

Sommaire

REMERCIEMENT

DEDICACE

NOTATIONS

LISTES DU FIGURES

RESUME

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....1

CHAPITRE I :DESCRIPTION ET MODELISATION DU MOTEUR SYNCHROME

I.1. INTRODUCTION.....3

I.2. DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....3

I.2.1. Description3

I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....4

I.4. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHROME.....4

I.4.1. Hypothèses simplificatrices4

I.4.2. Modèle du moteur synchrone triphasé.....4

I.4.3. Modèle abc du moteur synchrone.....5

I.5. TRANSFORMATION DE PARK7

I.5.1. Modèle de PARK de la machine synchrone.....8

I.6. COMMANDE VECTORIELLE.....10

I.6.1. Principe de la Commande vectorielle.....11

I.6.2. Autopilotage11

I.7. SIMULATION DU MOTEUR SYNCHROME.....12

I.7.1. Résultats de simulation de la machine synchrone en charge ($C_r=10N.m$).....13

I.7.2. Interprétation des résultats16

I.8. CONCLUSION.....16

CHAPITRE II :DESCRIPTION ET MODELISATION DU MOTEUR

SYNCHROME DOUBLE ETOILE

II.1 INTRODUCTION..... 21

<u>II.2</u>	<u>PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....</u>	<u>18</u>
<u>II.3</u>	<u>MODÉLISATION DU MSDE.....</u>	<u>20</u>
<u>II.4</u>	<u>TRANSFORMATION DE PARK.....</u>	<u>23</u>
<u>II.5</u>	<u>AUTOPILOTAGE.....</u>	<u>28</u>
<u>II.6</u>	<u>RESULTATS DE SIMULATION DU FONCTIONNEMENT MSDE.....</u>	<u>28</u>
<u>II.7</u>	<u>INTERPRETATIONS DES RESULTATS DESIMULATION.....</u>	<u>31</u>
<u>II.8</u>	<u>CONCLUSION.....</u>	<u>36</u>
CHAPITRE III :COMMANDE PAR BACKSTEPPING DU MOTEUR		
SYNCHRONE		
<u>III.1</u>	<u>INTRODUCTION.....</u>	<u>36</u>
<u>III.2.</u>	<u>PRINCIPE DU BACKSTEPPING.....</u>	<u>36</u>
<u>III.3.</u>	<u>EXEMPLE THEORIQUE DE LA COMMANDE NON LINEAIRE</u>	<u>37</u>
<u>III.4</u>	<u>LES PRINCIPAUX AVANTAGES ET INCONVENIENTS POSES PAR LA COMMANDE BACKSTEPPING.....</u>	<u>39</u>
<u>III.5</u>	<u>APPLICATION DU BACKSTEPPING A LA COMMANDE DE LA MSRB.....</u>	<u>39</u>
<u>III.6</u>	<u>RESULTATS DE SIMULATIONS.....</u>	<u>44</u>
<u>III.7</u>	<u>INTERPRETATION DES RESULTATS.....</u>	<u>47</u>
<u>III.8</u>	<u>CONCLUSION.....</u>	<u>48</u>
	<u>CONCLUSION GENERALE.....</u>	<u>48</u>
	<u>ANNEXE.....</u>	<u>50</u>
	<u>BIBLIOGRAPHE</u>	<u>50</u>

INTRODUCTION GENERALE

Les machines triphasées à courant alternatif permettent la transformation électrique-mécanique et vis-versa. Elles sont les plus largement utilisées dans les applications industrielles et domestiques depuis longtemps après une version des machines biphasées qui n'a pas prospéré. Néanmoins, la machine synchrone est la plus populaire, cela est dû à sa simplicité de construction et de maintenance, sa fiabilité, sa robustesse et sa puissance massique élevée.

Jusqu'à un passé récent, les machines à courant continu ont été majoritairement utilisées dans les entraînements à vitesse variables, en revanche l'apparition des machines synchrones à courant alternatif autopilotées simple et double étoile dans le monde des actionneurs électriques a joué un rôle crucial dans l'évolution des systèmes électriques en leur ouvrant de nouvelles opportunités grâce à leurs caractéristiques de fonctionnement. La machine synchrone double étoile est un type de machine polyphasée qui a retenu beaucoup l'attention des chercheurs au cours des dernières années. Comparativement à la machine triphasée classique, la machine double étoile permet entre autres de réduire le dimensionnement de l'électronique de puissance employée ainsi offrir une meilleure fiabilité du système en cas de défaut sur l'un des interrupteurs de l'onduleur. Les applications présentées par la littérature sont diversifiées: propulsion de navire ou de voiture, traction de locomotive, système d'alimentation utilisé dans un avion, aérogénérateur, etc.[2]

Plusieurs stratégies de commande ont été développées dans le domaine du moteur synchrone dont la commande non linéaire par backstepping dans le but d'améliorer les performances du moteur synchrone utilisé en position ou vitesse variable.

Ce mémoire est réparti en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la description et la modélisation de la machine synchrone puis nous allons introduire le principe d'orientation du flux dit aussi commande vectorielle pour obtenir un modèle monovarié donc plus simple à utiliser dans le dimensionnement de la commande. Ensuite nous introduisons le principe de l'autopilotage, qui va permettre à la machine de fonctionner en vitesse variable. Enfin nous allons valider les résultats de simulation dans l'environnement MATLAB /SIMULINK pour une alimentation sinusoïdale en variant l'angle de calage δ .

Dans le deuxième chapitre nous présentons la description et la modélisation de la machine synchrone double étoile autopilotée, et la simulation de son fonctionnement par rapport à l'angle γ de décalage entre les deux étoiles du stator pour un angle de calage δ fixe.

Dans le dernier chapitre nous allons appliquer la commande backstepping au moteur synchrone muni de la commande vectorielle. Ainsi nous allons développer les étapes de dimensionnement de la commande puis nous allons simuler le fonctionnement du système régler ce qui nous permettra d'évaluer ses performances.

Chapitre I :
Description et Modélisation du Moteur synchrone

I.1. INTRODUCTION

Le terme machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

En effet, cette famille de machine regroupe plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ magnétique rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

Dans ce chapitre, nous allons décrire et modéliser le moteur synchrone.

I.2. DESCRIPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

I.2.1. Description

Comme tout moteur, la machine synchrone est constituée d'une partie mobile : le rotor et d'une partie fixe : le stator. Les deux parties sont constituées de deux principaux éléments. L'un est appelé ferromagnétique et il permet de conduire le flux magnétique et de supporter les efforts, tandis que l'autre est appelé enroulement et est constitué de conducteurs en cuivre ou en aluminium. Ces conducteurs forment un bobinage. L'ensemble des bobines sont couplés magnétiquement.

- a- **Stator** : Le stator est habituellement l'induit (siège de la transformation de puissance). Le stator est constitué d'un bobinage triphasé généralement couplé en étoile, produisant p paires de pôles. Les bobinages sont insérés dans des encoches au sein de culasse en ferrite.
- b- **Rotor** : De la même manière, l'inducteur est généralement le rotor. C'est la partie tournante (pour des machines de faible puissance, c'est un aimant permanent), sinon c'est un électroaimant qui alimenté (excité) en courant continu, génère p paires de pôles. Il existe des rotors à pôles saillants avec un nombre de pôles élevé (c'est pour des machines tournantes à faible vitesse), on a aussi des pôles lisses ou entrefer constant, qui sont adoptés pour les alternateurs de forte puissance donc la fréquence de rotation est élevée (turbo alternateur).
- **Rotor à aimant permanent** : Les aimants sont disposés en tuiles. Ils peuvent être collés, vissés ou enserrés dans une frette magnétique.

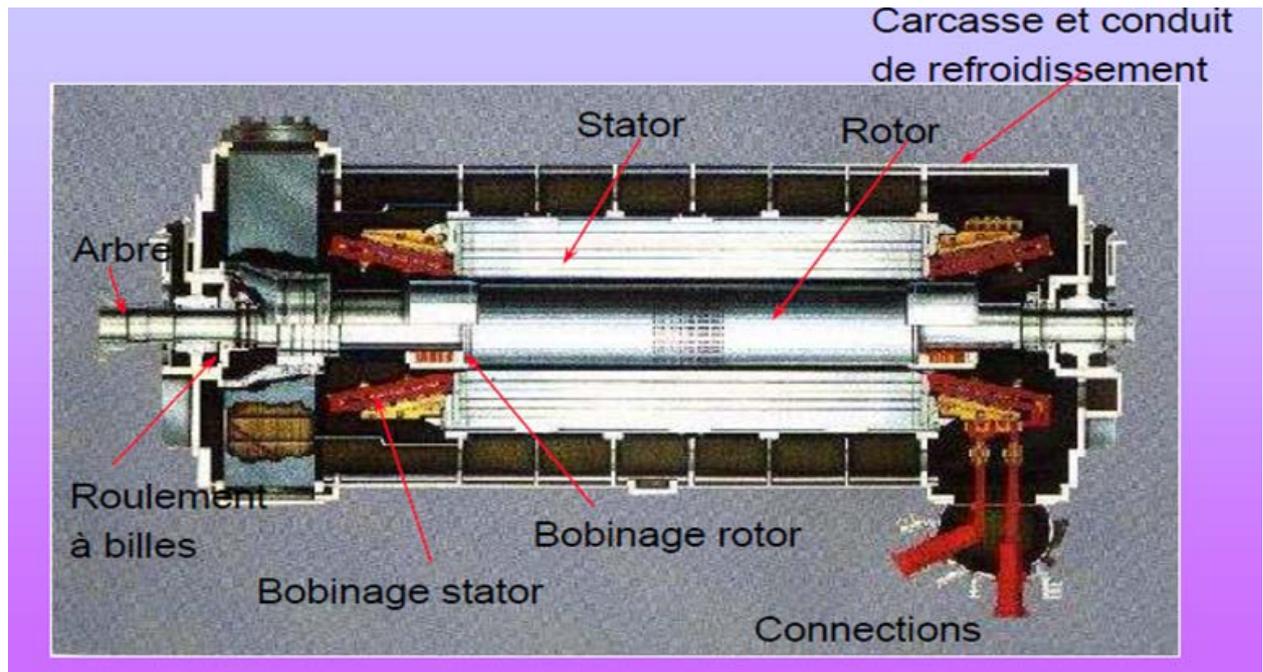


Figure I. 1 moteur synchrone

I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

En fonctionnement moteur, les enroulements statoriques sont alimentés par un système de tension triphasé de pulsation $w = p\Omega$. Ils créent alors un champ tournant à la pulsation Ω . Le champ créé par l'inducteur, fixe par rapport au rotor (animé d'une vitesse de rotation Ω) tourne en synchronisme avec le champ créé par l'induit. Ces deux champs interagissent. Le couple ainsi créé entraîne la machine à la vitesse w

Remarque 1 : Cette machine est dite synchrone puisque sa vitesse de rotation fixe la pulsation des courants statorique et vice versa. $w = p\Omega$

Remarque 2 : Le champ créé par le stator et celui créé par le rotor forme un angle variable en fonction de la charge.

I.4. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONE

I.4.1. Hypothèses simplificatrices

Le modèle que nous envisageons repose sur les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Distribution spatiale des forces magnétomotrices sinusoïdales
- Circuit magnétique est non saturé.
- Les effets d'encoche sont négligés
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de la température sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

I.4.2. Modèle de moteur synchrone triphasé

Le moteur synchrone représenté par la figure (I. 2) se compose:

- D'un circuit statorique fixe comportant trois enroulements identiques décalés entre eux de 120°.
- un enroulement inducteur disposé dans les encoches du rotor, dont l'axe R est repéré par les angles θ_m (mécanique) et θ (électrique) = $p.\theta_m$ par rapport à l'axe S_a , pris comme référence

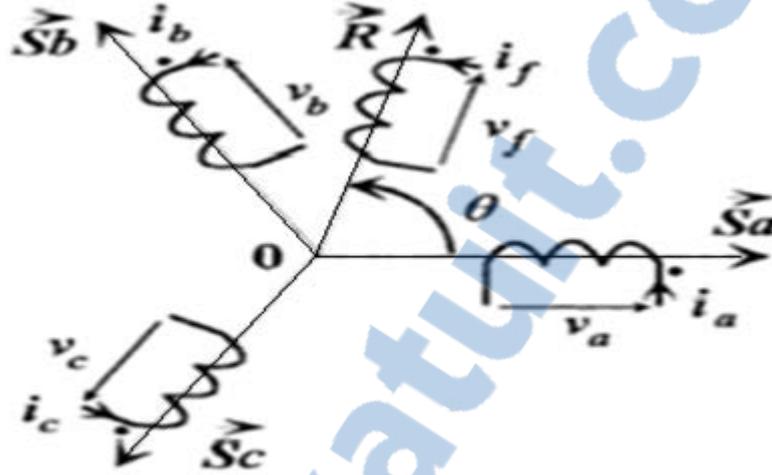


Figure I. 2 Représentation du moteur synchrone dans le référentiel réel(abc)

I.4.3. Modèle abc du moteur synchrone

Soit un moteur synchrone triphasé (sans amortisseurs D, Q) dont les bobinages statoriques a,b,c et rotorique f. L'application de la loi de Faraday permet d'écrire: [5]

- **Equations électriques**

Pour le stator

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d\phi_{abc}}{dt} \tag{I.1}$$

Pour le rotor

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \tag{I.2}$$

Avec :

v_{abc} : Tensions instantanées des phases a, b et c statoriques.

v_f : Tension continue d'excitation rotorique

i_{abc} : Courants instantanées des phases a,b et c statoriques

i_f : Courant d'excitation du rotor .

ϕ_{abc} : Flux totaux à travers les phases a, b , c statoriques.

ϕ_f : Flux à travers le circuit rotorique

- **Relation flux- courants**

Pour le stator

$$\varphi_{abc} = L_{ss}i_{abc} + M_{sf}i_f \quad (\text{I.3})$$

Pour le rotor

$$\varphi_f = L_f i_f + M_{fs} i_{abc} \quad (\text{I.4})$$

Avec

$$v_{abc} = [v_a v_b v_c]^T, i_{abc} = [i_a i_b i_c]^T \quad (\text{I.5})$$

$$\varphi_{abc} = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T, \quad (\text{I.6})$$

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

R_s : est la résistance par phase statorique .

R_f : est la résistance rotorique (inducteur) .

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

L_s : inductance propre de phase statorique (I.9)

M_s : Mutuelle inductance entre phases du stator

La matrice inductance L_{ss} s'écrit sous la forme développée suivantes :

$$L_{ss} = L_{s0} + L_{sv} \quad (\text{I.10})$$

$$L_{s0} = \begin{bmatrix} l_{s0} & m_{s0} & m_{s0} \\ m_{s0} & l_{s0} & m_{s0} \\ m_{s0} & m_{s0} & l_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$L_{sv} = l_{sv} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

La mutuelle inductance entre bobinages du stator et celui du rotor est défini par:

$$M_{sf} = M_{fs}^T = m_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

m_{fs} est la mutuelle inductance entre phases statorique et circuit d'excitation du rotor.

- **Equation mécanique**

L'équation mécanique est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$$\Omega = p \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.15})$$

Où:

J : Inertie totale des parties mobiles (kg.m^2)

Ω : vitesse mécanique de rotation du rotor (rad.s)

C_{em} : Couple électromagnétique de la machine (N.m)

C_r : Couple de charge (N.m)

f : Coefficient de frottement (N.m.s/rad)

P: Nombre de paires de pôles de la machine.

ω : Pulsation électrique du rotor par rapport au stator.

I.5. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park est une transformation du repère triphasé fixe (abc) au un repère biphasé (dq). Cette transformation permet de réduire la complexité du système. La transformation de Park est obtenue à partir d'une matrice unique[5], définie comme suite :

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

Où K est une constante qui peut prendre la valeur 2/3 pour la transformation avec conservation de l'amplitude ou la valeur $\sqrt{2/3}$ pour la transformation avec conservation de puissance. La matrice inverse est $[P]^{-1}$ donnée par:

$$[P]^{-1} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 17})$$

Le passage du système triphasé au système diphasé est défini par le système d'équations suivant:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I. 18})$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 19})$$

Avec :

X: Grandeur statorique ou rotorique (représente le vecteur de tension, courant ou flux).

X₀: La composante homopolaire choisie nulle pour un système équilibré.

I.5.1. Modèle de PARK de la machine synchrone

La transformation de Park se rattachant à un système d'axes déterminé, il est primordial d'en recenser les repères privilégiés. Ceux-ci sont au nombre de trois, liés soit au stator, soit au rotor, soit aux champs tournants dans l'entrefer. Pour une machine synchrone, il paraît naturel de fixer la transformation par rapport au rotor. Par contre, pour une machine asynchrone, le choix du repère dépend de l'utilisation du modèle.

L'application de la transformation de PARK au système d'équations donne et après simplification des calculs sachant que le modèle que nous avons utilisé est celui cité dans la thèse de M.Fadel [14] on obtient

Equations de tension

$$v_d = R_s i_d - \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \cdot \varphi_q$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \cdot \varphi_d$$

$$-v_f = R_r i_f + \frac{d\varphi_f}{dt}$$

Relation flux courants

$$\varphi_d = L_d i_d$$

$$\varphi_q = L_q i_q + m_{sf} i_f$$

$$\varphi_f = L_f i_f + m_{sf} i_q$$

Equation mécanique

S'écrit sous la forme :

$$\frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - f\Omega) / J$$

Expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P (\varphi_d i_q - i_d \varphi_q)$$

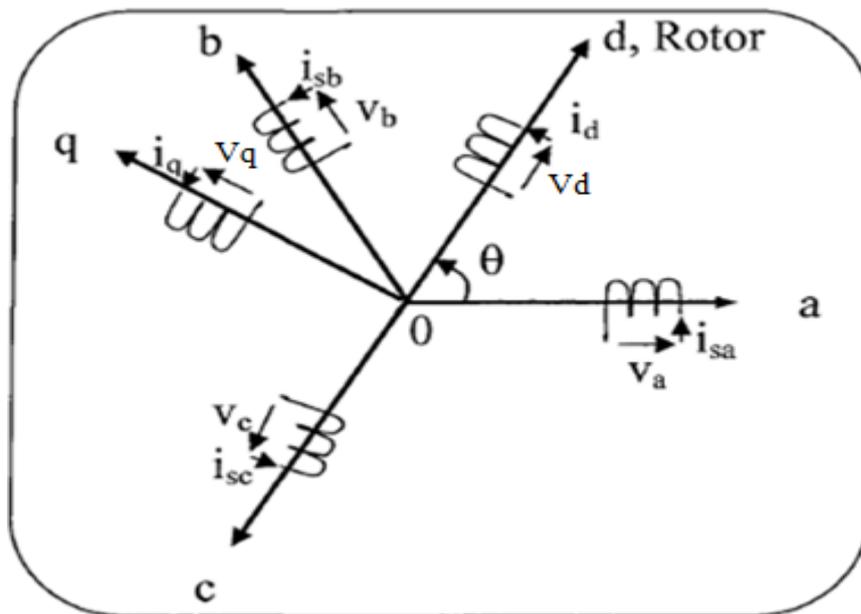


Figure I. 3 Référentiel (a,b,c) et référentiel (d,q)

- **Représentation d'état du modèle de la machine**

La représentation d'état du moteur synchrone dépend du repère choisi et du choix des variables d'état pour les équations électriques. Nous écrivons les équations dans le repère (d, q) en utilisant les flux et la vitesse du rotor comme variables. Le choix des variables d'état dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation.

• **Modèle de la machine synchrone sous forme d'état alimentée en tension repère lié au rotor (d, q)**

Le modèle de la machine synchrone à pôles lisses mise sous forme d'équation d'états est non linéaire, multi variable et fortement couplé, il s'écrit sous la forme :

$$[\dot{X}] = F(t, X, U) \quad (\text{I. 43})$$

$$[y] = [C][X] \quad (\text{I. 44})$$

Avec :

[U]: $[v_d v_q -v_f]^T$: vecteur de commande

[y]: Vecteur de sortie

$$[X] = [d \ \varphi_q \ \varphi_f \ \Omega]^T: \text{Vecteur d'états} \quad (\text{I. 45})$$

Sous la forme développée:

$$\frac{d\varphi_d}{dt} = v_d - \frac{R_s}{L_s} \cdot \varphi_d + \Omega \varphi_q \quad (\text{I. 46})$$

$$\frac{d\varphi_q}{dt} = v_q + \frac{-R_s}{L_s \cdot \text{sig}} \varphi_q + \frac{-R_s M_{sf}}{L_f \cdot L_s \cdot \text{sig}} \varphi_f - \Omega \varphi_d \quad (\text{I. 47})$$

$$\frac{d\varphi_f}{dt} = -v_f + \frac{-R_f M_{sf}}{L_f \cdot L_s \cdot \text{sig}} \varphi_q + \frac{-R_f}{L_f \cdot \text{sig}} \varphi_f \quad (\text{I. 48})$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - f\Omega) / J \quad (\text{I. 49})$$

Avec :

$$\text{Sig} = 1 - \frac{M_{sf}^2}{L_s \cdot L_f}$$

$$C_{em} = P (\varphi_d i_q - i_d \varphi_q) \quad (\text{I. 50})$$

Pour notre machine citée en annexe, elle est à pôles lisses $L_s = L_d = L_q$: inductance statorique, L_f : inductance rotorique .

I.6. COMMANDE VECTORIELLE

Le contrôle vectoriel consiste à aligner le flux statorique de la machine sur l'axe direct (ou quadrature) pour avoir un découplage entre le couple et le flux donc un modèle équivalent à celui d'un moteur à courant continu, ce qui conduit à une réduction de la taille du modèle donc le rendre SISO (une seule entrée/une seule sortie)[7].

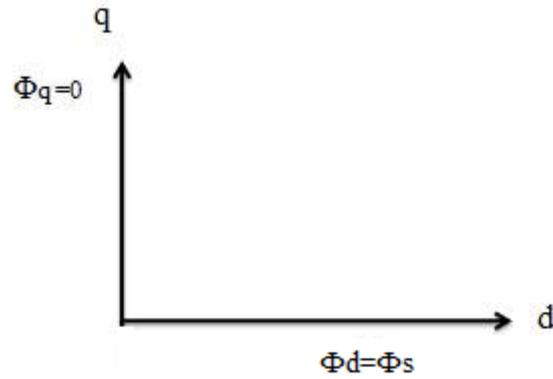


Figure I. 4. L'orientation du flux Φ_s selon l'axe d

I.6.1. Principe de la commande vectorielle

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux résultant selon un axe choisit, pour notre cas nous avons choisi l'axe direct donc la composante φ_q sera nulle. Nous allons choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux statorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et donc avoir $\varphi_q = 0$, ce qui conduit à un modèle d'état simplifié [7][14].

$$\frac{d\varphi_d}{dt} = v_d - \frac{R_s}{L_s} \cdot \varphi_d$$

$$\frac{d\varphi_q}{dt} = v_q + \frac{-R_s M_{sf}}{L_f \cdot L_s \cdot \text{sig.}} \varphi_f - \Omega \varphi_d \quad (\text{I. 51})$$

$$\frac{d\varphi_f}{dt} = -v_f + \frac{-R_f}{L_f \cdot \text{sig.}} \varphi_f$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - f\Omega) / J$$

Avec :

$$\text{Sig} = 1 - \frac{M_{sf}^2}{L_s \cdot L_f}$$

$$C_{em} = P \cdot \varphi_d \cdot i_q$$

Ces expressions vont être exploitées pour le dimensionnement de la commande par backstepping dans le chapitre suivant.

I.6.2. Autopilotage

Le moteur synchrone, comme son nom l'indique, tourne à la vitesse synchrone, qui est liée uniquement à la fréquence des tensions d'alimentation. Pour assurer la variation de la vitesse, on va utiliser le principe d'autopilotage, qui consiste à maintenir un angle constant entre le champ magnétique statorique par rapport au champ magnétique du rotor. Pour pouvoir piloter correctement le champ statorique, la position du rotor sera récupéré à l'aide d'un capteur de position angulaire fournissant une information continue sur la position du rotor et à l'aide d'un onduleur commandé, nous pourrons ajuster la phase des tensions du stator donc leur fréquence.

La machine synchrone autopilotée est un dispositif à vitesse variable alimenté par convertisseur statique où la fréquence d'alimentation est asservie à la vitesse de rotation. Cela veut dire que la machine prescrit elle-même sa fréquence. L'alimentation de la machine synchrone autopilotée se fait selon deux modes[7]:

- **alimentation directe** : ce système d'entraînement est aussi connu sous le nom de la machine à cycloconvertisseurs .un tel système est utilisé pour des machines de puissance élevée et basse vitesse
- **alimentation indirecte** : dans ce cas la machine est alimentée par un convertisseur statique à circuit intermédiaire .ce convertisseur est constitué du coté réseau d'un redresseur alimentant à travers un filtre un onduleur de tension ou de courant

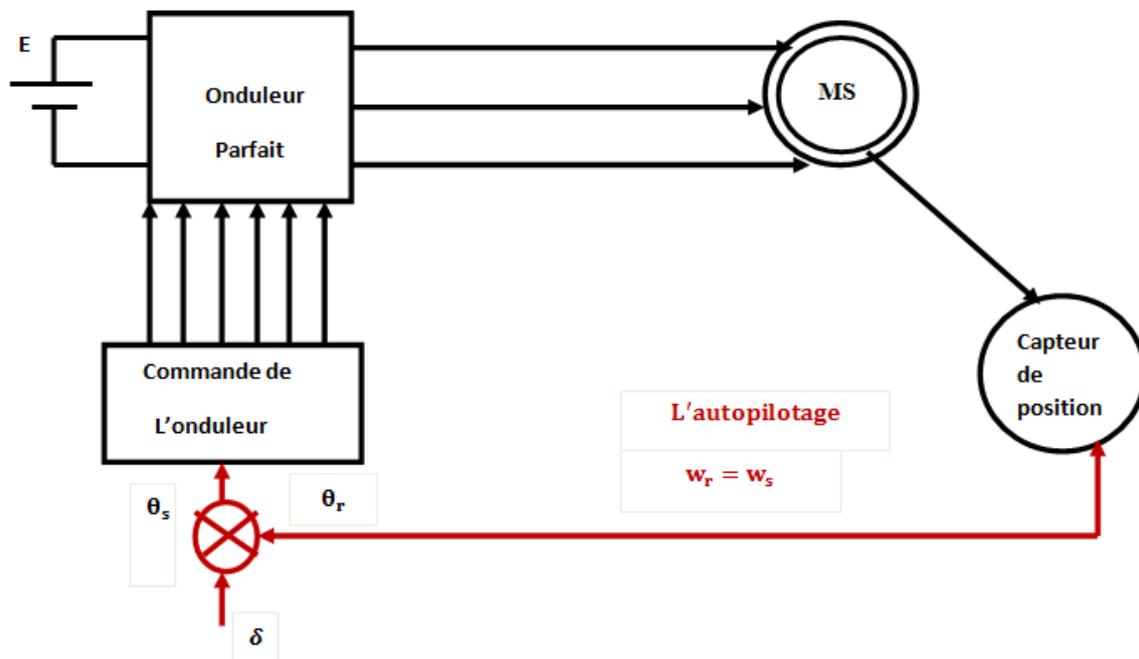


Figure I.5.Schéma du moteur synchrone avec autopilotage[10]

I.7. SIMULATION DU MOTEUR SYNCHRONE

Pour visualiser le comportement dynamique de notre machine synchrone, nous allons l'alimenter par une source de tension parfaitement sinusoïdale, et en appliquant le principe d'autopilotage, nous allons visualiser le démarrage en charge pour différentes valeurs de l'angle de calage δ .

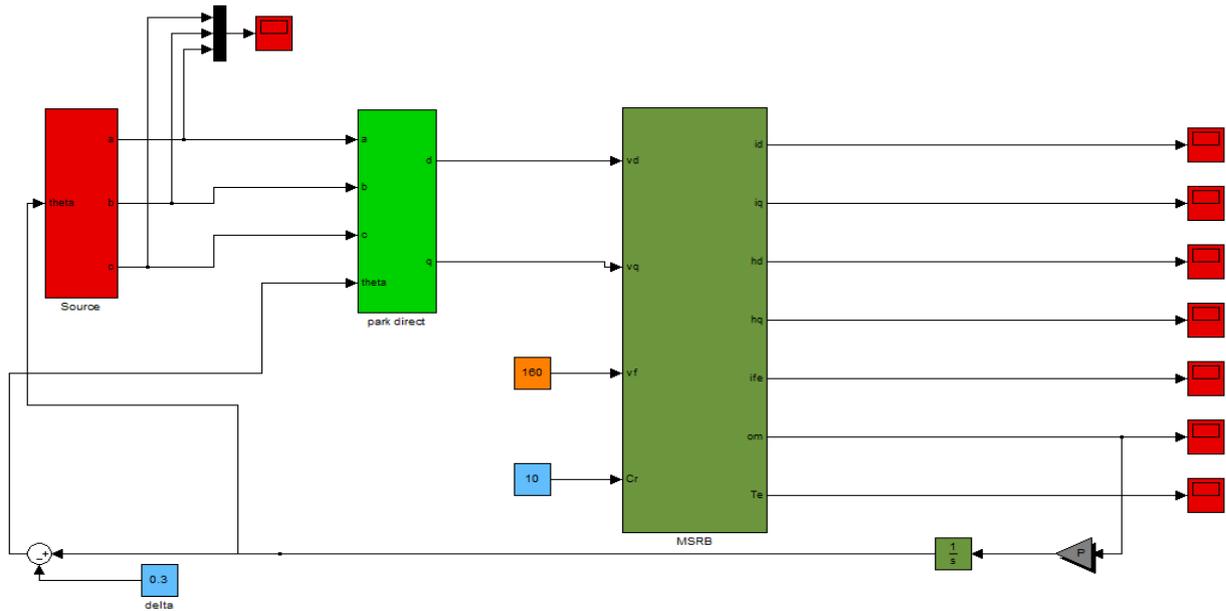
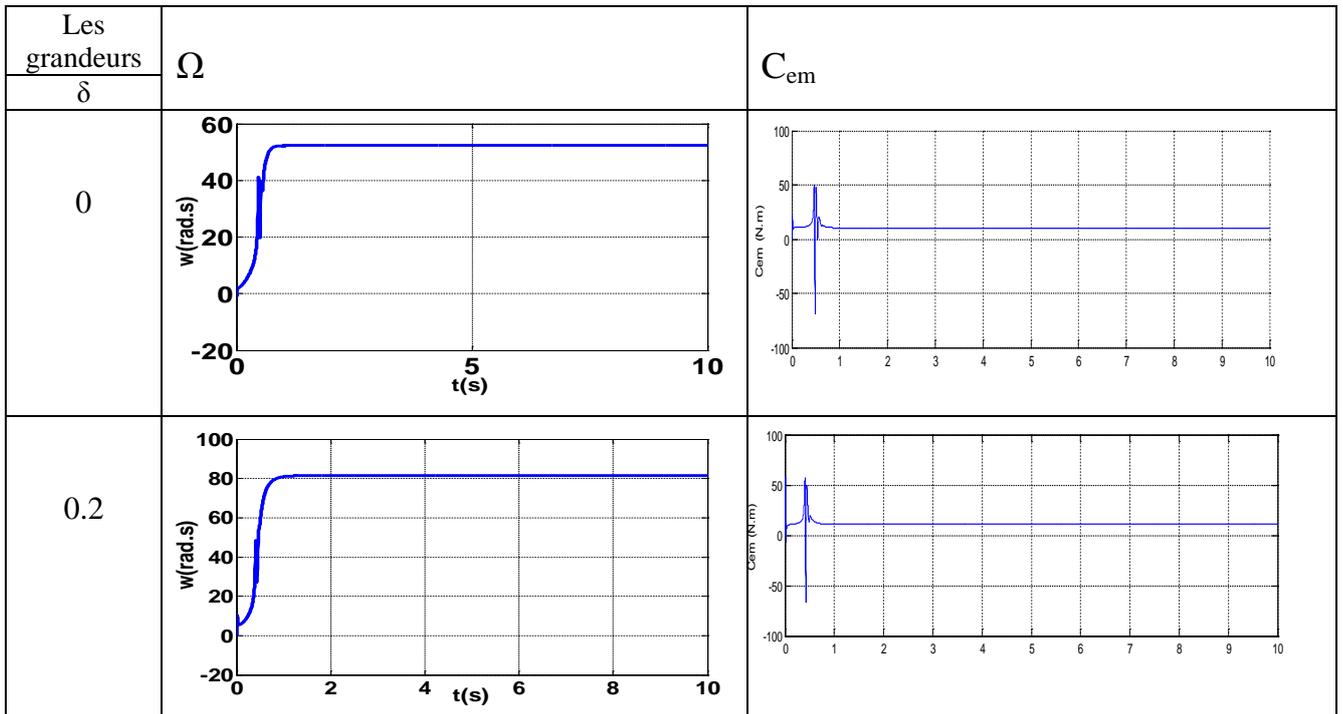


Figure-I.6.Schéma Simulink du moteur synchrone autopiloté

I.7.1. Résultat de simulation de la machine synchrone



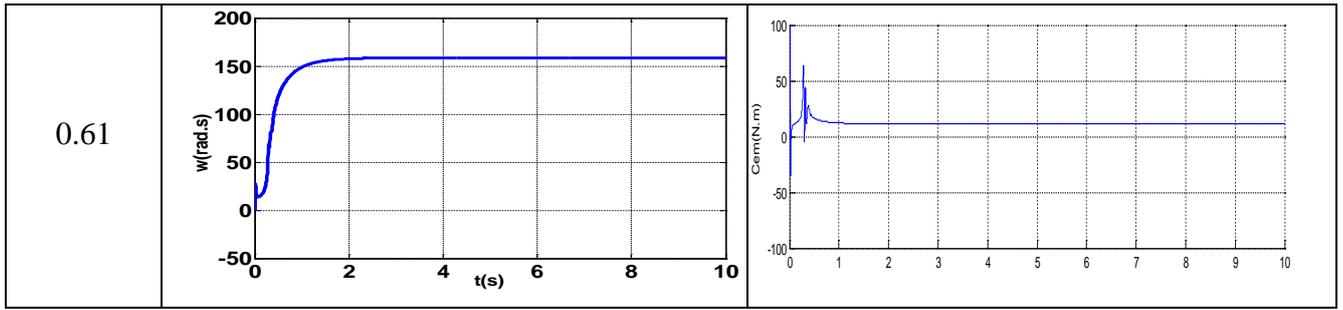


Figure I.7.a. Résultats de simulation lors du démarrage direct en charge pour différents valeurs δ (cas grandeurs mécaniques)

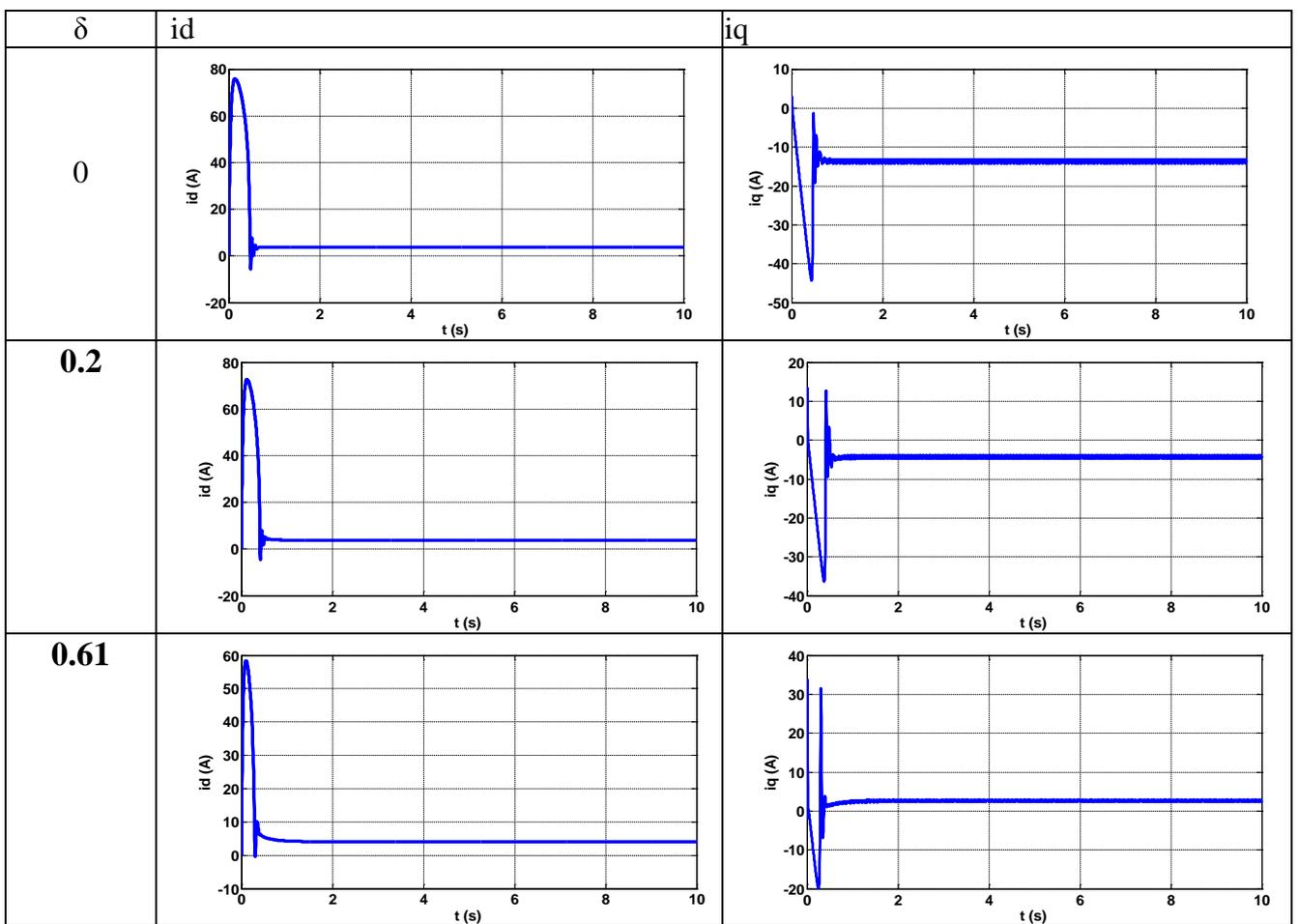


Figure I.7.b. Résultats de simulation lors du démarrage direct en charge pour différents valeurs δ (cas grandeurs électriques)

I.7.2. Interprétation des résultats

Les courbes représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement en boucle ouverte lors du démarrage direct en charge ($C_r=10\text{N.m}$), nous avons utilisé le modèle mono variable (une seule entrée défini par l'angle δ).

L'analyse de ces courbes pour différentes valeurs de δ (l'angle de charge) permet de déterminer son influence sur les caractéristiques de la machine.

On remarque que pour $\delta = 0.61$ La vitesse en régime permanent se stabilise à la vitesse nominale (vitesse de synchronisme) ($157. \text{ rad/sec}$) puisque le moteur possède deux paires de pôles. Au démarrage, on a un fort appel de courant qui devient constant en régime permanent de même pour le couple électromagnétique après le régime transitoire, devient constant au régime permanent sur une valeur de 10N.m .

-on remarque également que plus l'angle de charge augmente plus la vitesse augmente par contre le temps de réponse diminue.

I.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation et la simulation d'un moteur synchrone à rotor bobiné. A travers son modèle naturel. Une transformation de Park a été établie sur le modèle naturel afin d'avoir des équations considérablement simplifiées, par le fait que la matrice inductance ne dépend plus de la position du rotor donc du temps.

Nous avons aussi appliqué la commande vectorielle pour nous permettre d'aborder aisément le dimensionnement de la commande qui sera présentée dans le troisième chapitre. Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine synchrone, cette dernière répond bien pour un démarrage en charge direct, alimentée par une source de tension sinusoïdale assurant l'autopilotage.

Chapitre II:
Description et Modélisation du Moteur
Synchrone Double Etoile

II.1 INTRODUCTION

Les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance, les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, pour différentes raisons :

- Segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur machine de fortes puissances avec des composants (GTO, IGBT,...etc) de calibres plus réduit.
- Améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés.

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la machine synchrone double étoile à rotor bobiné. Après une description de sa structure générale, on présentera son modèle mathématique dans le repère naturel puis dans le repère de Park. La simulation va permettre de visualiser ses caractéristiques pour différentes valeurs de l'angle γ pour un angle δ fixe.

II.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe du moteur synchrone repose sur l'interaction entre un champ magnétique tournant généré par des courants circulant dans les circuits statoriques, et un champ associé au courant circulant dans le bobinage du rotor.

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile-1- alimenté par des courants triphasés et l'étoile-2- alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle γ).

La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques $\sim f$ c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme $\sim \omega$. La machine étudiée est une machine synchrone à double étoile formée d'un stator constitué de deux bobinages triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma = \pi/6$), et un enroulement d'excitation décalé par rapport à l'axe de la phase statorique de référence d'un angle δ mesurant la position du rotor.

La machine est supposée être à rotor bobiné et à pôles saillants sans amortisseurs alimentée en tension à fréquence variable. Pour la variation de vitesse nous utiliserons le principe d'autopilotage qui consiste à alimenter la machine avec un système de tensions dont la fréquence et la phase sont asservies à la position du rotor. [1]

- **Descriptif du stator**

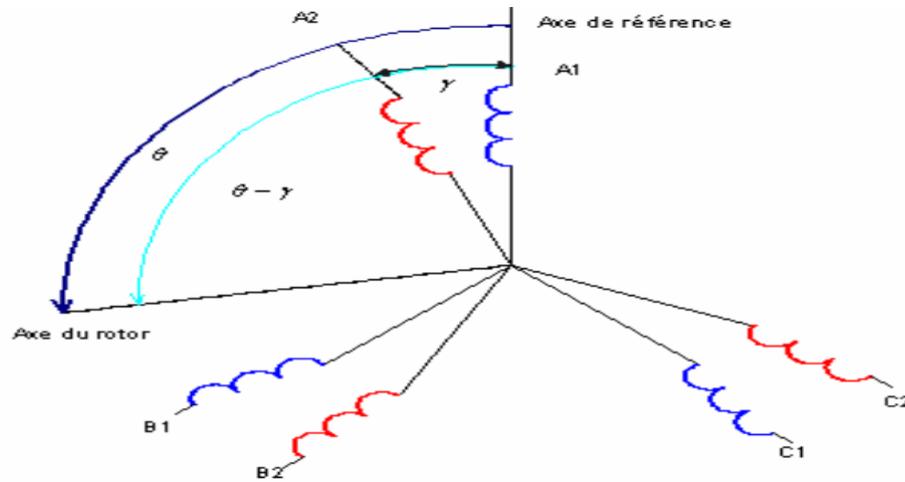


Figure II.1 Enroulements statoriques d'une MSDE

A1, B1, C1 : phases du premier stator

A2, B2, C2 : phases du second stator

γ : Angle entre chaque stator

θ : Angle électrique entre la phase A1 et la position du rotor

- **Descriptif du rotor**

Le rotor de la machine alternative double étoile est identique à celui d'une machine alternative classique. Il peut être à pôles lisses ou à pôles saillants.

F est le circuit d'excitation du rotor (Figure 1-b).

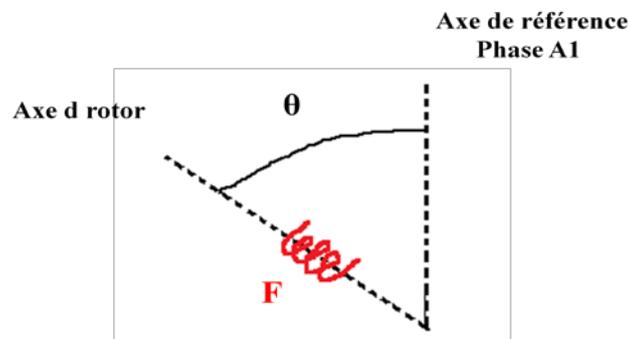


Figure II.2. Enroulement rotorique de la machine synchrone

II.3 MODELISATION DU MSDE

En considérant la machine comme deux systèmes triphasés et en tenant compte du couplage magnétique et du décalage entre les deux étoiles[3].

Les équations des tensions de la machine à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux . nous écrivons le système d'équations suivant :

- **Equations électriques** Les équations de la tension des deux stators et le rotor s'écrivent comme suit :

- **Pour étoile 1**

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{as1}i_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{bs1}i_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{cs1}i_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

- **Pour étoile 2**

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{as2}i_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{bs2}i_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{cs2}i_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

- **Pour le rotor** La machine est supposée être à rotor bobiné

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (\text{II.3})$$

Sous forme matricielle on a :

-pour étoile 1:

$$[v_{abc},s1] = [R_{s1}][i_{abc},s1] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc},s1] \quad (\text{II.4})$$

-pour étoile 2:

$$[v_{abc},s2] = [R_{s2}][i_{abc},s2] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc},s2] \quad (\text{II.5})$$

-pour le rotor :

$$[v_f,r] = [R_f] [i_f,r] + \frac{d}{dt}[\phi_f,r] \quad (\text{II.6})$$

On pose : $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_s$

$$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_s \quad (\text{II.7})$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_f] = R_f \quad (\text{II.8})$$

$$[i_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix} ; [i_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix} ; [i_f, r] = i_f \quad (\text{II.9})$$

$$[v_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} ; [v_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} ; [v_f, r] = v_f. \quad (\text{II.10})$$

$[i_{abc,s1}] ; [i_{abc,s2}] ; [i_f, r]$: Courants statoriques de l'étoile 1,2 et courant rotorique.

$[v_{abc,s1}] ; [v_{abc,s2}] ; [v_f, r]$: Tensions statoriques de l'étoile 1,2 et de tension rotorique .

• Equations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles :

$$[\varphi_{abc,s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix} ; [\varphi_{abc,s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix} ; [\varphi_f, r] = \varphi_f. \quad (\text{II.11})$$

$[\varphi_{abc,s1}] ; [\varphi_{abc,s2}] ; [\varphi_f, r]$: Matrices des flux statoriques de l'étoile 1,2 et du flux rotorique. **[3]**

La matrice inductance peut se décomposer sur sa diagonale par, la matrice propre des différents systèmes d'enroulement, respectivement ceux de la première et de la deuxième étoile, ainsi que ceux du rotor.

Les autres matrices sont introduites par le couplage magnétique de ces systèmes d'enroulement, l'un par rapport à l'autre. En tenant compte des hypothèses de travail, il en résulte la représentation matricielle suivante **[1]** :

$$[L] = \begin{pmatrix} [L_{s1}] & [M_{s1s2}] & [M_{s1r}] \\ [M_{s1s2}] & [L_{s2}] & [M_{s2r}] \\ [M_{s1r}] & [M_{s2r}] & [L_r] \end{pmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Les matrices $[L_{s1}]$ et $[L_{s2}]$ représentent les matrices inductances respectives de la première et la seconde étoile. Chaque matrice varie en fonction de la position du rotor.

$$[L_{sx}] = [L_{sso}] + [L_{ss}(\beta_x)] \quad (\text{II.15})$$

L'indice x symbolise l'étoile considérée (1 ou 2) et l'angle β_x est un angle dépendant de la position électrique θ . Pour stator 1, l'angle est de $\beta_1 = \theta$ et pour stator 2, il est de $\beta_2 = \theta - \gamma$. Les deux matrices composantes de cette matrice inductance sont définies comme suit :

$$[L_{SSO}] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$[L_{SS}(\beta x)] = M_{sfm} \begin{pmatrix} \cos(2\beta x) & \cos(2\beta x - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta x + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\beta x - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta x + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta x) \\ \cos(2\beta x + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\beta x) & \cos(2\beta x - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Le couplage magnétique entre les deux étoiles du stator est caractérisé par la matrice Inductance $[M_{s1s2}]$, elle se met sous la forme suivante :

$$[M_{s1s2}] = [M_{SSO}] + [M_{SS}(\theta)]$$

$$[M_{SSO}] = M_{SS} \begin{pmatrix} \cos(2\gamma) & \cos(2\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\gamma) & \cos(2\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\gamma) \end{pmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[M_{SS}(\theta)] = M_{sfm} \begin{pmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Il est à noter que la matrice $[M_{SSO}]$ est une matrice constante, elle ne dépend que de l'angle de décalage des deux étoiles.

Le terme M_{SS} peut s'exprimer directement à partir de M_s , Les bobinages de chaque étoile étant identiques.

De plus l'inductance propre L_s peut s'écrire comme la somme d'une inductance de fuites statorique et de d'une inductance M_{SS} .

$$L_s = L_{fs} + M_{SS} \quad (\text{II.18})$$

Le couplage entre le stator et le rotor est caractérisé par les deux matrices $[M_{s1r}]$ et $[M_{s2r}]$

La matrice mutuelle s'écrit :

$$[M_{SSr}] = [M_{sr}(\beta x)] = M_{sf} \begin{pmatrix} \cos(2\beta x) \\ M_{sf} \cos(2\beta x - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sf} \cos(2\beta x + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Comme le rotor est identique à celui d'une machine synchrone triphasée classique, alors la matrice inductance rotor reste inchangée. Elle s'écrit :

$$[L_f] = \begin{pmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} = L_f \quad (\text{II.22})$$

D'après les expressions (1), (2), (3) et (4) on aura les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} [v_{abc}, s1] &= [R_{s1}] [i_{abc}, s1] + \frac{d}{dt} \{ [L_s(\theta)] \cdot [i_{abc}, s1] + [M_{ss}] \cdot [i_{abc}, s2] + [M_{sr}(\theta)] \cdot [i_f] \} \\ [v_{abc}, s2] &= [R_{s2}] [i_{abc}, s2] + \frac{d}{dt} \{ [M_{ss}]^t \cdot [i_{abc}, s1] + [L_s(\beta)] \cdot [i_{abc}, s2] + [M_{sr}(\beta)] \cdot [i_f] \} \\ [v_f, r] &= [R_f] [i_f, r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{ss}(\theta)]^t \cdot [i_{abc}, s1] + [M_{sr}(\beta)] \cdot [i_{abc}, s2] + [L_f] \cdot [i_f] \} \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f \cdot \Omega - C_r \quad (\text{II.24})$$

Avec :

J : moment d'inertie.

Ω : vitesse de rotation du rotor de la machine .

C_{em} : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant (couple de charge).

F : coefficient de frottement.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = P \cdot [I]^t \cdot \left(\frac{d}{d\theta} [L] \right) [I] \quad (\text{II.25})$$

II.4 TRANSFORMATION DE PARK

L'application de la transformation de PARK au système d'équations donne :

<p>Pour le stator 1 :</p> $\begin{bmatrix} X_{as1} \\ X_{bs1} \\ X_{cs1} \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(\theta) \cdot \begin{bmatrix} X_{d1} \\ X_{q1} \end{bmatrix}$	<p>Pour le stator 2:</p> $\begin{bmatrix} X_{as2} \\ X_{bs2} \\ X_{cs2} \end{bmatrix} = T_{32} \cdot P(\theta - \gamma) \cdot \begin{bmatrix} X_{d2} \\ X_{q2} \end{bmatrix}$
--	--

La matrice de Park en générale:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.26})$$

La matrice de Park pour stator 1 :

$$[P_{s1}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.27})$$

La matrice de Park pour stator 2 :

$$[P_{s2}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.28})$$

La matrice inverse de Park : $[P(\theta)]^{-1}$

Sachant que : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{II.29})$$

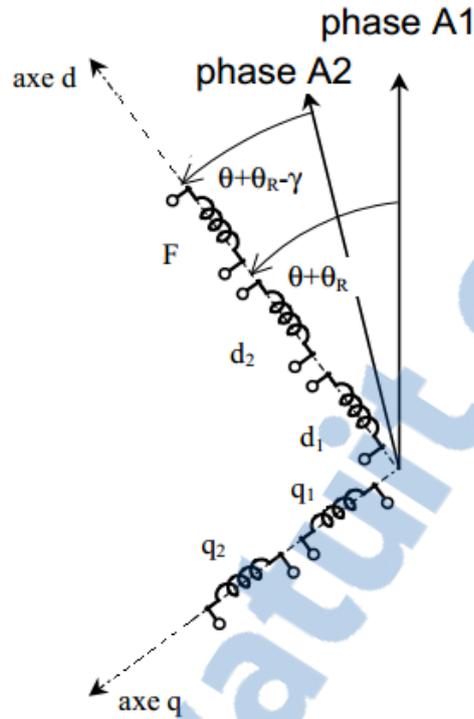


Figure II.3. Représentation schématique du modèle de Park de la MSDE

Après la transformation de Park on obtient :

- **partie électrique** Les équations de la tension des deux stators et le rotor s'écrivent comme suit :

$$v_{d1} = R_s \cdot i_{d1} + \frac{d\varphi_{d1}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{q1} \quad (\text{II} . 32)$$

$$v_{d2} = R_s \cdot i_{d2} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{q2} \quad (\text{II} . 33)$$

$$v_{q1} = R_s \cdot i_{q1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{d1} \quad (\text{II} . 34)$$

$$v_{q2} = R_s \cdot i_{q2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{d2} \quad (\text{II} . 35)$$

Le circuit d'excitation a pour équation :

$$v_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \quad (\text{II} . 36)$$

- **partie magnétique**

Les équations du flux des deux stators et le rotor s'écrivent comme suit :

$$\varphi_{d1} = L_d \cdot i_{d1} + M_d \cdot i_{d2} + M_{fd} \cdot i_f \quad (\text{II} . 37)$$

$$\varphi_{d2} = L_d \cdot i_{d2} + M_d \cdot i_{d1} + M_{fd} \cdot i_f \quad (\text{II} . 38)$$

$$\varphi_{q1} = L_d \cdot i_{q1} + M_q \cdot i_{q2} \quad (\text{II. 39})$$

$$\varphi_{q2} = L_d \cdot i_{q2} + M_q \cdot i_{q1} \quad (\text{II. 40})$$

$$\varphi_f = L_f \cdot i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{II. 41})$$

- **partie mécanique**

L'équation différentielle de la pulsation électrique en fonction du couple électromagnétique et la charge s'écrit:

$$\frac{J}{P} \frac{dw}{dt} = C_{em} - \frac{f}{P} w - C_r \quad (\text{II. 42})$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur :

$$C_{em} = P (\varphi_{d1} \cdot i_{q1} - \varphi_{q1} \cdot i_{d1} + \varphi_{d2} \cdot i_{q2} - \varphi_{q2} \cdot i_{d2}) \quad (\text{II. 43})$$

Donc :

$$\frac{dw}{dt} = \frac{P}{J} (P (\varphi_{d1} \cdot i_{q1} - \varphi_{q1} \cdot i_{d1} + \varphi_{d2} \cdot i_{q2} - \varphi_{q2} \cdot i_{d2}) - \frac{f}{P} w - C_r) \quad (\text{II. 44})$$

D'où le modèle d'état de la machine :

$$\frac{d\varphi_{d1}}{dt} = v_{d1} - R_s \cdot i_{d1} + w \cdot \varphi_{q1} \quad (\text{II. 45})$$

$$\frac{d\varphi_{d2}}{dt} = v_{d2} - R_s \cdot i_{d2} + w \cdot \varphi_{q2} \quad (\text{II. 46})$$

$$\frac{d\varphi_{q1}}{dt} = v_{q1} - R_s \cdot i_{q1} - w \cdot \varphi_{d1} \quad (\text{II. 47})$$

$$\frac{d\varphi_{q2}}{dt} = v_{q2} - R_s \cdot i_{q2} - w \cdot \varphi_{d2} \quad (\text{II. 48})$$

$$\frac{d\varphi_f}{dt} = v_f - R_f \cdot i_f \quad (\text{II. 49})$$

Les relation flux- courants de l'axe direct :

$$\begin{cases} \varphi_{d1} = L_d \cdot i_{d1} + M_d \cdot i_{d2} + M_{fd} \cdot i_f \\ \varphi_{d2} = L_d \cdot i_{d2} + M_d \cdot i_{d1} + M_{fd} \cdot i_f \end{cases} \quad (\text{II. 50})$$

De l'équation (II , 50) on obtient :

$$i_{d1} = \frac{\varphi_{d1} - M_d \cdot i_{d2} - M_{fd} \cdot i_f}{L_d} \quad (\text{II. 51})$$

$$i_{d2} = \frac{\varphi_{d2} - M_d \cdot i_{d1} - M_{fd} \cdot i_f}{L_d} \quad (\text{II. 52})$$

On remplace (II , 51) dans (II , 52) on obtient :

$$i_{d2} = \left(\frac{1}{L_d} \right) (M_d - \left(\frac{\varphi_{d1} - M_d \cdot i_{d2} - M_{fd} \cdot i_f}{L_d} \right) - M_{fd} \cdot i_f)$$

$$i_{d2} = \left(\frac{L_d}{L_d^2 - Md^2} \right) \left(\varphi_{d2} - \frac{M_d}{L_d} \varphi_{d1} + \left(\frac{M_d \cdot M_{fd} - L_d \cdot M_{fd}}{L_d} \right) i_f \right) \quad (\text{II.53})$$

en remplace (II, 53) dans (II, 51) :

$$i_{d1} = \frac{1}{L_d} \left[\varphi_{d1} - \left[M_d \left(\frac{L_d}{L_d^2 - Md^2} \right) \left(\varphi_{d2} - \frac{M_d}{L_d} \varphi_{d1} + \left(\frac{M_d \cdot M_{fd} - L_d \cdot M_{fd}}{L_d} \right) i_f \right) \right] - M_{fd} \cdot i_f \right]$$

$$i_{d1} = \frac{1}{L_d} \varphi_{d1} - \frac{M_d \cdot L_d}{L_d^2 - Md^2} \varphi_{d2} + \frac{M_d^2}{L_d^2 - Md^2} \varphi_{d1} - \frac{M_d}{L_d^2 - Md^2} (M_d \cdot M_{fd} - L_d \cdot M_{fd}) i_f - M_{fd} \cdot i_f \quad (\text{II.54})$$

Les relations flux courants pour l'axe quadrature:

$$\begin{cases} \varphi_{q1} = L_q \cdot i_{q1} + M_q \cdot i_{q2} \\ \varphi_{q2} = L_q \cdot i_{q2} + M_q \cdot i_{q1} \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

De l'équation(II, 55), on peut écrire:

$$i_{q1} = \frac{\varphi_{q1} - M_q \cdot i_{q2}}{L_q} \quad (\text{II.56})$$

$$i_{q2} = \frac{\varphi_{q2} - M_q \cdot i_{q1}}{L_q}$$

On remplace (II.56) dans l'expression (II.57) :

$$i_{q2} = \frac{\varphi_{q2}}{L_d} - \frac{M_q}{L_q^2} (\varphi_{q1} - M_q \cdot i_{q2}) \quad (\text{II.58})$$

d'où :

$$i_{q2} = \left(\frac{1}{L_q + \frac{M_q^2}{L_q}} \right) \left(\varphi_{q2} - \frac{M_q \cdot \varphi_{q1}}{L_q} \right) \quad (\text{II.59})$$

donc :

$$i_{q1} = \left(\frac{1}{L_q} + \frac{M_q^2}{L_q(L_q^2 - M_q^2)} \right) \varphi_{q1} - \frac{M_q}{(L_q^2 - M_q^2)} \varphi_{q2} \quad (\text{II.60})$$

A partir de la relation suivante nous déterminons l'expression du courant d'excitation :

$$\varphi_f = L_f \cdot i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2}) \quad (\text{II.61})$$

$$i_f = \frac{\varphi_f - M_{fd} (i_{d1} + i_{d2})}{L_f} \quad (\text{II.62})$$

on remplace (II.59) et (II.60) dans (II.61), nous obtenons:

$$i_f = \frac{1}{L_f - \frac{M_{fd}}{L_d} \left(\frac{M_{fd} M_d}{L_d^2 - Md^2} (M_d - L_d) + M_{fd} \right) + \frac{M_{fd} M_d}{L_d^2 - Md^2} \left(\frac{M_{fd} M_d}{L_d} - M_{fd} \right)} \left[\varphi_f - \frac{M_{fd}}{L_d} \left(\left(1 + \frac{Md^2}{L_d^2 - Md^2} \right) - \left(\frac{M_{fd} M_d L_d}{L_d^2 - Md^2} \right) \right) \right]$$

$$\varphi_{d1} + \left(M_{fd} \frac{(L_d - M_d)}{L_d^2 - Md^2} \right) \varphi_{d2} \quad (\text{II.63})$$



II.5 L'AUTOPILOTAGE

De la même manière que pour la machine synchrone simple étoile, nous utilisons l'autopilotage pour pouvoir utiliser le moteur synchrone en vitesse variable, par conséquent nous devons assurer le synchronisme du champ rotorique avec celui du champ statorique quelque soit la vitesse du rotor. La position réelle du rotor est relevée par un capteur de position, elle permet de calculer la fréquence des tensions à appliquer aux enroulements pour imposer la position du champ statorique [6].

II.6 RESULTATS DE SIMULATION DU FONCTIONNEMENT MSDE

Pour visualiser le comportement dynamique de notre machine synchrone double étoile, nous allons l'alimenter par deux sources de tension parfaitement sinusoïdale, et en appliquant le principe d'autopilotage, nous allons visualiser le démarrage en charge pour différents valeur de l'angle de décalage γ et pour une valeur fixe de l'angle de charge δ correspondant à la valeur nominale.

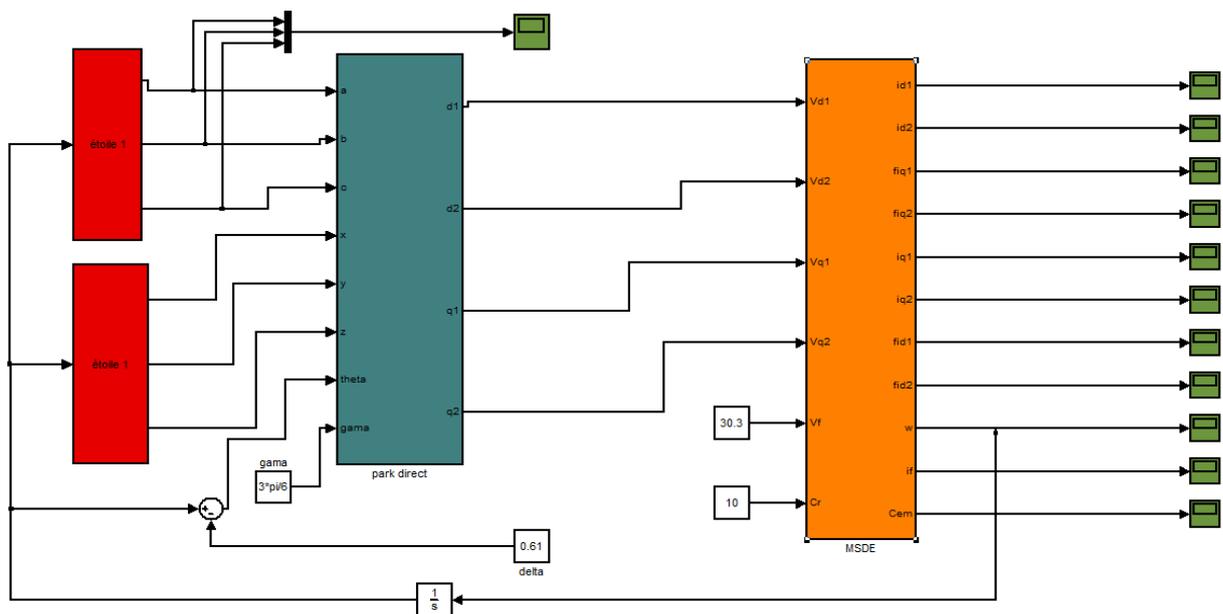


Figure II.4. Schéma Simulink du MSDE autopiloté

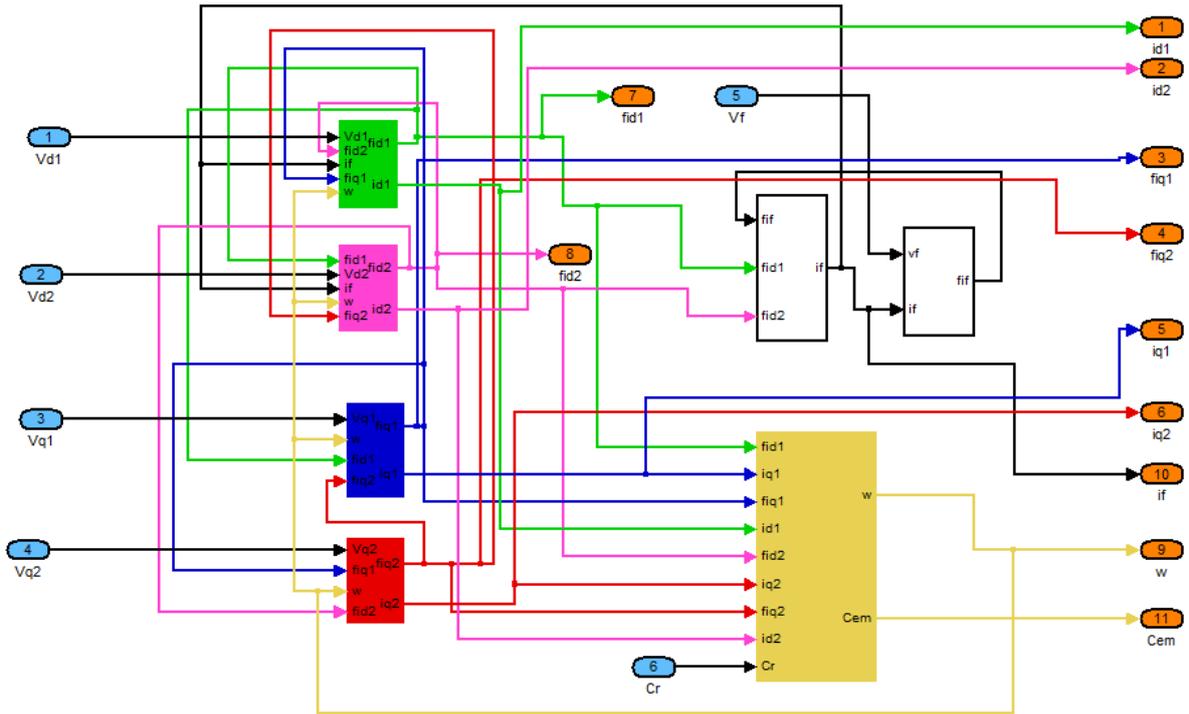


Figure-II.5.Détail du schéma Simulink de la MSDE

- L'essai avec une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$

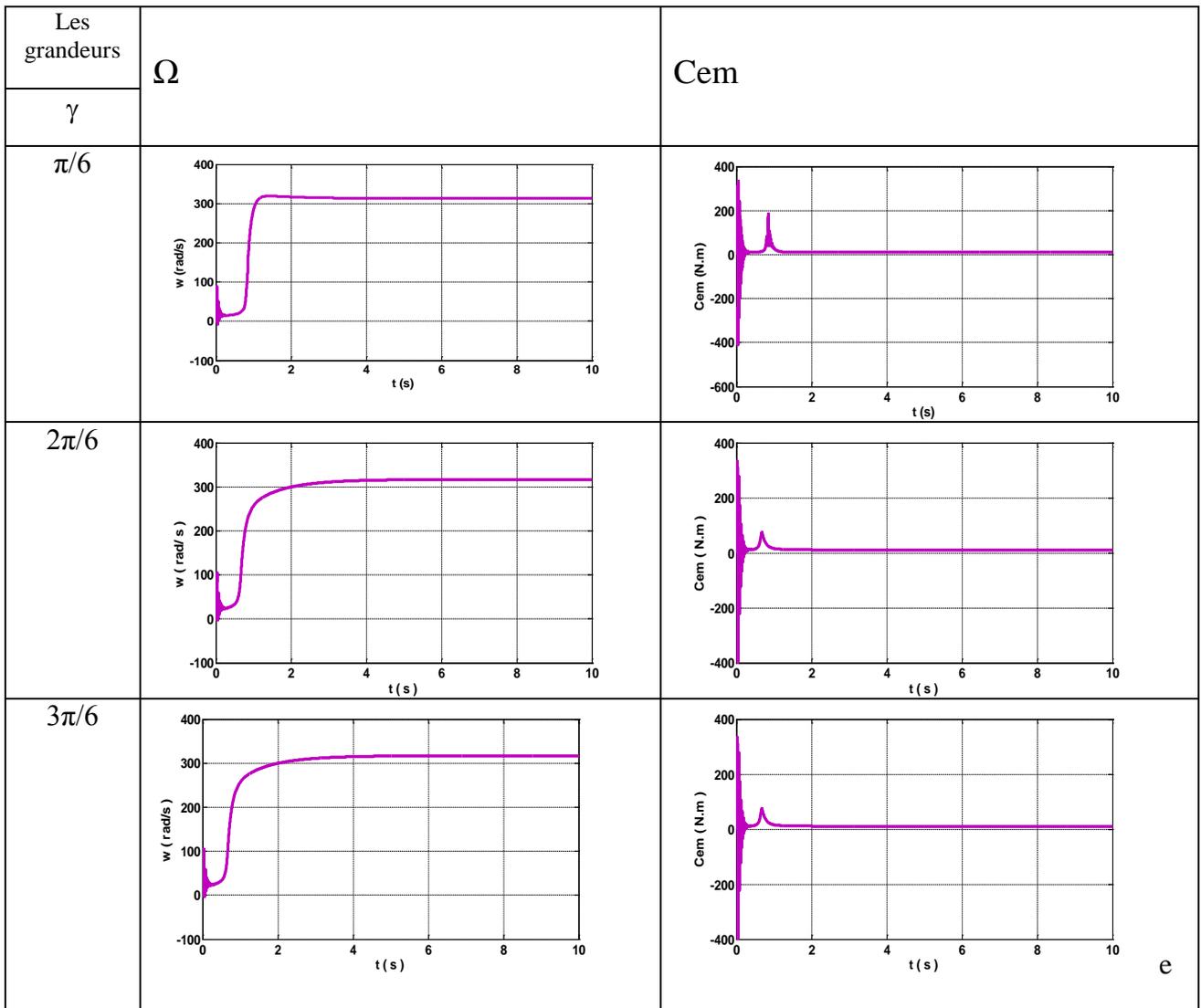


Figure II.6.a. Résultats de simulation pour un démarrage direct en fonction de l'angle γ (cas grandeurs mécaniques)

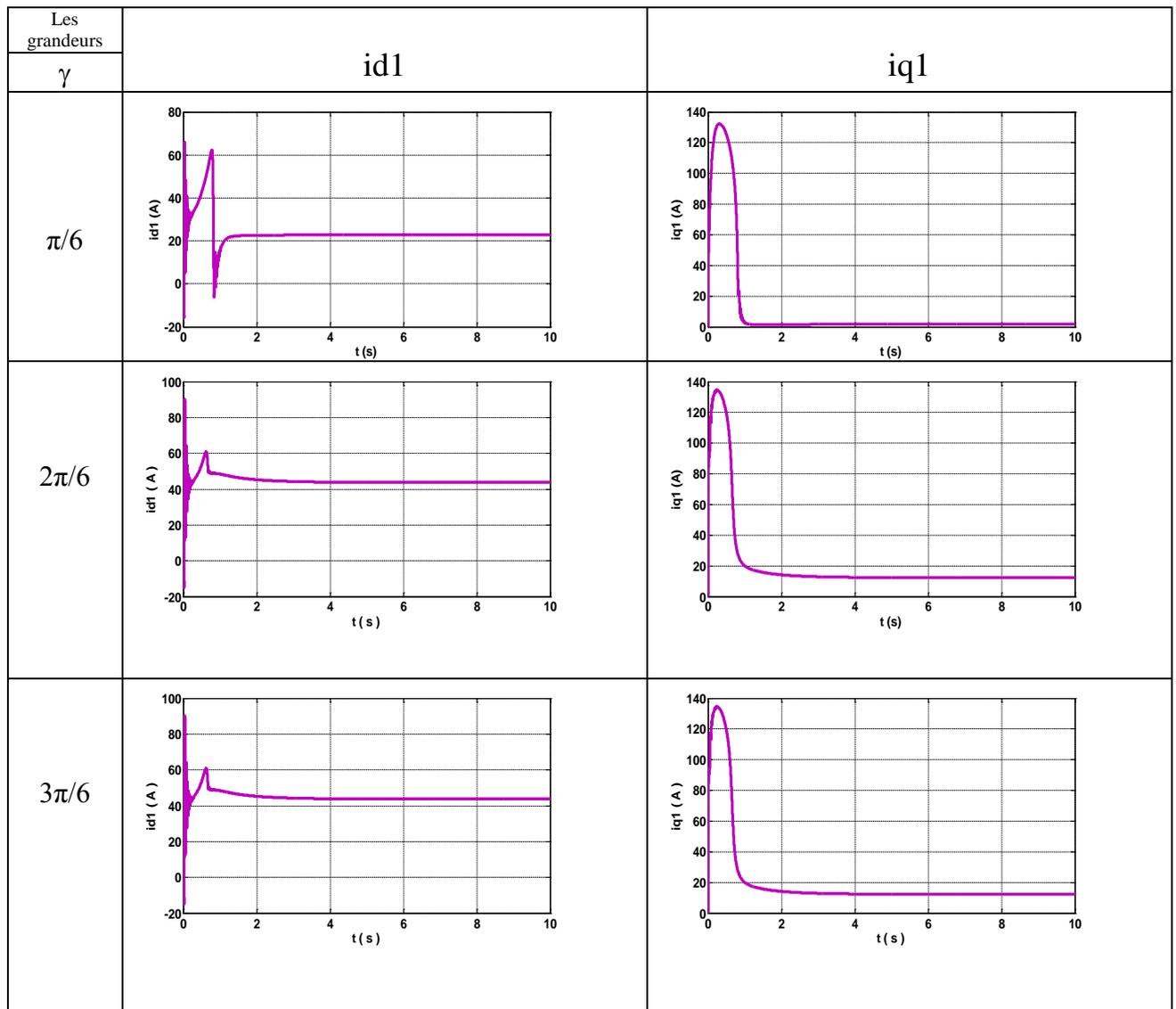


Figure II.6.b. Résultats de simulation pour un démarrage direct en fonction de l'angle γ (cad grandeurs électriques)

II.7 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION

- Afin d'évaluer les performances de la machine synchrone double étoile autopilotée, nous simulons le fonctionnement sans réglage du moteur .
- Les résultats de la simulation montrent le comportement des grandeurs caractéristiques de la machine par rapport au changement de l'angle de décalage entre les deux bobinages statoriques γ ($\pi/6, 2\pi/6, 3\pi/6$) et un angle de charge fixe ($\delta = 0.61 \text{ rad}$).
- La figure II.6.: la vitesse w , le couple électromagnétique C_{em} : les courant i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} , i_{q2} .

- Pour une charge nominale la vitesse de la machine synchrone double étoile tend vers sa valeur nominale (314 rad/s) mais après l'augmentation de γ le temps de réponse augmente. La vitesse constante au régime permanent.
- lors du démarrage le couple électromagnétique atteint une valeur maximale ≈ 360 N.m en régime transitoire puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à $t=1$ s .
- on note que l'augmentation de l'angle de décalage γ n'influe pas sur le couple électromagnétique C_{em} au régime permanent par contre l'influence sur le régime transitoire se fait par l'apparition de petites oscillations qui diminuent en fonction de γ .
- on remarque un fort appel de courant en régime transitoire puis il se stabilise sur une valeur constante au régime permanent, cette dernière augmente en fonction de γ .

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine synchrone double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équations différentielles résultant, nous l'avons validée à travers une simulation numérique. Puis nous avons interprété les résultats obtenues, qui ont montré l'influence de l'angle de décalage des deux étoiles sur le fonctionnement du moteur.

Chapitre III :
Commande par backstepping du moteur
synchrone

III.1. INTRODUCTION

Le backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al.(1991) et inspiré par les travaux de Feurer& Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovit&Sussmann (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande adaptative des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction énergie avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé [12].

Dans ce chapitre nous introduisons le principe de base de cette méthode. Nous commençons par quelques définitions et théorèmes préliminaires ensuite nous appliquons la méthode backstepping sur la machine synchrone. La synthèse de cette commande utilise le modèle non linéaire multi variable qui devient monovarié par l'utilisation de la commande vectorielle. Les résultats de simulation vont nous permettre de visualiser les performances de cette commande[8].

III.2 PRINCIPE DU BACKSTEPPING

L'idée de base de la commande de type Backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes.

A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse.

Méthodes de Lyapunov

- **Première méthode de Lyapunov**

Cette méthode permet d'analyser la stabilité, d'un système à partir de l'étude de la stabilité locale par linéarisation de la dynamique autour d'un point d'équilibre. Cette méthode est d'une importance limitée, car elle ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne pas d'information sur le domaine de stabilité globale [30]. De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires. En fait, l'étude locale est surtout intéressante pour justifier ou non la poursuite de l'étude de la stabilité

- **Deuxième méthode de Lyapunov**

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Le principe de cette méthode consiste à analyser la stabilité du système, sans même résoudre les équations différentielles non linéaires qui le régissent. La stabilité dépend uniquement de l'étude des variations (signe de la dérivée) de l'énergie, ou d'une fonction qui lui est équivalente, le long de la trajectoire du système.

L'étude de la stabilité d'un système caractérisé par un vecteur d'état x consiste alors à chercher une fonction $V(x)$ (représentative de l'énergie) de signe défini positive, dont la dérivée est semi définie et de signe négative dans le même domaine

III.3 EXEMPLE THEORIQUE SUR LA COMMANDE BACKSTEPPING :

Soit le système à deux entrées et deux sorties (MIMO) suivant[9]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_1^2 - x_1^3 + x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \quad (\text{III} . 1) \\ \dot{x}_3 = u \end{cases}$$

• **Problème :**

Trouver une commande u permettant de stabiliser le système au point (x_1, x_2, x_3) désiré.

Soit le premier sous système constitué par la variable x_1 et on admet que x_2 constitue une commande virtuelle pour stabiliser x_1 à l'origine [9]

Etape1 : stabilisation de x_1 sur l'origine.

On choisit une fonction énergie de Lyapunov:

$$v(x) = \frac{1}{2} x_1^2 \quad (\text{III} . 2)$$

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

$$\dot{v}(x_1) = \dot{x}_1 x_1 = x_1 (x_1^2 - x_1^3 + x_2) \quad (\text{III} . 3)$$

doit être négative, choisissant la commande virtuelle x_{2ref} Qui s'exprime par

$$x_{2ref} = \vartheta(x_1) = -x_1^2 \quad (\text{III} . 4)$$

$$\dot{v}(x_1) = -x_1^4 \leq 0 \quad \epsilon \quad \mathbb{R} \quad (\text{III} . 5)$$

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

Etape2 : soit z_1 l'expression de l'erreur définie par:

$$z_1 = x_2 - \vartheta(x_1) = x_2 + x_1^2 \quad (\text{III} . 6)$$

La fonction de Lyapunov augmentée $v(x_1, z_1)$ devient :

$$v(x_1, z_1) = \frac{1}{2} x_1^2 + \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{III} . 7) \text{ L'expression de sa dérivée est définie par:}$$

$$\dot{v}(x_1, z_1) = \dot{x}_1 x_1 + \dot{z}_1 z_1$$

$$\dot{v}(x_1, z_1) = x_1(x_1^2 - x_1^3 + z_1 - x_1^2) + z_1(\dot{x}_2 + 2x_1\dot{x}_1)$$

$$\dot{v}(x_1, z_1) = x_1(x_1^2 - x_1^3 + z_1 + x_{2ref}) + z_1(x_3 + 2x_1\dot{x}_1) \quad (\text{III.8})$$

$$\dot{v}(x_1, z_1) = x_1(x_1^2 - x_1^3 + x_{2ref}) + z_1(x_1 + x_3 + 2x_1(x_1^2 - x_1^3 + z_1 + x_{2ref}))$$

$$\dot{v}(x_1, z_1) = -x_1^4 + x_1z_1 + x_3z_1 - 2x_1^4z_1 + 2x_1z_1^2$$

$$\text{Avec } \dot{z}_1 = \dot{x}_2 + 2x_1\dot{x}_1 = x_3 + 2x_1(-x_1^3 + z_1) \quad (\text{III.9})$$

il faut choisir x_3 comme commande virtuelle

$$x_3 = \vartheta_2(x_1, z_1) = -x_1 - 2x_1z_1 + 2x_1^4 - z_1 \quad (\text{III.10})$$

$$\dot{v}(x_1, z_1) = -x_1^4 - z_1^2 \leq 0 \quad (\text{III.11})$$

x_3 : Va être utilisée comme grandeur de référence de l'étape suivante

Etape3 :

$$z_2 = x_3 - \vartheta_2(x_1, z_1) = x_3 + x_1 + 2x_1z_1 - 2x_1^4 - z_1 \quad (\text{III.12})$$

La fonction de Lyapunov augmentée est définie par:

$$\dot{v}(x_1, z_1, z_2) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2$$

$$\dot{v}(x_1, z_1, z_2) = \dot{x}_1x_1 + \dot{z}_1z_1 + \dot{z}_2z_2$$

$$\dot{v} = x_1(-x_3 + z_1 + z_1(x_3 + 2x_1(-x_1^3 + z_1)) + z_2[u - (8x_3 - 2z_1 - 1)(z_1 - x_1^3)] + (2x_1 + 1)$$

$$(z_2 - z_1 - x_1)] \quad (\text{III.13})$$

Il faut choisir la commande réelle :

$$u = (8x_1^3 - 2z_1 - 1)(z_1 - x_1^3) + (2x_1 + 1)(-z_2 + z_1 + x_1) - z_2 \quad (\text{III.14})$$

$$\text{Avec } z_1 = x_2 + x_1^2; z_2 = x_3 + x_1 + 2x_1(x_2 + x_1^2) + 2x_1^4 - (x_2 + x_1^2) \quad (\text{III.15})$$

$$\dot{v}(x_1, z_1, z_2) = -x_1^4 - z_1^2 - z_2^2 \leq 0 \quad (\text{III.16})$$

Donc :

La fonction de Lyapunov globale est :

$$v(x_1, x_2, x_3) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}(x_2 + x_1^2)^2 + \frac{1}{2}(x_1 + x_2 + x_3 + x_1^2 + 2x_1(x_2 + x_1^2 - x_1^3))^2 \quad (\text{III.17})$$

• **Commande stabilisante :**

$$u(x_1, x_2, x_3) = (8x_1^3 - 2(x_2 + x_1^2) - 1)(x_2 + x_1^2 - x_1^3) + (2x_1 + 1)(x_2 + x_1^2 + x_1) - (2x_1 + 2)$$

$$(x_3 + x_1 + 2x_1(x_2 + x_1^2) + 2x_1^4 - (x_2 + x_1^2)) \quad (\text{III.18})$$

III.4 LES PRINCIPAUX AVANTAGES ET INCONVENIENTS POSES PAR LA COMMANDEBACKSTEPPING

Avantages

Comme avantages la commande backstepping assure :

- Simplicité dans la démarche de la conception d'une telle commande.
- Utilisable en non linéaire
- Suivi de consigne avec rejet de perturbation de manière satisfaisante
- Assure la stabilité du système commandé, (elle est basée sur la théorie de Lyapunov)

Inconvénients:

L'utilisation de la technique de Backstepping pour la commande non linéaire d'un système d'ordre n , peut provoquer des difficultés qui présentent des obstacles pour les convergences des grandeurs du système, parmi ces difficultés les principaux problèmes posés par la commande par Backstepping sont :

- **Le choix des gains :**

Le grand problème de cette technique de commande non linéaire, c'est le choix des gains positives pour obtenir la convergence de la majorité des grandeurs de système au même temps, par ce que le choix de certain gain améliorera convergence de certain grandeur et perturbé les convergences des autres grandeurs. Ce qui nécessite faire plusieurs essais pour le choix de ces gains, et plus l'ordre desystème est supérieur plus le choix est difficile

- **L'algorithme de calcul :**

Pour obtenir des bon résultats, il faut choisir par Précision de l'algorithme des pas précises de calcul après l'initialisation des valeurs de système,

- **la limitation des valeurs de la commande :**

Les saturations des grandeurs de la commande peu perturbé la convergence du système, il faut d'abord choisir des valeurs minimales des grandeurs de commande qui assurés la convergence.

III.5 APPLICATION DU BACKSTEPPING AU MOTEUR SYNCHRONE

Considérons le modèle de la machine synchrone dans le système d'axe (d, q) avec la commande vectorielle, c.à.d. orientation du flux statorique selon l'axe d donc $\varphi_q = 0$ le modèle du moteur synchrone avec orientation du flux statorique devient:

$$\frac{d\varphi_d}{dt} = V_d - \frac{R_s}{L_s} \cdot \varphi_d$$

$$\frac{d\varphi_q}{dt} = V_q + \frac{-R_s M_s f}{L_f \cdot L_s \cdot \text{sig}} \varphi_f - \Omega \varphi_d \quad (\text{III} . 19)$$

$$\frac{d\varphi_f}{dt} = -V_f + \frac{-R_f}{L_f \cdot \text{sig.}} \varphi_f$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - f\Omega) / J$$

Avec :

$$\text{Sig} = 1 - \frac{M_{sf}^2}{L_s \cdot L_f} \quad (\text{III} . 20)$$

$$\varphi_d = L_d \cdot i_d$$

$$\varphi_q = L_q i_q + m_{sf} i_{fe} = 0 \quad (\text{III} . 21)$$

$$\varphi_f = L_f i_{fe} + m_{sf} i_q$$

$$C_{em} = P \varphi_d i_q = -P m_{sf} i_d i_{fe} \quad (\text{III} . 22)$$

Etapes du dimensionnement de la commande backstepping à la MSRB

- **Etape1 : commande de la vitesse de rotation :**

L'objectif de cette étape est le réglage de la vitesse w .

On définit l'erreur z_1 entre la vitesse réelle w et la vitesse de référence w_{ref}

$$z_1 = w - w_{ref} \quad (\text{III} . 23)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{z}_1 = \dot{w} - \dot{w}_{ref} \quad (\text{III} . 24)$$

Soit la fonction énergie de Lyapunov :

$$v(z_1) = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (\text{III} . 25)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{v}(z_1) = \dot{z}_1 z_1 \quad (\text{III} . 26)$$

$$\Rightarrow \dot{v}(z_1) = z_1 \cdot \frac{p}{J} (C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \cdot w) \quad (\text{III} . 27)$$

Nous choisissons C_{em} comme commande virtuelle. cette dernière va être utilisée comme grandeur de référence pour l'étape suivante :

Pour que l'erreur z_1 tend vers zéro et donc w_e tend vers w_{eref}

Il faut que la dérivée de la fonction énergie de Lyapunov soit négative, pour cela nous allons choisir l'expression suivant de la commande virtuelle :

$$C_{emref} = C_r + \frac{f}{p} \cdot w - \frac{c1 \cdot J}{p} z_1 \quad (\text{III} . 28)$$

D'où la fonction énergie devient :

$$\Rightarrow v(z_1) = -c_1 z_1^2 \forall z_1 \in \mathbb{R} \text{ (avec } c_1 > 0) \quad (\text{III. 29})$$

Ce qui assure la stabilité de système

• **Etape 2 : commande de couple :**

On définit la nouvelle variable d'erreur z_2 entre le couple réelle c_{em} et le couple de référence c_{emref}

$$z_2 = c_{em} - c_{emref} \quad (\text{III. 30})$$

Avec :

$$c_{em} = -p \cdot m_{sr} \cdot i_d \cdot i_f \quad (\text{III. 31})$$

Soit La fonction de Lyapunov augmentée $v(z_1, z_2)$ définie par :

$$V(z_1, z_2) = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (\text{III. 32})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{v}(z_1, z_2) = \dot{z}_1 z_1 + \dot{z}_2 z_2 \quad (\text{III. 33})$$

$$\dot{z}_2 = \dot{c}_{em} - \dot{c}_{emref} \quad (\text{III. 34})$$

Avec :

$$\dot{c}_{em} = -p \cdot m_{sr} \left(\frac{di_d}{dt} \cdot i_f + \frac{dife}{dt} i_d \right) \quad (\text{III. 35})$$

On remplace i_d et i_f en fonction du flux :

$$\Rightarrow \dot{c}_{em} = -p \cdot m_{sr} \left[\frac{\phi_d}{L_s} \cdot i_f - \frac{m_{sr} \cdot \phi_q}{L_s \cdot L_r \cdot sig} + \frac{\phi_{fe}}{L_r \cdot sig} \right] \quad (\text{III. 36})$$

Pour simplifier les calculs on pose $a = \frac{-m_{sr}}{L_s \cdot L_r \cdot sig}$; $b = \frac{1}{L_r \cdot sig}$

On remplace ϕ_d et ϕ_{fe} dans \dot{c}_{em}

$$\Rightarrow \dot{c}_{em} = -p \cdot m_{sr} \left[\frac{i_f}{L_s} (v_d - R_s \cdot i_s + w \cdot \phi_q) + i_d (a \cdot \phi_q + b \cdot \phi_f) \right] \quad (\text{III. 37})$$

$$\Rightarrow \dot{c}_{em} = -p \cdot m_{sr} \left[\frac{i_f}{L_s} (v_d - R_s \cdot i_d + w \cdot \phi_q) + i_d (a((v_q - R_s \cdot i_q - w \cdot \phi_d) + b(-v_f - R_r i_f)) \right]$$

(III. 38)

$$\Rightarrow \dot{c}_{em} = -p \cdot m_{sr} \left[\frac{i_f}{L_s} v_d + i_d v_q a + \frac{i_f}{L_s} (-R_s \cdot i_d + w \cdot \phi_q) + i_d [a(-R_s \cdot i_q - w \cdot \phi_d) + b(-v_f - R_r i_f)] \right]$$

(III. 39)

$$\dot{c}_{em} = \frac{f}{p} \dot{w} - \frac{c_1}{p} \dot{z}_2$$

$$\Rightarrow \dot{C}_{em} = \left(\frac{f}{p} - \frac{c1}{p}\right) \dot{w}$$

$$\dot{C}_{em} = \frac{p}{J} \left(\frac{f}{p} - \frac{c1}{p}\right) (C_{em} - C_r - \frac{f}{p} \cdot w) \quad (\text{III} . 40)$$

On met \dot{z}_2 sous la forme :

$$\dot{z}_2 = \beta_0 + \beta_1 v_d + \beta_2 \cdot v_q \quad (\text{III} . 41)$$

Avec :

Afin que la dérivée de la fonction énergie soit négative on impose v_d et v_q pour que :

$$\dot{z}_2 = -c_2 z_2 \quad (\text{III} . 42)$$

Avec:

$$\beta_2 = -p \cdot \frac{m_{sr}}{l_s} i_f \quad (\text{III} . 43)$$

$$\beta_1 = -p \cdot m_{sr} a i_d$$

$$\beta_0 = -p \cdot m_{sr} \left[\frac{i_{fe}}{l_s} (-R_s \cdot i_d + w \cdot \varphi_q) + i_d [a(-R_s \cdot i_q - w \cdot \varphi_d) + b(-v_f - R_r i_f)] \right] \quad (\text{III} . 44)$$

Pour stabiliser les erreurs $z_1; z_2$ sur l'origine, la fonction énergie de Lyapunov doit être négative et par conséquent choisissant les coefficients $c_1; c_2$, positives ce qui garantit les convergences asymptotique des erreurs de poursuite vers zéro.

D'où l'expression de la dérivée de la fonction énergie de Lyapunov.

$$\dot{V} = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 \leq 0 \quad (\text{III} . 45)$$

- **Calcul de la commande v_d**

Après les deux étapes précédentes de calcul on obtient :

$$v_d = \frac{1}{\beta_1} (-c_2 z_2 + \beta_2 \cdot v_q + \beta_0) \quad (\text{III} . 46)$$

Sachant que v_q est liée à la commande vectorielle:

$$v_q = R_s \cdot i_q - w \cdot \varphi_d \quad (\text{III} . 47)$$

On remplace (III. 47) dans (III.46) :

On obtient :

$$v_d = \frac{1}{\beta_1} (-c_2 z_2 + \beta_2 (R_s \cdot i_q - w \cdot \varphi_d) + \beta_0) \quad (\text{III} . 48)$$

- **Expressions des tensions de commande :**

$$\begin{cases} v_d = \frac{1}{\beta_1} (-c_2 z_2 + \beta_2 (R_s \cdot i_q - w \cdot \varphi_d) + \beta_0) \\ v_q = R_s \cdot i_q - w \cdot \varphi_d \end{cases} \quad (\text{III.49})$$

-La stabilité de la commande est obtenue pour un bon choix des Gains c_1 et c_2

-La figure (III.1) présente le schéma simplifié de la commande par Backstepping du moteur synchrone.

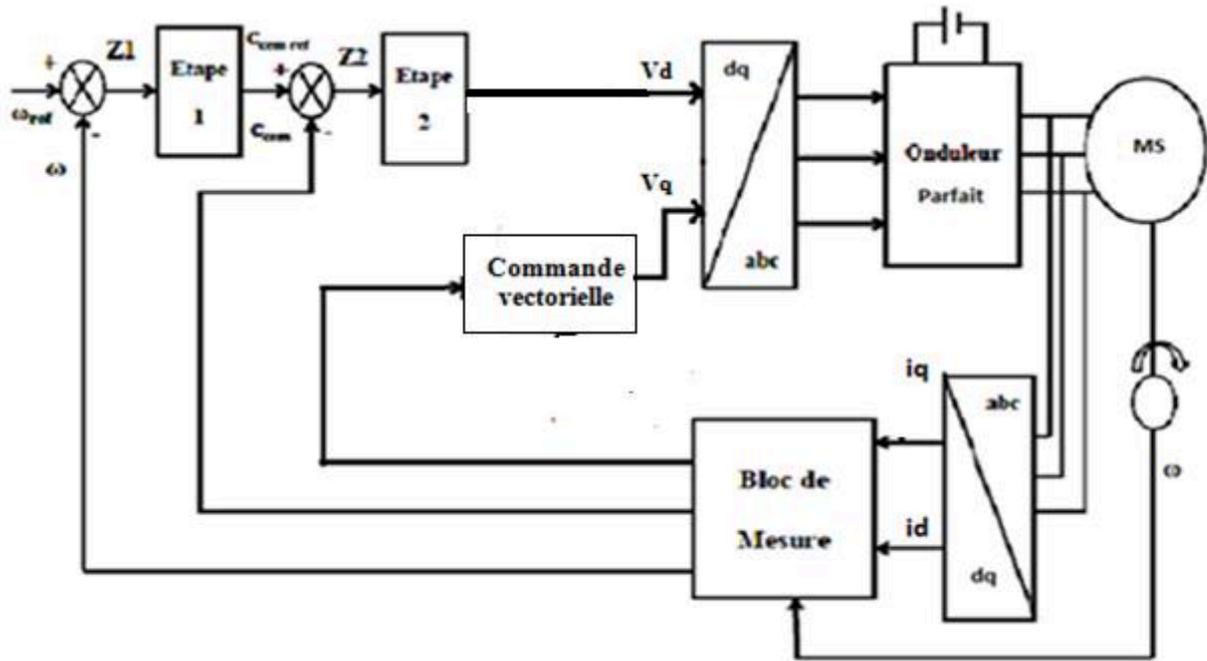


Figure-III.1 Schéma simplifié de la commande par Backstepping du moteur synchrone

III.6 RESULTATS DE SIMULATION

Pour évaluer les performances du système régler en termes de temps de réponse, suivi de trajectoire et rejet de perturbation. Nous procédons à un démarrage pour une faible référence de vitesse suivi d'une augmentation de cette dernière, ensuite on effectue une variation de la charge, ce qui est visualisé dans la figure III.2.

La figure III.2.présente un autre aspect du suivi de référence, en procédant à une inversion, tout en gardant le test sur le rejet de perturbation

Les paramètres du régulateur de la commande backstepping sont $c1=10000000$ $c2=100000$
 $c3=10$

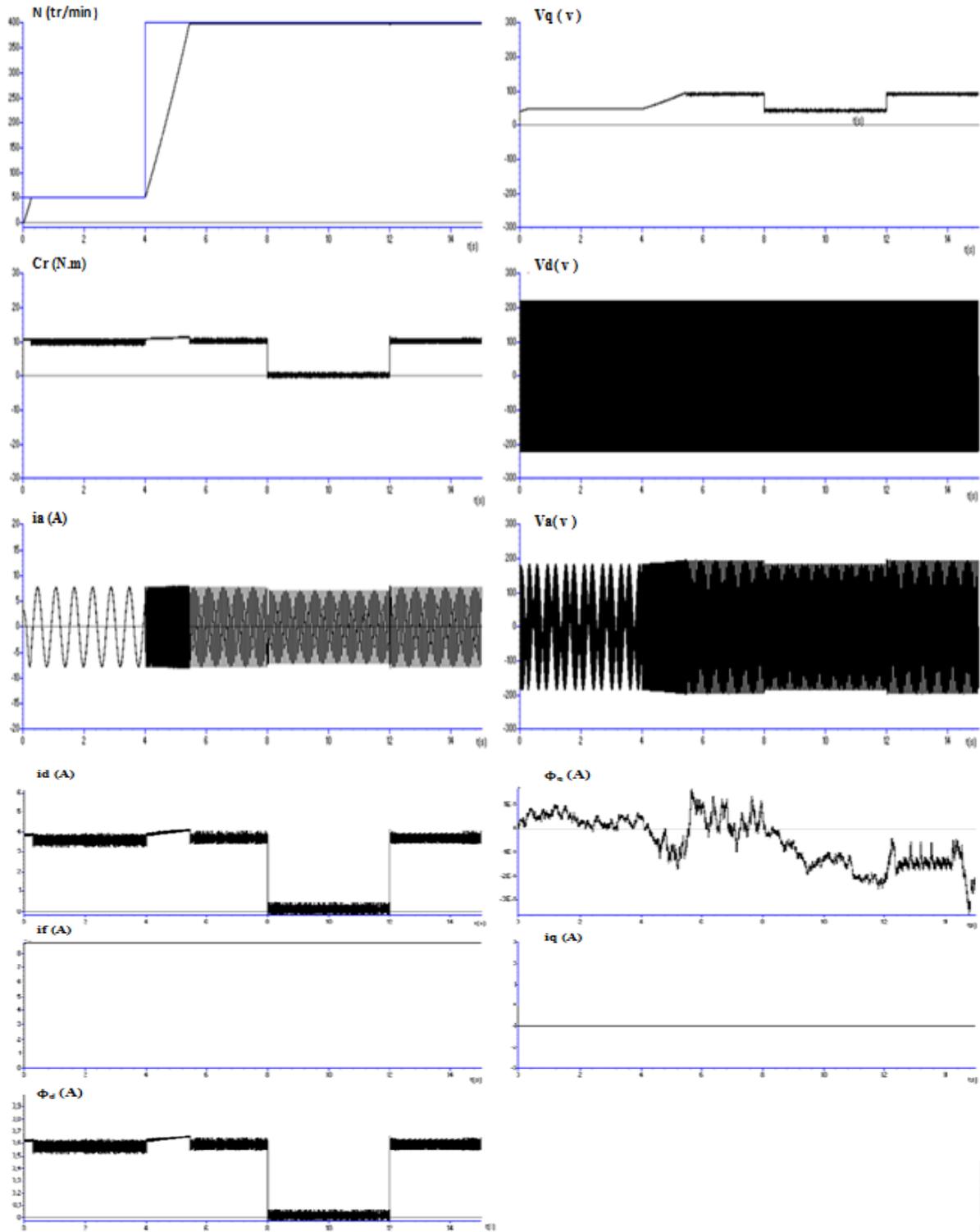


Figure-III.2: Test n°1 suivi de référence et rejet de perturbation de la commande backstepping appliquée au moteur synchrone

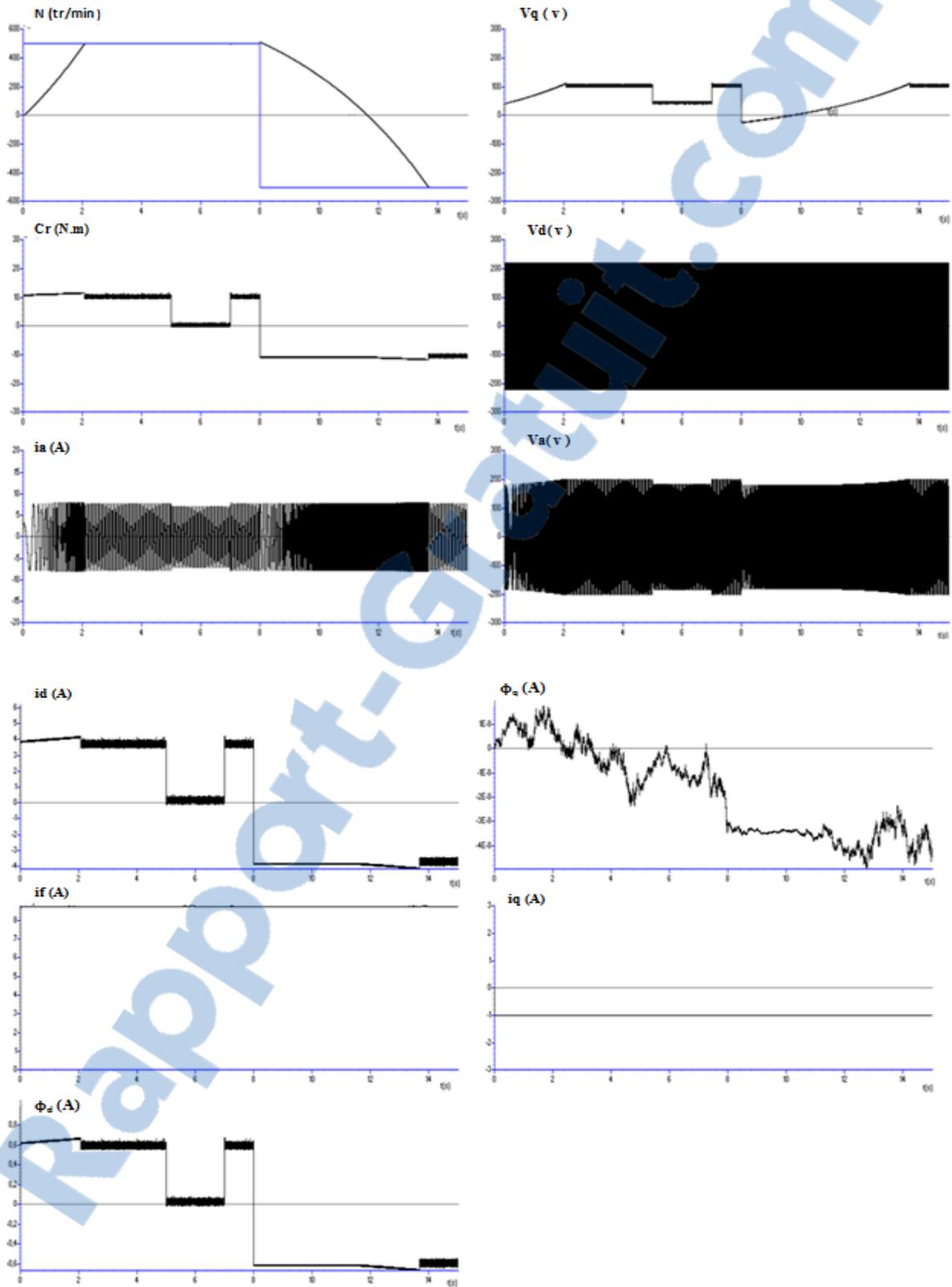


Figure-III.3: Test n°2 suivi de référence et rejet de perturbation de la commande backstepping appliquée au moteur synchr

III.7 INTERPRETATION DES RESULTATS

La **figure-III.2** montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MS pour un démarrage pour une référence de 50 tr/min puis à $t=4s$ nous passons à la référence 400tr/min à charge nominale, une fois le régime permanent est atteint nous procédons au test de régulation, à $t=8s$ nous passons au fonctionnement à vide ($C_r=0$) puis à $t=12s$ nous revenons à la charge nominale. Nous remarquons que la poursuite se fait sans dépassement avec un bon temps de réponse et le rejet de la perturbation qui est dans notre cas la charge mécanique se fait efficacement

Le courant de la première phase (i_a) est sinusoïdal tel que son amplitude suit l'évolution de la charge et sa fréquence est en relation avec la vitesse de rotation du rotor.

Le couple électromagnétique suit l'évolution de la consigne de vitesse et la charge, en plus il présente de faibles oscillations.

La tension v_d oscille entre les valeurs limites V_{max} et V_{min} .

La tension de la première phase (v_a) est sinusoïdale telle que son amplitude suit l'évolution de la consigne de vitesse et la valeur de la charge.

Le flux φ_q est nul pendant toute la simulation donc l'orientation du champ est respectée. Le flux selon l'axe d suit l'évolution de la consigne de vitesse et la charge.

La **figure-III.3** montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MS pour un démarrage pour une référence de 500tr/min puis à $t=8s$ nous passons à la référence -500 tr/min à charge nominale une fois le régime permanent est atteint nous procédons au test de régulation, à $t=5s$ nous passons au fonctionnement à vide ($C_r=0$) puis à $t=8s$ nous revenons à la charge nominale. On note que le suivi de la référence se fait de manière satisfaisante, le rejet de la perturbation est efficace.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à l'aspect théorique de la commande backstepping, ce choix a été justifié par la simplicité de la conception d'une telle commande. Ainsi elle réalise le suivi de consigne avec rejet de perturbation de manière satisfaisante et en plus elle est robuste vis-à-vis des variations paramétriques et de charge. Cette technique est basée sur la théorie de Lyapunov, ce qui nous assure la stabilité du système commandé.

Nous avons ensuite appliqué cette commande au moteur synchrone alimenté en tension. Pour évaluer les performances de notre commande non linéaire, nous avons effectué deux tests en simulation, en visualisant le suivi de consigne et le rejet de perturbation. Les résultats ont montré un bon suivi de référence sans dépassement avec un temps de réponse satisfaisant et un bon rejet de perturbation lors de la variation de la charge.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire, ont été consacré à l'étude et la modélisation d'une machine synchrone simple et double étoile alimentées en tension avec commande par backstepping. Après avoir présenté une modélisation de la machines synchrone à rotor bobiné simple et double étoile on note que la seconde machine permet une segmentation de la puissance donc une flexibilité d'utilisation. Le moteur synchrone double étoile permet aussi d'avoir une fiabilité de fonctionnement avec deux onduleurs liés au stator, ça permet d'utiliser des interrupteurs de puissance nominale de moitié par rapport au cas classique (commutation plus douce).

Nous avons appliqué l'orientation du flux statorique, ce qui nous a permis l'obtention d'un modèle dynamique découplé équivalent à celui d'une machine à courant continu. Elle permet de séparer le contrôle du flux dans la machine de celui du couple ce qui va permettre l'obtention de performances considérables relatives à la réponse du système en régime dynamique semblables à celles des MCC. En plus le modèle se simplifie et devient mono variable, donc la synthèse de la commande plus facile.

En dernier, en vue d'avoir un réglage de vitesse du MS munie d'une commande vectorielle, nous avons utilisé la commande non linéaire appelée Backstepping. Nous avons présentée l'aspect théorique de cette technique de commande et exposer les étapes permettant le dimensionnement de cette dernière, tout en assurant la stabilité globale du système non linéaire réglé .L'application du Backstepping pour la commande du moteur synchrone a conduit à de bons résultats de simulations, ce qui montre l'efficacité de cette technique pour le suivi de la vitesse , du couple de référence ainsi que le rejet de perturbation.

En perspective nous recommandons la réalisation expérimentale, l'application de la commande backstepping au moteur synchrone double étoile.

Annexe

Paramètre du moteur synchrone [14]:

$P_n=1.5$ kW	Puissance nominale
$N_n=1500$ tr/min	Vitesse de rotation nominale
$V_n=220$ V	Tension nominale.
$I_f=1$ A	Courant d'excitation
$P=2$	nombre de paires de pôles.
$M_{sf}=1.4$ H	matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.
$R_s=4.8$ Ω	résistances statorique par phase.
$R_f=160$ Ω	résistances rotorique par phase.
$L_s=0.16$ H	Inductance cyclique statorique.
$L_f=13$ H	Inductance cyclique rotorique.
$J=0.04$ kg.m ²	Inertie totale des parties mobiles
$f=0.008$ Nm.s/rad	Coefficient de frottements visqueux.

Paramètre du moteur synchrone double étoile [6]:

$P_n=5$ kW	Puissance nominale
$N_n=3000$ tr/min	Vitesse de rotation nominale
$V_n=232$ V	Tension nominale.
$P=1$	nombre paire du pôle.
$L_d=0.1961$ H	Inductances directe
$L_q=0.1105$ H	Inductances quadrature
$M_d=0.185$ H	Mutuelle inductance directe
$M_q=0.1005$ H	Mutuelle inductance quadrature
$L_f=15$ H	Inductance cyclique rotorique
$M_{ed}=1.518$ H	Mutuelle inductance entre le rotor et le stator
$J=0.25$ kg.m ²	Inertie totale des parties mobiles
$f=0.001$ Nm.s/rad	Coefficient de frottements visqueux
$R_s=2.35$ Ω	résistances statorique par phase
$R_f=30.3$ Ω	résistances rotorique par phase
$v_f=30.3$ V	la tension d'excitation

Bibliographie :

- [1] M YOUSFI, Z BOUHENAF, Commande direct du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux type d'onduleurs,mémoire d'ingénieur, Ecole nationale polytechnique, Alger, 2007.
- [2] J.F DOYON, Etude et simulation des groupes convertisseurs- machines synchrones à six phases, Mémoire de maîtrise en génie électrique, école de technologie supérieure, université du Québec. MONTRÉAL, 2011.
- [3] MO. Mahmoudi, L. Nezli , MS. Boucherit, Commande découplée à couple optimal dela machine synchrone à double étoile et à pôles saillants alimentée par onduleurs à trois niveaux,A.J.O.T.inter publication du Laboratoire de Commande des Processus (LCP), Ecole Nationale Polytechnique Alger,2005.
- [4] S. KERCHA, W. GOUBI, Etude et modélisation des machine électrique double étoile, Mémoire Master Machines électriques et électronique de puissance , Université kasdimerbah ,Ouargla. 2013
- [5]B.YACOUBI,Modélisation des machines électriques, Complément de cours,Faculté de Technologie ,Tlemcen, 2010.
- [6] F. TERRIEN, Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes,2000 .
- [7]E.BOUHASSOUN, Contribution a la commande par mode de glissement d'une machine synchrone a aimants permanent avec pilotage vectoriel' Ecole Nationale Polytechnique ,Alger ,1998.
- [8]S.RAMDANI,Commande par backstepping de moteur synchrone a aimant permanent alimenté par onduleur de tension, PFE master électrotechnique, faculté de technologie, Tlemcen,2013 .
- [9]F. BOUDJEMA,Exemple d'application sur la commande backstepping, document de cours, ENP,Alger,2000.
- [10]A.BOUMEDIENE, Recherche et développement de nouvelles approches de commandes d'une machine synchrone autopilotée alimentée en tension, Thèse de Doctorat d'état, Ecole Nationale Polytechnique ,Alger ,2007.
- [11]M.Mouna, Commande backstepping appliquée à la machine synchrone à aimants permanent, Thèse de magister, Université de Batna,2006
- [12]D.Traore, Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone, Thèse dedoctorat, Ecole centrale de Nantes, France,2008.
- [13]L. Nezli, MO. Mahmoudi, MS. Boucherit, M. Djemai, On vector control of double star synchronous machine with current fed inverters, The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 1 No. 3, 2005.
- [14] M.Fadel, Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension M.L.I: commande modale avec observateur de flux, commande auto-adaptative", Thèse de Doctorat, INPL, Toulouse, France, 1988.