



**FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES**  
**DÉPARTEMENT de GÉNIE ÉLECTRIQUE**



**Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de Master**

Spécialité : Génie Electrique

Option : Commande des systèmes électriques

**Présentée par :**

AMAR Malika

*Sujet du mémoire*

**COMMANDE RST DISCRETE DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE ETOILE**

*Soutenu publiquement devant le jury composé de :*

Mr, TOUMI Djilali

Mr, Boumediene Hamid

Mr, SAIBI Ali

Président

Examineur

encadreur

PROMOTION : 2015

## REMERCIEMENTS

*Je remercie ALLÉH qui m'a aidé pour faire le présent travail.*

*Ce travail a été réalisé au sein du département de Génie Electrique de l'université Ibn Khaldoun –Tiaret et mené sous la direction de Monsieur Saïbi ALI, Je le remercie très chaleureusement pour l'intérêt qui a été porté de sa part à mon travail; je le remercie également pour son soutien permanent et ses précieux conseils qui ont permis progression concrète du travail.*

*Mes remerciements vont également à mes chers parents et frères et toutes mes sœurs.*

*Je tiens vraiment à remercier très chaleureusement Dr B.SAHLI, Responsable du Centre de calcul du Département de Génie Electrique.*

*Mes remerciements vont également aux enseignants et travailleurs du Département de Génie Electrique de l'université Ibn Khaldoun –Tiaret.*

*Enfin, je remercie tous ceux qui ont pu m'aider dans la réalisation de ce travail oublier les amies et les collègues pour leur présence à mes côtés tout au long de cette étude.*

# *Dédicaces*

*A mes chers parents,*

*A mes frères et toutes mes sœurs*

*A tout la famille AMAR, chacun son nom*

*Aoute la promotion commande des systèmes électrique d'année  
2015 et a ceux avec qui partage de bons souvenirs*

*A tous mes amis,*

# Sommaire

---

<b>Introduction générale .....</b>	<b>01</b>
------------------------------------	-----------

## **Chapitre I : Modélisation de la MSDE et l'onduleur à deux niveaux**

I.1 Introduction.....	04
I.2. Description de la machine synchrone double étoile .....	04
I.3. Les hypothèses de travail.....	05
I.4.Modèle mathématique de la machine .....	06
I.5. modèle de la MSDE dans le référentiel du Park.....	08
I.6.Transformation de Park .....	09
I.7. Application du transfert de Park .....	10
I.8. Modélisation de la MSDE sans amortisseurs .....	12
I.8.1. Les équations magnétiques .....	12
I.8.2.Les équations électriques statoriques.....	12
I.8.3. Equation du couple électromagnétique.....	13
I.8.4. Equations mécaniques .....	13
I.8.5.Mise sous forme d'équation d'état .....	13
I.9 Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux .....	15
I.10 Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux .....	16
I.11 Résultats de simulation .....	17
I.12 Conclusion .....	18

# Sommaire

---

## **Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE**

II.1 Introduction .....	21
II.2 Principe de la commande vectorielle .....	22
II.3 Régulateur linéaire par régulateur IP de la MSDE.....	23
II.3.1. Découplage .....	24
II.3.2 Calcul des régulateurs .....	25
II.3.3 Commande vectorielle avec réglage de la vitesse de la MSDE .....	27
II.4 Résultats de simulation.....	28
II.5 Conclusion .....	31

## **Chapitre III : Commande RST discrète de la MSDE**

III.1 Introduction .....	33
III.2 Synthèse d'un régulateur RST .....	33
III.3 Structure du régulateur " RST" .....	34
III.4 Systèmes discrets .....	35
III.4.1 Fonction de transfert discrète .....	35
III.5 Dimensionnement du régulateur RST discrète .....	36
III.6 Application sur le MSDE .....	38
III.6.1 Commande des courants statoriques par RST.....	38
III.6.2 Calcul des paramètres du régulateur RST discrète .....	39
III.7 Résultats de simulation .....	42

# Sommaire

---

III.8 Conclusion .....	42
Conclusion générale.....	47

## Liste de figure

Figure I.1: Représentation spatial des enroulements de la MSDE	5
Figure I.2: Passage du triphasé au biphasé	9
Figure I.3: schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux	15
Figure I.4: Les tensions sorties de l'onduleur pour les deux étoiles	18
Figure II.1: Principe de la commande vectorielle	23
Figure II.2: Schéma de régulateur IP	24
Figure II.3: les courants sortis de découplage	25
Figure II.4: Boucle de régulation de vitesse de la MSDE	27
Figure II.5: Schéma générale de la commande linéaire de la MSDE par régulateur IP	28
Figure II.6: Commande IP de la machine synchrone double étoile à rotor bobiné.	32
Figure III.1: Schéma bloc d'un régulateur de type RST	34
Figure III.2: Système discrète	35
Figure III.3: boucle de régulateur de courant par un RST	38
Figure III.4: Schéma générale de la commande linéaire e la MSDE par régulateur RST	41
Figure III.5 : Commande RST de la machine synchrone double étoile à rotor bobiné.	45

## Notations

---

### Abréviation

MSDE	Machine synchrone double étoile.
Matlab	«MATrix LABoratory » logiciel de simulation numérique
PID	Le correcteur classique à action proportionnelle intégrale et dérivée
MLI	Modulation de largeur d'impulsion

### Liste des symboles

$(d, q)$	Le repère de Park
$(a, b, c)$	Le repère triphasé
$(V_a, V_b, V_c)$	Tensions de phase
$(i_a, i_b, i_c)$	Courants de phase
$\gamma$	Angle de déphasage entre les deux étoiles.
F	Circuit d'excitation
$d, q$	Les axes des amortisseurs
$R_{kd}, R_{kq}$	les résistances des amortisseurs
$R_s$	Résistance statorique
$R_f$	Résistance rotorique
$L_s(\theta)$	Matrice des inductances propre de la première étoile
$L_s(\theta - \gamma)$	Matrice des inductances propres de la deuxième étoile
$M_{SS}$	Matrice des inductances mutuelles entre les deux étoiles
$M_{SR}(\theta)$	Matrice des inductances mutuelles entre la première étoile et le rotor
$M_{SR}(\theta - \gamma)$	Matrice des inductances mutuelles entre la deuxième étoile et le rotor
$I_{S1}, I_{S2}$	Les vecteurs courants statoriques
$I_R$	Le vecteur courant rotorique
$V_{S1}, V_{S2}$	Les vectrices tensions statorique
$V_R$	La vectrice tension rotorique
$L_d$	Inductance d'axe direct

## Notations

---

$L_q$	Inductance d'axe quadratique
$L_f$	Inductance propre rotorique
$L_{KD}, L_{KQ}$	Inductances propres des amortisseurs
$M_{FD}$	Inductance mutuelle entre le circuit d'excitation et de l'amortisseur
$\Phi_{S1}, \Phi_{S2}$	Les vecteurs flux statoriques
$\Phi_{d1}, \Phi_{d2}$	Les flux statorique suivant l'axe d
$\Phi_{q1}, \Phi_{q2}$	Les flux statorique suivant l'axe q
$\Phi_f$	Flux d'excitation
$\Phi_{kd}, \Phi_{kq}$	Les flux d'amortisseur suivant l'axe d et q
$I_{d1}, I_{d2}$	Les courants statorique directs
$I_{q1}, I_{q2}$	Les courants statorique en quadrature
$C_{em}$	Le couple électromagnétique
$P$	Le nombre de paire de pôles de la machine
$\omega_r$	La vitesse de rotation
$J$	Moment d'inertie
$C_r$	Le couple résistant
$f_c$	Coefficient de frottement
$K_p$	Paramètre de l'action proportionnelle
$K_i$	Paramètre de l'action intégrale
$E$	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
$G_i(z)$	Le régulateur de courant
$G_w(z)$	Le régulateur de vitesse
$R(z), S(z), T(z)$	Les trois polynômes du régulateur RSTdiscret

### INTRODUCTION GENERALE

Les machines électriques à courant alternatif de forte puissance occupent de nos jours une place importante dans le domaine des entraînements à vitesse variable. Mais lorsqu'elles sont alimentées par des convertisseurs, des fortes contraintes apparaissent sur les dispositifs électroniques et limitent leur fréquence de commutation.

Le concept de la segmentation de puissance est alors émergé pour permettre l'utilisation des convertisseurs avec des dispositifs électroniques de puissance relativement réduite.

Il y a plusieurs manières de réaliser cette segmentation. Dont l'une d'entre elles est d'utiliser des machines polyphasées ou des machines multi-étoile. Pour cette structure, chaque étoile est alimentée par ses propres convertisseurs. Le courant par phase est alors réduit sans augmenter la tension par phase. D'ailleurs, cette solution améliore la fiabilité, puisque la perte d'une phase ou plus n'empêche pas le moteur de démarrer et de continuer à entraîner sa charge, mais avec un couple réduit et augmentation des pertes, c'est tout à fait naturelle.

Le domaine de l'électronique de puissance est devenu, récemment, une discipline majeure et extrêmement importante du génie électrique. Elle est, actuellement, très utilisée dans l'industrie vu son très vaste champ d'applications comme les alimentations de puissance régulées, le filtrage actif ou le contrôle des machines électriques, pour ne citer que les principales. Cet essor incontestable est dû, notamment, aux grands progrès qu'ont connus les semi-conducteurs de puissance. Par ailleurs, et afin de répondre aux besoins grandissant de l'industrie, les puissances commutées par les convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées.

Le travail dans ce mémoire porte sur la commande linéaire IP et la commande RST numérique d'une machine synchrone double étoile à rotor bobiné, alimentée par des onduleurs de tension à deux niveaux commandés par modulation de largeur d'impulsion (MLI), pour une application en propulsion navale. Ainsi notre mémoire comporte trois chapitres, qui se présentent de la manière suivante :

## INTRODUCTION GENERALE

---

- Le chapitre 1, traite la modélisation mathématique en vue de la simulation des ensembles machine synchrone double étoile-onduleur de tension à trois niveaux. Dans ce but nous présentons la modélisation de chaque partie constituant la machine, indépendamment des autres et de ramener par la suite l'ensemble dans un seul repère en utilisant la transformation de Park. L'autre partie de ce chapitre est consacrée à l'étude et la modélisation d'un onduleur de tension à deux niveaux commandé par modulation de largeur d'impulsion. Ensuite nous donnons un exemple de simulation en boucle ouverte de la machine synchrone autopilotée.
- Le chapitre 2 est consacré à l'étude de la commande vectorielle de la machine synchrone double étoile. Afin de réaliser un contrôle instantané des grandeurs de la machine synchrone double étoile, nous proposons une nouvelle stratégie de commande basée sur le contrôle du vecteur courant en amplitude et en phase. Cette tâche a été rendue possible en utilisant une approche monovariante qui permet de ramener le système, initialement composé de "n" grandeurs couplés à "n" systèmes monovariants. concerne le réglage linéaire par régulateurs IP de la machine synchrone double étoile avec pilotage vectoriel. Ces régulateurs dont l'action intégrale est mise en série avec l'action proportionnelle ont la particularité de ne pas générer de zéros de transmission en boucle fermée contrairement aux régulateurs PI. Ainsi, il sera appliqué au modèle découplé du chapitre précédent ce type de réglage et une synthèse des régulateurs IP sera donnée dans ce chapitre.
- Le chapitre 3 concerne l'étude de la commande RST numérique appliquée à la machine synchrone double étoile. Il sera traité en deux parties, la première partie introduit la théorie de la commande RST et dont la deuxième partie la simulation du fonctionnement de la machine synchrone double étoile commandée RST numérique.
- Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale.

# Chapitre I

Modélisation de la MSDE

et

L'onduleur à deux niveaux

### I.1 Introduction :

Les machines triphasées à courant alternatif dominant très largement le domaine industriel, mais machines multiphasées. Elles peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalée d'un angle régulier entre phases adjacentes (pentaphasée, 7-phases...), les machines polyétoile représentent le deuxième type.

Dans ce chapitre, première partie nous allons étudier la machine synchrone double étoile, qui n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement.

Cependant, nous allons négliger ces phénomènes, d'une part à cause de sa complexité de leur formulation mathématique, d'autre part leur incidence sur le comportement pour la machine est considérées comme négligeable dans certaine condition.

Ceci nous permette d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Douzième partie nous allons étudier en détail l'onduleur de tension à deux niveaux.

### I.2 Description de la machine synchrone à double étoile

La machine qui fera l'objet de notre travail est une machine synchrone à double étoile constituée d'un stator et d'un rotor comme le montre la figure (I.1). Le stator "induit" est constitué de deux enroulements triphasés décalés entre eux d'un angle

A1, B1, C1 : phases du premier stator.

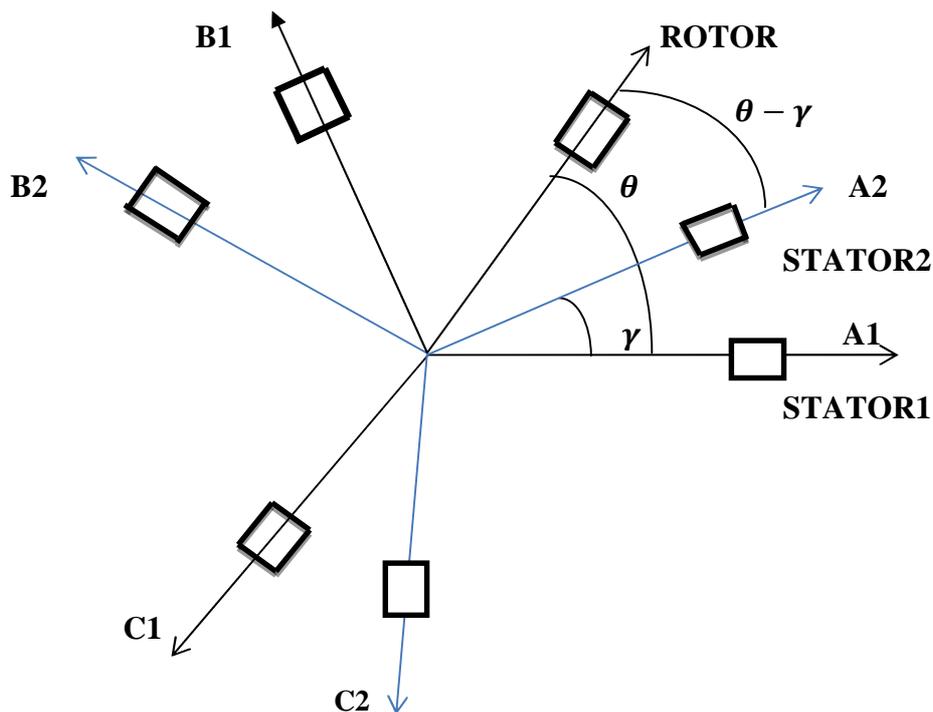
A2, B2, C2 : phases du second stator.

$\theta$ : angle électrique entre la phase A1 et la position du rotor.

L'inducteur est constitué d'un enroulement alimenté en continu et d'amortisseurs modélisés par deux enroulements en court-circuit, dont l'un sur l'axe direct du rotor et l'autre en quadrature. Le rotor peut être à pôle lisse ou à pôles saillants. [MOU 06].

La machine étudiée est supposée être à rotor bobine et à pôle saillant sans amortisseurs.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention moteur, la structure de la machine synchrone à double étoile est représentée dans l'espace électrique par la figure (I.1).



Figure(I.1) :Représentation spatial des enroulements de la MSDE

### I.3 Hypothèses simplificatrices

Pour l'établissement du modèle de la machine synchrone double étoile on a adopté les hypothèses Simplificatrices suivant :[HUS03], [ABD97], [CAR95]

- ❖ Les forces magnétomotrices ont une répartition sinusoïdale.
- ❖ Les mutuelles inductances ne sont caractérisées que par leur fondamental.
- ❖ La saturation du circuit magnétique est négligée.
- ❖ Les deux étoiles sont strictement identiques, isolées électriquement.
- ❖ L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligées.
- ❖ Les pertes fer sont négligées (hystérésis et courant de Foucault).

### I.4 Modèle mathématique de la machine

D'après la loi de Faraday  $[V]=[R][I] + d/dt[\phi]$  application sur une phase statorique ou rotorique nous avons la relation suivante :

$$[V_{S1}] = [R_S] [I_{S1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{S1}] \quad (\text{I.1})$$

$$[V_{S2}] = [R_S] [I_{S2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{S2}] \quad (\text{I.2})$$

$$[V_R] = [R_R] [I_R] + \frac{d}{dt} [\phi_R] \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[V_{S1}] = [V_{a1} \ V_{b1} \ V_{c1}]^T, \quad [I_{S1}] = [I_{a1} \ I_{b1} \ I_{c1}]^T; \quad [\phi_{S1}] = [\phi_{a1} \ \phi_{b1} \ \phi_{c1}]^T$$

$$[V_{S2}] = [V_{a2} \ V_{b2} \ V_{c2}]^T, \quad [I_{S2}] = [I_{a2} \ I_{b2} \ I_{c2}]^T; \quad [\phi_{S2}] = [\phi_{a2} \ \phi_{b2} \ \phi_{c2}]^T$$

$$[V_R] = [V_f \ 0 \ 0]^T, \quad [I_R] = [I_f \ I_D \ I_Q]^T; \quad [\phi_R] = [\phi_f \ \phi_d \ \phi_q]^T$$

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}; \quad [R_R] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}$$

Les expressions des flux statorique et rotorique sous forme matricielle s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \phi_{S1} \\ \phi_{S2} \\ \phi_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_S(\theta)] & [M_{SS}] & [M_{SR}(\theta)] \\ [M_{SS}]^T & [L_S(\beta)] & [M_{SR}(\beta)] \\ [M_{SR}(\theta)]^T & [M_{SR}(\beta)]^T & [L_R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$$[L_S(\theta)] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} + L_{SF} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$[L_S(\beta)] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} + L_{SF} \begin{bmatrix} \cos(2\beta) & \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta) \\ \cos(2\beta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta) & \cos(2\beta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

$$[M_{SS}] = -M_{SS} \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \\ + L_{SFM} \begin{bmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[M_{SR}(\theta)] = \begin{bmatrix} M_{SF} \cos(\theta) & M_{SD} \cos(\theta) & M_{SQ} \sin(\theta) \\ M_{SF} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SQ} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{SF} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SQ} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$[M_{SR}(\beta)] = \begin{bmatrix} M_{SF} \cos(\beta) & M_{SD} \cos(\beta) & M_{SQ} \sin(\beta) \\ M_{SF} \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) & M_{SQ} \sin(\beta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{SF} \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SD} \cos(\beta + \frac{2\pi}{3}) & M_{SQ} \sin(\beta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_F & M_{FD} & 0 \\ M_{FD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Avec :  $\beta = \theta - \gamma$

D'après les équations (I.1) (I.2) (I.3) (I.4) on aura les expressions suivantes :

$$[V_{S1}] = [R_S][I_{S1}] + \frac{d}{dt}([L_S(\theta)][I_{S1}] + [M_{SS}][I_{S2}] + [M_{SR}(\theta)][I_R]) \quad (\text{I.11})$$

$$[V_{S2}] = [R_S][I_{S2}] + \frac{d}{dt}([M_{SS}]^T[I_{S1}] + [L_{SS}(\beta)][I_{S2}] + [M_{SR}(\beta)][I_R]) \quad (\text{I.12})$$

$$[V_R] = [R_R][I_R] + \frac{d}{dt}([M_{SR}(\theta)]^T[I_{S1}] + [M_{SR}(\beta)]^T[I_{S2}] + [L_R(\theta)][I_R]) \quad (\text{I.13})$$

L'équation les couple électromagnétique est :

$$C_{em} = \frac{1}{2}[I] \frac{\delta}{\delta t}[L] [I] \quad (\text{I.14})$$

$$\text{Avec : } [L] = \begin{bmatrix} [L_S(\theta)] & [M_{SS}] & [M_{SR}(\theta)] \\ [M_{SS}]^T & [L_S(\beta)] & [M_{SR}(\beta)] \\ [M_{SR}(\theta)]^T & [M_{SR}(\beta)]^T & [L_R] \end{bmatrix}; I = \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ [I_R] \end{bmatrix}$$

Donc, nous avons un système de neuf équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients fait intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotor d'où la complexité de la résolution analytique.

A cet effet, nous considérons une transformation qui offre le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent.

### I.5 Modèle de la machine MSDE dans le référentiel du PARK

Le modèle de la machine dans la base naturelle est considérablement compliqué du fait de la dépendances des éléments de la matrice  $[L]$  à la position du rotor. Pour y remédier à cette complexité, on utilise la transformation de Park qui consiste à transformer le modèle de la machine à enroulement statorique triphasés (a1, b1, c1, a2, b2, c2) en un modèle biphasé d'axe (d, q). Cette transformation est schématisée par la figure suivante :

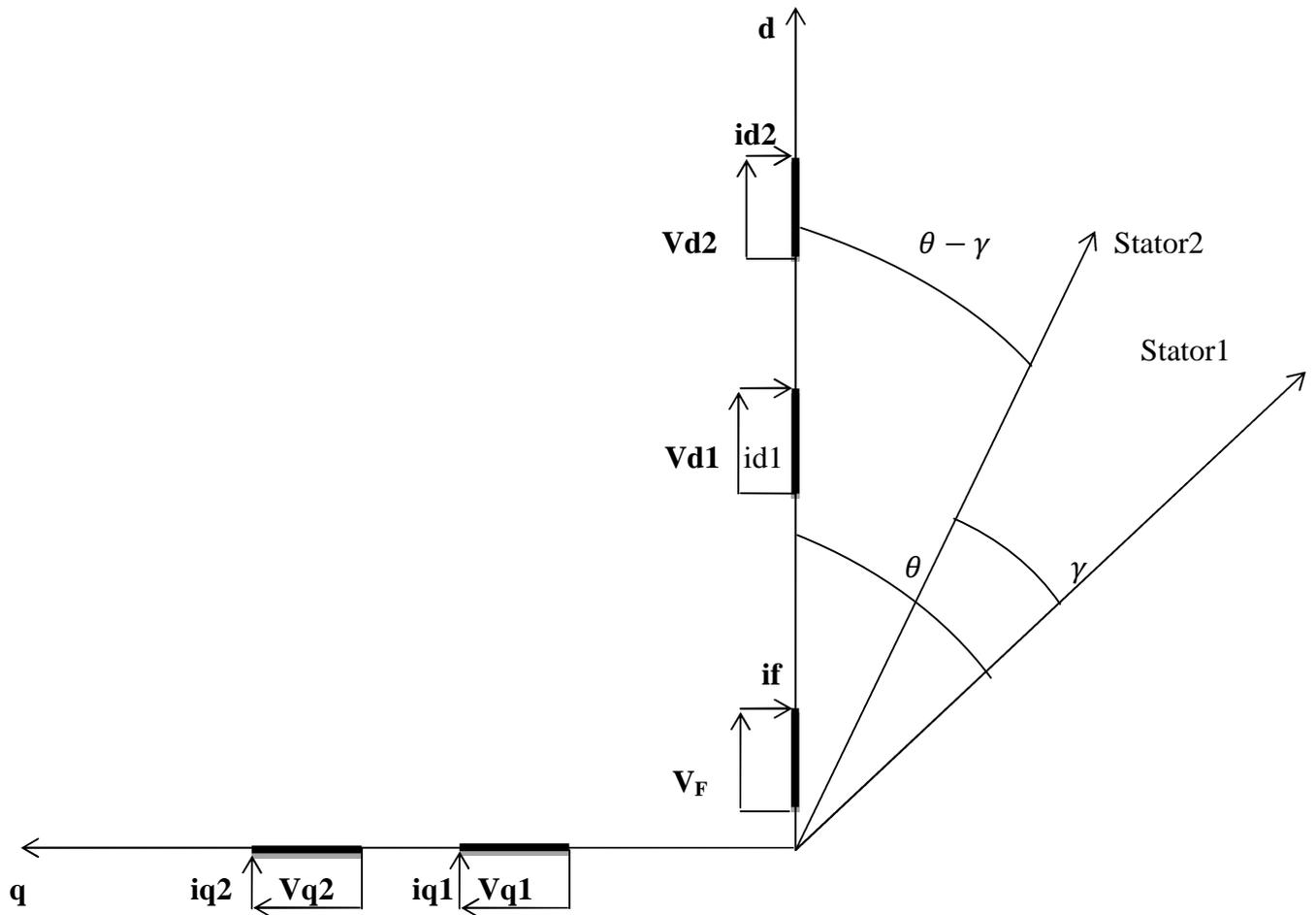


Figure I.2 : Passage du triphasé au biphasé

$d_1, d_2, q_1, q_2$  : représentent les enroulements statorique d'axe ( $d, q$ ).

$f$  : circuit d'excitation.

$K_d, K_q$ : représentent les amortisseurs d'axe ( $d, q$ ).

## I.6 Transformation de PARK

Il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations.

Le produit matriciel définissant la transformation de Park est donné par :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} A(\theta) & 0 \\ 0 & A(\theta - \gamma) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$$[A(\theta - \gamma)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La matrice inverse permettant le passage dans le sens inverse (biphasé-triphasé) notée

$[P(\theta)]^{-1}$  est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} [A(\theta)]^{-1} & 0 \\ 0 & [A(\theta - \gamma)]^{-1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$[A(\theta - \gamma)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

### I.7 Application de la transformation de Park

En transformant les équations statoriques en leurs nouvelles équations dans le repère (d, q) par l'application de la transformation de Park on obtient le système d'équation suivant :

$$[\Phi] = [L_P][I_P] \quad (\text{I.21})$$

Avec :  $[L_P]$  : inductances mutuelles dans le repère de Park.

$[I_P]$ : La matrice des courants dans le repère de Park.

Avec :

$$[\Phi] = [\Phi_{d1} \ \Phi_{q1} \ \Phi_{d2} \ \Phi_{q2} \ \Phi_f \ \Phi_{kd} \ \Phi_{kq}]^T$$

$$[I_P] = [I_{d1} I_{q1} I_{d2} I_{q2} I_f I_{kd} I_{kq}]^T$$

$$[L_P] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{dm} & 0 & M_{df} & M_{kd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & L_{qm} & 0 & 0 & M_{kq} \\ L_{dm} & 0 & L_d & 0 & M_{df} & M_{kd} & 0 \\ 0 & L_{qm} & 0 & L_q & 0 & 0 & M_{kq} \\ M_{df} & 0 & M_{df} & 0 & L_f & M_{kdf} & 0 \\ M_{kd} & 0 & L_{kd} & 0 & M_{kdf} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{kd} & 0 & M_{kd} & 0 & 0 & L_{kd} \end{bmatrix}$$

On applique la même transformation aux équations de tension on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{q1} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{q1} \\ I_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & -w_r & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & -w_r \\ w_r & 0 & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & w_r & 0 & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{d1} \\ \Phi_{d2} \\ \Phi_{q1} \\ \Phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

L'enroulement amortisseur et toutes pièces massives du rotor qui s'opposent aux brusques variations du flux lors du régime transitoire.

Généralement, on tient compte des effets des amortisseurs et des pièces massives du rotor par seulement deux enroulements en court-circuit, l'un est sur l'axe direct, l'autre est sur l'axe en quadrature.

Le circuit d'excitation et les amortisseurs ont pour équation :

$$\begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_f \\ \phi_{kd} \\ \phi_{kq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

### I.8 Modélisation de la MSDE alimentée en tension sans amortisseurs

Les inductances mutuelles relatives aux enroulements rotoriques sont nulles étant donné que les axes d et q sont en quadrature.

#### I.8.1 Les équations magnétiques :

$$\phi_{d1} = L_d \cdot i_{d1} + L_{dm} \cdot i_{d2} + M_{df} \cdot i_f$$

$$\phi_{d2} = L_{dm} \cdot i_{d1} + L_d \cdot i_{d2} + M_{df} \cdot i_f$$

$$\phi_f = L_f \cdot i_f + M_{df} (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{I.24})$$

$$\phi_{q1} = L_q \cdot i_{q1} + L_{qm} \cdot i_{q2}$$

$$\phi_{q2} = L_{qm} \cdot i_{q1} + L_q \cdot i_{q2}$$

#### I.8.2 Les équations électriques statoriques :

$$V_{d1} = R_s \cdot i_{d1} + \frac{d}{dt} \phi_{d1} - w_r \phi_{q1}$$

$$V_{d2} = R_s \cdot i_{d2} + \frac{d}{dt} \phi_{d2} - w_r \phi_{q2}$$

$$V_{q1} = R_s \cdot i_{q1} + \frac{d}{dt} \phi_{q1} + w_r \phi_{d1} \quad (\text{I.25})$$

$$V_{q2} = R_s \cdot i_{q2} + \frac{d}{dt} \phi_{q2} + w_r \phi_{d2}$$

### I.8.3 Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2}$$

$$C_{em1} = P (\Phi_{d1} \cdot i_{q1} - \Phi_{q1} \cdot i_{d1})$$

$$C_{em2} = P (\Phi_{d2} \cdot i_{q2} - \Phi_{q2} \cdot i_{d2})$$

D'où le couple :

$$C_{em} = P (\Phi_{d1} \cdot i_{q1} - \Phi_{q1} \cdot i_{d1} + \Phi_{d2} \cdot i_{q2} - \Phi_{q2} \cdot i_{d2}) \quad (\text{I.26})$$

### I.8.4 Equations mécaniques

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{dw_r}{dt} = C_{em} - C_r - f w_r \quad (\text{I.27})$$

$$\Omega = \frac{w_r}{P}$$

### I.8.5 Mise sous forme d'équation d'état

Nous choisissons le vecteur d'état suivant :

$$[\Phi_{d1} \ \Phi_{d2} \ \Phi_{q1} \ \Phi_{q2} \ \omega_f]$$

A partir des équations des flux (I.24) on obtient les équations suivantes :

$$I_{d1} = \frac{\Phi_{d1} L_d - \Phi_{d2} L_{dm}}{L_d^2 - L_{dm}^2} - \frac{M_{df}}{L_d + L_{dm}} i_f$$

$$I_{d1} = \frac{\emptyset_{d2}L_d - \emptyset_{d1}L_{dm}}{L_d^2 - L_{dm}^2} - \frac{M_{df}}{L_d + L_{dm}} \dot{i}_f$$

$$I_{q1} = \frac{\emptyset_{q1}L_q - \emptyset_{q2}L_{qm}}{L_q^2 - L_{qm}^2}$$

$$I_{q2} = \frac{\emptyset_{q2}L_q - \emptyset_{q1}L_{qm}}{L_q^2 - L_{qm}^2}$$

En remplaçant ces expressions dans le système (I.25) nous obtenons le modèle mathématique de la MSDE alimenté en tension en fonction des variables d'état sous la forme suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (I.28)$$

Avec :

$$\square = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{d1} \\ \emptyset_{d2} \\ \emptyset_{q1} \\ \emptyset_{q2} \\ \emptyset_f \end{bmatrix} X = \begin{bmatrix} \emptyset_{d1} \\ \emptyset_{d2} \\ \emptyset_{q1} \\ \emptyset_{q2} \\ \emptyset_f \end{bmatrix} U = \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{q1} \\ V_{q2} \\ V_f \end{bmatrix} B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_S \left( \frac{L_d}{L_{d1}L_{d2}} - \frac{M_{df}}{L_{d2}L_{dm}} \right) & R_S \left( \frac{L_{dm}}{L_{d1}L_{d2}} - \frac{M_{df}}{L_{d2}L_{dm}} \right) & w_r & 0 & \frac{-R_S}{L_{dm}} \\ R_S \left( \frac{L_{dm}}{L_{d1}L_{d2}} - \frac{M_{df}}{L_{d2}L_{dm}} \right) & -R_S \left( \frac{L_d}{L_{d1}L_{d2}} - \frac{M_{df}}{L_{d2}L_{dm}} \right) & 0 & w_r & \frac{-R_S}{L_{dm}} \\ -w_r & 0 & \frac{-R_S L_q}{L_{q1}L_{q2}} & \frac{R_S L_{qm}}{L_{q1}L_{q2}} & 0 \\ 0 & -w_r & \frac{R_S L_{qm}}{L_{q1}L_{q2}} & \frac{-R_S L_q}{L_{q1}L_{q2}} & 0 \\ \frac{-R_f}{M_{df}} & \frac{-R_f}{M_{df}} & 0 & 0 & \frac{-R_f L_{d2}}{M_{df} L_{dm}} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} = [A(\theta)] [V_{a1,b1,c1}]$$

$$\begin{bmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = [A(\theta - \gamma)] [V_{a1,b1,c1}]$$

$$L_{d1} = L_d - L_{dm}$$

$$L_{d2} = L_d - L_{dm}$$

$$L_{q1} = L_q - L_{qm}$$

$$L_{q2} = L_q - L_{qm}$$

### I.9 Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Pour un onduleur triphasé à deux niveaux, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

-  $S_{a,b,c} = 1$  : interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé

-  $S_{a,b,c} = 0$  : interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

Dans ces conditions on peut écrire

La (figure I.3) montre le schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge

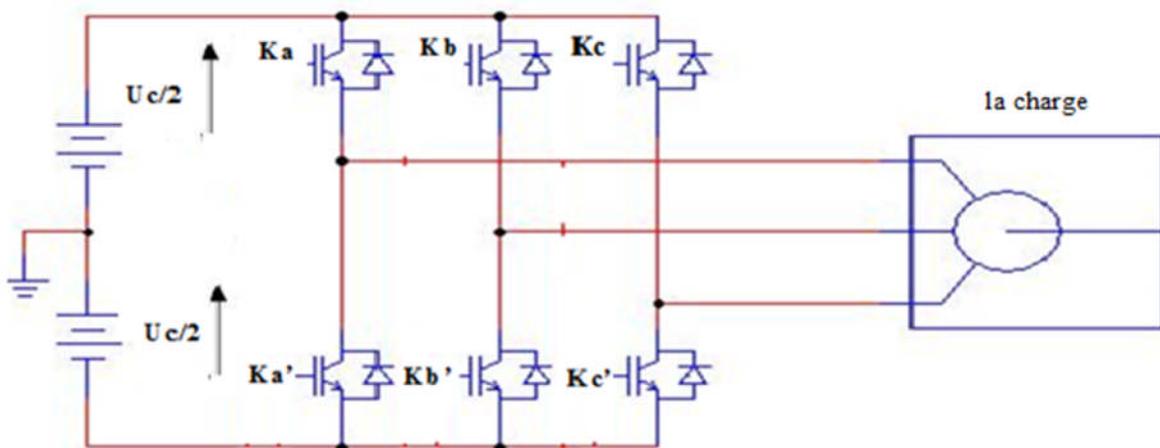


Figure.3 schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux

### I.10 Description et fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Pour simplifier l'étude, on supposera que son alimentation en tension comme une source parfaite dans le sens où, quel que soit le courant 'i' délivré ou absorbé, la tension 'E' à ses bornes reste toujours constante, et que cette alimentation est constituée par deux générateurs de f.é.m.

Égales à  $\frac{E}{2}$  connectés entre eux par un point fictif noté no.

Les tensions entre phases sont données par [TAN85] [PED88] [BEN02] [KAD00]

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ab} = V_{ano} - V_{bno} \\ V_{bc} = V_{bno} - V_{cno} \\ V_{ca} = V_{cno} - V_{ano} \end{array} \right. \quad (\text{I.29})$$

Si la charge est équilibrée :  $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{array} \right.$$

Et donc:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ano} - \frac{1}{3} V_{bno} - \frac{1}{3} V_{cno} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{ano} + \frac{2}{3} V_{bno} - \frac{1}{3} V_{cno} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{ano} - \frac{2}{3} V_{bno} + \frac{2}{3} V_{cno} \end{array} \right.$$

## Chapitre I: Modélisation de la MSDE et l'onduleur à deux niveaux

Et le potentiel du point neutre est donné par :

$$V_{nno} = \frac{1}{3} [V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}]$$

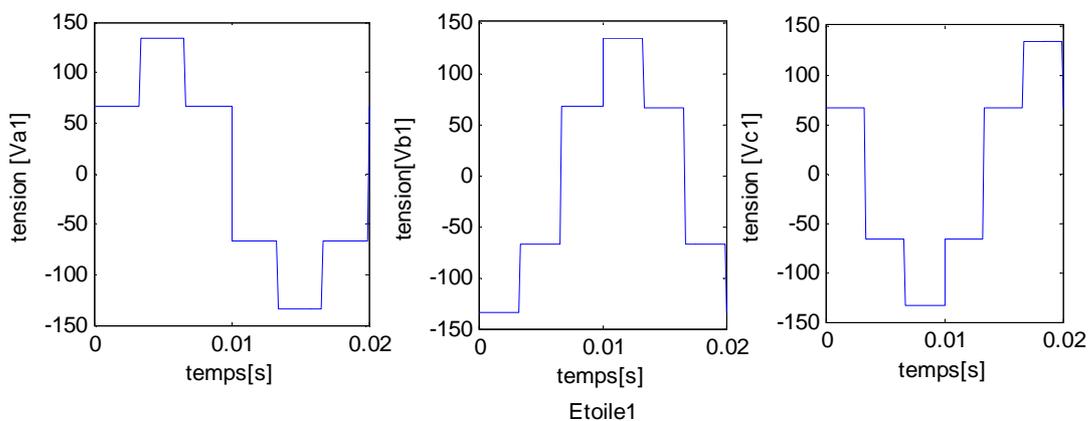
En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, on aura:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ano} = E (S_a - 0.5) \\ V_{bno} = E (S_b - 0.5) \\ V_{cno} = E (S_c - 0.5) \end{array} \right.$$

Et donc

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{an} = \frac{E}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{E}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_{cn} = \frac{E}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{array} \right.$$

### I.11 Resultants de simulation



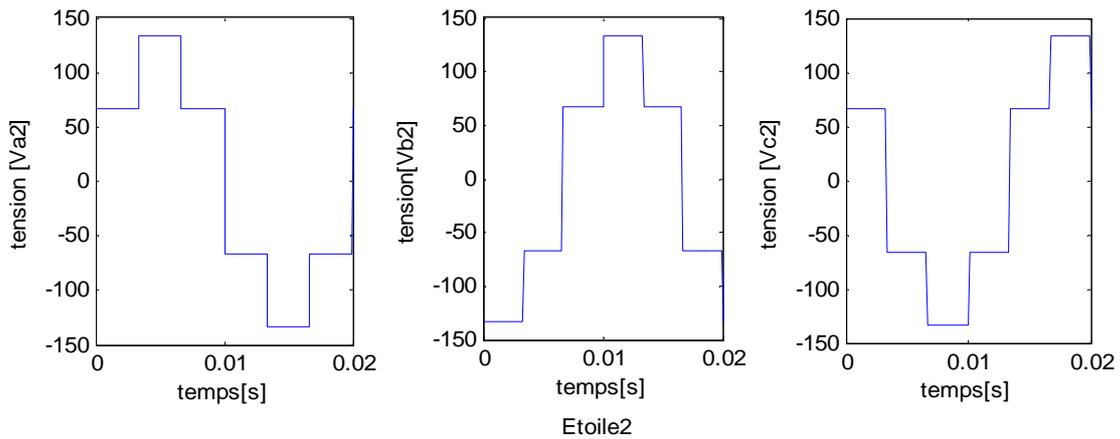


Figure I.4 Les tensions sorties de l'onduleur pour les deux étoiles

### Interprétation des résultats

La figure (FigureI.4) représente les tensions de sortie de l'onduleur pour les deux étoiles. La tension est doublement symétrique par rapport au demi et au quart période.

### I.12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la modélisation de la machine synchrone double étoile pour premier partie, cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle de la MSDE est un modèle de sept équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'utilisation de la transformation de Park permet de réduire le système d'états électrique de la machine de sept à cinq équation et d'éliminer la complexité du modèle.

Aussi, on a présenté la structure des onduleurs à deux niveaux, ainsi que leurs principes de fonctionnement avec une évaluation par simulation numérique.

Chapitre II  
Commande par régulateur  
IP de la MSDE

### II.1 Introduction

Parmi tous les types des machines électriques, la machine qui répond le mieux aux exigences liées aux systèmes d'actionnement est la machine à courant continu.

Dans ce type de machine le courant d'induit produit le couple et le courant d'induction engendre le flux. Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et d'assurer des réponses dynamiques excellentes.

Cependant, cette machine présente des inconvénients dus au système balais-collecteurs ce qui l'empêche d'être utilisée dans des milieux explosifs et corrosifs. Par conséquent, les recherches sont orientées vers l'étude de nouveaux variateurs de vitesse équipés de la machine à courant alternatif alimenté par des convertisseurs statique [MOU 06].

La difficulté de commander une telle machine réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques.

La commande vectorielle est l'une des méthodes de commande appliquée aux machines électrique .Elle permet d'assurer le découplage entre les variables internes de la machine et d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants.

Dans ce chapitre, nous traitons dans le premier lieu le découplage par diagonalisation. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous sommes intéressés au réglage linéaire par régulateurs IP pour les courants statorique et régulateur PI pour la vitesse de la MSDE découplée, dans la troisième partie considérée comporte un machine synchrone double étoile dont chaque étoile est alimentée par un onduleur triphasée.

Une bonne commande des machines à courant alternatif à vitesse variable est assurée si nous garantissons un bon découplage entre ses grandeurs électromagnétiques.

Ceci est réalisé par orientation de ces derniers dans un repère (d, q) tournant à la vitesse de rotation du champ tournant. Si cela est réalisé, nous pouvons rapprocher son comportement de celle d'un moteur à

## Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE

---

courant continu à excitation indépendante où nous retrouvons un découplage naturel entre le courant d'excitation qui crée le flux et le courant d'induit fournissant le couple électromagnétique nécessaire pour la faire tourner.

Le principe du contrôlé vectoriel réside dans l'orientation du flux dans la machine au stator, au rotor ou dans l'entrefer suivant l'un des deux axes d, q. Conventionnellement nous travaillons avec une orientation suivant l'axe d, l'axe en quadrature portera par conséquent le courant qui participera à la création du couple électromagnétique dans la machine.

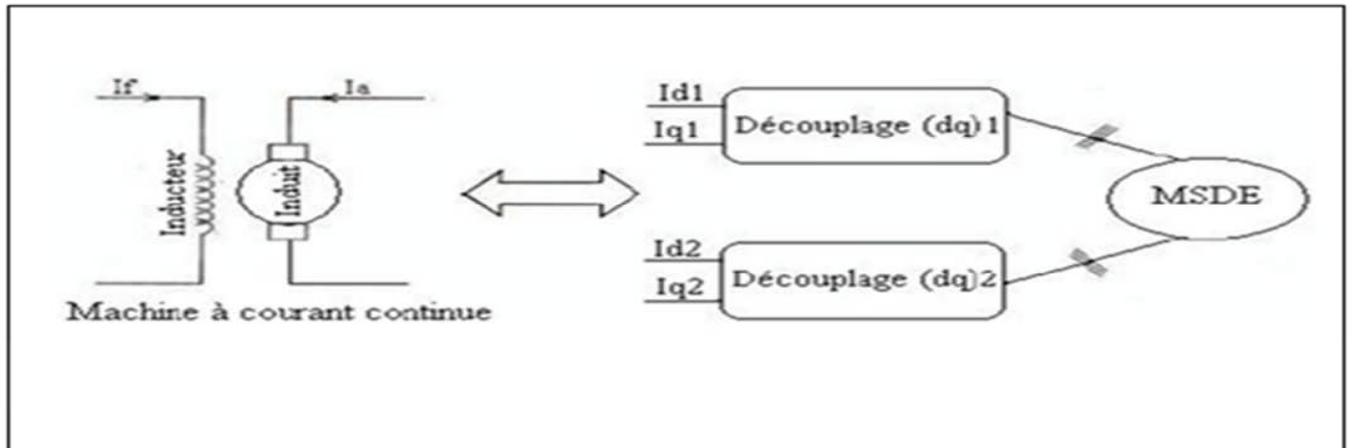
Donc le contrôle des courants suivant l'axe d va déterminer l'état magnétique de la machine alors que le contrôle des courants suivants l'axe q nous assure le couple nécessaire [MER 07].

### II.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe de base de la commande vectorielle a été proposé par BALSCHKE et HASSE dans les années 70. Cette commande consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de la machine synchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d, q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante. [MAH 96]

Le but de la commande vectorielle appliquée à la MSDE est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, Par conséquent, l'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les courants, Ainsi le comportement de la MSDE devient similaire à celui de la machine à courant continue. (Figure II.1)

## Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE



**Figure II.1** : Principe de la commande vectorielle

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu s'écrit :

$$C_{em} = K \cdot \Phi_f \cdot i_a \quad (II.1)$$

**Avec:**  $\Phi_f = k \cdot i_f$

Pour la machine MSDE, la commande vectorielle consiste à maintenir le courant  $i_{ds}$  nul et à réguler la vitesse par  $i_{qs}$  c'est-à-dire :

Le couple de la machine synchrone à double stator :

$$C_{em} = P (\Phi_{d1} \cdot i_{q1} - \Phi_{q1} \cdot i_{d1} + \Phi_{d2} \cdot i_{q2} - \Phi_{q2} \cdot i_{d2}) \quad (II.2)$$

Après l'application de la commande vectorielle l'expression (II.2) devient:

$$C_{em} = P (\Phi_{d1} \cdot i_{q1} + \Phi_{d2} \cdot i_{q2})$$

### II.3 Régulateur linéaire par régulateur IP de la MSDE

La régulation linéaire se fait par la synthèse des régulateurs aux moyens des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine. [TER00]

## Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE

Pour avoir de bonne réponse dynamique en vitesse et en courant de la machine, on a appliqué un régulateur IP qui est illustré dans la figure. (II.2)

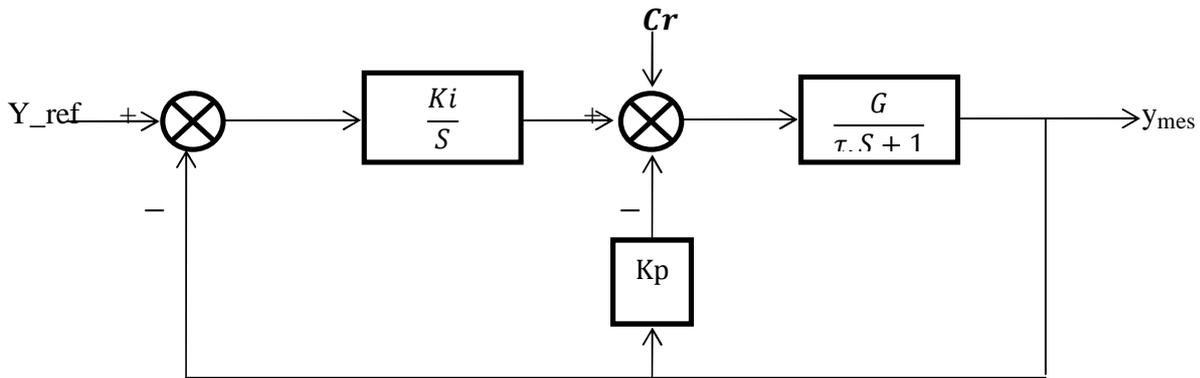


Figure II.2: Schéma de régulateur IP

### II.3.1 Découplage

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle.

Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage [ZHA95] TER98]

Le découplage de la machine écrire comme forme matricielle M suivante :

$$M = \begin{bmatrix} 1 & \frac{S.Ldm}{Rs+S.Ld} & \frac{S.Mdf}{Rf+S.Lf} & \frac{-w.Lq}{Rs+S.Lq} & \frac{-w.Lqm}{Rs+S.Lq} \\ \frac{S.Ldm}{Rs+S.Ld} & 1 & \frac{S.Mdf}{Rf+S.Lf} & \frac{-w.Lqm}{Rs+S.Lq} & \frac{-w.Lq}{Rs+S.Lq} \\ \frac{S.Ldm}{Rs+S.Ld} & \frac{S.Ldm}{Rs+S.Ld} & 1 & 0 & 0 \\ \frac{w.Lq}{Rs+S.Ld} & \frac{w.Lqm}{Rs+S.Ld} & \frac{w.Mdf}{Rf+S.Lf} & 1 & \frac{S.Lqm}{Rs+S.Lq} \\ \frac{w.Lqm}{Rs+S.Ld} & \frac{w.Lq}{Rs+S.Ld} & \frac{w.Mdf}{Rf+S.Lf} & \frac{S.Lqm}{Rs+S.Lq} & 1 \end{bmatrix}$$

### Vérifie le découplage par simulation

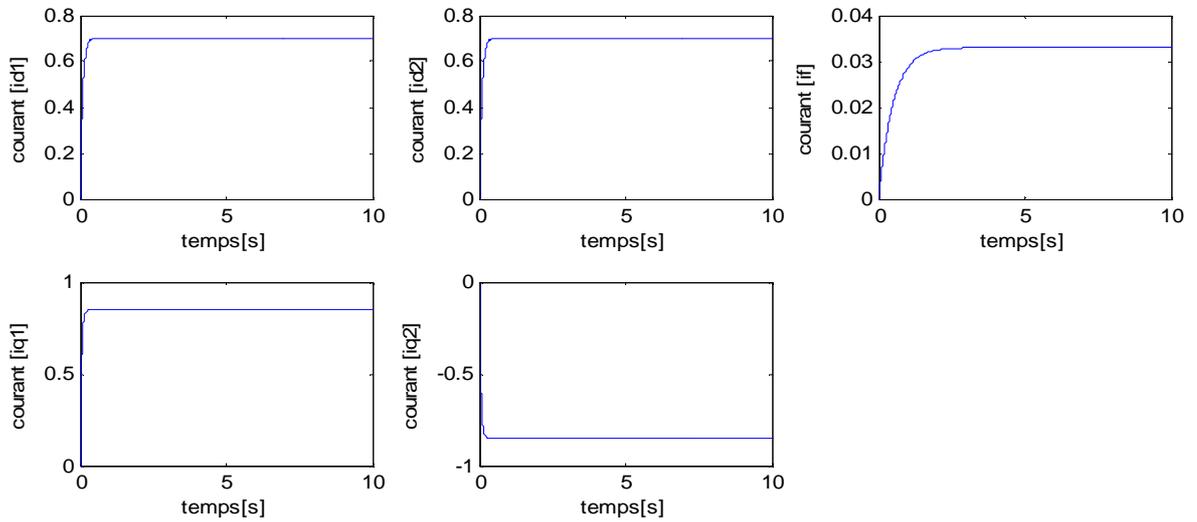


Figure II.3: les courants sorties de découplage

### II.3.2 Calcul des régulateurs

Le système en boucle fermée est régi dans le figure (III.3) par la relation :

$$\frac{y_{mes}}{y_{ref}} = \frac{G \cdot K_i}{\tau \cdot S^2 + (1 + GK_p) S + G K_i}$$

Qui est identifié à :

$$F(S) = \frac{a}{S^2 + 2 \cdot w_n \cdot \xi S + w_n^2}$$

En identification les deux fonctions de transferts, on obtient :

## Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE

---

$$K_i = \frac{w_n^2 \cdot \tau}{G}$$

$$K_p = \frac{2 \cdot \xi \cdot w_n \cdot \tau - 1}{G}$$

Ou  $\tau$  : est le temps de réponse désiré du système bouclé.

Ce type de correcteur IP, utilisé pour piloter un système de premier ordre, permet d'imposer au système en boucle fermée une fonction de transfert possédant deux pôles et n'ayant pas de zéro.

- **Calcul de régulateur de l'Id**

La fonction de transfert du courant Id sur la tension  $V_d$  est la suivante :

$$F_d(S) = \frac{1}{R_S + S \cdot L_d}$$

Pour un taux d'amortissement  $\xi=10$  et un temps désiré  $\tau=0.001s$  ;( $w_n=40rad/s$ ), on trouve les coefficients des régulateurs

$$K_{i_{id}} = 3011.75$$

$$K_{p_{id}} = 148.235$$

- **Calcul de régulateur de l'Iq**

La fonction de transfert du courant Id sur la tension  $V_q$  est la suivante :

$$F_d(S) = \frac{1}{R_S + S \cdot L_q}$$

Pour un taux d'amortissement  $\xi=10$  et un temps désiré  $\tau=0.001s$  ;( $w_n=40rad/s$ ), on trouve les coefficients des régulateurs

$$K_{i_{iq}} = 176.94$$

$$K_{p_{iq}} = 8.847$$

- **Calcul de régulateur de l'If**

## Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE

La fonction de transfert du courant  $I_d$  sur la tension  $V_f$  est la suivante :

$$F_d(S) = \frac{1}{R_f + S.L_f}$$

Pour un taux d'amortissement  $\xi=10$  et un temps désiré  $\tau=0.001s$  ;( $\omega_n=40rad/s$ ), on trouve les coefficients des régulateurs

$$K_{i_f} = 150000 ; K_{p_{i_f}} = 30000$$

### II.3.3 Commande vectorielle avec réglage de la vitesse de la MSDE

Le réglage de la vitesse se fait par la synthèse des régulateurs aux moyens des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine synchrone double étoile [BER04] [NEZ05].

Pour avoir de bonne réponse dynamique en vitesse et en courant de la machine, il a été appliquée un régulateur de type PI. Le système de la figure (III.5) est constitué du modèle de la machine, la structure de commande et la boucle de régulation.

La boucle fermée du régulateur du courant  $i_q$  est :  $\frac{Kp.Ki}{(p+Wn)^2}$

Sachant que le couple électromagnétique est donnée par l'expression :  $T_{em} = 2.M_{df} . i_f . i_q$

et en utilisant l'équation mécanique de la machine :  $J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r$

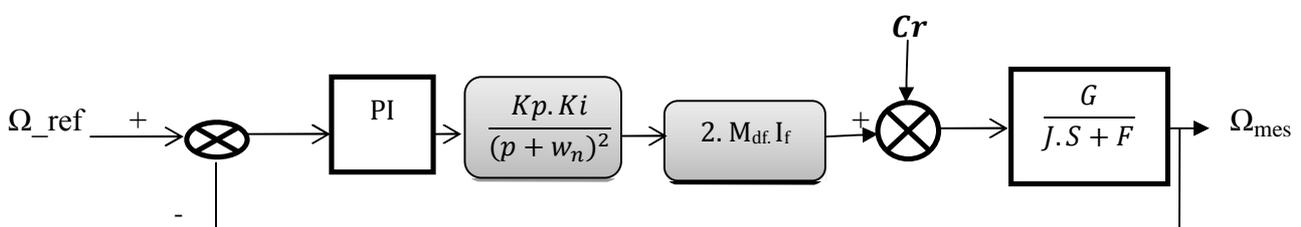


Figure II.4 : Boucle de régulation de vitesse de la MSDE

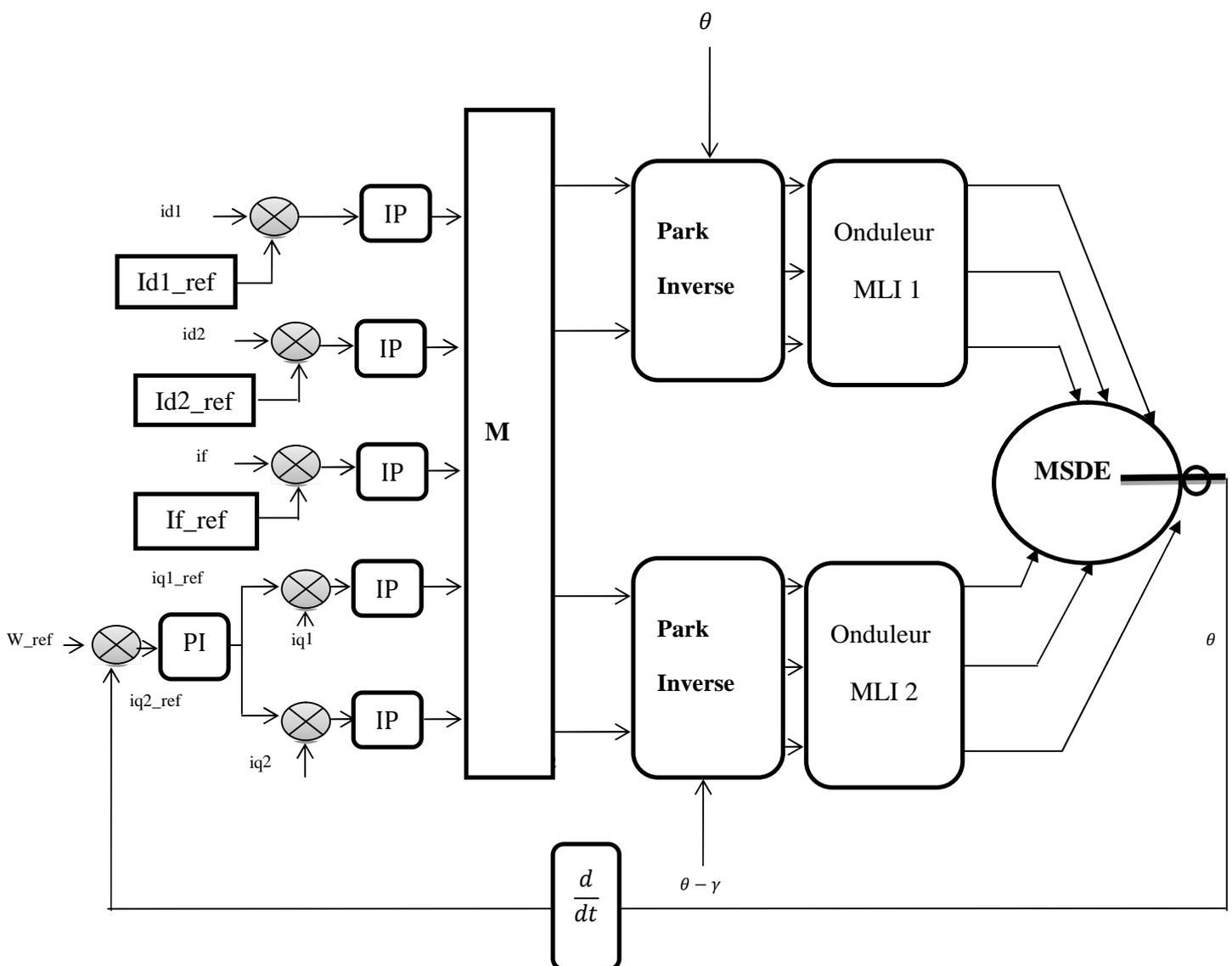
## Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE

- Détermination de la fonction de transfert

La fonction de transfert de système en boucle ouvert s'écrit :

$$F(s) = \frac{(KpS+Ki)*(Kp.Ki)*(2.Mdf.if)*G}{S*(P+wn)^2*(JS+F)}$$

$$Ki_{\Omega} = 1, Kp_{\Omega} = 5$$



**Figure II.5** : Schéma générale de la commande linéaire de la MSDE par régulateur IP

## Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE

### II.4 Résultats de simulation

Simulation de la structure de commande IP

Nous avons effectué la simulation de la MSDE structure de réglage par IP par le logiciel MATLAB Simulink, avec l'intégrateur RK4 (méthode de RUNQE KUTTA d'ordre 4) est un pas d'intégration fixe

$h= 0.0001S$  en quatre étape :

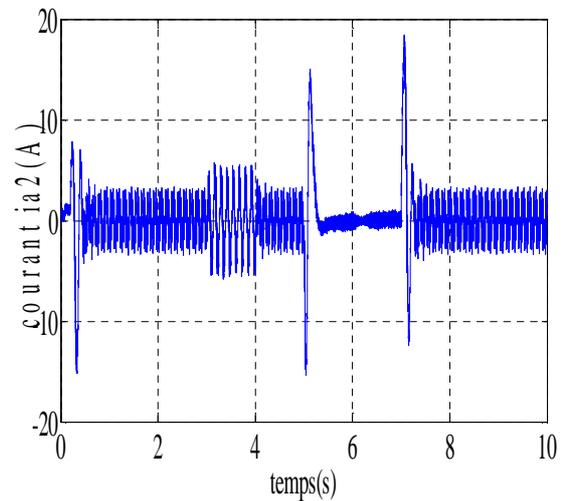
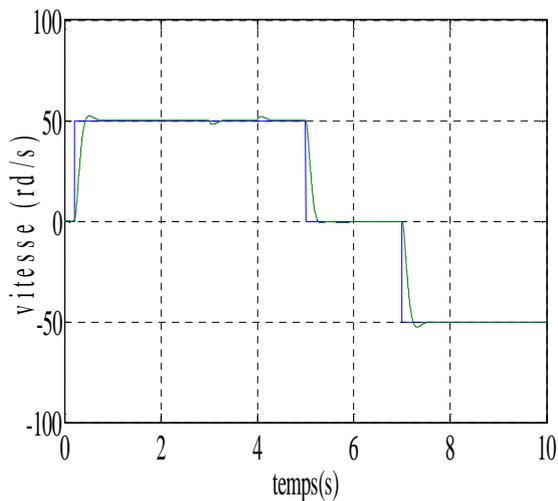
1-application d'un échelon de la vitesse de 50rad/s à  $t=0.2s$

2-Application d'un couple résistant  $Cr =15 N.m$  entre 3 et 4s

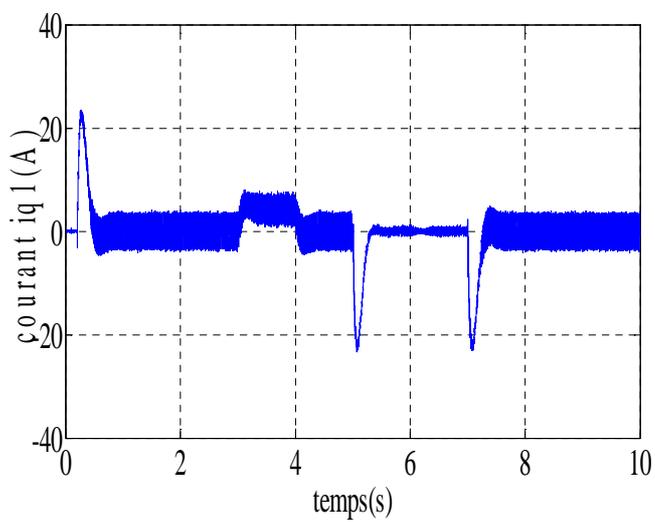
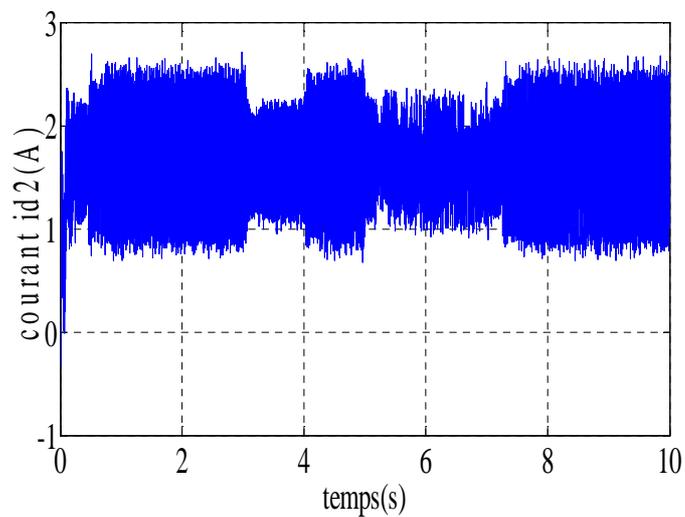
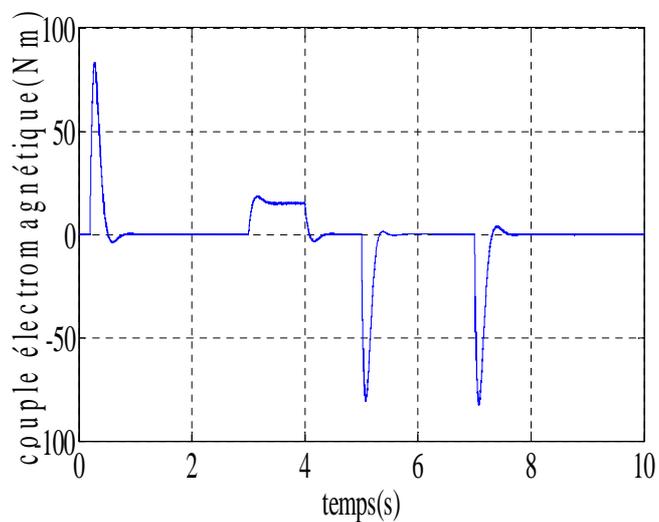
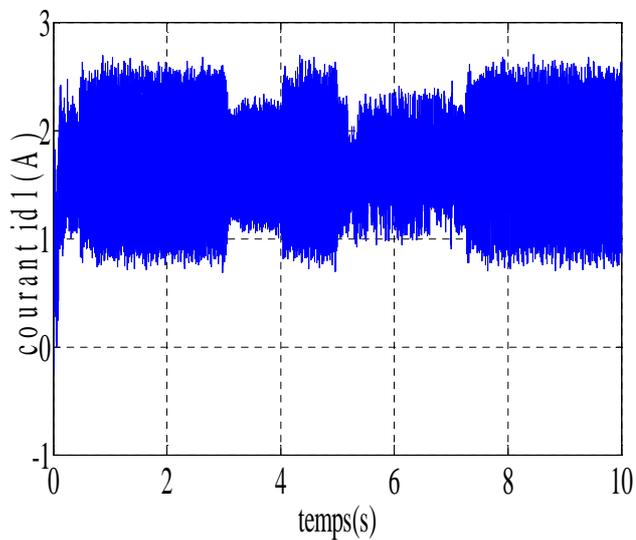
3-arrêt de la machine entre 5s et 7s

4-inversement du sens de rotation à  $t= 7s$

Le temps de simulation  $t=10s$



## Chapitre II : Commande par régulateur IP de la MSDE



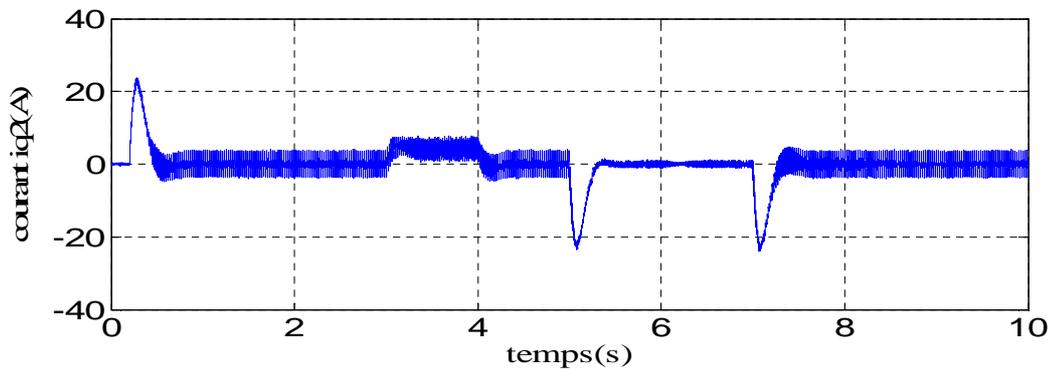


Figure II.6 : Commande IP de la machine synchrone double étoile à rotor bobiné.

### Interprétation des résultats

En analysant les résultats obtenus dans la figure précédente, on remarque que l'application d'un couple à  $t=3s$  n'affecte pas les courants directs  $i_d(1,2)$  et la pour suite par  $i_d$  de la consigne du courants directs imposée à 1.65A, ce qui met en évidence le découplage entre les grandeurs des axes d, q, la vitesse de rotation suite sa référence sans dépassement et erreur statique,

Au moment de l'application du couple de charge on remarque une faible chute de vitesse rejetée en suite par la commande.

### II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés en tension.

Dans notre cas cette commande est réalisée avec la stratégie de découplage dans le but de rendre la commande de la MSDE similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour la technique de commande découplage nous avons montré à travers la simulation numérique, le découplage effectif entre le courant et le couple qui présente une certaine simplicité de mise en œuvre et qui nous a permis d'obtenir des performances dynamiques plus élevées, de plus nous avons montré que pour avoir de bonnes performances dynamiques il faut procéder à une régulation de la vitesse ainsi que les courants  $i_d$ ,  $i_q$  et  $i_f$ .

# Chapitre III

## Commande RST discrète de la MSDE

### III.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous introduisons la commande vectorielle par orientation de flux statorique avec un régulateur RST de la vitesse. Cette technique de régulation est réalisée en vue d'améliorer les performances de la commande.

Le principe est basé sur la résolution de l'équation de Bézout qui conduit à l'identification des polynômes R, S et T, permettant ainsi de limiter largement les effets de perturbation et d'atteindre d'excellentes performances de compensation avec une très bonne robustesse [ROB 89].

La diversité des structures de commande disponibles aujourd'hui est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier de charge d'une part et à la qualité du modèle du procédé d'autre part [GER 00].

Ces structures doivent respecter les objectifs suivants :

- Stabilité de la boucle.
- Rejet des perturbations.
- Suivi d'une consigne.

### III.2 Synthèse d'un régulateur RST

Un régulateur de type RST est un régulateur polynomial qui se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type Proportionnel- Intégral.

Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les éléments R, S et T sont des Polynômes dont le degré est fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robustes.

Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide de deux paramètres de synthèses ( $T_c$ ,  $T_f$ ) seulement. Ces paramètres sont respectivement des horizons de commande et de filtrage à partir desquels sera définie la région où les pôles en boucle fermée seront placés. [LAR 96]

### III.3 Structure du régulateur " RST "

La structure de la commande RST s'appuie sur la structure formelle donnée par la figure (III .1) Où A, B, R, S et T sont des polynômes de la variable «s» pour les systèmes continus ou «z» pour le cas des Systèmes discrets.

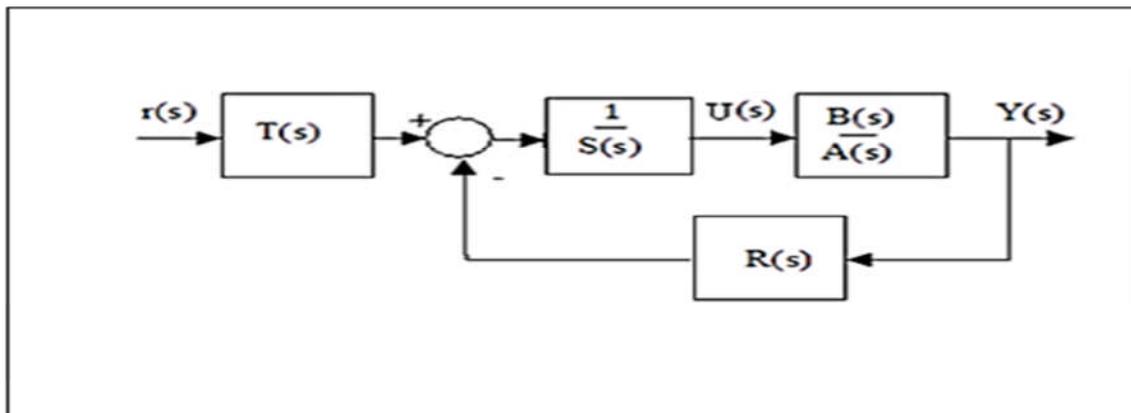


Figure III.1 : Schéma bloc d'un régulateur de type RST

Le signal de commande est donné par l'expression suivante :

$$U(s) = \frac{T(s)}{S(s)} r(s) - \frac{R(s)}{S(s)} y(s) \quad (\text{III.1})$$

**Avec :**

$r(s)$  : Le signal d'entrée.

$Y(s)$  : Le signal de sortie.

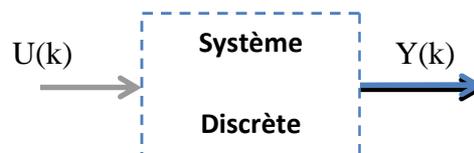
$U(s)$  : Le signal de commande.

$T(s)$ ,  $R(s)$  et  $S(s)$  définissent les polynômes du régulateur RST

### III.4 Systèmes discrets

#### III.4.1 Fonction de transfert discrète

On considère maintenant un système discret linéaire et invariant



**Figure III.2:** Système discrète

La relation entre la séquence d'entrée et la séquence de sortie est linéaire et définie par un ensemble de coefficients constants  $a_{1:n}$  et  $b_{1:m}$  :

$$Y(k) + a_1.Y(k-1) + a_2.Y(k-2) + \dots + a_n.Y(k-n) =$$

$$b_0.U(k) + b_1.U(k-1) + b_2.U(k-2) + \dots + b_m.U(k-m) \tag{III.2}$$

On peut appliquer la transformée en z à chaque membre de l'équation on obtient la fonction de transfert discrète du système :

$$\frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{b_0 + b_1.Z^{-1} + b_2.Z^{-2} + \dots + b_m.Z^{-m}}{1 + a_1.Z^{-1} + a_2.Z^{-2} + \dots + a_n.Z^{-n}} \tag{III.3}$$

**Remarque 1** : la fonction de transfert précédente est normalisée en prenant  $a_0 = 1$ .

**Remarque 2** : on remarquera que la fonction de transfert est donnée en  $Z^{-1}$  plutôt qu'en z. Cela est justifié par le fait que celle-ci traduit l'équation d'évolution du système physique causal (2)

### III.5 Dimensionnement du régulateur RST discrète

En général, l'objectif de la commande est d'imposer une fonction de transfert en boucle fermée entre

Y(S) ET r(S):

$$Y(S) = \frac{B_d(S)}{A_d(S)} r(s) \tag{III.4}$$

La fonction de transfert désiré en boucle fermée dans le système discrète est :

$$G_{BF}(z) = \frac{B_d(z)}{A_d(z)} \quad (III.5)$$

Soit la fonction de transfert du système à réglage :

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (III.6)$$

Soit la fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc de la figure (III.1) :

$$G_{BF}(z) = \frac{Y(z)}{r(z)} = \frac{B(z)T(z)}{A(z)S(z) + B(z)R(z)} \quad (III.7)$$

Il faut que cette fonction de transfert soit égale à  $G_{BF}(s)$  de sorte que :

$$\frac{B(z) T(z)}{A(z) S(z) + B(z) R(z)} = \frac{B_d(z)}{A_d(z)} \quad (III.8)$$

Il faut résoudre :

$$A(z)S(z) + B(z)R(z) = A_d(z)$$

$$B(z) T(z) = B_d(z) \quad (III.9)$$

On peut faire transformation suivante :

$$A(z)S(z) + B(z)R(z) = A_d(z)B(z)$$

$$T(z) = B_d(z) \quad (III.10)$$

Pour déterminer  $R(s)$  et  $T(s)$ , il faut résoudre l'équation de BEZOUT :

$$A(z)S(z) + B(z)R(z) = A_d(z)B(z) \quad (\text{III.11})$$

### III.6 Application sur le MSDE

#### III.6.1 Commande des courants statoriques par RST

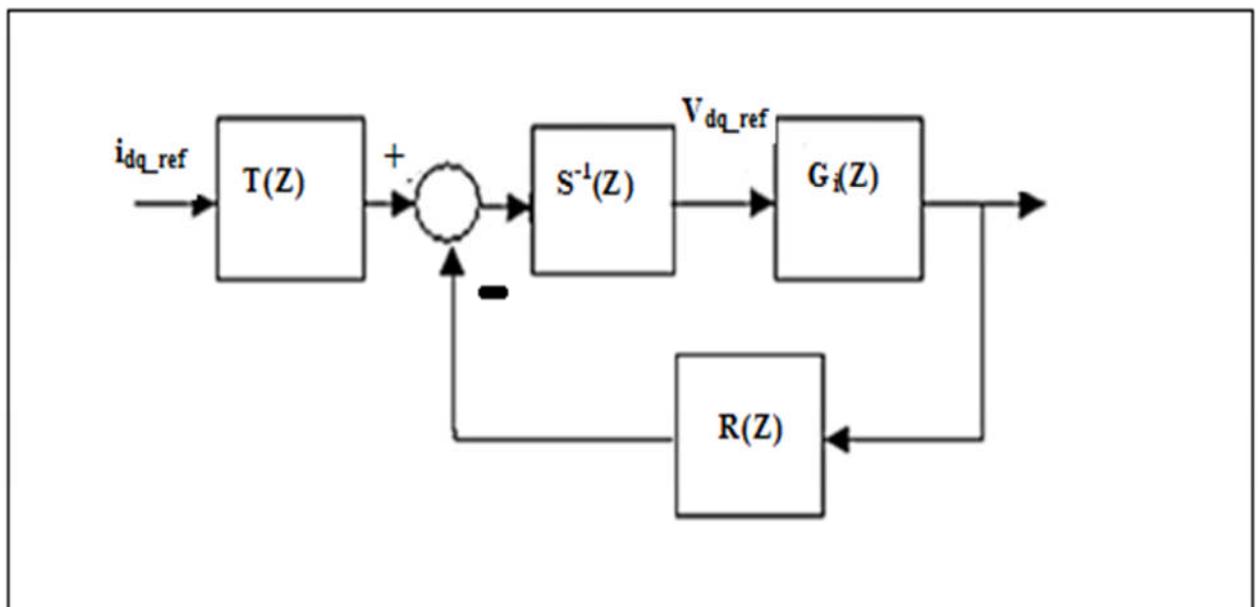


Figure III.3 : boucle de régulateur de courant par un RST

Comme le montre la figure (III.3), la fonction de transfert des courants dans système discret on cas générale est donnée par :

$$G_i(z) = \frac{b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}} \quad (\text{III.12})$$

❖ Pour les courants statoriques Id1 et Id2 :

$$G_i(z) = \frac{5.0964e-004 \cdot z^{-1}}{1-0.9988 \cdot z^{-1}} \quad (\text{III.13})$$

❖ Pour les courants statoriques Iq1 et Iq2 :

$$G_i(z) = \frac{9.0402e-004 \cdot z^{-1}}{1-0.9979 \cdot z^{-1}} \quad (\text{III.14})$$

❖ Pour les courant statorique If:

$$G_i(z) = \frac{6.6660e-006 \cdot z^{-1}}{1-0.9998 \cdot z^{-1}} \quad (\text{III.15})$$

La fonction performance désiré étant donnée par :

$$G_d(z) = \frac{b \cdot z^{-1}}{1+a \cdot z^{-1}+b \cdot z^{-2}} \quad (\text{III.16})$$

### III.6.2 Calcul des paramètres du régulateur RST discrète

$$R(z) = T(z) = r_0 + r_1 \cdot z^{-1}$$

$$S(z) = 1 - z^{-1}$$

Suivent l'équation (III.11) on déduit :

$$A(z)S(z) + B(z)R(z) = A_d(z)B(z)$$

La détermination des polynômes R et S passe par la résolution du système linéaire (III-6), où les inconnues sont les coefficients des puissances en  $Z^{-1}$  de ces polynômes. Le choix du degré de R et S se fait en général par régulateur retenu, propre ou strictement propre. [ROB 98]

$$r_0 = \frac{a+1-a_1}{b_1}$$

$$r_1 = \frac{a_1+b}{b_1}$$

On trouve

$$R(z)_{id} = 3.6669 - 3.6536Z^{-1}$$

$$R(z)_{iq} = 0.333 - 0.3338Z^{-1}$$

$$R(z)_{if} = 7.8194 - 7.8152Z^{-1}$$

$$R(z)_{\Omega} = 1.7975 - 1.7935Z^{-1}$$

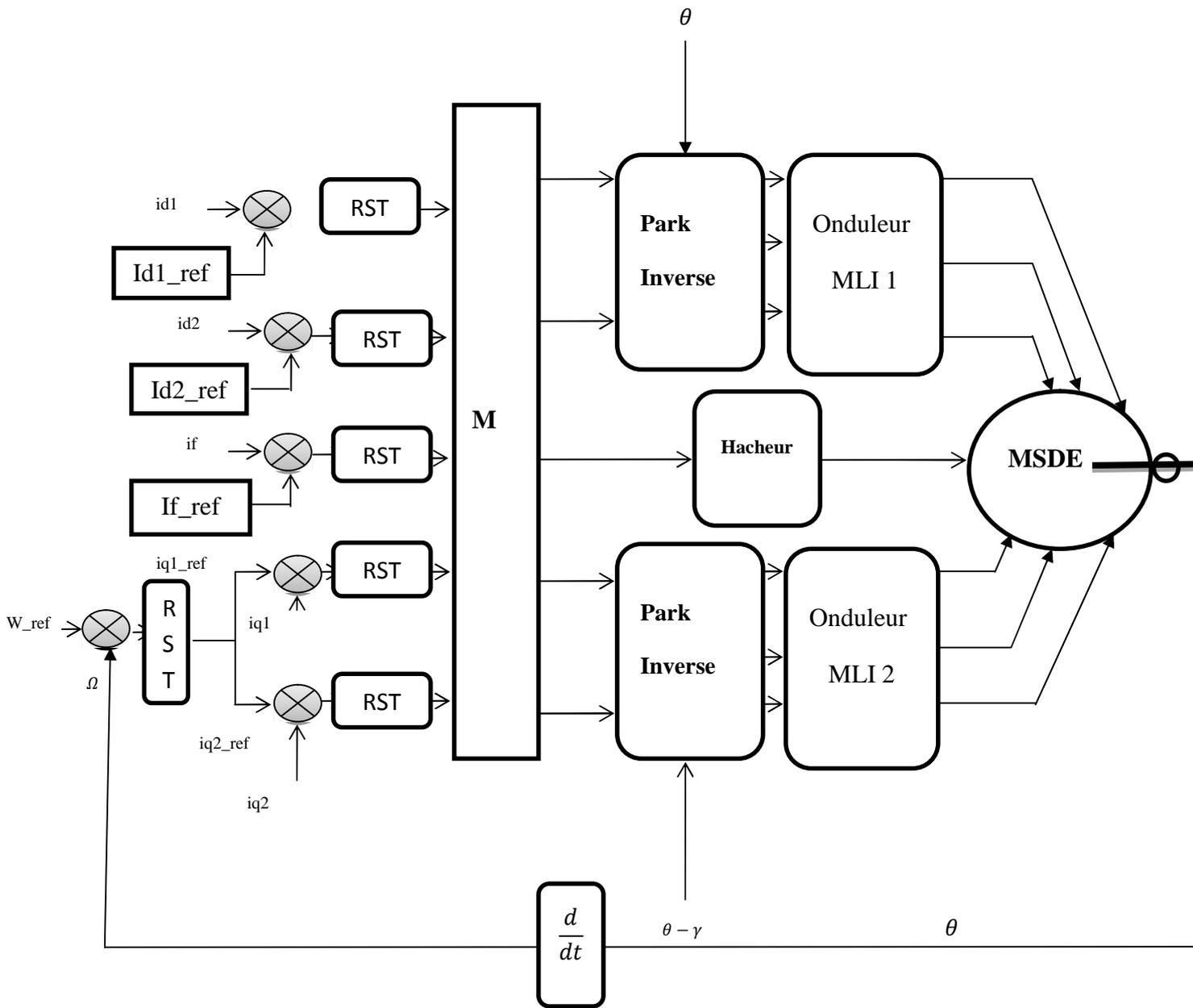


Figure III.4 : Schéma générale de la commande linéaire de la MSDE par régulateur RST

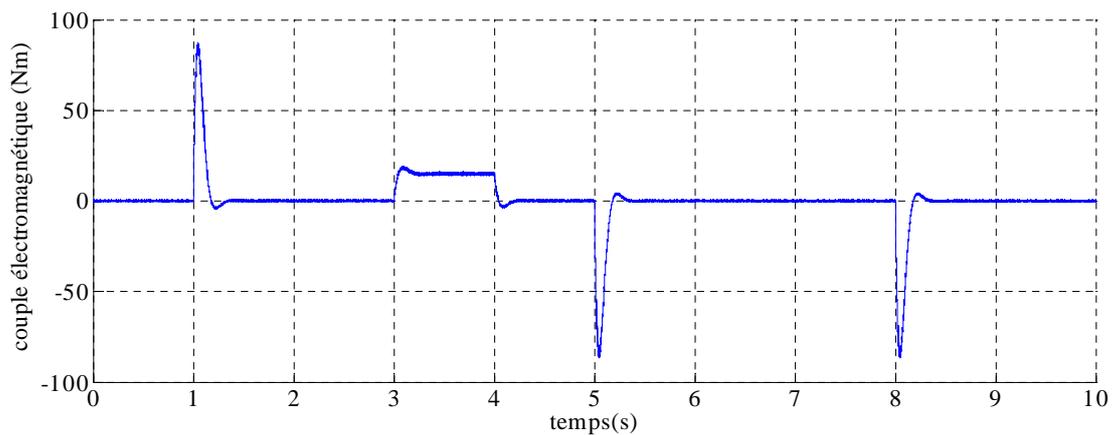
### III.7 Résultats de simulation

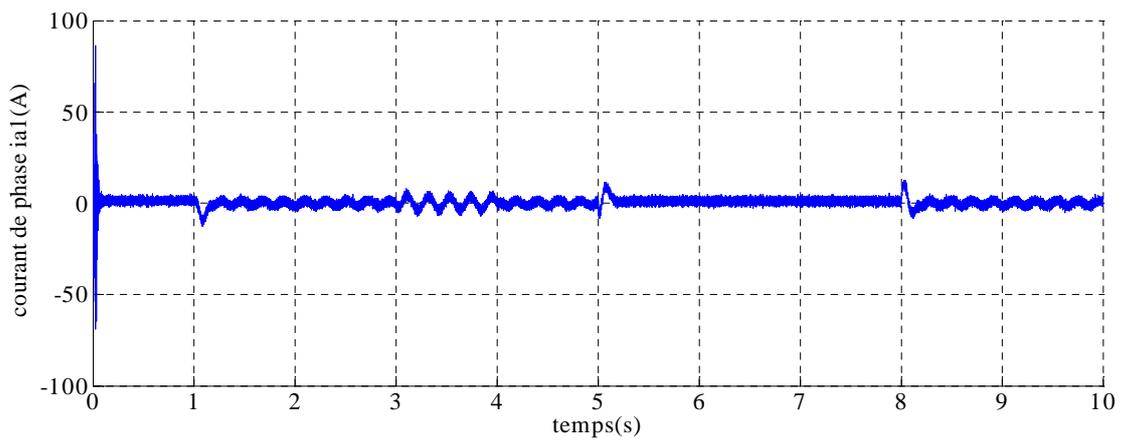
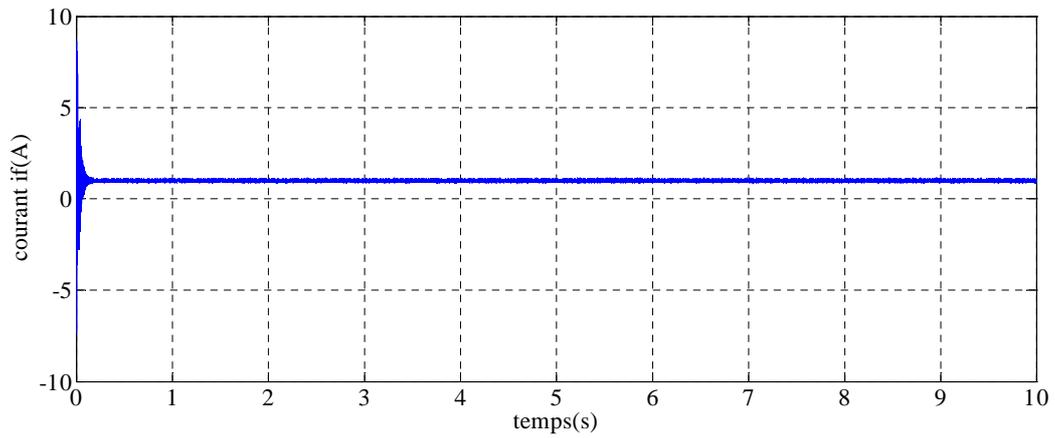
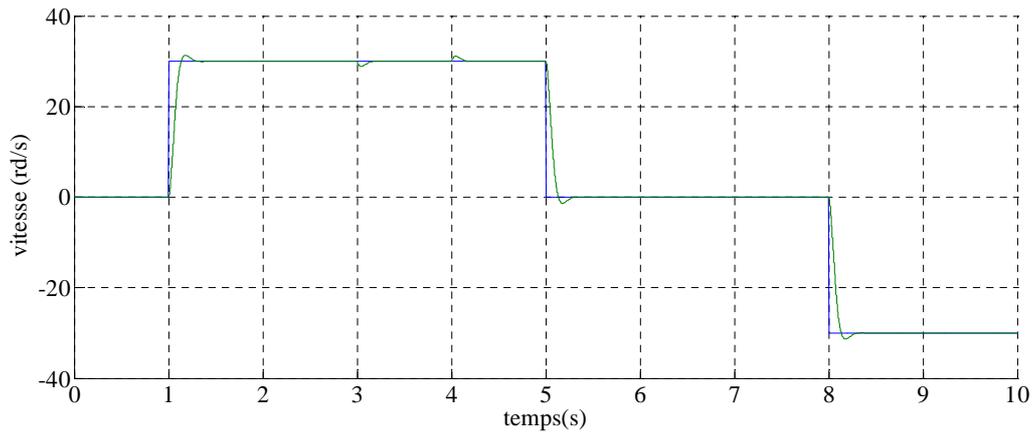
Simulation de la structure de commande RST

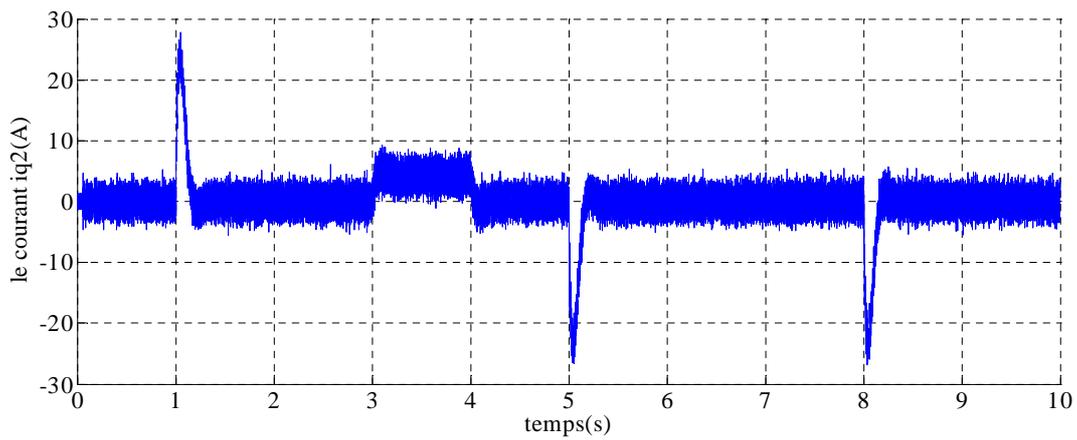
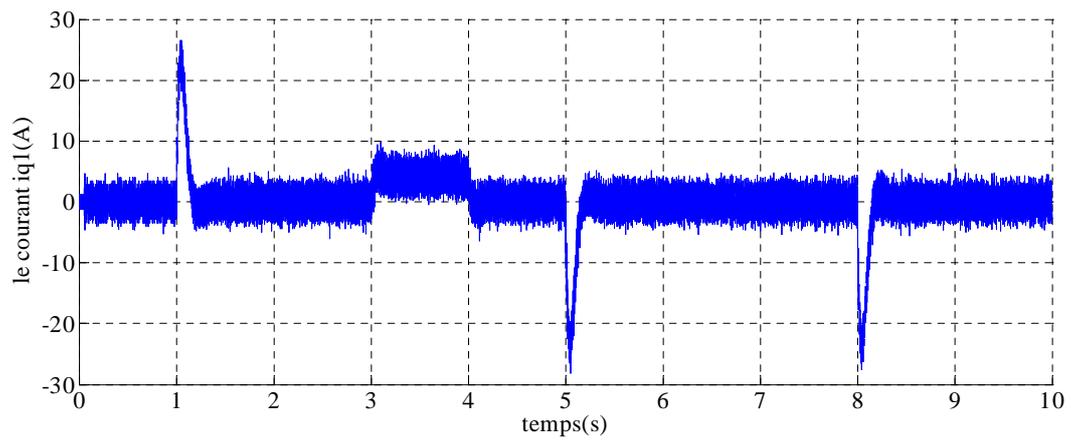
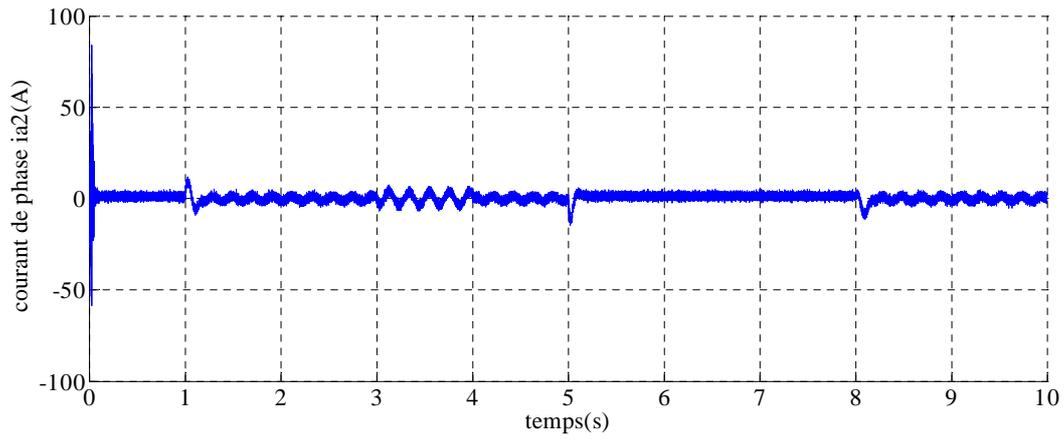
Nous avons effectué la simulation de la MSDE structure de réglage par RST par le logiciel MATLAB /Simulink, L'intégrateur (Euler d'ordre 1) est un pas d'intégration fixe  $h= 0.0001S$  en quatre étape :

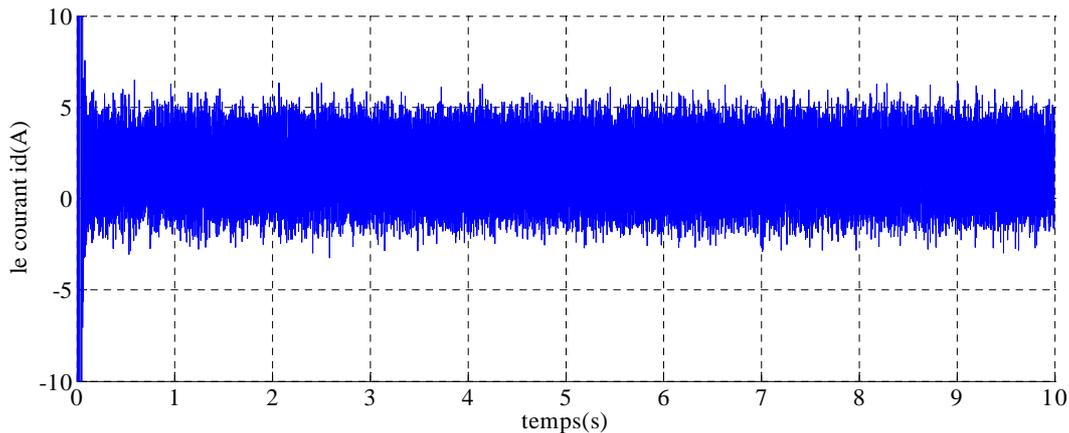
- Application d'un échelon de la vitesse de  $30\text{rad/s}$  a  $t=0.2s$
- Application d'un couple résistant  $C_r =15 \text{ N.m}$  entre 3 et 4s
- Arrêt de la machine entre 5s et 8s
- Inversement du sens de rotation à  $t= 8s$

Le temps de simulation  $t=10s$









**Figure III.5 :** Commande RST de la machine synchrone double étoile à rotor bobiné.

### Interprétation des résultats

Les résultats de simulation ci-dessus montrent l'efficacité de la commande RST discrète de la machine synchrone double étoile. En effet, l'échelon de vitesse est bien suivi par la MSDE aussi bien pour le démarrage dans le sens direct que pour le sens inverse de rotation. Cependant, on remarque une faible perturbation de vitesse au moment de l'application du couple résistant dues au couplage entre les deux axes de la machine qui sera immédiatement rejeté par la commande, les courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  suivent leur consigne sans être affectés par les perturbations de charge et de vitesse.

Les allures des courants  $i_{q1}$  et  $i_{q2}$  sont proportionnelles à celle du couple électromagnétique et le courant de phase est acceptable dans la plage de simulation de la structure globale de commande de la MSDE sauf le point initial de simulation où il apparaît un courant excessif qui atteint une crête de 80A qui peut être destructif pour la machine

### III.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'étudier, en simulation, le comportement à commande RST de la machine synchrone double étoile à rotor bobiné alimentée par deux onduleurs à deux -niveaux. Nous avons remarqué que cette stratégie de commande présente de bonnes performances au suivi de consignes et rejet de perturbations sous contrainte d'un pas de simulation qui relativement grand ( $h=0.0001s$ ) qui a engendré des oscillations aux niveaux des résultats de simulation surtout des courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$

### CONCLUSION GÉNÉRALE

La machine synchrone double étoile étudiée est alimentée à travers deux onduleurs de tension à MLI à deux niveaux. Elle est commandée par différentes stratégies de commande (commande par un régulateur IP et commande RST numérique) en présence de l'application d'un couple de charge constant et la variation du sens de rotation qui est une erreur grossière, en réalité dans le domaine de propulsion électrique, on utilise un moteur de propulsion avant et un autre moteur de propulsion arrière. La commande doit répondre avec une bonne dynamique sur toute la plage de vitesse quel que soit la perturbation (électrique ou mécanique) en gardant la stabilité du système.

Le travail présenté dans ce mémoire avait pour objectif de montrer que la commande RST numérique peut être utilisée pour commander une machine synchrone double étoile et concevoir une structure de commande stable.

- Dans le premier chapitre, nous avons étudié la modélisation d'une machine synchrone double étoile à rotor bobiné, alimentée par onduleurs. Les équations de la machine ont été développées dans le repère de Park (d, q) lié au rotor. Etant donné qu'un onduleur à deux niveaux peut être considéré comme un élément de connexion de la machine avec la source, et en se basant sur la méthode de modélisation à topologie variable, les semi-conducteurs ont été considérés comme des interrupteurs parfaits. En conséquence, l'onduleur à deux niveaux a été modélisé par une matrice dite de connexion dont les éléments sont des variables logiques. Afin de valider les modèles élaborés, une simulation numérique a été développée. Nous avons constaté sur l'ensemble des figures présentées, que la machine présente un régime transitoire lent et elle est peut stable, ce qui nécessite l'introduction d'une commande pour améliorer les performances dynamiques de la machine.
- Dans le deuxième chapitre, nous avons développé la commande vectorielle de la machine synchrone double étoile, Un algorithme de découplage a été proposé afin de réguler les courants de la MSDE l'un indépendamment des autres et suivant la méthodologie mon variable. La méthode de découplage, est validée à partir de résultats de simulation. Les grandeurs sont correctement découplées les unes par rapport aux autres. Et nous sommes intéressés au réglage linéaire par régulateurs IP de la MSDE découplée. Le comportement et les performances de la structure de commande ont été analysées en présence des perturbations externes qui agissent sur les caractéristiques de type mécanique. Les

interactions et couplages entre les diverses perturbations ont été mis en évidence dans le cadre d'un système complet et très proche des conditions de fonctionnement réelles.

- Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande RST d'une machine synchrone double étoile. Après une présentation de la théorie de la commande RST, nous avons proposé, une structure de commande en cascade dont la boucle interne assure le contrôle du courant  $i_q$  et la boucle externe permet le contrôle de la vitesse.
- D'après les résultats obtenus, la commande RST numérique garantie des comportements tout à fait acceptables dans la plupart des perturbations

*REFERENCES*  
*BIBLIOGRAPHIE*

## Bibliographie

---

- [**ABD97**] : R.ABDELSSAMED, «modélisation des machines électriques », presse de l'université De Batna.
- [**BEN02**] : Y. BENBOUAZZA « Commande vectorielle sans capteur mécanique incluant la Logique floue D'une PMSM alimentée par onduleur de tension contrôlé en courant. » Thèse de magister, Université d'Alger 2002.
- [**BER 04**] :D.BERIBER « machine asynchrone à double stator alimenter par onduleur à trois Niveaux Structure NPC » mémoire de magister, ENP, 2004.
- [**CAR95**] : J.CARON, J.P.HAUTIER, «modélisation et commande de la machine synchrone » technique et documentation 1995.
- [**GER 00**] : G.Gerlet, G. Clerc « Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande » collection Electrotechnique. Edition Eyrolles 2000.
- [**HUS03**] : R.HUSSON, «méthodes de commande des machines électriques », Lavoisier, 2003.
- [**KAD00**] : M. KADJOU DJ, M.EH. BENBOUZID, R. ABDESSEMED, C. GHENNAI Current control PMSM fed by two and three levels VSI» proc. of the EPE/PEMC, Slovakia Sept. 2000, vol. 7,pp. 69-74.
- [**LAR 96**] : P. de Larminat, 'Automatique, commande des systèmes linéaires', Editions Hermes, ISBN 86601-359-X.
- [**MAH 96**] : M.O.Mahmoudi, B.Hemici, M.E Bouhassoun « Commande vectorielle de la machine Synchrone à aimants alimentée en tension » Algerian journal of Technology. ISSN 1111-357 X, Actes de la conférence magrébine COMIEI'96, Vol 3.Décembre 1996.
- [**MER07**] : Merabet A «Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine Asynchrone», Thèse de doctorat Université de QUEBEC à CHICOUTIMI, 2007.
- [**MOU06**] : A. MOUALDIA, « Commande vectorielle de la machine à double étoile alimentée entension » Mémoire de magister, Media, 2006.
- [**NEZ 05**] : L.NEZLI, MO .MAHMOUDI, MS .BOUCHRIT, M .DJAMAI, « on vector control of

## Bibliographie

---

double Star synchronous machine with current fed inverted »the Mediterranean Journal of measurement and Control, vol.1, n°.3, 2005.

- [PED88]:** W. PEDRYCZ « Fuzzy Control and Fuzzy System» Department of Electrical engineering University of Manitoba Winnipeg, Canada, R.S.P, Taunton, Sonerset, England, 1988
- [ROB 98]:** D.Robert, O.Sename, D.Simon, «sampling period dependent RST controller used in control» Scheduling Co-design” IEEE Conference on Advanced Motion Control AMC’98.
- [TAN85]:** K.L. TANG, R.J. MULHOLLAND « Comparing Fuzzy Logic with Classical Controller Designs. » IEEE Tran.Syst.Man Cybern., Vol.SMC-17, N°6, pp.116-132, 1985.
- [TER00]:** F.Terrien « Commande d’une machine synchrone double étoile alimentée par des Onduleurs MLI ». Thèse de doctorat de l’université de Nantes. décembre 2000.
- [TER98]:** F.Terrien M.F.Benknoris «Analyze of double stator motor for electrical propulsion» I.E.Egth International conformance of electrical machine and driers EMD 99, 4K 1-3(sept 99).pp.90.95
- [ZHA95]:** Zhao et A.Lipo. « Modelling and control of a multi-phase in-duction machine with Structural unbalance ». IEEE transactions on energy conversion. Septembre 1996.

# *ANNEXE*

### 1-Caractéristique du convertisseur

- Tension d'alimentation  $V = 220/380v$
- La fréquence d'alimentation  $f = 50HZ$
- La fréquence de porteuse de l'onduleur MLI a trois niveaux  $f_p = 1024$
- Tension d'entrée de l'onduleur  $E = 100v$

### 2-Les paramètres de la machine synchrone double étoile sont :

- Puissance nominale  $P_N = 5kw$
- Tension nominale  $V_N = 230v$
- Résistance d'une phase statorique  $R_S = 2.35\Omega$
- Résistance rotorique  $R_r = 30.3\Omega$
- Inductance sur l'axe d  $L_d = 0.1961H$
- Mutuelle sur l'axe d  $L_{dm} = 0.185H$
- Inductances sur l'axe q  $L_q = 0.1105H$
- Mutuelle sur l'axe q  $L_{qm} = 0.1005H$
- Inductance rotorique  $L_f = 15H$
- Mutuelle (Stator-rotor)  $M_{df} = 1.518H$
- Courant d'excitation  $i_f = 1A$
- Moment d'inertie  $J = 0.25kg.m^2$
- Coefficient de frottement  $f_r = 0.001N.s /rad$
- Nombre de pair de pôle  $P = 1$
- Déphasage entre les deux étoiles  $\gamma = 30$
- Facteur de puissance  $\cos \phi = 0.8$

مغيرات السرعة الكهربائية موجودة بصفة هائلة في المجالات التطبيقية الصناعية خاصة ذات الإستطاعة القوية مثل الجر الحديدي و البواخر البحرية .

الهدف من العمل المقدم في هذه المذكرة هو التحكم في بنية شائعة و المتمثلة في الماكينة المتزامنة ثنائية النجم ذات دوار ملفوف، عند تغذيتها بموجين متعددي الخلايا ذوي مستويين، هذان الأخيران يسمحان لنا برفع الإستطاعة وكذا تحسين نوعية التوتر المنتج.

النتائج المتحصل عليها عن طريق الإحتكاك أظهرت خصائص مرضية للآلة.

كلمات مفتاحية: الماكينة المتزامنة ثنائية النجم، المنظم IP، المنظم RST.

## Abstract

Electrical drives are increasingly present in height power industrial application as railway traction and ship propulsion.

The propose of work presented in this thesis to order an innovative structure made of double star synchronous machine (DSSM) with winding rotor, supplied with tow inverter multi-cell on five level. The latter allows to go up in power and to improve quality of the output signal.

The results obtained by the simulations have showed a high behaviour of a double stars synchronous machine.

**Key Word:** double star synchronous machine, Regulator IP, Regulator RST.

## Résumé :

Les variateurs de vitesse électriques sont plus en plus présents dans les domaines d'applications industrielles de fortes puissances comme la traction ferroviaire et la propulsion navale.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne la commande RST discrète d'une machine synchrone à double étoile (MSDE) à rotor bobiné alimentée par deux onduleurs à deux niveaux .ces derniers permettent de monter en puissance et d'améliorer la qualité du signale de sortie.

Les résultats de simulations obtenus ont montré un comportement très satisfaisant de la machine synchrone à double étoile.

**Mots Clés:** Machine synchrone à double étoile, Régulateur IP, Régulateur RST.