i_q) \right\} + z_q' k_q' (i_q^* - i_q) \\ &= -k_\Omega z_\Omega^2 + z_q \left\{ \frac{di_q^*}{dt} + \frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{1}{L_q} v_q + P \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d + P \frac{1}{L_q} \Phi_f \Omega + k_q' (i_q^* - i_q) \right\} + z_q' k_q' (i_q^* - i_q) \end{aligned} \quad (\text{IV.42})$$

En choisissant la loi de commande v_q comme :

$$v_q = L_q \left[k_\Omega z_q + 2 \frac{P}{J} \Phi_f z_\Omega + P \frac{\Phi_m}{L_q} \Omega + \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{di_q^*}{dt} \right] \quad (\text{IV.43})$$

On trouve que :

$$\dot{V}_q = -k_\Omega z_\Omega^2 - k_q z_q^2 + \{z_q + z_q'\} k_q' (i_q^* - i_q) \quad (\text{IV.44})$$

En remplaçant $i_q^* - i_q = z_q + z_q'$, (IV.44) devient :

$$\dot{V}_q = -k_\Omega z_\Omega^2 - \{k_q - k_q'\} z_q^2 - k_q' z_q' \leq -\overline{K}_q V_q \quad (\text{IV.45})$$

Avec $\overline{K}_q = \min \{k_\Omega, \{k_q - k_q'\}, k_q'\}$

La loi de commande v_q force le courant i_q à suivre l'entrée i_q^* est calculée afin que la vitesse suive sa référence ($\Omega \rightarrow \Omega^*$).

- **Boucle de courant i_d**

En imposant le courant de référence $i_d^* = 0$, on répond à un autre objectif de notre commande qui est l'annulation de l'effet de réluctance, nous obtenons donc un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

On définit l'erreur de courant de la manière suivante : $z_d = i_d^* - i_d + z_d'$

Avec $z_d' = k_d' \int_0^t (i_d^* - i_d) dt$ est une action intégrale.

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V_d = \frac{1}{2} z_d^2 + \frac{1}{2} z_d'^2 \quad (\text{IV.46})$$

Sa dérivée est donnée par $\dot{V}_d = z_d \left\{ -\frac{di_d}{dt} - k_d' i_d \right\} + z_d' \left\{ -k_d' i_d \right\}$

En remplaçant $i_d = z_d - z_d'$ (avec $i_d^* = 0$) dans l'équation précédente, nous obtenons

$$\dot{V}_d = z_d \left\{ \frac{R_s}{L_d} i_d - P \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q - \frac{1}{L_d} v_d \right\} + k_d' \left\{ z_d + z_d' \right\} \left\{ z_d - z_d' \right\} \quad (\text{IV.47})$$

En choisissant la loi de commande v_d comme :

$$v_d = L_d \left[k_d \left(i_d^* - i_d + k_d' \int_0^t (i_d^* - i_d) dt \right) + \frac{R_s}{L_d} i_q - P \frac{L_q}{L_d} i_q \Omega \right] \quad (\text{IV.48})$$

Et en remplaçant v_d dans (IV.47), nous obtenons

$$\dot{V}_d = -\left\{ k_d - k_d' \right\} z_d^2 - k_d' z_d'^2$$

En choisissant $\overline{K}_d = \min \left\{ \left\{ k_d - k_d' \right\}, k_d' \right\}$, on trouve que

$$\dot{V}_d \leq -\overline{K}_d V_d$$

Par ce choix de la loi de commande v_d force le courant i_d à suivre sa référence :

$$i_d \rightarrow i_d^* = 0$$

Finalement par le choix de v_q avec i_q^* et v_d , les objectifs fixés précédemment sont réalisés.

Résultats de simulation :

Sans onduleur :

Les gains de la commande utilisée

sont : $(k_\Omega = 900, k_\Omega' = 65); (k_q = 1150, k_q' = 1); (k_d = 2000, k_d' = 100)$

Le réglage des gains est fait en fonction des dynamiques désirées en boucle fermée. Le choix de k_Ω caractérise la réponse en BF des dynamiques mécaniques alors que le choix de k_q et k_d caractérise celles des dynamiques électriques.

Les figures suivantes présentent les résultats de la commande par Backstepping avec action intégrale appliquée à la MSAP.

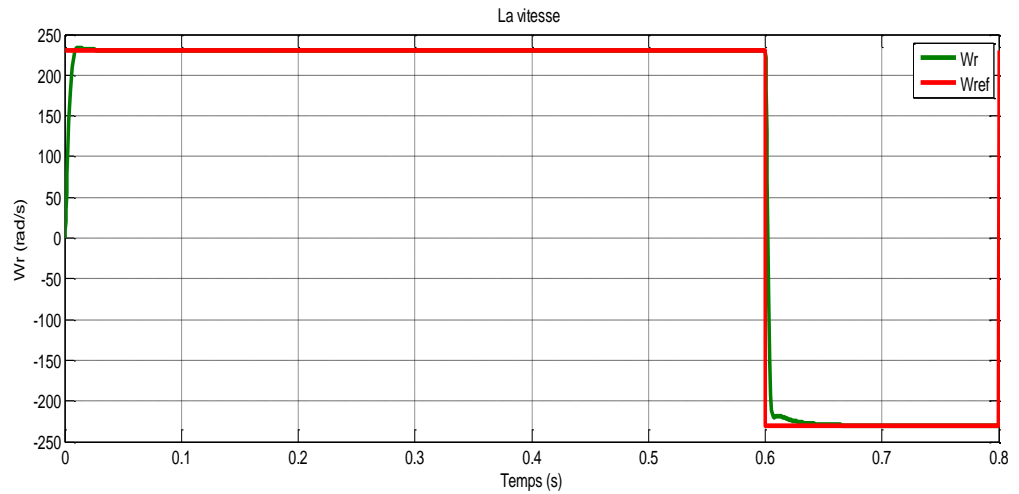


Fig IV. 6: Comportement de la vitesse de la MSAP réglée par la commande Backstepping avec action intégrale à vide

La figure suivante présente le résultat de la commande par Backstepping avec action intégrale appliquée à la MSAP. Le résultat est obtenu avec une perturbation due au couple de charge nominal avec une amplitude de 10 N.m.

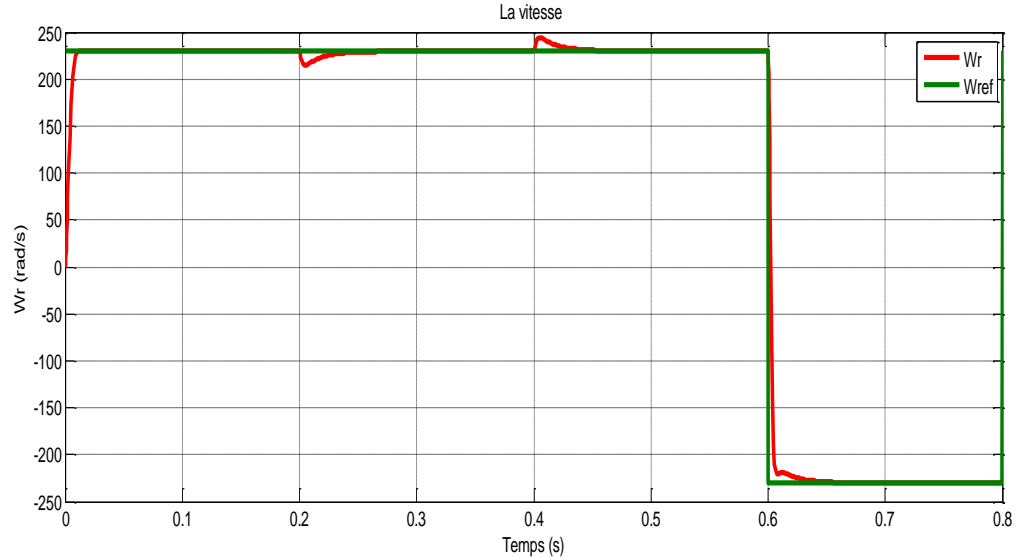
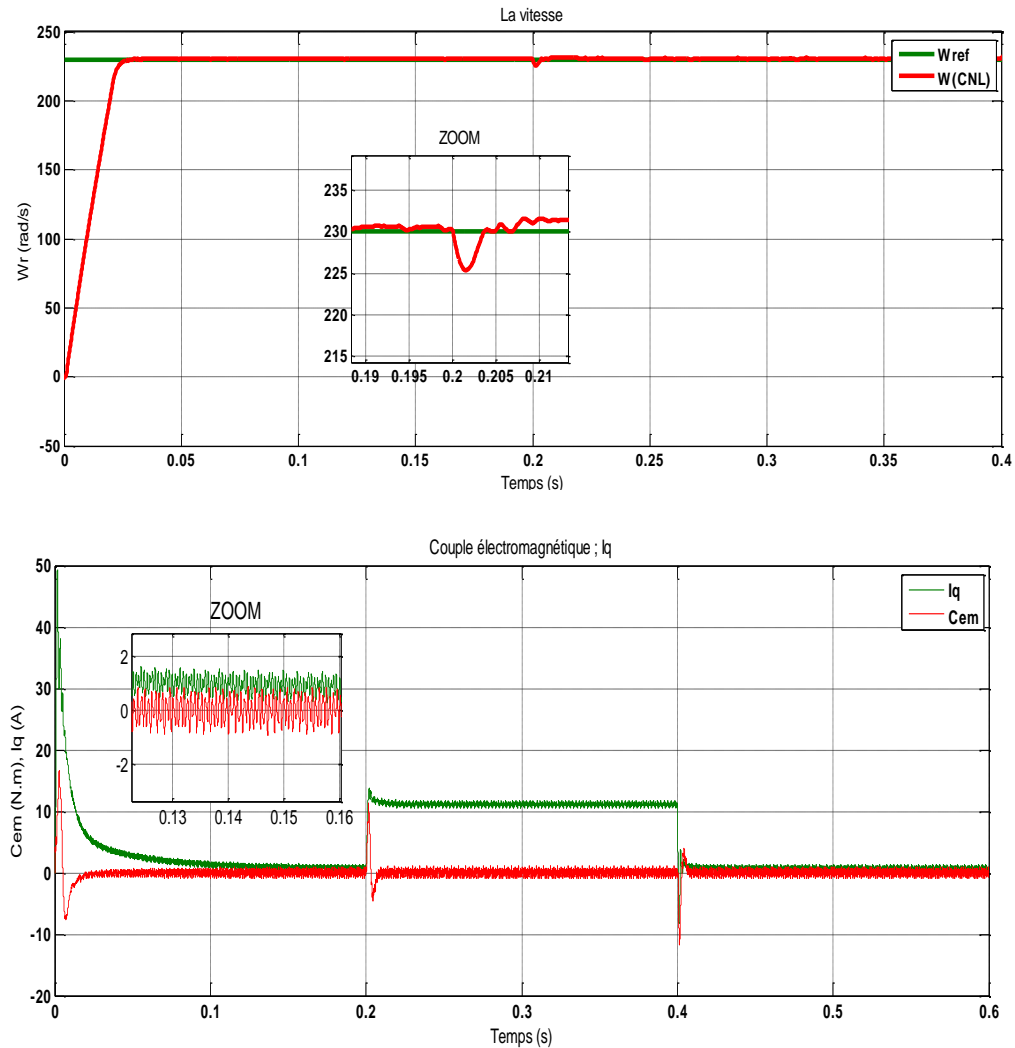


Fig IV. 7: Comportement de la vitesse de la MSAP réglée par la commande Backstepping avec action intégrale en charge

Ces figures décrivent les bonnes performances du système en boucle fermée en termes de suivi de trajectoire et de rejet de perturbation sur plusieurs gammes de vitesse : basse et haute vitesse, donc on constate qu'avec cette commande, la qualité des performances en régimes statique et dynamique est assurée.

Avec onduleur :



IV.7 Etude comparative

- La commande vectorielle : utilise des régulateurs PI et nécessite une connaissance précise de la position du rotor qui assure l'autopilotage de la machine. Cette connaissance peut être obtenue directement par un capteur de position ou indirectement par un capteur de vitesse.
- La commande non linéaire par Backstepping : la linéarisation entrée-sortie signifie la génération d'une relation différentielle entre la sortie et une nouvelle entrée, et l'idée c'est la transformation de la dynamique de la machine en une forme linéaire. Puisque les paramètres peuvent varier, le Backstepping permet d'améliorer la performance de la commande en présence des perturbations.

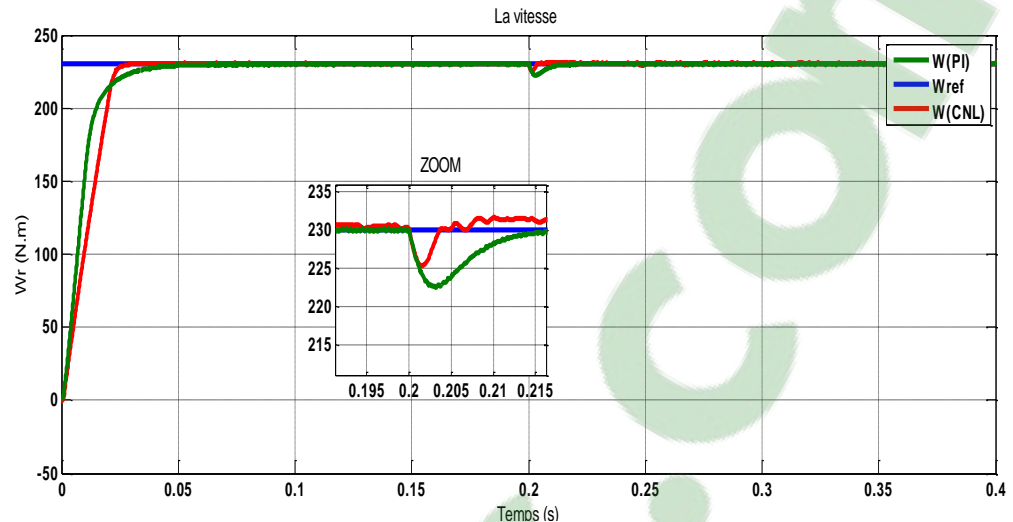


Fig IV. 8: Résultats de simulation de la MSAP pour les deux techniques de commande

On remarque que la vitesse de rotation est presque similaire pour les deux commandes, mais on remarque bien une différence pour le temps de réponse.

A partir de là, on peut affirmer que : si on applique les mêmes conditions d'alimentation de la machine, nous constatons que la commande par Backstepping donne de meilleurs résultats que la commande vectorielle (PI), et les résultats de simulation montrent l'efficacité de la commande.

On peut directement conclure que parmi les commandes testées, la commande par Backstepping est plus robuste et la meilleure soit pour assurer le découplage entre le flux et le couple de la machine, ou pour la bonne adaptation des paramètres qui varie dans le temps de fonctionnement [LAH09].

IV.8 Conclusion

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

Les résultats obtenus concernent la mise en œuvre du régulateur Backstepping avec et sans action intégrale pour le contrôle en vitesse du MSAP, qui ont été comparés avec ceux obtenus de type proportionnel - intégral (PI).

Finalement on peut affirmer que : si on applique les mêmes conditions d'alimentation de la machine, nous constatons que la commande par Backstepping donne de meilleurs résultats que la commande vectorielle, et les résultats de simulation montrent l'efficacité de la commande. On peut directement conclure que parmi les commandes testées, la commande par Backstepping est la meilleure soit pour assurer le découplage entre le flux et le couple de la machine, ou pour la bonne adaptation des paramètres qui varie dans le temps de fonctionnement.

CONCLUSION GENERALE

Les systèmes industriels ont souvent un comportement significativement non linéaire. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement est souvent inadaptée pour les besoins de la commande, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires. Pour notre cas le système non linéaire avec des incertitudes dans ses paramètres, c'est une Machine Synchrone à Aimants Permanents.

Le travail présenté dans ce mémoire à porter sur la commande par backstepping classique appliquée à la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

Tout d'abord, nous avons modélisé la MSAP, ensuite, on a utilisé l'outil MATLAB/Simulink pour faire des simulations permettant de visualiser l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques. Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques. Cette modélisation est basée essentiellement sur la transformation de *Park*. Les machines synchrones utilisées en vitesse variable doivent être autopilotées, à travers l'utilisation d'un onduleur.

Dans ce travail on a étudié les différentes stratégies de commande de l'onduleur de tension à deux niveaux.

La commande vectorielle et ses principales stratégies à courant direct nul basé sur un régulateur classique PI a été étudiée. Suite au test de robustesse il apparaît que le réglage de la vitesse par PI n'est pas robuste face aux variations paramétriques de la machine dû essentiellement au calcul du régulateur basé sur le modèle linéaire. Toutefois, les résultats montrent que la commande vectorielle permet, en générale, d'obtenir des résultats satisfaisants par rapport, à la fois, aux grandeurs de consigne et aux perturbations.

Un autre commande non linéaire a été proposé à savoir un régulateur de type Backstepping. Ce régulateur est basé sur une récente méthodologie faisant appel à la fonction de Lyapunov. La synthèse a conduit à un contrôleur nonlinéaire globalement asymptotiquement stable. Le régulateur backstepping dont la conception présente l'inconvénient de la persistante de l'erreur statique. Pour y remédier, on a associé une action intégrale afin d'éliminer cette erreur.

En fin, une comparaison entre les méthodes utilisées permet de souligner l'avantage de la commande par Backstepping du fait qu'elle ne conduit pas à l'annulation des non linéarités utiles et permet de poursuivre des objectifs de stabilisation ou de poursuite, plutôt que des objectifs de linéarisation.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

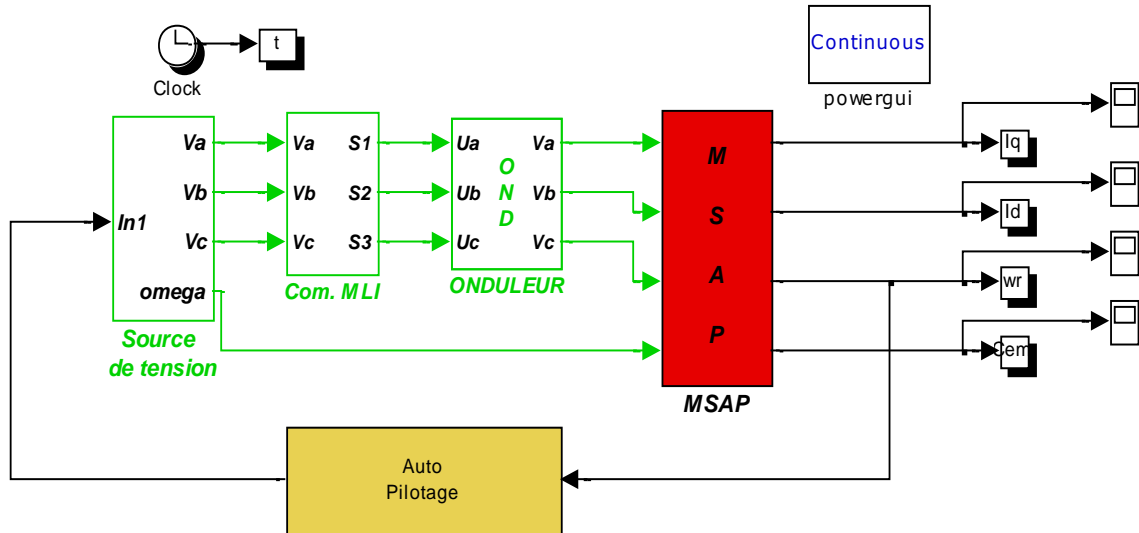
[AID13]	H.Aid, W.Aina. <i>Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents</i> , Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013
[AMA14]	E.M.Amara, T.Guttoun. <i>Commande En Vitesse De La (MSAP) Alimentée En Tension</i> , Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid Tlemcen, 2014
[ANN10]	A.Annane. <i>Analyse Du Comportement Du Moteur Synchrone Dans Les Entraînements Electriques A Vitesse Variable</i> , Mémoire de Magister, Université badji mokhtar-Annaba, 2010
[BEH09]	M.Behloul. <i>Commande Directe Du Couple Par Mode Glissants(DTC-SMC) D'un Actionneur Asynchrone Destiné Pour Un Bras De Robot</i> , Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009
[BID11]	M.D. Bidart. <i>Commande Coopérative Des Systèmes Monoconvertisseurs Multimachines Synchrones</i> , Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011
[BOU12]	B. BOUKAIS. <i>Contribution A La Modélisation Des Systèmes Couples Machines Convertisseurs : Application Aux Machines A Aimants Permanents (BDCM-PMSM)</i> , Thèse de Doctorat, Université mouloud mammeri, Tizi-Ouzou, 2012
[CHE14]	M.T.Chebbah. <i>Etude Et Simulation D'un Convertisseur Multiniveaux Type Puc</i> , Ecole de technologie supérieure Université du Québec, 2014
[CHO11]	N.CHOUG. <i>Etude De La Robustesse Des Contrôleurs Flous D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Avec Pilotage Vectoriel</i> , Mémoire de Magister, Université Hadj Lakhdar- Batna, 2011
[HAM13]	S. Hamecha, Ep.Bourekache. <i>Etude Et Commande D'une Eolienne A Base D'une Machine Synchrone A aimants Permanents</i> , Mémoire de Magister, Université mouloud mammeri de Tizi-Ouzou, 2013
[HEM00]	M.I.Hemmami. <i>Commande Sans Capteur De Vitesse D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) Par L'utilisation De La Commande Directe Du Couple Et D'un Observateur De vitesse A mode Glissant</i> , Mémoire de Magister, Université mohamed Khider-Biskra
[KEN12]	K.Kendouci. <i>Contribution A La Commande Sans Capteur Mécanique D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents</i> , Thèse de Doctorat, Université des science et de la technologie d'Oran, 2012

[KOT12]	M.Koteich. <i>Commande Vectorielle Sensorless Des Moteurs Brushless De Mini-Drones</i> , Master 2 Recherche, The french aerospace LAB, 2012
[LAH09]	D.Lahouel. <i>Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone Aimants Permanents</i> , Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2009
[LAT12]	M.T.Latreche. <i>Commande Floue De La Machine Synchrone A Aimant Permanent (MSAP) Utilisée Dans Un Système Eolien</i> , Mémoire de Magister, Université ferhat abbas de Setif (UFAS),2012
[LOU11]	M.Loucif. <i>Commande Vectorielle Sans Capteur Mecanique A Flux Rotorique Orienté Basée Sur L'estimation De La Vitesse D'un Moteur Asynchrone Par Un Filtre De Kalman Etendu</i> , Mémoire de Master, Université de abou bekr belkaid Tlemcen, 2011
[MAH12]	M.S.Mahgoun. <i>Application De La Commande H_∞ Aux Systèmes Linéaires Perturbés</i> , Mémoire de Magister, Université ferhat abbas-Setif (UFAS), 2012
[OUB10]	M.Oubidar, S.Bendaoud. <i>Machine Synchrone/Asynchrone</i> , Projet de fin d'étude en ingénierie, Université du québec en Abitibi-Témiscamingue, 2010
[RAM13]	S.Ramdani. <i>Commande Par Backstepping Du Moteur Synchrone A Aimants Permanents Alimenté Par Onduleur De Tension</i> , Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid Tlemcen, 2013

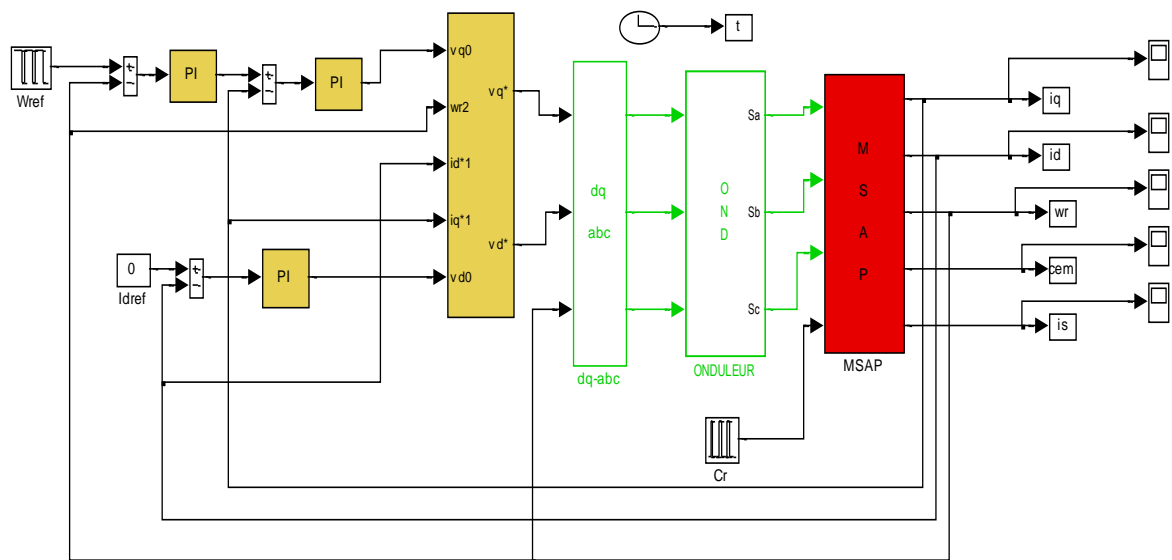


ANNEXE B

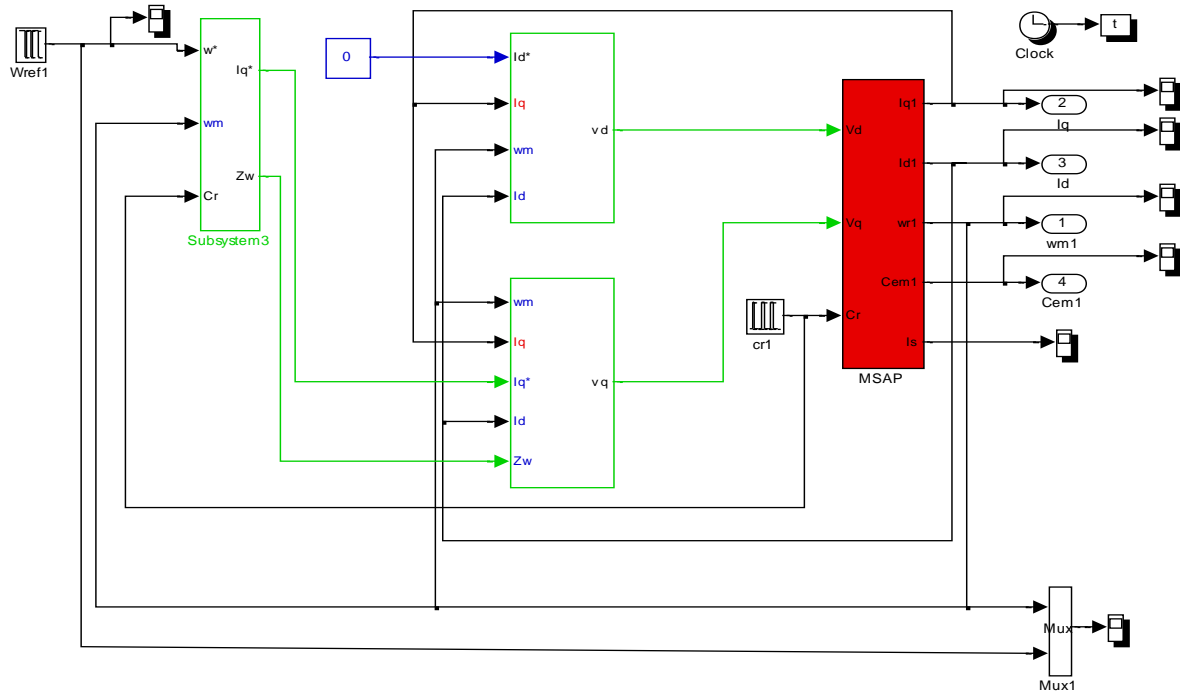
➤ Modèles SIMULINK construit pour les différentes simulations



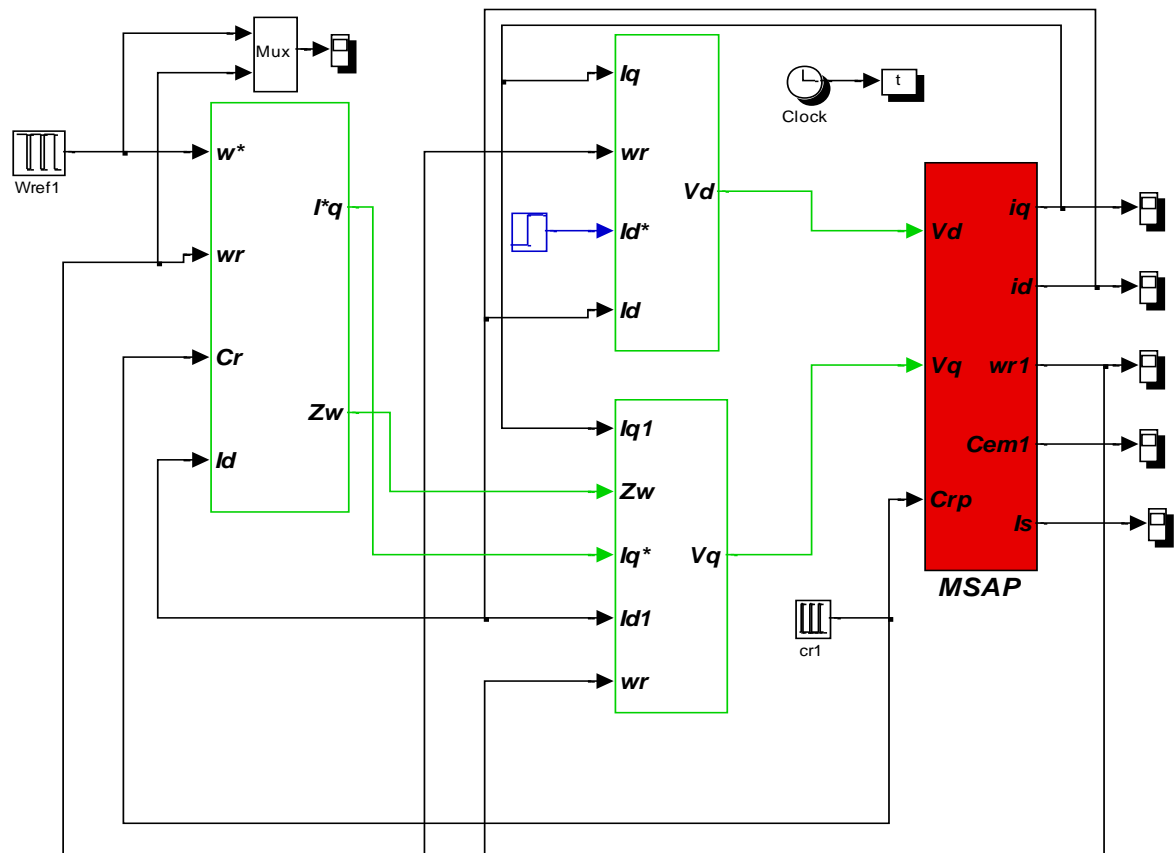
Association de moteur MSAP_Onduleur



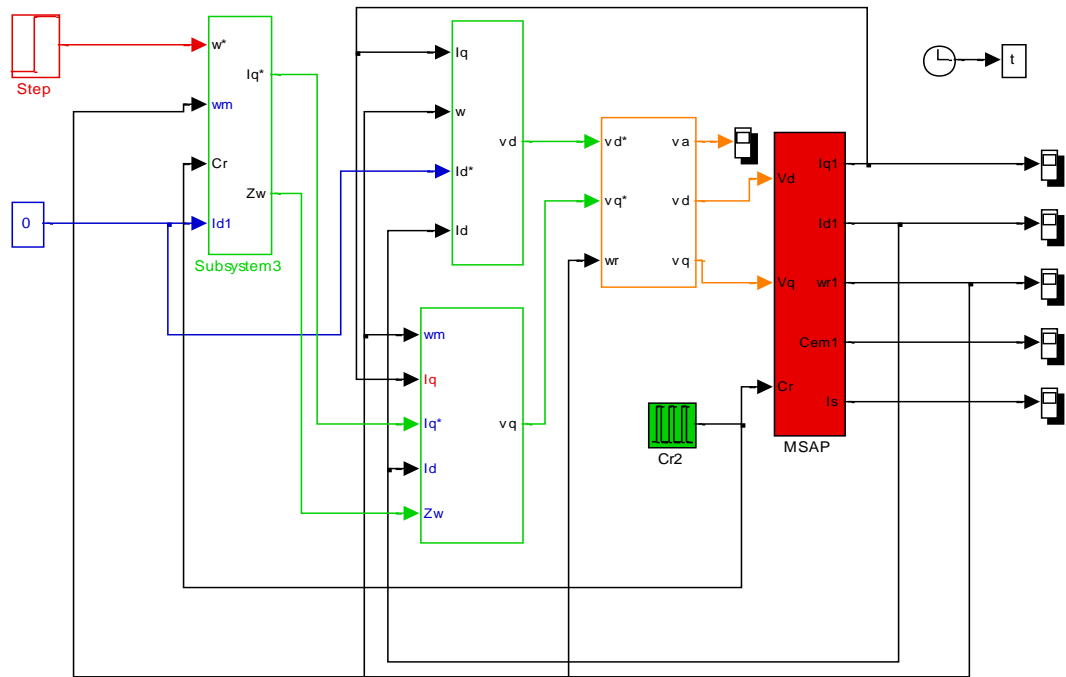
commande vectorielle avec découplage par compensation



Commande non linéaire par Backstepping du MSAP



Commande non linéaire par Backstepping_avec_action_intégrale du MSAP



Commande_non_linéaire_par_Backstepping_avec_action_intégrale_avec_onduleur_du MSAP

Résumé

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est de plus en plus utilisé dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures aux autres types de moteurs. Ce travail porte sur la commande du (MSAP). La modélisation du moteur, de son onduleur et de sa commande à modulation de largeur d'impulsion ont été étudiées. La première partie traite la commande vectorielle en utilisant de régulateur PI . La deuxième partie s'intéresse à la conception d'une nouvelle commande non linéaire en vitesse. La commande proposée est conçue à partir d'une technique de commande de type Backstepping complétée par l'introduction d'actions intégrales pour améliorer sa robustesse. En utilisant la théorie de stabilité de Lyapunov, on montre que les dynamiques de poursuite de trajectoire sont asymptotiquement stables. Enfin, une conclusion résume les principaux résultats obtenus.

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

Abstract

The synchronous permanent magnet motor (PMSM) is increasingly used in industry due to its superior performance to other types of engines. This work deals with the control of (PMSM). The modeling of the motor, its inverter and its control to pulse width modulation have been studied. The first part deals vector control using PI controller. The second part focuses on the design of new nonlinear control at speed. The proposed controller is designed from a type of Backstepping control technology complemented by the introduction of integral actions to improve its robustness. Using the Lyapunov stability theory, it shows that the trajectory tracking dynamics are asymptotically stable. Finally, a concluding section summarizes the main results.

Key words: Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Vector Control, Control via Backstepping, Lyapunov theory, Backsteppig with integral action.

ملخص

يستخدم المغناطيس الدائم متزامن المحركات MSAP على نحو متزايد في الصناعة ، بفضل أدائها المتفوق مقارنة مع أنواع أخرى من المحركات. يتضمن هذا العمل التحكم في MSAP. وقد تم دراسة نماذج من المحركات والعاكس ، وسيطرتها على نبض تعديل العرض. الجزء الأول يتناول مكافحة الناقل باستخدام منظم PI . ويركز الجزء الثاني على تصميم السيطرة الجديدة غير الخطية بالسرعة. تم تصميم وحدة تحكم المقترحة من نوع هندسة التحكم Backstepping ، على أن تستكمل من خلال إدخال إجراءات متكاملة لتحسين قوتها. باستخدام نظرية الاستقرار Lyapunov ، فإنه يدل على أن ديناميت تتبع مساره مستقرة مقارب. أخيراً، ملخص النتائج الرئيسية .

الكلمات المفتاحية : المغناطيس الدائم المحرك المتزامن MSAP. مكافحة ناقلات، تحكم عن طريق Backstepping ، نظرية Lyapunov مع إجراء التكامل