



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



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire De Fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : science technologie

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Thème:

**COMMANDE EN VITESSE D'UN MOTEUR SYNCHRONES À
AIMANT PERMANENT PAR MODE DE GLISSEMENT**

Devant le jury composé de :

..... Président

..... Examineur

..... Examineur

Mr. Djokhrab Ala Eddine Encadreur

Présenté par :

- Azzouz salah eddine

- Grira khalifa

- Zid riad

2020-2021



REMERCIEMENTS

Avant toute chose, on remercie Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la patience et la force durant toutes ces années d'études.

Nous sommes très reconnaissants à Monsieur Djokhrab Ala Eddine et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, sa gentillesse, ses encouragements, ses conseils et sa patience pendant la période de la réalisation de ce travail

Nos remerciements vont aussi aux enseignants du département de génie mécanique de la spécialité Electromécanique qui ont contribué à notre formation.

Un remerciement spécial aux étudiants de la 2ème année Master de la spécialité Electromécanique .

Nous remercions vivement toutes les personnes que ont contribué de près ou de loin , à la réalisation de ce travail .



DÉDICACES

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant
de m'avoir donné le courage et la patience
pour réaliser ce travail
malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :
A mes très chers parents, que dieu les garde
et les protégé pour leurs soutien moral et financier, pour leurs
encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

A mes sœurs

A mes chers amis

*A tous les amis (es) d'études
surtout ceux d'électromécanique promotion 2020/2021*

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

A tous ceux qui connaissent

Azzouz Salah Eddine

Grira khalifa

Zid riad

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

INTRODUCTION GENERALE 01

CHAPITRE I: Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I.1 Introduction	03
I.2 Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).	03
I.3 Les Avantages et les Inconvénients de la MSAP	05
I.3.1 Les Avantages de la MSAP	05
I.3.2 Inconvénients de la MSAP	05
I.4 Les domaines d'application de MSAP	05
I.5 Modélisation de la MSAP	06
I.5.1 Hypothèses simplificatrices	06
I.5.2 Les équations de la machine synchrone dans le référentiel (a, b, c)	06
I.5.2.1 Equations électriques	06
I.5.2.2 Equation mécanique	07
I.5.2.3 Equation électromagnétique	07
I.5.3 La transformation de Park	07
I.5.4 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q)	09
I.5.4.1 Equations électriques	09
I.5.4.2 Equation mécanique	10
I.5.4.3 Equation électromagnétique	10
I.5.5 Equations générales d'état	10
I.6 Les onduleurs	11
I.6.1 Les onduleurs (autonomes) de tension	11
I.6.2 Les onduleurs (autonomes) du courant	12
I.6.3 Les onduleurs à résonance	12
I.7 Types d'onduleurs autonomes de tension	12
I.7.1 Les onduleurs monophasés	12
I.7.2. Les onduleurs triphasés	13

I.7.2.1 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé	13
I.7.2.2 Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé	14
I.8 Domaines d'application	15
I.9 Commande de l'onduleur de tension à mli naturelle (sinus-triangle)	16
I.10 Conclusion	18
CHAPITRE II : Commande Vectorielle de la MSAP avec régulateurs PI	
II.1 Introduction	19
II-2 Diagramme vectoriel	19
II.3 Principe de la commande vectorielle	20
II.4 Application de la commande vectorielle dans l'espace d'état	23
II.5 Méthode d'orientation de flux	25
II.6 Structure de commande vectorielle de la MSAP	26
II.7 Association onduleur MSAP	28
II.8 Principe de régulation	30
II.9 Régulateur proportionnel intégral (PI)	30
II.9.1 Commande vectorielle des machines a petite constante de temps	31
II.9.2 Commande vectorielle des machines de grandes constantes de temps	32
II.9.3 réglage de vitesse	33
II.9.3-a) Fonction de transfert en boucle ouvert	33
II.9.3-b) Fonction de transfert en boucle fermée	34
II.9.4 Régulation du courant i_{ds}	35
II.10 Application sur l'association onduleur-machine (Régulateur PI)	38
II.11 Conclusion	41
CHAPITRE III : Commande à structure variable de la MSAP	
III.1 Introduction	42
III.2 Théorie de la commande par mode glissant	42
III.2.1 La commande à structure variable	42
III.2.2 Condition pour l'existence du mode de glissant	43
III.2.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant	44
III.2.4 Conception de la loi de la commande non linéaire par mode glissant	44
III.2.4.1 Choix de la surface de glissement	44
III.2.4.2 Etablissement de la condition de la convergence	45
III.2.4.3 Détermination de la loi de commande	45
III.2.5 La commande équivalente	45

III.2.6 La commande discontinue de base	46
a. Commande signe	46
b. Commande avec un seul seuil	46
c. Commande adoucie	46
III.2.7 Commande continue avec composante intégrale	47
III.3 Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents	48
III.3.1 Stratégie de réglage à trois surfaces	49
III.3.2 Résultats de simulation	51
III.3.2.1 Réponses de la MSAP sans onduleur	51
III.3.2.2 Réponses de la MSAP avec onduleur	53
III.3.2.3 Commande en inversion de la vitesse avec onduleur	55
III.4 Etude comparative entre la CSV et la commande pi	57
III.4.1 Réponses de la MSAP pour une variation de la vitesse de référence	57
III.4.2 Réponses de la MSAP pour la variation de la charge	58
III.4.2.1 Fonctionnement à un échelon du couple résistant	58
III.4.2.2 Fonctionnement à une inversion du couple résistant	59
III.5 Conclusion	60
CONCLUSION GENERALE	61
BIBLIOGRAPHIE	
RESUME	

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

- MSAP : Machine synchrone à Aimants Permanents.
- MLI : Modulation de Largeur d'impulsion.
- PI : correcteur Proportionnel – Intégral.
- $[V_s]$: 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
- 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.
- f : Coefficient de frottement
- 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
- E_0 : Représente la FEM a vide.
- X_{ds}, X_{qs} : Réactances longitudinale et transversale.
- ψ : Déphasage du courant par rapport à la force électromotrice.
- φ : Déphasage du courant par rapport à la tension.
- δ : Déphasage entre la tension et la FEM.
- L_m : L'inductance magnétique.
- α_s : Est l'angle entre.

- i_s : L'axe direct statorique.
 d_s : Référentiel fixe statorique.
 $(\alpha_s - \theta_r)$: L'angle entre la phase.
 i_s : L'axe du référentiel rotorique.
 θ_r : L'angle entre l'axe statorique.
 d_s : Et l'axe direct.
 x : Vecteur d'état,
 f : Vecteur de fonctions de x et t ,
 B : Matrice de fonctions de x et t (une matrice $n \times m$),
 V : Un vecteur commande de dimension m , dont chaque composante V_i subit une discontinuité sur une surface $S_i(x) = 0$.
 $e(x)$: Ecart de la variable à régler.
 λ_x : Econstante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.
 r : Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.
 i_a, i_b, i_c : Courants des phases de la machine.
 ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c : Flux des phases de la machine.
 ϕ_f : Flux des aimants.
 V_a, V_b, V_c : Tension des phases statoriques.
 i_{ds}, i_{qs} : Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
 C_{em} : Couple électromagnétique.
 C_r : Couple résistante.
 $[A]$: Matrice de transformation de PARK.
 K_p : Coefficient du régulateur de position.
 $K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$: Coefficient de régulateur de vitesse.
 K_{pd}, K_{id} : Coefficient de régulateur de courant.
 R_s : Résistance d'une phase statorique.
 U : tension continue à l'entrée de l'onduleur.
 τ_e : Constante du temps électrique.
 τ_m : Constante du temps mécanique.

LISTE DES FIGURES

Chapitre I : Modélisation de la MSAP

Figure (I.1) Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents

Figure(I.2) Représentation de la transformation de Park

Figure(I.3) Modèle de la MSAP

Figure(I.4) Schéma de principe de l'onduleur monophasé

Figure(I.5) Schéma d'onduleur de tension triphasé

Figure(I.6) Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b).

Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP avec régulateurs PI

Figure (II.1) Diagramme vectoriel de la MSAP

Figure (II.2) Commande par orientation du champ de la MSPA (i_{ds}^{nul}).

Figure (II.3) Diagramme illustrant le vecteur courant statorique et le courant d'excitation de la MSAP

Figure (II.4) Schéma bloc avec le retour d'état non linéaire

Figure (II.5) Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.

Figure (II.6) Commande vectorielle dans le référentiel (d q)

Figure (II.7) Schéma bloc de la structure de découplage

Figure (II.8) Couple de référence

Figure (II.9) Commande vectorielle en boucle ouverte (Application sur le modèle de la MSAP)

Figure (II.10) Commande vectorielle de l'association onduleur machine en boucle ouverte

Figure (II.11) Commande vectoriel en boucle ouverte de l'association Onduleur-MSAP

Figure (II.12) Régulateur PI

Figure (II.13) Commande de vitesse de la MSAP a petite constante du temps

Figure (II.14) Commande de vitesse de la MSAP a grande constante du temps avec deux couplages :(courants de référence et courants mesurés)

Figure (II.15) Régulation de vitesse

Figure (II.16) Boucle de régulation

Figure (II.17) Boucle de réglage de vitesse

Figure (II.18) Boucle de réglage de courant

Figure (II.19-a) Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

Figure (II.19-b) Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05Nm$

Figure (II.19-c) Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à -300rd/s

Figure (II.20) Schéma globale de la commande du système dans le repère (d q)

Figure (II.21-a) Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s

Figure (II.21-b) Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un couple résistant entre $t=0.4s$ et $t=0.6s$

Figure (II.21-c) Réponse de l'ensemble Onduleur-MSAP pour l'inversion du sens de rotation de 300dr/s et -300rd/s

Chapitre III :La commande à structure variable de la MSAP

Figure (III.1) Existence du mode de glissement

Figure (III.2) Interprétation de U_{eq}

Figure (III.3) Définition de la fonction signe

Figure (III.4) Fonction signe de la commande avec un seul seuil

Figure (III.5) Fonction signe de la commande adoucie.

Figure (III.6) CSV rendu continue.

Figure (III.7) Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

Figure (III.8) Réponses de la MSAP sans onduleur

Figure (III.9) Résultats de simulation en charge avec ($C_r = 5 N.m$ à $t = 0.2s$).

Figure (III.10) Réponses de la MSAP pour une inversion de la vitesse (200 rad/s à -200 rad/s)

Figure (III.11) Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence

Figure (III.12) Résultats des simulations pour un échelon du couple résistant ($C_r=5N.m$).

Figure (III.13) Résultats des simulations pour une inversion du couple résistant (PI, CSV)



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les technologies de transmission modernes imposent de plus en plus un contrôle continu et précis du couple et de la vitesse, avec vitesse, stabilité et efficacité maximale.

Le moteur à courant continu a satisfait à certaines de ces exigences, mais est équipé de brosses à récurer pour ensemble de lames, ce qui réduit la vitesse et la puissance maximales et présente des difficultés lors des interruptions de fonctionnement et de maintenance.

Ainsi le prix des machines électriques ne change pas beaucoup, le prix des composants électroniques et de la micro informatique est en baisse constante, de sorte que la part de l'onduleur dans le coût du moteur à vitesse variable diminue. Pour ces raisons, le moteur à courant continu trouve des limites à utilisation, et le moteur à courant alternatif a tendance à être remplacé dans de nombreuses applications. Parmi les machines à courant alternatif figurent celles à aimants permanents.

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés pour une utilisation dans le monde industriel. C'est parce qu'ils sont fiables, simples et minimes. Cela rend sa construction plus simple car il ne contient pas d'interrupteurs mécaniques. Ainsi, cela augmente sa durée de vie et évite une maintenance permanente. Il peut être utilisé dans un environnement explosif car il produit des étincelles. De plus, pour sa masse, il peut fournir une puissance élevée contrairement aux machines à courant continu qui nécessitent plus de sources d'alimentation et ont moins de puissance spécifique.

Malgré tous avantages de la machine synchrone à aimants permanents, le caractère dépendant des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques fait apparaître des difficultés de contrôle de sa vitesse lorsque la charge ou bien les paramètres sont variables, plusieurs méthodes de l'automatique avancé (commande par retour d'état, commande par mode glissant, commande par logique floue,.....).

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de trois chapitres:

- Le premier chapitre concerne, dans une première partie la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les

hypothèses classiques de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI.

- Le second chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP qui nous a permis d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit une dynamique linéaire et du couple.
- Le troisième chapitre est une étude de la commande à structure variable qui, par sa nature, est une commande non linéaire et s'application au MSAP, avec étude comparative entre cette dernière et la commande PI est accomplie à travers des simulations numériques appliquées à la machine.

Nous terminons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.



Chapitre un

Modélisation de la Machine Synchrone
à Aimants Permanents

Chapitre I

Modélisation de la MSAP

I.1 Introduction

Grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques, le moteur synchrone à aimants permanents, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares [01] [02].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse du synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [01] [03].

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

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

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F a tournant à la vitesse angulaire ω_s . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation F_0 . Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [01].

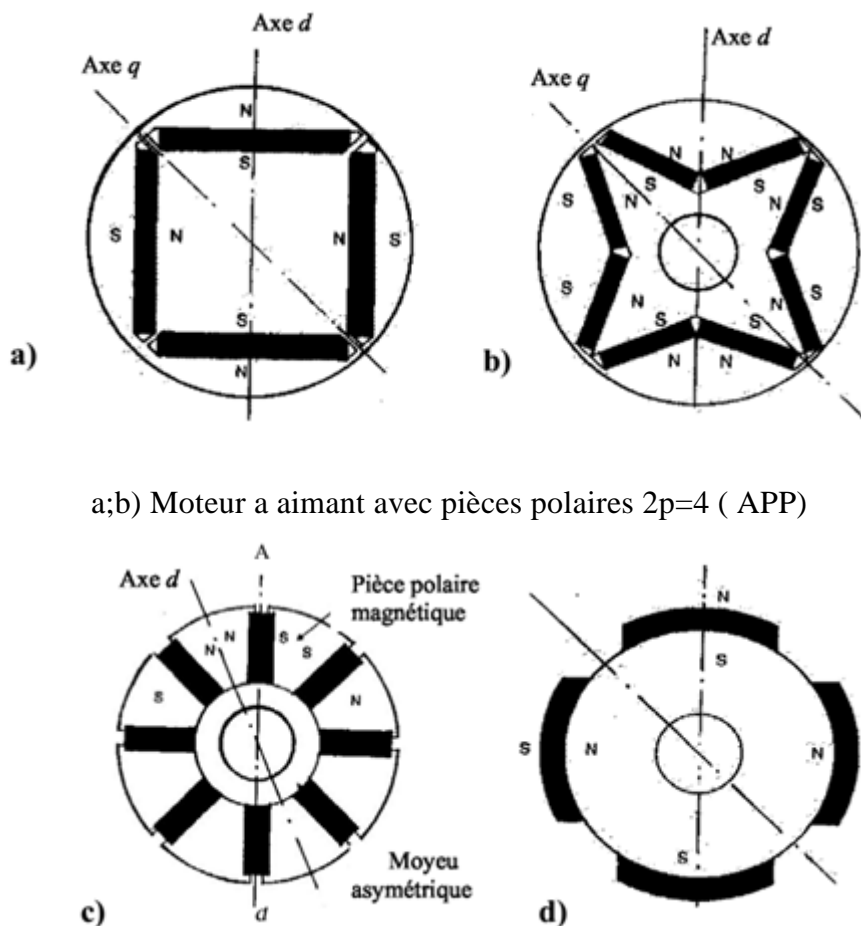
Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique. D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement

Est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements

Sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire.

Suivant la disposition des aimants, on distingue [01] [02] :

- La machine à inducteurs lisses, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique (voir figure I-1d). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction B_e dans l'entrefer est celle de l'aimant B_a . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois).



a;b) Moteur a aimant avec pièces polaires $2p=4$ (APP)

c;d) Moteur APP a concentration de flux $2p=8$ Moteur a aimants périphériques

Fig. I-1 : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents

I.3 Les Avantages et les Inconvénients de la MSAP :

I.3.1 Les 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) [04].

I.3.2 Les 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.4 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.5 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.

I.5.1 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.5.2 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 [05].

I.5.2.1 Les Equations électriques :

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

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

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

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 :

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

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

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

Sachant que : $\omega = P\Omega_r$

ω : Pulsation électrique.

Ω_r : La vitesse de rotor.

P : Nombre de paire de pôle.

I.5.2.2 Les Equation mécanique :

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

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - fC_r) \quad (I.5)$$

J : Moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement

I.5.2.3 Les Equation électromagnétique :

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

$$C_{em} = [i_s] \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (I.6)$$

I.5.3 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.

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. [06].

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.2 montre le principe de la transformation de Park

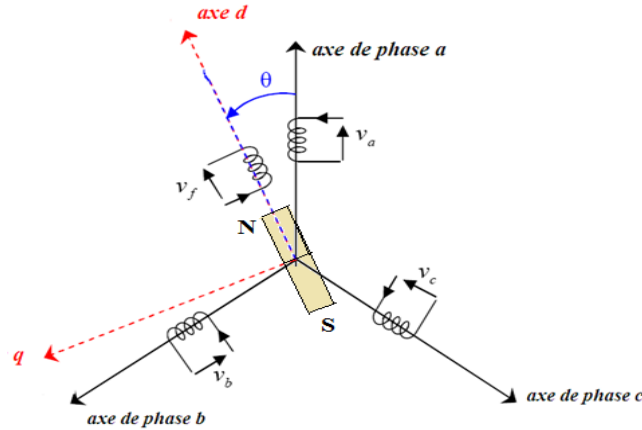


Fig. I.2: Représentation de la transformation de Park

La transformation de Park est définie par :

$$\begin{cases} [V_{abc}] = [T(\theta)]^{-1} [V_{dqo}] \\ [V_{dqo}] = [T(\theta)][V_{abc}] \end{cases} \quad (I.7)$$

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

$$[T(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

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

La transformation directe de *Park* est déterminée par une matrice $[C]$, elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) a 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 [07] Le vecteur X_0 , représente la composante homopolaire.

La transformation de *Park* est définie par :

$$\begin{cases} [V_{\alpha\beta 0}] = [C][V_{abc}] \\ [V_{abc}] = [C]^{-1}[V_{\alpha\beta 0}] \end{cases} \quad (I.10)$$

$[C]$ 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.5.4 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d, q) :

I.5.4.1 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.5.4.2 Les Equations mécanique :

L'équation de mouvement reste toujours la même :

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

I.5.4.3 Les Equations 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 :

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

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

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
- $P_{em} = \frac{3}{2} P\Omega [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q]$: Représente la Puissance électromagnétique

Finalement le couple développé par la machine s'écrit :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega}$$

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

I.5.5 Les équations 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 :

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

Après transformation de Laplace on obtient le schéma bloc suivant :

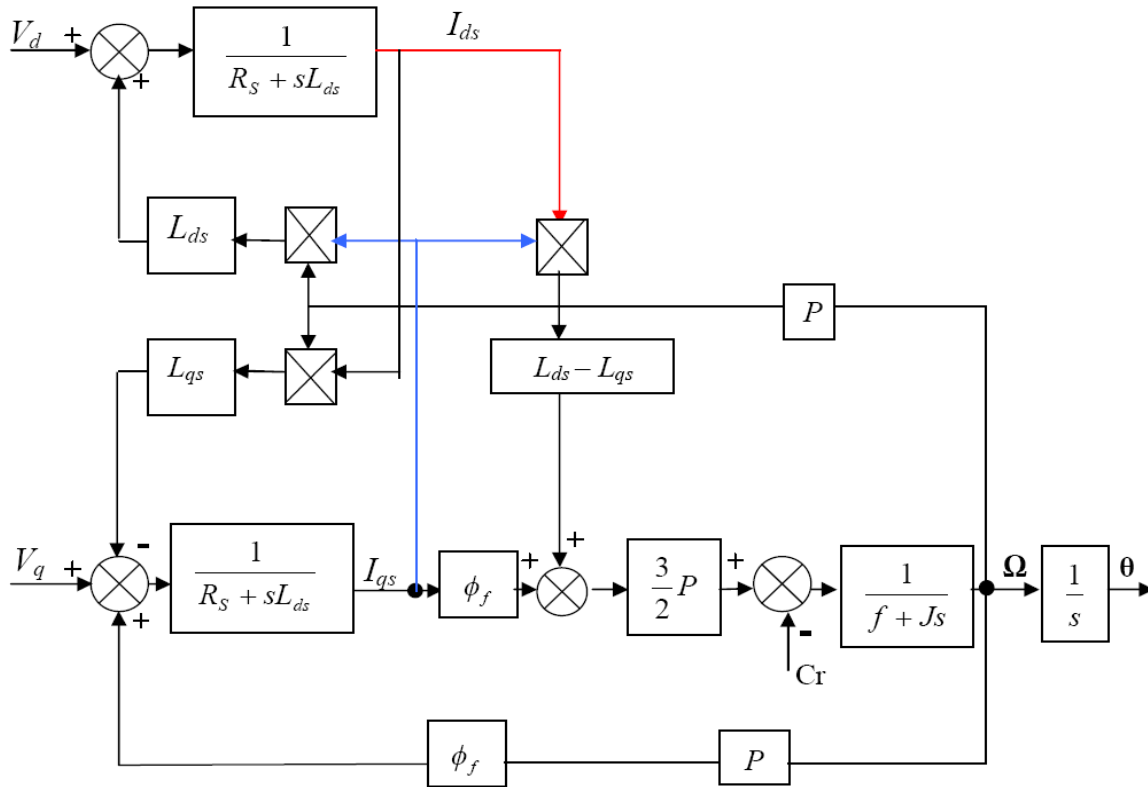


Fig. I.3: Modèle de la MSAP

I.6 Les onduleurs :

I.6.1 Les onduleurs (autonomes) de tension :

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.e.m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

I.6.2 Onduleurs (autonomes) du courant :

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

I.6.3 Les onduleurs à résonance :

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti.

On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [08].

I.7 Types des onduleurs autonomes de tension :

I.7.1 Les onduleurs monophasés :

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull.
- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi pont.

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont figure (I.4).

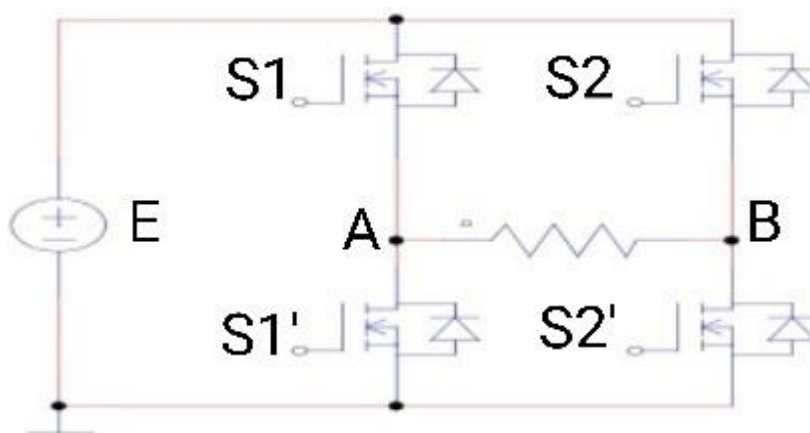


Fig. I.4. Schéma de principe de l'onduleur monophasé

I.7.2. Les onduleurs triphasés :

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur.

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b , I_c , les interrupteurs S_1 , S_1' et S_2 , S_2' , S_3 et S_3' doivent être complémentaires deux à deux. On définit $S_i = (T_i, D_i)$ [10].

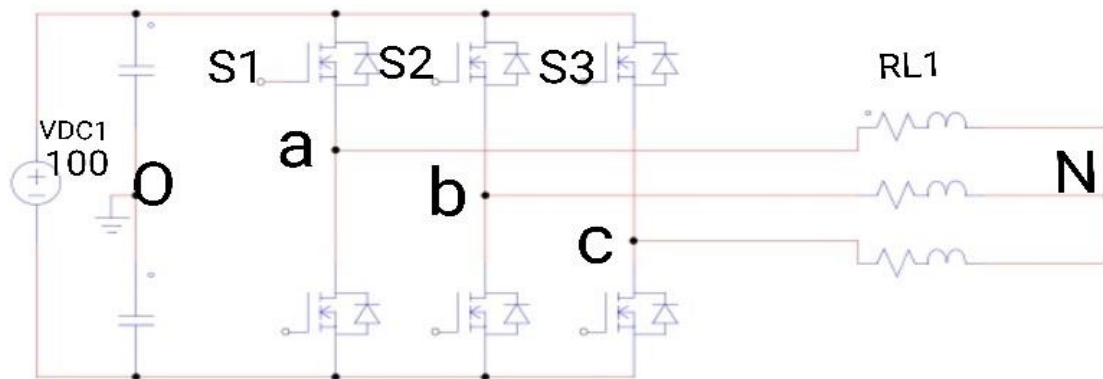


Fig I.5. Schéma d'onduleur de tension triphasé

I.7.2.1 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la (figure I.5) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c , les interrupteur S_1 et S_1' , S_2 et S_2' , S_3 et S_3' doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental près, il faut commander chaque demi pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent.

En commande pleine onde on ferme donc :

- S_1 pour $\omega t = 0$ et S_1' pour $\omega t = \pi$.
- S_2 pour $\omega t = 2\pi/3$ et S_2' pour $\omega t = \pi + 2\pi/3$
- S_3 pour $\omega t = 4\pi/3$ et S_3' pour $\omega t = \pi + 4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « O » de la source, Donc supprimer celui-ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit [11].

I.7.2.2 Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé :

Les interrupteurs $S1$ et $S1'$, $S2$ et $S2'$, $S3$ et $S3'$ doivent être complémentaires deux à deux, quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A , B , C et le point milieu (fictif) ' O ' de la source de tension.

$$\begin{cases} V_A - V_0 = \frac{V}{2}; S_1 \text{ fermè} & \text{Et} & V_A - V_0 = -\frac{V}{2}; S_1 \text{ ouvert} \\ V_B - V_0 = \frac{V}{2}; S_2 \text{ fermè} & \text{Et} & V_B - V_0 = -\frac{V}{2}; S_2 \text{ ouvert} \\ V_C - V_0 = \frac{V}{2}; S_3 \text{ fermè} & \text{Et} & V_C - V_0 = -\frac{V}{2}; S_3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (I.24)$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions.

$$\begin{cases} V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = V_{dc} \text{ si } S_1 \text{ fermé et } S_2 \text{ est ouvert} \\ V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = 0 \text{ si } S_1 \text{ et } S_2 \text{ sont fermés} \\ V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = 0 \text{ si } S_1 \text{ et } S_2 \text{ est ouverts} \\ V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = -V_{dc} \text{ si } S_1 \text{ est ouvert et } S_2 \text{ est fermé} \end{cases} \quad (I.25)$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples V_a , V_b , V_c à la sortie de l'onduleur.

Pour que, quelle que soit leurs formes d'ondes, les trois courants I_A , I_B , I_C aient une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques.

Si le récepteur est équilibré, ces trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produits impédances ' Z '- courants, c'est à- dire les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, en ajoutant toutes ces sommes on obtient la somme nulle des trois tensions [10].

A cause de l'équilibre on a:

$$\begin{cases} I_A + I_B + I_C = 0 \\ V_a + V_b + V_c = 0 \end{cases} \quad (I.26)$$

Donc :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = (V_a - V_b) - (V_c - V_a) = 2V_a - V_b - V_c \\ U_{bc} - U_{ab} = (V_b - V_c) - (V_a - V_b) = -V_a + 2V_b - V_c \\ U_{ca} - U_{bc} = (V_c - V_a) - (V_b - V_c) = 2V_c - V_b - V_a \end{cases} \quad (I.27)$$

Et on a :

$$\begin{cases} V_a = -V_b - V_c \\ V_b = -V_a - V_c \\ V_c = -V_a - V_b \end{cases} \quad (I.28)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) = \frac{1}{3}[(V_a - V_b) - (V_c - V_a)] \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) = \frac{1}{3}[(V_b - V_c) - (V_a - V_b)] \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) = \frac{1}{3}[(V_c - V_a) - (V_b - V_c)] \end{cases} \quad (I.29)$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}[2(V_a - V_0) - (V_b - V_0) - (V_c - V_0)] \\ V_b = \frac{1}{3}[-(V_a - V_0) + 2(V_b - V_0) - (V_c - V_0)] \\ V_c = \frac{1}{3}[(V_a - V_0) - (V_b - V_0) + 2(V_c - V_0)] \end{cases} \quad (I.30)$$

Si V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeur continues), alors V_A , V_B et V_C sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif (DC-AC).

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (I.31)$$

On aura alors :

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}] \quad (I.32)$$

Avec : $[V_{AC}] = [V_A \ V_B \ V_C]^T$: Tension alternative équilibrée.

Et $[V_{DC}] = [V_{AO} \ V_{BO} \ V_{CO}]^T$: Tension continue.

I.8 Domaines d'application :

Les onduleurs ont été conçus essentiellement pour fonctionner dans les domaines d'applications suivants:

a. Les alimentations sans interruption (ASI) : Certaines applications sensibles (secteur pétrolier, hôpitaux, serveurs informatiques...) ne peuvent supporter la moindre panne d'alimentation.

Pour réaliser une alimentation sécurisée, on a la même structure que précédemment avec des batteries sur le bus continu, ce qui permet de continuer à fournir de l'énergie et donc une tension sinusoïdale le temps qu'un groupe électrogène prenne le relais.

(Rq : onduleurs plus souvent en monophasé) .

En pratique, les onduleurs actuels (pour ASI ou variateurs) sont pilotés par des algorithmes très compliqués (contrôle vectoriel de flux) et surtout comporte des fonctionnalités annexes, support de plusieurs protocoles de communication, pilotage par PC déporté, paramétrage différent suivant la charge ...

Rq : l'onduleur seul peut fonctionner dans les quatre quadrants (à condition de mettre en anti parallèle des diodes sur les transistors), mais souvent le bus continu est alimenté par un pont redresseur triphasé à diode qui lui n'est pas réversible en courant [09].

b. La variation de la vitesse : Comme nous l'avons vu sur les cours sur les MAS et machines synchrones, la façon la plus efficace de régler la vitesse de ces machines et d'agir sur la fréquence de leur tension d'alimentation. Pour répondre à ce besoin, on conçoit donc un redresseur triphasé qui fournit une tension continue et on place un onduleur à la suite qui crée le réseau de tension triphasé sinusoïdal à une l'amplitude et à la fréquence permettant le fonctionnement désiré.

c. Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

d. Alimentation de sûreté : pour contrarier les microcoupures ou les tensions parasites dans le système informatique.

I.9 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle) :

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) 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, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence. L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$f_{porteuse} > 20 \cdot f_{référence}$$

Les figures de (I-6) représentent deux signaux à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1k (figure I-6.a) et 2KHz (figure I-6.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.

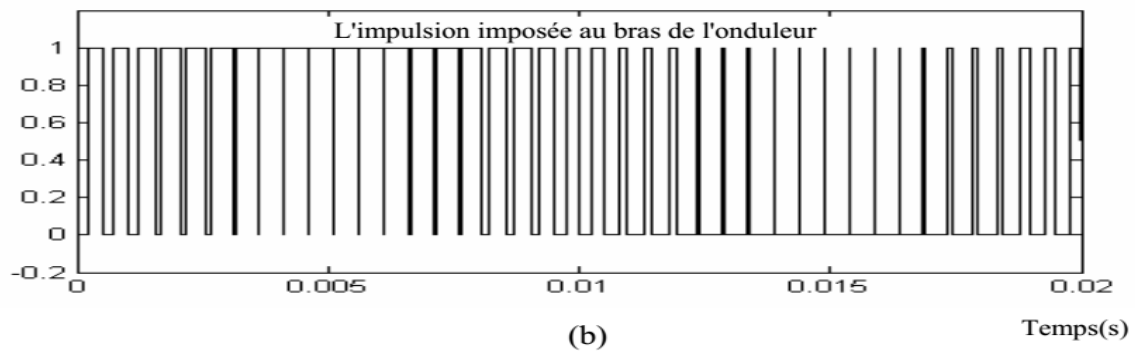
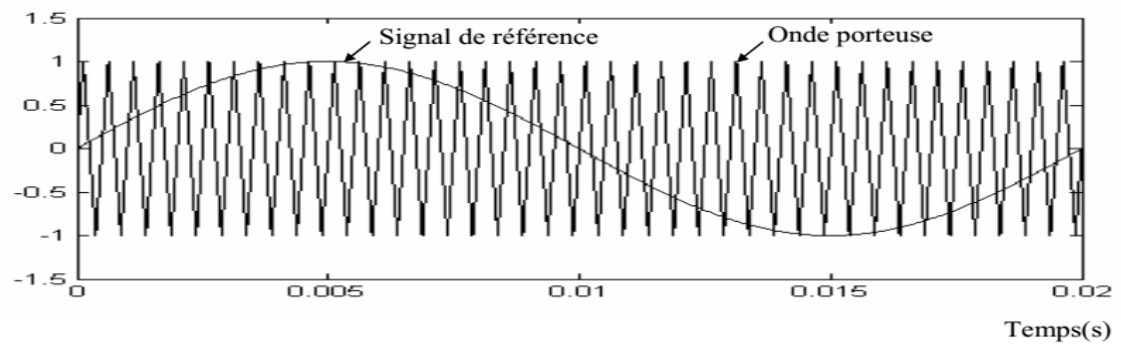
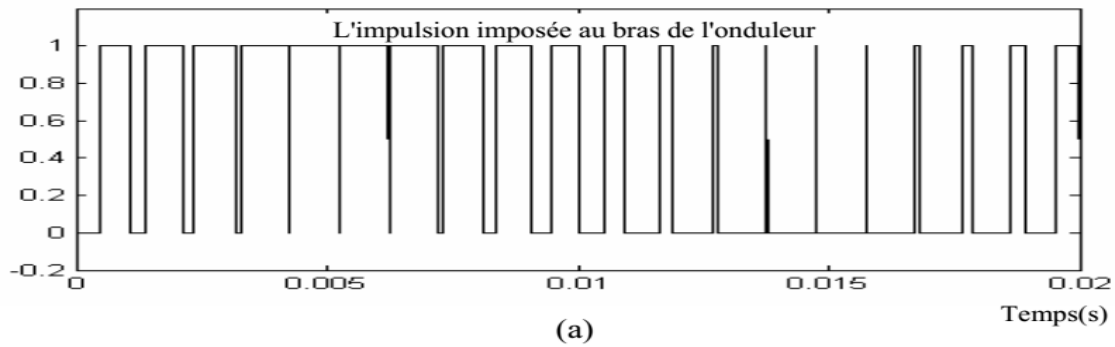
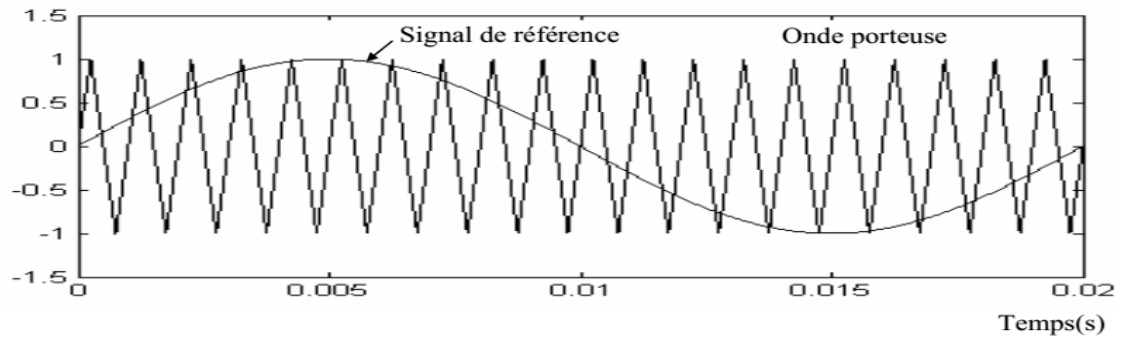


Fig. I-6 : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b).

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicates amis en œuvre dans les applications numériques. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution enharmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous présentons la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'utilisation, ainsi que sa modélisation. Nous nous basons sur un ensemble d'hypothèses simples. Le modèle MSAP a été créé dans Park Reference afin de planifier le système et faciliter l'étude. Nous avons abordé la modélisation de l'onduleur de tension et de la commande triangulaire. MLI sinusoïdale. Le processus d'un modèle électrique dans un champ tournant sera facilité par le contrôle de la direction d'écoulement du rotor d'une machine synchrone, qui fera l'objet du chapitre deux.



Chapitre deux

Commande Vectorielle de la MSAP
avec régulateurs PI

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP avec régulateurs PI

II.1 Introduction

Dans le premier chapitre, nous fournissons une introduction détaillée au modèle de machine synchrone à aimants permanents qui est un système multivarié et non linéaire en plus d'être fortement couplé entre les variables d'entrée (tension, fréquence), les variables de sortie (couple, vitesse) et les variables internes de la machine. tels que le débit, et c'est ce qui rend le contrôle de la machine 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 de base de cette stratégie repose sur la compréhension du comportement de la machine synchrone avec le comportement de la machine à courant continu, c'est-à-dire la création d'un modèle linéaire et discret qui améliore son comportement dynamique.

A partir du modèle de la MSAP, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétisés au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires.

Dans ce chapitre, nous présenterons le contrôle vectoriel appliqué à MSAP. Où les boucles de courant et les boucles de vitesse sont régulées à l'aide de débogueurs PI classiques. Nous présentons les résultats de la simulation pour illustrer la performance de la régulation proposée.

A partir du modèle de la MSAP, les régulateurs de vitesse et de position peuvent être synthétisés au moyen de techniques classiques développées pour les systèmes linéaires

II.2 Diagramme vectoriel :

Le diagramme vectoriel de MSAP dépend principalement de la détermination des équations de cette machine, c'est-à-dire de la détermination des caractéristiques de la machine. Les équations qui définissent les fonctionnements de la machine déduites des équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + L_d \frac{di_{qs}}{dt} + \phi_f \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

A partir des équations précédentes (II.1), on aura :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - X_{qs} i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + X_{ds} i_{ds} + X_{qs} i_{qs} + E_0 \end{cases} \quad (II.2)$$

E_0 : Représente la FEM a vide, $E_0 = \phi_f \omega_r$

X_{ds}, X_{qs} : Réactances longitudinale et transversale

En se basant sur les équations (II.2), on peut tracer le diagramme vectoriel [9].

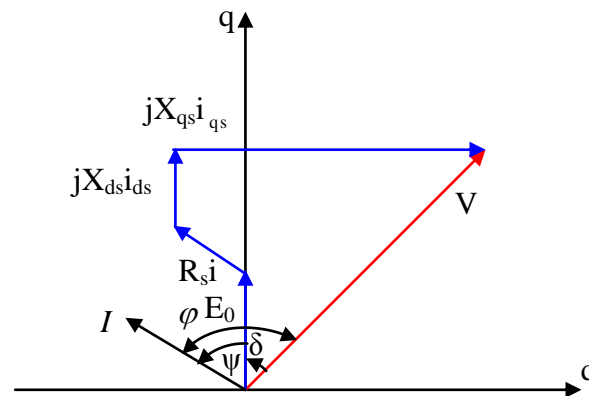


Fig II.1: Diagramme vectoriel de la MSAP [9].

$$V = [V_{ds}, V_{qs}] ;$$

$$I = [I_{ds}, I_{qs}] ;$$

ψ : Déphasage du courant par rapport à la force électromotrice ;

ϕ : Déphasage du courant par rapport à la tension ;

δ : Déphasage entre la tension et la FEM.

II.3 Principe de la commande vectorielle :

Le principe de contrôle d'un dispositif à courant continu à excitation séparée coïncide avec le principe de contrôle des conducteurs. Ceux-ci consistent en la régulation et la congruence du débit par un composant du courant et du couple par l'autre composant. Il faut donc choisir le système d'axes (d, q) et la loi de commande qui assure la séparation du débit et du couple.

La Commande par orientation du champ consiste a orienter le flux dans l'entrefer suivant l'axe quadratique (q), c'est exactement d'annuler l'effet du flux statorique suivant l'axe directe. Cela

est obtenu en imposant à i_{ds} une valeur nulle, donc le système résultant est mono entrée V_{qs} .

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.

Physiquement cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation, comme il est illustré à la figure (II.2), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant i_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants [10].

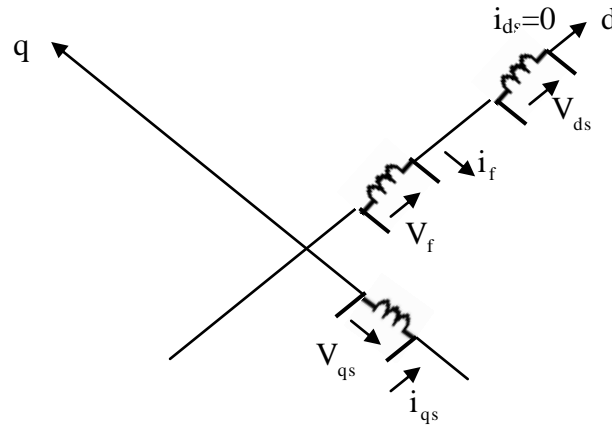


Fig II.2: Commande par orientation du champ de la MSAP (i_{ds} nul).

Le couple électromagnétique développé par la MSAP peut s'écrire dans le repère (d q) sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left[(L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_f i_{qs} \right] \quad (\text{II.3})$$

Avec

$$\phi_f = L_m i_f$$

L_m : L'inductance magnétique.

Alors, la relation de couple électromagnétique avec $i_{ds} = 0$ devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f i_{qs}$$

Notez que l'expression du couple électromagnétique est égale à l'expression d'une machine à courant continu, ou des courants: i_f et i_{qs} produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

Afin de maîtriser le couple d'une MSAP, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant ceci en vérifiant instantanément ses composantes suivant l'axe direct i_{ds} et l'axe en quadrature i_{qs} .

$$\vec{i}_s = \vec{i}_{qs} + \vec{i}_{ds}$$

Soit α_s : est l'angle entre i_s et l'axe direct statorique d_s du référentiel fixe statorique,

D'où $(\alpha_s - \theta_r)$ est l'angle entre la phase de i_s et l'axe du référentiel rotorique.

Alors on a :

θ_r : L'angle entre l'axe statorique d_s et l'axe direct.

$$\begin{cases} i_{qs} = |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \\ i_{ds} = |i_s| \cos(\alpha_s - \theta_r) \end{cases} \quad (II.4)$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \quad (II.5)$$

Pour avoir ($i_{ds} = 0$) il faut fixer $(\alpha_s - \theta_r)$ à $\frac{\pi}{2}$ d'où le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale [6].

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f |i_s|$$

$$|i_s| = |i_{qs}|$$

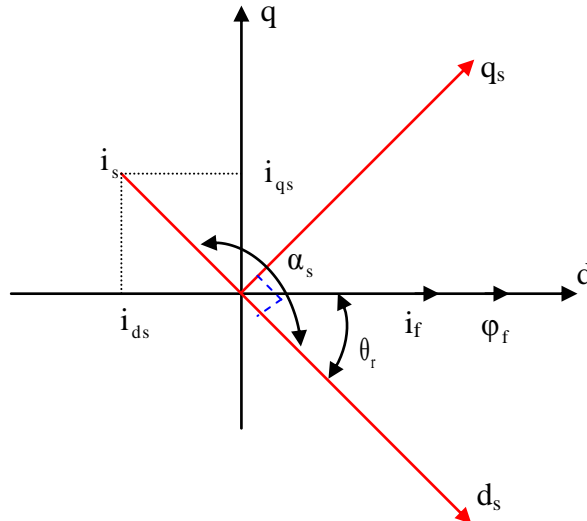


Fig II.3: Diagramme illustrant le vecteur courant statorique et le courant d'excitation de la MSAP [2].

II.4 Application de la commande vectorielle dans l'espace d'état :

On fait appel aux équations du modèle en tension de la MSPA suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_{qs} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_{ds} - P\phi_f \frac{\omega_r}{L_q} \end{cases} \quad (II.6)$$

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_c \Omega) \quad (II.7)$$

Afin d'obtenir le courant i_{ds} nul, il suffit de faire un retour d'état approprié en prenant

$V_{ds} = -L_q \omega_r i_{qs}$ montré a la figure (II.4), cela représente un retour d'état non linéaire.

On pose

$$K_T = \frac{3}{2} P\phi_f$$

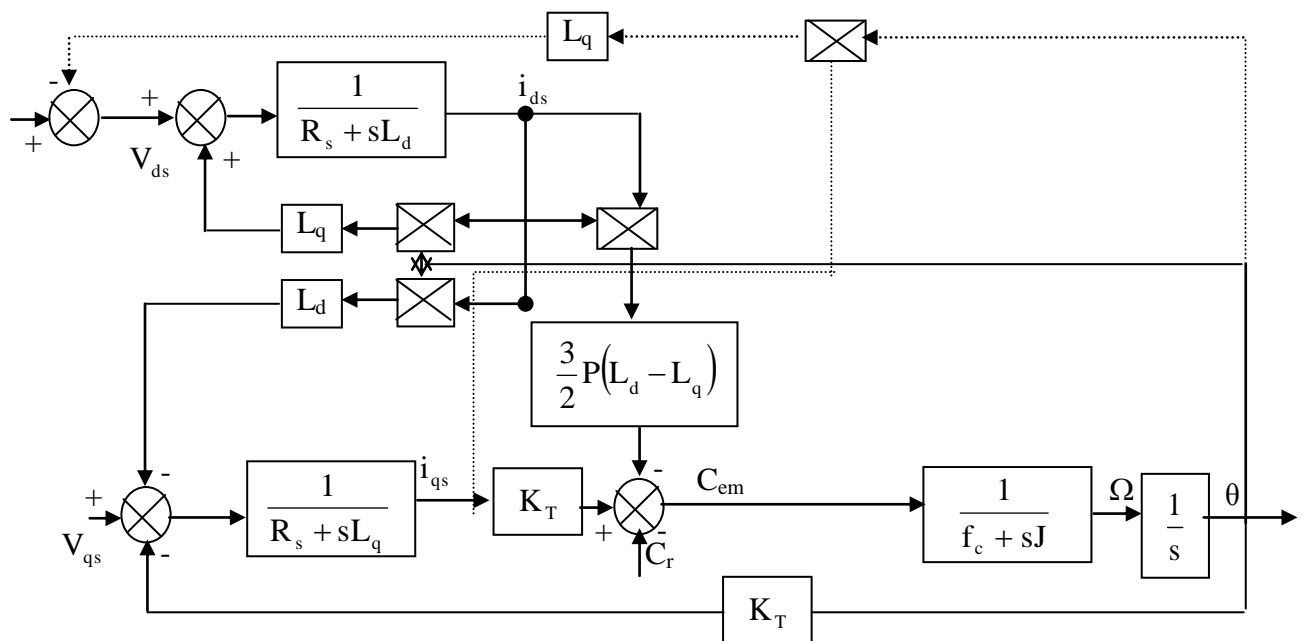


Fig II.4: Schéma bloc avec le retour d'état non linéaire

D'où les équations de la MSAP après l'orientation du flux, deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{L_d \omega_r}{L_q} i_{ds} - \frac{R_s}{L_q} i_{qs} + \frac{V_{qs}}{L_q} - P \frac{\phi_f \omega_r}{L_q} \end{cases} \quad (II.8)$$

La première équation (II.8) s'écrit : $\frac{di_{ds}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} i_{ds} = 0$

C'est une équation différentielle du premier ordre sa solution est donné par :

$$i_{ds}(t) = \exp[\alpha t]; \alpha = -\frac{R_s}{L_d}. \text{ (Est une valeur grande ce qui donne } i_{ds} = 0 \text{)}$$

L'équation du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \phi_f i_{qs} \quad (II.9)$$

En remplaçant (II.9) dans (II.7) On obtient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} P \phi_f i_{qs} - C_r - f_c \Omega \right] \quad (II.10)$$

D'où l'équation du système découplée en prenant comme variable d'état $[i_{qs}, \Omega]$ est :

$$\begin{cases} \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{qs} - P \frac{\omega_r \phi_f}{L_q} + \frac{V_{qs}}{L_q} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} P \frac{\phi_f}{J} i_{qs} - \frac{f_c \Omega}{J} + \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (II.11)$$

L'objectif de ce procédé est d'obtenir un modèle similaire à celui d'un moteur à courant continu, dans la figure (II.5) fonctionnel donné par.

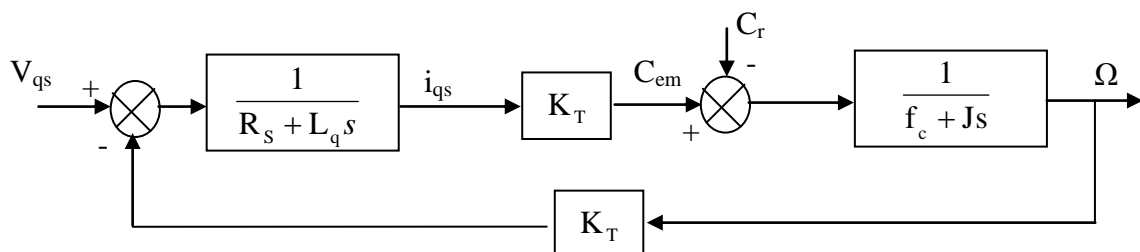


Fig II.5: Schéma bloc représentant la MSAP après l'orientation du champ.

II.5 Méthode d'orientation de flux :

La figure (II.6) montre un schéma de principe d'un moteur à vitesse variable utilisant un contrôle de débit dirigé, utilisé avec une boucle de régulation de vitesse qui donne la référence de courant i_{qs}^* , la référence du courant i_{ds}^* est maintenue à zéro [15].

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs, à savoir [12][15]:

- La position du rotor, nécessaire pour les transformation de coordonnées diphasé, triphasé et inversement ;
- Les courants statiques d'axe directe i_{ds} et d'axe en quadrature i_{qs} ;
- La vitesse du rotor Ω .

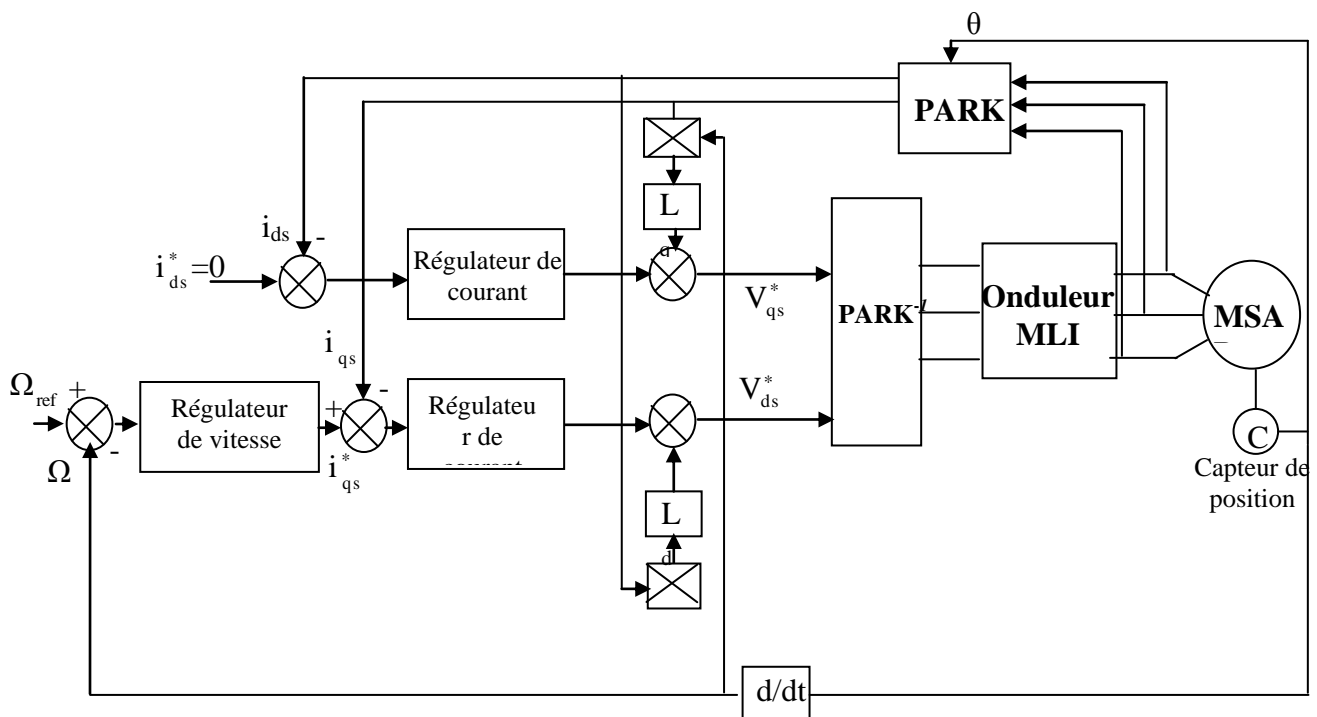


Fig II.6: Commande vectorielle dans le référentiel (d q)[15].

Les courants dans le référentiel PARK sont normalement contrôlés par les régulateurs. En référence aux valeurs inférieures des constantes de temps électriques des actionneurs modulés, la période d'échantillonnage associée aux courants de régulation doit être inférieure à (petites) millisecondes ; Par conséquent, des microprocesseurs puissants et donc coûteux doivent être utilisés.

II.6 Structure de commande vectorielle de la MSAP :

La structure de découplage du contrôle vectoriel de la MSAP donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* = -\omega_r L_q \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} = \frac{(-\omega_r L_q C_{em}^*)}{K_t} \\ V_{qs}^* = R_s \frac{C_{em}^*}{K_t} + \frac{L_q}{K_t} \frac{dC_{em}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (II.12)$$

Dans ces expressions, les grandeurs de référence se distinguent des grandeurs réelles pour l'exposant « * ».

Le schéma bloc correspondant à cette structure est donné à la figure (II.7).

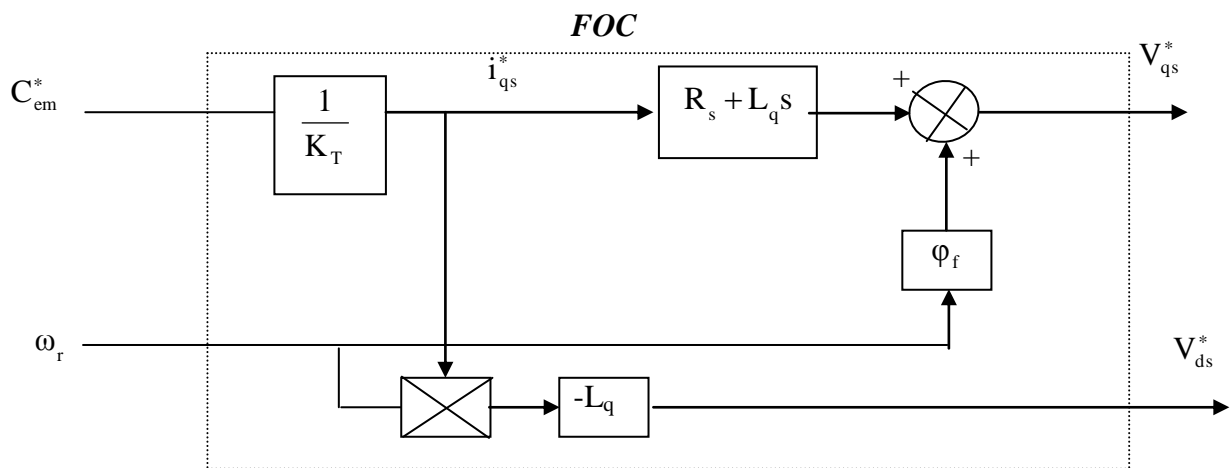


Fig II.7: Schéma bloc de la structure de découplage

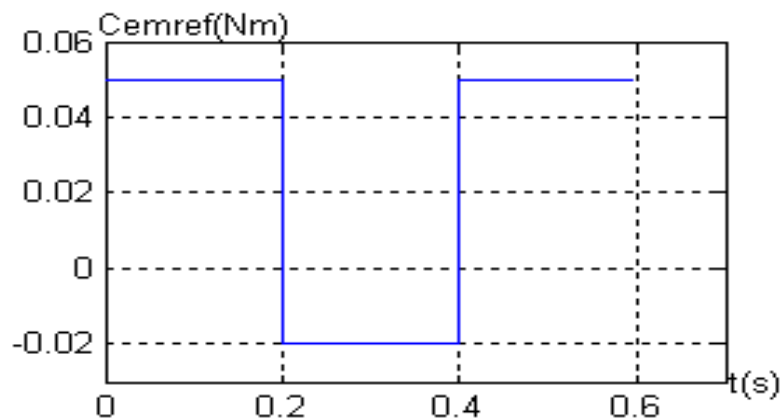


Fig II.8: Couple de référence

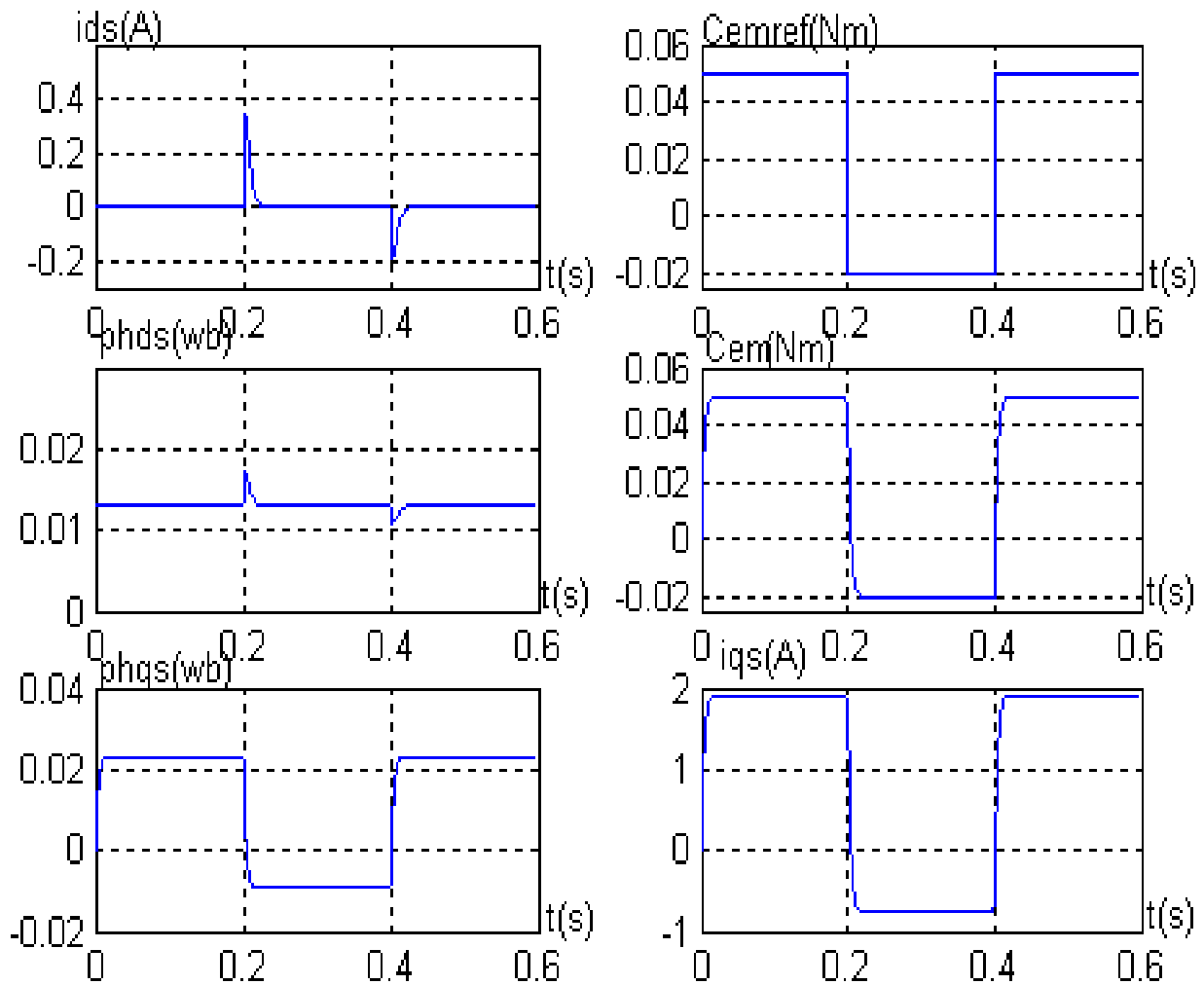


Fig II.9: Commande vectorielle en boucle ouverte
(Application sur le modèle de la MSAP)

La figure (II.9) Affiche le comportement du schéma de contrôle de couple indirect appliqué à MSAP.

D'après cette figure l'analyse des courbes montre que le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence (C_{em}^*) imposé sans dépassement.

Le courant statorique direct (i_{ds}) s'annule ce qui est exactement le but de la commande par l'orientation du champ.

Le flux d'axe direct ϕ_{ds} se stabilise à la valeur $\phi_f=0.013$ wb indépendamment de la variation du couple électromagnétique, et il suit parfaitement le courant statorique directe dans sa forme avec l'apparition des pics a ($t=0.2$ s) et ($t=0.4$ s) qui sont dus à la variation brusque du couple référentiel à ces instants, ce qui vérifie le découplage des axes (d, q)

II.7 Association onduleur-MSAP :

Dans l'étude précédente, nous avons vu que pour pouvoir réaliser le Commande vectoriel et avoir un modèle découplé, il faudra que les tensions des références soient :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega_r L_q i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (II.13)$$

Avec :

$$i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{K_T}$$

Ayant choisi la référence de couple (C_{em}^*), le bloc de découplage fournit les tensions de commande V_{ds}^* et V_{qs}^* assurant le contrôle des courants i_{ds} et i_{qs} . Le passage du repère (d q) aux grandeurs réelles est assuré par la transformation inverse de PARK, ce passage est donné par le système suivant :

$$\begin{cases} V_a^* = V_{ds}^* \cos(\theta) + V_{qs}^* \sin(\theta) \\ V_b^* = V_{ds}^* \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + V_{qs}^* \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c^* = V_{ds}^* \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + V_{qs}^* \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.14)$$

Ou : $\theta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau$

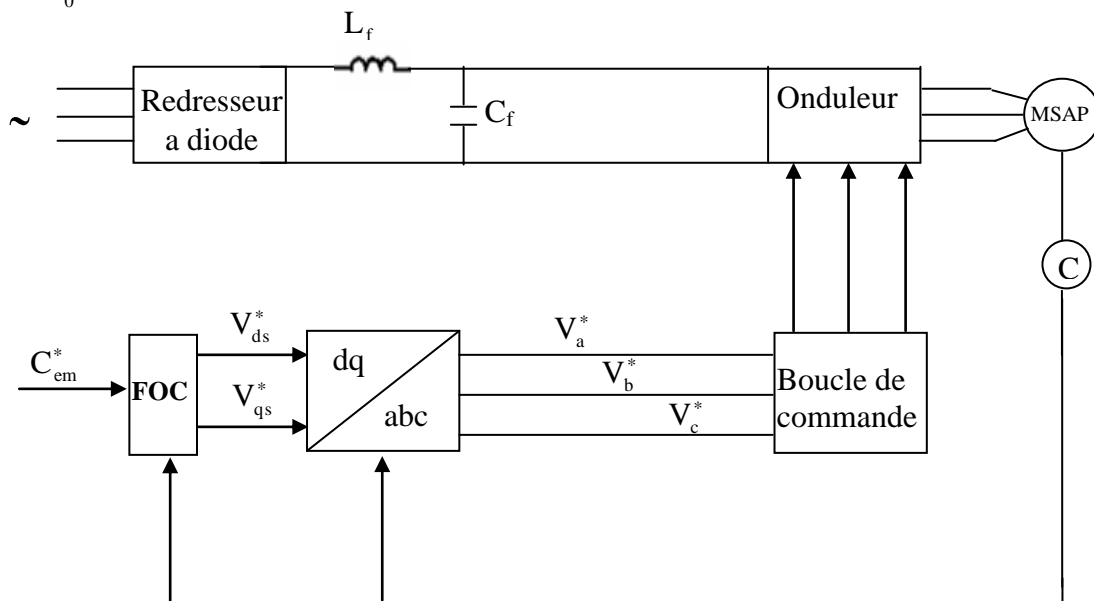


Fig II.10: Commande vectorielle de l'association onduleur machine en boucle ouverte

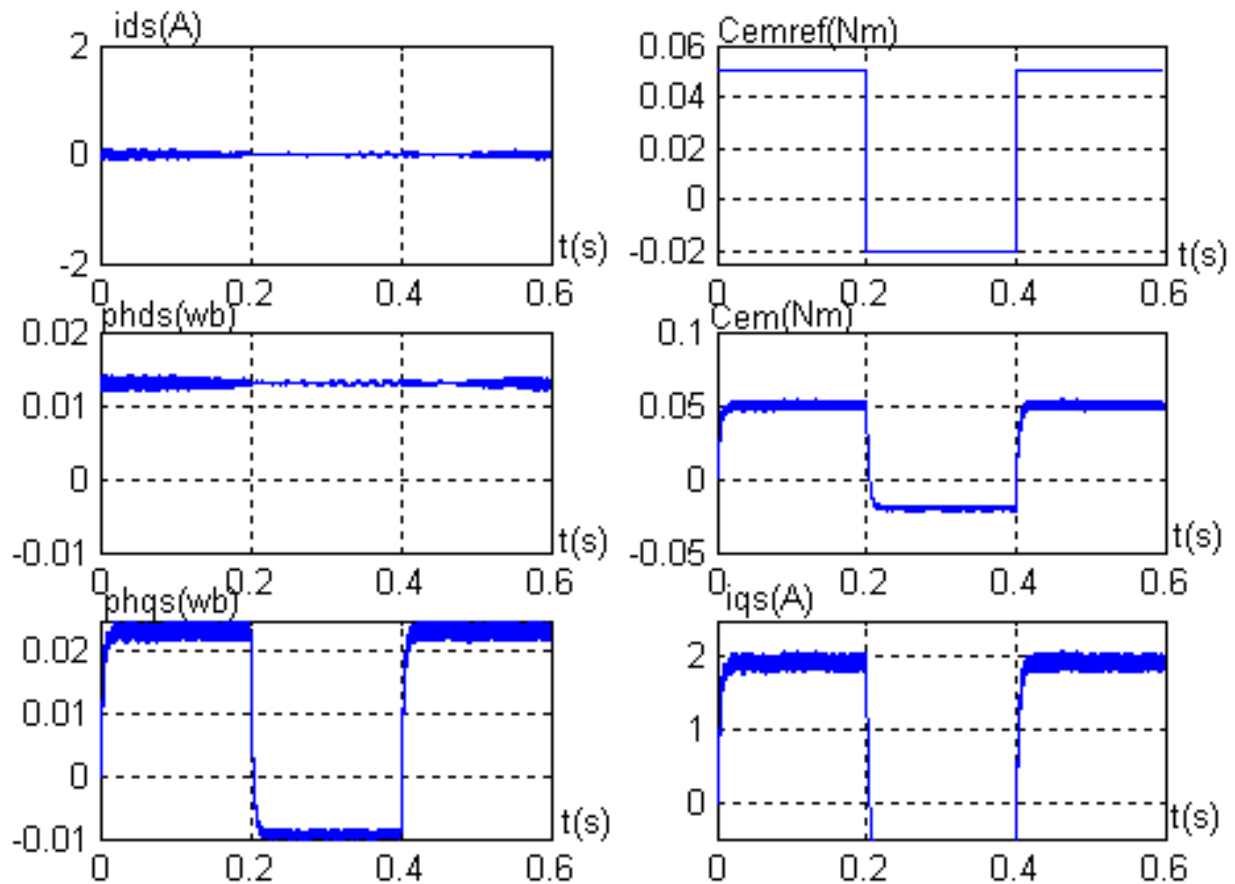


Fig II.11: Commande vectoriel en boucle ouverte de l'association Onduleur-MSAP

Pour vérifier la séparation présentée par ce processus entre le flux et le couple, nous simulons la corrélation entre l'ensemble FOC-onduleur de tension-MSAP, à travers une condition de couple de référence sous forme de fentes $[0.05\text{Nm}, -0.02\text{Nm}, 0.05\text{Nm}]$ dans l'intervalle du temps respectifs suivants : $[0 \ 0.2]$, $[0.2 \ 0.4]$, $[0.4 \ 0.6]$ s.

La figure (II.11) représente la structure du contrôle vectoriel en boucle ouverte, la comparaison de ces résultats avec ceux obtenus par la simulation du modèle plus FOC montre que :

La composante directe du courant est sensiblement nulle, cependant la présence de l'onduleur engendre des ondulations autour de sa valeur moyenne (zéro).

L'allure du couple électromagnétique est largement identique à celle obtenue dans le cas d'une source d'alimentation sans onduleur, avec l'apparition d'ondulations déterminant sa valeur moyenne. Ces ondulations sont dues à la présence de l'onduleur.

II.8 Principe de régulation :

La méthode la plus classique consiste à utiliser un capteur de vitesse B pour surveiller la vitesse et pour éviter les problèmes de saturation, deux boucles sont nécessaires pour contrôler le courant de phase traversant. Organisation Actuelle i_{ds} et i_{qs} .

Théoriquement, une action proportionnelle suffit à garantir les critères de performances exigés par la boucle de vitesse, mais une action proportionnelle lors d'un changement de consigne de vitesse fait subsister un écart $\xi_{\Omega r} = \Omega_{ref} - \Omega$. Une action intégrale est donc nécessaire pour annuler cette erreur en régime permanent.

Ainsi, pour contrôler la machine, nous suggérons d'utiliser un régulateur PI où l'action proportionnelle et intégrative sont réglées en parallèle.

Nous commencerons dans un premier temps par une étude comparative, mettant en évidence l'intérêt de l'utilisation du régulateur IP, ensuite les paramètres de chacun des régulateurs seront déterminés, grâce au modèle élaborée. Dans la partie précédente, des résultats de simulation seront présentés pour les deux régulateurs.

II.9 Régulateur Proportionnel Intégral (PI) :

Comme nous l'avons déjà défini précédemment, le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale (figure II-12), nous travaillerons sur la boucle de régulation de vitesse, sachant que nous supposons l'orientation de flux établie c'est-à-dire que le couple est commandé à partir de la composante en quadrature du courant statorique (i_{qs}) et que le flux rotorique (ϕ_f) est constant. Cette hypothèse nous permet d'écrire l'expression du couple comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_{qs} i_{ds} - \phi_f i_{qs}]$$

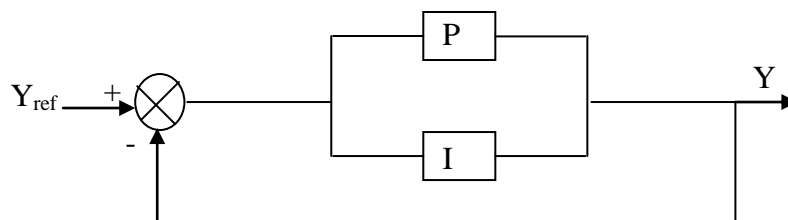


Fig II.12: Régulateur PI

II.9.1 Commande vectorielle des machines a petite constante de temps :

Lorsque la constante du temps électrique est négligeable, les courants peuvent être commandés en boucle ouverte comme l'indique la figure (II.13) qui représente la commande de vitesse avec une régulation des courants en boucle ouverte ou la vitesse est assurée par un régulateur (PI) qui fournit un couple de référence C_{ref} .

Les courants de référence $i_{ds\ ref}$ et $i_{qs\ ref}$ sont calculés a partir de ce couple de référence et les tensions appliquées a la machine V_{ds}^* et V_{qs}^* qui sont calculées a partir de $i_{ds\ ref}$ et $i_{qs\ ref}$. Dans ce système, le découplage des courants sont calculés soit a partir des courants mesurés i_{ds} et i_{qs} soit a partir des courants de référence $i_{ds\ ref}$ et $i_{qs\ ref}$ [9].

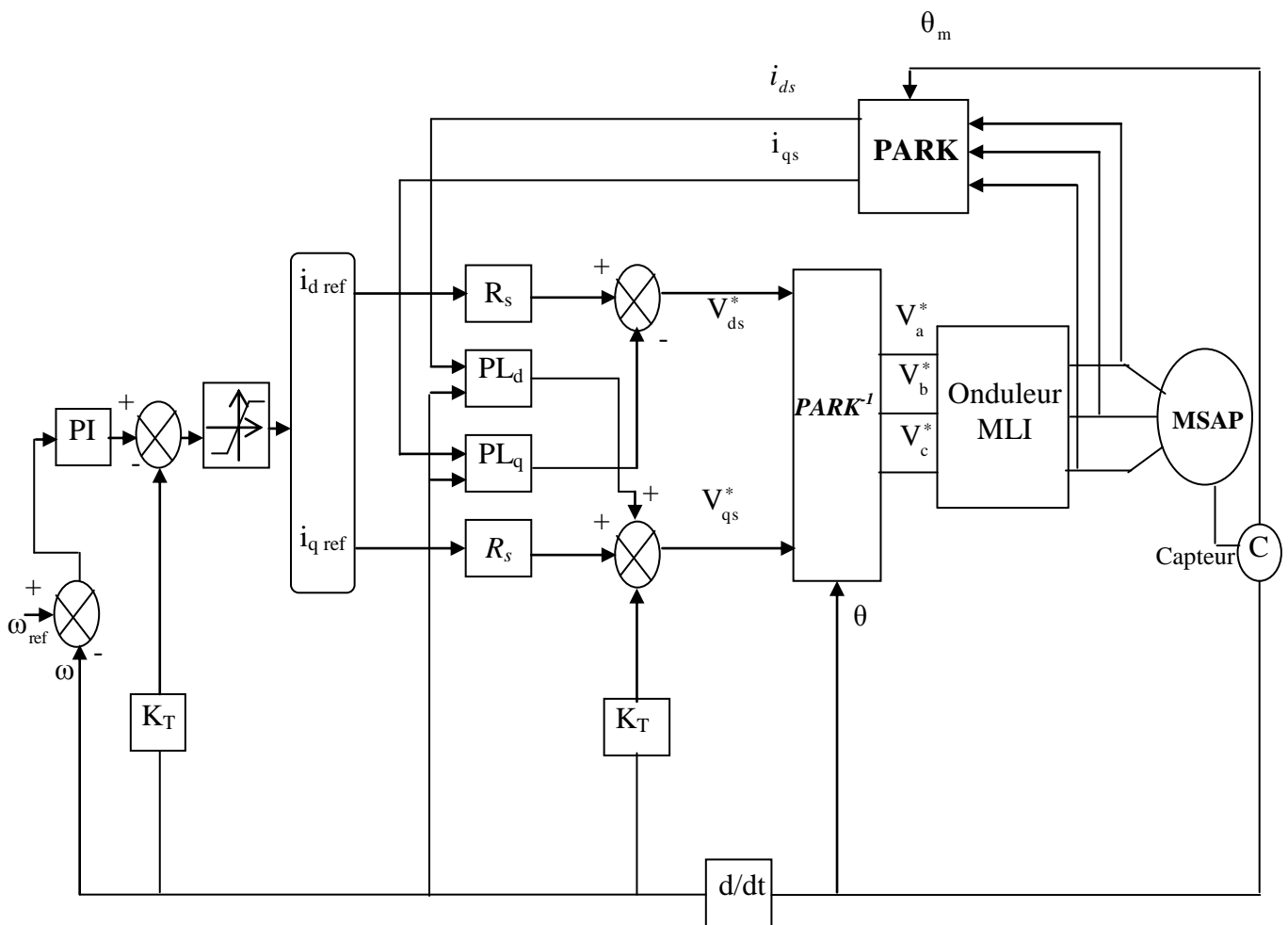


Fig II.13: Commande de vitesse de la MSAP a petite constante du temps [9]

II.9.2 Commande vectorielle des machines a grande constante de temps :

Dans le cas ou les constantes du temps électriques sont non négligeable, elles doivent être réduites par des régulateurs (PI). La figure (II.13) représente la commande de vitesse avec les régulateurs de courants, et pour réduire cette constante du temps on utilise rétroaction du courant en utilisant un régulateur proportionnel, comme l'indique la figure (II.14).

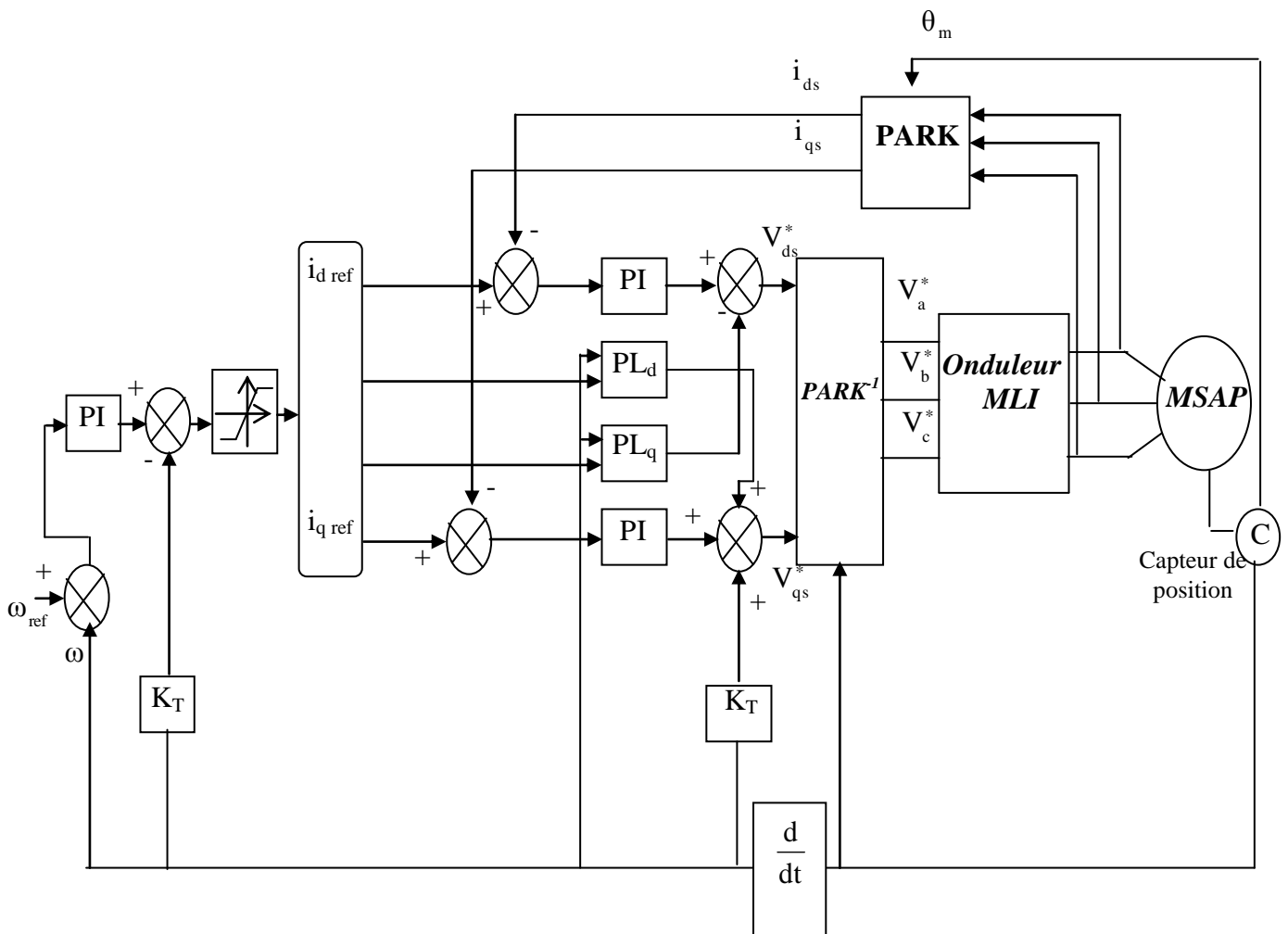


Fig II.14: Commande de vitesse de la MSAP a grande constante du temps avec deux couplages :(courants de référence et courants mesurés) [9]

II.9.3 Réglage de vitesse

Le régulateur de vitesse peut aisément être déterminé à partir du modèle découplé de la machine.

La figure (II.15) montre schématiquement la régulation de vitesse du système découplé.

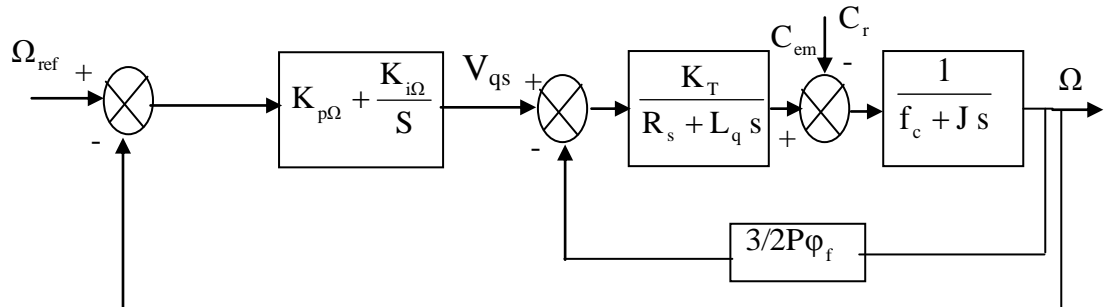


Fig II.15: Régulation de vitesse

II.9.3-a) Fonction de transfert en boucle ouvert :

Le modèle de la machine, associé au structure de commande (FOC), et au régulateur de vitesse est représenté à la figure (II.16).

La relation entrée sortie du système précédent en boucle ouvert est donnée par :

$$F_0(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}} \tag{II.15}$$

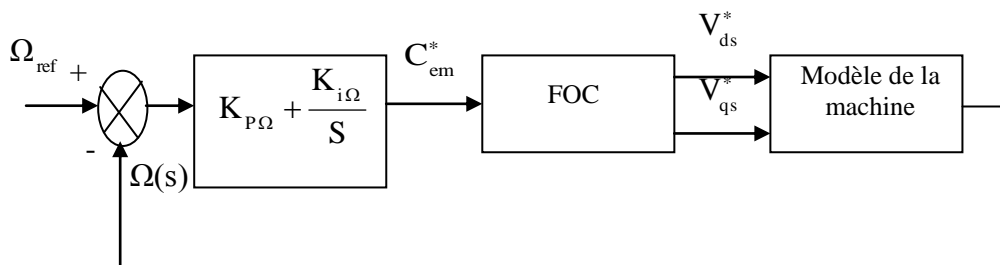


Fig II.16: Boucle de régulation

A partir du modèle de la machine et de bloc du découplage (FOC), qui fournit les tensions de commande :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -L_q \omega_r i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_r \phi_f + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} \end{cases} \tag{II.16}$$

Et pour des machines synchrones à aimants montés en surface, la constante de temps électrique ($\frac{L_q}{R_s}$), est généralement négligeable.

Les tensions de commande précédentes s'écrivent :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds}^* = -L_q \omega_r i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_r \phi_f \\ i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{\frac{3}{2} P \phi_f} \end{array} \right. \quad (II.17)$$

A partir de ce dernier système et le modèle de la machine on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{qs}^* = \frac{i_{qs}^*}{1 + \tau_e S} \\ C_{em}^* = \frac{C_{em}^*}{1 + \tau_e S} \end{array} \right. \quad \text{avec } \tau_e = \frac{L_q}{R_s} \quad (II.18)$$

L'équation mécanique, nous donne :

$$\Omega(s) = \frac{C_{em} - C_r}{f_c + J S} = \frac{(C_{em} - C_r)}{f_c (1 + \tau_m S)} \quad (II.19)$$

$$\text{Avec : } \tau_m = \frac{J}{f_c}$$

En remplaçant l'expression du couple électromagnétique (C_{em}) donné par (II.18) dans (II.19) ; on obtient :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} C_{em}^* - \frac{1}{f_c (1 + \tau_m S)} C_r \quad (II.20)$$

Cette équation est schématisée par la figure (II.17)

En comparant (II.1) et (II.20) ; on obtient :

$$F_0(s) = \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)}$$

II.9.3-b) Fonction de transfert en boucle fermée

En ajoutant un régulateur (PI) de fonction de transfert donnée par :

$$F_{reg\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (II.21)$$

Alors la boucle de régulation globale se présente comme suit :

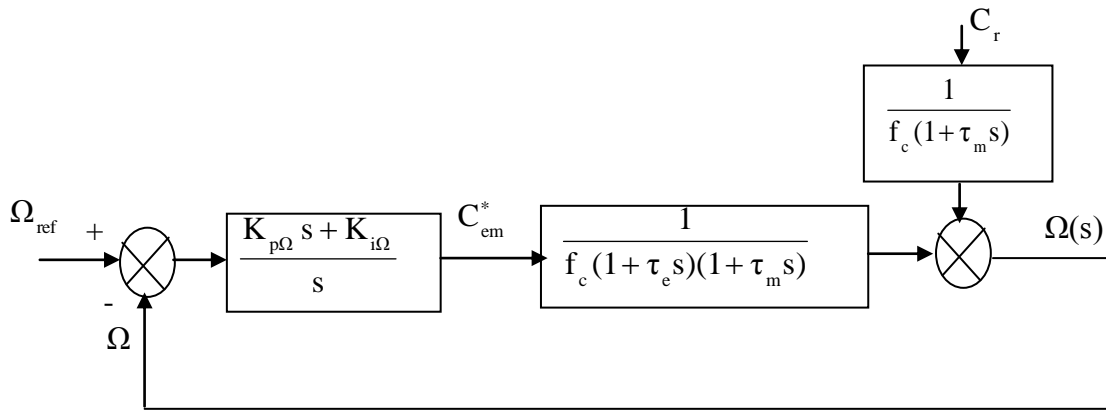


Fig II.17: Boucle de réglage de vitesse

La fonction de transfert globale en boucle ouverte sera :

$$F_{g0}(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \right) \frac{1}{f_c (1 + \tau_e S)(1 + \tau_m S)} \quad (II.22)$$

Après un calcul élémentaire, on aura :

$$F_f(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot S + K_{i\Omega}}{J\tau_e S^3 + (J + f_c \tau_e) S^2 + (K_{p\Omega} + f_c) S + K_{i\Omega}} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (II.23)$$

En tenant compte des paramètres de la machine, on peut négliger les deux termes $J\tau_e$ et $f_c \tau_e$ alors le dénumérateur $D(s)$ devient :

$$D(s) = JS^2 + (K_{p\Omega} + f_c)S + K_{i\Omega}$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres des régulateurs ont été choisis par la méthode des pôles imposés. Nous imposons les pôles du système, où la partie réelle est égale à la partie imaginaire ($s_{1,2} = \rho \pm j\rho$)

Dans ce cas, les paramètres de régulateur sont :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = 2 \rho^2 J \\ K_{p\Omega} = 2 \rho J - f_c \end{cases}$$

Tel que « ρ » représente le module de la partie réelle et de la partie imaginaire des deux pôles.

II.9.4 Régulation du courant i_{ds} :

De la première équation du système (II.6) et en imposant $V_{d0} = (R_s + SL_d) i_{ds}$:

$$i_{ds} = \frac{V_{d0}}{(R_s + SL_d)}$$

En insérant un régulateur (PI) de fonction de transfert donnée par :

$$K_{reg\ id_s} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S}$$

La boucle de régulation du courant i_{ds} se présente comme suit :

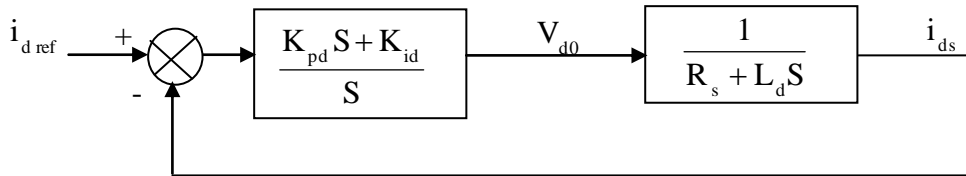


Fig II.18: Boucle de réglage de courant

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée par :

$$K_{Fids} = \frac{K_{pd}S + K_{id}}{L_d S^2 + (K_{pd} + R_s) S + K_{id}} \tag{II.24}$$

Le calcul des paramètres de régulateur se fait de la même manière que celle de la boucle de vitesse, ce qui donne :

$$\begin{cases} K_{pd} = 2\rho L_d - R_s \\ K_{id} = 2\rho^2 L_d \end{cases}$$

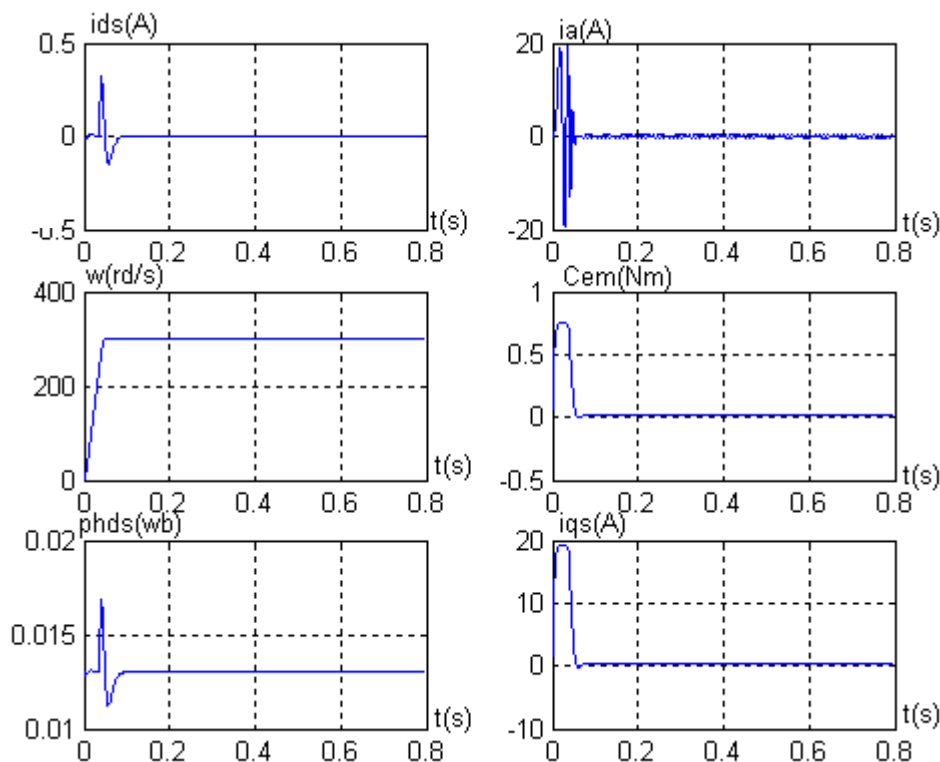


Fig II.19-a: Réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s

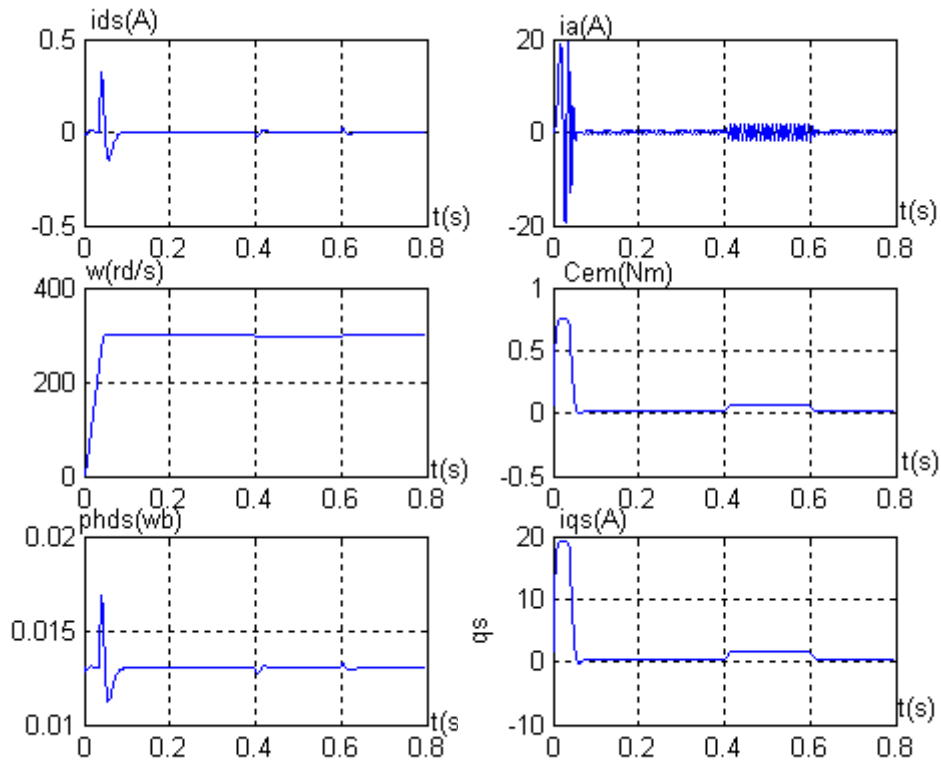


Fig II.19-b: Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 300rd/s avec application d'un couple résistant $C_r=0.05\text{Nm}$

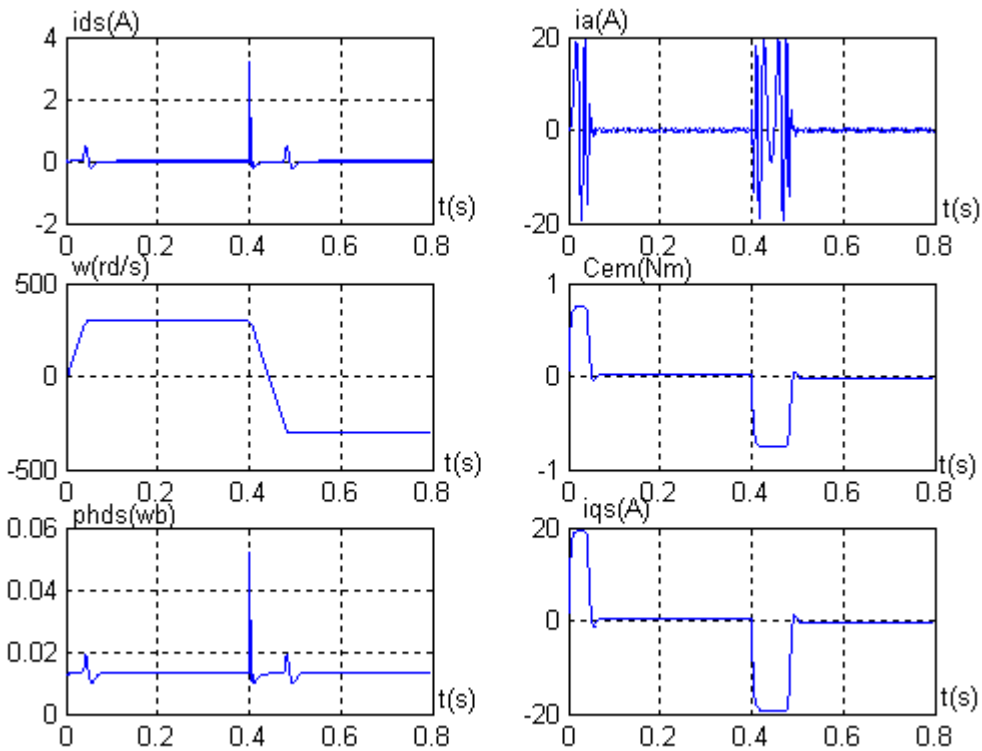


Fig II.19-c: Réponse dynamique suite à une inversion de vitesse 300rd/s à -300rd/s

Les courbes de la figure (II.19) représentent :

- Réponse à un échelon de vitesse (démarrage) ;
- Réponse à un échelon de vitesse avec l'application d'une charge ;
- Inversion de vitesse.

La figure (II.19-a) donne la réponse de la machine pour une consigne de vitesse de 300rd/s, le flux est installé à la valeur (0.013 Wb) au bout de (0.095s), de manière à fournir un couple important au démarrage. La machine répond rapidement à un échelon de vitesse, la réponse s'effectue sans dépassement avec un pic de courant i_{ds} de (0.32A) et atteint rapidement la valeur nulle, le couple électromagnétique est alors proportionnel au courant i_{qs} il se stabiliser à une valeur (0.015Nm) qui compense les pertes par frottement.

Les courbes de la figure (II.19-b) représentent la réponse la machine à l'application d'un couple résistant à l'intervalle [0.4, 0.6]s, le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation, de même pour le courant i_{qs} , par contre le courant i_{ds} reste constant.

Les courbes de la figure (II.19-c) représentent l'inversion de la vitesse de 300rd/s,-300rd/s à couple résistant nul, on constate que cette inversion de vitesse est rapide (0.09s) avec l'apparition d'un pic de courant i_{ds} du au variation brusque de la vitesse.

II.10 Application sur l'association onduleur-machine (REGULATEUR PI):

La figure (II.20), donne le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique Triangulo-Sinusoidale. Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence du couple C_{em}^* , un deuxième régulateur PI est utilisé pour annuler la composante directe du courant i_{ds} en imposant en enliée une consigne nulle.

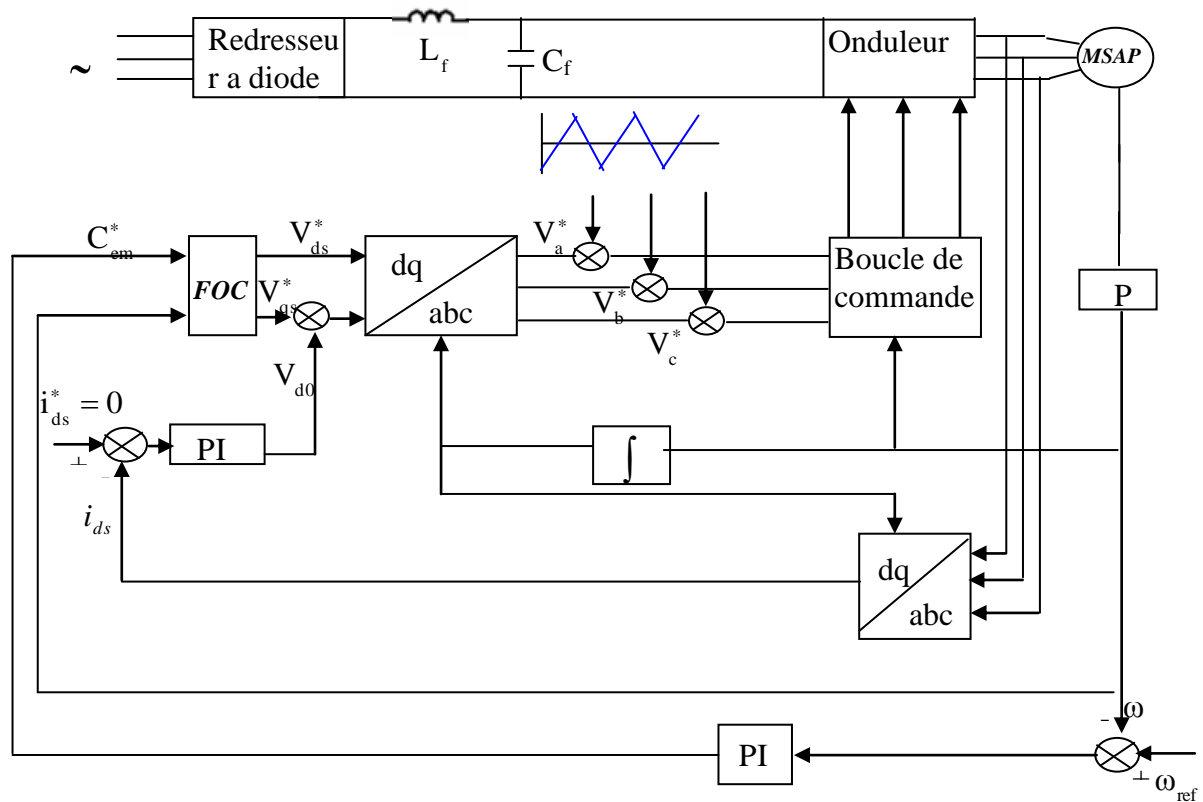


Fig II.20: Schéma globale de la commande du système dans le repère (d q) [10]

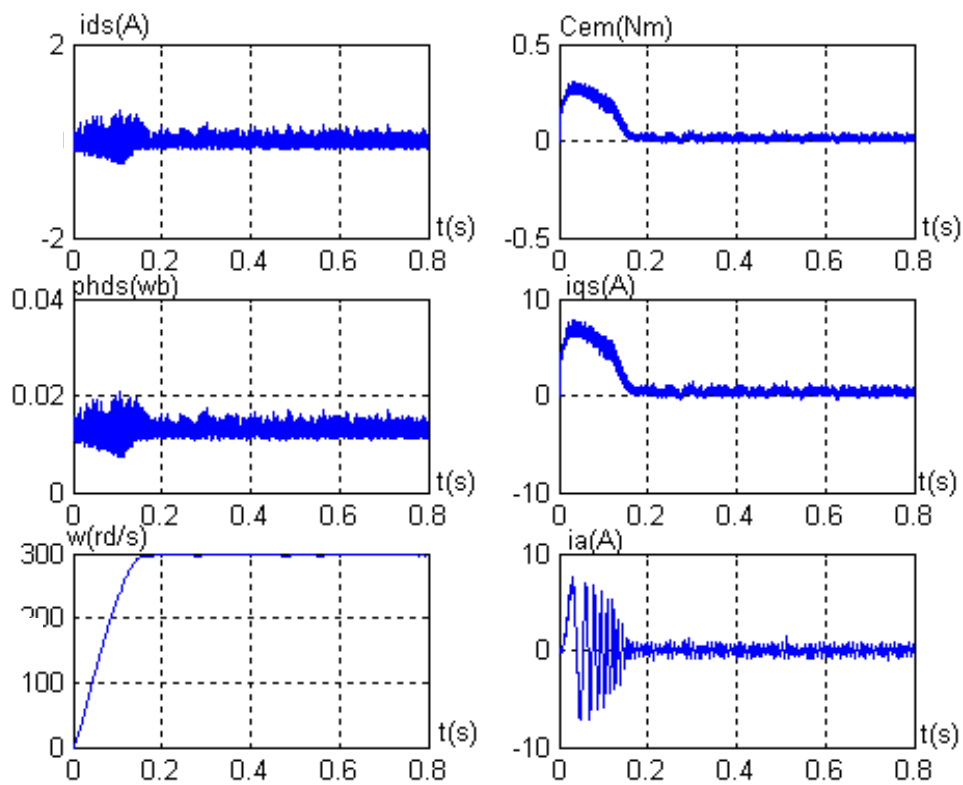


Fig II.21-a: Réponse dynamique de l'ensemble onduleur-MSAP pour une consigne de vitesse de 300rd/s

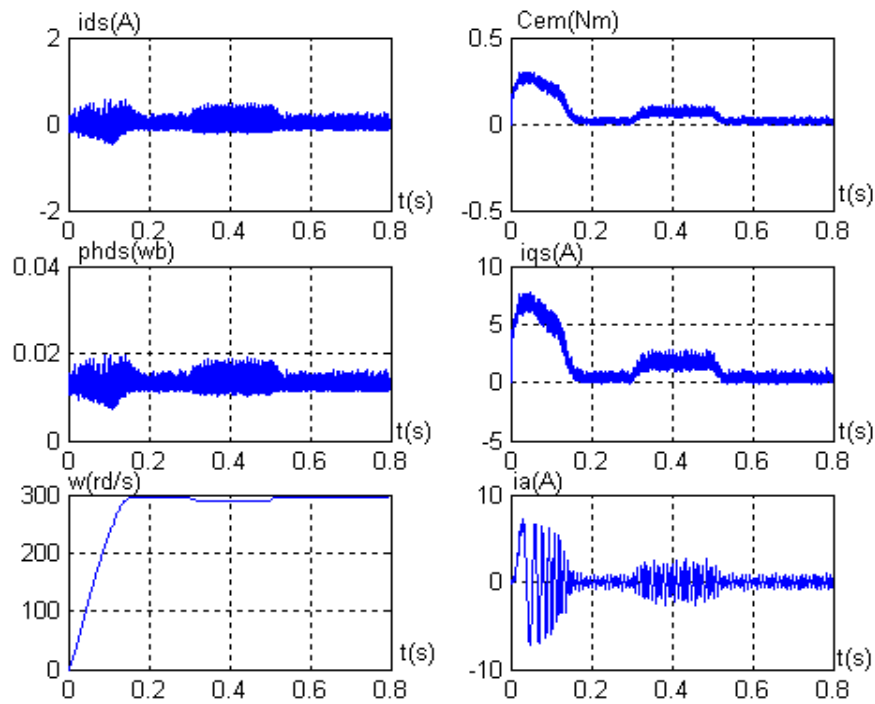


Fig II.21-b: Réponse de l'ensemble onduleur-MSAP avec l'application d'un couple résistant entre $t=0.4s$ et $t=0.6s$

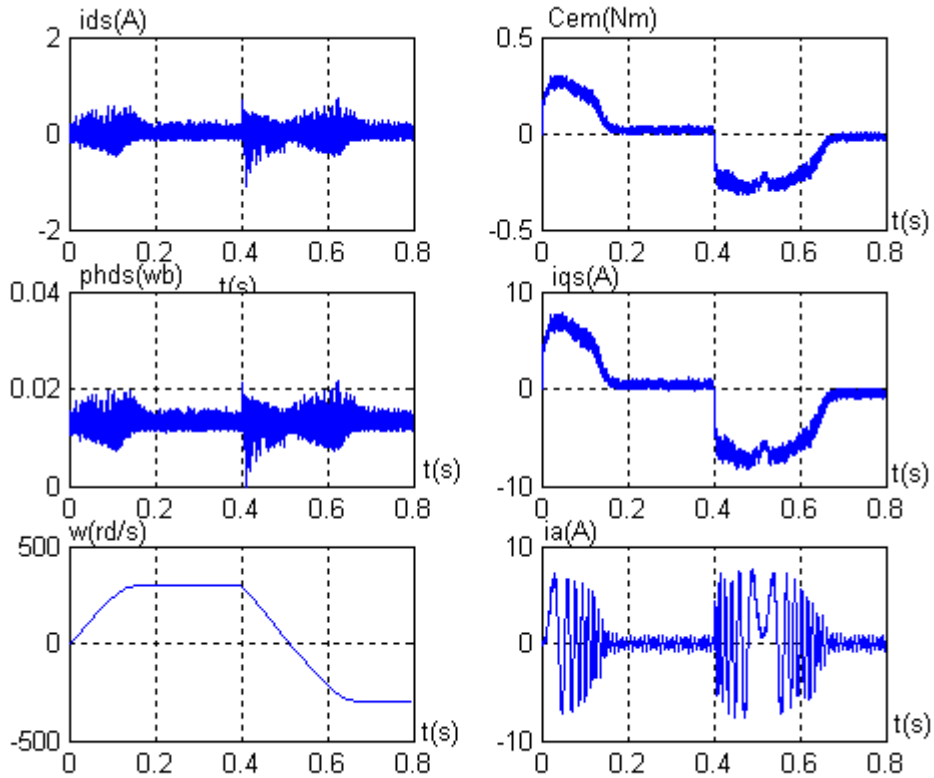


Fig II.21-c: Réponse de l'ensemble Onduleur-MSAP pour l'inversion du sens de rotation de 300dr/s et -300rd/s

Les testes de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge de ($C_r=0.05Nm$) appliqué entre [0.4, 0.6]s.

Les courbes de la figure (II.21) représentent un démarrage, réponse à un échelon de couple et une inversion de la vitesse de rotation.

La machine étant alimentée par onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale.

La vitesse suit la valeur de référence sans dépassement, l'application d'un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé, ainsi que le courant statorique de la machine qui à un comportement sinusoïdal, la vitesse est affectée d'une faible diminution de l'environ de (1.33%).

La figure (II.21-c) montre les résultats d'une inversion de vitesse de consigne de 300rd/s à -300rd/s, cette inversion s'accompagne d'une légère augmentation du courant statorique et du couple électromagnétique.

La comparaison des résultats obtenus de la figure (II.21) avec ceux obtenus sans onduleur (figure (II.19)) montre une ressemblance notable, on peut dire que les résultats sont sensiblement identique, on note que l'application d'un couple résistant ainsi que l'inversion de sens de rotation influent légèrement sur la composante du courant d'axe directe i_{ds} .

II.11 Conclusion:

A partir des résultats de simulation obtenus, nous pouvons juger de la qualité du contrôle vectoriel au niveau PARK de MSAP pris en charge par un onduleur de tension et nous pouvons obtenir une performance de couple dynamique très satisfaisante, caractérisée par un faible temps de réponse et l'absence de contournement de point spécifique ou d'oscillations transitoires. Ces performances sont obtenues avec un schéma simple. A partir d'un modèle non linéaire et comparatif, on obtient un modèle simple et discret, qui permet de contrôler la vitesse du rotor.

Et nous avons effectué des tests de performances avec des régulateurs PI.



Chapitre Trois

Commande à structure variable
de la MSAP

Chapitre III

La commande à structure variable de la MSAP

III.1 Introduction :

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent, en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques. La commande à structure variable (CSV) qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse [18].

Dépend de la modification de la fonction de la variable d'état. Appliqué pour créer une variété de surfaces glissantes (ou excessives). Dans le domaine pratique, l'utilisation de cette technique de commande est liée depuis longtemps en raison des oscillations liées au changement de commande apparaissant dans les volumes asservis.

Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : Augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une composante dite continue de haute fréquence [19][20].

III.2 Théorie de la commande par mode glissant :

Les lois de commande classique de type PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robuste surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue [19] [20].

Ce type de commande (CSV) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité, simplicité et temps de réponse faible. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problème d'identification les paramètres, soit à cause de simplifications sur le modèle du systèmes.

III.2.1 La commande à structure variable :

La modélisation mathématique de la commande à structure variable conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + B(x, t).V \quad (\text{III.1})$$

Avec : x : vecteur d'état, f : vecteur de fonctions de x et t ,

B : matrice de fonctions de x et t (une matrice $n \times m$),

V : un vecteur commande de dimension m , dont chaque composante V_i subit une discontinuité sur une surface $S_i(x) = 0$.

La surface « S » peut s'écrire comme :

$$S(x) = 0 \tag{III.2}$$

avec : $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$

$$V_i(x) = V_i^+(x) \quad \text{si} \quad S_i(x) > 0 \quad \text{pour : } i = 1, 2, \dots, m \tag{III.3}$$

$$V_i(x) = V_i^-(x) \quad \text{si} \quad S_i(x) < 0$$

Dans le cas multi variables le régime glissant s'effectue sur une variété $S(x)=0$ de dimension $(m \times n)$, (Intersection des m surfaces si $S(x)=0$).

III.2.2 Condition pour l'existence du mode de glissant :

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre U_{max} et U_{min} la figure (III-1), lorsque le système à régler est considéré du deuxième ordre, les grandeurs d'état son x_{s1} et x_{s2} [19].

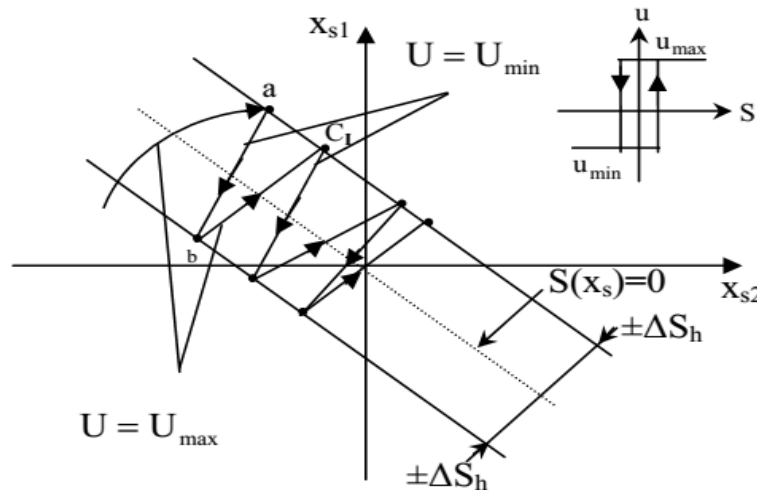


Fig III-1 : Existence du mode de glissement

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commande $S(x_s)= 0$, par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm\Delta S_h$.

Une trajectoire avec $U=U_{max}$ touche au point (a) le seuil de basculement inférieur. Si avec $U=U_{min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point (b) le seuil de basculement ou a lieu une commutation sur $U=U_{min}$.

Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touche le point (c) le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure de la zone de l'hystérèse.

Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone ou des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

On suppose dans le cas idéal que l'hystérèse est infiniment petite. La loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de $S(x_s) = 0$.

Par conséquent, le vecteur d'état x_s suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est donc infiniment élevée.

III.2.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant :

Les systèmes asservis à retour unitaire ont pour objet de réaliser l'égalité de l'entrée et de la sortie. Les conditions d'emploi amène à distinguer deux classes de systèmes : les systèmes régulés et les systèmes asservis. Lorsque l'entrée est constante pendant un temps suffisamment long, on parle de systèmes régulés. Lorsque la consigne varie constamment avec le temps, on parle de systèmes asservis [19] [18].

Pour la synthèse de la loi de commande à structure variable, on va considérer que toutes les grandeurs sont mesurables et que les caractéristiques du moteur ne varient pas ou peu, ce qui constitue des hypothèses acceptables pour la mise en pratique.

III.2.4 Conception de la loi de la commande non linéaire par mode glissant

La mise en œuvre de la commande par mode glissement nécessite principalement trois étapes [20] [21] :

- le choix de la surface de glissement.
- l'établissement des conditions de la convergence.
- la détermination de la loi de commande.

III.2.4.1 Choix de la surface de glissement :

Il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus général, considérons le système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

La forme d'équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.J.Slotin » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

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

avec : $e(x) = x_{\text{ref}} - x$

$e(x)$: écart de la variable à régler.

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

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

III.2.4.2 Etablissement de la condition de la convergence :

La condition de la convergence ou d'attractivité permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement, Il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov $V(x) > 0$ à énergie finie. Soit la fonction de Lyapunov définie positive. Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$V(x) = 1/2 S^2(x) \quad (\text{III.6})$$

Puisque la dérivée est négative, d'où la condition de convergence s'exprime par :

$$S(x)S'(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

III.2.4.3 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties : La première concerne la linéarisation exacte et la deuxième est stabilisante. Cette dernière est très importante dans le réglage par mode glissant. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

III.2.5 La commande équivalente

Un vecteur commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On suppose que les relais n'ont ni seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation et que le modèle mathématique de l'application n'a négligé aucune constante du temps, ce régime n'ayant lieu que sur [19] :

$$S_i(x) = 0 \quad i = 1, 2, 3, \dots, m \quad (\text{III.8})$$

On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$dS_i / dt = S_i = 0 \quad (\text{III.9})$$

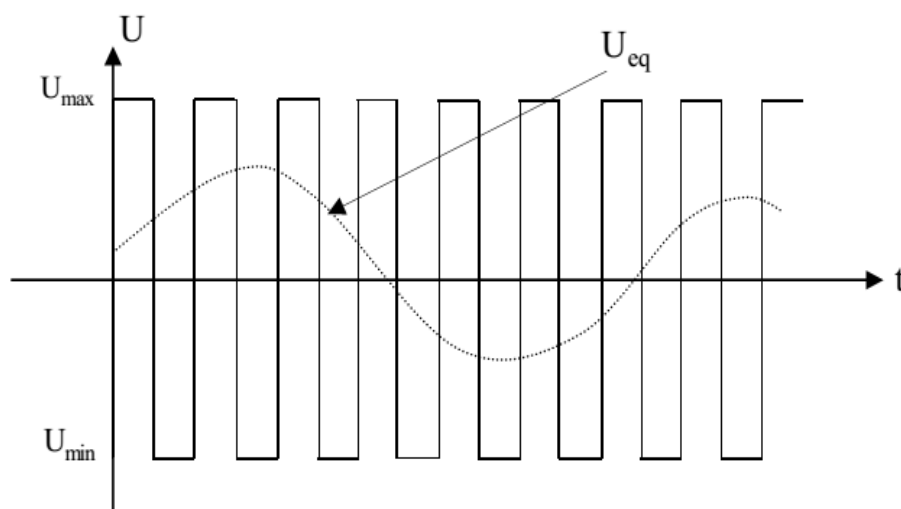


Fig III-2 : Interprétation de U_{eq}

La commande effective U_i pour $i = 1, 2, \dots, m$ peut être constituée par une composante U_{ieq} de basse fréquence et une composante U_{in} non linéaire. On obtient ainsi :

$$U_i = U_{ieq} + U_{in}$$

$$U_i = \begin{cases} U_{in}^+ & \text{si } S_i > 0 \\ U_{in}^- & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Les amplitudes des oscillations sur les réponses du système en régime glissant peuvent être fortement réduites en utilisant la commande décrite par l'équation (III.4), au lieu de celle représentée par l'équation (III.1) et qui n'introduit pas la commande équivalente.

III.2.6 La commande discontinue de base

A. Commande signe

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

$$\begin{cases} \text{sign}(S) = +1 & \text{si } S > 0 \\ \text{sign}(S) = -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III-3) :

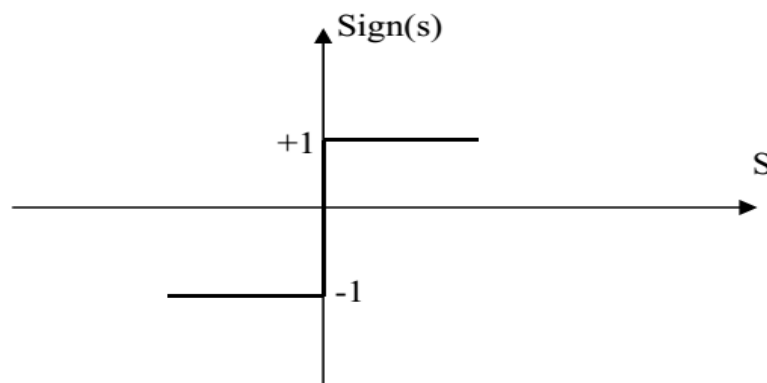


Fig III-3 : Définition de la fonction signe

U s'exprime donc comme :

$$U = K \text{ sign}(S) \quad (\text{III.12})$$

Où K est un gain positif

B. Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil (e). La commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S| < e \\ U_n = K \text{ sign}(S) & \text{si } |S| > e \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

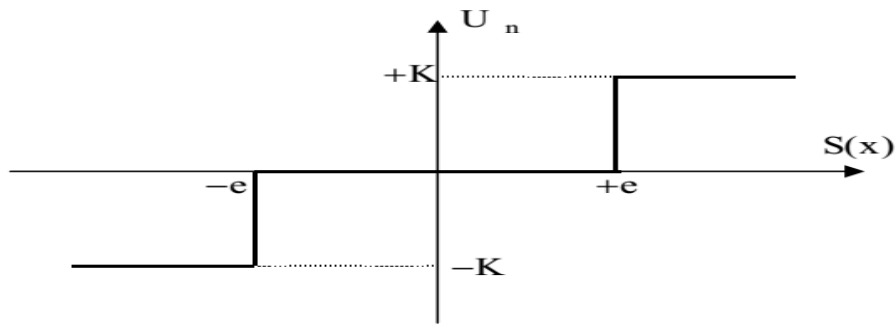


Fig III-4: Fonction signe de la commande avec un seul seuil

C. Commande adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Cette commande est caractérisée par un seuil (e_1) ou deux seuils (e_1, e_2) pour Diminuer progressivement la valeur de la commande (voir figure (III-5)).

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Soit la distance est supérieure au seuil e_2 et alors, la fonction signe est activée, soit la distance est inférieure au seuil e_1 et alors, U_n est nulle (zone morte), soit le point est dans la bande (e_1, e_2) et alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente) $k / (e_1, e_2)$.

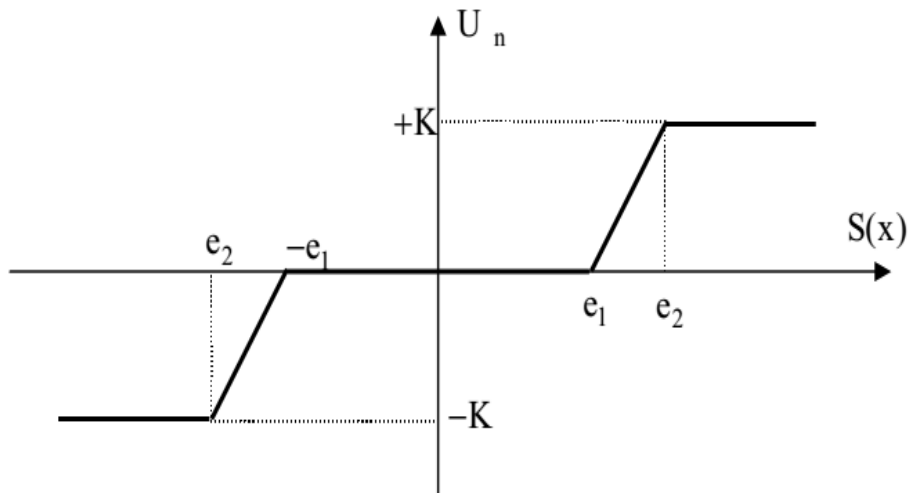


Fig III-5: Fonction signe de la commande adoucie.

III.2.7 Commande continue avec composante intégrale :

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue U_n , et en remplaçant la fonction signe par la fonction continue.

$$U_n = K \frac{S(x)}{|S(x)|+1} \quad (\text{III.14})$$

l : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations.

Le compensateur intégral diminue l'erreur en régime permanent, mais il est souvent indésirable pour les régimes transitoires brusques, car il provoque des oscillations supplémentaires sur la réponse.

La commande U_n dans ce cas devient :

$$U_n = K \frac{S(x)}{|S(x)|+1} + h \quad (\text{III.15})$$

$$\text{tel que : } \begin{cases} 1 = 1_0 + |g| \\ g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \\ h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

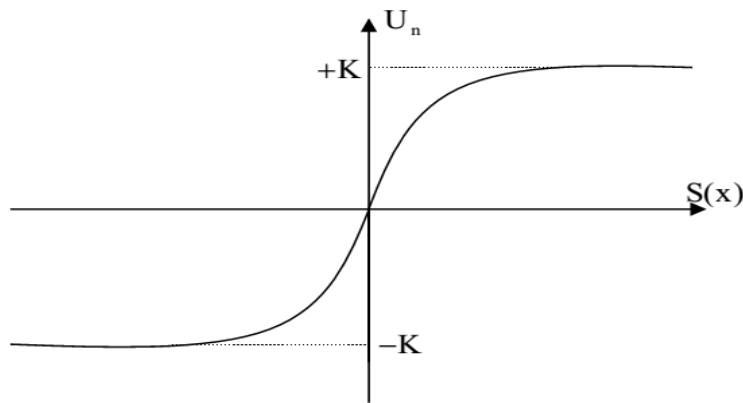


Fig III-6: CSV rendu continue.

III.3 Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents :

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

- d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées ;
- d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine.

$$\begin{cases} I_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{p\Omega}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ I_q = -\frac{p\Omega L_d}{L_q} I_q - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{p\Phi_{sf}}{L_q} \Omega + \frac{V_q}{L_q} \\ J\Omega = C_e - C_r - f\Omega \end{cases} \quad (III.16)$$

III.3.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse.

La figure (III-7) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

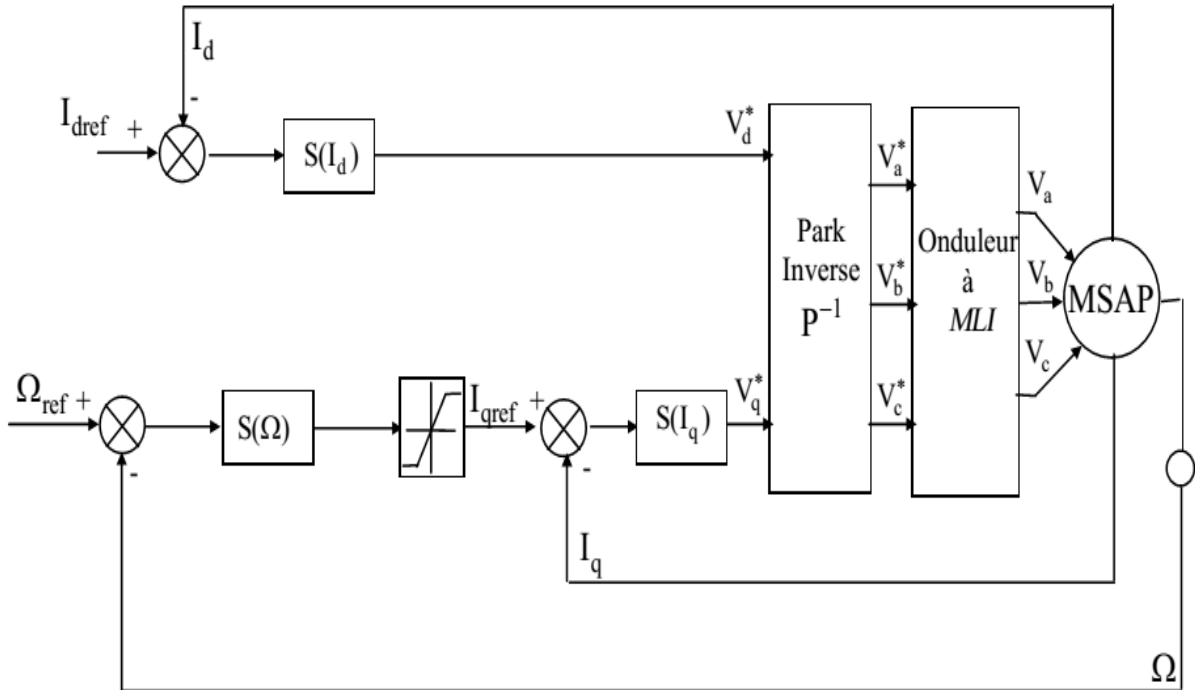


Fig III-7 : Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

Nous définissons les trois surfaces par :

- La première surface, celle de la vitesse, est d'écrite par :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.17)$$

Durant le mode glissant et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Omega) = 0 \text{ et } S'(\Omega) = 0 \quad (III.18)$$

D'où nous déduisons : $I_{qn} = 0$

$$S(I_q) = 0 \quad I_{qeq} = \frac{f\Omega + C_r}{p[\Phi_{sf} - (L_d - L_q)I_d]} \quad (III.19)$$

Durant le mode glissant, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivant : [03]

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega)S(\Omega < 0) \quad (\text{III.20})$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (III.18) dans (III.19), la dérivée de la surface est donnée Par :

$$S(\Omega) = -\frac{p}{j} [\Phi_{sf} - (L_d - L_q)I_d]I_{qn} \quad (\text{III.21})$$

avec :

$$I_{qn} = k_v \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{III.22})$$

ainsi, la commande I_{qref} représente la somme des grandeurs I_{qeq} et I_{qn} :

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (\text{III.23})$$

• La deuxième surface de la boucle interne, responsable du contrôle du courant I_q , est décrite par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (\text{III.24})$$

la dérivée de la surface est donnée par : $S(I_q) = \frac{L_d \Omega p}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{p \Omega \Phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_q}{L_q}$

étant donné que:

$$V_q = V_{qeq} + V_{qn} \quad (\text{III.25})$$

on obtient: $S(I_q) = \frac{L_d \Omega p}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{p \Omega \Phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_{qeq}}{L_q} + \frac{V_{qn}}{L_q}$

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

$$S(I_q) = 0 \text{ alors } S'(I_q) = 0 \quad (\text{III.26})$$

avec: $V_{qn} = 0$

on obtient :

$$V_{qeq} = R_s I_s + p \Omega \cdot [\Phi_{sf} + L_d I_d] \quad (\text{III.27})$$

Et

$$V_{qn} = K_q \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{III.28})$$

D'où l'expression de V_{qc} :

$$V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn} \quad (\text{III.29})$$

• La troisième surface est celle du contrôle du courant I_d . Elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (\text{III.30})$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s I_d - p L_q I_q \Omega \quad (\text{III.31})$$

$$V_{dn} = K_d \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{III.32})$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (\text{III.33})$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres (K_v , K_d et K_q) sont toujours positifs. Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence,
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal. Dans le régime permanent, on a:

$$I'_d=0, I'_q=0, \Omega'=0 \quad (\text{III.34})$$

en remplaçant (3.34) dans (3.16), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s I_d + \omega L_q I_q + V_d = 0 \\ -R_s I_q + \omega L_d I_d + V_q - \omega \Phi_{sf} = 0 \\ C_e - C_r = f\Omega \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Les conditions d'existence du mode glissant sont donc :

$$\begin{aligned} K_v &\geq \left| \frac{1}{p \cdot \Phi_{sf}} (-f\Omega - C_r) \right| \\ K_d &\geq \left| -R_s I_d + \omega L_q I_q \right| \\ K_q &\geq \left| -R_s I_q + \omega L_d I_d - \omega \Phi_{sf} \right| \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

III.3.2 Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation la loi de commande par mode glissant de la vitesse sur la MSAP.

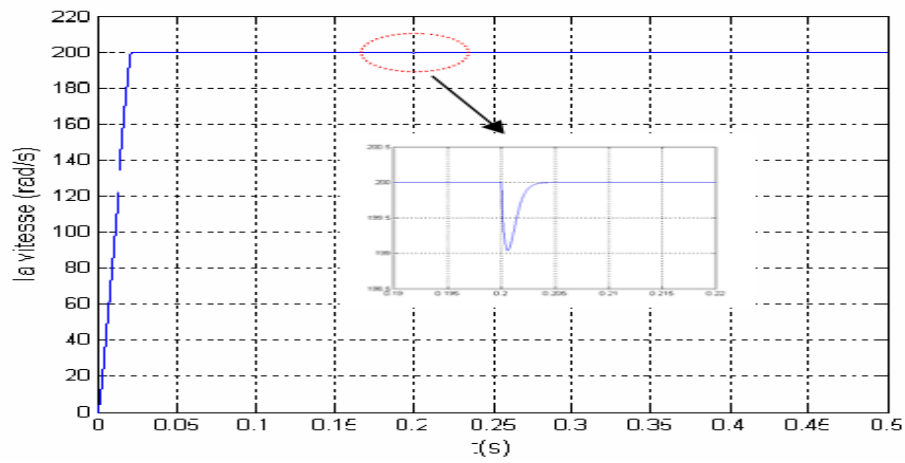
III.3.2.1 Réponses de la MSAP sans onduleur

La figure (III-8) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre que avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.02s).

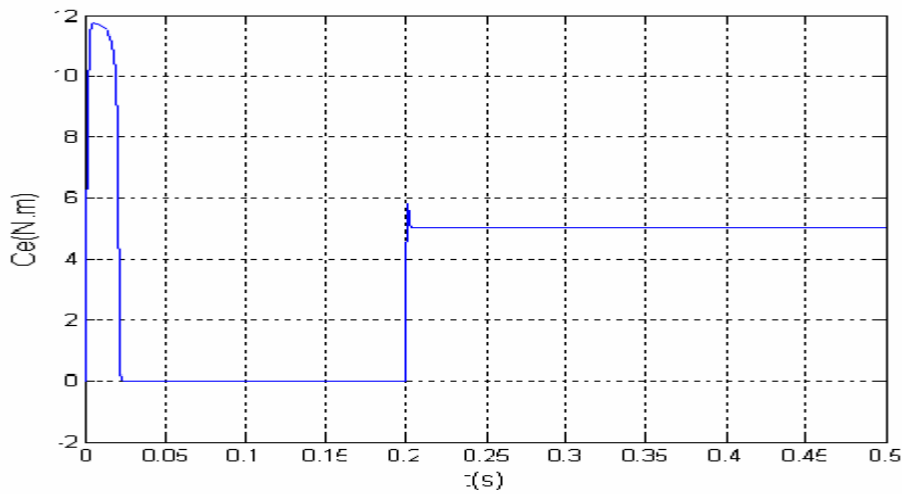
Après l'application de la charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$), on constate petite diminution sur l'allure de vitesse à $t = 0.2 \text{ s}$.

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

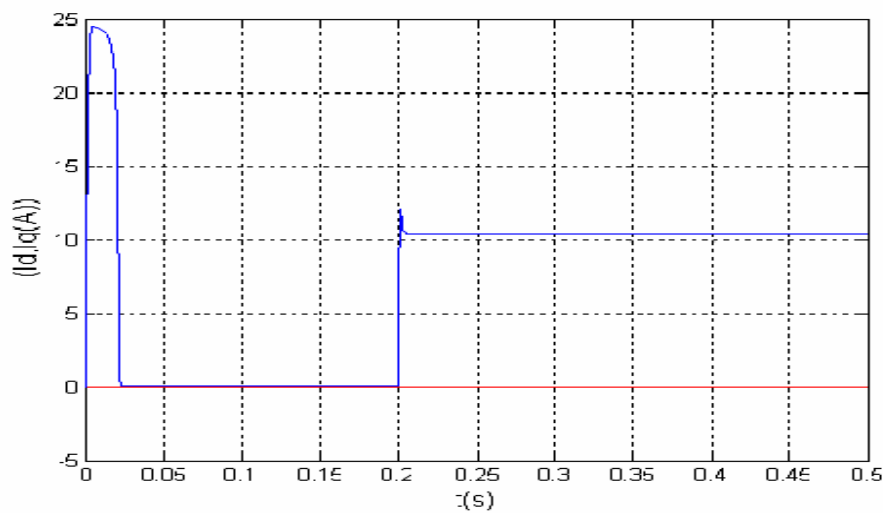
L'allure du courant est l'image du couple.



a) la vitesse de rotation



b) le couple électromagnétique



c) le courant direct et quadratique

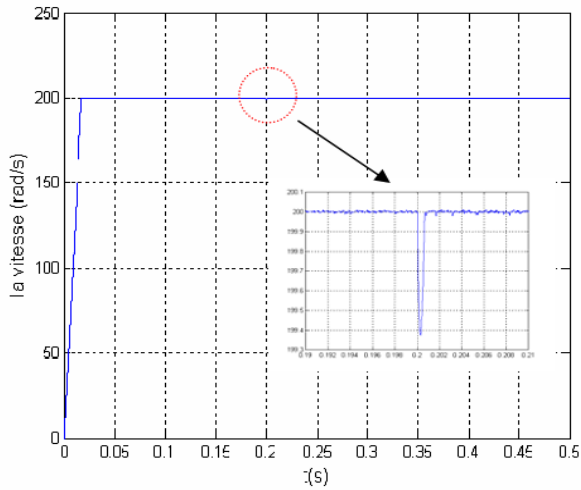
Fig III-8 : Réponses de la MSAP sans onduleur

III.3.2.2 Réponses de la MSAP avec onduleur

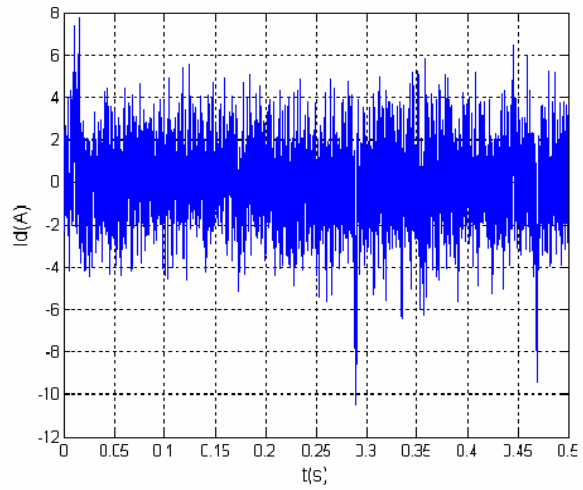
Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, présenté au premier chapitre a été testé (figure III-9).

Qui représente les résultats de simulation avant et après l'application de la charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$), cette figure (III-9) montre que avant l'application de charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit, et après l'application on constate aucune influence sur l'allure de vitesse .

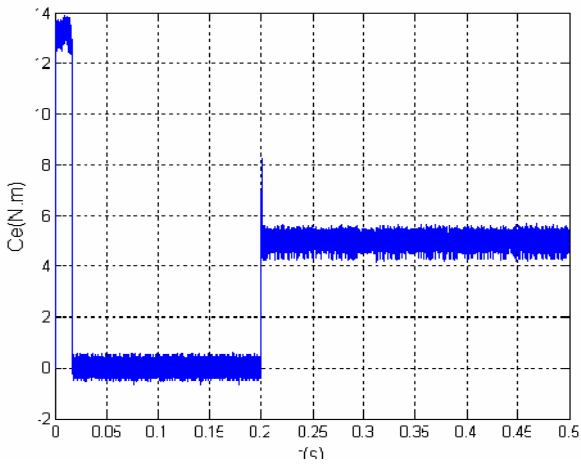
Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant ($C_r = 5 \text{ N.m}$), avant et après l'application de la charge.



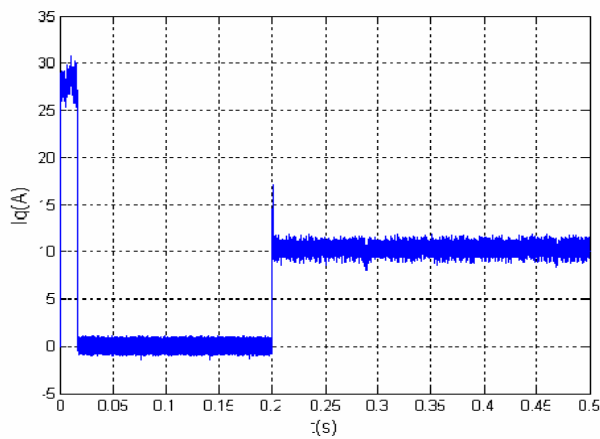
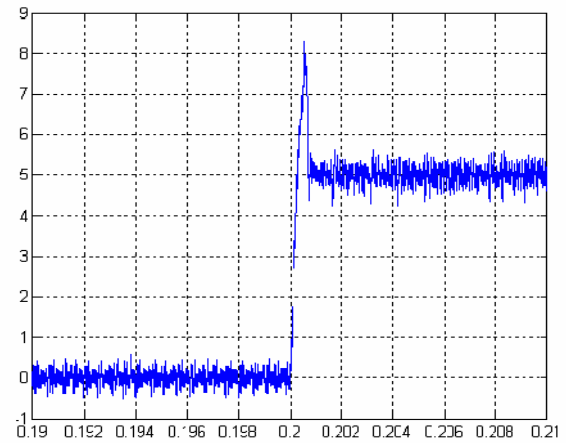
a) La vitesse de rotation



b) Le courant direct



c) Le couple électromagnétique



d) Le courant quadratique

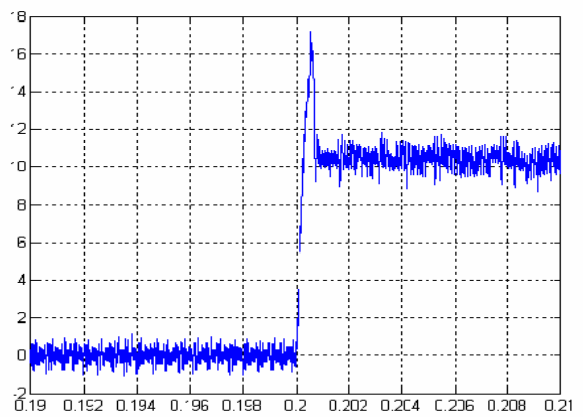


Fig III-9 : Résultats de simulation en charge avec ($C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 0.2\text{s}$).

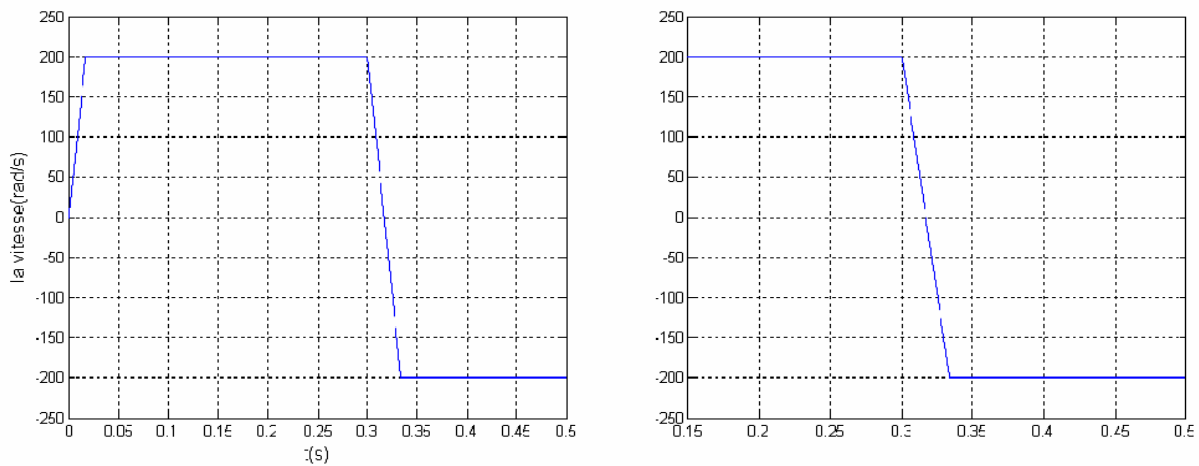
III.3.2.3 Commande en inversion de la vitesse avec onduleur

La figure (III-10), nous avons inversé le sens de rotation de +200 rad/s à -200 rad/s à l'instant $t=0.3s$. Les résultats de simulation montrent que la réponse en vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même c'est-à-dire la réponse est rapide et précise.

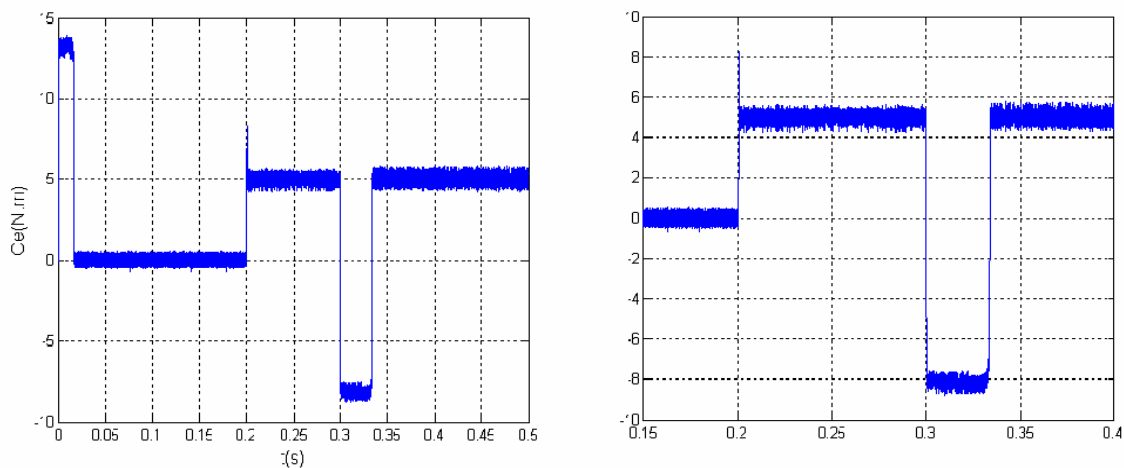
L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément . L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

Le courant I_q et le couple présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée les seules oscillations résiduelles observables sur le couple à l'instant $t = 0.2 s$.

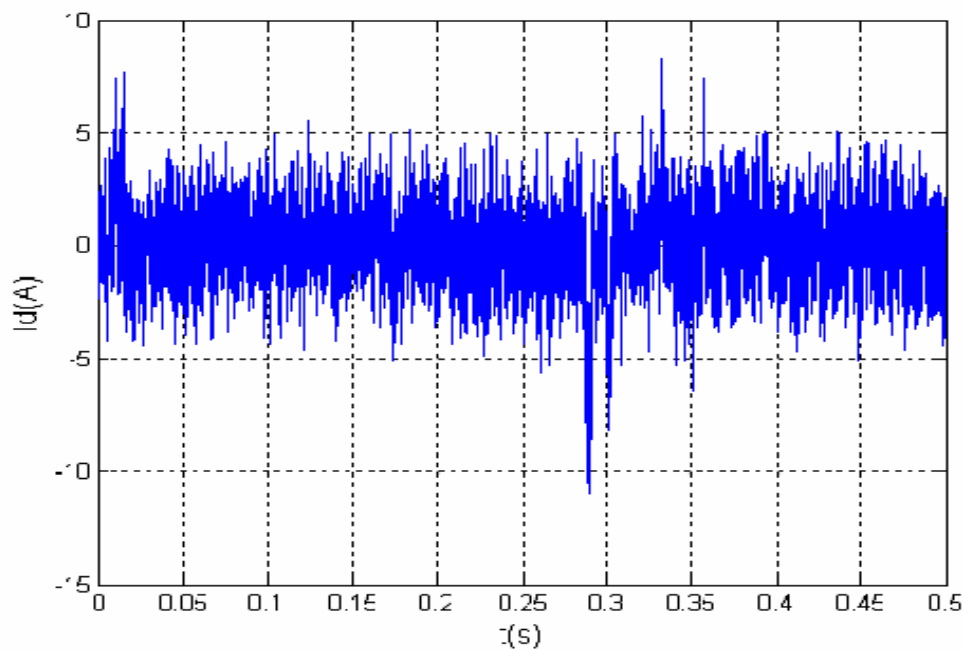
Correspondent à une oscillation autour de la variété de glissement qui est très rapidement atténuée, car la commande passe de la commande discontinue à la commande continue et le système entre en régime glissant de $S(\omega) = 0$.



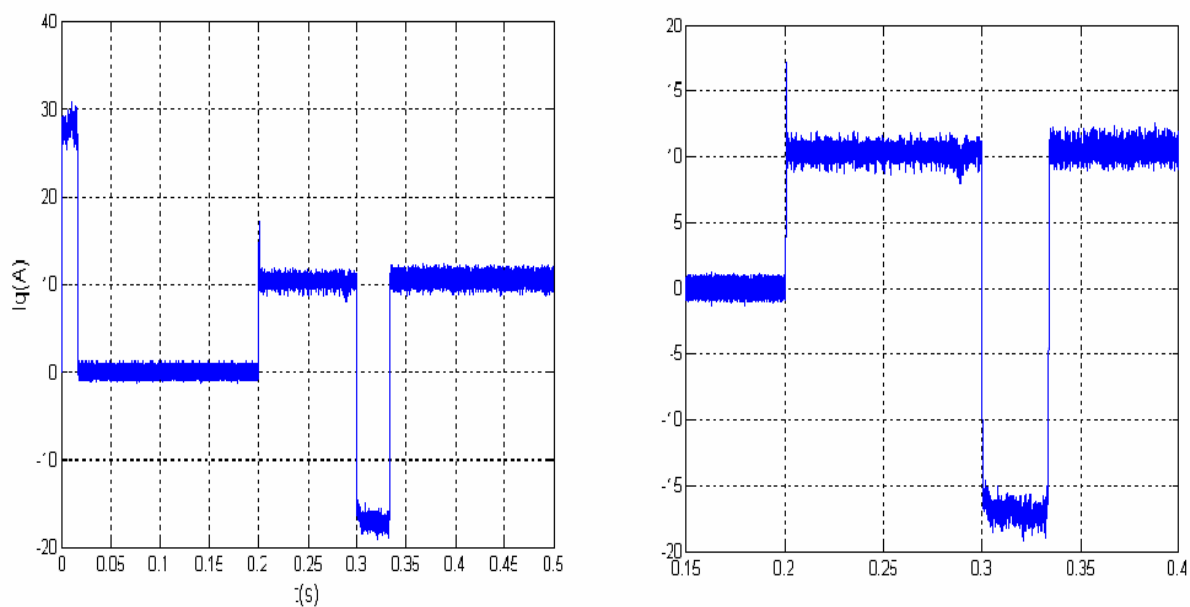
a) La vitesse de rotation



b) Le couple électromagnétique



c) Le courant direct



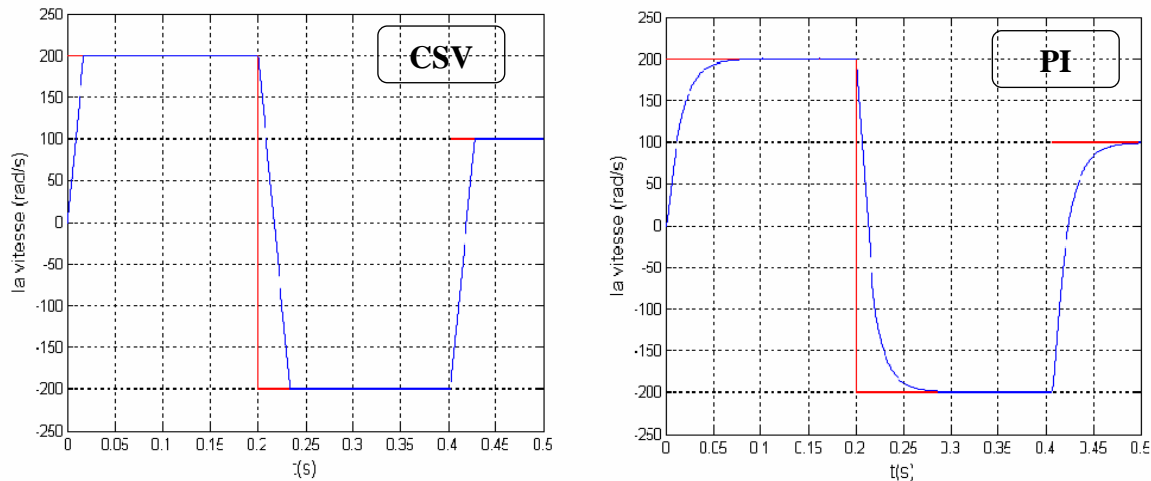
d) Le courant quadratique

Fig III-10 : Réponses de la MSAP pour une inversion de la vitesse (200 rad/s à -200 rad/s)

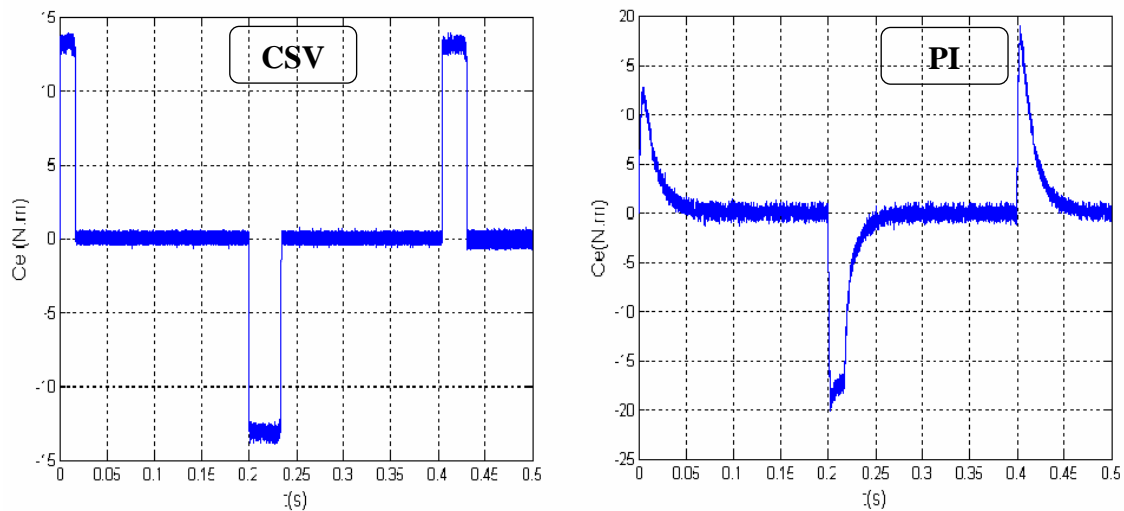
III.4 Etude comparative entre la CSV et la commande PI

III.4.1 Réponses de la MSAP pour une variation de la vitesse de référence

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande, en effet, la référence doit être suivie sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur. La figure (III-11) représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse 200 rad/s, suivi à $t = 0.2$ s d'une inversion de la vitesse à -200 rad/s, puis d'une inversion de la vitesse à +100 rad/s.



a) La vitesse de rotation



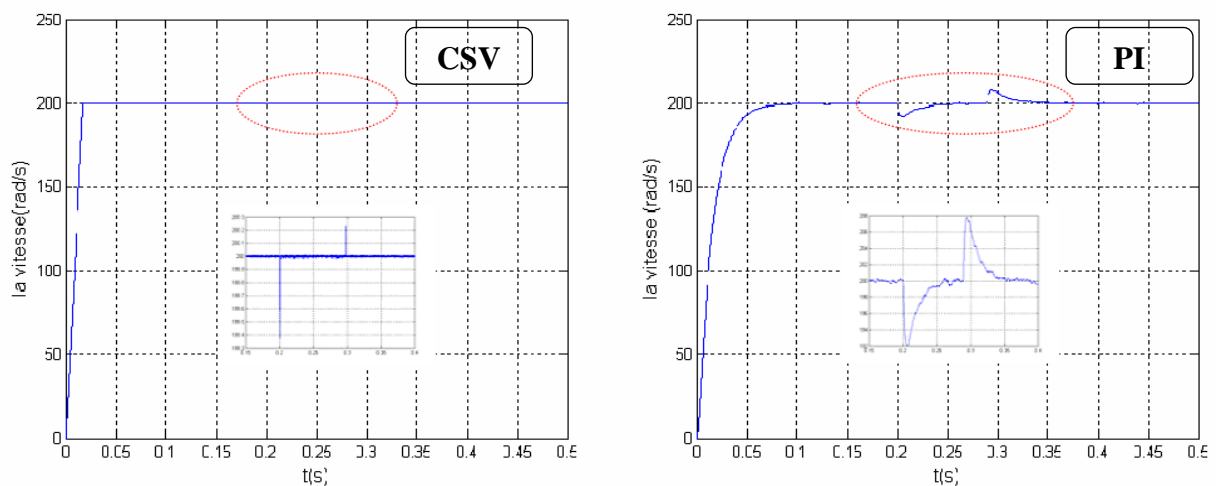
b) Le couple électromagnétique

Fig (III-11) : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence

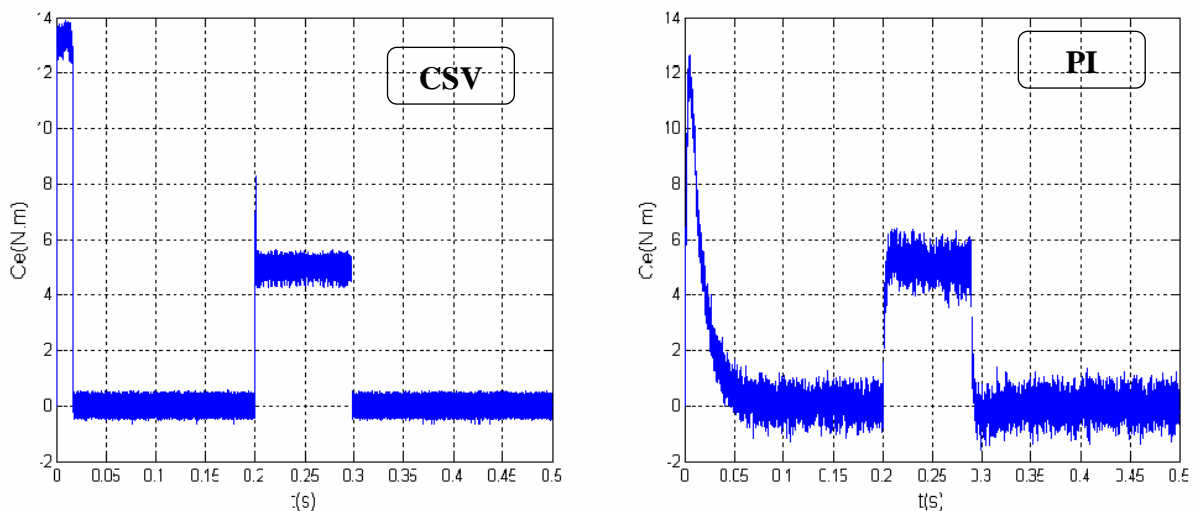
III.4.2 Réponses de la MSAP pour la variation de la charge

III.4.2.1 Fonctionnement à un échelon du couple résistant

La figure (III-12) représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 200 rad/s . à l'instant $t = 0.2$ s, on applique un couple de charge de 5 N.m, puis on l'annule à $t = 0.3$ s. Concernant la CSV, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation . On remarque sur le couple des oscillations ayant des amplitudes élevées .



a) La vitesse de rotation

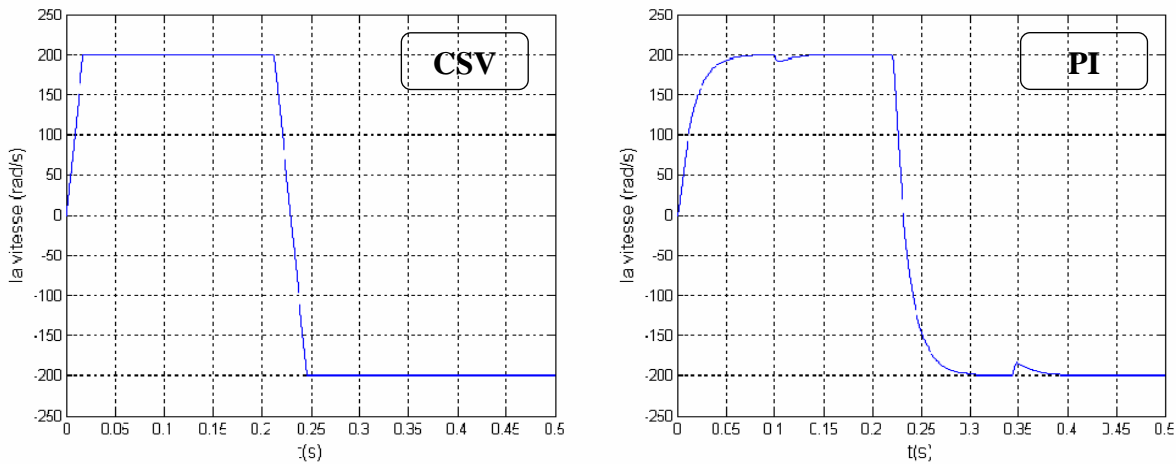


b) Le couple électromagnétique

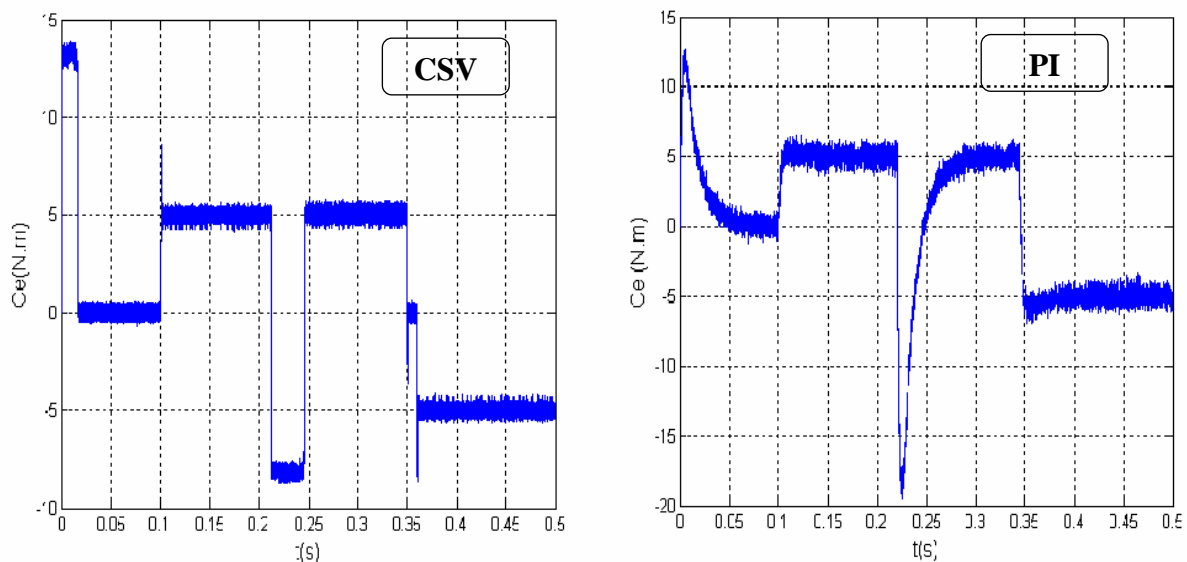
Fig (III-12) : Résultats des simulations pour un échelon du couple résistant (Cr=5N.m).

III.4.2.2 Fonctionnement à une inversion du couple résistant

On remarque que le système commandé avec la CSV est beaucoup plus robuste vis-à-vis des variations de la charge, que celui a commandé par des régulateurs PI .



a) la vitesse de rotation



b) le couple électromagnétique

Fig (III-13) : Résultats des simulations pour une inversion du couple résistant (PI, CSV).

On a présente une étude comparative de deux structures de la MSAP dans les mêmes conditions de fonctionnement . la première structure utilisée un régulateur classique de type PI , et la seconde structure basée sur un régulateur a structure variable le but de cette étude est valide avec simulation numérique de la technique de commande par mode glissant .

Nous avons présenté les réponses de la MSAP pour les deux types de commande PI et CSV. Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec mode glissant est plus robuste par rapport à la commande PI .

On remarque que le temps de réponse de la CSV est plus rapide que la commande par PI .

D'autre part les résultats de simulation montrent que le couple obtenu par la commande du mode glissant diminue progressivement , tandis que le couple obtenu par la commande PI est retenue a sa valeur maximale plus longtemps et surtout pour la phase de changement du sens de rotation .

Les réponses obtenues montrent que le système commandé avec mode glissant est plus robuste que la commande PI .

III.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous présentons la méthodologie MSAP Control Variable Structure (CSV) en suivant une structure en cascade, c'est-à-dire une méthodologie de modulation moderne, c'est-à-dire une modulation en mode glissant. Par conséquent, nous avons déterminé la méthodologie de conception nécessaire pour ce contrôle de la vitesse de doublement, et nous avons introduit le principe CSV de la structure de contrôle non linéaire.

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes:

- Le choix de la surface: le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leur forme, en fonction de l'application et l'objectif visé.
- L'établissement des conditions de la convergence: c'est la première condition de convergence qui permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement.
- La détermination de la commande: une fois la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse. Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI est la CSV de la MSAP.

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



CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons étudié, la commande en vitesse par mode de glissement d'une machine synchrone triphasée à aimant permanent .

Nous avons étudié les axes suivants :

- La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et l'utilisation de transformation de PARK pour représentation de la machine triphasée dans un repère à deux phases, ce qui simplifie la résolution des équations électromagnétiques de la machine et aussi nous avons présente la modélisation de l'onduleur de tension triphasée et sa commande à MLI sinus-triangle.
- On a présenté dans le deuxième partie la commande vectorielle de la MSAP pour son asservissement en vitesse , les résultats de simulation (commande vectorielle, onduleur, moteur) , sont acceptables par rapport aux résultats obtenus. Parmi les résultats, la réponse de vitesse qui atteinte rapidement la référence sans dépassement et surtout avec une erreur statique nulle, cela explique directement le comportement insensible de la MSAP, aux variations et aux perturbations extérieures de ces paramètres. L'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine.

En effet, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient stables.

- D'où la nécessité d'une autre technique basé sur un autre contrôle .Parmi les techniques modernes les plus utilisés actuellement, le réglage par mode glissement .

Nous avons analysé le comportement de Commande à structure variable (CSV) pour la forme de la commande discontinue de l'asservissement en vitesse, cette forme consiste à considérer la fonction de la commande Un comme un relais.

Ensuite, nous avons donne une étude comparative des résultats obtenus entre la CSV et la commande vectorielle de type PI .

Nous concluons que la commande par mode glissant est plus robuste que les régulateurs PI.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose :

- L'utilisation des régulateurs (CSV, logique floue) au lieu des régulateurs CSV seulement.
- Identification paramétrique de la machine en utilisant filtre de Kalman .

BIBLIOGRAPHIE

- [01] **Ameur, A.** "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants". Thèse de Magistère de l'université de Batna 2003.
- [02] **Yacine, A.** " Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation , Application au véhicule hybride ".Thèse de Doctorat, Université Paris XI,2001
- [03] **Benchabane, F.** "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur triphasé à aimants permanents avec minimisation du chatte ring". Thèse de Magistère de l'université de Biskra 2005.
- [04] **M.D. Bidart.** Commande Coopérative Des Systèmes Mono convertisseurs Multi machines Synchrones, Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011
- [05] **M.Koteich.** Commande Vectorielle Sensorless Des Moteurs Brushless De Mini-Drones, Master 2 Recherche, The french aerospace LAB, 2012
- [06] **M.T.Latreche.** Commande Floue De La Machine Synchrone A Aimant Permanent (MSAP) Utilisée Dans Un Système Eolien, Mémoire de Magister, Université ferhat abbas de Setif (UFAS),2012
- [07] **H.Aid, W.Aina.** Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013
- [08]-**BOUKAROURA Abdelkader,** « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph », Magister en électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif 2009.
- [09] **Application ASI** , « onduleur de tension description », www.wikipédia.com
- [10]- G. Segulier and F. Labrique, '*Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance*', Tome 4 : La Conversion Continu-Alternatif', Edition Lavoisier, Technologie et Documentation, 1989.
- [11]- **Benadel HANI Choudira MESSAOUD,** technique de commande d'un onduleur triphasé, projet de fin d'étude licence génie électrique .

- [12] **M. Kerouaz** « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension » PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.
- [13] **B. Yagoubi- S. Meniche** « Commande floue d'un actionneur synchrone à aimants permanents» PFE- Farhet Abbes, Setif 1998.
- [14] **A. Selloum** « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP » PFE- Université Ferhat Abbes, Setif 2002.
- [15] **T. Rekioua** « Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [16] **S. Oudina- A. Boukadou** « Modélisation et simulation d'une MSAP alimentée par onduleur de tension à MLI » PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.
- [17] **K. Berabeh- A. Kacemi** « Commande vectoriel d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en Tension » PFE- Université M'sila, M'sila 2004.
- [18] **Zaharjeva, T.** " Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position ". Thèse de L'INSA De Toulouse 1998.
- [19] **Belhamdi, S.** " Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone ". Thèse de Magistère de l'université de Biskra 2005.
- [20] **Buhler, H.** " Réglage par mode de glissement". Presse polytechnique romande 1986.
- [21] **Madni, N. Benkhoris, M.F.** " Sliding mode control of asynchronous motor drive". Power Electronics and variable speed drives. 21-23 September 1998. conference publication No. 456 IEEE 1998.

ANNEXE

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée :

La fréquence	$F = 50 \text{ Hz}$
Résistance statorique	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance suivant l'axe d	$L_d = 6.6 \text{ e-3 H}$
Inductance suivant l'axe q	$L_q = 5.8 \text{ e-3 H}$
Nombre de paire de pôles	$P = 3$
Flux permanent	$\varphi_{sf} = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 0.0003881 \text{ n.m/rad/s}$

RESUME

Résumé : Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible. Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup au MSAP en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques.

Mots Clés : MSAP, Onduleur triphasé, Commande vectorielle , Commande à structure variable.

المخلص: اليوم ، ينصح باستخدام المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAPs) في العالم الصناعي. هذا لأنها بسيطة وموثوقة وتستهلك مساحة أقل من محركات التيار المستمر. وبالتالي ، فإن بنائها أبسط لأنها لا تحتوي على مفاتيح ميكانيكية. وبالتالي ، فإن هذا يزيد من عمرها الافتراضي ويتجنب الصيانة الدائمة. ويمكن استخدامها أيضا في بيئة قابلة للانفجار بسبب عدم إنتاج شرارات. يمكنهم أيضا توفير طاقة عالية بالنسبة إلى كتلتها على عكس الآلات الحالية المباشرة التي تتطلب المزيد من مصادر الطاقة ولديها طاقة محددة أقل. بفضل الصفات التقنية المذكورة أعلاه ، كان هناك قدر كبير من الاهتمام بـ MSAP في الروبوتات وأنظمة الشد وتكنولوجيا الفضاء والتطبيقات المحلية.

الكلمات المفتاحية: المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم ، عاكس ثلاثي الأطوار ، تحكم في القوة الموجهة، تحكم في البنية المتغيرة.

Abstract: Today, permanent magnet synchronous motors (MSAPs) are recommended in the industrial world. This is because they are simple, reliable and take up less space than DC motors. Thus, their construction is simpler since they do not have mechanical switches. Consequently, this increases their lifespan and avoids permanent maintenance. They can be used in an explosive environment because no sparks are produced. They can also provide high power relative to their mass unlike direct current machines which require more power sources and have a lower specific power. Thanks to the above technical qualities, there has been a great deal of interest in MSAP in robotics, traction systems, space technology and in domestic applications.

Keywords: MSAP, Three-phase inverter, Vector control, Variable structure control.