

Ecole Nationale Polytechnique



MEMOIRE

Présenté au Laboratoire de Commande des Processus
En vue de l'obtention du titre de

Magister

En Automatique

Option : Commande et Conduites des Systèmes d'Energie Electriques

Par

Ali SAIBI

Ingénieur, Université Ibn Khaldoun (Tiaret)

Thème

Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrones à Double Etoile

Soutenu publiquement le 06 / 05 /2006, devant le jury d'examen composé de :

Président :	F. Boudjema	Professeur à l'ENP
Rapporteurs :	MO . Mahmoudi L. Nezli	Maître de Conférences à l'ENP Chargé de cours à l'ENP
Examineurs :	M. Tadjine Mlle L. Barazane B. Hemici	Maître de Conférences à l'ENP Maître de Conférences à l'USTHB Chargé de cours à l'ENP

Dédicaces

A ceux qui m'ont tout donné sans rien me demander

-ma mère.

-mon père.

A mes frères et soeurs.

A ma belle mère.

A mon beau père

M.Rebbouh

A mes beaux frères et belles soeurs.

A ma femme et deux enfants

-AFFAF ALLAA IMEN.

-KHALED ABD EL RAHMENE.

A la mémoire de ma grand mère.

A mes amis.

Je dédie ce modeste travail.

Remerciements

Le travail que je présente dans ce mémoire a été effectué au laboratoire de Commande des Processus sous la direction des Enseignants **MO. Mahmoudi**, Maître de Conférences à l'ENP et **L. NEZLI**, Chargé de cours à l'ENP à qui j'exprime ma gratitude pour leur suivi constant et les encouragements soutenus qu'ils n'ont cessé de me prodiguer jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Je tiens à remercier vivement M. **F. Boudjema**, Professeur à l'ENP qui ma fait l'honneur de présider le jury d'examen.

Que Mlle **L. Barazane**, Maître des Conférences à l'USTHB et MM. **M. Tadjine**, Maître des Conférences à l'ENP et **B. Hemici** chargé de Cours à l'ENP, sont vivement remerciés pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Je remercie également :

- **MS. Boucherit**, Professeur à l'ENP, **EM. Berkouk**, Professeur à l'ENP pour leur aide précieuse et tous les enseignants du Département de Génie Electrique de l'ENP.

M. M. **Moudjahed**, Maître de Conférences à l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret pour son aide.

MM. **M. Moubarek** et **J. Micheal** pour leurs encouragements.

MM. **S. Hassain** et **S. Aissat** Chargés de Cours à l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour leur aide, leur disponibilité et leurs conseils précieux. Sans oublier tous enseignants du Département de Génie Electrique de l'Université Ibn Khaldoun de Tiaret, pour leurs aides et conseils.

Table des matières

Table des matières.....	1
Liste de symboles.....	3
Introduction générale.....	5

Chapitre I : association machine –onduleurs

Introduction.....	8
I.1.modélisation machine synchrone double étoile.....	8
I.1.1.equations dans le repère triphasé description.....	8
I.1.2 Transformation de park appliquée a la MSDE.....	13
I.1.3 Equations de flux.....	16
I.1.4. Puissance et du couple électromagnétique	19
I. 2 .Onduleur à trois niveaux.....	20
I.2.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	20
I.2.2 Topologie des onduleurs multi niveaux.....	22
I.2.3. Onduleurs à trois niveaux.....	23
I.3.Autopilotage de la machine synchrone double étoile.....	31
I.4.Conclusion.....	34

Chapitre II : Commande vectorielle de la MSDE

II.1. Introduction.....	35
II.2.Principe de la commande vectorielle.....	35
II.3.Strategie de la commande à courant id imposé.....	36
II.4.Principe de découplage par l'approche monovariable.....	38
II.5.Découplage par retour d'état.....	40
II.6. Diagonalisation de la matrice de transfert.....	40
II.7. Simulation de la méthode de découplage.....	43
II.8.Conclusion.....	45

Chapitre III : Régulation linéaire par régulateurs IP de la MSDE

III.1. Introduction.....	46
III.2. Synthèses des régulateurs.....	46
III.3. Réglage linéaire par régulateur IP de la MSDE.....	48
III.3.1.Calcul des régulateurs.....	48
III.3.2 : Simulation du fonctionnement de la structure de commande.....	50
III.4. Etude de la robustesse.....	54
III.4.1. Etude de la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres mécaniques.....	54
III.4.2. Etude de la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres électriques.....	54
III.5.Conclusion.....	56

Chapitre IV : commande par mode de glissement

IV.1 Introduction.....	57
IV.2 Commande par mode de glissement.....	57
IV.2.1 Choix des surfaces de glissement.....	58
IV.2.2 Conditions d'existence de la convergence.....	59
IV.2.3 Détermination de la loi de commande	60
IV.3 Loi de contrôle.....	63
IV.4. Application du contrôle par mode de glissement à la MSDE.....	63
IV.4.1 Synthèses des régulateurs par mode de glissement.....	63
IV.4.1.1 Simulation du fonctionnement de la structure de commande.....	69
IV.4.1.2. Etude de la robustesse.....	72
IV.4.2. Synthèses des régulateurs en utilisant une surface augmentée.....	74
IV.4.2.1 Simulation du fonctionnement de la structure de commande.....	77
IV.4.2.2. Etude de la robustesse.....	83
IV.5. Conclusion.....	85

Conclusion générale	87
----------------------------------	----

Bibliographie	90
----------------------------	----

Annexes	93
----------------------	----

Liste de symboles

ω	Vitesse de rotation angulaire électrique du rotor.
Ω	Vitesse de rotation angulaire mécanique.
γ	Angle entre une phase du premier stator et la phase du deuxième stator.
θ	Angle entre le référentiel lié au stator et celui lié au rotor.
p	Nombre de paires de pôles de la machine.
R_s	Résistance (d'une phase) de l'enroulement statorique
L_s	Inductance du stator.
L_f	Inductance de l'enroulement d'excitation.
M_{df}	Mutuelle inductance entre les enroulements de l'axe d et l'enroulement d'excitation.
L_{d1}	Inductance direct du premier stator.
L_{d2}	Inductance direct du deuxième stator.
L_{dm}	Mutuelle inductance entre les enroulements de l'axe d .
L_{q1}	Inductance en quadrature du premier stator.
L_{q2}	Inductance en quadrature du deuxième stator.
L_{qm}	Mutuelle inductance entre les enroulements de l'axe q .
R_f	Résistance de l'enroulement d'excitation.
ω_m	Vitesse mécanique du rotor
F	Coefficient de frottement visqueux du moteur
J	Inertie mécanique
J_{ch}	Inertie mécanique de la charge
$\begin{bmatrix} V_{sABC} \end{bmatrix}$	Vecteur tension du premier stator.
$\begin{bmatrix} V_{sabc} \end{bmatrix}$	Vecteur tension du deuxième stator.
$\begin{bmatrix} i_{sABC} \end{bmatrix}$	Vecteur courant du premier stator.
$\begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix}$	Vecteur courant du deuxième stator.
$\begin{bmatrix} \mathbf{f}_{ABC} \end{bmatrix}$	Vecteur flux du premier stator.
$\begin{bmatrix} \mathbf{f}_{abc} \end{bmatrix}$	Vecteur flux du deuxième stator.
$\begin{bmatrix} \mathbf{f}_{FDQ} \end{bmatrix}$	Vecteur flux rotorique.
V_{d1-eq}	Tension vd1 équivalente.
V_{d2-eq}	Tension vd2 équivalente.
V_{q1-eq}	Tension vq1 équivalente.

V_{q2-eq}	Tension v_{q2} équivalente.
K_i, K_c, K_p, K_d	Paramètres de réglage.
t_m	Constante de temps (l/r)
$s(id1)$	Fonction de commutation du courant id1 .
$s(id2)$	Fonction de commutation du courant id2 .
$s(iq1)$	Fonction de commutation du courant iq1 .
$s(iq2)$	Fonction de commutation du courant iq2 .
$s(\Omega)$	Fonction de commutation de la vitesse.

Introduction Générale

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 polyphasés 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.

Un exemple d'une telle structure est la machine synchrone double étoile à rotor bobiné alimentée par des onduleurs, est un compromis entre la segmentation de la puissance et un système pas trop compliqué [TER99] [TER00] [HAD00] [ABD97] [MUN00].

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années de l'électronique de puissance les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'application s'élargir. L'apparition des thyristors GTO et par la suite des transistors IGBT a permis le développement de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion performant. L'association des composants apporte une augmentation de puissance contrôlable, et une meilleure qualité spectrale des ondes délivrées [VAL03] [LAB95] [LAU98] [LAB95].

Dans le cas des convertisseurs multiniveaux, la tension est partagée entre les différents dispositifs reliés en série, la structure des onduleurs à trois niveaux et à point milieu est plus adaptée pour délivrer une onde de tension dont le taux d'harmoniques est réduit [BER04], [MOU98].

Au début des années 70, la naissance de la commande vectorielle a permis d'accroître considérablement les performances dynamiques des variateurs synchrones. L'idée consiste à obtenir une expression linéaire du couple électromagnétique, semblable à celle des machines à courant continu, par un contrôle qui permet de le découpler du flux magnétique. Depuis, le nombre des travaux effectués dans ce domaine n'a cessé d'augmenter [BOU95] [TER00] [TER98], [NOV98].

Par ailleurs, la construction des correcteurs robustes est devenu l'occupation primordiale des automaticiens afin d'optimiser l'exploitation des technologies nouvelles. Parmi les approches utilisées, il y'a celle de la commande par mode de glissement [BUH88],[HUS03],[MAH99] [ZAH00],[NAA01]. Cette technique a été élaborée durant les années 1950 et a été développée notamment par l'école russe. Depuis, cette approche a suscité l'intérêt de nombreux chercheurs et un grand nombre de travaux lui ont été consacrés. Cette méthode qui convient aussi bien aux modèles linéaires qu'aux modèles non linéaires offre l'avantage d'être simple et robuste. Le domaine typique de l'application de cette technique est celui de l'électronique de puissance. En effet, les convertisseurs statiques pilotant la machine sont constitués par des semi-conducteurs imposants des dynamiques qui sont sujettes à un comportement discontinu.

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

- 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 trois 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 monovariable qui permet de ramener le système, initialement composé de "n" grandeurs couplés à "n" systèmes monovariables.
- Le chapitre 3, 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. Une étude de conduite de la machine en boucle fermée vis-à-vis de la variation paramétrique sera également traitée.

➤ Le chapitre 4 concerne l'étude de la commande par mode de glissement, appliquée à la machine synchrone double étoile. Il sera traité en deux parties, la première partie introduit l'étude et la simulation du fonctionnement de la machine synchrone double étoile commandée par mode de glissement pour un degré relatif ($r = 1$) et dont la deuxième partie sera consacrée à l'étude et la simulation du fonctionnement de la machine commandée par mode de glissement pour un degré relatif ($r = 2$). Un test de robustesse de la commande vis-à-vis des paramètres de la machine est effectué également dans ce chapitre.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion générale.

Introduction

L'étude des ensembles machine–convertisseurs statiques commandés ne peut s'envisager que moyennant des hypothèses simplificatrices. Ceci est dû à plusieurs raisons: ordre élevée des équations régissant leur fonctionnement et la forte interdépendance des différents éléments constituant ce genre de système.

L'ensemble étudié dans ce chapitre est constitué d'une machine synchrone double étoile à rotor bobiné, alimentée par un ensemble batteries–onduleurs à trois niveaux. Après la description de la structure de la machine, nous établirons son modèle mathématique en premier lieu dans le plan (abc) et dans un deuxième lieu dans le repère de Park lié au rotor. Étant donné que l'onduleur est un élément de connexions entre la source et la machine, il est modélisé par une matrice dite de connexion dont les éléments sont des variables logiques.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation individuelle de chaque bloc constituant l'ensemble, indépendamment des autres. Ce chapitre sera sanctionné par une simulation de l'ensemble onduleurs à trois niveaux – machine synchrone double étoile.

I.1. Modélisation de la machine synchrone double étoile

I.1.1. Equations dans le repère triphasé :

La machine synchrone double étoile à inducteur bobiné possède comme la montre la figure I.1 :

- Un premier stator constitué de trois enroulements fixes, repérés A, B et C ;
- Un deuxième stator décalé d'un angle γ du premier et constitué de trois enroulements fixes, repérés a, b et c ;
- Un enroulement inducteur tournant, repéré F ;
- Deux enroulements amortisseurs tournants, repérés D et Q. les deux enroulements sont en court-circuit.

L'angle θ est l'angle électrique entre l'enroulement A et la position du rotor.

Le modèle mathématique de la machine synchrone double étoile est basé sur les hypothèses simplificatrices suivantes :

- les deux stators sont identiques et déphasés l'un par rapport à l'autre d'un angle électrique γ ;
- les enroulements d'un stator sont par construction tous décalés de 120° les uns par rapport aux autres ;
- les inductances mutuelles ne sont caractérisées que par leur fondamental;

- les forces magnétomotrices ont une répartition sinusoïdale ;
- la saturation du circuit magnétique est négligée.

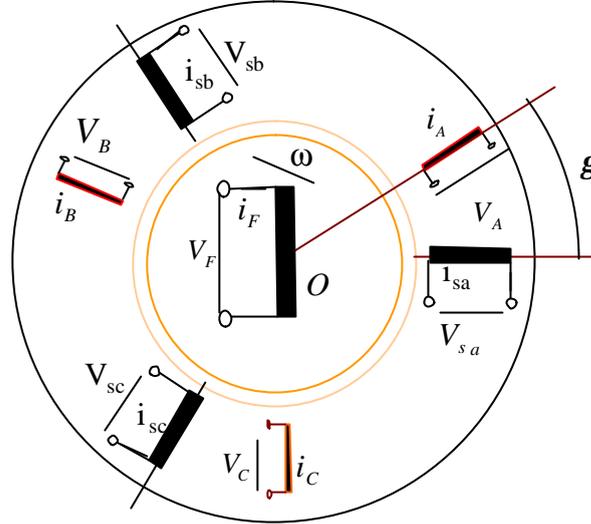


Figure I.1 : Machine synchrone double étoile (MSDE)

• **Equations électriques statoriques :**

Pour le premier stator, nous avons l'équation électrique suivante :

$$[V_{sABC}] = [R_s][i_{sABC}] + \frac{d\{\Phi_{ABC}\}}{dt} \quad (I.1)$$

Les flux totalisés s'expriment sous forme matricielle suivante :

$$[\Phi_{ABC}] = [L_{S1}][i_{ABC}] + [L_{S12}][i_{abc}] + [L_{S1R}][i_{FDQ}] \quad (I.2)$$

La matrice des inductances du premier stator est :

$$[L_{S1}] = \begin{bmatrix} L_{AA}(\theta) & L_{AB}(\theta) & L_{AC}(\theta) \\ L_{BA}(\theta) & L_{BB}(\theta) & L_{BC}(\theta) \\ L_{CA}(\theta) & L_{CB}(\theta) & L_{CC}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Sachant que :

$$[L_{S1}] = \begin{bmatrix} L_S + L_{SF} \cos(2\theta) & M_S + L_{SF} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_S + L_{SF} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_S + L_{SF} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_S + L_{SF} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_S + L_{SF} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_S + L_{SF} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_S + L_{SF} \cos(2\theta) & M_S + L_{SF} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le premier stator et le second stator est :

$$[L_{S12}] = \begin{bmatrix} L_{Aa}(\theta) & L_{Ab}(\theta) & L_{Ac}(\theta) \\ L_{Ba}(\theta) & L_{Bb}(\theta) & L_{Bc}(\theta) \\ L_{Ca}(\theta) & L_{Cb}(\theta) & L_{Cc}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec :

$L_{Aa}(\theta) = M_{SS} \cos(\gamma) + M_{SFm} \cos(2\theta - \gamma)$: L'inductance mutuelle entre les phases A et a.

$L_{Ab}(\theta) = M_{SS} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) + M_{SFm} \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre les phases A et b.

$L_{Ac}(\theta) = M_{SS} \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) + M_{SFm} \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre les phases A et c.

$L_{Ba}(\theta) = M_{SS} \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) + M_{SFm} \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3})$ L'inductance mutuelle entre les phases B et a.

$L_{Bb}(\theta) = M_{SS} \cdot \cos(\gamma) + M_{SFm} \cdot \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre les phases B et b.

$L_{Bc}(\theta) = M_{SS} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) + M_{SFm} \cos(2\theta - \gamma)$: L'inductance mutuelle entre les phases B et c.

$L_{Ca}(\theta) = M_{SS} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) + M_{SFm} \cos(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre les phases C et a.

$L_{Cb}(\theta) = M_{SS} \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) + M_{SFm} \cos(2\theta - \gamma)$: L'inductance mutuelle entre les phases C et b.

$L_{Cc}(\theta) = M_{SS} \cos(\gamma) + M_{SFm} \cos(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre les phases C et c.

La matrice inductances mutuelles entre le premier stator et le rotor est:

$$[L_{S1R}] = \begin{bmatrix} L_{AF}(\theta) & L_{AD}(\theta) & L_{AQ}(\theta) \\ L_{BF}(\theta) & L_{BD}(\theta) & L_{BQ}(\theta) \\ L_{CF}(\theta) & L_{CD}(\theta) & L_{CQ}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$L_{AF}(\theta) = M_{SF} \cos(\theta)$: L'inductance mutuelle entre la phase A et l'enroulement F.

$L_{AD}(\theta) = M_{SD} \cos(\theta)$: L'inductance mutuelle entre la phase A et l'enroulement D.

$L_{AQ}(\theta) = -M_{SQ} \cos(\theta)$: L'inductance mutuelle entre la phase A et l'enroulement Q.

$L_{BF}(\theta) = M_{SF} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre la phase B et l'enroulement F.

$L_{BD}(\theta) = M_{SD} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre la phase B et l'enroulement D.

$L_{BQ}(\theta) = -M_{SQ} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre la phase B et l'enroulement Q.

$L_{CF}(\theta) = M_{SF} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre la phase C et l'enroulement F.

$L_{CD}(\theta) = M_{SD} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre la phase C et l'enroulement D.

$L_{CQ}(\theta) = -M_{SQ} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})$: L'inductance mutuelle entre la phase C et l'enroulement Q.

Pour le second stator :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d\{\Phi_{abc}\}}{dt} \quad (I.7)$$

Avec

$$[\Phi_{abc}] = [L_{S2}][i_{abc}] + [L_{S21}][i_{ABC}] + [L_{S2R}][i_{FDQ}] \quad (I.8)$$

La matrice des inductances du deuxième stator :

$$[L_{S2}] = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta) & L_{ab}(\theta) & L_{ac}(\theta) \\ L_{ba}(\theta) & L_{bb}(\theta) & L_{bc}(\theta) \\ L_{ca}(\theta) & L_{cb}(\theta) & L_{cc}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le deuxième stator et le premier stator :

$$[L_{S21}] = \begin{bmatrix} L_{aA}(\theta) & L_{bA}(\theta) & L_{cA}(\theta) \\ L_{aB}(\theta) & L_{bB}(\theta) & L_{cB}(\theta) \\ L_{aC}(\theta) & L_{bC}(\theta) & L_{cC}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le deuxième stator et le rotor :

$$[L_{S2R}] = \begin{bmatrix} L_{aF}(\theta) & L_{aD}(\theta) & L_{aQ}(\theta) \\ L_{bF}(\theta) & L_{bD}(\theta) & L_{bQ}(\theta) \\ L_{cF}(\theta) & L_{cD}(\theta) & L_{cQ}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

- **Equation électrique rotorique :**

Pour le rotor nous avons :

$$[V_{FDQ}] = [R_r][i_{FDQ}] + \frac{d\{\Phi_{FDQ}\}}{dt} \text{ Avec } [R_r] = \begin{bmatrix} R_F & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}$$

La relation du flux rotorique est :

$$[\Phi_{FDQ}] = [L_R][i_{FDQ}] + [L_{RS1}][i_{ABC}] + [L_{RS2}][i_{abc}] \quad (I.12)$$

avec :

La matrice des inductances du rotor :

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_F(\theta) & L_{FD}(\theta) & L_{FQ}(\theta) \\ L_{DF}(\theta) & L_D(\theta) & L_{DQ}(\theta) \\ L_{QF}(\theta) & L_{QD}(\theta) & L_Q(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le rotor et le premier stator :

$$[L_{RS1}] = \begin{bmatrix} L_{AF}(\theta) & L_{BF}(\theta) & L_{CF}(\theta) \\ L_{AD}(\theta) & L_{BD}(\theta) & L_{CD}(\theta) \\ L_{AQ}(\theta) & L_{BQ}(\theta) & L_{CQ}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le rotor et le deuxième stator :

$$[L_{RS2}] = \begin{bmatrix} L_{aF}(\theta) & L_{bF}(\theta) & L_{cF}(\theta) \\ L_{aD}(\theta) & L_{bD}(\theta) & L_{cD}(\theta) \\ L_{aQ}(\theta) & L_{bQ}(\theta) & L_{cQ}(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

Les inductances propres L_D, L_Q, L_Q, L_F , sont donc constantes.

Les inductances mutuelles relatives aux enroulements rotoriques sont nulles étant donné que les axes d et q sont en quadrature, il s'ensuit que $L_{DQ} = L_{QD} = L_{FQ} = L_{QE} = 0$.

Donc la matrice rotorique sera :

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_F & M_{FD} & 0 \\ M_{FD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Du fait de l'existence de termes trigonométriques dans les matrices des inductances, les équations électriques régissant le fonctionnement de la machine synchrone double étoile sont à coefficients variables et la résolution de telles équations n'est pas toujours possible.

De la même manière que les machines triphasés classiques, il est possible de travailler dans un repère diphasé dit de Park.

I.1.2. Transformation de Park appliquée à la MSDE

Dans le but d'obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Les enroulements A, B, C sont transformés en enroulements d1 et q1 et les enroulements a, b, c sont transformés en enroulements d2 et q2 (figure I.2).

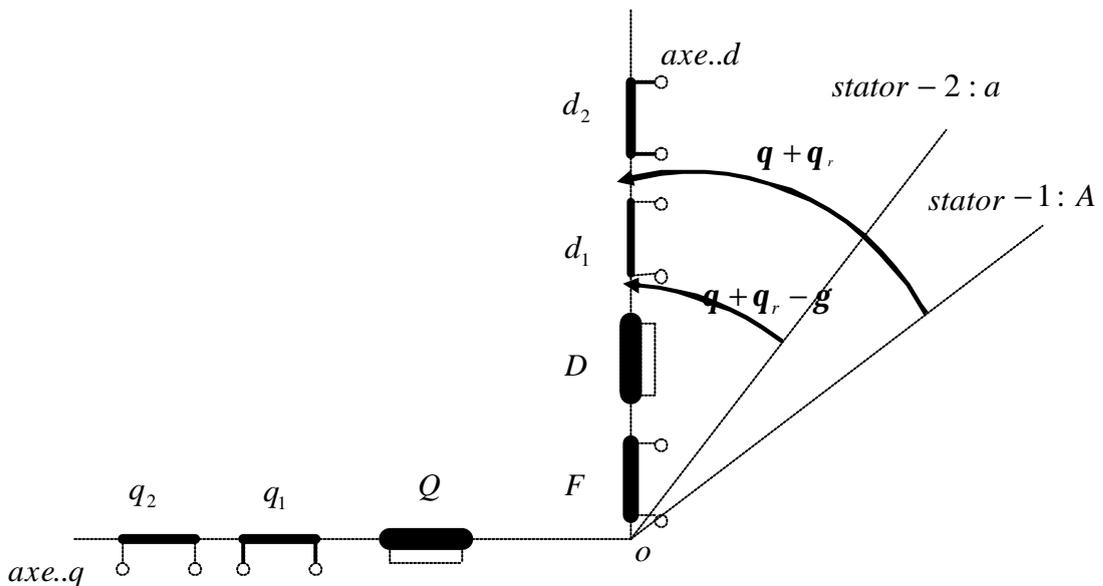


Figure I.2 : Machine synchrone dans le repère de Park

Dans un référentiel lié au rotor on a $\omega_a = \omega_m$:

$$[V_{d1q1}] = [P_{S1}][U_{ABC}] \quad (I.17)$$

Avec $[P_{S1}]$ la matrice de transformation de Park.

$$[P_{S1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

D'où , on obtient :

$$[P_{S1}][V_{ABC}] = [R_S][P_{S1}][i_{ABC}] + [P_{S1}] \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} \quad (I.19)$$

Sachant que :

$$\frac{d([P_{S1}][\phi_{ABC}])}{dt} = [P_{S1}] \frac{d([\phi_{ABC}])}{dt} + \frac{d([P_{S1}])}{dt} [\phi_{ABC}] \quad (I.20)$$

Donc on peut écrire :

$$[P_{S1}] \frac{d[\phi_{ABC}]}{dt} = \frac{d([P_{S1}][\phi_{ABC}])}{dt} - \left(\frac{d[P_{S1}]}{dt} \right) [\phi_{ABC}] \quad (I.21)$$

Donc puisque la matrice de Park est une fonction de l'angle, on écrit :

$$\left(\frac{d[P_{S1}]}{dt} \right) [\phi_{ABC}] = \frac{d\theta}{dt} \left(\frac{d[P_{S1}]}{d\theta} \right) [\phi_{ABC}] \quad (I.22)$$

En dérivant la matrice de **Park** par rapport à l'angle électrique on obtient :

$$\left(\frac{d[\mathbf{P}_{S1}]}{d\theta} \right) = -\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Donc l'équation (I.23) sera :

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_m \\ \omega_m & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{q1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

Pour le second stator :

$$[V_{abc}] = [R_S][i_{abc}] + \frac{d([\phi_{abc}])}{dt} \quad (\text{I.25})$$

En multipliant l'équation (I.25) par la matrice de transformation de Park du deuxième stator, on obtient :

$$[P_{S2}][V_{abc}] = [R_S][P_{S2}][i_{abc}] + [P_{S2}] \frac{d([\phi_{abc}])}{dt} \quad (\text{I.26})$$

Sachant que la matrice de transformation du deuxième stator est :

$$[P_{S2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

Les tensions dans le repère **dq** sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{d2} \\ I_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_m \\ \omega_m & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d2} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

L'enroulement inducteur est modélisé sur l'axe d :

$$V_F = R_F I_F + \frac{d\phi_F}{dt} \quad (\text{I.29})$$

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

D'ordinaire, 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.

L'enroulement D est selon l'axe d et il est court-circuité sur lui-même.

$$V_D = 0 = R_D I_D + \frac{d\phi_D}{dt} \quad (\text{I.30})$$

L'enroulement Q est selon l'axe q et il est court-circuité sur lui-même.

$$V_Q = 0 = R_Q I_Q + \frac{d\phi_Q}{dt} \quad (\text{I.31})$$

I.1.3. Equations des flux

En appliquant la transformation de Park, nous aurons :

$$[P_{S1}][\Phi_{ABC}] = [P_{S1}][L_{S1}][i_{ABC}] + [P_{S1}][L_{S12}][i_{abc}] + [P_{S1}][L_{S1R}][i_{FDQ}] \quad (\text{I.32})$$

$$[P_{S1}][\Phi_{ABC}] = [\phi_{d1q1}] \quad (\text{I.33})$$

En faisant le produit matriciel,

$$[P_{S1}][L_{S1}][i_{ABC}] \quad (\text{I.34})$$

On obtient :

$$L_d = L_S - M_S + \frac{3}{2}L_{SF} \quad (\text{I.35})$$

L_d : est appelée inductance d'axe direct,

$$L_q = L_S - M_S - \frac{3}{2}L_{SF} \quad (I.36)$$

L_q : est appelée inductance quadratique,

Et en faisant le produit matriciel, nous aurons :

$$[P][L_{S12}][i_{abc}] \quad (I.37)$$

Et Sachant que :

$$M_{SS} = -2M_S \quad (I.38)$$

On peut écrire :

$$L_{dm} = -3M_S + \frac{3}{2}M_{SFM} \quad (I.39)$$

L_{dm} : est appelée mutuelle inductance entre les bobines d1 et d2.

$$L_{qm} = -3M_S - \frac{3}{2}M_{SFM} \quad (I.40)$$

L_{qm} : est appelée mutuelle inductance entre les bobines q1 et q2.

Et concernant le dernier produit matriciel, on obtient :

$$[P][L_{S1R}][i_{FDQ}] \quad (I.41)$$

$$M_{dF} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{SF} \quad (I.42)$$

M_{dF} : est appelée inductance mutuelle entre les bobines F et d.

$$M_{dD} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{SD} \quad (I.43)$$

M_{dD} : est appelée inductance mutuelle entre les bobines D et d.

$$M_{qQ} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{SQ} \quad (I.44)$$

M_{qQ} : est appelée inductance mutuelle entre les bobines Q et q.

Finalement, les expressions des flux deviennent :

$$\phi_{d1} = L_d i_{d1} + L_{dm} i_{d2} + M_{dF} i_F + M_{dD} i_D \quad (I.45)$$

$$\phi_{q1} = L_q i_{q1} + L_{qm} i_{q2} + M_{qQ} i_Q \quad (I.46)$$

Il est de même pour le second stator :

$$\phi_{d2} = L_d i_{d2} + L_{dm} i_{d1} + M_{dF} i_F + M_{dD} i_D \quad (I.47)$$

$$\phi_{q2} = L_q i_{q2} + L_{qm} i_{q1} + M_{qQ} i_Q \quad (I.48)$$

Les expressions (I.45), (I.46), (I.47) et (I.48) ne contiennent plus que des inductances propres et mutuelles constantes.

D'où, nous arrivons au modèle mathématique de la machine synchrone double étoile dans le repère dq qui est :

- **Équations statoriques :**

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \\ V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{d1} \\ I_{q1} \\ I_{d2} \\ I_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_m & 0 & 0 \\ \omega_m & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & -\omega_m \\ 0 & 0 & \omega_m & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{q1} \\ \phi_{d2} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (I.49)$$

- **Équations des flux :**

$$\begin{cases} \phi_{d1} = L_d i_{d1} + L_{dm} i_{d2} + M_{dF} i_F + M_{dD} i_D \\ \phi_{q1} = L_q i_{q1} + L_{qm} i_{q2} + M_{qQ} i_Q \\ \phi_{d2} = L_d i_{d2} + L_{dm} i_{d1} + M_{dF} i_F + M_{dD} i_D \\ \phi_{q2} = L_q i_{q2} + L_{qm} i_{q1} + M_{qQ} i_Q \end{cases} \quad (I.50)$$

$$\phi_F = L_F i_F + M_{dF} (i_{d1} + i_{d2}) + M_{FD} i_D \quad (I.51)$$

$$\phi_D = L_D i_D + M_{dD} (i_{d1} + i_{d2}) + M_{FD} i_F \quad (I.52)$$

$$\phi_Q = L_Q i_Q + M_{qQ} (i_{q1} + i_{q2})$$

I.1.4. Puissance et couple électromagnétique

La puissance statorique instantanée est donnée par :

$$p(t) = V_A \cdot i_A + V_B \cdot i_B + V_C \cdot i_C + V_a \cdot i_a + V_b \cdot i_b + V_c \cdot i_c \quad (I.53)$$

Afin de satisfaire la condition d'équivalence en énergie électrique des deux systèmes d'enroulements, la puissance $p(t)$ est la même dans le système d'axes orthogonaux et elle est donnée par :

$$p(t) = V_{d1} \cdot i_{d1} + V_{q1} \cdot i_{q1} + V_{d2} \cdot i_{d2} + V_{q2} \cdot i_{q2} \quad (I.54)$$

En remplaçant les tensions dans le système dq par leurs expressions respectives, on obtient :

$$\begin{aligned} p(t) &= p_1(t) + p_2(t) + p_3(t) \\ p_1(t) &= R (i_{d1}^2 + i_{d2}^2 + i_{q1}^2 + i_{q2}^2) \\ p_2(t) &= \left(\frac{d\phi_{d1}}{dt} i_{d1} + \frac{d\phi_{d2}}{dt} i_{d2} + \frac{d\phi_{q1}}{dt} i_{q1} + \frac{d\phi_{q2}}{dt} i_{q2} \right) \\ p_3(t) &= \omega (\phi_{d1} i_{q1} + \phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q1} i_{d1} - \phi_{q2} i_{d2}) \end{aligned}$$

L'expression de la puissance montre qu'elle est composée de trois termes :

- le premier représente l'énergie perdue par effet joule au stator ;
- le deuxième représente la variation d'énergie magnétique statorique ;
- le troisième terme représente l'énergie transférée du stator au rotor.

La troisième expression représente donc l'énergie électromagnétique et en utilisant la relation entre le couple électromagnétique et la puissance, nous pouvons écrire :

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega} \quad (I.55)$$

Pour une machine à P paires de pôles, on a :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (I.56)$$

Donc le couple électromagnétique est exprimé par :

$$T_{em} = p (\phi_{d1} i_{q1} + \phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q1} i_{d1} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (I.57)$$

I.2. Onduleur à trois niveaux à MLI

Introduction

Ces dernières années, les onduleurs à trois niveaux sont très utilisés, à cause de l'accroissement de l'utilisation des équipements électriques. Chaque phase d'un onduleur à trois niveaux délivre une tension à trois niveaux ou plus avec une meilleure qualité spectrale. Pour ces raisons le recours à de telles structures est de plus en plus fréquent en forte et très forte puissance. Dans notre cas, nous utilisons deux onduleurs à trois niveaux (à MLI) pour alimenter les deux stators de la machine synchrone double étoile.

Dans cette partie, nous allons présenter le modèle mathématique de l'onduleur à trois niveaux et nous allons simuler son fonctionnement.

I.2.1. Commande par modulation de largeur d'impulsions

- **Commande sinus triangle**

La commande par Modulation de Largeur d'Impulsion consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. La commande par MLI nécessite autant de porteuse triangulaire qu'il y'a de cellule à commander.

Pour réaliser un onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) intersective, il faut comparer une **onde de modulation triangulaire** V_m de fréquence f' et d'amplitude maximale A à des **ondes de références sinusoïdales** V_{ref} de fréquence f et décalées dans le temps de 120 degrés et d'amplitude maximale V_0 . La commande des interrupteurs de chaque bras est complémentaire.

Cette MLI sera caractérisée par les termes suivants :

❖ **Indice de modulation** $m = f'/f$, rapport des fréquences de modulation et de référence.

La commande est **synchrone**, si m est entier, **optimal** et impair.

❖ **Coefficient de réglage en tension** $r = V_0/A \leq 1$, rapport des amplitudes de l'onde de référence (V_{ref}) et de l'onde de modulation (V_m).

❖ **Fréquence de référence** $f = f_1$ (**fréquence fondamentale**). Les harmoniques de la tension de sortie et par conséquent du courant de charge se regroupent en familles :

↳ La première famille est centrée sur la fréquence $m.f$ autour de $[(m-2) f, (m+2) f], [(m-4) f, (m+4) f, \dots]$.

↳ La deuxième famille est centrée sur la fréquence $2.m.f$ autour de $[(2m-1) f, (2m+1) f], [(2m-3) f, (2m+3) f, \dots]$.

↳ La troisième famille est centrée sur la fréquence $3.m.f$ autour de $[(3m-2) f, (3m+2) f], [(3m-4) f, (3m+4) f, \dots]$.

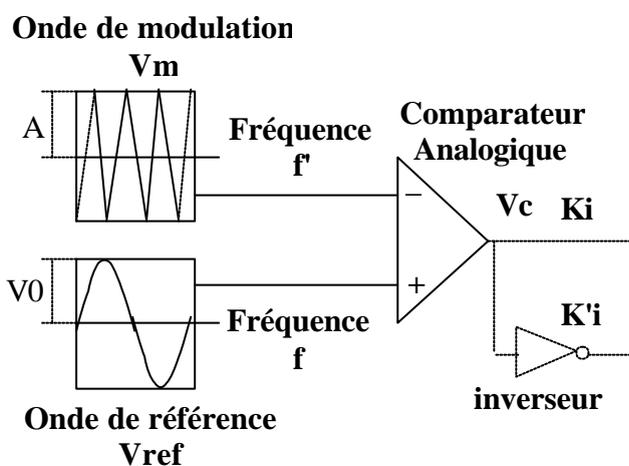


Figure I.3-a : Synoptique analogique de la MLI intersective

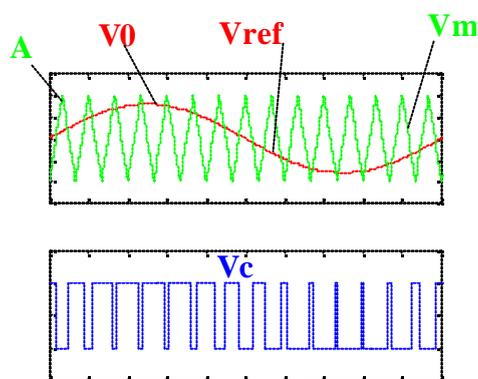


Figure I.3-b : Formes d'ondes

En modulation synchrone, on adopte une valeur de l'indice de modulation multiple de 3 pour que les trois tensions V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de période près et éliminer les harmoniques de rang 3 et multiples de trois. Si l'indice de modulation (m) est multiple de 3 et impair, les harmoniques multiples de trois et pairs n'apparaissent pas dans les tensions de charge, les autres impairs se répartissent par familles autour de :

- ❖ mf : $[(m-2) f, (m+2) f], [(m-4) f, (m+4) f],$
- ❖ $2mf$: $[(2m-1) f, (2m+1) f], [(2m-3) f, (2m+3) f],$
- ❖ $3mf$: $[(3m-2) f, (3m+2) f], [(3m-4) f, (3m+4) f].$

La commande à MLI intersective est largement utilisée dans les applications à fréquence fixe, pour la variation de la vitesse d'une machine électrique, la commande à MLI (intersective) est généralement associée à une commande vectorielle. Cette technique de commande met en oeuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure suivante :

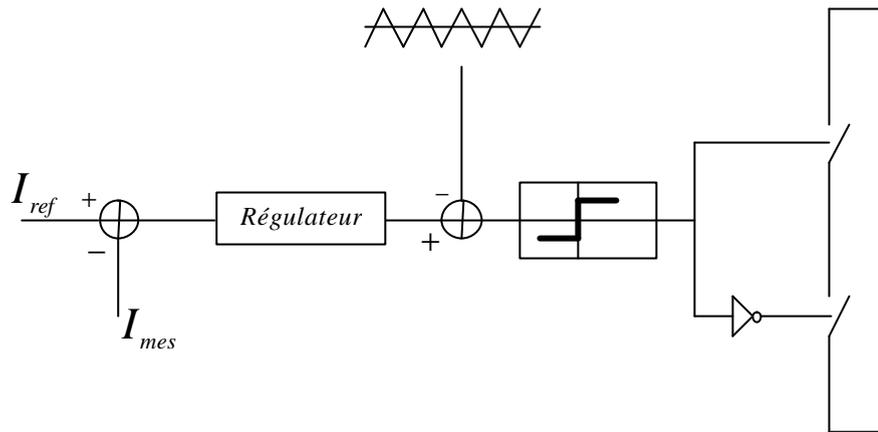


Figure I.4 : Principe de commande des courants par MLI

Ils existent également dans la littérature comme la MLI pré calculé et la MLI vectorielle.

I.2.2 : Topologie des onduleurs multi niveaux

- **Description**

L'apparition des interrupteurs de puissances entièrement commandable à l'ouverture et à la fermeture (tels que MOSFET, GTO et IGBT..) a permis la conception des convertisseurs à plusieurs niveaux. Les onduleurs multi niveaux sont utilisés pour alimenter en moyenne et haute tension (2à13KV) et pour le control des machines électriques puissantes et améliorer la qualité de l'énergie électrique. Les onduleurs multi niveaux comme tous équipements électriques présentent certains inconvénients.

- leur topologie contient un nombre élevé d'interrupteurs statiques;
- leur control est difficile ;
- ils exigent plusieurs sources de tension continue, généralement relevées aux bornes des condensateurs, qui ne donnent pas toujours la même valeur de tension.

Malgré ces inconvénients, les onduleurs multi niveaux délivrent une onde de tension avec un taux d'harmonique réduit.

I.2.3.: Onduleur à trois niveaux (clampé par le neutre)

L'onduleur clampé par le neutre revient à contrôler l'amplitude de la tension de sortie, de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources réalisées par l'association d'interrupteurs, de diodes et capacités. L'augmentation du nombre de cellules de commutation permet d'améliorer les caractéristiques de la tension découpée en terme de contenu harmonique en augmentant le nombre de niveaux de la tension (avec n le nombre de cellules de commutations, on obtient $n+1$ niveaux de tension). La répartition de la tension source E en deux tensions $E/2$ est assurée par le diviseur capacitif, qui doit éventuellement être muni d'un pont diviseur résistif afin de garantir cette répartition.

Cette structure permet de transformer la cellule de commutation à deux états (0, E), en cellule de commutation à trois états (0, $E/2$, E) en adoptant une stratégie de commande particulière.

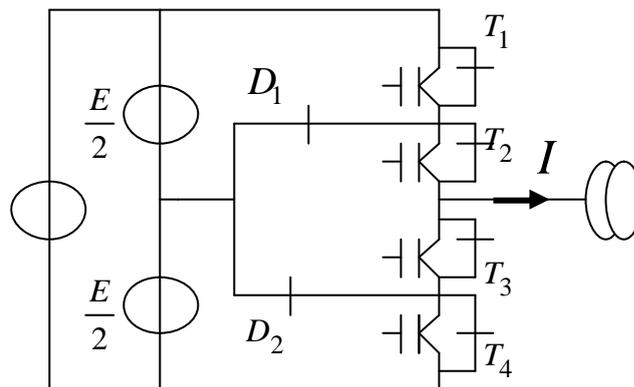


Figure I.5 : Cellule de commutation clampé par le neutre

La structure précédente représente le principe de l'onduleur à potentiel distribué, les cellules de commutation sont composées de quatre interrupteurs synthétisés permettant d'obtenir une tension multi niveau modulée réversible. Comme la charge est une machine à courant alternatif, les semi-conducteurs requis sont composés d'un transistor IGBT et d'une diode anti-parallèle. Des diodes additionnelles sont utilisées pour connecter un potentiel de chaque IGBT au point milieu. La tension aux bornes de ce pont provient d'une alimentation stabilisée en tension. L'intérêt de cette structure réside dans l'état correspondant à T_2 et T_3 fermés et T_1 et T_4 ouverts qui consiste à connecter la source de courant au point milieu de la source de tension.

On dispose donc d'un degré de liberté supplémentaire pour régler la source de sortie, Permettant ainsi d'améliorer la forme d'onde. La différence de potentiels aux bornes de chaque interrupteur ne dépasse en aucun cas $E/2$. Les tensions aux bornes de chaque condensateur sont contrôlées de manière à ce qu'elles soient identiques, la tension multi niveaux générée peut être modulée sur cinq niveaux. Dans ce mode de fonctionnement, chaque IGBT voit à l'état ouvert la moitié de la tension aux bornes du diviseur ce qui rend cet onduleur intéressant pour les applications ou les alimentations en haute tension (traction, réseau électrique). Comme les interrupteurs ainsi synthétisés sont commandables à l'ouverture et à la fermeture, leur état dépend uniquement de l'ordre de commande appliqué sur la grille des IGBT.

Dans ces onduleurs (NPC), les diodes connectées au point milieu de la source de tension protègent les interrupteurs externes contre des tensions excessives.

L'application des règles d'interconnexions des sources nous conduit aux règles suivantes :

- **T2** et **T4**, ne doivent jamais être ouvert au même temps pour ne pas ouvrir la source de courant,
- **T2** et **T4**, ne doivent jamais conduire en même temps pour ne pas court circuité la source flottante $E/2$,
- **T1** et **T3**, ne doivent jamais être ouvert en même temps pour ne pas ouvrir la source de courant,
- **T1** et **T3**, ne doivent jamais conduire en même temps pour ne pas connecter deux sources de tensions de valeurs différentes E et $E/2$.

Ces règles nous permet de conclure que :

T1 et **T3** forment une cellule de commutation et **T2** et **T4** forment une deuxième cellule de commutation.

Soit T_{ic} la commande de base de l'IGBT (i) du bras(c) ;

$$T_{2c} = \overline{T_{4c}} \text{ et } T_{1c} = \overline{T_{3c}}$$

La figure II.6 montre les différents états des cellules de commutation à trois niveaux de tension. L'équi-répartition des tensions aux bornes des interrupteurs bloqués est assurée par des diodes D1 et D2. Avec la fermeture des interrupteurs internes et l'ouverture des interrupteurs externes, le convertisseur applique un niveau de tension supplémentaire.

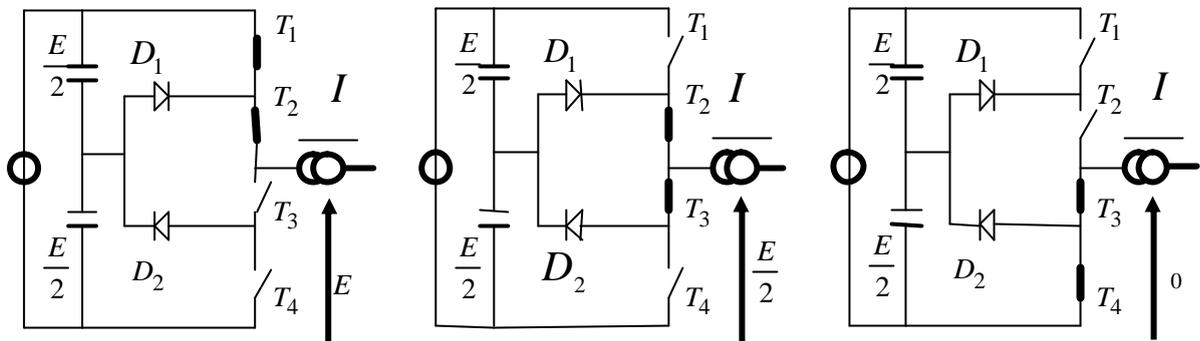


Figure I.6 : Répartition des tensions

La structure d'onduleur triphasé à trois niveaux est composée pour chaque bras de la structure précédente utilisant un diviseur capacitif commun. Nous avons représenté une structure d'onduleur triphasé à trois niveaux comportant deux cellules de commutation par bras d'onduleur.

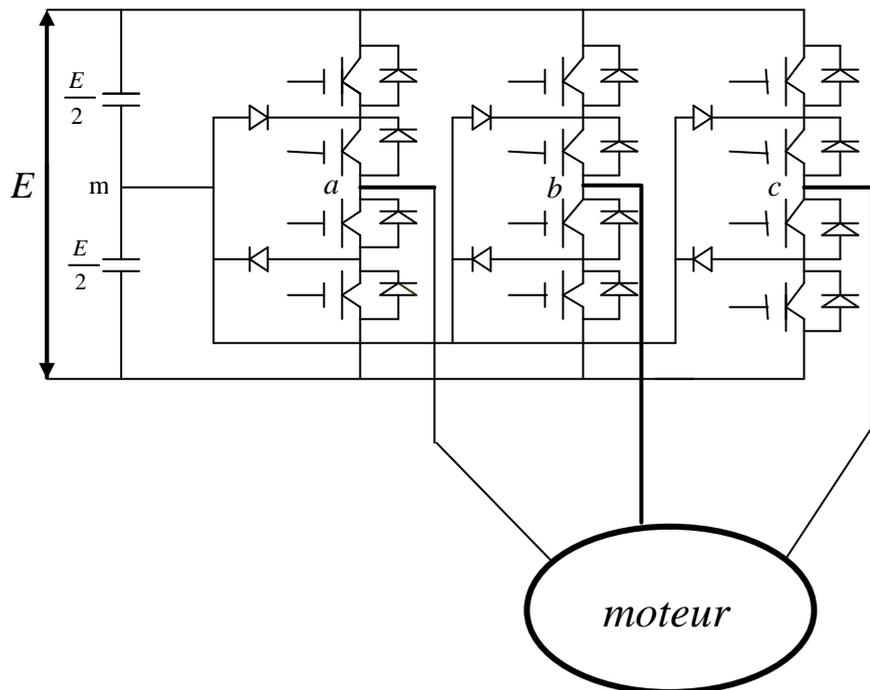


Figure I.7 : Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux triphasé

On peut simplifier le schéma précédent par la figure suivante :

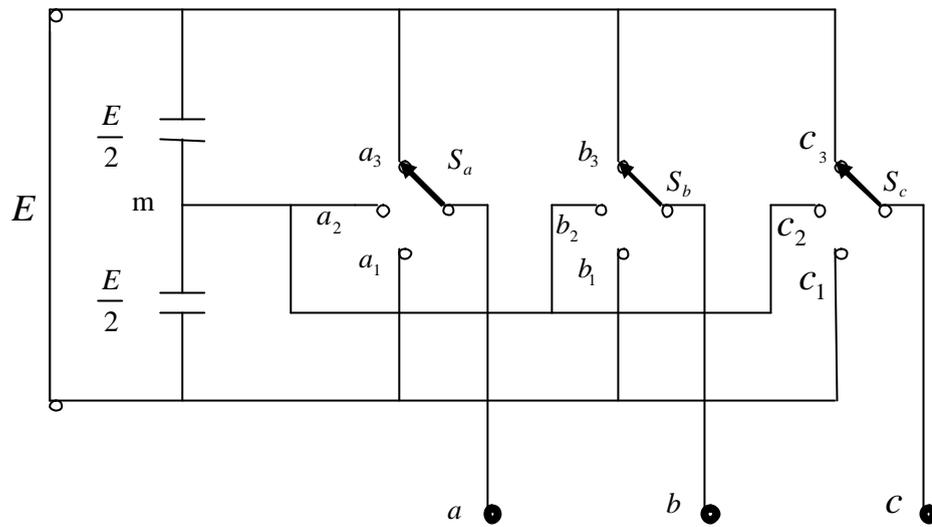


Figure I.8 : Schéma simplifié d'un onduleur à trois niveaux.

Les interrupteurs (S_i) avec $i = \{a, b, c\}$ peuvent prendre les trois positions :

1. (a_1, a_2, a_3), pour (S_a),
2. (b_1, b_2, b_3) pour (S_b),
3. (c_1, c_2, c_3) pour (S_c).

Si l'interrupteur (S_a) est dans la position a_1 la tension $V_{am} = -\frac{E}{2}$

Si l'interrupteur (S_a) est dans la position a_2 la tension $V_{am} = 0$

Si l'interrupteur (S_a) est dans la position a_3 la tension $V_{am} = \frac{E}{2}$

• **Commande MLI avec une seule porteuse**

Principe de la stratégie

Le système des tensions de référence triphasé est donné par les équations :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_{max} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2} = V_{max} \cdot \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_{max} \cdot \sin(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.77)$$

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse est le suivant :

$$\begin{aligned} ABS(V_{refK}) \leq U_P &\Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 0 \\ (ABS(V_{refK}) > U_P) \text{ et } (V_{refK} > 0) &\Rightarrow B_{K1} = 1, B_{K2} = 1 \\ (ABS(V_{refK}) > U_P) \text{ et } (V_{refK} < 0) &\Rightarrow B_{K1} = 0, B_{K2} = 0 \end{aligned} \quad (I.78)$$

Le tableau de vérité de l'algorithme de commande triangulo-sinusoidale à une seule porteuse est donné par la table de vérité suivante :

A	B	B11	B12
0	0	0	1
0	1	0	0
1	1	1	1
1	0	0	1

Avec : A = 1 pour $V_{ref} > 0$

A = 0 pour $V_{ref} \leq 0$

B=1 pour $ABS(V_{ref}) > U_P$

B=0 pour $ABS(V_{ref}) < U_P$

Les équations logiques des deux variables de sorties sont :

$$\begin{aligned}
 B_{12} &= \bar{B}_{14} = \bar{B} + A \\
 B_{11} &= \bar{B}_{13} = A.B
 \end{aligned}
 \tag{I.79}$$

Soit sous forme d'un schéma de montage :

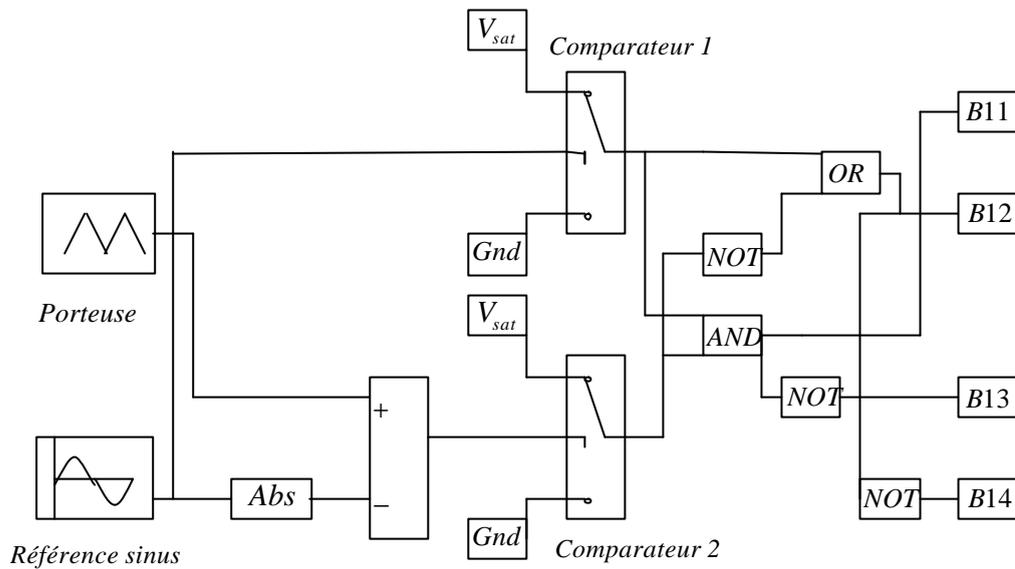


Figure I.9 : Schéma d'un modulateur pour cellule de commutation

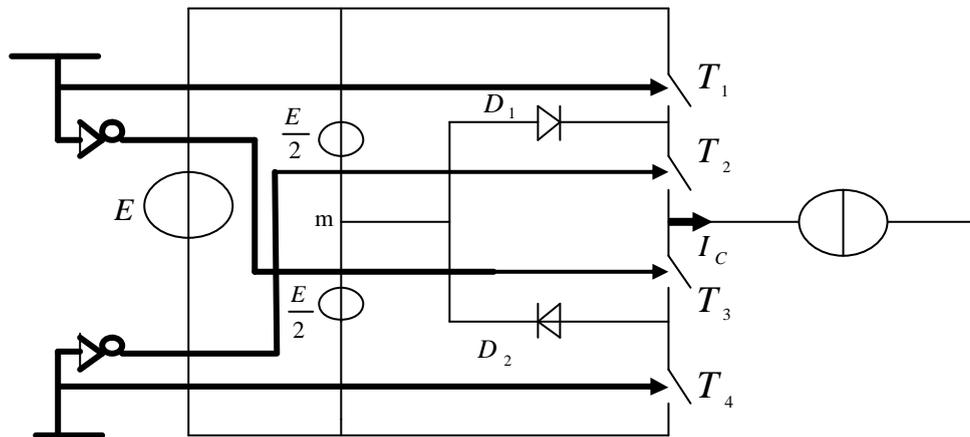


Figure I.10 : Principe de commande d'une cellule de commutation

• **Fonction de connexion d'un onduleur à trois niveaux**

Pour modéliser l'onduleur, on utilise les notions de fonction de connexion et fonction de conversion. La fonction de connexion d'un interrupteur K_{cj} appartenant à un bras (c) est f_{cj} avec ($j=1, 2, 3, 4$) [quatre interrupteurs par bras] et f_{cm}^b la fonction de connexion d'un demi bras.

Pour un bras [c] ($c=1, 2, 3$), les fonctions de connexions des demi bras s'expriment en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs par :

$$f_{c1}^b = f_{c1} \cdot f_{c2} \quad f_{c1}^b : \text{Fonction de connexion du demi bras du haut.}$$

$$f_{c0}^b = f_{c3} \cdot f_{c4} \quad f_{c0}^b : \text{Fonction de connexion d'un demi bras du bas.}$$

Pour le premier bras :

$$f_{11}^b = f_{11} \cdot f_{12}$$

$$f_{10}^b = f_{13} \cdot f_{14}$$

Pour le deuxième bras :

$$f_{21}^b = f_{21} \cdot f_{22}$$

$$f_{20}^b = f_{23} \cdot f_{24}$$

Pour le troisième bras :

$$f_{31}^b = f_{31} \cdot f_{32}$$

$$f_{30}^b = f_{33} \cdot f_{34}$$

Il est nécessaire pour un bras d'onduleur que les fonctions de connexion vérifient la relation :

$$f_{c1} + f_{c4} = 1$$

$$f_{c2} + f_{c3} = 1$$

De façon à ne pas mettre en court circuit la source de tension et ne pas mettre en circuit ouvert une source de courant.

• **Fonction de conversion d'un onduleur à trois niveaux**

La fonction de conversion d'un onduleur de tension à trois niveaux permet d'exprimer la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée. Les expressions des tensions V_{am} , V_{bm} , V_{cm} sont :

$$\begin{cases} V_{am} = \frac{E}{2} \cdot (f_{11}^b - f_{10}^b) \\ V_{bm} = \frac{E}{2} \cdot (f_{21}^b - f_{10}^b) \\ V_{cm} = \frac{E}{2} \cdot (f_{31}^b - f_{30}^b) \end{cases} \quad (\text{I.80})$$

L'absence de la composante homopolaire permet d'écrire : $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$.

$$\begin{cases} V_{an} = (V_{am} + V_{mn}) \\ V_{bn} = (V_{bm} + V_{mn}) \\ V_{cn} = (V_{cm} + V_{mn}) \end{cases} \quad (\text{I.81})$$

De ces trois expressions nous pouvons avoir :

$$V_{an} = -\frac{1}{3} \cdot (V_{an} + V_{bn} + V_{cn}) \quad (\text{I.82})$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} (2V_{am} - V_{bm} - V_{cm}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3} (-V_{am} + 2V_{bm} - V_{cm}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3} (-V_{am} - V_{bm} + 2V_{cm}) \end{cases} \quad (\text{I.83})$$

Soit sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11}^b - f_{10}^b \\ f_{21}^b - f_{20}^b \\ f_{31}^b - f_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{I.84})$$

L'équation (I.84) représente les tensions de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu N.

I.3 : Autopilotage de la machine synchrone double étoile

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition, le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine. La figure I.11 représente le schéma de principe de fonctionnement d'un tel dispositif.

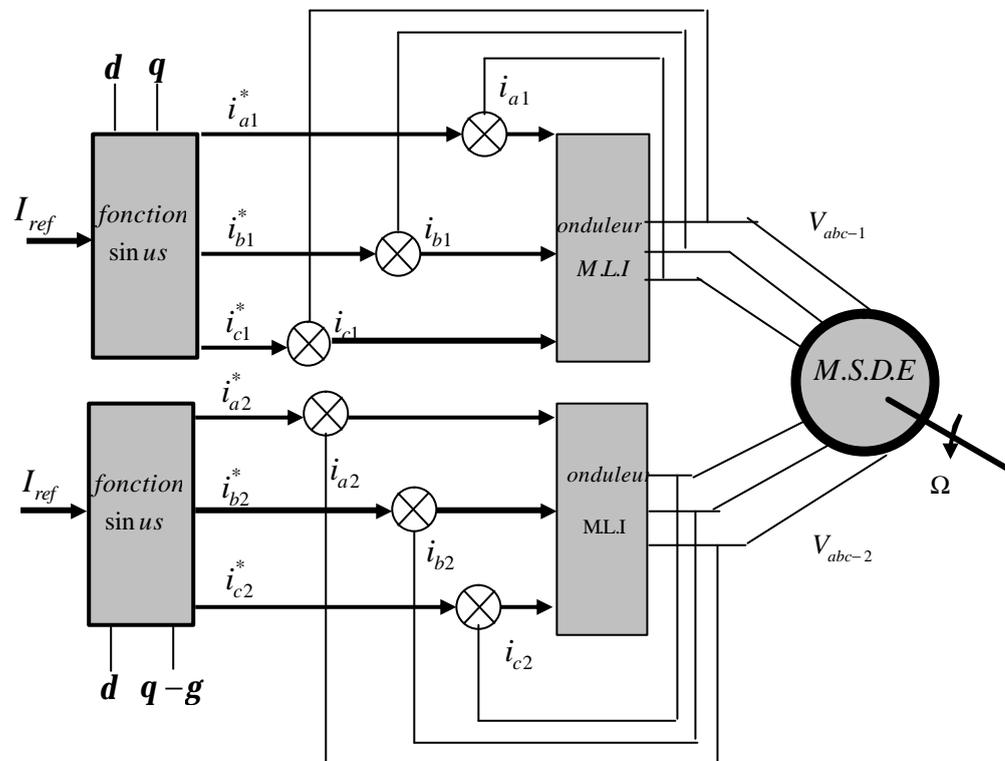


Figure I.11 : Association onduleurs à MLI - machine synchrone double étoile

La simulation du fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux a été réalisée par le logiciel **matlab/simulink** pendant une durée égale à 0.2s (figure I.12).

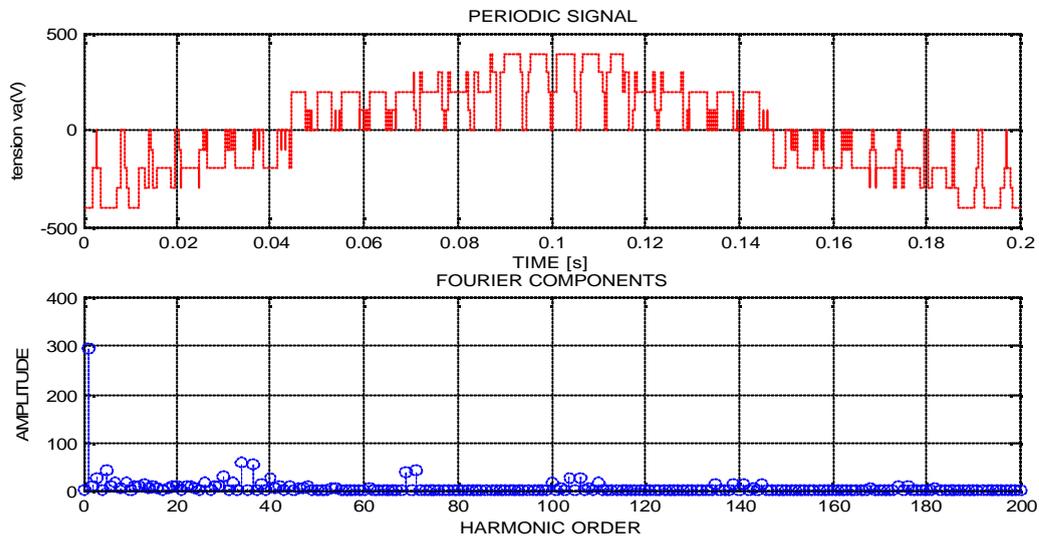


Figure I.12 : La tension v_{a1} et son spectre d'harmoniques ($m=35$ et $r=0.8$)

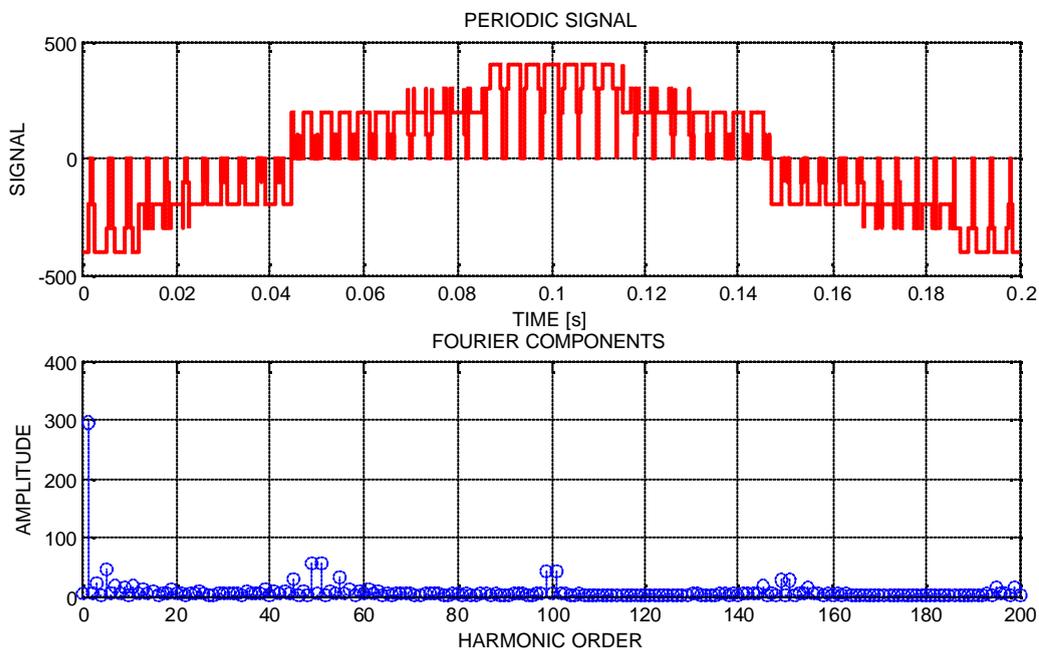


Figure I.13 : la tension v_{a1} et son spectre d'harmoniques ($m=50$ et $r=0.8$)

Les figures (I.12) et (I.13) représentent la tension V_{a1} de sortie de onduleur et son spectre d'harmoniques. Nous constatons que l'onde de tension est composée de sept niveaux

de tension et elle est doublement symétrique par rapport au demi et au quart de la période ce qui signifie un rejet des harmoniques paires et les plus fortes harmoniques impaires. Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de m .

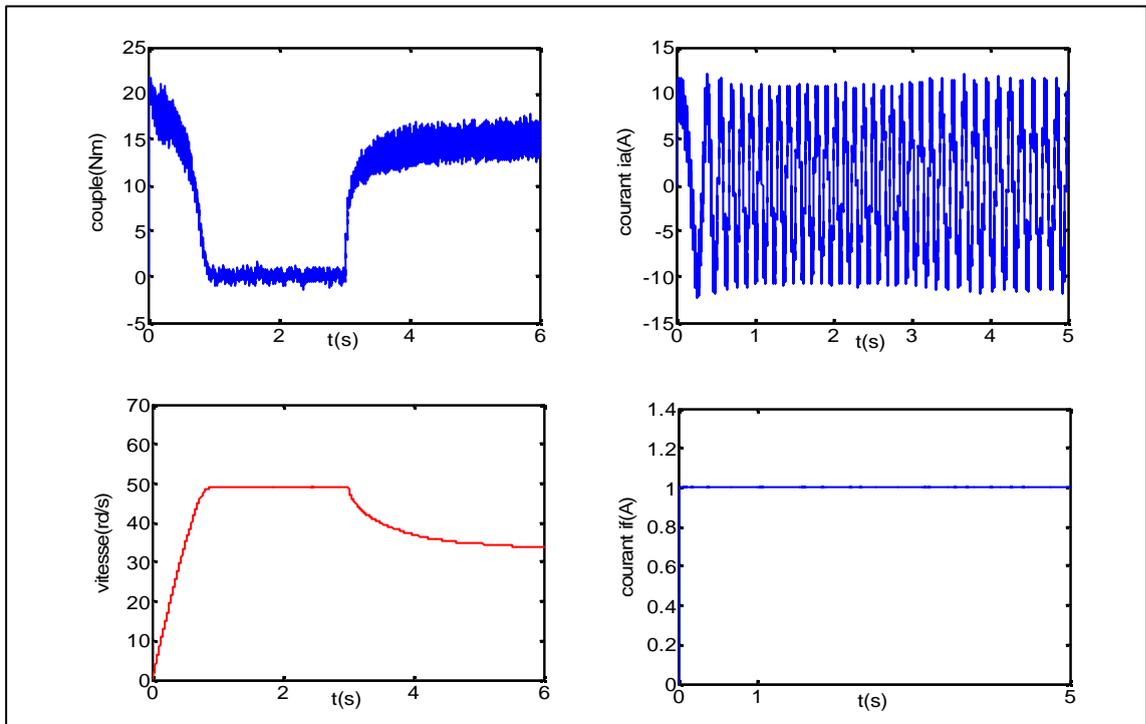


Figure I.14 : Simulation du fonctionnement de l'association d'onduleurs MSDE

Les simulations reportées sur la figure I.14 représentent le comportement dynamique de la machine synchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tensions à trois niveaux, régulé en courant. Pour mettre en évidence la nécessité d'introduire une commande, on introduit un couple de charge égale à 15Nm à $t=3s$, nous avons remarqué que le couple électromagnétique atteint une valeur de crête d'environ 25 Nm pour vaincre l'inertie de la machine, ensuite il se stabilise à une valeur de 15 Nm. On remarque que la réponse en vitesse est affectée par cette perturbation, et chute vers la valeur de 40 rd/s.

I.4 : Conclusion

Dans ce 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. Étant donné qu'un onduleur à trois 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 trois 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 de démarrage lent et elle est peut stable, ce qui nécessite l'introduction d'une commande pour améliorer les performances dynamiques de la machine.

II.1. Introduction

La simplicité de commander le moteur à courant continu a permis à ce dernier d'être par excellence le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur, nécessite une meilleure maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable.

La difficulté pour commander une machine synchrone double étoile réside dans le fait que son modèle mathématique présente, d'une part un fort couplage entre les grandeurs électriques de même axe, et d'autre part un couplage dû à la rotation entre les grandeurs de l'axe d et ceux de l'axe q . Cependant, ces dernières années les recherches ont permis le développement des nouvelles techniques assurant le découplage entre les grandeurs de la machine à courant alternatif, telle que la commande vectorielle.

Nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la machine synchrone double étoile alimentée en tension et régulée en courant.

II.2 : Principe de la commande vectorielle

Le moteur à courant continu à excitation séparée est représenté par le schéma de la figure II.1.

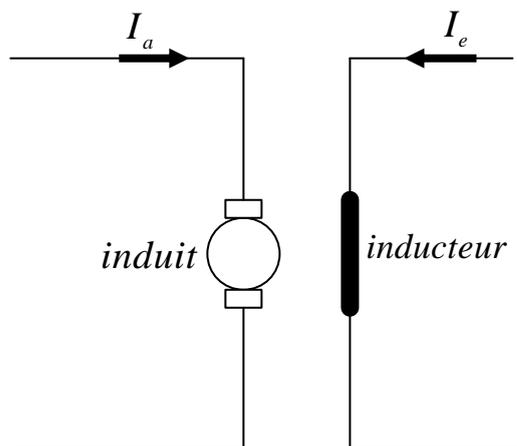


Figure II.1 : Moteur à courant continu

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$\begin{cases} c_{em} = K\Phi_a I_a \\ \Phi_a = K_f I_e \end{cases} \quad (II.1)$$

Par conséquent on obtient :

$$C_{em} = K.K_f.I_a.I_e$$

Le courant d'induit I_a est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation I_f est la grandeur génératrice du flux.

Ainsi, dans une machine à courant continu le flux est commandé par le courant I_e et le couple par le courant I_a . On dit alors que le couple et le flux sont découplés.

II.3 : Stratégie de la commande à courant id imposé

Conformément à l'équation du couple électromagnétique, la machine synchrone double étoile est pilotée par les cinq courants i_{d1} , i_{d2} , i_{q1} , i_{q2} , i_f .

Suivant les performances désirées et les impératifs de dimensionnement, différentes stratégies peuvent se détacher pour répartir les différents courants dans la machine. Dans cette optique, une seule stratégie a été retenue. Qui a pour but d'imposer un courant de phase minimum pendant le régime de fonctionnement permanent.

L'équation du couple électromagnétique instantané pour $i_{d1}=i_{d2}=i_d$ et $i_{q1}=i_{q2}=i_q$, s'écrit :

$$T_{em} = 2p[(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm})i_d + M_{dF}.i_f].i_q \quad (II.2)$$

L'équation (II.2) montre que le couple électromagnétique est maintenant proportionnel au courant i_q .

On a :

$$i_n^2 = i_{dn}^2 + i_{qn}^2 \quad (II.3)$$

En explicitant l'expression du courant i_q de l'équation (II. 2), on obtient :

$$i_{qn} = \frac{T_{em-n}}{2[(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm})i_{dn} + M_{dF}.i_F]} \quad (II.4)$$

Et en remplaçant le courant i_q dans l'équation (II.3), on obtient :

$$i_n^2 = i_{dn}^2 + \left(\frac{T_{em-n}}{2[(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm})i_{dn} + M_{dF}.i_F]} \right)^2 \quad (II.5)$$

Pour un couple donnée, le courant statorique minimum est obtenu en dérivant l'équation (II.5) par rapport à i_{dn} et en l'égalisant à zéro, nous aurons :

$$\frac{di_n^2}{di_{dn}} = 2.i_{dn} - 2 \left(\frac{T_{em-n}^2 (2(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}))}{(2[(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm})i_{dn} + M_{dF}.i_F])^3} \right) = 0 \quad (II.6)$$

Notons que :

$$(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) = L_{dqm}$$

L'expression (II.6) devient :

$$\begin{aligned} 2.i_{dn} - 2 \left(\frac{T_{em-n}^2 (2L_{dqm})}{(2(L_{dqm}.i_{dn} + M_{dF}.i_F))^3} \right) &= 0 \\ \Rightarrow 2.i_{dn} (2(L_{dqm}.i_{dn} + M_{dF}.i_F))^3 - 2(T_{em-n}^2 (2L_{dqm})) &= 0 \\ \Rightarrow 2.i_{dn} (2(L_{dqm}.i_{dn} + M_{dF}.i_F))^3 - 4(T_{em-n}^2 L_{dqm}) &= 0 \\ \Rightarrow i_{dn} (2(L_{dqm}.i_{dn} + M_{dF}.i_F))^3 - 2(T_{em-n}^2 L_{dqm}) &= 0 \end{aligned} \quad (II.7)$$

• Pour une machine à pôles lisses :

$$L_d + L_{dm} = L_q + L_{qm} \Rightarrow L_{dqm} = 0 \quad (II.8)$$

Le deuxième membre de l'équation (II.16) est égal donc à zéro. C'est à dire le courant $i_{dn}=0$.

Et le courant i_q sera :

$$i_{qn} = \frac{T_{em-n}}{2.M_{dF}.i_F} \quad (II.9)$$

• Pour une machine à pôles saillants

La résolution de l'équation (II.7), nous donne les courants i_d et i_q pour un couple donné. Dans le cas de la machine synchrone double étoile étudiée, nous avons la variation de $i_s=f(i_d)$:

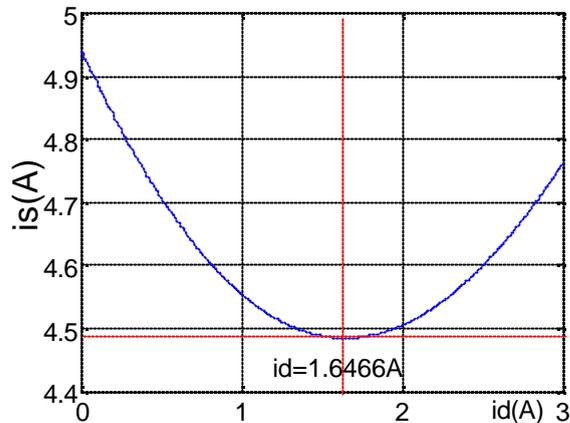


Figure II.2 : Schéma de la variation du courant de phase en fonction du courant direct

Le courant de phase est optimal pour :

$$\begin{cases} i_{qn} = \frac{T_{em-n}}{2((L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_{dn} + M_{dF} \cdot i_F)} \\ i_{dn} = 1.65A \end{cases} \quad (II.10)$$

II.4. Principe du découplage par l'approche monovariante

L'approche mono variable consiste à établir un algorithme de découplage, qui transforme le système multi variable réel d'ordre cinq, représentant la machine, en cinq sous systèmes mono variables. Chaque variable d'état serait découplée par rapport aux autres. Par conséquent, en utilisant l'algorithme de découplage le vecteur v devient v' .

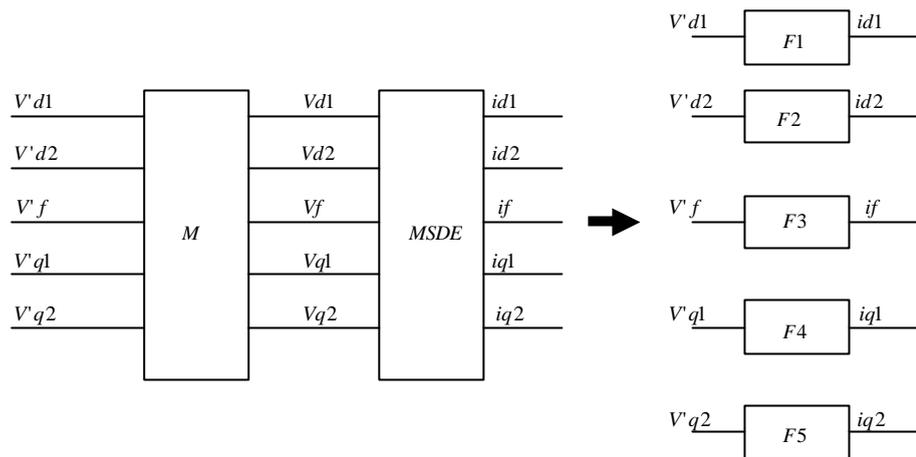


Figure II.3 : Principe du découplage

L'équation d'un actionneur électrique est : $\frac{d}{dt}[\mathbf{I}] = [\mathbf{A}][\mathbf{I}] + [\mathbf{B}][\mathbf{V}]$

L'algorithme de découplage, est basé sur la diagonalisation de la matrice de transfert \mathbf{H} qui lie le vecteur d'entrée \mathbf{V} au vecteur de sortie \mathbf{I} .

On a :

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{H}][\mathbf{V}] \quad (\text{II.11})$$

$$[\mathbf{H}] = (\mathbf{p}[\mathbf{I}_e] + [\mathbf{A}])[\mathbf{B}]^{-1} \quad (\text{II.12})$$

Où \mathbf{p} représente l'opérateur de Laplace et \mathbf{I}_e la matrice identité.

Pour obtenir les sous systèmes mono variables élémentaires indépendants, il est nécessaire de choisir une nouvelle base qui diagonalise la matrice \mathbf{H} .

Cependant, comme indiqué sur la figure (II.3), le nouveau vecteur d'entrée \mathbf{V} est définie par.

$$\begin{cases} [\mathbf{I}] = [\mathbf{H}]_{\text{diag}}[\mathbf{V}] \\ [\mathbf{H}]_{\text{diag}} = [\mathbf{H}][\mathbf{M}] \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

$[\mathbf{H}]_{\text{diag}}$: Matrice diagonale.

$[\mathbf{M}]$: Matrice de changement de base.

II.5 : Découplage par retour d'état

Le découplage par retour d'état est basé sur le principe de diagonalisation de la matrice de transfert.

Soit le modèle :

$$\begin{cases} \dot{[X]} = [A].[X] + [B].[U] \\ [Y] = [C].[X] \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

L'idée est de passer par un changement de variable judicieux, d'une représentation d'état initiale à une autre représentation dont la matrice d'état est diagonale. Comme suit:

$$[X] = [M].[X^*] \quad (\text{II.15})$$

$[X^*]$ est le nouveau vecteur d'état.

$[M]$ est la matrice de changement de variable.

Les nouvelles équations d'états s'écrivent :

$$\dot{[X^*]} = [A^*].[X^*] + [B^*].[U] \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$[A^*] = [M]^{-1}.[A].[M]$: est une matrice diagonale.

II.6. Diagonalisation de la matrice de transfert

La machine synchrone double étoile est régie dans le plan **dq** par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{d1} = R.i_{d1} + p.L_d.i_{d1} + p.L_d.i_{d2} + p.M_{df}.i_F - \omega.L_q.i_{q1} - \omega.L_{qm}.i_{q2} \\ V_{d2} = R.i_{d2} + p.L_d.i_{d2} + p.L_F.i_F + p.M_{df}.i_{d1} - \omega.L_q.i_{q2} - \omega.L_{qm}.i_{q1} \\ V_F = R_F.i_F + p.L_F.i_F + p.M_{df}.i_{d1} + p.M_{df}.i_{d2} \\ V_{q1} = R.i_{q1} + p.L_q.i_{q1} + p.L_{qm}.i_{q2} + \omega.L_d.i_{d1} + \omega.L_{dm}.i_{d2} + \omega.M_{df}.i_F \\ V_{q2} = R.i_{q2} + p.L_q.i_{q2} + p.L_{qm}.i_{q1} + \omega.L_d.i_{d2} + \omega.L_{dm}.i_{d1} + \omega.M_{df}.i_F \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Soit sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_F \\ V_{q1} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + p.L_d & p.L_{dm} & p.M_{df} & -\omega L_q & -\omega L_{qm} \\ p.L_{dm} & R + p.L_d & p.M_{df} & -\omega L_{qm} & -\omega L_q \\ p.M_{df} & p.M_{df} & R_F + p.L_F & 0 & 0 \\ \omega L_d & \omega L_{dm} & \omega M_{df} & R + p.L_q & p.L_{qm} \\ \omega L_{qm} & \omega L_q & \omega M_{df} & p.L_{qm} & R + p.L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_F \\ i_{q1} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

En divisant chaque ligne par l'élément correspondant de la diagonale de la matrice, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{V_{d1}}{R + p.L_d} \\ \frac{V_{d2}}{R + p.L_d} \\ \frac{V_F}{R_F + p.L_F} \\ \frac{V_{q1}}{R + p.L_q} \\ \frac{V_{q2}}{R + p.L_q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{p.L_{dm}}{R + p.L_d} & \frac{p.M_{df}}{R + p.L_d} & \frac{-\omega L_q}{R + p.L_d} & \frac{-\omega L_{qm}}{R + p.L_d} \\ \frac{p.L_{dm}}{R + p.L_d} & 1 & \frac{p.M_{df}}{R + p.L_d} & \frac{-\omega L_{qm}}{R + p.L_d} & \frac{-\omega L_q}{R + p.L_d} \\ \frac{p.M_{df}}{R_F + p.L_F} & \frac{p.M_{df}}{R_F + p.L_F} & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\omega L_d}{R + p.L_q} & \frac{\omega L_{dm}}{R + p.L_q} & \frac{\omega M_{df}}{R + p.L_q} & 1 & \frac{p.L_{qm}}{R + p.L_q} \\ \frac{\omega L_{qm}}{R + p.L_q} & \frac{\omega L_q}{R + p.L_q} & \frac{\omega M_{df}}{R + p.L_q} & \frac{p.L_{qm}}{R + p.L_q} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_F \\ i_{q1} \\ i_{q2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

On peut écrire Le premier membre de l'expression précédente sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R + p.L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R + p.L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R + p.L_F} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R + p.L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{R + p.L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_F \\ V_{q1} \\ V_{q2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Ou sous forme réduite : $[H]_{\text{diag}} \cdot [V_{dq12F}]$

Le vecteur courant peut être écrit :

$$[I_{dq12F}] = [H][V_{dq12F}]$$

$[M]$: est la matrice du deuxième membre de l'expression (II.19).

$$[H]_{\text{diag}} \cdot [V_{dqF}] = [M][H][V_{dqF}]$$

De cette dernière expression on peut écrire :

$$[H]_{\text{diag}} = [M][H]$$

Donc on obtient une matrice diagonale, en multipliant la matrice de transfert de la machine $[H]$ par la matrice de transition $[M]$.

Nous arrivons ainsi à notre objectif, qui est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Cette expression est illustrée par le schéma suivant :

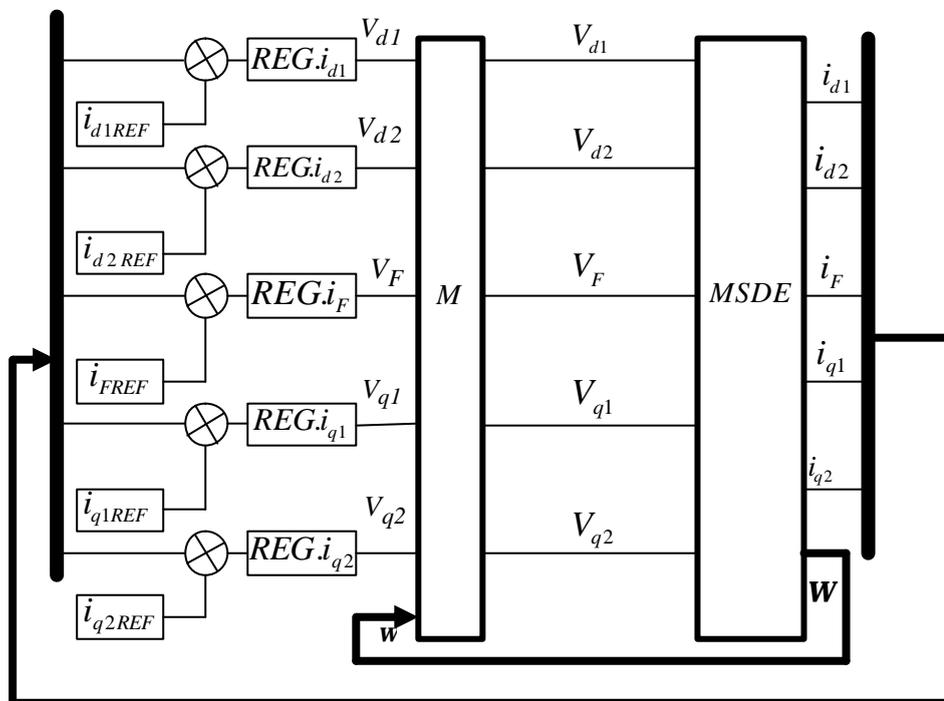


Figure II.4 : Régulation mono variable par diagonalisation complète de la matrice de transfert.

II.7 : Simulation de la méthode de découplage:

Les figures (II-a) et (II-b) montrent l'effet de la variation des grandeurs vis-à-vis des autres grandeurs à réguler. Chaque figure à sur sa première ligne la réponse à une consigne de la grandeur considérée, et en vertical son influence autour du point de repos des autres grandeurs.

Les consignes sont:

- i_{d1} passe de zéro à 2A à l'instant $t=1s$.
- i_{d2} passe de zéro à 2A à l'instant $t=1s$.
- i_F passe de zéro à 1A à l'instant $t=1s$.
- i_{q1} passe de zéro à 2A à l'instant $t=1s$.
- i_{q2} passe de zéro à 2A à l'instant $t=1s$.

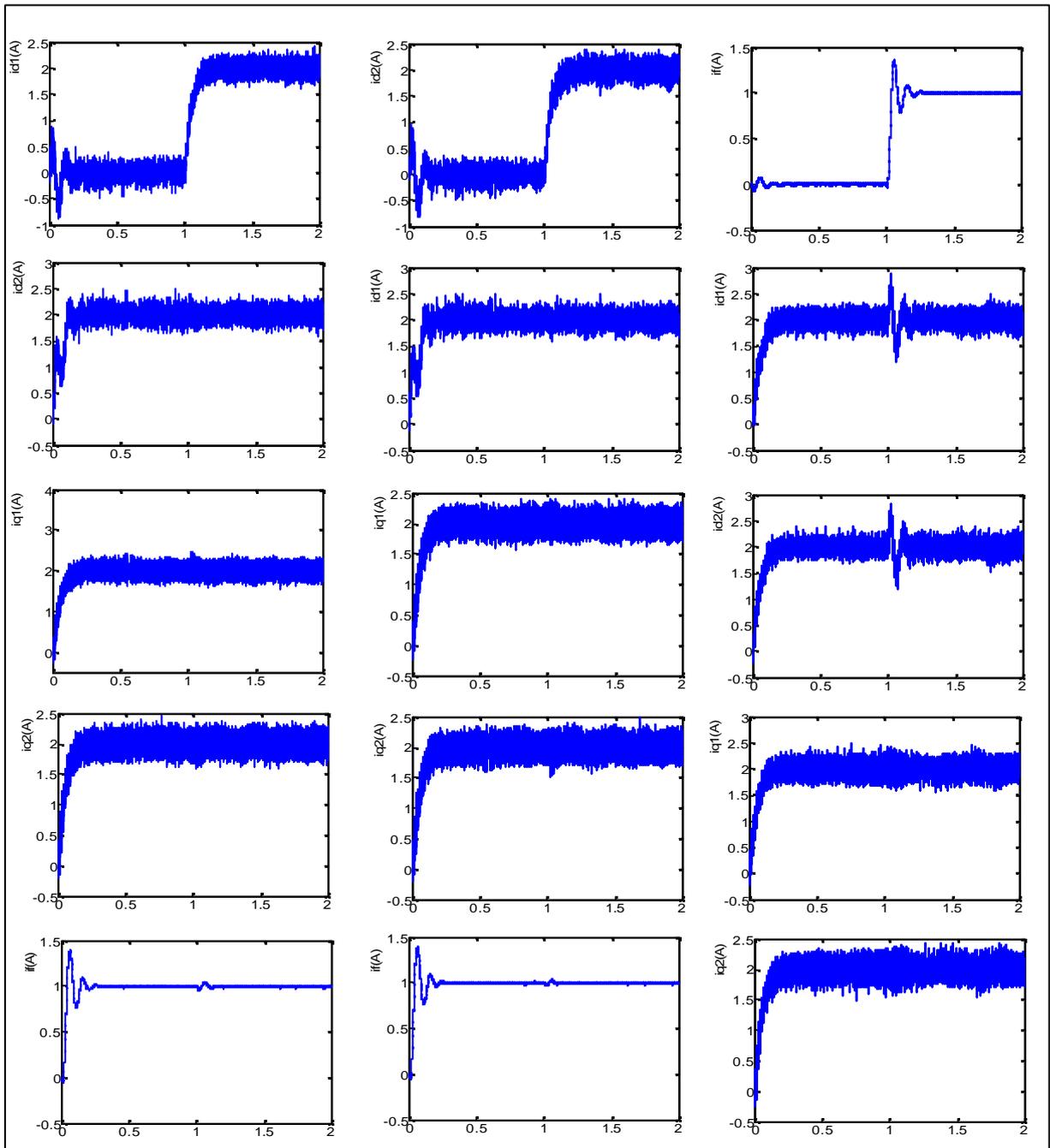
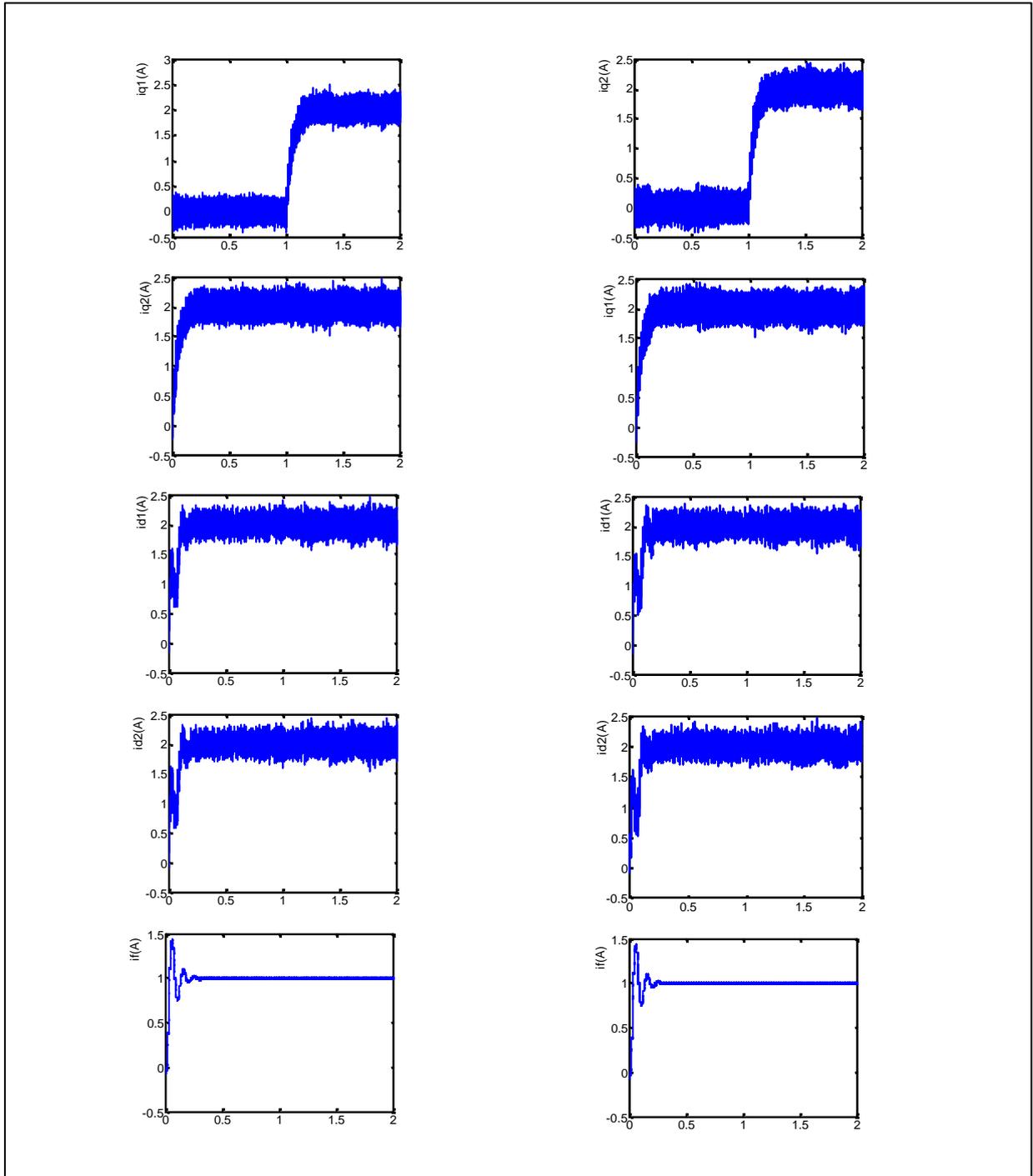


Figure II.5 –a : Découplage par diagonalisation complète

Consigne sur l'axe direct



**Figure II.5 –b : Découplage par diagonalisation complète
Consigne sur l'axe en quadrature**

En analysant ces résultats, on peut constater que seuls subsistent les découplage interne à chaque axe .Ces résultats permettent à la fois de montrer le comportement monovariabile de chacun de ces cinq grandeurs ,ainsi que le rejet de perturbation vis-à-vis du découplage interne à un axe.

II.8 Conclusion

Un algorithme de découplage est proposé afin de réguler les courants de la machine synchrone double étoile, l'un indépendamment des autres et suivant la méthodologie monovariabile .La méthode de découplage est validée à partir de résultats de simulation. Les grandeurs sont correctement découplées les unes par rapport aux autres, rendant possible l'implantation de régulateurs monovariables.

III.1. Introduction

Avec l'action de la méthode de découplage choisie, les régulateurs devraient voir théoriquement un système mono variable du premier ordre.

Il est impossible d'obtenir un découplage parfait, surtout pour le régime transitoire. Le découplage est un moyen de synthèse des régulateurs [TER00], il faut que le régulateur asservissant chaque courant présente de bonnes caractéristiques de rejet de perturbations ainsi qu'une grande robustesse pour absorber le mieux possible les imperfections de découplage.

III.2. Synthèse des régulateurs

· Synthèse d'un régulateur linéaire IP

Le régulateur intégral proportionnel (IP), a la particularité, de ne pas générer de zéro de transmission en boucle fermée contrairement, à un régulateur PI classique [FU95] [SIC97] [TER00].

Ce type de régulateur, permet d'imposer au système en boucle fermée une fonction de transfert possédant deux pôles n'ayant pas de zéro.

Un système de premier ordre contrôlé par un régulateur IP est illustré dans la figure suivante :

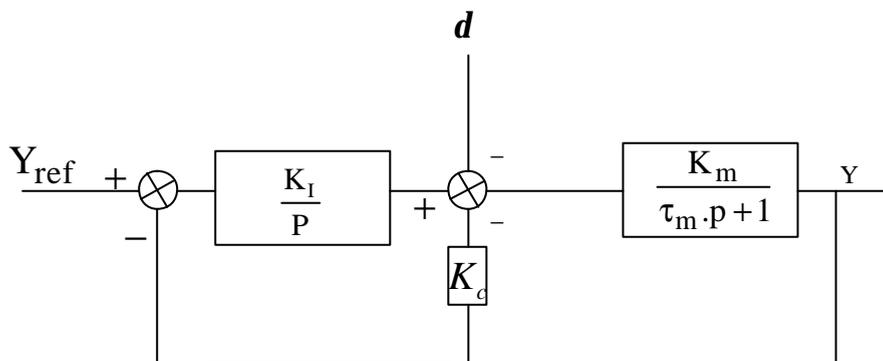


Figure III.1 : Schéma du régulateur IP

Le système en boucle fermée est régi par la relation :

$$Y = \frac{K_m \cdot K_I}{\tau_m \cdot p^2 + (1 + K_m \cdot K_c) \cdot p + K_m \cdot K_I} Y_{ref} + \frac{K_m \cdot p}{\tau_m \cdot p^2 + (1 + K_m \cdot K_c) \cdot p + K_m \cdot K_I} \delta$$

Pour imposer la dynamique à la boucle fermée, l'entrée de perturbation (δ) est supposée nulle.

La fonction de transfert de la sortie sur l'entrée sera donc :

$$F(p) = \frac{K_m \cdot K_I}{\tau_m \cdot p^2 + (1 + K_m \cdot K_c) p + K_m \cdot K_I}$$

Qui est identifiée à :

$$F(p) = \frac{a_1}{p^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2}$$

En identifiant les deux fonctions de transferts, on obtient :

$$K_I = \frac{\omega_n^2 \cdot \tau_m}{K_m}$$

$$K_c = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \tau_m}{K_m}$$

Avec $\omega_n = \frac{4}{\tau_r}$ où τ_r est le temps de réponse désiré du système bouclé.

Les coefficients des correcteurs sont choisis de sorte que les réponses ne présentent pas de dépassement, en bridant la dynamique de la boucle fermée. Ceci a pour objectif de réduire le plus possible la contribution de la variation d'une grandeur sur le découplage des autres grandeurs.

Aussi, le taux d'amortissement est choisi supérieur à l'unité et le temps de réponse en boucle fermée légèrement en dessous de ceux des pôles du système.

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.

III.3 : Réglage linéaire par régulateurs IP de la MSDE

La figure (III-2) représente le schéma bloc de la commande en courant avec régulation de la vitesse de la MSDE.

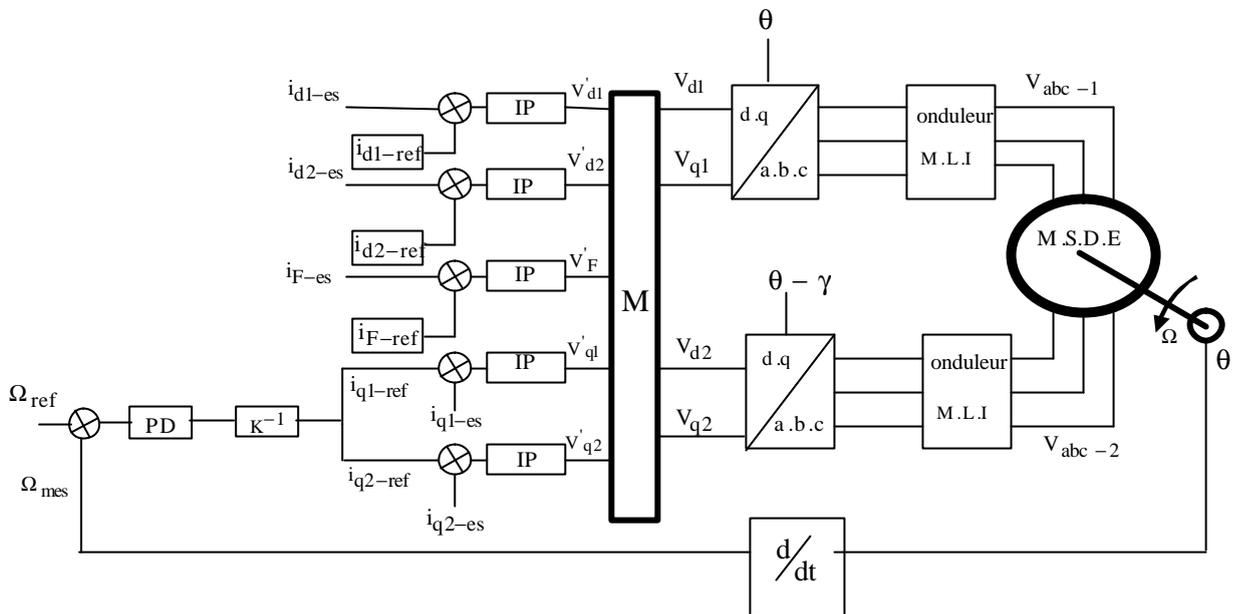


Figure III.2 : commande vectorielle d'une machine synchrone double étoile

III.3.1. Calcul des régulateurs

· Calcul du régulateur du courant I_d

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

$$F_d(p) = \frac{1}{R + pL_d}.$$

Pour un temps de réponse désiré $\tau_r = 0.03s$, ($\omega_n = 120.rd/s$). et un taux d'amortissement $\xi = 1$, on trouve les coefficients des régulateurs $K_I = 3011.75$ et $K_C = 148.235$.

· Calcul du régulateur du courant I_f

La fonction de transfert du courant I_f sur la tension V_F est :

$$F_F(p) = \frac{1}{R_f + pL_f}.$$

Pour un temps de réponse de $\tau_r = 0.04s$ et un taux d'amortissement $\xi = 1$, on obtient les coefficients des régulateurs: $K_I = 150000$ et $K_C = 3000$.

· **Calcul du régulateur du courant I_q**

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

$$F_q(p) = \frac{1}{R + p.L_q}$$

Pour un temps de réponse de $\tau_r = 0.1s$, $\omega_n = 40rd/s$. et un taux d'amortissement de $\xi = 1$, les coefficients des régulateurs seront : $K_I = 176.94$ et $K_C = 8.847$.

· **Calcul du régulateur de la vitesse**

La boucle fermée de la chaîne de régulation du courant I_q est : $\frac{K_m.K_I}{(p + \omega_n)^2}$.

Sachant que le couple électromagnétique est donné par l'expression : $T_{em} = 2.M_{df} I_q . I_F$ et en utilisant l'équation mécanique de la machine $T_{em} - C_r = J. \frac{d\Omega}{d.t}$, on peut représenter la chaîne de régulation de la vitesse par le schéma fonctionnel suivant :

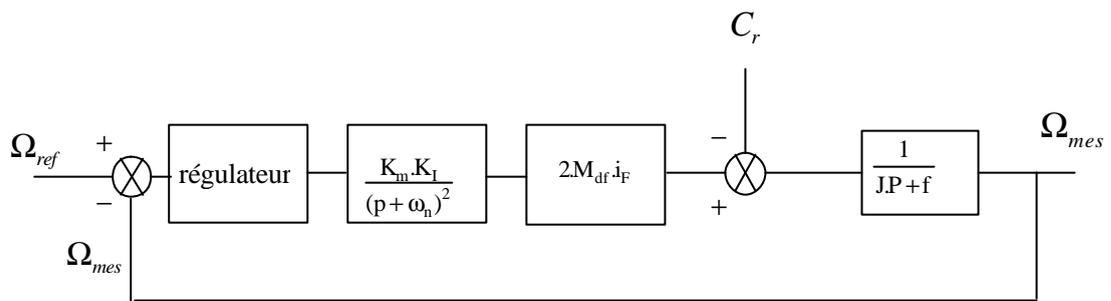


Figure III.3 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Après compensation du couple résistant, la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F(p) = \frac{2.M_{df} . I_F . K_m . K_I . (\frac{1}{J})}{(p + \omega_n)^2 . (p + \frac{f}{J})} . C(p)$$

Où:

C (p) est la fonction de transfert du régulateur.

Afin d'assurer la rapidité du système et annuler l'erreur statique, nous avons choisi un régulateur PD. La fonction de transfert de l'ensemble est :

$$F(p) = \frac{2.M_{df} . I_F . K_m . K_I . (\frac{1}{J})}{(p + \omega_n)^2 . (p + \frac{f}{J})} . K_d (p + \frac{K_p}{K_d}) . \text{ En prenant } \omega_n = \frac{K_p}{K_d} \text{ et } K_p = 60, \text{ donc, } K_d = 7.5 .$$

III.3.2 : Simulation du fonctionnement de la structure de commande

- Réponse à un échelon de vitesse

La simulation est réalisée par le logiciel **matlab/simulink**, avec l'intégrateur RK4 (méthode de **Runge kutta** d'ordre 4) et un pas d'intégration fixe $h=0.00003$, en deux étapes :

- **Premier test : Pour une charge fixe**, application d'une charge de $C_r = 15\text{Nm}$ à $t = 1.5\text{s}$ (figure III.4-a et III.4-b).

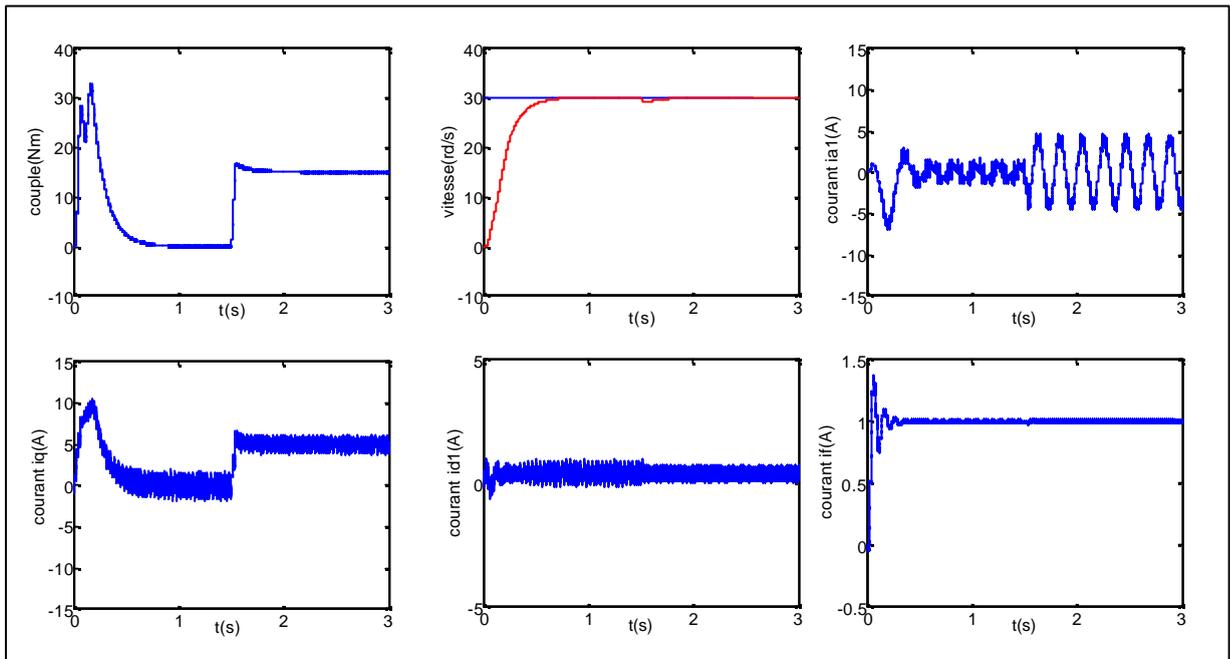


Figure III.4-a : Performances de la commande avec $id\text{-ref}=0$

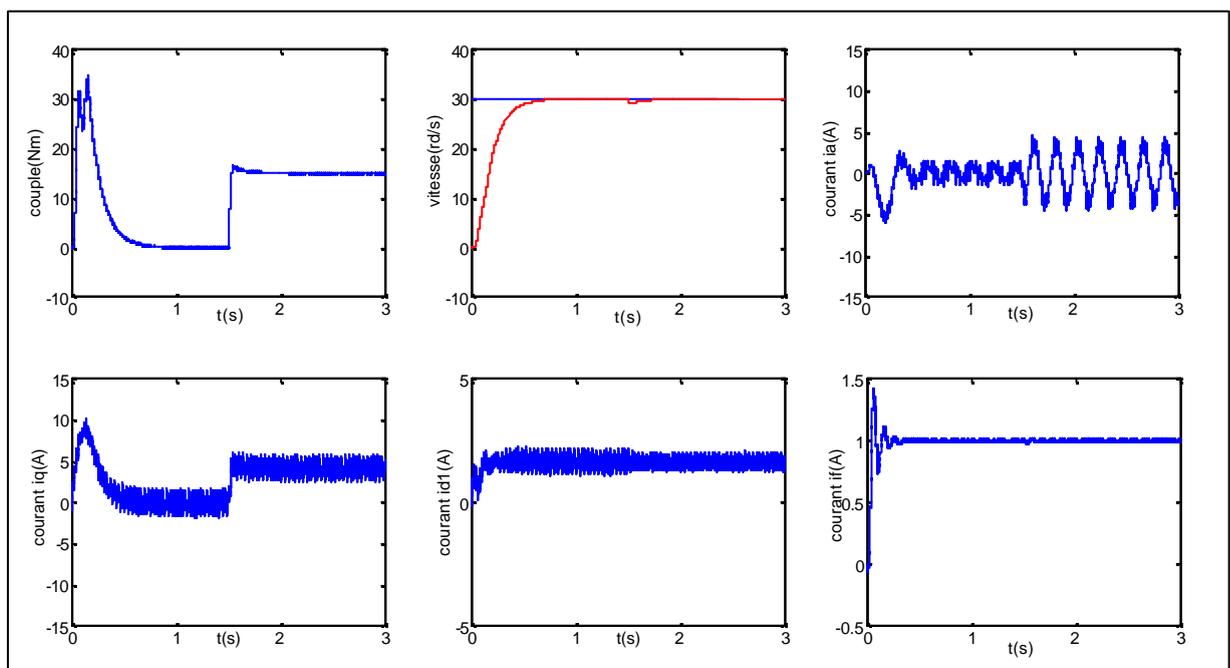


Figure III.4-b : Performances de la commande avec $id\text{-ref} = 1.65\text{A}$

En analysant les résultats obtenus dans les figures (III.4-a) et (III.4-b), on remarque que l'application d'un couple de charge à $t = 1.5s$ n'affecte pas les courants directs i_d (12) et la poursuite par i_d de la consigne du courant direct imposée à 0A, ce qui met en évidence le découplage entre le couple électromagnétique et les courants directs i_d (12). La vitesse de rotation suit sa référence sans dépassement et sans erreur statique. Au moment de l'application de la charge, on remarque une faible chute de vitesse rejetée en suite par la commande. Les transitoires du couple électromagnétique sont maîtrisés.

Et nous remarquons que le courant i_q est toujours proportionnel au couple électromagnétique, et on voit clairement l'apparition d'oscillations en régime permanent qui sont dues à la présence de l'onduleur à MLI.

Nous remarquons aussi, que les courants i_q et i_{a1} en charge dans le cas où i_d de référence est égal à une constante, sont inférieurs respectivement à i_q et i_{a1} dans le cas où i_d de référence est égal à zéro.

• **Deuxième test : Application à la propulsion navale :** Dans ce cas la charge est variable dépendant d'une part du moment d'inertie des masses tournante y compris l'hélice de propulsion rotative et du coefficient de frottement qui dépend de la viscosité de l'eau de mer d'autre part (voir annexe 2).

$$D'où le couple résistant: C_r = J_c \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_c \cdot \Omega$$

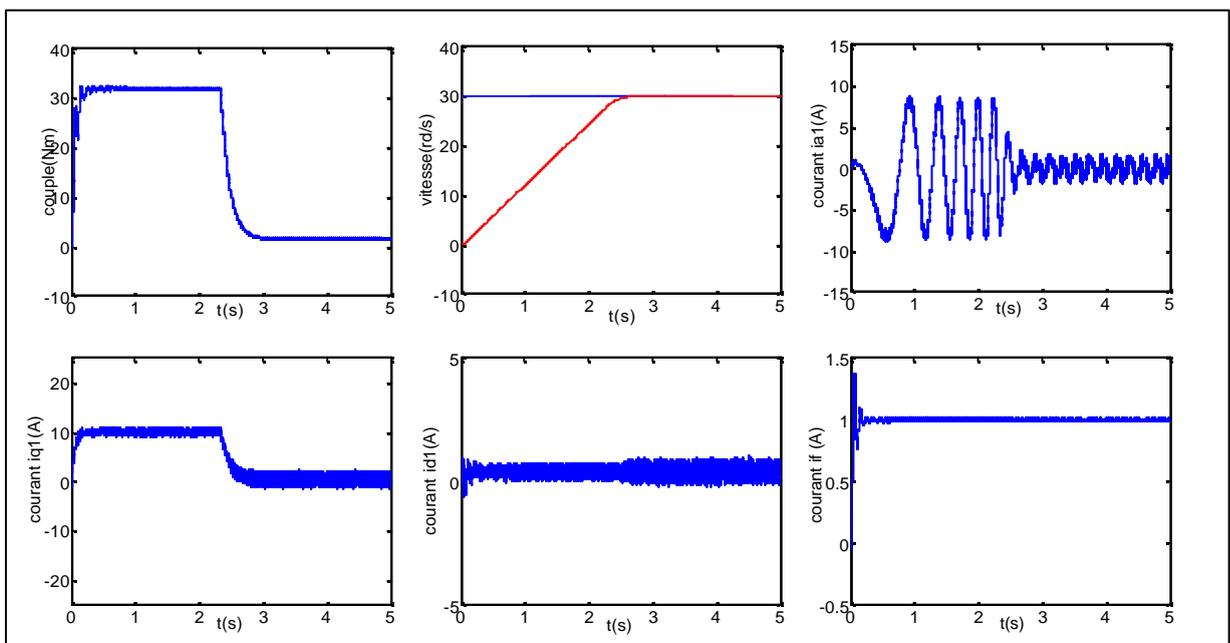


Figure III.5 : Performances de la commande, cas i_d -ref=0

En analysant les résultats obtenus dans la figure III.5, nous remarquons que le temps de réponse en vitesse est dix fois plus long que celui de l'exemple précédent, cela est tout à fait normal car la constante de temps mécanique est plus importante, le courant transitoire et le couple sont maintenus à leur limite maximale pendant une longue durée. Nous constatons également que l'allure du courant i_q est proportionnelle à celle du couple électromagnétique.

- Réponse à l'inversement du sens de rotation

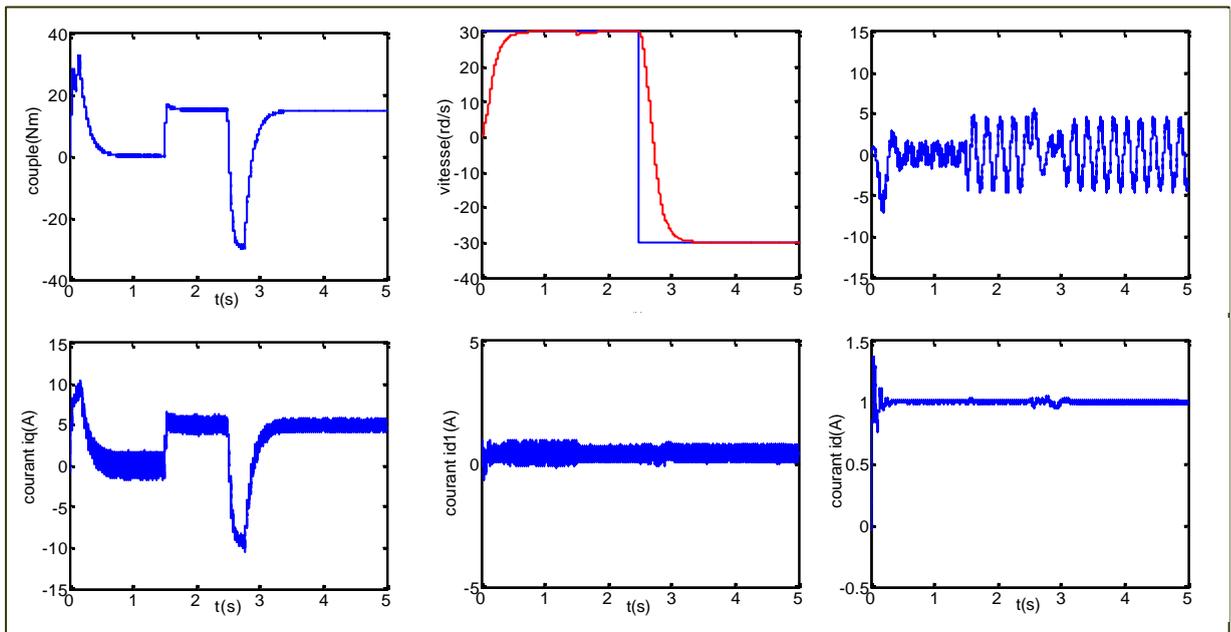


Figure III.6-a : Performances de la commande, avec inversion du sens de rotation ($C_r=15Nm$, $i_d\text{-ref}=0$)

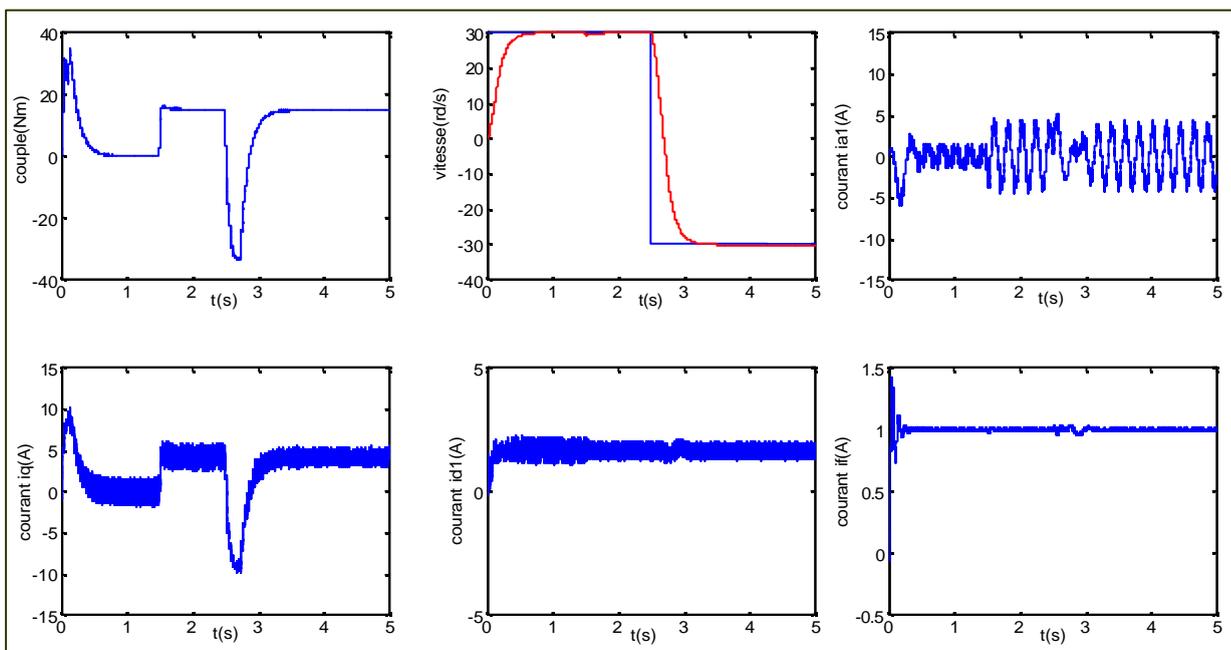


Figure III.6-b : Performances de la commande, avec inversion du sens de rotation ($C_r=15Nm$, $i_d\text{-ref}=1.65A$)

Les figures (III.6-a) et (III.6-b) représentent la vitesse, le couple et les courants dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale suivi d'un échelon de couple résistant nominale (15Nm) pour $t = 1.5s$ et d'une inversion de vitesse pour $t = 2.5s$, respectivement pour un courant direct $i_d=0$ A et $i_d=1.65$ A. En inversant le signe de la vitesse et en gardant le signe du couple de charge, on passe du régime moteur avec couple résistant au fonctionnement avec charge entraînant.

La réponse en vitesse obtenue avec un régulateur IP est rapide et suit correctement sa consigne sans dépassement ni erreur statique pour les deux types de charge. Nous remarquons que le couple est dans la limite choisie, et l'allure du courant i_q est toujours proportionnelle au couple. Le système commandé est robuste vis-à-vis des perturbations de charge, indépendamment de sa nature (résistante ou entraînée).

III.4 : Etude de la robustesse

III.4.1.: Etude de la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres mécaniques du moteur

Ce paragraphe est dédié à une étude de la robustesse du processus de commande lorsque la machine est soumise à des variations paramétriques. Les variations des paramètres mécaniques influencent essentiellement la constante de temps mécanique $T_m=J/f$ de la machine et par conséquent, les réponses en vitesse et en couple seront modifiées. Nous avons considéré les frottements visqueux constants et connus et nous avons simulé différents régimes transitoires de vitesse et de couple pour des valeurs d'inertie $J/J_{nom}=50\%$, $J/J_{nom}=100\%$ et $J/J_{nom}=200\%$.

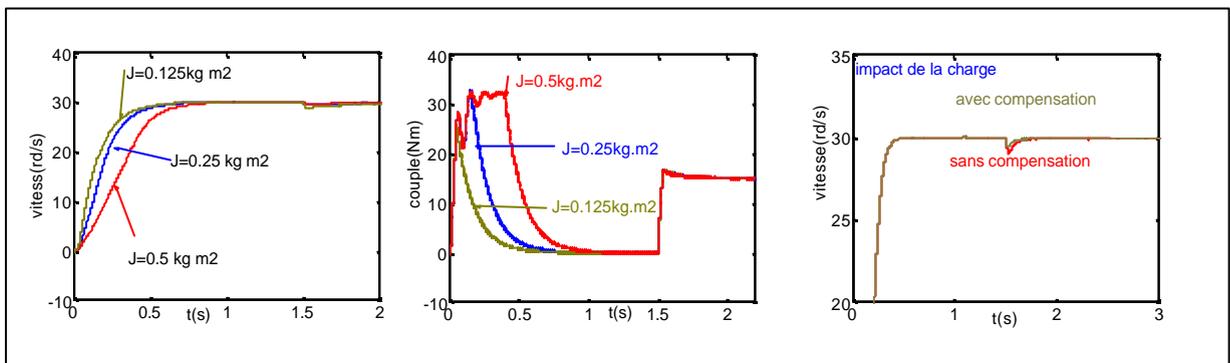


Figure III.7 : Conduite de la machine lors de la variation du moment d'inertie

Les résultats de la figure III.7 montrent que : Les variations de ce paramètre modifient la rapidité de la réponse en vitesse et donc la durée du régime transitoire. L'amplitude du couple en régime transitoire est modifiée. Lorsque l'inertie est plus grande, la réponse en vitesse est ralentie (car la constante de temps mécanique est plus élevée). Lorsque l'inertie du moteur est plus petite que celle utilisée dans le modèle de commande, la réponse en vitesse est plus rapide, L'amplitude du couple transitoire varie selon la valeur de moment d'inertie de la machine ceci nous permet de dire que le régulateur **IP** n'est pas robuste à la variation du moment d'inertie.

III.4.2.: Etude de la robustesse vis-à-vis la variation des paramètres électriques du moteur

Nous allons, maintenant, évaluer la robustesse de la commande, vis-à-vis des variations des paramètres électriques de la machine. Plus précisément, nous voulons présenter l'effet de

la variation des paramètres électriques des deux stators et nous supposons que les paramètres du rotor sont estimés avec précision.

Nous avons introduit une erreur de 10 % sur les inductances et une erreur de 50 % sur la résistance R_s , à la fois, dans la commande vectorielle de la machine. La figure III.8 montre que la structure de commande est peu sensible aux erreurs de mesure des paramètres électriques de la machine, et la sous estimation des inductances L_d et L_q ($L_{mesurée} < L_{réelle}$) améliore l'allure des courants i_q et i_d ce qui engendre un courant de phase dépourvu des bruits.

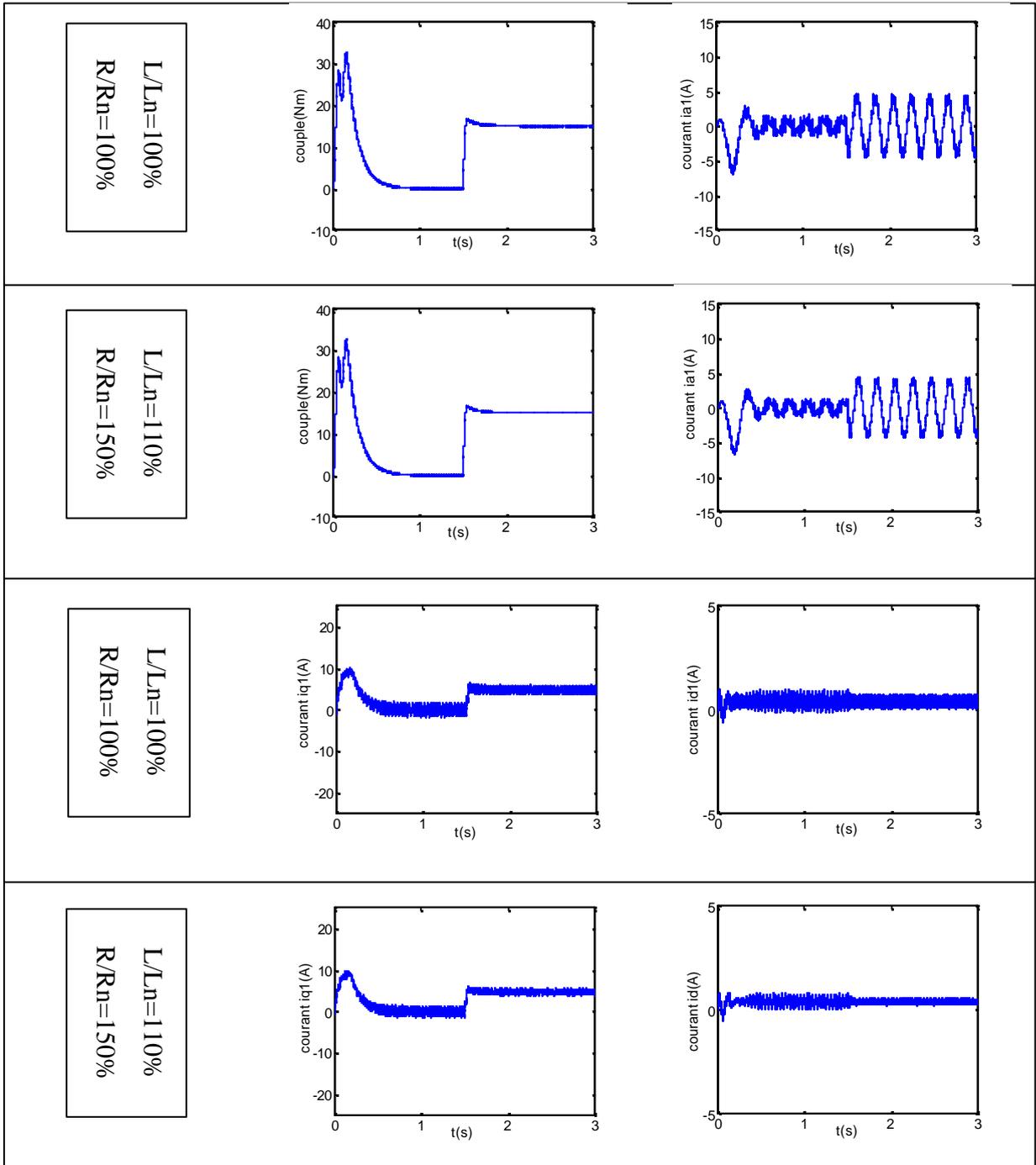


Figure III.8 : Conduite de la machine lors de la variation des paramètres électriques

III.5 : Conclusion

Dans ce chapitre nous avons développé la commande linéaire par régulateur IP de la machine synchrone double étoile découplée. Le comportement et les performances de la structure de commande ont été analysés en présence des perturbations externes qui agissent sur les caractéristiques de type mécanique et des perturbations internes qui modifient les caractéristiques électriques. 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. Sans oublier de signaler que la matrice de diagonalisation est de dimension très importante, et que la structure de commande n'est pas robuste à la variation des paramètres mécaniques, ce qui nous conduit à trouver d'autres techniques de commande pour obtenir les meilleures performances dynamiques possibles de la machine. L'une de ces techniques est la commande par mode de glissement, qui fera l'objet de notre étude dans le quatrième chapitre.

IV.1. Introduction

Le présent chapitre est organisé de la façon suivante : En premier lieu, on expose la théorie de la commande par mode de glissement, puis on applique cette commande à la machine synchrone double étoile en remplaçant les régulateurs linéaires IP par d'autres de types mode glissant. Enfin nous interprétons des résultats obtenus et nous faisons une comparaison des deux méthodes de commande appliquées à la machine.

IV.2. Commande par mode de glissement

Si S est le système à contrôler possédant une grandeur de contrôle V est une grandeur de sortie Y . Une des configurations de base pour les systèmes à structure variable permet la variation de la structure par simple commutation d'interrupteurs. Ce qui est le cas des convertisseurs statiques (Figure IV.1). Cette configuration correspond à un contrôle à deux niveaux. Avec une loi de commutation très performante, seule l'information sur le signe de la fonction $s(x)$, où $s(x)$ est la fonction de commutation, suffit pour décider de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur pilotant le convertisseur. Dans ce cas, la logique de commutation est donnée par :

$$V = \begin{cases} V^+ & \text{si } s(x, t) > 0 \\ V^- & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation $s(x, t) = 0$. La trajectoire d'état du système contrôlé S soumis à la logique de commutation (équation IV.1), est définie partout sauf sur la surface de commutation $s(x, t) = 0$.

Plusieurs méthodes d'approches ont été proposées pour décrire la trajectoire du système contrôlé lorsque le régime glissant existe localement sur $s(x, t) = 0$. Dans cette étude, on s'intéresse à la méthode d'Utkin, appelée le contrôle équivalent.

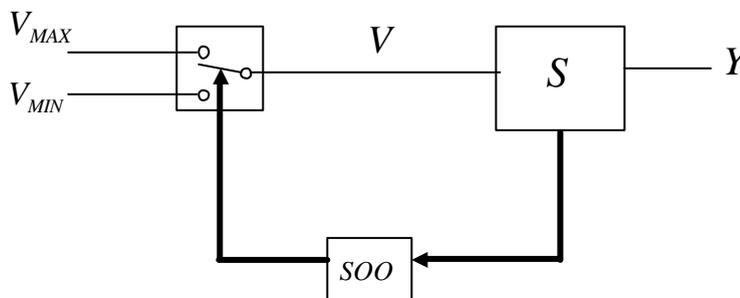


Figure IV.1 : Configuration en changeant la structure par Commutation d'interrupteurs

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales :

- 1- choix de surfaces,
- 2- l'établissement des conditions d'existence et de convergence,
- 3-détermination de loi de commande.

IV.2.1 : Choix des surfaces de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (IV.2)$$

Il faut choisir "m" surfaces de glissement, pour un vecteur $[U]$ de dimension "m".

Pour ce qui de la forme générale, nous proposons une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état X vers sa valeur de consigne X_{REF} .

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (IV.3)$$

Avec :

X : variable à réguler,

e(x) : l'écart de la variable à réguler,

λ_x : Constante positive,

r : degré relatif c'est le plus petit entier positif tel que : $\frac{\delta.s}{\delta.u} \neq 0$,

$\frac{\delta.s}{\delta.u} \neq 0$: assure la commanditaire.

Pour :

$$r = 1 : S(x) = e(x).$$

$$r = 2 : S(x) = \lambda_x \cdot \dot{e}(x) + e(x).$$

$$r = 3 : S(x) = \lambda_x^2 \cdot e(x) + \lambda_x \cdot \dot{e}(x) + \ddot{e}(x).$$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correcte du gain λ_x .

III.2.2 : Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système, dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement, nous citons deux conditions :

- **La condition directe de commutation**

C'est la première condition de convergence, elle est sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (IV.4)$$

- **La fonction de Lyapunov**

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

En définissant la fonction de Lyapunov :

$$V(x) = \frac{S^2(x)}{2} \quad (IV.5)$$

Sa dérivée sera :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (IV.6)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (IV.7)$$

Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de robustesse et garantit la stabilité du système non linéaire.

IV.2.3 : Détermination de loi de commande

- **Le contrôle équivalent**

Soit un système de contrôle décrit par :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A].[X] + [B].[U] \quad (IV.8)$$

Où :

U : vecteur d'entrée de dimension m défini par la relation suivante :

$$U_i = \begin{cases} U_i^+ & \text{si } s_i(x, t) > 0 \\ U_i^- & \text{si } s_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad (IV.9)$$

Avec : $i = 1, n$

X : est le vecteur d'état du système de dimension n,

B: est la matrice de dimension (n x m),

S(x, t): est la fonction de commutation de dimension m, $S_i(x, t) = 0$: est la i^{me} surface de commutation.

La commande équivalente est une commande qui, appliquée au système, produit le mouvement du système sur la surface de glissement une fois que l'état initial est sur la surface. Supposons que la trajectoire de l'état rencontre la surface de la commutation à l'instant t_1 et qu'un mode glissant existe .l'existence d'un mode glissant implique que, pour tout $t < t_1$.

$S(x(t), t) = 0$ et également $\dot{S}(x(t), t) = 0$.

Nous définissons la commande équivalente U_{eq} pour des systèmes donnés par l'équation (IV.2), comme un vecteur qui satisfait :

$$\dot{S}(x(t), t) = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot [A].[X] + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot [B].[U_{eq}] = 0 \quad (IV.10)$$

Supposons que le produit $\frac{\partial S}{\partial x}[B]$ soit régulière pour tout t et pour tout x, la commande équivalente est donnée par :

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} \cdot [B] \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot [A] \cdot [X] \right] \quad (IV.11)$$

Le vecteur de glissement est : $\frac{d}{dt}[X] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U_{eq}]$

- **Conditions d'attractivité**

La condition nécessaire pour que l'état du système contrôlé atteigne la surface de glissement est appelée la condition d'attractivité. La condition d'attractivité la plus fréquemment utilisée est l'approche proposée par Utkin, elle s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{s}_i & \text{si } s_i(x, t) > 0 \\ \dot{s}_i & \text{si } s_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad (IV.12)$$

Avec :

$i = 1, m$ (m : étant le nombre totale d'entrées du système contrôlé).

- **Commande adoucie**

Nous pouvons constater que l'équation (IV.11) exprime la moyenne de la trajectoire d'état sur la surface de glissement, par contre, elle ne donne aucune information sur le comportement dynamique du système hors de la surface de glissement. Ainsi, afin de mieux contrôler la dynamique du système durant le mode d'attractivité (transition de la trajectoire d'état du point initial au début du mode de glissement), il est judicieux de recourir à la méthode de la loi d'attractivité.

$$\dot{s} = \begin{cases} K \cdot \text{sign}(s) & \text{si } |s| > \varepsilon \\ \frac{K \cdot S}{\varepsilon} & \text{si } |s| < \varepsilon \end{cases} \quad (IV.13)$$

Où K est un constant positif. Pour $f(s)$ donnée, l'équation (IV.13) peut être intégrée afin de fournir la solution $s(t)$ qui décrit une trajectoire unique. Cette trajectoire offre des informations importantes sur le mode d'attractivité.

A noter que la loi d'attractivité satisfait les conditions suivantes :

$$\begin{cases} s = 0 & \dot{s} = 0 \\ s > 0 & \dot{s} < 0 \\ s < 0 & \dot{s} > 0 \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

- **Commande continue avec composante intégrale**

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évité en rendant continue la commande U_n , en remplaçant la fonction signe par la fonction continue suivante :

$$\dot{s} = K \cdot \frac{S}{|S| + \lambda} \quad (\text{IV.15})$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda \rightarrow 0$ on tend vers la commande $K \cdot \text{sign}(s)$.

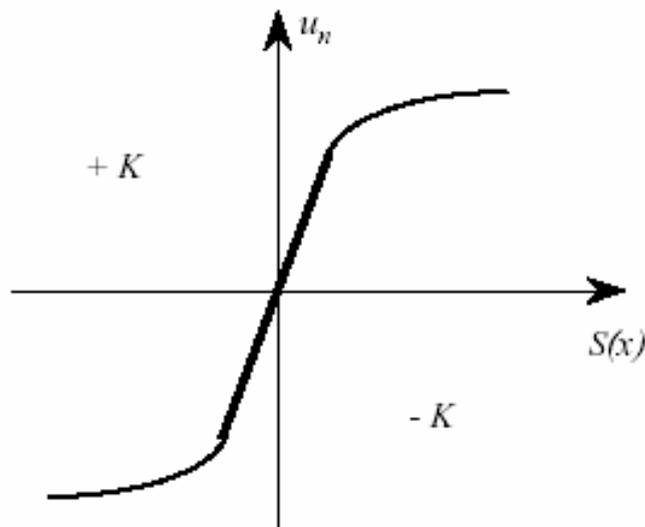


Figure IV.2 : Commande rendue continue

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale.

La loi d'attractivité sera donc :

$$u_n = K \cdot \frac{S}{|S| + \lambda} + \eta \quad (\text{IV.16})$$

Avec :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int S(x).dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon. \\ \gamma = 0 & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases}$$

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x).dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon. \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases}$$

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, \varepsilon$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

IV.3 : Loi de contrôle

Une loi de contrôle doit :

- ➔ Satisfaire la condition d'attractivité,
- ➔ Garantir une attractivité rapide vers la surface de glissement ainsi qu'une réduction des oscillations dues à la discontinuité du contrôle.

Le contrôle complet prend la forme suivante :

$$V_{\text{complet}} = V_{\text{eq}} + V_n \quad (\text{IV.17})$$

Nous pouvons remarquer que cette loi est composée de deux parties : Un contrôle équivalent exprimant le comportement du système sur la surface de glissement, la deuxième partie donne une idée sur le système dynamique à partir du point initial jusqu'à ce qu'il atteigne le mode de glissement. Le choix du gain K doit donc être pertinent.

IV.4 : Application du contrôle par mode de glissement à la MSDE

Nous utilisons deux méthodes de réglage par mode de glissement, l'une est la méthode de réglage en cascade et la deuxième est la méthode de réglage par mode de glissement en utilisant une surface augmentée de la vitesse.

Première méthode : Méthode de réglage en cascade

IV.4.1 : Synthèses des régulateurs par mode de glissement (r=1)

Cette stratégie est représentée par la figure (IV.3). Afin de limiter directement les courants, nous utilisons la méthode de réglage en cascade. La boucle interne assure le contrôle des courants tandis que la boucle externe permet le contrôle de la vitesse.

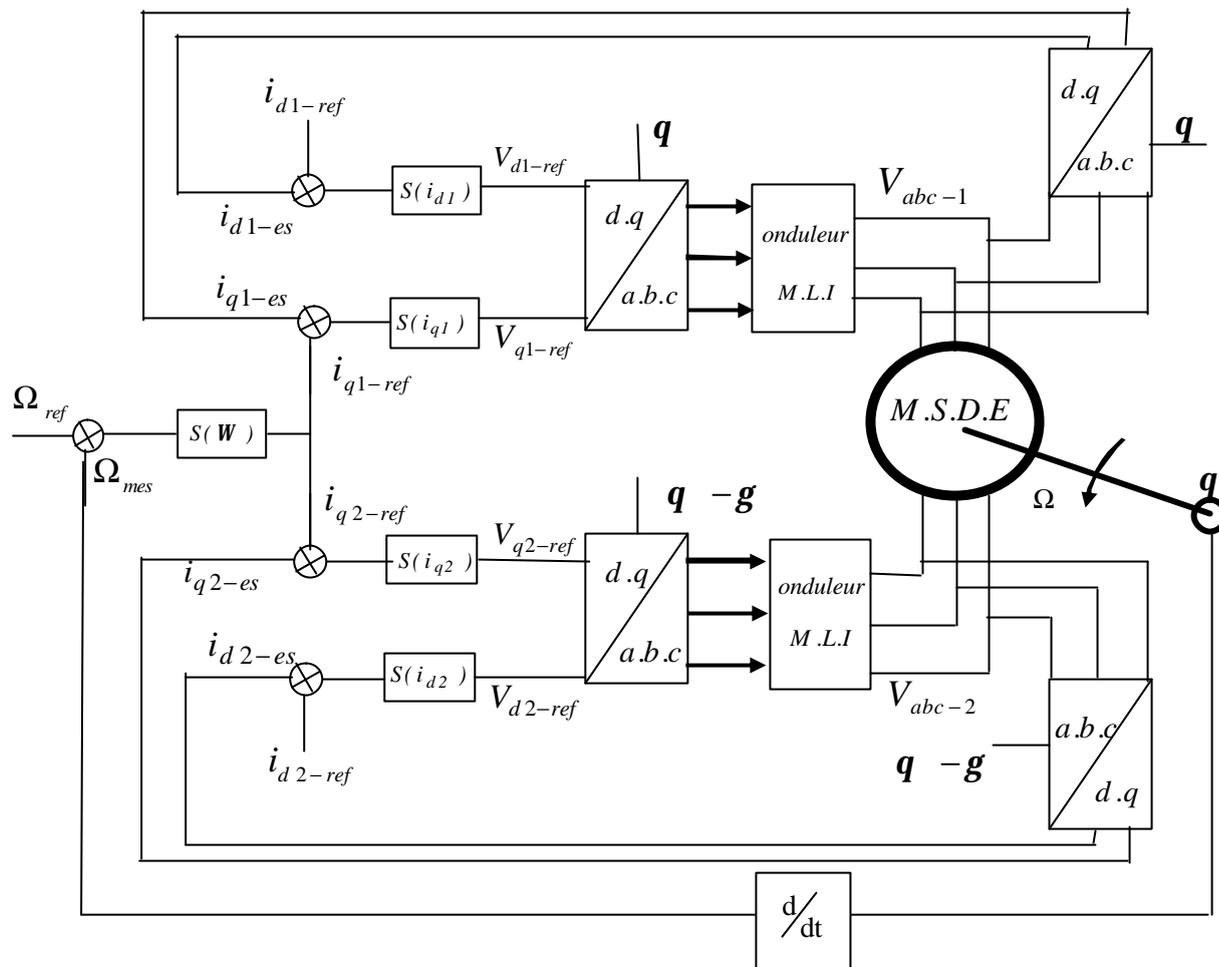


Figure IV.3 : Structure globale de réglage de vitesse de la MSDE par mode de glissement

Définition des fonctions de commutation

Dans ce cas, les fonctions de commutation seront choisies comme suit :

$$\begin{cases} S(i_{d1}) = i_{d1}^* - i_{d1} \\ S(i_{d2}) = i_{d2}^* - i_{d2} \\ S(i_{q1}) = i_{q1}^* - i_{q1} \\ S(i_{q2}) = i_{q2}^* - i_{q2} \\ S(i_f) = i_f^* - i_f \\ S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \end{cases}$$

Le contrôle de i_{d1}

En résolvant le système suivant :

$$\begin{cases} s(i_{d1}) = 0 \\ \dot{s}(i_{d1}) = 0 \end{cases} \quad (IV.18)$$

Nous obtenons la loi de commande :

$$V_{d1-eq} = R.i_{d1} - \omega.(L_q.i_{q1} + L_{qm}.i_{q2}) \quad (IV19)$$

Afin de satisfaire la condition $S(i_{d1}).\dot{S}(i_{d1}) < 0$, nous avons choisi la loi attractivité :

$$V_{d1-n} = \begin{cases} K_{d1}.\text{sign}(S(i_{d1})) & \text{pour } |S(i_{d1})| > \varepsilon_{d1} \\ \frac{K_{d1}.S(i_{d1})}{\varepsilon_{d1}} & \text{pour } |S(i_{d1})| < \varepsilon_{d1} \end{cases} \quad (IV.20)$$

Pour le contrôle complet de i_{d1} la commande sera exprimée par : $V_{d1-ref} = V_{d1-eq} + V_{d1-n}$

• **Le contrôle de i_{d2}**

En suivant les mêmes procédures appliquées pour contrôler le courant i_{d1} , on trouve :

La loi de commande :

$$V_{d2-eq} = R.i_{d2} - \omega.(L_q.i_{q2} + L_{qm}.i_{q1}) \quad (IV.21)$$

Et la loi d'attractivité :

$$V_{d2-n} = \begin{cases} K_{d2}.\text{sign}(S(i_{d2})) & \text{pour } |S(i_{d2})| > \varepsilon_{d2} \\ \frac{K_{d2}.S(i_{d2})}{\varepsilon_{d2}} & \text{pour } |S(i_{d2})| < \varepsilon_{d2} \end{cases} \quad (IV.22)$$

Enfin la commande de référence sera : $V_{d2-ref} = V_{d2-eq} + V_{d2-n}$

• **Le contrôle de i_F**

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc :

$$S(i_F) = i_F^* - i_F \quad (IV.23)$$

En utilisant l'équation :

$$V_F = R_F.i_{F1} + L_F.\frac{di_{dF}}{dt} + M_{df}.\frac{di_{d1}}{dt} + M_{df}.\frac{di_{d2}}{dt} \quad (IV24)$$

Des deux équations précédentes, on trouve :

$$\dot{S}(i_f) = \dot{i}_f^* - \frac{(R_F.i_f - V_F)}{L_F} \quad (IV.25)$$

La résolution de $S(i_f) = 0$ et sa dérivée $\dot{S}(i_f) = 0$, nous donne la loi de commande :

$$V_{F-eq} = R_F \cdot i_F \quad (IV.26)$$

La loi de convergence est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{F-n} = \begin{cases} K_F \cdot \text{sign}(S(i_F)) & \text{pour } |S(i_F)| > \varepsilon_F \\ \frac{K_F \cdot S(i_F)}{\varepsilon_F} & \text{pour } |S(i_F)| < \varepsilon_F \end{cases} \quad (IV.27)$$

Et la commande complète est : $V_{F-ref} = R_F \cdot i_F + V_{F-n}$

• **Le contrôle de i_{q1}**

Le degré relatif de la surface de glissement est égal à un, d'où :

$$S(i_{q1}) = i_{q1}^* - i_{q1} \quad (IV.28)$$

En utilisant l'équation :

$$V_{q1} = R \cdot i_{q1} + L_q \cdot \frac{di_{q1}}{dt} + L_{qm} \cdot \frac{di_{q2}}{dt} + \omega \cdot (L_d \cdot i_{d1} + L_{dm} \cdot i_{d2} + M_{df} \cdot i_f) \quad (IV.29)$$

En utilisant : $i_{q1} = i_{q2} \dots \text{et} \dots i_{d1} = i_{d2}$

On trouve :

$$\dot{S}(i_{q1}) = \dot{i}_{q1} - \left[\frac{R \cdot i_{q1} + \omega \cdot (L_d \cdot i_{d1} + L_{dm} \cdot i_{d2} + M_{df} \cdot i_f) - V_{q1}}{L_q + L_{qm}} \right] \quad (IV.30)$$

Durant le mode de glissement la surface $S(i_{q1}) = 0$, $\dot{S}(i_{q1}) = 0$.

On trouve la loi de commande suivante :

$$V_{eq-q1} = R \cdot i_{q1} + \omega \cdot (L_d \cdot i_{d1} + L_{dm} \cdot i_{d2} + M_{df} \cdot i_f) \quad (IV.31)$$

La condition $S(i_{q1}) \cdot \dot{S}(i_{q1}) < 0$ est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{q1-n} = \begin{cases} K_{q1} \cdot \text{sign}(S(i_{q1})) & \text{pour } |S(i_{q1})| > \varepsilon_{q1} \\ \frac{K_{q1} S(i_{q1})}{\varepsilon_{q1}} & \text{pour } |S(i_{q1})| < \varepsilon_{q1} \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

La commande de référence sera donc :

$$V_{q1-ref} = R \cdot i_{q1} + \omega \cdot (L_d \cdot j_{d1} + L_{dm} \cdot j_{d2} + M_{df} \cdot j_f) + V_{q1-n} \quad (\text{IV.33})$$

• **Le contrôle de i_{q2}**

La surface de glissement est donnée par :

$$S(i_{q2}) = i_{q2}^* - i_{q2} \quad (\text{IV.34})$$

La tension V_{q2} est exprimée par la relation suivante :

$$V_{q2} = R \cdot i_{q2} + L_q \cdot \frac{di_{q2}}{dt} + L_{qm} \cdot \frac{di_{q1}}{dt} + \omega \cdot (L_d \cdot j_{d2} + L_{dm} \cdot j_{d1} + M_{df} \cdot j_f) \quad (\text{IV.35})$$

En combinant les deux équations on obtient :

$$\dot{S}(i_{q2}) = i_{q2}^* - \left[\frac{R \cdot i_{q2} + \omega \cdot (L_d \cdot j_{d2} + L_{dm} \cdot j_{d1} + M_{df} \cdot j_f) - V_{q2}}{L_q + L_{qm}} \right] \quad (\text{IV.36})$$

La résolution de $S(i_{q2}) = 0$ et de sa dérivée $\dot{S}(i_{q2}) = 0$, nous donne la commande suivante :

$$V_{eq-q2} = R \cdot i_{q2} + \omega \cdot (L_d \cdot j_{d2} + L_{dm} \cdot j_{d1} + M_{df} \cdot j_f) \quad (\text{IV.35})$$

Pour satisfaire la condition de convergence, nous avons choisi la loi d'attractivité :

$$V_{q2-n} = \begin{cases} K_{q2} \cdot \text{sign}(S(i_{q2})) & \text{pour } |S(i_{q2})| > \varepsilon_{q2} \\ \frac{K_{q2} S(i_{q2})}{\varepsilon_{q2}} & \text{pour } |S(i_{q2})| < \varepsilon_{q2} \end{cases} \quad (\text{IV.36})$$

La commande de référence est donc :

$$V_{q2-ref} = R \cdot i_{q2} + \omega \cdot (L_d \cdot j_{d2} + L_{dm} \cdot j_{d1} + M_{df} \cdot j_f) + V_{q2-n} \quad (\text{IV.37})$$

• **Contrôle de la vitesse**

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (IV.38)$$

La dérivée de l'expression précédente sera donc :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (IV.39)$$

Et d'après l'équation mécanique de la machine :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{T_{em} - f.\Omega - c_r}{J} \quad (IV.40)$$

La solution de $S(\Omega) = 0$ et $\dot{S}(\Omega) = 0$ donne la commande équivalente :

$$T_{em_{eq}} = f.\Omega + c_r \quad (IV.41)$$

La condition de convergence $S(\Omega).\dot{S}(\Omega) < 0$ est satisfaite par le choix suivant :

$$T_{em_n} = \begin{cases} K_\Omega \text{ sign}(S(\Omega)) & \text{pour } |S(\Omega)| > \varepsilon_\Omega \\ \frac{K_\Omega . S(\Omega)}{\varepsilon_\Omega} & \text{pour } |S(\Omega)| < \varepsilon_\Omega \end{cases} \quad (IV.42)$$

A partir de l'expression du couple électromagnétique, on trouve :

$$i_q = \frac{T_{em}}{2.[(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}).i_d + M_{df}.i_f]} \quad (IV.43)$$

Donc les courants de références sont :

$$i_{q1-ref} = \frac{f.\Omega + c_r + T_{em_n}}{2.[(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}).i_{d1} + M_{df}.i_f]} \quad (IV.44)$$

Et,

$$i_{q2-ref} = \frac{f.\Omega + c_r + T_{em_n}}{2.[(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}).i_{d2} + M_{df}.i_f]} \quad (IV.45)$$

IV.4.1.1: Simulation du fonctionnement de la structure de commande

- Réponse à un échelon de vitesse

A- Pour une charge constante

Nous avons effectué la simulation de la structure de réglage par mode glissement dans les mêmes conditions que ceux du chapitre précédent. Les résultats obtenus sont présentés à la figure IV.4.

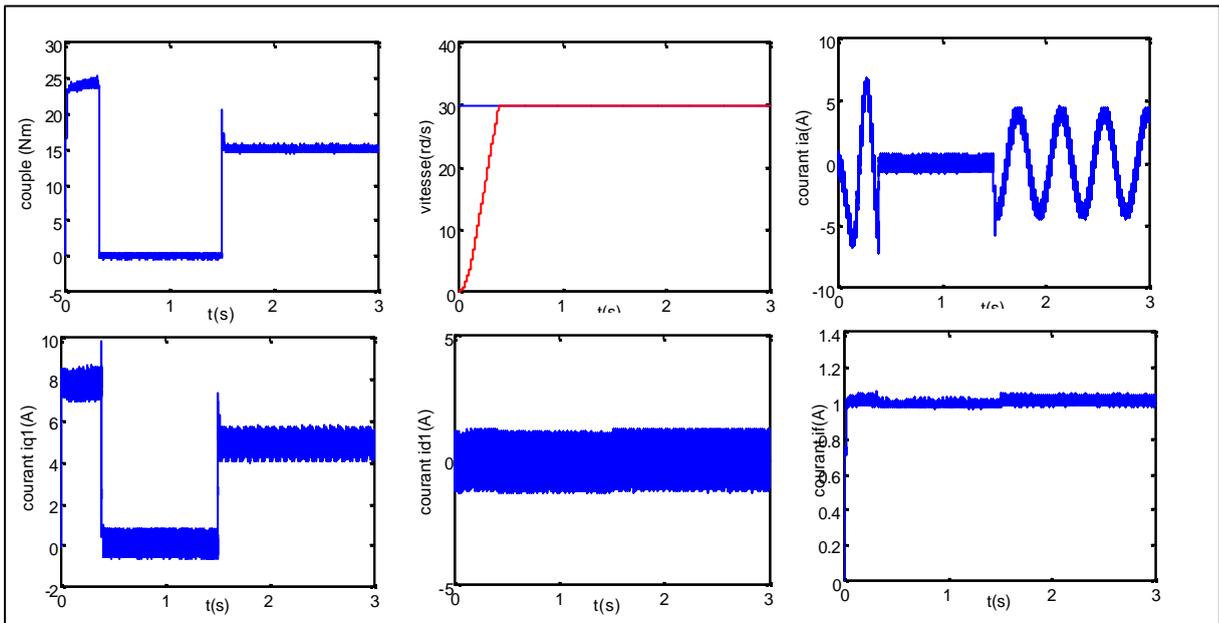


Figure III.4-a : Performances de la commande par mode de glissement($r=1$), cas $id = 0$

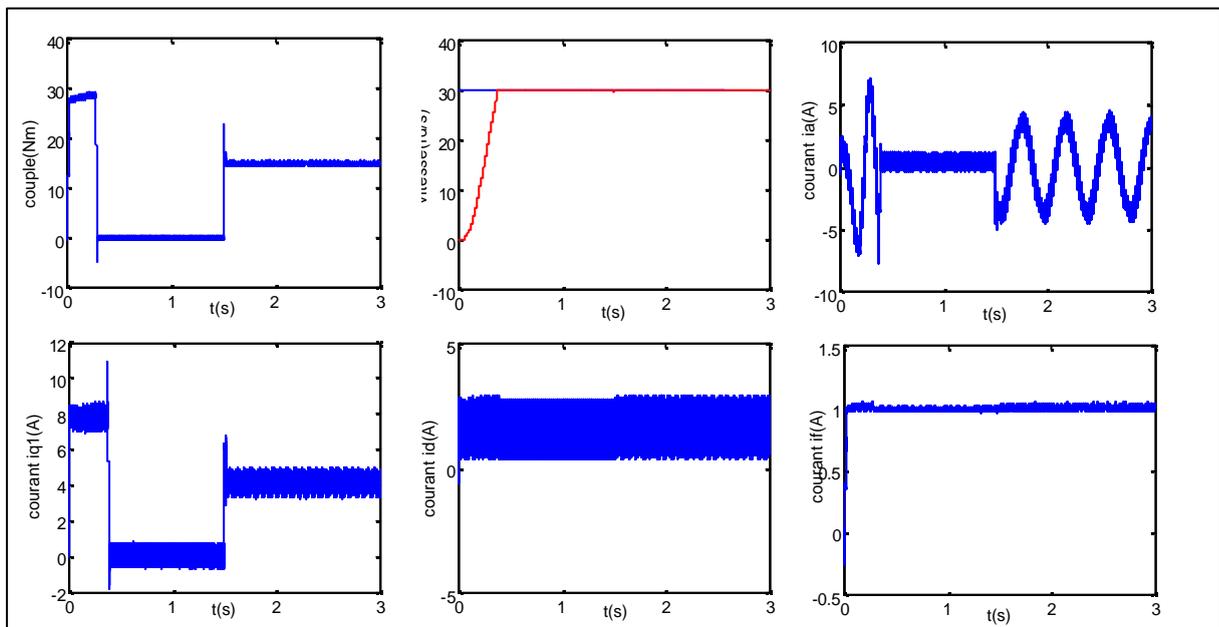


Figure IV.4-b : Performances de la commande par mode de glissement($r=1$),cas $id = cte$

Les résultats relatifs à la figure (IV.4) sont obtenus en utilisant une commande adoucie. La réponse en vitesse pour un démarrage à vide est plus rapide que celle obtenue avec la commande IP. Nous remarquons que régime transitoire de la réponse en couple est maintenu dans limite voulue et que l'allure du courant i_q est proportionnelle à celle du couple électromagnétique. le courant de phase est correctement contrôlé.

B- Pour une charge variable : Cas de la propulsion navale pour un couple résistant

de la forme $C_r = J_c \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_c \cdot \Omega :$

Les résultats de simulations obtenus sont illustrés à la figure IV.5.

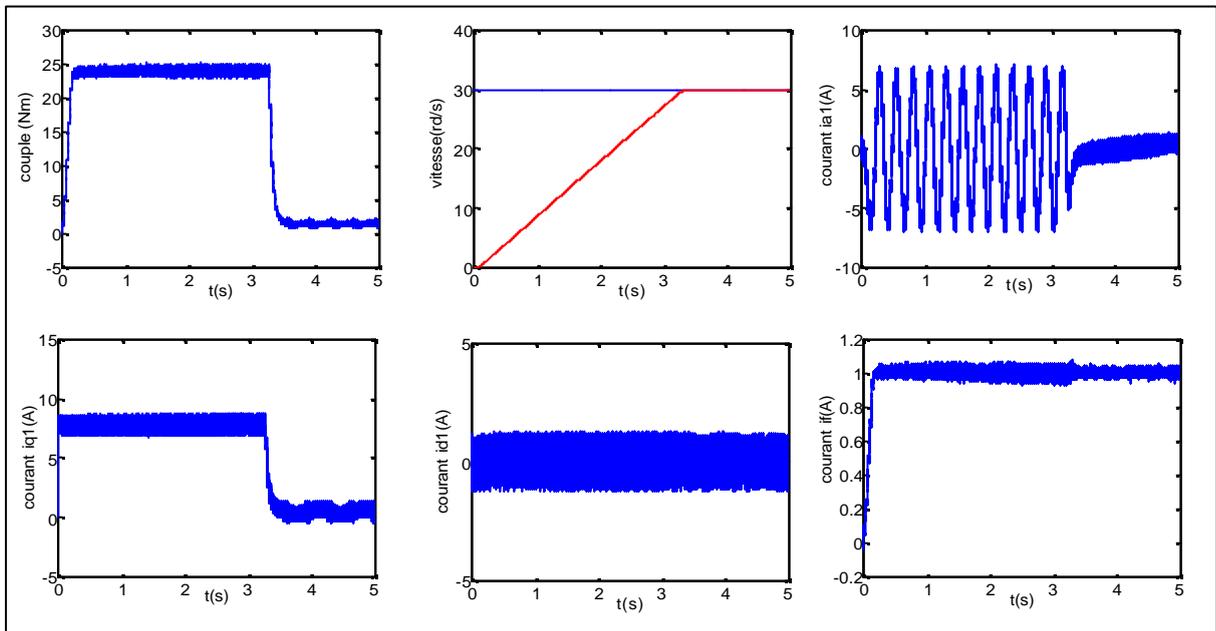


Figure IV.5 : Performances de la commande par mode de glissement ($r=1$), charge variable

Les résultats de la figure IV.5, montrent que pour une charge variable, la réponse en vitesse est ralentie et dure presque trois secondes et que le courant i_q est proportionnel au couple électromagnétique, le couple est constant durant le régime transitoire et que le courant de phase est limité. Ce qui met en évidence les performances de la commande appliquée.

• Réponse à l'inversement du sens de rotation

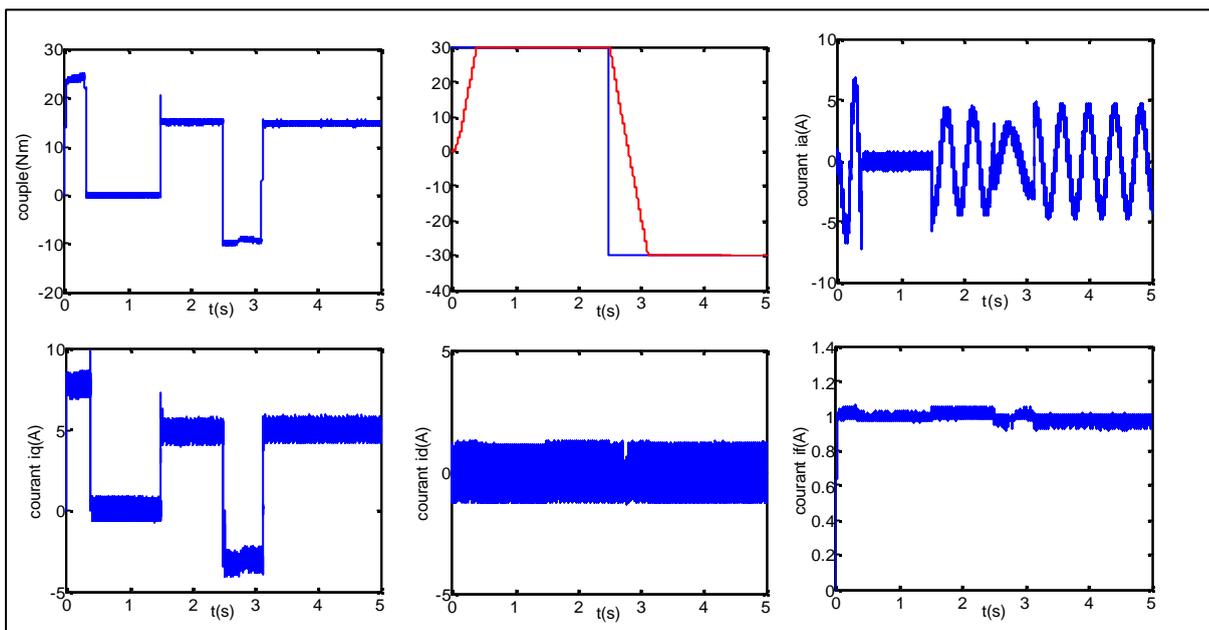


Figure IV.6-a : Commande par mode de glissement ($r=1$), avec inversion du sens de rotation($C_r=15\text{Nm}$, $I_d=0\text{A}$).

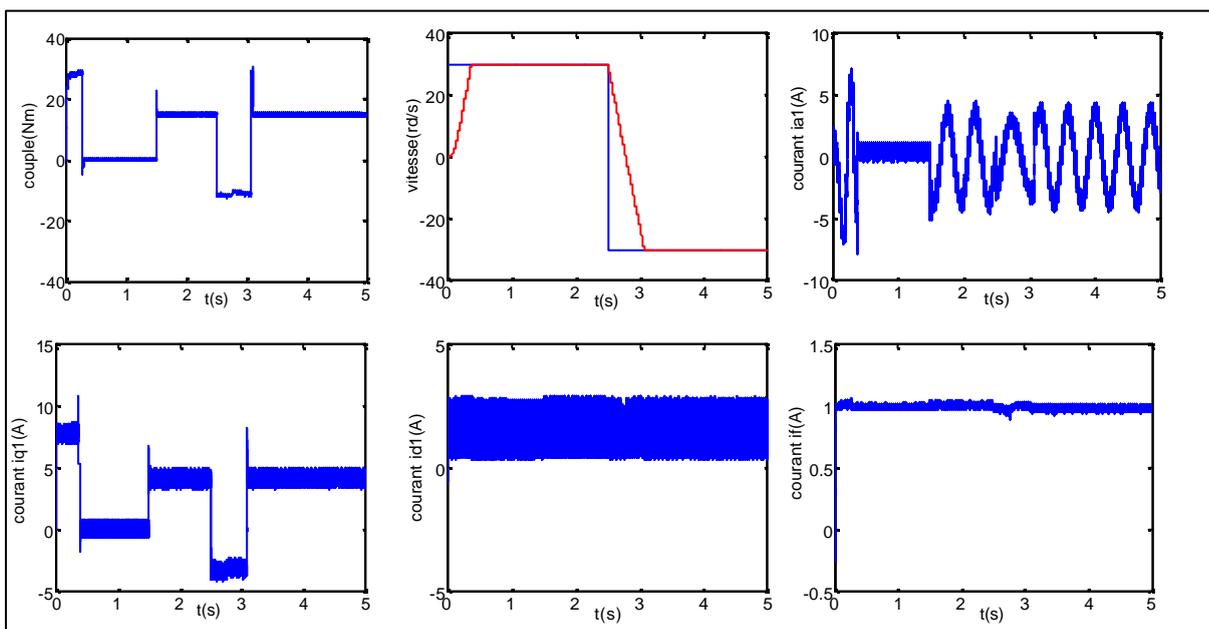


Figure IV.6-b : Commande par mode de glissement ($r=1$), avec inversion du sens de rotation($C_r=15\text{Nm}$, $i_d=1.65\text{A}$).

Un créneau de vitesse est également testé. En effet à $t = 2.5\text{s}$, on introduit une consigne de vitesse inverse de -30rd/s . En analysant les résultats de la figure IV.6, nous remarquons que, la réponse en vitesse est rapide sans dépassement ni erreur statique, le couple

est maintenu dans les limites désirées et l'allure du courant i_q est proportionnelle au couple électromagnétique. Le courant de phase est bien limité dans la fourchette choisie.

IV.4.1.2 : Etude de la robustesse

- **Fonctionnement lors des variations des paramètres mécaniques du moteur**

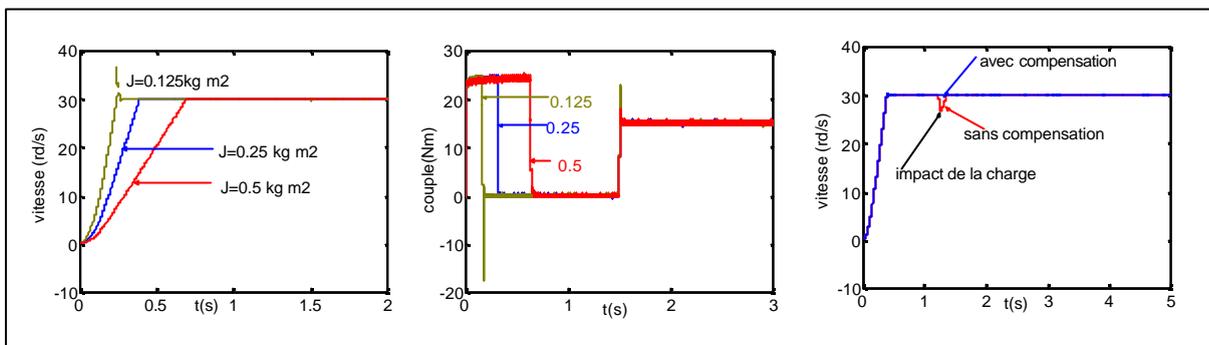


Figure IV.7 : Conduite de la structure de commande lors de la variation du moment d'inertie.

Pour mettre en vigueur la robustesse de la structure de commande vis-à-vis la variation du moment d'inertie, une simulation numérique a été effectuée dans les mêmes conditions que ceux de la section (III.4.1). Les résultats de la figure IV.7 montrent que pour une inertie surestimée ($J_{\text{réel}} < J_{\text{mesuré}}$), la réponse en vitesse comporte un léger dépassement et au même instant le couple présente une descente de -25 Nm. Le comportement de la structure de commande est meilleur pour une inertie sous-estimée.

Nous avons étudié aussi la réponse en vitesse à un impact de charge (couple de 15 Nm). Sans compensation, l'impact de charge est rejeté immédiatement par le système comme le montre la figure IV.7.

- **Fonctionnement lors des variations des paramètres électriques du moteur**

Nous voulons étudier dans cette section la robustesse de la structure de commande envers la variation des paramètres électriques, et pour ce faire nous comparons les grandeurs de sortie de la structure lorsque on ne fait aucune erreur de mesure de la résistance et des inductances et ceux lorsque on fait une erreur de mesure de -10% pour les inductances et -50% pour la résistance statorique.

L'effet de la variation de la résistance R_s et des inductances L_q et L_d sur la conduite de la structure de commande apparaît à la figure IV.8. Nous remarquons que les résultats obtenus lors de l'introduction d'une erreur de mesure sont meilleurs que ceux obtenus lorsque sans erreurs de mesure. Une faible sous-estimation des inductances joue un rôle très important dans le filtrage des courants électriques, et nous pouvons dire que pour cette commande il est recommandé de mesurer les inductances à la température normale ($\sim 20^\circ\text{C}$).

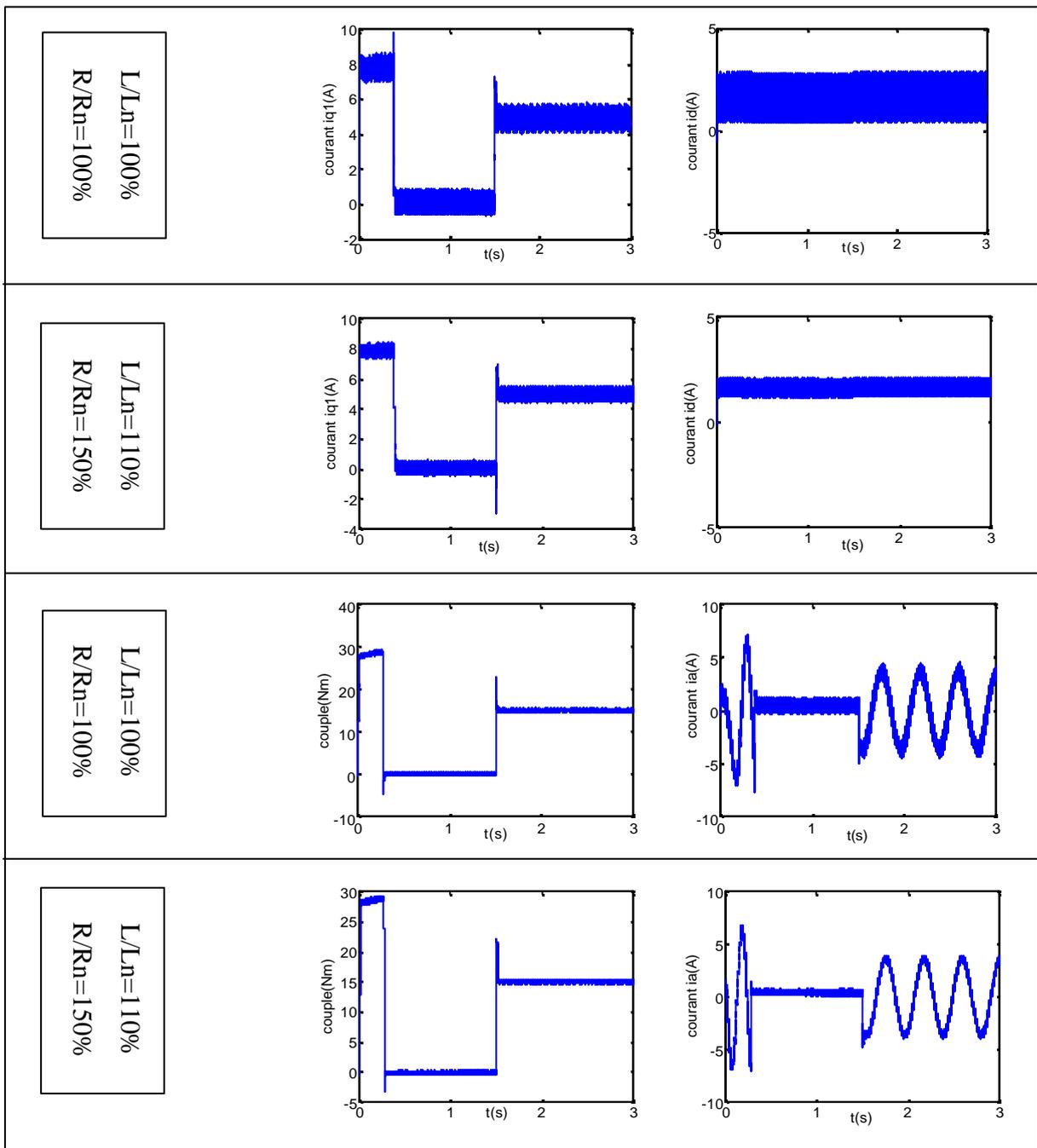
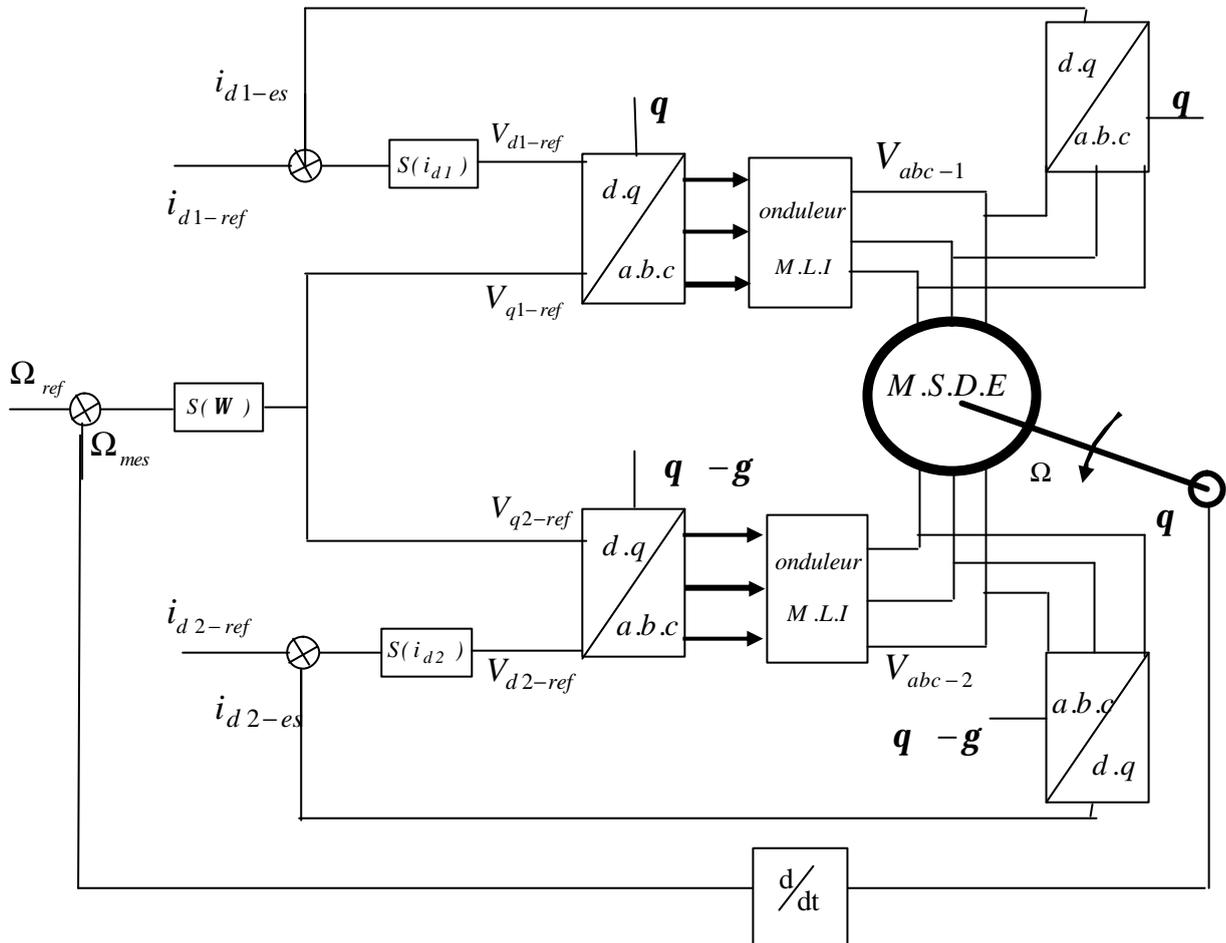


Figure IV.8 : Conduite de la structure de commande lors de la variation des paramètres électriques

Deuxième partie: Méthode de réglage par mode de glissement en utilisant une surface augmentée de la vitesse.

IV.4.2 : Synthèses des régulateurs en utilisant une surface augmentée

Cette stratégie de commande est illustrée par la figure III.9.



**Figure IV.9 : Structure globale de réglage de vitesse de la MSDE
Par mode de glissement**

Cette structure est composée d'une boucle de régulation de vitesse qui génère les tensions de références V_{q1-ref} et V_{q2-ref} et de deux boucles de régulations des courants i_{d1} et i_{d2} qui imposent les tensions de références V_{d1-ref} et V_{d2-ref} .

Définition des fonctions de commutation

Les fonctions de commutation doivent être définies de sorte que leurs dérivées soient liées aux grandeurs de commande du processus considéré. Dans le cas de cette étude, il s'agit des grandeurs de commande i_{d1} , i_{d2} , i_F et Ω .

$$\text{Nous choisissons : } \begin{cases} s(i_{d1}) = i_{d1}^* - i_{d1} \\ s(i_{d2}) = i_{d2}^* - i_{d2} \\ s(i_F) = i_F^* - i_F \\ s(\Omega) = \lambda_1 \cdot e + \lambda_2 \cdot \dot{e} \end{cases}$$

$$\text{Avec } e = \Omega^* - \Omega$$

• Contrôle de i_{d1}

Sachant l'expression de V_{d1} est :

$$V_{d1} = R \cdot i_{d1} + L_d \cdot \frac{di_{d1}}{dt} + L_{dm} \cdot \frac{di_{d2}}{dt} + M_{df} \cdot \frac{di_F}{dt} - \omega(L_q \cdot i_{q1} + L_{qm} \cdot i_{q2}) \quad (\text{IV.46})$$

Pour calculer V_{d1eq} , nous devons satisfaire les deux conditions suivantes :

$$\begin{cases} s(i_{d1}) = 0 \\ \dot{s}(i_{d1}) = 0 \end{cases}$$

Pour la première condition : $i_{d1}^* = i_{d1}$

Et la deuxième condition $-\frac{di_{d1}}{dt} = 0$, car $i_{d1}^* = \text{constante}$.

En remplaçant $\frac{di_{d1}}{dt}$ par zéro et $\frac{di_{d2}}{dt} = \frac{di_F}{dt} = 0$ car se sont des constantes.

On obtient :

$$V_{d1-eq} = R \cdot i_{d1} - \omega(L_q \cdot i_{q1} + L_{qm} \cdot i_{q2}) \quad (\text{IV.47})$$

Pour que le système atteigne la surface de glissement, nous avons choisi la loi d'attractivité :

$$V_{d1-n} = \begin{cases} K_{d1} \cdot \text{sign}(S(i_{d1})) & \text{pour } |S(i_{d1})| > \varepsilon_{d1} \\ \frac{K_{d1} \cdot S(i_{d1})}{\varepsilon_{d1}} & \text{pour } |S(i_{d1})| < \varepsilon_{d1} \end{cases} \quad (\text{IV.48})$$

Pour le contrôle complet de i_{d1} , nous avons: $V_{d1} = V_{d1-eq} + V_{d1-n}$

• **Le contrôle de i_{d2}**

Nous avons:

$$V_{d2} = R \cdot i_{d2} + L_d \cdot \frac{di_{d2}}{dt} + L_{dm} \cdot \frac{di_{d1}}{dt} + M_{df} \cdot \frac{di_F}{dt} - \omega \cdot (L_q \cdot i_{q2} + L_{qm} \cdot i_{q1}). \quad (\text{IV.47})$$

De la même manière, on obtient :

$$V_{d2-eq} = R \cdot i_{d2} - \omega \cdot (L_q \cdot i_{q2} + L_{qm} \cdot i_{q1}). \quad (\text{IV.48})$$

La loi d'attractivité choisie pour i_{d2} est la suivante :

$$V_{d2-n} = \begin{cases} K_{d2} \cdot \text{sign}(S(i_{d2})) & \text{pour } |S(i_{d2})| > \varepsilon_{d2} \\ \frac{K_{d2} \cdot S(i_{d2})}{\varepsilon_{d2}} & \text{pour } |S(i_{d2})| < \varepsilon_{d2} \end{cases} \quad (\text{IV.49})$$

De même pour le contrôle complet de i_{d2} : $V_{d2} = V_{d2-eq} + V_{d2-n}$

• **Le contrôle de i_F**

Sachant que :

$$V_F = R_F \cdot i_{F1} + L_F \cdot \frac{di_{dF}}{dt} + M_{df} \cdot \frac{di_{d1}}{dt} + M_{df} \cdot \frac{di_{d2}}{dt} \quad (\text{IV.50})$$

On trouve, donc :

$$V_{F-eq} = R_F \cdot i_F \quad (\text{IV51})$$

La loi d'attractivité de i_F est :

$$V_{F-n} = \begin{cases} K_F \cdot \text{sign}(S(i_F)) & \text{pour } |S(i_F)| > \varepsilon_F \\ \frac{K_F \cdot S(i_F)}{\varepsilon_F} & \text{pour } |S(i_F)| < \varepsilon_F \end{cases} \quad (\text{IV.52})$$

Le contrôle complet de i_F sera donc : $V_F = V_{F-eq} + V_{F-n}$

• **Contrôle de la vitesse**

Pour le contrôle de la vitesse, la fonction de commutation est :

$$\begin{cases} s(\Omega) = \lambda_1 \cdot e + \lambda_2 \cdot \dot{e} \\ \text{avec } e = \Omega^* - \Omega \end{cases} \quad (\text{IV.53})$$

Nous devons satisfaire les deux conditions :

$$\begin{cases} s(\Omega) = 0 \\ \dot{s}(\Omega) = 0 \end{cases}$$

En ce qui concerne la deuxième condition : $\dot{s}(\Omega) = 0 \Rightarrow \lambda_1 \cdot \dot{e} + \lambda_2 \cdot \ddot{e} = 0$.

$$\dot{e} = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \text{ et } \ddot{e} = \frac{d^2\Omega^*}{dt^2} - \frac{d^2\Omega}{dt^2}.$$

La vitesse de consigne est une constante donc : $\frac{d\Omega^*}{dt} = 0$ et de même pour $\frac{d^2\Omega^*}{dt^2} = 0$.

On aura donc :

$$\dot{s}(\Omega) = -\lambda_1 \cdot \frac{d\Omega}{dt} - \lambda_2 \cdot \frac{d^2\Omega}{dt^2} = 0.$$

L'équation mécanique de la MSDE est :

$$T_{em} - f \cdot \Omega - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{III.54})$$

Sachant l'expression du couple électromagnétique, en posant $i_{d1} = i_{d2}$ et $i_{q1} = i_{q2}$,

alors :

$$T_{em} = 2 \cdot [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_q \cdot i_d + M_{df} \cdot i_F \cdot i_q] \quad (\text{IV.55})$$

La dérivée de la vitesse sera donc :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{2 \cdot [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_q \cdot i_d + M_{df} \cdot i_F \cdot i_q] - f \cdot \Omega}{J}$$

Donc, on peut trouver :

$$\frac{d^2 \Omega}{dt^2} = \frac{2 \cdot [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_d + M_{df} \cdot i_F] \cdot \frac{di_q}{dt} - \frac{f}{J} \cdot \frac{d\Omega}{dt}}{J}$$

$$\dot{s}(\Omega) = \lambda_1 \dot{\Omega}^* - \lambda_1 \dot{\Omega} - \lambda_2 \ddot{\Omega} =$$

$$= -\lambda_1 \dot{\Omega} - \lambda_2 \frac{2 \cdot [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_d + M_{df} \cdot i_F] \cdot \dot{i}_q + \lambda_2 \cdot \frac{f}{J} \cdot \dot{\Omega}}{J} = 0$$

$$= (-\lambda_1 + \lambda_2 \cdot \frac{f}{J}) \dot{\Omega} + \lambda_1 \dot{\Omega}^* - \lambda_2 \cdot \frac{2 \cdot [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_d + M_{df} \cdot i_F] \cdot \dot{i}_q}{J} = 0$$

$$\Rightarrow (-\lambda_1 + \lambda_2 \cdot \frac{f}{J}) \frac{(T_{em} - f \cdot \Omega)}{J} + \lambda_1 \dot{\Omega}^* - \lambda_2 \cdot \frac{2 \cdot [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_d + M_{df} \cdot i_F] \cdot \dot{i}_q}{J} = 0$$

$$\Rightarrow (-\lambda_1 + \lambda_2 \cdot \frac{f}{J}) \frac{(T_{em} - f \cdot \Omega - C_r)}{2 \lambda_2 \cdot [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) i_d + M_{df} \cdot i_F]} + \frac{\lambda_1 \dot{\Omega}^*}{2 \lambda_2 [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) i_d + M_{df} \cdot i_F]} = \frac{di_q}{dt}$$

On extrait $\frac{di_{q1}}{dt}$ de l'expression de la tension V_{q1} , nous obtenons :

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{V_{d1} - R \cdot i_{q1} - \omega (L_d \cdot i_{d1} + L_{dm} \cdot i_{d2} + M_{df} \cdot i_F)}{L_q + L_{qm}}$$

La commande équivalente sera donc :

$$V_{q1-eq} = \frac{(-\frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \frac{f}{J}) [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_{d1} \cdot i_{q1} - f \cdot \Omega - C_r] \cdot [L_q + L_{qm}]}{[L_d + L_{dm} - L_q + L_{qm}] i_{d1-ref} + 2 \cdot M_{iF-ref}} + R \cdot i_{q1} + \omega [L_d \cdot i_{d1} + L_{dm} \cdot i_{d2} + M_{df} \cdot i_F]$$

La machine étudiée est bipolaire : $\Omega = \omega$

On obtient, enfin :

$$V_{q1-eq} = \frac{(-\frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \frac{f}{J}) [(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) \cdot i_{d1} + 2 \cdot M_{df} \cdot i_F] \cdot i_{q1} - f \cdot \omega - C_r \cdot [L_q + L_{qm}]}{[L_d + L_{dm} - L_q + L_{qm}] \cdot i_{d1-ref} + 2 \cdot M_{iF-ref}} + R \cdot i_{q1} + \omega [L_d \cdot i_{d1} + L_{dm} \cdot i_{d2} + M_{df} \cdot i_F] \quad (IV.56)$$

Concernant la loi d'attractivité :

$$v_{q1-n} = K_{\Omega} \cdot \frac{S_{\Omega}}{|S_{\Omega}| + \lambda} + \eta \quad (IV.57)$$

Et la commande complète sera : $V_{q1} = V_{q1-eq} + V_{q1-n}$

Pour trouver V_{q2} , on applique les mêmes procédures que celle appliquées pour V_{q1} , on aura ainsi :

$$V_{q2-eq} = \frac{\left(-\frac{\lambda_1}{\lambda_2} + \frac{f}{J}\right) \left[(L_d + L_{dm} - L_q - L_{qm}) i_{d2} + 2.M_{df} . i_F \right] i_{q2} - f . \omega . [L_q + L_{qm}]}{[L_d + L_{dm} - L_q + L_{qm}] . i_{d2-ref} + 2.M . i_{F-ref}} + R . i_{q2} + \omega [L . i_{d2} + L_{dm} . i_{d1} + M_{df} . i_F] \quad (IV.58)$$

Et :

$$V_{q2-n} = K_{\Omega} \cdot \frac{S_{\Omega}}{|S_{\Omega}| + \lambda} + \eta \quad (IV.59)$$

La commande complète est : $V_{q2} = V_{q2-eq} + V_{q2-n}$.

Dans le but de limiter le couple (le courant), c'est-à-dire de travailler en régime transitoire à couple constant en valeur absolue. Nous adoptons la surface utilisé par [SCH01], exprimée par :

$$S(Tem) = (Tem^*)^2 - (Tem_{es})^2 \quad (III.60)$$

Et nous définissons la surface $S_1(\Omega)$ par l'expression suivante :

$$S_1(\Omega) = S(\Omega) . \text{sign}(S(Tem)) \quad (IV.61)$$

La loi d'attractivité s'exprime alors par :

$$u_{q1,2-n} = K_{\Omega} \cdot \frac{S_{1-\Omega}}{|S_{1-\Omega}| + \lambda} + \eta \quad (IV.62)$$

IV.4.2.1 : Simulation du fonctionnement de la structure de commande

- Réponse à un échelon de vitesse

Une simulation numérique a été effectuée dans les mêmes conditions que ceux de la partie précédente.

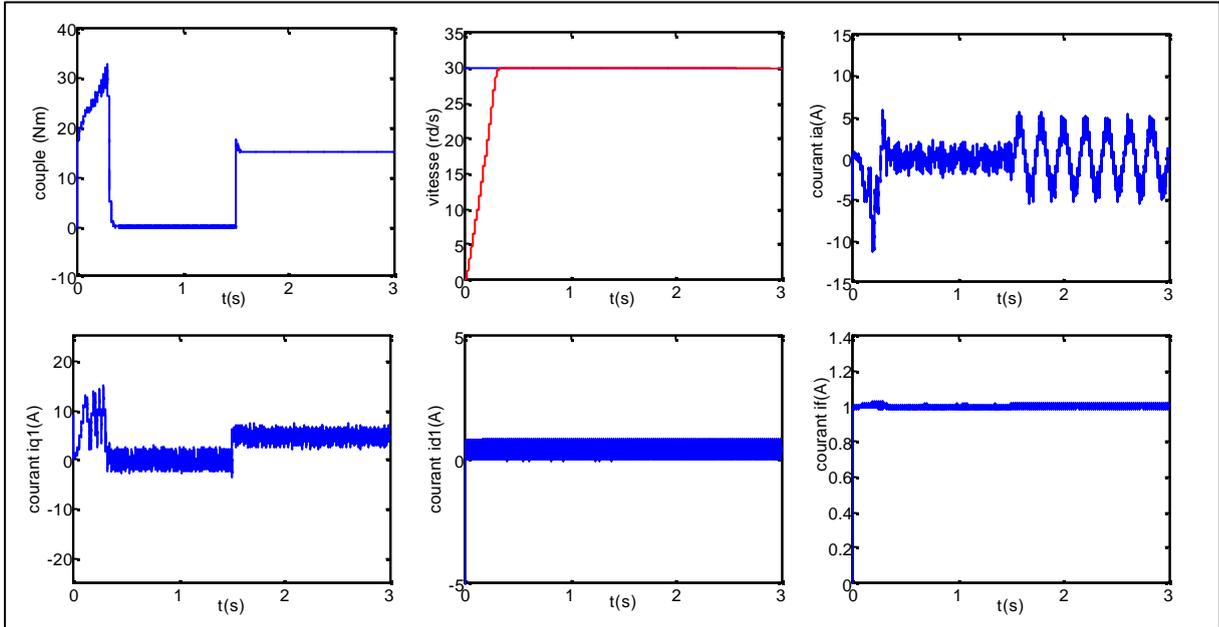


Figure IV.10-a : Performances de la commande par mode de glissement(r=2), cas id=0.

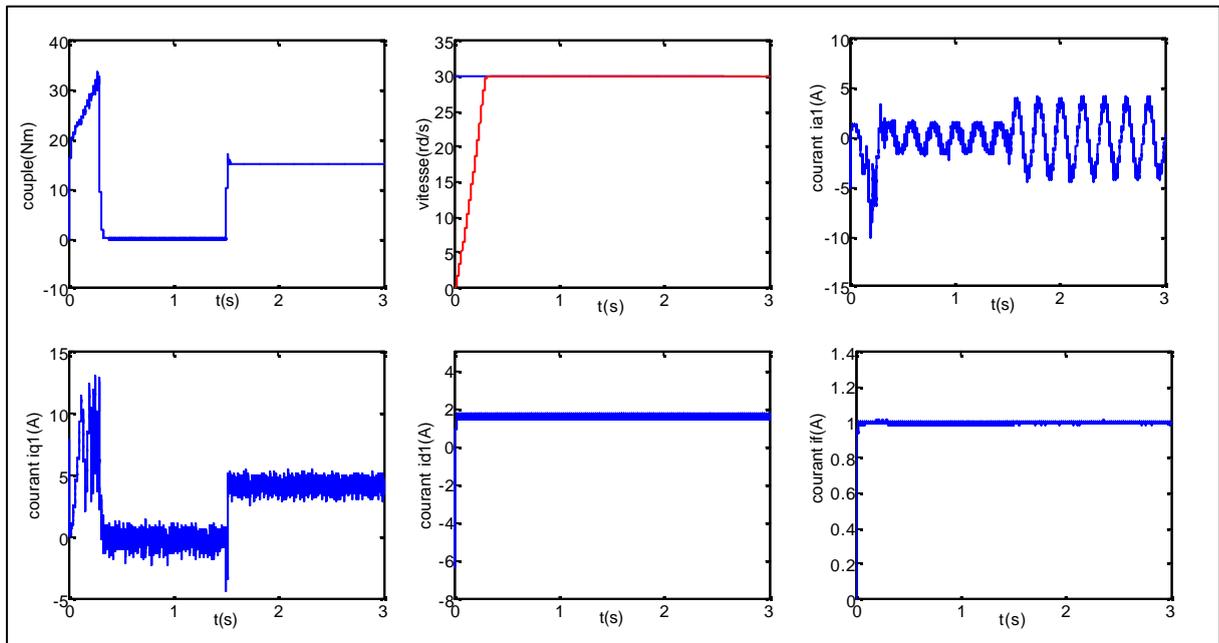


Figure IV.10-b: Performances de la commande par mode de glissement (r=2), cas id=cte.

Les résultats de la figure IV.10 représentent le comportement de la machine suite à une application d'un échelon de vitesse de 30 rd/s suivi d'une perturbation par un couple résistant de 15 Nm. Nous remarquons que le système répond rapidement sans dépassement ni erreur statique et que le régime transitoire du couple électromagnétique et du courant sont dans les limites tolérées.

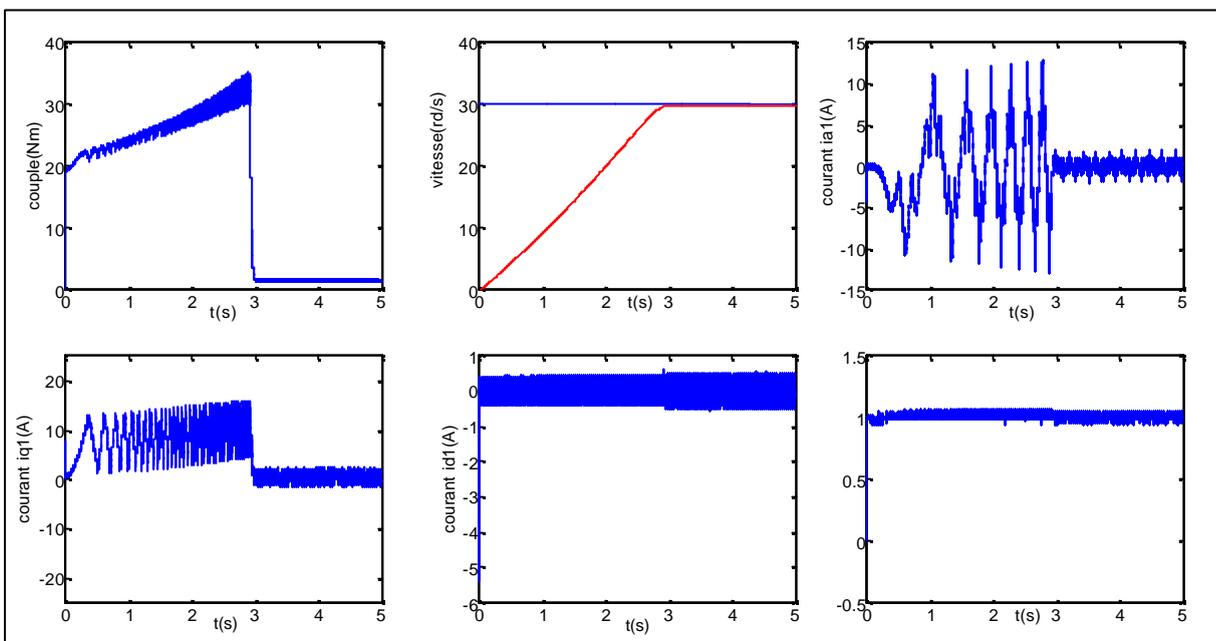


Figure IV.11 : Performances de la commande par mode de glissement($r=2$), cas idéal

La figure IV.11 représente les réponses en vitesse, le couple et les courants (i_a , i_f , i_q , i_d) pour la commande par mode de glissement degré relatif ($r = 2$) dans le cas d'une application de la charge variable dépendant de la vitesse de la forme $C_r = J_c \frac{d\Omega}{dt} + f_c \Omega$ pour un échelon de vitesse de 30 rd/s (cas de la propulsion navale).

La réponse en vitesse est ralentie (car la constante de temps est relativement importante), le courant transitoire et le couple sont maintenus à leur limite maximale pendant une plus longue durée. Le courant i_q est proportionnel au couple et i_d oscille autour de sa consigne, ce qui met en évidence le découplage entre le couple électromagnétique et le courant i_d .

- Réponse à l'inversement du sens de rotation

Afin de vérifier la conduite de la structure de commande vis-à-vis de l'inversement du sens de rotation. Nous appliquons un échelon de vitesse de 30 rd/s, suivi d'une perturbation par un couple de charge de 15 Nm à $t = 1.5s$ et à $t = 2.5s$, puis nous introduisons une consigne de vitesse inverse de -30rd/s.

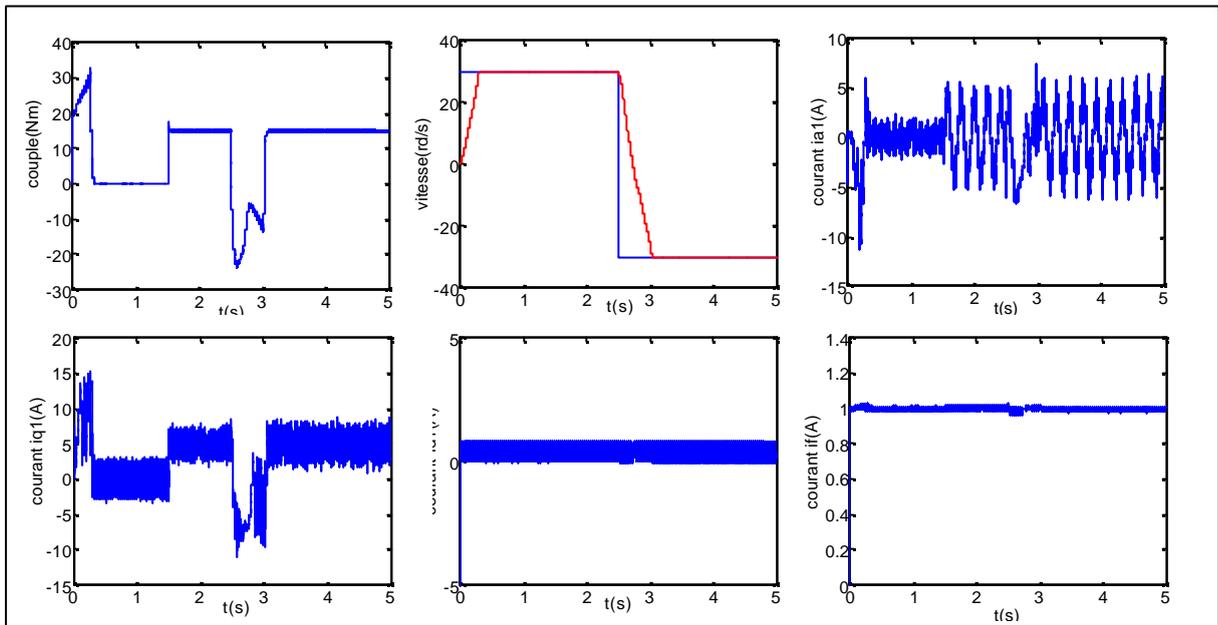


Figure IV.12-a : Commande par mode de glissement($r=2$), avec inversion du sens de rotation($C_r=15Nm, i_d=0$)

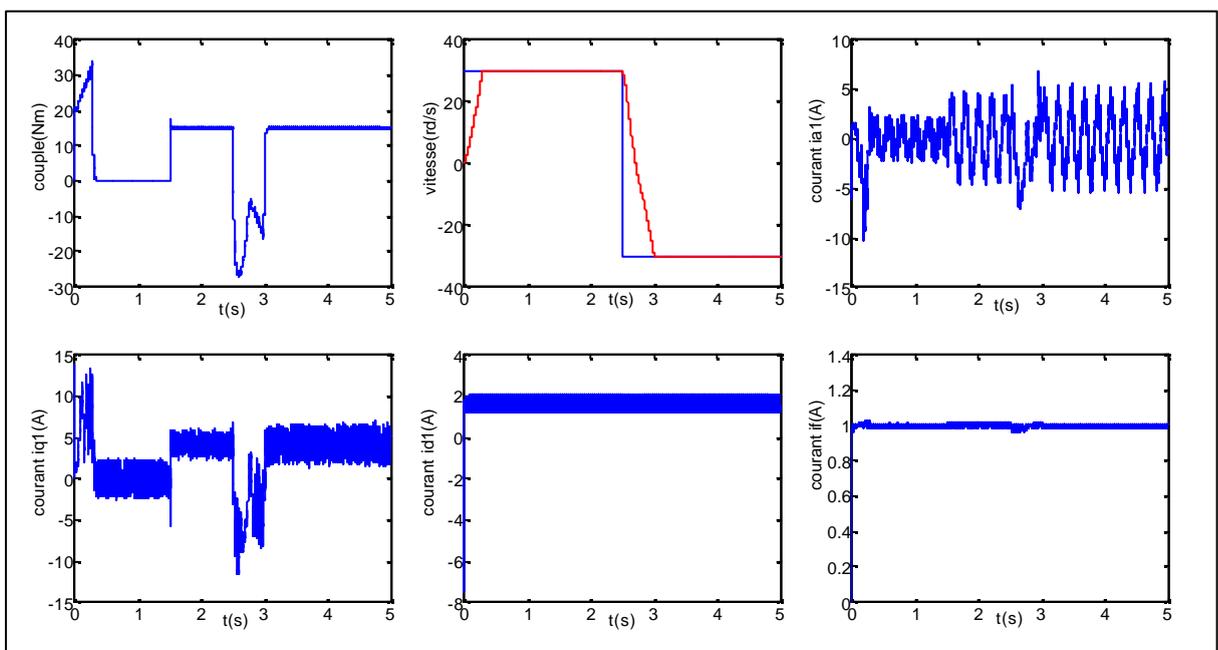


Figure IV-12.b:Commande par mode de glissement ($r=2$), avec inversion du sens de rotation($C_r=15Nm i_d=cste$)

Dans les résultats de la figure IV.12, la réponse en vitesse suit rapidement avec succès sa consigne, sans dépassement et sans erreur statique et que le couple n'a pas dépassé ses limites autorisées. Nous remarquons aussi que le courant de phase est limité et le courant i_q est proportionnel au couple électromagnétique.

IV.4.2.2: Etude de la robustesse

- **Fonctionnement lors des variations des paramètres mécaniques du moteur**

Afin d'avoir une idée sur la robustesse de cette commande vis-à-vis la variation des paramètres mécaniques, nous avons simulé le fonctionnement de la machine synchrone double étoile dans les mêmes conditions que ceux de la section (III.4.1) sans changer les paramètres de la commande.

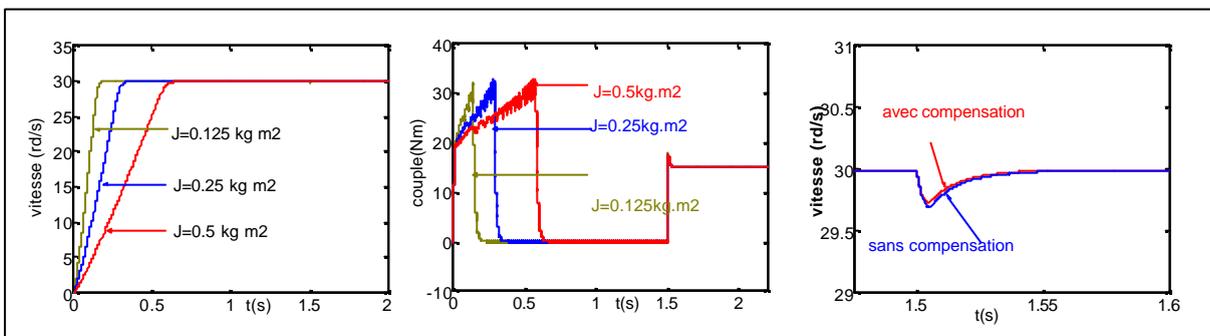


Figure IV.13 : Conduite de la structure de commande lors de la variation du moment d'inertie.

Le comportement de la structure est stable quelle que soit la variation sur l'inertie. Cependant, pour une sous estimation ($J_{\text{mesuré}} < J_{\text{réel}}$) de l'inertie, le rejet des perturbations est meilleure avec une augmentation du temps de réponse (figure IV.13). Pour une inertie sur estimée, la réponse en vitesse est rapide. Les performances de cette structure sont meilleures que celles de la structure de commande par mode de glissement à degré relatif égal à un, tant du point de vue de la stabilité que de la robustesse aux variations des paramètres mécaniques.

- **Fonctionnement lors des variations des paramètres électriques du moteur**

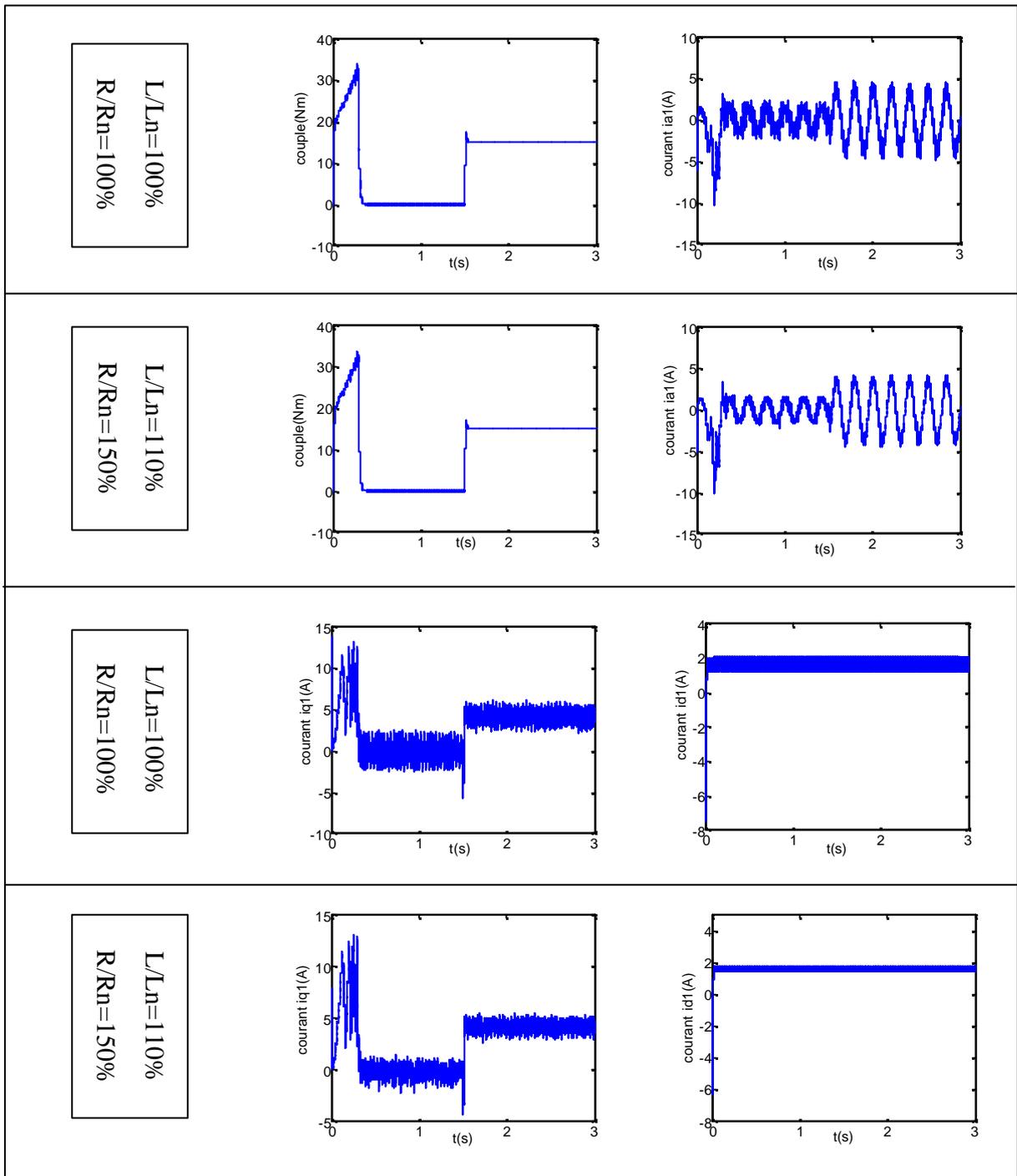


Figure IV.14 : Conduite de la structure de commande lors de la variation des paramètres électriques

Les résultats de simulation ont montré que cette structure présente de bonnes performances vis à vis de la variation des paramètres électriques et qu'une sous estimation des inductances ($L_{mesurée} < L_{réelle}$) donne de très bons résultats du point de vue de la minimisation des ondulations du couple et des courants.

IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressé à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone double étoile. Après une présentation de la théorie du mode de glissement, nous avons proposé, dans la première partie de ce chapitre, 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.

Après avoir déterminé le courant direct de référence qui permet d'obtenir pour un couple de charge donné un courant de phase minimale et déterminer le courant en quadrature de référence à partir de la dérivée de la fonction de commutation de la vitesse, les courants sont comparés à leurs consignes pour former les fonctions de commutation des courants directs et les courants en quadratures. À partir des dérivées par rapport au temps de ces fonctions de commutation, nous avons déduit le vecteur tension complet qu'on doit appliquer à la machine. Ce dernier est composé de deux termes, le premier représente le vecteur "tension équivalente" valable sur la surface de glissement, tandis que le deuxième terme représente le vecteur "tension d'attractivité" valable en dehors de la surface de glissement.

La réponse en vitesse a été rapide, sans dépassement ni erreur statique, et nous avons remarqué que la structure de réglage a donné des meilleures performances au point de vue rejet des perturbations (Application d'un couple de charge sans compensation) et une sensibilité remarquable envers la variation du moment d'inertie. Nous avons aussi testé la robustesse de la structure envers une erreur de mesure des paramètres électriques ou nous avons constaté qu'une faible sous estimation des inductances permet la minimisation des ondulations du couple et des courants.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressé à une structure de commande à degré relatif égal à deux, elle comprend une boucle de régulation de vitesse et une boucle de régulation des courants directs. À partir des dérivées des fonctions de commutation des courants directs et de la vitesse, le vecteur tension complet a été extrait.

Ce vecteur tension est composé des deux termes qui représentent le vecteur "tension équivalente", valable sur la surface de glissement, et le vecteur "tension d'attractivité" valable en dehors de la surface de glissement.

Les résultats obtenus montrent que la deuxième méthode permet d'obtenir de bonnes performances en régulation et en poursuite. Elle est moins sensible aux erreurs d'identification des paramètres mécaniques et électriques de la machine.

Conclusion Générale

La machine synchrone double étoile étudiée est alimentée à travers deux onduleurs de tension à MLI à trois niveaux. Elle est commandée par différentes stratégies de commande (commande par un régulateur IP et commande par mode de glissement) en présence de différentes perturbations, à savoir 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 quelque 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 par mode de glissement peut être utilisée pour commander une machine synchrone double étoile et concevoir une structure de commande stable et robuste.

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. Étant donné qu'un onduleur à trois 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 trois 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 monovariante.

La méthode de découplage, est validée à partir de résultats de simulation. Les grandeurs sont correctement découplées les unes par rapport aux autres.

Dans le troisième chapitre, nous 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 analysés en présence des perturbations externes qui agissent sur les caractéristiques de type mécanique et des perturbations internes qui modifient les caractéristiques électriques. 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 quatrième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone double étoile. Après une présentation de la théorie du mode de glissement, nous avons proposé, dans la première partie de ce chapitre, 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.

Après avoir déterminé le courant direct de référence qui permet d'obtenir pour un couple de charge donné un courant de phase minimale et déterminer le courant en quadrature de référence à partir de la dérivée de la fonction de commutation de la vitesse, les courants sont comparés à leurs consignes pour former les fonctions de commutation des courants directs et les courants en quadratures. À partir des dérivées par rapport au temps de ces fonctions de commutation, nous avons déduit le vecteur tension complet qu'on doit appliquer à la machine. Ce dernier est composé de deux termes, le premier représente le vecteur "tension équivalente" valable sur la surface de glissement, tandis que le deuxième terme représente le vecteur "tension d'attractivité" valable en dehors de la surface de glissement.

La réponse en vitesse a été rapide, sans dépassement ni erreur statique, et nous avons remarqué que la structure de réglage a donné des meilleures performances au point de vue rejet des perturbations (Application d'un couple de charge sans compensation) et une sensibilité remarquable envers la variation du moment d'inertie. Nous avons aussi testé la robustesse de la structure envers une erreur de mesure des paramètres électriques ou nous avons constaté qu'une faible sous estimation des inductances permet la minimisation des ondulations du couple et des courants.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous nous sommes intéressés à une structure de commande à degré relatif égal à deux, elle comprend une boucle de régulation de vitesse et une boucle de régulation des courants directs. À partir des dérivées des fonctions de commutation des courants directs et de la vitesse, le vecteur tension complet a été extrait.

Ce vecteur tension est composé des deux termes qui représentent le vecteur "tension équivalente", valable sur la surface de glissement, et le vecteur "tension d'attractivité" valable en dehors de la surface de glissement. Les résultats obtenus montrent que la deuxième méthode permet d'obtenir de bonnes performances en régulation et en poursuite. Elle est moins sensible aux erreurs d'identification des paramètres mécaniques et électriques de la machine.

L'apport principal de ce travail réside dans la commande par mode glissement à degré relatif égal à deux de la machine synchrone double étoile, en utilisant une commande continue incluant une composante intégrale.

Les résultats obtenus avec la commande par mode de glissement à degré relatif égal à deux ont été comparés avec ceux obtenus avec la commande par mode de glissement à degré relatif égal à un et ceux obtenus avec une commande par des régulateurs type intégral proportionnel, on constate que la commande par un régulateur IP, malgré qu'elle garantie des comportements tout à fait acceptables dans la plupart des perturbations, elle présente l'inconvénient d'une matrice de découplage relativement importante.

La commande par mode de glissement présente un excellent comportement des grandeurs de sorties de la machine vis-à-vis des différentes perturbations (application d'une charge constante et inversement du sens de rotation).

Nous avons remarqué que la commande par mode de glissement à degré relatif égal à deux de la machine synchrone double étoile à rotor bobiné, en utilisant une commande continue incluant une composante intégrale assure des réponses rapides et robustes.

Sans oublier de signaler que cette technique de commande présente l'inconvénient d'un grand nombre de paramètres de simulation à déterminer.

BIBLIOGRAPHIE

- [ABD97] **R-ABDELSSAMED**, "Modélisation des machines électrique", Presse de l'université de Batna, 1997
- [AIM03] **M-AIME**, "Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques, applications aux nouvelles structures multicellulaires", thèse de doctorat, INP, Toulouse, 2003.
- [BER04] **D. BERIBER, E.M. BERKOUK, MO. MAHMOUDI, A. TALHA**,² La Stratégie de modulation vectorielle d'un onduleur à trois niveaux a structure NPC. Application à la MASDS commandée en vitesse ", International Conference Science of Electronic SETIT, March 15-20, TUNISIA, 2004.
- [BOR98] **J-BORNAL**, "Entraînement électriques à vitesse variable", Tec&doc, 1998
- [BUH88] **H-BUHLER**, " Réglage par mode de glissement ", Lausanne, 1988.
- [BOU95] **H-BOUZEKRI**, "Contribution à la commande des machines synchrones à aimants permanents", thèse de doctorat, INPL, 1 juin 1995.
- [CAR95] **J. CARON, J.P. HAUTIER**, " Modélisation et commande de la de la machine asynchrone", technip, 1995.
- [CHA83] **J-CHATELAIN**, " Machines électriques", Tome 1 et 2, Dunod, 1983.
- [HAD00] **D. HADIOUCHE, H. RAZIK AND A. REZZOUG**, "Modelling of A Double- Star Induction Motor with an Arbitrary Shift Angle between Its Three Phase Windings", *Proceedings of EPE-PEMC'2000*, 5-7 September 2000.
- [HUS03] **R-HUSSON**, "Méthodes de commande des machines électriques", Lavoisier, 2003.
- [LAB95] **F-LABRIQUE**, " les convertisseurs de l'électronique de puissance", Tec&doc, 1995.
- [LAU98] **PH.LAUTIER**, " Modélisation des convertisseurs à découpage par la conception et la commande, Application à l'onduleur", thèse de Doctorat, INSA, Lyon, 1998.
- [LEV98] **E.LEVI**, " State-Space d-q Axis Models of Saturated Salient Pole Synchronous Machines ", IEE, Proc-Electr.Power Appl, Vol.145,n°3,(may1998),pp.206-216.
- [LUU00] **J-LUUKKO**, "Direct torque control of permanent synchronous Machines analysis and implémentation", Thèse de doctorat, lappeenranta, 2000.
- [MAD 97] **MO. MAHMOUDI, MF. BENKHORIS, S.SLALA N. MADANI**, "Comparaison des régulateurs PI et IP pour la commande vectorielle d'une

- machine asynchrone ", Proceedings of the IEEA /// international Conference. AJOT, Batna.
- [MAH99] **MO.MAHMOUDI, N.MADANI, MF.BENKHORIS, F.BOUDJEMA,**" Cascade Sliding Mode Control of a Field Oriented Induction Machine Drive ", Eur Phy.Journal. AP, (1999), pp.217-225.
- [MOU98] **N.MOUBAYED, F.MAIBODY-TABAR, B.DAVET,**"Alimentation par deux Onduleurs de Tension d'une Machine Synchrone Double Etoile", Revue Internationale de Génie Electrique RIGE,vol.1.n°4,(1998),pp. 457-470.
- [MUN00] **A-R-MUNOZ,** "Dual stator winding machine drive", Sept/october2000, IEEE.
- [NAA01] **A.A.NAASSANI,**"Contrôle direct du couple et du flux de la machine asynchrone", essai de synthèse au moyen de la théorie de mode de glissement, Thèse de doctorat, ENS de CACHAN, 2001.
- [NEZ05] **L.NEZLI, M.O.MAHMOUDI, M.S.BOUCHERIT, M.DJEMAI,**"On vector control of double star synchronous machine with current fed inverters ",The Mediterranean Journal of Measurement and Control, vol.1,n° .3,(2005), pp.116-126.
- [NOV96] **D.W.NOVOTNY, T.A.LIPO,**? Vector Control And Dynamics Of AC Drives? , Oxford University Press,New York,(1996).
- [REV03] **B-REVOL,** "Modélisation et optimisation des performances d'une association variateur de vitesse –machines asynchrone", Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, 21 novembre2003.
- [SCH01] **I.SCHMIDT, K. VINCZE, k. VESZPREMI,** "Vector sliding mode control of sinusoidal –fied synchronous servo drive", 17 dec 2001,periodica polytechnica, ser, el, eng, vol 45.
- [STU00] **G-STURTZER, E.SMIGIEL,** "Modélisation et commande des moteurs Triphasés", Edition ellipses 2000.
- [TER98] **F.TERRIEN,M.F.BENKHORIS,** "Analyse of Double Star Motor for Electrical Propulsion", IEE,9th International Conference of Electrical Machines and Drives, EMD'99 ,UK,1-3,(sept1999),pp. 90-95.
- [TER99] **F. TERRIEN, M.F. BENKHORIS,** "Analysis of Double Star Motor Drives For Electrical Propulsion", IEE: 9th International Conference Electrical Machines and Drives EMD 99, Canterbury, UK; 1-3 September 1999; Conference publication 468, pp90-95
- [TER00] **F.TERRAIN,**"Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI", Thèse de doctorat de l'Université de Nantes, 7 décembre 2000.

- [VAL03] **J-VALLON**, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de Commutation à **IGBT** sous fortes contraintes ", thèse de doctorat, l'ENSEEIH, 17 décembre 2003.
- [ZAH00] **T-ZAHARIEVA**, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone", LESIA/INSA 2000.

PARAMETRES DE LA MACHINE DE LA PLATE -FORME D'ESSAI

Les paramètres de la machine utilisés pour notre application tout au long de ce travail ont été tirés de [TER00] et sont:

Puissance nominale **$P_n = 5\text{Kw}$**

Tension nominale **$U_n = 230\text{V}$**

■ Les paramètres électriques :

Nombre de paire de pôles : **$p = 1$**

Les inductances statoriques : **$L_d = 0.1961\text{H}$** .

$L_q = 0.1105\text{H}$.

$L_{dm} = 0.185\text{H}$.

$L_{qm} = 0.1005\text{H}$.

Les inductance rotoriques : **$L_f = 15\text{H}$**

$M_{df} = 1.518\text{H}$

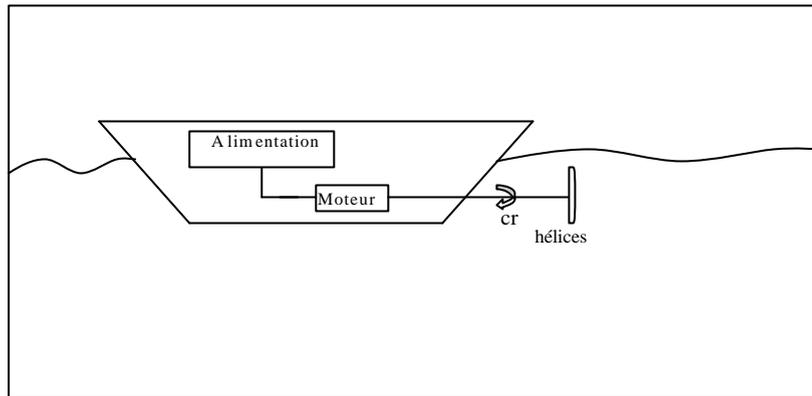
Les résistances: **$R_s = 2.35\Omega$**

$R_f = 30.3\Omega$

■ Les paramètres mécaniques de la machine sont:

Charge	Banc d'essai à vide	Banc d'essai et volant d'inertie
Moment d'inertie J en kg. m ²	0.25	2.5
Coefficient de frottement N.m.s/rd	0.001	0.05

EXPRESSION DU COUPLE DE CHARGE

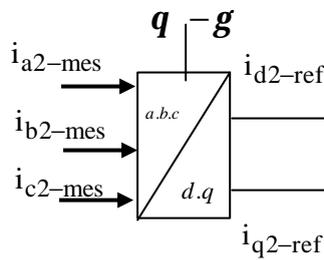
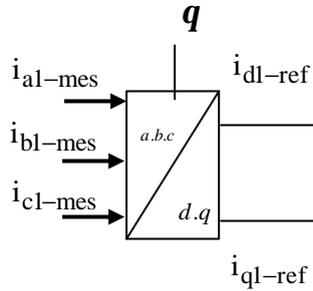


La rotation de l'hélice de propulsion dans l'eau de mer augmente énormément le moment d'inertie de l'ensemble tournant et le coefficient de frottement visqueux est affecté lui aussi de la viscosité de l'eau de mer dans le quel l'hélice de propulsion est en rotation. En conséquence, le couple résistant imposé par l'hélice en rotation dans l'eau de mer sera exprimé par relation suivante :

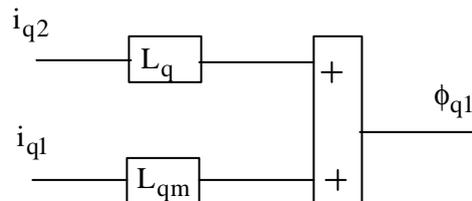
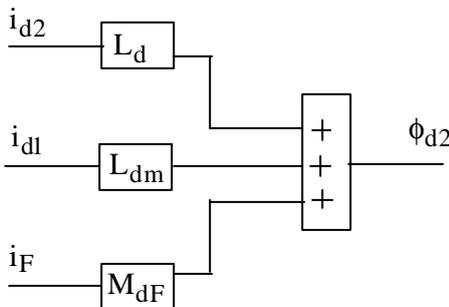
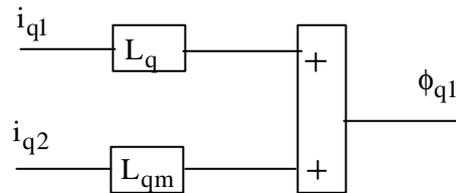
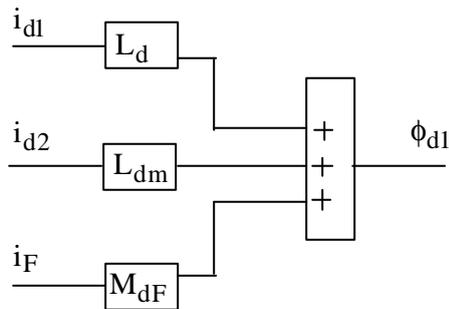
$$C_r = J_c \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f_c \cdot \Omega$$

ESTIMATION DU COUPLE DE CHARGE.

1-Observateur du courants $i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}$. A partir de la mesure de position ou de la vitesse et des courants de phases, il est possible de reconstruire les courants $i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}$.



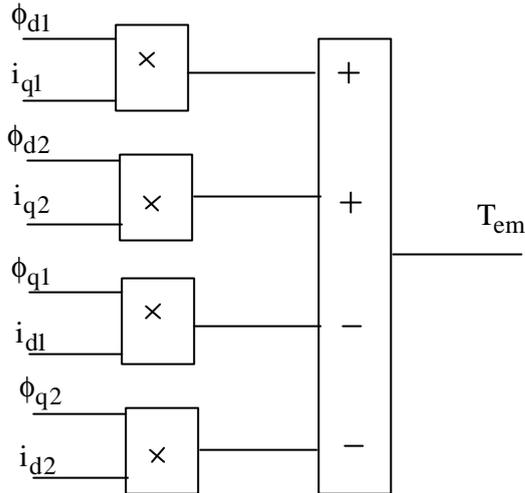
2-Observateur des flux $\phi_{d1}, \phi_{q1}, \phi_{d2}, \phi_{q2}$. À partir de l'observateur des courants $i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}$, il est possible de reconstruire les flux $\phi_{d1}, \phi_{q1}, \phi_{d2}, \phi_{q2}$.



3-Observateur du couple électromagnétique T_{em} : À partir de l'observateur des flux

$\phi_{d1}, \phi_{q1}, \phi_{d2}, \phi_{q2}$ et l'observateurs des courants $i_{d1}, i_{q1}, i_{d2}, i_{q2}$, il est possible de reconstruire le couple électromagnétique.

$$T_{em} = p.(\phi_{d1} \cdot i_{q1} + \phi_{d2} \cdot i_{q2} - \phi_{q1} \cdot i_{d1} - \phi_{q2} \cdot i_{d2})$$



4-Observateur du couple résistant: A partir de la mesure de position ou de la vitesse et de l'observateur du couple électromagnétique, il est possible de reconstruire le couple résistant.

$$T_{em} - f \cdot \Omega - J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_r$$