

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Dr. Moulay Tahar de Saida

---

**Faculté des Sciences et de la Technologie**  
*Département d'Electrotechnique*

Mémoire en Vue de l'Obtention du Diplôme de

**Magister**

Spécialité :

Electrotechnique

Option :

**Convertisseurs Electromécaniques**

*Présenté par :*

**Boualem BENDJEBARA**

*Intitulé du mémoire :*

---

**Commande vectorielle d'une machine synchrone à  
réductance variable**

---

*Soutenu le, - - 2011, devant le jury composé de :*

<b>Président</b>	Dr. Miloudi Abdellah	Maître de Conférences – A – (U.T.M.S. Saida)
<b>Rapporteur</b>	Dr. Hartani Kada	Maître de Conférences – A – (U.T.M.S. Saida)
<b>Examinateur</b>	Dr. Miloud Yahia	Maître de Conférences – A – (U.T.M.S. Saida)
<b>Examinateur</b>	Dr. Mezouar Abdelkader	Maître de Conférences – A – (U.T.M.S. Saida)

## Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde reconnaissance, mes vifs remerciements pour mon encadreur Dr Hartani Kada, qui a consacré à l'encadrement de mon travail un temps et une disponibilité d'esprit considérables, auxquels j'ai été d'autant plus sensible que son emploi du temps est très chargé. Son rôle, ses critiques constructives, ses précieux conseils et ses propositions m'ont permis de mener à bien ce travail et toujours d'aller de l'avant. J'ai ainsi largement pu profiter de sa grande acuité scientifique. Je lui suis donc redevable d'avoir pu faire un travail dans des conditions exceptionnelles.

Je remercie également monsieur Miloudi Abdellah, maître de conférences à l'université de Saida, Faculté des Sciences et de la Technologie, département d'Electrotechnique, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse.

Pour leur participation à l'évaluation scientifique de ces travaux, je tiens également à remercier Messieurs, Miloud Yahia, maître de conférences à l'université de Saida, Faculté des Sciences et de la Technologie, département d'Electrotechnique, Mezouar Abdelkader maître de conférences à l'université de Saida, Faculté des Sciences et de la Technologie, département d'Electrotechnique, et, en tant que membres dans le jury. Je les remercie aussi pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant de le juger.

Mes sincères remerciements aux membres de jury qui ont bien voulu honorer de leur présence ma soutenance.

Je remercie vivement tous ceux qui de près ou de loin, ont contribué d'une manière ou d'une autre à la réalisation de ce mémoire.

Enfin, je dédie ce travail à ma petite famille, ma sœur et mes amis.

**Boualem BENDJEBARA**

# Table des matières

Liste des symboles	1
Liste des figures	3
Liste des tableaux	5
Introduction générale	6

## **Chapitre 1 Généralités sur la machine synchrone à réluctance variable**

1.1 Introduction	10
1.2 Constitution de la machine	11
1.3 Les différents types de la machine synchrone à réluctance variable	13
1.3.1 Rotor massif	13
1.3.2 Rotor avec barrières de flux	14
1.3.3 Rotor axialement laminé	15
1.3.4 Assistance par aimants	15
1.3.5 Utilisation de supraconducteurs comme isolants magnétiques	16
1.4 Principe de fonctionnement	17
1.5 Influence du paramètre $L_d / L_q$ sur les performances de la machine	19
1.6 Avantages de la MSR	21
1.7 Conclusion	22

## **Chapitre 2 Commande vectorielle de la MSRV**

2.1 Introduction	24
2.2 Modèle mathématique d'une machine synchrone à réluctance :	24
2.2.1 Hypothèses	24
2.2.2 Équations dans un repère lié au stator	25
2.2.3 Modèle de la machine dans le repère (d-q) lié au rotor	27
2.2.4 Expression du couple électromagnétique	29
2.2.5 Équation mécanique	29
2.2.6 Modèle d'état non linéaire d'une MSRV	30

---

*Table des matières*

2.2.7 Fonction de transfert du sous système électrique	32
2.3 Onduleur de tension	33
2.3.1 Introduction	33
2.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension	34
2.3.2.1 Modèle de l'onduleur	35
2.3.3 La commande MLI sinus triangle	37
2.4 Commande vectorielle de la machine	42
2.4.1 Introduction à la commande vectorielle	42
2.4.2 Principe de la commande vectorielle	43
2.4.3 Choix des Régulateurs	45
2.5 Simulation de l'ensemble commande-onduleur-machine	49
2.5.1 Description du modèle élaboré sous matlab/simulink	50
2.6 Résultats de simulation	51
2.6.1 Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse	51
Essai 2 : Réponse à un échelon de vitesse suivi d'une introduction du couple de charge	55
Essai 3 : Réponse à une variation de vitesse	59
Essai 4 : Démarrage suivi d'une application d'une charge puis une inversion de vitesse	63
2.7 Conclusion	67

### **Chapitre 3    Commande vectorielle de la machine synchrone à réluctance variable sans capteurs**

3.1 Introduction	69
3.2 Observateurs	69
3.2.1 Principe des observateurs	69
3.2.2 Classification des observateurs	70
3.3 Bruit	72
3.3.1 Bruit d'état	72
3.3.2 Bruit de mesure	73
3.4 Observateur de luenberger	73

---

*Table des matières*

3.4.1 Principe	73
3.4.2 Observateur de Luenberger d'ordre3	76
3.4.3 Résultats de Simulation de l'observateur d'ordre réduit	78
3.5 Conclusion	81
Conclusion générale	82
Annexe	84
Bibliographie	85

---

### ملخص:

تتضمن هذه المذكورة عرض دراسة محاكية للتحكم الشعاعي لآلية كهربائية متزامنة ذات مقاومة مغناطيسية متغيرة و موجة التدفق، نظام تغذية هذه الآلة مكون أساسا من موج توتر ثلاثي الأطوار، وبغية التحكم في الآلة اكتفينا باستعمال منظم للسرعة تناصبي تكاملي ذي نمط كلاسيكي، و من أجل دراسة مقارنة للنتائج المتحصل عليها بواسطة تقنية التدفق الموجه باستعمال ملقط ميكانيكية تم في آخر هذه المذكورة تصميم ملحوظ Luenberger قصد التعرض لتقنية التحكم الشعاعي بدون ملقط.

وتجسدا لهذا العمل ،تم اتباع الخطوات التالية :

- وصف شامل للآلية و نظام اشتغالها وكذا نموذجتها .
  - ابراز تقنية التحكم الشعاعي أو ما يسمى التدفق الموجه باستعمال ملقط ميكانيكية .
  - تصميم ملحوظ Luenberger واستعماله للتحكم الشعاعي دون ملقط ميكانيكية .
- بالإضافة إلى ذلك تم إجراء اختبارات محاكية لمعرفة مدى متنانة هذه التقنية للتحكم إن باستعمال ملقط ميكانيكية أو بدونها و من خلال هذه الدراسة تم الحصول على نتائج ديناميكية مرضية .

### كلمات مفتاحية:

آلية متزامنة ذات مقاومة مغناطيسية متغيرة ، آلات ذات مقاومة مغناطيسية متغيرة ، التحكم الشعاعي ، موج توتر ثلاثي الأطوار، تحكم بدون ملقط ميكانيكية ، ملحوظ Luenberger .

**Résumé :**

Ce mémoire présente une étude par simulation de la commande vectorielle d'une machine synchrone à réluctance variable (MSRV) et à flux orienté. Le système d'alimentation de cette machine comporte principalement un onduleur de tension triphasé. Pour commander la machine, on a utilisé un régulateur de vitesse de type PI classique; et pour une étude comparative des résultats obtenus en utilisant la technique du contrôle à flux orienté avec capteurs mécaniques la synthèse d'un observateur de Luenberger a été présentée à la fin de ce mémoire dans le but de prendre part de la commande vectorielle sans capteurs mécaniques.

Pour ce faire, on a adopté les étapes suivantes :

- Pésentation générale de la machine, de son principe de fonctionnement et de sa modélisation.
- Présentation de la technique de commande vectorielle appliquée à la MSRV avec capteurs mécaniques ;
- La conception d'un observateur de Luenberger et son utilisation à la commande vectorielle sans capteurs mécaniques.

De plus, des tests de simulation de la MSRV ont été aussi effectués avec et sans capteurs. D'après les résultats de simulation, la technique de commande étudiée permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

**Mots clés :**

Machine synchrone à réluctance variable, Machines à réluctance variable, Commande vectorielle, Onduleur de tension triphasé, Commande sans capteurs mécaniques, Observateur de Luenberger.

# Liste des symboles

## Variables :

$v_a, v_b, v_c$	: Tensions de phase
$v_d, v_q$	: Tensions statoriques dans le repère ( $d, q$ )
$v_{ao}, v_{bo}, v_{co}$	: Tensions de branche
$v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$	: Tensions de phase
$i_a, i_b, i_c$	: Courants de phase
$i_d, i_q$	: Courants statoriques dans le repère ( $d, q$ )
$i_d^*, i_q^*$	: consignes de courants d'axe d et d'axe q
$v_a^*, v_b^*, v_c^*$	: consignes de tensions
$\psi$	: flux magnétiques traversant les phases statoriques
$\psi_d, \psi_q$	: Flux statoriques dans le repère ( $d, q$ )
$S_a, S_b, S_c$	: Etats des interrupteurs de l'onduleur
$\theta$	: Position mécanique de la machine
$Z$	: pulsation électrique
$\Omega$	: vitesse de rotation du rotor
$C_{em}$	: Couple électromagnétique
$C_r$	: Couple résistant
$C_{ch}$	: Couple de charge
$E$	: Tension continue d'entrée de l'onduleur de tension
$x$	: vecteur d'état
$u$	: vecteur d'entrée
$y$	: vecteur de sortie
$C(s)$	: régulateur

## Paramètres :

$R_s$	: Résistance statorique par phase
$L$	: inductance statorique
$L_s$	: Inductance statorique par phase
$L_d$	: Inductance directe
$L_q$	: Inductance en quadrature
$L_f$	: inductances de fuite d'une phase statorique
$p$	: Nombre de paires de pôles

$J$	: Moment d'inertie totale de la machine
$f$	: Coefficient de frottement visqueux
$T_p$	: période de la porteuse
$t_m$	: temps mort
$\tau  $	: constante de temps
$V_p$	: amplitude de la porteuse
$G_{ond}$	: gain de l'onduleur
$K_p, K_i$	: coefficients des régulateurs PI
$G_d, G_q, G_v$	: gains des fonctions de transfert des courants d'axe d et q, et de la vitesse
$\tau_d, \tau_q, \tau_v$	: constantes de temps des fonctions de transfert des courants d'axe d et q, et de la vitesse
$K_{pd}, K_{id}$	: coefficients du régulateur PI du courant d'axe d
$K_{pq}, K_{iq}$	:coefficients du régulateur PI du courant d'axe q
$K_{pv}, K_{iv}$	:coefficients du régulateur IP de vitesse
$\xi$	:coefficient d'amortissement
$w_n$	:pulsation propre

### Indices :

$a, b, c$	: Axes du repère triphasé
$d, q$	: Axes du repère tournant de Park
$X_{abc}$	: Composante du vecteur $X$ dans les trois phases de la machine
$X_{dqe}$	: Composante du vecteur $X$ dans le repère tournant ( $d, q$ )
$ref$	: Valeur de référence
$\hat{X}$	: Valeur estimée de la variable $X$

### Opérateurs :

$P$	: Matrice de transformation de Park
$s$	: Variable de Laplace

# Liste des figures

<b>Figure 1.1 :</b> Coupe transversale d'une MSRV à pans coupés	12
<b>Figure 1.2 :</b> Rotor massif)	14
<b>Figure 1.3 :</b> Rotor avec barrières de flux	14
<b>Figure 1.4 :</b> Rotor axialement laminé	15
<b>Figure 1.5 :</b> Assistance par aimants d'une machine synchro-réductante. Configurations à deux et à quatre pôles	16
<b>Figure 1.6 :</b> Utilisation de supraconducteurs comme écran contre le flux d'axe $q$	17
<b>Figure 1.7 :</b> Machine à réductance monophasé : structure élémentaire	17
<b>Figure 1.8 :</b> Les différentes Positions du rotor relatives aux deux réductances extrêmes veaux	18
<b>Figure 1.9 :</b> Machine diphasée équivalente	19
<b>Figure 2.1 :</b> Ensemble Commande – Onduleur - Machine	24
<b>Figure 2.2 :</b> Représentation symbolique de la machine	25
<b>Figure 2.3 :</b> Schéma fonctionnel du modèle de Park	32
<b>Figure 2.4 :</b> Schéma de principe de l'onduleur à MLI	35
<b>Figure 2.5 :</b> Modèle sous SIMULINK de l'onduleur de tension à deux niveaux	37
<b>Figure 2.6 :</b> Principe de la commande MLI sinus-triangle	38
<b>Figure 2.7 :</b> Modèle sous SIMULINK de la commande MLI sinus triangle	40
<b>Figure 2.8 :</b> Principe de la commande MLI sinus-triangle et enveloppes de tension	42
<b>Figure 2.9 :</b> Schéma principal de la commande vectorielle en courant de la MSR.	44
<b>Figure 2.10 :</b> Schéma principal de la commande vectorielle en vitesse de la MSR.	45
<b>Figure 2.11 :</b> Régulation des courants et de vitesse de la MSR.	46
<b>Figure 2.12 :</b> Schéma-bloc de la boucle de régulation du courant d'axe $d$ .	47
<b>Figure 2.13 :</b> Schéma-bloc de la boucle de régulation du courant d'axe $q$	47
<b>Figure 2.14 :</b> Le schéma-bloc de la boucle de régulation de vitesse	48
<b>Figure 2.15 :</b> schema structurel de la commande vectorielle de la MSRV	50
<b>Figure 2.16:</b> Résultats de simulation pour un échelon de vitesse	55
<b>Figure 2.17</b> Résultats de simulation pour un échelon de vitesse suivi d'une introduction du couple de charge	59
<b>Figure 2.18 :</b> Résultats de simulation pour une variation de vitesse	63

---

*Liste des figures*

<b>Figure 2.19 : Résultats de simulation pour un Démarrage suivi d'une application d'une charge puis une inversion de vitesse</b>	67
<b>Figure 3.1 : Principe de l'observation</b>	69
<b>Figure 3.2 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état</b>	70
<b>Figure 3.3 : Structure d'Observateur de type Luenberger</b>	75
<b>Figure 3.4 : le schéma fonctionnel de la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une MSRV dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit</b>	77
<b>Figure 3.5 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteurs de vitesse d'une MSRV</b>	81

# Liste des tableaux

<b>Tableau 1.1 :</b> <i>Ordre de grandeur de puissance et de vitesse</i>	13
<b>Tableau 2.1 :</b> <i>Les paramètres externes de la MSRV</i>	49
<b>Tableau 2.2 :</b> <i>Coefficients des régulateurs</i>	50

## Introduction générale

Les actionneurs électriques ont toujours constitué des éléments indispensables au fonctionnement des procédés industriels durant ce siècle. De plus, vu la tendance vers l'exploitation de sources d'énergie non polluantes, l'utilisation des moteurs électriques dans les différents secteurs de l'industrie ne fera qu'augmenter.

Les applications vont de la robotique (servomoteurs) jusqu'à l'entraînement des laminoirs en sidérurgie en passant par le domaine des transports. Vu l'état d'avancement dans les domaines de l'électronique de puissance, de l'informatique et de la commande, les caractéristiques des moteurs électriques étaient mal exploitées et le critère de choix était essentiellement la simplicité de commande. C'est ainsi que le moteur à courant continu était fortement utilisé dans les applications industrielles et domestiques, contrairement à d'autres comme le moteur synchrone, asynchrone et à réluctance variable. Convenablement compensée, cette machine présente l'avantage d'être simple à commander, le couple étant directement proportionnel au courant d'induit. Néanmoins, elle présente des inconvénients liés à sa structure. La présence du système balais-collecteur nécessite un entretien constant (usure du graphite), limite la vitesse de rotation, interdit son utilisation en atmosphère explosive.

Le développement des semi-conducteurs de puissance a permis de réaliser des onduleurs de tension ou de courant, ouvrant la voie de la vitesse variable aux machines alternatives (synchrone et asynchrone). Ces machines possèdent de nombreux avantages par rapport à la machine à courant continu. L'absence du collecteur permet d'accroître la fiabilité et permet d'obtenir des machines ayant un coût de fabrication et d'entretien moins important. Les avancées technologiques de la micro-électronique ont permis le développement de commandes très performantes pour les machines alternatives (contrôle vectoriel et contrôle direct en couple). De nombreux constructeurs proposent aujourd'hui des variateurs utilisant ces principes de commande.

La machine à courant alternatif la plus utilisée dans l'industrie pour les applications du type servomoteur (robotique, machines outils,...) est la machine

synchrone à aimants permanents. Elle présente un couple massique important et un bon rendement par rapport aux autres types de machines. Son mode de contrôle est simple car le repère de commande est directement lié au rotor. Elle présente cependant quelques inconvénients. Tout d'abord, son coût de fabrication est relativement important à cause du prix des aimants permanents (aimants à base de terres-rares). Ensuite, il est difficile de la faire fonctionner en affaiblissement de champ pour monter en vitesse, le flux étant imposé par les aimants (la désaimantation doit rester limitée). Enfin, elle ne supporte pas des températures élevées de fonctionnement. Les matériaux à base de fer et de terres rares (néodyme) présentent un point de Curie relativement bas (environ 310°C), ce qui limite son domaine d'application. La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, de conception simple, et ne nécessite pratiquement pas d'entretien. Son prix est le plus bas du marché. La possibilité de contrôler son couple grâce à des commandes performantes en fait une solution avantageuse en terme financier et en terme de maintenance. Cependant, son modèle est complexe et la commande associée l'est également. Le changement de repère nécessaire à la commande vectorielle dépend de la valeur de la constante de temps rotorique (rapport entre l'inductance rotorique et la résistance rotorique). Ce paramètre varie avec la température et le niveau de saturation. Si l'on ne connaît pas parfaitement ce paramètre, ou s'il évolue en cours de fonctionnement, les performances dynamiques du système se dégradent. La commande sans capteur de vitesse pour la machine asynchrone reste difficile à assurer surtout pour les basses vitesses.

On a vu apparaître dernièrement, des systèmes d' entraînements du type servomoteur mettant en œuvre la machine synchrone à réducteur variable (en 1999 chez ABB). Une étude comparative entre les différentes machines alternatives de faible puissance a montré que cette machine présente un couple massique compris entre celui d'une machine asynchrone et celui d'une machine à aimants [Vag-96]. Elle a l'avantage d'avoir une structure de rotor simple et robuste (aucun conducteur au rotor dans sa version sans cage). Elle est relativement bon marché comparé aux machines à aimants. On peut la faire fonctionner facilement en affaiblissement de champ pour monter en vitesse

(fonctionnement à puissance constante). De plus, la commande sans capteur de vitesse est plus simple à réaliser que celle d'une machine asynchrone car elle possède une saillance naturelle [Jov-98] [Con-99]. Ces différents avantages semblent lui donner des chances de développement pour l'avenir. Comme les autres machines à courant alternatif, la machine synchrone à réluctance variable présente également des inconvénients non négligeables. La saillance du rotor qui est à l'origine du couple électromagnétique provoque des ondulations sur la valeur de ce couple. Ces ondulations de couple se traduisent par des vibrations et du bruit acoustique. Cette machine est très sensible à la saturation magnétique. En particulier, le couple moyen développé en dépend fortement.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres

Dans le premier chapitre, nous donnons une description générale de la MSR ainsi que les différentes structures de rotor qui ont été développées jusqu'à présent pour ce type de machine. Nous rappelons ensuite son principe de fonctionnement.

Le deuxième chapitre est consacré aux transformations utilisées dans la modélisation de la MSRV, au modèle d'état linéaire, et au modèle de l'onduleur de tension. Nous rappelons les équations classiques du modèle de la machine au sens du premier harmonique. Le principe de la commande vectorielle avec capteurs et son application à la MSRV sont présentés dans ce chapitre qui se termine par la présentation de la méthode de simulation et les résultats de simulation obtenus.

La commande vectorielle sans capteurs par orientation du flux rotorique par application de L'observateur de Luenberger constitue le sujet du dernier chapitre de ce mémoire. Nous présentons d'abord l'application de L'observateur de Luenberger à l'observation de l'état des systèmes, ensuite, nous l'appliquons à un modèle d'ordre réduit, et nous présentons les résultats de simulation obtenus.

Enfin, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

## **Chapitre1**

# **Généralités sur la MSRV**

## 1.1 Introduction

Bien avant que la machine à courant continu n'arrive à maturité et occupe une place importante dans plusieurs applications industrielles, de nombreuses machines, connues aujourd'hui sous le nom de machines à réluctance variable, étaient proposées. Parmi les inventeurs, citons le physicien russe Jacobi qui, dans un rapport présenté à l'Académie des sciences de Saint Petersburgh en 1834, propose d'appliquer l'électromagnétisme aux machines et décrit une structure tournante à réluctance variable. Depuis, la machine synchrone à réluctance variable est restée marginale, elle fut dépassée par les machines synchrones permettant de réaliser les plus grands générateurs, par les machines asynchrones pouvant se mettre en marche sans dispositif auxiliaire et fonctionner sur le réseau alternatif et, évidemment, par les machines à courant continu à collecteur, facilement commandables pour fonctionner à vitesse variable.

Dans les années 30, les moteurs synchrones à pôles saillants non excités (synchrones à réluctance variable) ont commencé à être étudiés. Ces moteurs, pouvant démarrer d'une façon autonome et offrant une vitesse précise et constante, étaient choisis pour plusieurs applications. Ils ont été, cependant, d'un emploi assez restreint à cause de leur facteur de puissance et de leur rendement faible. Ce n'est que dans les années 60 qu'on s'est intéressé de nouveau aux moteurs à réluctance variable (Lawrenson, 1964). C'est dans les universités anglaises (à Leeds et à Nottingham) que furent entrepris les travaux en premier. Ensuite, sont apparus les moteurs synchrones à réluctance variable à rotor segmenté, à barrières de flux et à rotor axialement laminé (Lawrenson, 1967). On a pu augmenter ainsi le rapport de saillance et, par là, le facteur de puissance [Ben-96].

## 1.2 Constitution de la machine

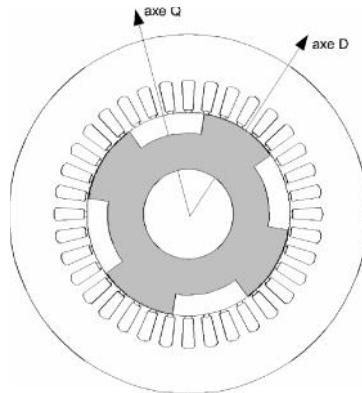
Une machine synchro-réductante est structurellement une machine synchrone à pôles saillants dépourvue d'excitation. Son stator est identique à celui des machines à courant alternatif ordinaires. Le couple électromagnétique est constitué exclusivement du couple de saillance. La conversion d'énergie dans la machine s'effectue par variation des inductances propres et mutuelles de ses enroulements de phases due à la rotation d'un rotor magnétiquement dissymétrique entre les axes direct (de réluctance minimale) et en quadrature (de réluctance maximale).

Il s'agit bien d'une machine à réluctance variable et plus précisément d'une machine à réluctance pure polyphasée à stator lisse avec une alimentation sinusoïdale [Mai-04a] [Mai-04b]. Comme la machine tourne au synchronisme avec son alimentation et comme elle fonctionne par variation de réluctance, nous avons choisi l'appellation « machine synchro-réductante » (Synchronous Reluctance Motor).

De plus, le rotor est anisotrope créant la variation de réluctance responsable de la conversion électromécanique. Aussi, le rotor peut être avec ou sans cage d'écureuil, il en est muni pour des applications à vitesse constante avec démarrage direct sur le réseau [Ham-09]. À cause de sa structure électromagnétique, le moteur synchrone à réluctance variable développe un couple fortement pulsatoire causant des bruits acoustiques considérables [Ben-96].

La machine synchro-réductante convient donc aux applications à forte puissance et à haute vitesse, domaine largement occupé actuellement par la machine asynchrone. Mais cette dernière présente des pertes Joule et des pertes fer au rotor en régime permanent. La machine synchro-réductante est donc sur ce point une véritable concurrente de la machine asynchrone.

La machine synchro-réductante couvre une large gamme de puissance de 750 W à 100 kW et de vitesse : de 3000 tours/min à 48000 tours/min. Le tableau suivant rassemble quelques caractéristiques de machines synchro-réductantes avec leurs structures, puissances, vitesses, rendements et facteurs de puissance atteints.



**Figure 1.1 : Coupe transversale d'une MSRV à pans coupés**

Nous pouvons également remarquer que des auteurs comme Meibody ont rapporté des rendements de l'ordre de 90%, et d'autres comme Boldéa des facteurs de puissance allant jusqu'à 0,9 [Ram-06].

année	puissance	vitesse	structure du rotor	$\zeta [\%]$	FP	Auteurs
1986	100 kW	3000 tr/min	Rotor Massif	90	0,63	Meibody [Mei 86]
1994	1,5 kW	N.C.	Rotor Laminé Axialement	89	0,91	I. Boldea <i>et al.</i> [Bol 94]
1998	60 kW	48 000 tr/min	Barrières de Flux	96	N.C.	Heath Hofmann [Hof 98]
1999	750 W	1800 tr/min	Barrières de Flux	N.C.	N.C.	M.Chomat <i>et al.</i> [Cho 99]
2000	10 kW	10 000 tr/min	Barrières de Flux	91	N.C.	Heath Hofmann [Hof 00]
2001	(1,8 Nm) 750 W	4000 tr/min	Rotor Laminé Axialement	91	0,6	Hiroshi Murakami <i>et al.</i> [Mur 01]
2001	(1,8 Nm) 750 W	4000 tr/min	Barrières de Flux et Assistance par Aimants	94,5	0,7	Hiroshi Murakami <i>et al.</i> [Mur 01]

année	puissance	vitesse	structure du rotor	$\zeta [\%]$	FP	Auteurs
2001	250 W	3000 tr/min	Barrières de Flux et Assistance par Aimants	80	N.C.	Shigeo Morimoto <i>et al.</i> [Mor 01]
2002	5 kW	8000 tr/min	Barrières de Flux et Assistance par Aimants	N.C.	N.C.	Erich Schmidt <i>et al.</i> [Sch 02]
2002	550 W	N.C.	Rotor Laminé Axialement	N.C.	N.C.	I.Torac [Tor 02]
2005	3,6 kW	1500 tr/min	Barrières de Flux	81,5	0,76	Boglietti <i>et al.</i> [Bog 05a]
2005	2,1 kW	1500 tr/min	Barrières de Flux	77,5	0,76	Boglietti <i>et al.</i> [Bog 05a]

N.C. signifie "Non Communiqué".

Tableau 1.1. : Ordre de grandeur de puissance et de vitesse

### 1.3 Les différents types de la machine synchrone à réluctance variable

On distingue actuellement trois principales structures du rotor de machine synchrone réluctante : massive, avec barrières de flux et axialement laminée.

#### 1.3.1 Rotor massif

Le rotor massif est constitué d'un bloc de matériau ferromagnétique. En général, il s'agit d'un cylindre sur lequel ont été faites des découpes pour créer la saillance du rotor. Cette structure est la plus simple à fabriquer et donc aussi la plus économique. Elle est également la plus robuste car constituée d'un seul bloc non assemblé. Elle est ainsi pourvue de la meilleure tenue mécanique et au moins de ce point de vue elle est idéale pour un fonctionnement à haute vitesse. Par ailleurs, la section de passage du flux d'axe  $d$  est assez large pour que le rotor soit peu saturé. Pour réduire les pertes aérodynamiques, le rotor peut être caréné par du matériau non magnétique ou peut être à trous comme le montre la Figure 1.2 [Zai-01]. Mais son principal défaut est la faiblesse relative du rapport de saillance  $L_d / L_q$  (de l'ordre de 4,5).

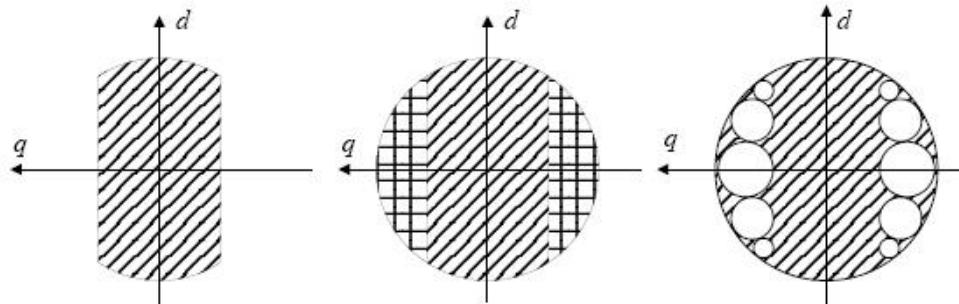


Figure 1.2 : Rotor massif

### 1.3.2 Rotor avec barrières de flux

Les barrières de flux sont un des dispositifs qui permettent d'augmenter le rapport de saillance  $l_d / l_q$  (jusqu'à environ 13). Le rapport de saillance est augmenté surtout par la réduction de l'inductance  $L_q$ , c'est à dire par l'augmentation de la réluctance du chemin du flux d'axe  $q$  dans le rotor. Le rotor devient alors un assemblage de segments ferromagnétiques et non magnétiques. On règle le rapport de saillance en jouant sur les largeurs relatives des segments.

Les barrières de flux peuvent être constituées d'air (trous dans le rotor). Un dimensionnement soigneux est alors nécessaire pour assurer la solidité du rotor et la réduction du flux d'axe  $q$ .

Pour préserver l'équilibre mécanique du rotor, les barrières de flux peuvent aussi être en acier non magnétique. Une technique d'assemblage robuste (soudage par explosion) est alors indispensable pour permettre au rotor de fonctionner en haute vitesse [Hof-98].

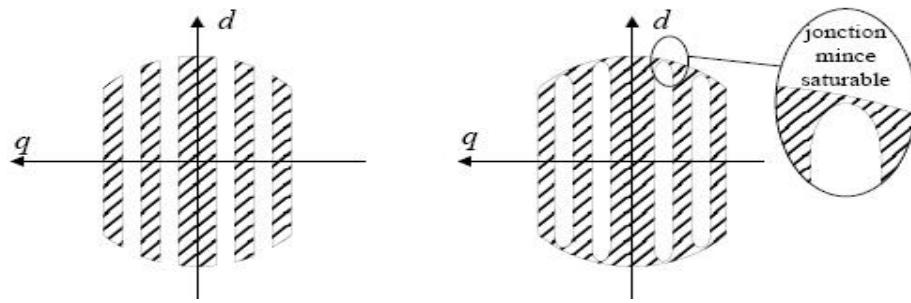
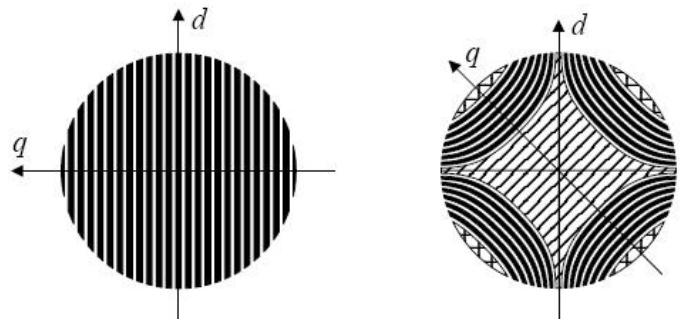


Figure 1.3 : Rotor avec barrières de flux

### 1.3.3 Rotor axialement laminé

Un deuxième dispositif permettant d'augmenter le rapport de saillance est le laminage axial du rotor. Le rotor est alors constitué d'une succession de feuilles ferromagnétiques et non magnétiques. Le rotor se comporte alors comme un matériau homogène anisotrope. C'est cette anisotropie du matériau du rotor qui assure la dissymétrie entre l'axe direct et l'axe en quadrature. On règle le rapport de saillance en jouant sur les épaisseurs relatives des feuilles.

On peut atteindre ainsi un rapport de saillance avoisinant 20 en deux pôles [Bol-94] et 10 en quatre pôles [Sta-93]. Notons que cette structure est généralement utilisée pour les machines synchro-réductrices à quatre pôles. Les feuilles assemblées sont alors en forme d'hyperboles comme le montre la Figure 1.4. Du fait du nombre élevé d'éléments assemblés et de la relativement faible tenue mécanique qui en découle, cette structure est limitée aux faibles vitesses (inférieures à 5000 tr/min) et faibles puissances (inférieures à 2kW) mais elle possède des performances plus élevées que les deux premières [Ram-06].



Rotor axialement laminé

Rotor axialement laminé à 4 pôles

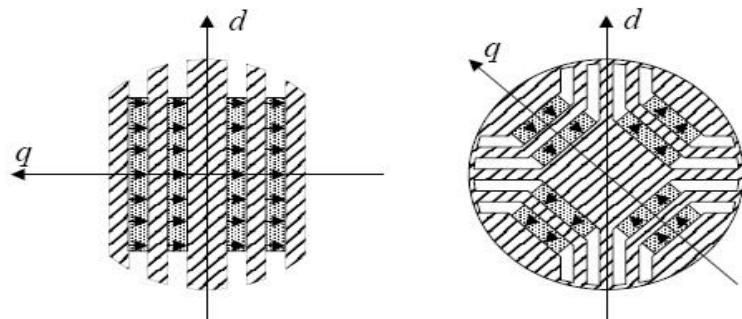
**Figure 1.4 : Rotor axialement laminé**

### 1.3.4 Assistance par aimants

Dans le but de réduire davantage le flux d'axe  $q$ , on peut utiliser des aimants permanents logés dans les barrières de flux. Contrairement à une excitation de type ordinaire, le flux créé par les aimants s'oppose au flux en quadrature. La majeure partie du couple reste due à la saillance du rotor. Morimoto, Murakami et Schmidt

ont rapporté une nette amélioration des performances en terme de couple, de facteur de puissance et de rendement [Mor-01][Mur-01][Sch-02].

Mais du fait de la polarité des aimants, la machine perd sa réversibilité en sens de rotation. Bien entendu, l'utilisation des aimants augmente le coût de la machine.



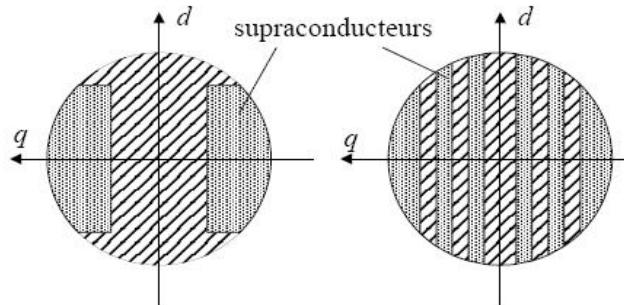
**Figure 1.5 : Assistance par aimants d'une machine synchro-réductante. Configurations à deux et à quatre pôles**

### 1.3.5 Utilisation de supraconducteurs comme isolants magnétiques

Le supraconducteur à haute température critique est de loin le meilleur dispositif pour réduire le flux d'axe  $q$ . Il est utilisé en tant qu'isolant magnétique. Il peut être utilisé pour carénier un rotor massif ou à la place des barrières de flux comme montré sur la Figure 1.6. L'introduction des barrières de flux en matériau supraconducteur présente l'avantage de réduire considérablement  $L_q$  en préservant une valeur élevée de  $L_d$ .

L'isolation magnétique entraîne en conséquence une augmentation considérable du rapport de saillance et par conséquent une amélioration importante du facteur de puissance.

Contrairement à l'assistance par aimants, l'utilisation de supraconducteurs permet de conserver la réversibilité de la machine par rapport au sens de rotation. Mais elle a deux inconvénients majeurs : le coût du matériau supraconducteur et la complexité de la structure et de la mise en oeuvre [Ram-06].

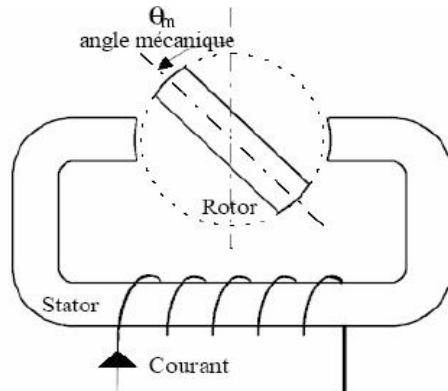


**Figure 1.6 :** Utilisation de supraconducteurs comme écran contre le flux d'axe  $q$

## 1.4 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement du moteur synchrone à réductance variable est basé sur le principe de variation de la réductance provoquée par la déformation du circuit magnétique. La production de couple est donc d'origine purement réductante (tendance d'un circuit magnétique à minimiser sa réductance ou maximiser son inductance) [Ben-96].

Pour illustrer le principe de fonctionnement des machines à réductance variable nous allons nous baser sur une structure électromagnétique élémentaire, dite structure de base d'une MSRV, Figure 1.7.



**Figure 1.7 :** Machine à réductance monophasé : structure élémentaire

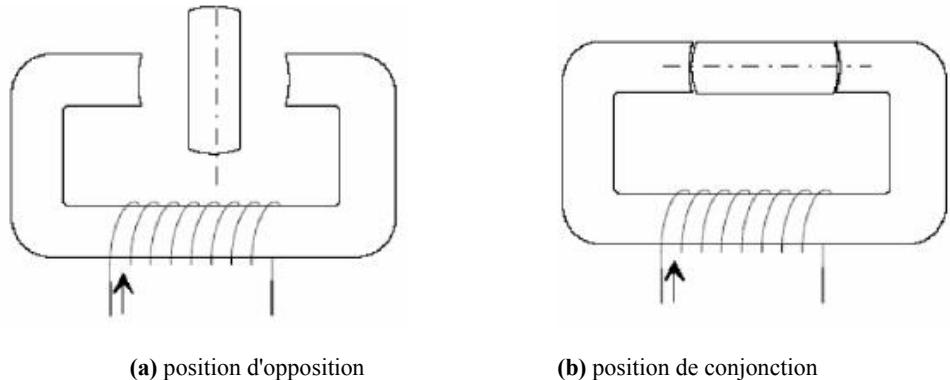
Il s'agit d'un circuit magnétique simple constitué de deux pièces ferromagnétiques, l'une fixe (stator) comportant un enroulement à  $N$  spires parcourues par un courant

*I* et l'autre mobile (rotor) autour d'un axe fixe. Soit  $\theta_m$  l'angle entre l'axe longitudinal de la pièce mobile et celui interpolaire de la pièce fixe.

Le mouvement de la machine est obtenu par la tendance du rotor à s'aligner avec l'axe magnétique de la phase statorique.

Cette structure possède deux positions rotoriques remarquables :

- Une position d'opposition pour laquelle le circuit magnétique présente une réluctance maximale ou inductance minimale, Figure 1.8(a).
- Une position de conjonction où la réluctance est minimale donc inductance maximale, Figure 1.8(b).



**Figure 1.8 : Les différentes Positions du rotor relatives aux deux réluctances extrêmes**

Si le rotor se trouve dans une position intermédiaire entre l'opposition et la conjonction et si on injecte un courant dans l'armature fixe, ce dernier modifie l'état du système qui tend alors à présenter une réluctance minimale, c'est-à-dire le passage du flux maximal entre les armatures. Lorsque le courant est supprimé, si l'énergie cinétique emmagasinée durant la rotation est suffisante pour l'amener jusqu'à l'opposition, alors on pourra répéter le cycle et obtenir un mouvement continu de rotation.

Le stator de la machine synchro-réductante est bobiné de la même façon que celui des machines synchrones ordinaires. Il s'agit d'un bobinage triphasé avec  $p$  paires de pôles alimenté par un système triphasé équilibré de courants de pulsation  $\omega$ . Le

bobinage triphasé crée alors une force magnéto-motrice (f.m.m) tournante avec une vitesse angulaire de  $\omega/p$ . Son rotor est saillant : il présente une « dissymétrie » entre l'axe direct et l'axe en quadrature. Le rotor se positionne par rapport à la f.m.m tournante de manière à ce que la réluctance traversée par le flux d'induction magnétique dans l'entrefer soit la plus petite que lui permet la charge qu'il entraîne. En tournant, la force magnétomotrice entraîne ainsi le rotor à la même vitesse  $\omega/p$ . L'angle  $\theta_0$  entre le maximum de la force magnétomotrice et l'axe  $d$  du rotor est appelé « angle de charge ».

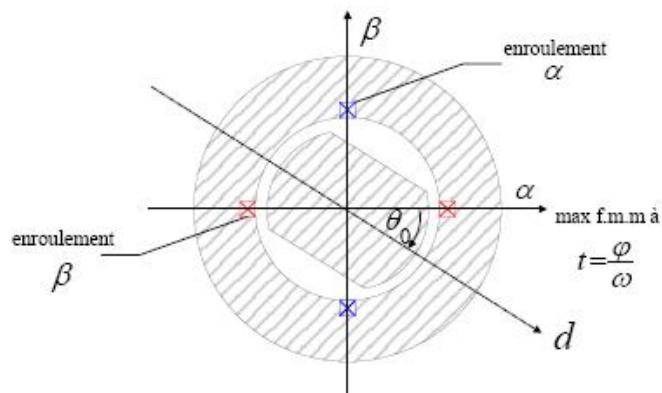


Figure 1.9 : Machine diphasée équivalente.

## 1.5 Influence du paramètre $L_d/L_q$ sur les performances de la machine

En régime linéaire, l'énergie magnétique de la machine s'exprime en fonction des inductances, de la valeur efficace  $I_2$  du courant diphasé et de l'angle de charge par :

$$W = I_2^2 (L_d \cos^2 \theta_0 + L_q \sin^2 \theta_0) = \frac{1}{2} I_2^2 (L_d - L_q) \cos 2\theta_0 + \frac{1}{2} I_2^2 (L_d + L_q) \quad (1.1)$$

Nous pouvons constater que l'énergie possède une partie non convertible indépendante de  $\theta_0$ , c'est l'énergie magnétisante, et une partie convertible en

$\cos 2\theta_0$  dont l'amplitude est proportionnelle à la différence  $L_d - L_q$ . Nous obtenons le couple en dérivant l'énergie par rapport à l'angle de charge :

$$C = \frac{\partial W}{\partial \left( \frac{\theta_0}{p} \right)} = -pI_2^2(L_d - L_q)\sin 2\theta_0 \quad (1.2)$$

Soit

$$C = p(L_d - L_q)i_d i_q = 2p(L_d - L_q)I_d I_q \quad (1.3)$$

où  $I_d$  et  $I_q$  sont les valeurs efficaces des courants direct et en quadrature  $i_d$  et  $i_q$ .

Ils sont liés par :

$$I_d = \frac{i_d}{\sqrt{2}} \quad \text{et} \quad I_q = \frac{i_q}{\sqrt{2}} \quad (1.4)$$

Ce couple est maximum pour  $-\theta_0 = 45^\circ$ , c'est à dire quand  $I_d = I_q = \frac{I_2}{\sqrt{2}}$ . Dans ce cas, le couple s'écrit :

$$C_{\max} = p(L_d - L_q)I_2^2 = pI_2^2 L_d \begin{pmatrix} \frac{L_d}{L_q} - 1 \\ \frac{L_d}{L_q} \end{pmatrix} \quad (1.5)$$

Le point de fonctionnement à couple maximum est particulièrement intéressant. En ce point, le facteur de puissance peut approximativement s'exprimer par :

$$\cos \varphi_{C_{\max}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\frac{L_d}{L_q}}{\sqrt{\left(\frac{L_d}{L_q}\right)^2 + 1}} \quad (1.6)$$

Au vue des équations (1.5) et (1.6), nous pouvons remarquer l'importance des paramètres  $L_d$  et  $L_q$ . Il faut tendre vers, d'une part, la plus grande différence  $L_d - L_q$ , c'est à dire la plus grande saillance magnétique, afin d'avoir le couple moyen le plus important et, d'autre part, vers le plus grand rapport de

saillance  $L_d/L_q$  afin d'avoir le meilleur facteur de puissance. Ceci conduit à rechercher le rotor présentant le plus grand  $L_d$  et le plus petit  $L_q$ . Nous pouvons supposer qu'aux saturations près, toutes les topologies des rotors des MSRV peuvent présenter une valeur de  $L_d$  de même ordre de grandeur. La discussion porte alors sur les différentes valeurs de  $L_q$  [Car]. Structurellement, il est difficile de construire un rotor de machine synchro-réductante avec un rapport élevé de  $L_d/L_q$  tout en maintenant un rotor mécaniquement robuste. Des rotors de machines synchro-réductantes utilisent des tôles feuillettées de haute résistance mécanique axialement collées [Hof-00] [Bar-04] mais ceci a mené à un rapport beaucoup plus faible de  $L_d/L_q$ . L'accroissement du facteur de puissance de ces machines passe obligatoirement par une augmentation significative du coût du système commande [Bel-08].

## 1.6 Avantages de la MSRV

Comparées aux autres types de machines électriques, les MSRV présentent la particularité de ne pas posséder de conducteurs au rotor. Cette simplicité leur permet de fonctionner à haute vitesse comme à basse vitesse. Les machines à réductance variable combinent les qualités des machines synchrones et celles des machines à courant continu sans balais. Les avantages de telles machines sont nombreux. En plus d'être simple à construire, le rotor possède souvent une faible inertie. Le stator est aussi simple à construire et les phases fonctionnent presque indépendamment les unes des autres (les inductances mutuelles sont faibles). Les pertes sont généralement localisées au stator qui est relativement facile à refroidir. La température maximale permissible au rotor est relativement élevée à cause de l'absence d'aimants. Les convertisseurs unipolaires qui leur sont associés sont peu coûteux et simples à commander. En cas de défaut, la tension de circuit ouvert et le courant de court-circuit sont très faibles. Le couple de démarrage peut être élevé sans entraîner une montée excessive du courant (cas des moteurs classiques). Ainsi, leurs performances associées à leurs bas coûts de fabrication leur réservent une place de choix dans plusieurs applications [Ben-96].

## 1.7 Conclusion

L'optimisation de la structure du rotor de la machine synchrone à réluctance variable reste de nos jours, un axe de recherche important [Vag-00a] [Cha-99a] [Bia -02]. Les études précédentes ont montré que l'augmentation du rapport de saillance permet d'obtenir avec ce type de machine, des performances comparables à celles de la machine asynchrone pour des puissances inférieures à 10 kW. La réalisation de servomoteurs utilisant ce type de machine peut devenir dans le futur, une alternative aux autres types de motorisation (machine asynchrone ou machine à aimant). Cependant, le développement d'algorithmes de commande performant nécessite une bonne connaissance du modèle de la machine. Nous allons dans la suite rappeler les équations du modèle électrique équivalent de la machine en rappelant les hypothèses classiques.

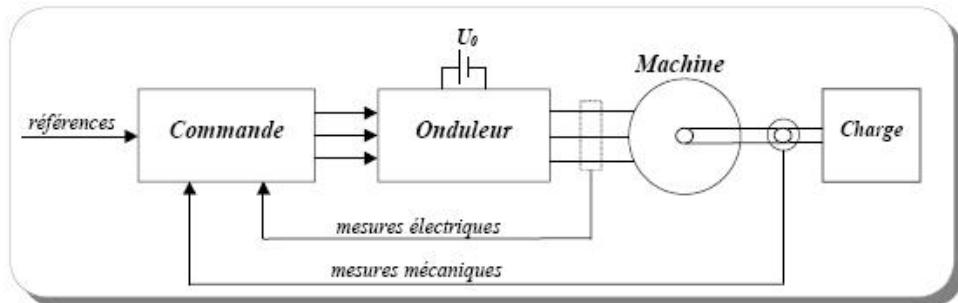
## **Chapitre 2**

# **Commande vectorielle de la MSRV**

## 2.1 Introduction

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi les machines électriques utilisées, les machines synchrones à réluctances variables. Pour diminuer le taux d'ondulation du couple, elles sont alimentées par des onduleurs de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage (IGBT par exemple). En outre, grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple. La figure 2-1 représente l'ensemble commande-onduleur-machine.

Ce chapitre est consacré à une brève description des différentes parties de l'ensemble : commande-onduleur-machine. Pour cela nous présentons d'abord les transformations utilisées pour passer d'un repère fixe à un repère tournant, Ensuite, l'onduleur triphasé de tension et sa modélisation sont décrits. Après, un rappel sur la commande vectorielle des MSRV.



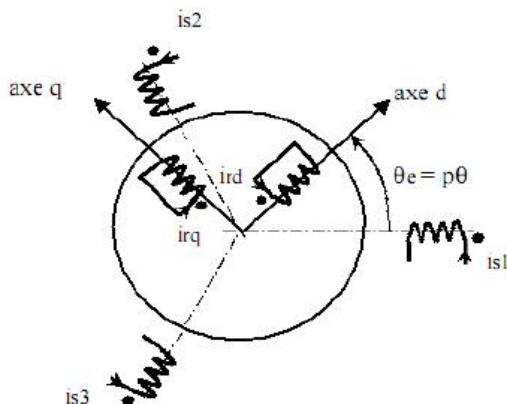
**Figure 2.1 : Ensemble Commande – Onduleur - Machine.**

## 2.2 Modèle mathématique d'une machine synchrone à réluctance :

### 2.2.1 Hypothèses

Pour pouvoir développer le modèle électrique équivalent de la machine, il est nécessaire de faire certaines hypothèses. Ces hypothèses classiques sont les suivantes :

- On considère une distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer créées par les bobinages statoriques et rotoriques.
  - On néglige les phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétique.
  - On néglige les pertes dans le fer de la machine.
  - On néglige l'effet de peau (en particulier dans les barres du rotor).
  - On néglige l'effet de la température sur la valeur des résistances.
- On donne sur la figure 2.2, une représentation symbolique de la machine bipolaire équivalente. Le stator est composé de trois bobinages déphasés de  $2\pi/3$  dans l'espace. La cage du rotor peut être modélisée par deux enroulements en quadrature, l'un placé suivant l'axe  $d$  (axe de faible entrefer) et l'autre suivant l'axe  $q$ . Cette représentation simplifiée du rotor ne permet pas d'accéder à la connaissance du courant circulant effectivement dans chaque barre mais conduit à une traduction assez fidèle de l'influence des barres rotoriques sur le comportement de la machine [Cha-83]. L'angle  $\theta_e = p\theta$  représente la position mécanique du rotor et  $p$  le nombre de paires de pôles.



**Figure 2.2 : Représentation symbolique de la machine**

### **2.2.2 Équations dans un repère lié au stator :**

Nous allons présenter les équations principales du modèle de la machine non saturée dans le repère du stator.

Les équations générales des tensions s'obtiennent en écrivant la loi de Faraday pour chacun des enroulements en considérant la chute de tension ohmique. Comme

les enroulements rotoriques équivalents à la cage sont en court-circuit, la tension appliquée est nulle :

$$v_a = R_s i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \quad (2.1)$$

$$v_b = R_s i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \quad (2.2)$$

$$v_c = R_s i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad (2.3)$$

où :

$R_s$  : résistance d'une phase statorique

$v_a, v_b, v_c$  : tensions d'alimentation

$i_a, i_b, i_c$  : courants circulants dans les phases statoriques

$\psi_a, \psi_b, \psi_c$  : flux magnétiques traversant les phases statoriques

Sous forme matricielle :

$$[V_{abc}] = R_s [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (2.4)$$

En régime linéaire, on a :

$$[\Psi_{abc}] = [L] [I_{abc}] \quad (2.5)$$

où :

[L] : matrice inductance

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_a(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ab}(\theta) & L_b(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ac}(\theta) & M_{bc}(\theta) & L_c(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les inductances qui apparaissent dans l'équation précédente dépendent pour la plupart de la position du rotor. Avec l'hypothèse du premier harmonique d'espace, les expressions des inductances propres et mutuelles du stator s'écrivent:

$$\begin{aligned}
 L_a(\theta) &= L_f + L_0 + L_2 \cos 2\theta & M_{ab}(\theta) &= M_0 + M_2 \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\
 L_b(\theta) &= L_f + L_0 + L_2 \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{ac}(\theta) &= M_0 + M_2 \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
 L_c(\theta) &= L_f + L_0 + L_2 \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{bc}(\theta) &= M_0 + M_2 \cos 2\theta
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

où  $L_f$  est l'inductance de fuite d'une phase. Dans le même cadre d'hypothèses, Il existe une relation entre les coefficients  $L_0$  et  $M_0$  et entre les coefficients  $L_2$  et  $M_2$  ainsi apparaissant dans l'expression des inductances propres et mutuelles du stator :

$$\frac{M_0}{L_0} = -\frac{1}{2} \quad \text{et} \quad \frac{M_2}{L_2} = 1 \tag{2.8}$$

### 2.2.3. Modèle de la machine dans le repère (d-q) lié au rotor :

Pour simplifier les équations du modèle, on se place dans un repère lié au rotor (axes d-q).

Les grandeurs statoriques sont ramenées dans le repère du rotor en appliquant la transformation de Park. Comme les enroulements statoriques sont montés en étoile à neutre isolé, la somme instantanée des courants statoriques est nulle, de sorte qu'il n'y a pas de courant homopolaire. Par conséquent, s'il existe une composante homopolaire de tension ou de flux, elle n'intervient pas dans le couple [Sar-98a][Nah-01]. Le comportement de la machine est donc représenté par deux variables indépendantes.

Cette transformation mathématique est rappelée ci-dessous. Elle est parfaitement définie quel que soit  $\theta$ . Elle est orthogonale et possède une matrice inverse.

La matrice de Park normée est :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

avec:

$$[P]^{-1} = [P]^t \tag{2.10}$$

Toutes les grandeurs électriques triphasées sont projetées sur le repère lié au rotor par la transformation de Park, nous écrivons alors dans le cas général:

$$[X_{dgh}] = [P][X_{abc}] \quad (2.11)$$

Ce qui entraîne :

$$[X_{abc}] = [P]^t [X_{dgh}] \quad (2.12)$$

où  $[X_{dgh}]$  désigne tout vecteur de grandeurs exprimées dans le référentiel lié au rotor.

Les indices  $d$ ,  $q$  et  $h$  désignent respectivement les composantes directes, en quadrature et homopolaire.

En appliquant la transformation de Park au système d'équations (2.4), on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Le système d'équations devient alors :

$$[P]^t [V_{dgh}] = R_s [P]^t [I_{dgh}] + [P]^t \frac{d[\Psi_{dgh}]}{dt} + \frac{d[P]^t}{dt} [\Psi_{dgh}] \quad (2.13)$$

La multiplication des deux membres de (2.13) par  $[P]$  nous donne :

$$[V_{dgh}] = R_s [I_{dgh}] + \frac{d[\Psi_{dgh}]}{dt} + p\Omega [P] \frac{d[P]^t}{d\theta} [\Psi_{dgh}] \quad (2.14)$$

avec :

$$[P] \frac{d[P]^t}{d\theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

ce qui donne :

$$[V_{dgh}] = R_s [I_{dgh}] + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_h \end{bmatrix} \frac{d[I_{dgh}]}{dt} + p\Omega \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [I_{dgh}] \quad (2.16)$$

où :

$$\begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_h \end{bmatrix} = [P][L][p]^t \quad (2.17)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_d = L_0 + L_f - M_0 + \frac{1}{2}L_2 + M_2 \\ L_d = L_0 + L_f - M_0 - \frac{1}{2}L_2 + M_2 \\ L_h = L_0 - M_0 \end{cases} \quad (2.18)$$

Le neutre de la machine étant isolé, ce qui implique naturellement  $i_h = 0$ , les équations électriques qui régissent le fonctionnement de la machine synchrone à réductance s'écrivent alors, comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -p\Omega L_q \\ p\Omega L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

ou encore, sous la forme d'équations d'état :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{p\Omega L_q}{L_d} \\ -\frac{p\Omega L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

#### 2.2.4. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromécanique développé par la machine synchrone peut être donné par la relation suivante [Ham-09]:

$$C_{em} = p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (2.21)$$

#### 2.2.5. Equation mécanique

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans la machine est régie par la relation suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_{ch} \quad (2.22)$$

où  $J$  est le moment d'inertie des parties tournantes de l'ensemble machine-charge et  $C_{ch}$  le couple de charge qui s'écrit en général :

$$C_{ch}(\Omega) = C_r + f\Omega \quad (2.23)$$

où  $f$  est le coefficient de frottements visqueux.

La position du rotor évolue d'après l'équation différentielle suivante :

$$\frac{d\theta}{dt} = p\Omega \quad (2.24)$$

### 2.2.6. Modèle d'état non linéaire d'une MSRV

La présentation du modèle d'état demande, dans un premier temps, la définition du vecteur d'état  $x$ , du vecteur d'entrée  $u$  et du vecteur de sortie  $y$ . Dans le cas fréquent du modèle (2.20), les entrées de la machine sont les tensions statoriques  $v_d$  et  $v_q$  et les courants statoriques  $i_d$  et  $i_q$  composent le vecteur de sortie.

Suivant le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le vecteur d'état peut être constitué de trois ou de quatre variables d'état. Dans le cas d'une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant  $d-q$  est décrit par le système ci-dessous [Nah-01] :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} i_q \Omega \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} i_d \Omega \\ \frac{p(L_d - L_q)i_d i_q}{J} - \frac{f}{J}\Omega - C_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Ce modèle est non linéaire à cause des termes  $i_d \Omega$ ,  $i_q \Omega$ ,  $i_d i_q$  et  $C_{ch}$ . En effet, le couple de charge  $C_{ch}$  est supposé fonction non linéaire de  $\Omega$ .

Le couple de charge  $C_{ch}$  est considéré généralement comme perturbation à compenser par le régulateur de vitesse. Dans le cas d'une régulation de la position  $\theta$  du rotor, il faut prendre celle-ci comme une nouvelle variable d'état évoluant d'après l'équation (2.24) qui décrit sa dynamique en fonction de la vitesse angulaire  $\Omega$ . Le nouveau modèle d'état s'écrit [Ham-09] :

$$\left( \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} i_q \Omega \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} i_d \Omega \\ \frac{p(L_d - L_q)i_d i_q}{J} - \frac{f}{J} \Omega - C_r \\ p\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \end{array} \right) \quad (2.26)$$

Nous considérons indépendamment, le sous-système électrique :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} i_q \Omega + \frac{1}{L_d} v_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{pL_d}{L_q} i_d \Omega + \frac{1}{L_q} v_q \end{cases} \quad (2.27)$$

et le sous-système mécanique :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p(L_d - L_q)i_d i_q}{J} - \frac{f}{J} \Omega - C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = p\Omega \end{cases} \quad (2.28)$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park des MSR est illustrée sur la figure (2.3)

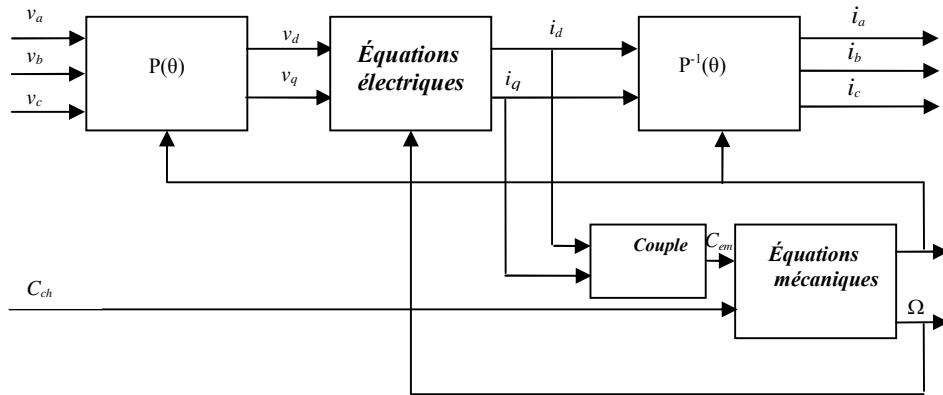


Figure 2.3 : Schéma fonctionnel du modèle de Park

### 2.2.7. Fonction de transfert du sous système électrique :

La Transformée de Laplace appliquée au sous-système électrique (2.27) donne :

$$\begin{cases} i_d = \left( \frac{1}{R_s + L_d s} \right) (v_d + p\Omega L_q i_q) \\ i_q = \left( \frac{1}{R_s + L_q s} \right) (v_q - p\Omega L_d i_d) \end{cases} \quad (2.29)$$

La fonction de transfert est définie par :

$$G_d(s) = \frac{1}{R_s + L_d s} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_d}{R_s} s} = \frac{G_d}{1 + \tau_d s} \quad (2.30)$$

$$G_q(s) = \frac{1}{R_s + L_q s} = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_q}{R_s} s} = \frac{G_q}{1 + \tau_q s}$$

où  $G_d = G_q = \frac{1}{R_s}$

et  $\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ ,  $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  sont les constantes de temps électriques.

Les termes  $pL_q i_q \Omega$  et  $-pL_d i_d \Omega$  dans (2.29) sont considérés comme des perturbations à compenser par les régulateurs des courants.

Dans le cas d'une commande en vitesse, la fonction de transfert du système mécanique est :

$$G_v(s) = \frac{1}{f + Js} = \frac{\frac{1}{f}}{1 + \frac{J}{f}s} = \frac{G_v}{1 + \tau_v s} \quad (2.31)$$

Avec :  $G_v = \frac{1}{f}$  et  $\tau_v = \frac{J}{f}$

## 2.3. Onduleur de tension

### 2.3.1. Introduction

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle. Dans notre travail, l'onduleur est commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) échantillonnée symétrique [Bow-86]. Elle consiste à imposer aux bornes de la machine des tensions, hachées à fréquence fixe, évoluant en fonction des références de tension obtenues à partir des régulateurs des courants. A l'aide d'un signal triangulaire appelé "porteuse", ces tensions sont modulées en largeur d'impulsions (MLI) afin de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur. A chaque instant, l'un des deux interrupteurs de chaque bras est en conduction et l'autre est bloqué. En MLI échantillonnée symétrique, le signal de référence est constant pendant au moins une période de la porteuse. Ce qui permet de calculer facilement les instants d'intersection du signal de référence avec la porteuse au début de chaque période de celle-ci.

En pratique, il n'est pas possible d'effectuer simultanément le blocage et l'amorçage des deux interrupteurs du même bras. Afin d'éviter un court-circuit dû au retard de blocage, il est indispensable d'ajouter un temps mort  $t_m$  entre le blocage d'un interrupteur et l'amorçage de l'autre. Les temps morts nécessaires sont dans l'ordre

de quelques microsecondes pour différents types de semi-conducteurs. Le processus de blocage et d'amorçage étant difficile à modéliser, les algorithmes de compensation des temps morts sont généralement basés sur l'hypothèse d'une commutation instantanée des semi-conducteurs.

### 2.3.2. Modélisation de l'onduleur de tension

Dans l'étude de l'ensemble commande-onduleur-machine-charge, nous nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. Du fait que les constantes de temps des machines et des régulateurs sont très grandes devant le temps de transition d'un état à l'autre des composants semi-conducteurs, on peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur-machine. Les six interrupteurs de l'onduleur relient les deux bornes de la source de tension aux trois phases de la machine [Nah-01]. On modélise alors l'onduleur par un gain :

$$G_{ond} = \frac{E}{2V_p} \quad (2.32)$$

où  $E$  est la tension du bus continu et  $V_p$  la valeur maximale de la tension modulatrice.

Le retard pur généré par l'application de la MLI ainsi que celui dû à la conversion analogique-numérique est assimilé de façon simple à un système du premier ordre tel que la fonction de transfert du convertisseur s'écrit au final :

$$G_{ond}(s) = \frac{G_{ond}}{1 + \tau_p s} \quad (2.33)$$

où  $\tau_p$  représente la somme des retards de l'onduleur (MLI), du temps de calcul des régulateurs et du temps de conversion analogique-numérique. Dans notre dispositif

expérimental sa valeur est :  $T_p = 300 \mu\text{s}$  qui sera considérée dans la synthèse des régulateurs [Ham-09].

### 2.3.2.1. Modèle de l'onduleur

La Figure 2.4 donne le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé, il est placé entre une source de tension triphasée parfaite, donc de tension constante et une charge triphasée équilibrée parcourue par des courants  $i_a, i_b, i_c$  formant un système triphasé sinusoïdale équilibré.

L'onduleur est un assemblage de trois ponts monophasés formés chacun de deux interrupteurs en série ( $K_1$  et  $K'_1$ ,  $K_2$  et  $K'_2$ ,  $K_3$  et  $K'_3$ ). Les interrupteurs d'un même demi-pont doivent être complémentaires pour que la source de tension ne soit jamais en court-circuit, et pour que les circuits des courants  $i_a, i_b, i_c$  ne soient jamais ouverts.

Pour que les six interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quels que soient les courants  $i_a, i_b, i_c$ . Il faut que ces interrupteurs soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et fermeture commandées.

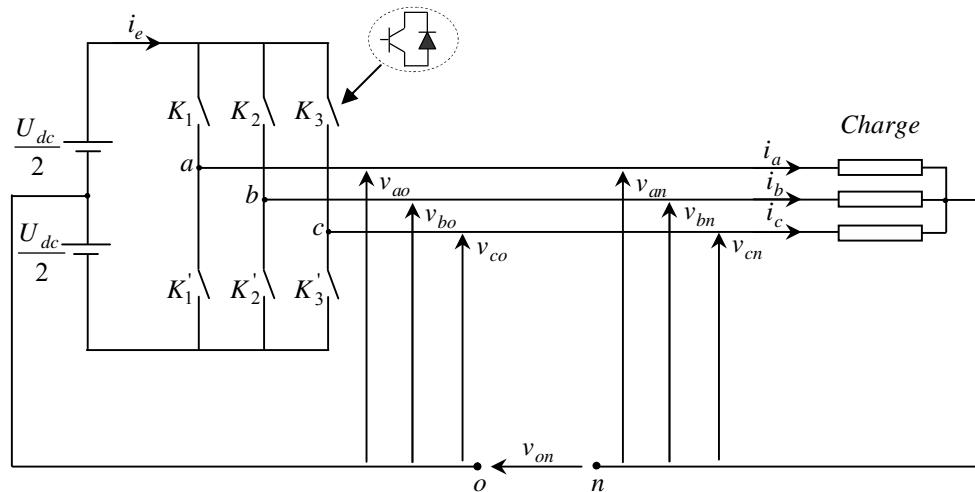


Figure 2.4 : Schéma de principe de l'onduleur à MLI

Sachant que dans un régime équilibré  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ , nous pouvons écrire, (selon la figure 2.4) :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (2.34)$$

En faisant la somme des équations du système (2.34) on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (2.35)$$

$$\text{D'où : } v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (2.36)$$

$$\text{Donc : } v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (2.37)$$

En substituant l'équation (2.37) dans le système (2.34), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Les deux interrupteurs de chaque branche de l'onduleur sont commandés de manière complémentaire, en appliquant une modulation de largeur d'impulsion.

À partir du schéma de l'onduleur, les tensions fournies par les demi-ponts sont:

$$v_i - v_o = \begin{cases} +\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } K_i : \text{fermé} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } K_i : \text{ouvert} \end{cases} \quad \text{avec: } i = a, b, c \quad (2.39)$$

Les tensions délivrées sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Avec  $S_i$  est l'état de l'interrupteur  $K_i$ , supposé parfait, tel que pour le  $i^{\text{ème}}$  bras de l'onduleur ( $i = a, b, c$ ) :

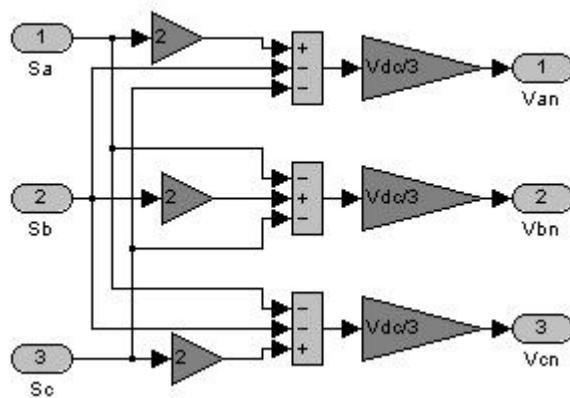
- ◆  $S_i = 1$  si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert ;

- ◆  $S_i = 0$  si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé ;

Le courant d'entrée de l'onduleur est donné par:

$$i_e = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2.41)$$

La figure 2.5 représente le modèle simulink de l'onduleur de tension à deux niveaux.



**Figure 2.5 :** Modèle sous SIMULINK de l'onduleur de tension à deux niveaux

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur.

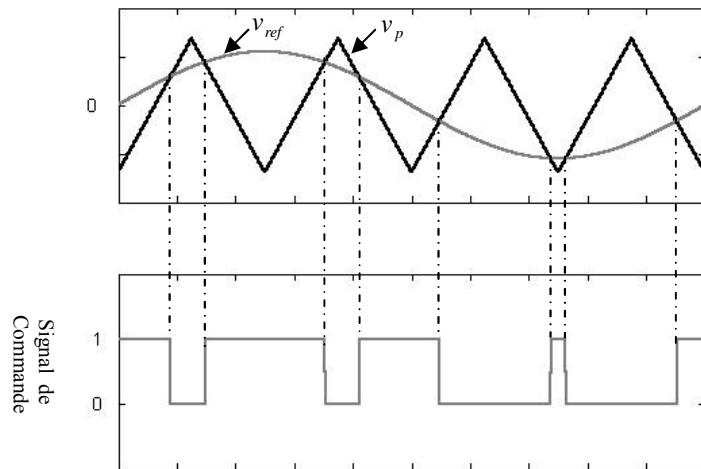
### 2.3.3. La commande MLI sinus triangle

Le bloc de commande du convertisseur reçoit les tensions de référence pour les trois phases. Ces tensions sont comparées avec un signal triangulaire, et en fonction du signal d'erreur, on commande les semi-conducteurs de l'onduleur; le mode de fonctionnement est très simple :

- ◆ Si  $v_{ref} > v_p$  : l'interrupteur supérieur du bras de pont conduit ;

- Si  $v_{ref} \prec v_p$  : l'interrupteur inférieur du bras de pont conduit ; Où  $v_{ref}$  représente une des trois tensions de référence, et  $v_p$  représente le signal triangulaire ou l'onde porteuse.

Ce type de commande est appelé commande par modulation de largeur d'impulsion où commande *MLI* (*PWM* en anglais). Cette technique exige une commande séparée pour chaque phase de l'onduleur. La détermination des instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs est réalisée en temps réel, par une électronique de commande analogique ou numérique ou parfois hybride. La figure 2.6 illustre le principe de base de cette technique.



**Figure 2.6 : Principe de la commande MLI sinus-triangle**

#### - Caractéristiques de la MLI sinus triangle

Si la tension de référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande : l'indice de modulation  $m$  et le taux de modulation  $r$ .

- *Indice de modulation*

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (2.42)$$

Où  $f_r$  est la fréquence de la tension de référence et  $f_p$  est celle de la porteuse.

- *Taux de modulation*

$$r_m = \frac{V_r}{V_p} \quad (2.43)$$

Où  $V_r$  est l'amplitude de la tension de référence et  $V_p$  est celle de la porteuse.

#### **- Modélisation de la commande MLI sinus triangle**

- *Équation de la porteuse*

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $V_p$ . On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$\begin{cases} v_p = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ v_p = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (2.44)$$

- *Équations des tensions de référence*

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_r$  et de fréquence  $f_r$ . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{ref\_a} = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ v_{ref\_b} = V_r \sin\left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{ref\_c} = V_r \sin\left(2\pi f_r t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.45)$$

- *Équations des états des interrupteurs*

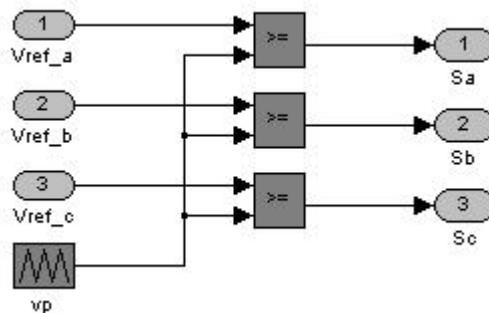
La commande à MLI sinus triangle utilise la comparaison avec les trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation 2.46 suivante :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{ref\_i} - v_p) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{ref\_i} - v_p) < 0 \end{cases} \quad \text{avec } i = a, b, c \quad (2.46)$$

#### **- Simulation de la commande MLI sinus triangle**

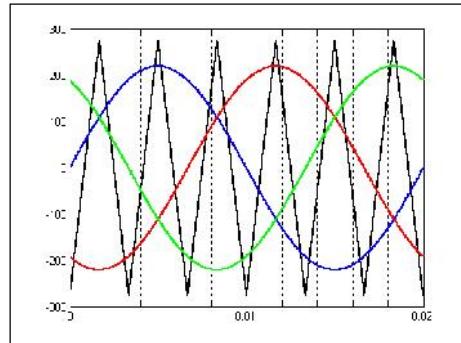
La figure 2.7 représente le modèle en Simulink de la commande MLI sinus triangle et la figure II.8 montre la simulation des états  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur ainsi que des tensions de sortie  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$ ,  $v_{cn}$  et leurs spectres quand les tensions d'entrées sont triphasées sinusoïdales de fréquence 50 Hz et d'amplitude 220V.

Dans la simulation on a pris  $r=0.8$ ,  $m=6$  et  $m=18$  et  $V_{dc}=280$  V.

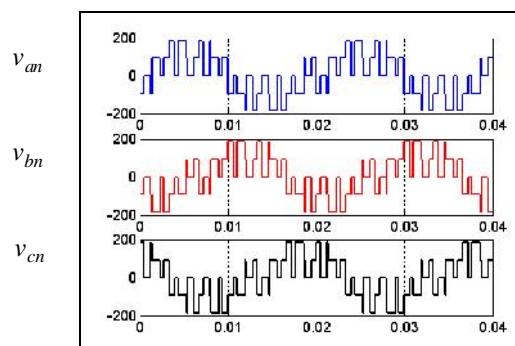
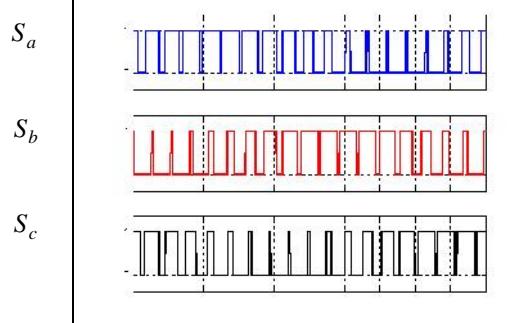
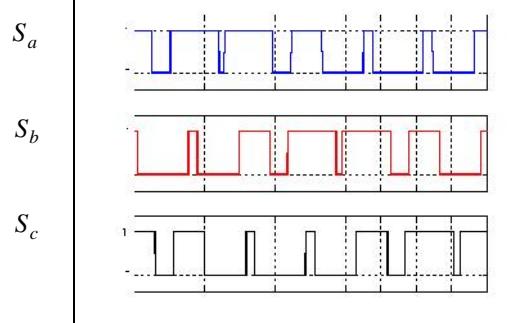
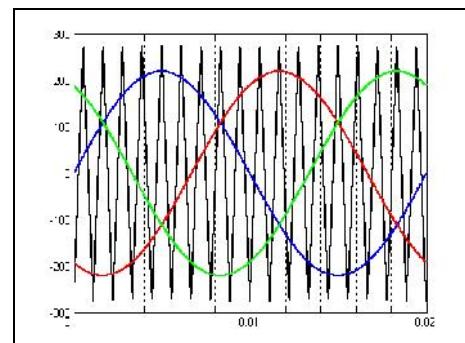


**Figure 2.7 : Modèle sous SIMULINK de la commande MLI sinus triangle**

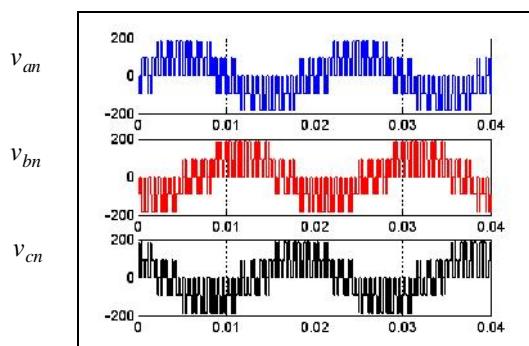
$m = 6, r = 0,8$



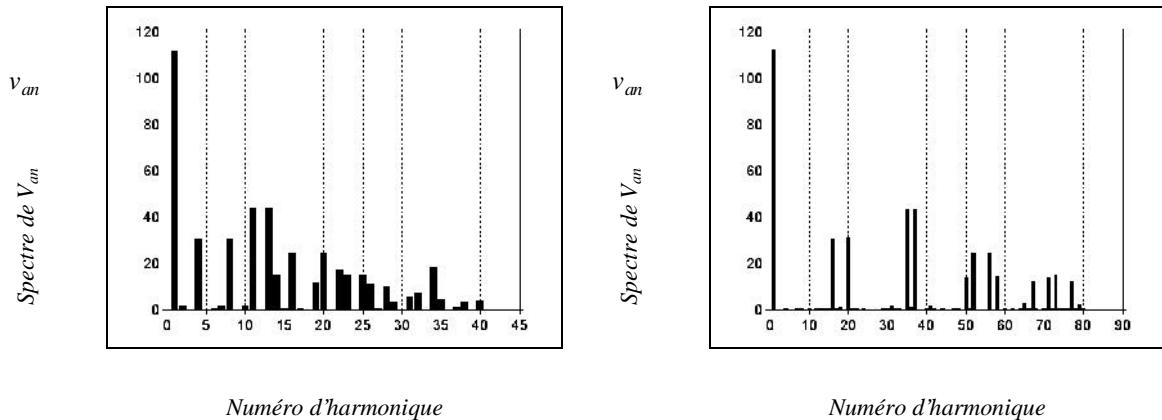
$m = 18, r = 0,8$



Temps (s)



Temps (s)



**Figure 2.8 :** Principe de la commande MLI sinus-triangle et enveloppes de tension

## 2.4. Commande vectorielle de la machine

### 2.4.1. Introduction à la commande vectorielle

Les machines à courant continu ont été auparavant l’élément clé de la majorité des systèmes d’entraînements à vitesse variable. En effet, cette machine présente l’avantage d’un contrôle séparé du flux et du couple. Le flux est produit uniquement par le courant d’excitation (en négligeant les effets de la réaction magnétique d’induit) et si le flux est fixé, le couple devient proportionnel au courant d’induit. Actuellement les systèmes d’entraînements sont beaucoup plus pilotés par des machines à induction, très disponibles et ayant beaucoup d’avantages. L’idée étant d’utiliser la stratégie de commande vectorielle permettant de rendre son comportement identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthodologie permet de linéariser et découpler les dynamiques du flux par rapport aux dynamiques du couple. Ces dynamiques seront contrôlées par de simples régulateurs proportionnels intégraux.

Le développement de calculateurs numériques a permis l’implémentation de lois de commandes plus avancées qui jadis étaient implémentés en analogique. Toutefois, un régulateur analogique peut toujours être discréétisé et implémenté en numérique.

Ce chapitre sera consacré à l'étude de la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème du couplage entre le flux et le couple rendant la machine difficilement commandable. La synthèse des différents régulateurs sera effectuée en temps continu (PI et anti-emballement).

### 2.4.2. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à contrôler le couple en contrôlant instantanément les courants  $i_d$  et  $i_q$ . Dans le cas présent, nous maintenons le courant  $i_d$  à une valeur fixe et nous contrôlons le couple uniquement par le courant  $i_q$ . Le choix de maintenir le courant  $i_d$  constant et de contrôler le couple par l'intermédiaire de  $i_q$ , plutôt que le contraire, est consécutif aux considérations suivantes[Tou] :

- La variation du flux direct en fonction de  $i_d$  est non linéaire alors que, abstraction faite des courants d'amortisseurs, celle du flux en quadrature est quasi linéaire en fonction du courant  $i_q$ .
- La constante électrique suivant l'axe en quadrature est plus faible que celle suivant l'axe direct.

Quand l'effet de saturation est négligeable, le maintien de  $i_d$  à une valeur constante force donc le courant d'amortisseur  $i_{kd}$  à zéro le flux  $\psi_d$  est alors imposé uniquement par le courant d'axe direct  $i_d$  et le couple ne dépend alors que du seul courant en quadrature  $i_q$ . Mais quand le niveau de saturation n'est plus négligeable, compte tenu de l'effet croisé, même si le courant  $i_d$  est maintenu à une valeur constante, les valeurs des inductances changent avec la charge, donc avec  $i_q$ . Le modèle devient ainsi non linéaire et inexploitable pour la commande. Cependant, on peut obtenir un modèle assez simple pour être exploitable il suffit de maintenir la saturation à un niveau élevé constant afin d'annuler l'effet croisé. Ceci peut être réalisé en maintenant le courant  $i_d$  à une valeur élevée, suffisamment éloignée du coude de saturation. Dans cette hypothèse, la variation du courant en quadrature n'induit plus qu'un effet très faible sur le flux direct, ainsi, les inductances statique

et dynamique de magnétisation demeurent constantes, et l'inductance de magnétisation dynamique mutuelle est négligeable.

La commande vectorielle revient alors à contrôler les deux composantes  $i_d$  et  $i_q$  du courant statorique en imposant les tensions  $v_d$  et  $v_q$  qui conviennent. Comme on l'a vu, l'onduleur de tension à MLI peut être modélisé par un gain  $G_{ond}$ , par conséquent pour imposer les tensions  $v_d$  et  $v_q$ , il suffira d'imposer les tensions de référence  $v_{dref}$  et  $v_{qref}$  à l'entrée de l'onduleur. A l'aide des régulateurs, on obtient les tensions de référence permettant de maintenir les courants direct et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence  $i_{dref}$  et  $i_{qref}$ . Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle de la MSRV en courant est représenté sur la figure 2.9.

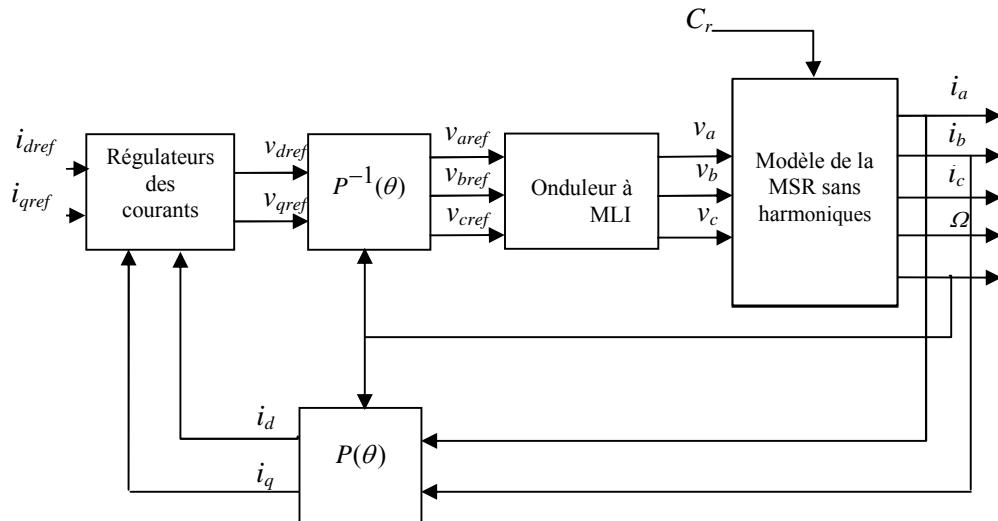


Figure 2.9 : Schéma principal de la commande vectorielle en courant de la MSR.

Celui de la commande vectorielle en vitesse est représenté sur la figure 2.10

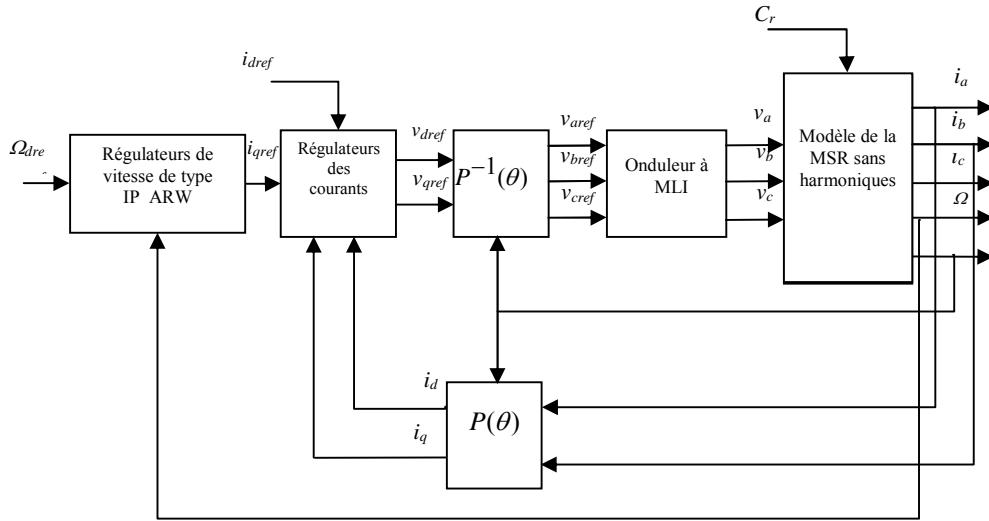


Figure 2.10 : Schéma principal de la commande vectorielle en vitesse de la MSR.

La boucle de vitesse est maintenant ajoutée. La stratégie du contrôle du couple adoptée est la commande à courant direct constant. Cela permet de maintenir un niveau de flux dans la machine quasi constant. Il est utile de rappeler que le courant  $i_d$  est maintenu à un niveau bas (2A) afin de rester dans la zone de fonctionnement linéaire.

#### 2.4.3. Choix des Régulateurs

Nous nous contenterons par la suite aux régulateurs classiques de type PI dans une structure par boucle imbriquée montrée sur la figure 2.11. Dans ce cas, on peut distinguer deux modes : le mode électrique (mode rapide : boucle interne) et le mode mécanique (mode lent : boucle externe). Le fait de pouvoir séparer les modes électriques et mécaniques permet de décomposer un système d'ordre élevé en plusieurs sous systèmes d'ordre faible et donc avoir une boucle externe et une boucle interne (imbriquée) pour la synthèse des correcteurs aisée. Pour un fonctionnement correct, il faut respecter un écart entre les dynamiques des deux boucles. La dynamique de la boucle interne doit être sensiblement plus rapide que

la dynamique de la boucle externe. La commande par boucle imbriquée est alors classiquement appliquée à la MSRV, puisqu'elle permet de contrôler séparément les courants  $i_d$  et  $i_q$  (et donc le couple) et la vitesse  $\Omega$ .

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la chaîne de régulation des courants est :

$$FTBO(s) = \frac{G_{dq}}{1 + \tau_{dq}s} \cdot \frac{G_{ond}}{1 + \tau_p s} \cdot \frac{K_{pdq}s + K_{idq}}{s} \quad (2.47)$$

Par compensation du pôle lent de la FTBO, nous avons déjà :

$$\frac{K_{pdq}}{K_{idq}} = \tau_p \quad (2.48)$$

nous obtenons ensuite la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$\left\{ \begin{array}{l} FTBF(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \\ \omega_n^2 = \frac{G_{dq} \cdot G_{ond} \cdot K_{idq}}{\tau_p} \\ 2\xi\omega_n = \frac{1}{\tau_p} \end{array} \right. \quad (2.49)$$

$\omega_n$  étant la pulsation naturelle et  $\xi$  le coefficient d'amortissement du système bouclé.

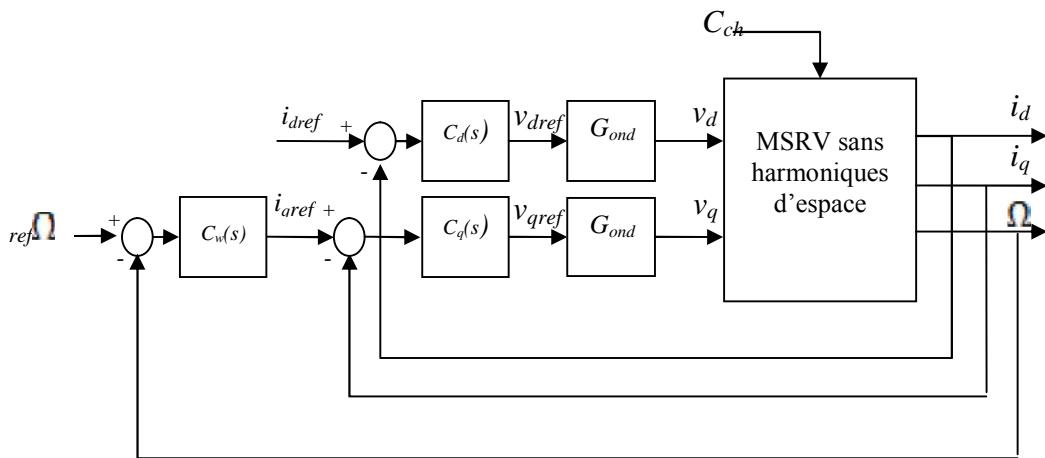


Figure 2.11 : Régulation des courants et de vitesse de la MSR.

$$C_d(s) = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{s} , C_q(s) = \frac{K_{pq}s + K_{iq}}{s} , C_w(s) = \frac{K_{pw}s + K_{iw}}{s} \quad (2.50)$$

où  $C_d(s)$  et  $C_q(s)$  sont les régulateurs des courants direct et en quadrature ( $i_d$  et  $i_q$ ) et  $C_w(s)$  est le régulateur de vitesse angulaire mécanique  $\Omega$ .

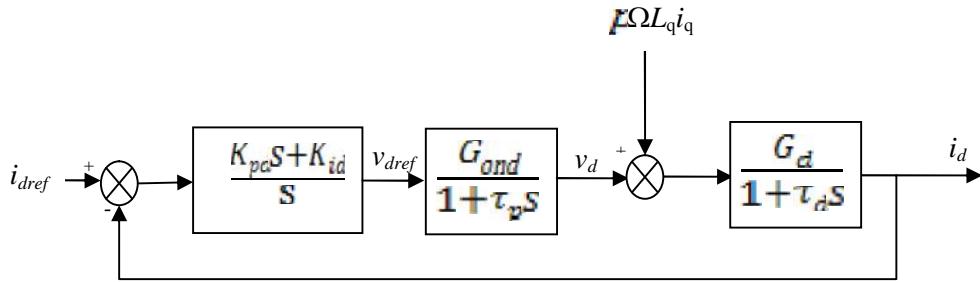


Figure 2.12 : Schéma-bloc de la boucle de régulation du courant d'axe  $d$ .

Le schéma-bloc de la boucle de régulation du courant d'axe  $q$  est analogue à celui d'axe  $d$  et se présente comme suit :

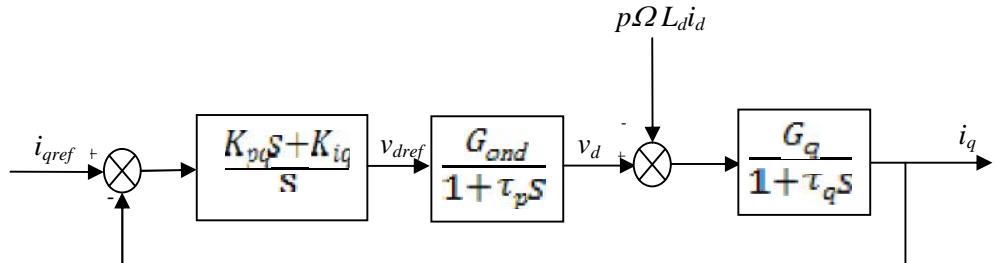


Figure 2.13 : Schéma-bloc de la boucle de régulation du courant d'axe  $q$ .

La structure par boucle imbriquée cherche à réguler séparément chaque grandeur utile du système, ce qui permet également de la limiter. Les boucles du courant et de la vitesse sur la figure 2.11 comprennent des éléments limitant les sorties des régulateurs ; i.e.  $i_{qref}$ ,  $v_{dref}$  et  $v_{qref}$ . La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée. La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action

intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée. Le délai nécessaire pour réduire la composante intégrale excédentaire provoque un dépassement de la grandeur à régler, dont l'amplitude est proportionnelle à la période de saturation (problème de reset-windup) [Sic-97].

De nombreuses méthodes, dites mesures anti-reset-windup (ARW), ont été proposées pour la modélisation du circuit saturé et pour la correction de la composante intégrale. Nous utilisons ici une approche dynamique qui permet d'éviter les effets ARW. De plus, elle est applicable à la limitation exacte d'une structure par boucle imbriquée. L'idée de cette mesure ARW est simple : au lieu d'analyser et ensuite manipuler le comportement dynamique en saturation, nous limitons la consigne de telle façon que la sortie du régulateur n'atteint pas la saturation. [Nah-01].

Le schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse dotée d'un régulateur IP-ARW est illustré comme suit :

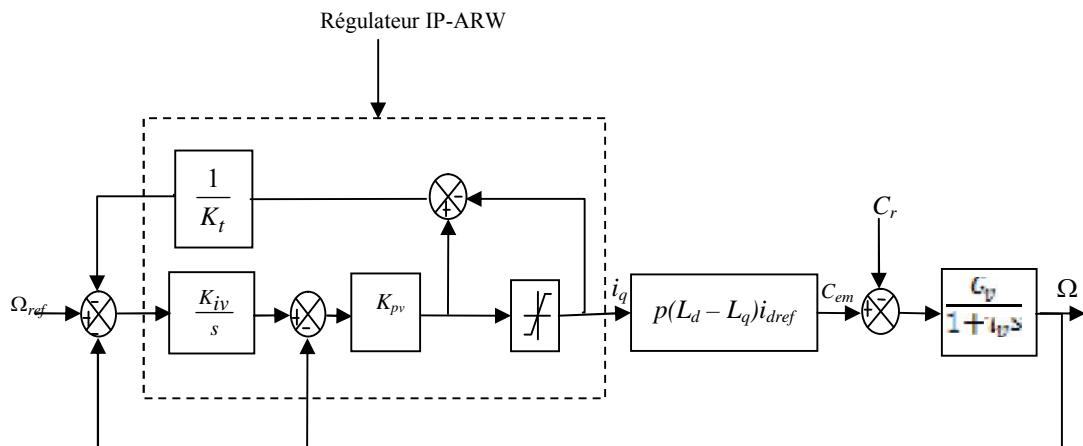


Figure 2.14: Le schéma-bloc de la boucle de régulation de vitesse

On obtient les paramètres des régulateurs des courants direct et en quadrature [Ham-09] :

$$\begin{cases} K_{idq} = \frac{1}{1.96\tau_p \cdot G_{dq} \cdot G_{ond}} \\ K_{pdq} = \tau_{dq} \cdot K_{idq} \end{cases} \quad (2.51)$$

Le régulateur de vitesse se calcule de la même manière que ceux des courants. Le temps de réponse des courants étant très petit devant le temps de réponse mécanique, on peut considérer que la fonction de transfert de la boucle de vitesse est du deuxième ordre :

$$\begin{cases} FTBF_v(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \\ \omega_n^2 = \frac{K_{pv} \cdot G_v \cdot K_{iv}}{\tau_v} \\ 2\xi\omega_n = \frac{K_{pv}G_v + 1}{\tau_p} \end{cases} \quad (2.52)$$

## 2.5. Simulation de l'ensemble commande-onduleur-machine

Les paramètres externes de la machine et ceux du convertisseur associé sont donnés dans le tableau 2.1

Symbol	$L_d$	$L_q$	$R_s$	$f$	$J$
Valeur	0.3073H	0.0931H	$2\Omega$	$0.0019 \frac{\text{NmNm}}{\text{radrad}}$	$0.0287 \text{kg.m}^2$

Tableau 2.1 : Les paramètres externes de la MSRV.

Symbol	E	T <sub>MLI</sub>	V <sub>p</sub>	T <sub>e1</sub>	T <sub>e2</sub>
Valeur	510 V	0.0001 s	255 V	0.0002 s	0.001 s

Les paramètres des régulateurs des courants et de la vitesse sont donnés dans la table 2.2. Le temps de réponse des boucles des courants est imposé par  $T_p$  à 1.2ms et celui de la boucle de vitesse est fixé à 0.14 s.

K <sub>pd</sub>	K <sub>id</sub>	K <sub>pq</sub>	K <sub>iq</sub>	$\omega_{nv}$	K <sub>pv</sub>	K <sub>iv</sub>
522.62	0.68	158.33	0.68	20	1.03	0.01

Tableau 2.2 : Coefficients des régulateurs.

### 2.5.1. Description du modèle élaboré sous matlab/simulink

La figure (2.15) représente le modèle complet de simulation d'une MSRV

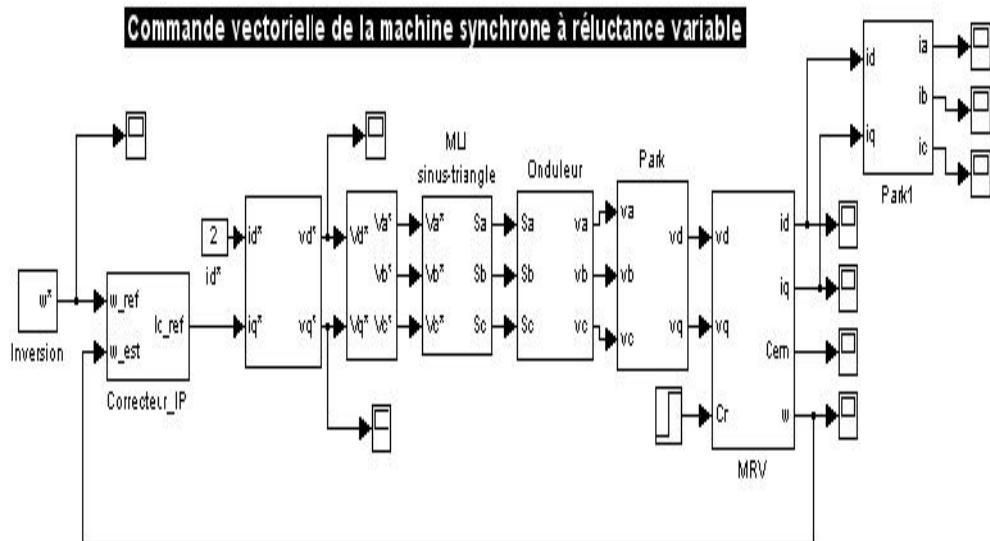


Figure 2.15 : Schéma structurel de la commande vectorielle de la MSRV

## 2.6 Résultats de simulation

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MSRV alimentée par un onduleur de tension piloté par une commande vectorielle directe (DFOC). Les performances de cette commande ont été testées à partir des essais de simulation suivants

### 2.6.1 Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse

La réponse en vitesse du système est illustrée par la figure 2.16 (a) : L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et une erreur statique nulle. On note sur cette trajectoire un temps de réponse de l'ordre de 0,5s et un dépassement de 1% lors d'un échelon sur la consigne.

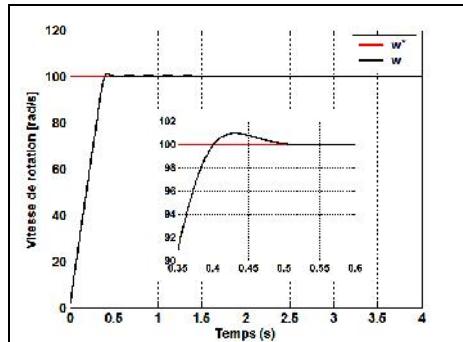
La réponse en couple est pratiquement instantanée. Elle est illustrée par la figure 2.9 (b). Les ondulations que l'on remarque sur le couple (à droite) sont dues à la MLI (effet de la non linéarité de l'onduleur).

Au démarrage le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale (limité à 8.5N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement égale à 1,2 N.m après  $t = 0.5s$  (en régime permanent).

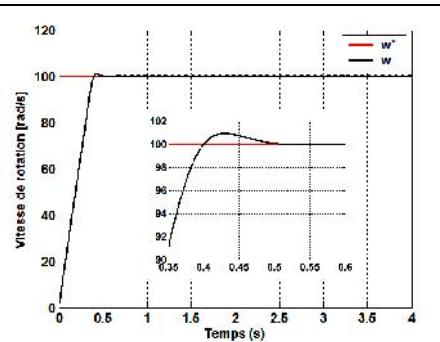
La réponse en courant est illustrée par les figures 2.16 (c) et (d) : on peut constater que le courant  $i_d$  est maintenu constant et à un niveau bas (2A) afin de rester dans la zone de fonctionnement linéaire. Il est utile de rappeler que la stratégie du contrôle du couple adoptée est la commande à courant direct constant cela permet de maintenir un niveau de flux dans la machine quasi constant. Le courant  $i_q$  est l'image du couple électromagnétique : le couple est donc contrôlé par la composante en quadrature du courant statorique.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSRV. Suite à ces résultats, le découplage des axes d et q est vérifié.

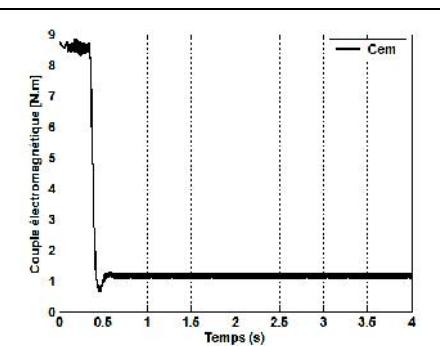
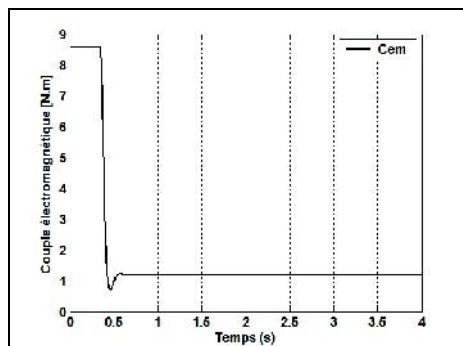
Sans onduleur



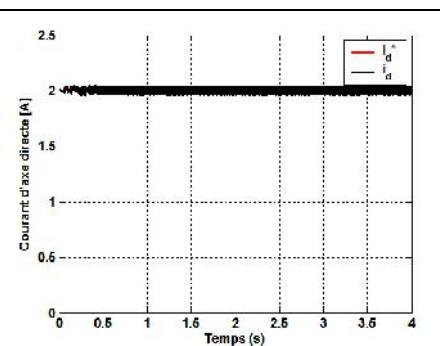
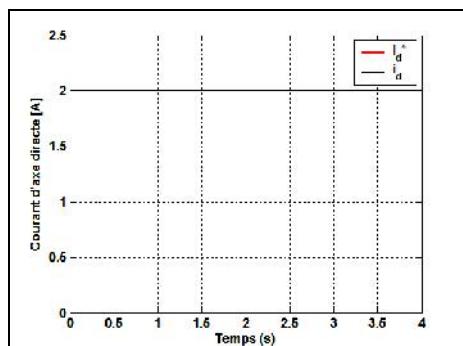
Avec onduleur



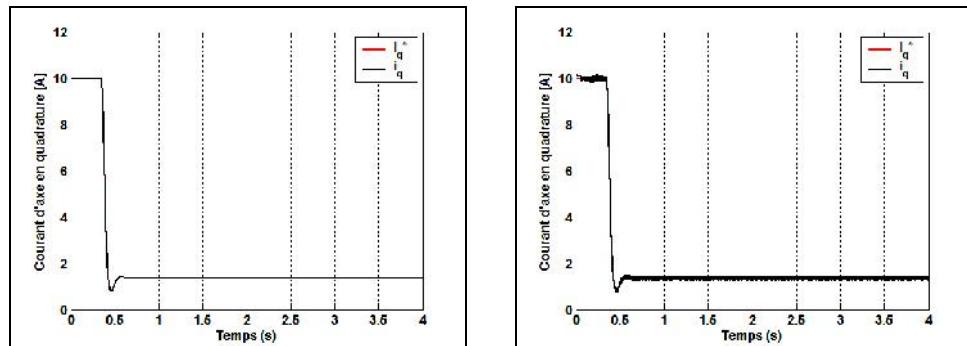
(a) Vitesse de rotation



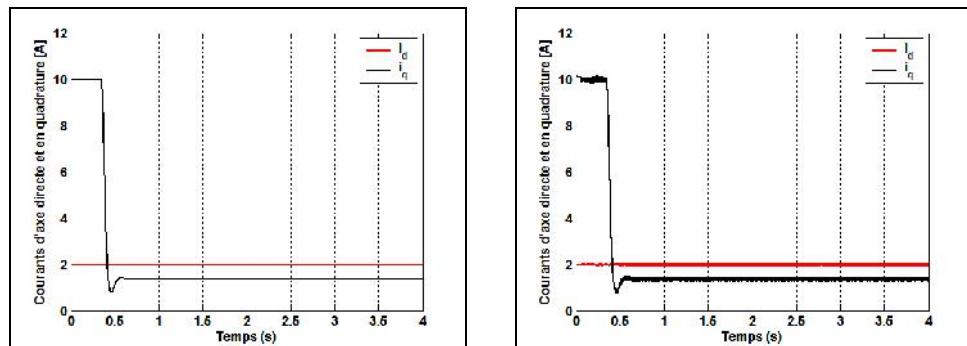
(b) Couple électromagnétique



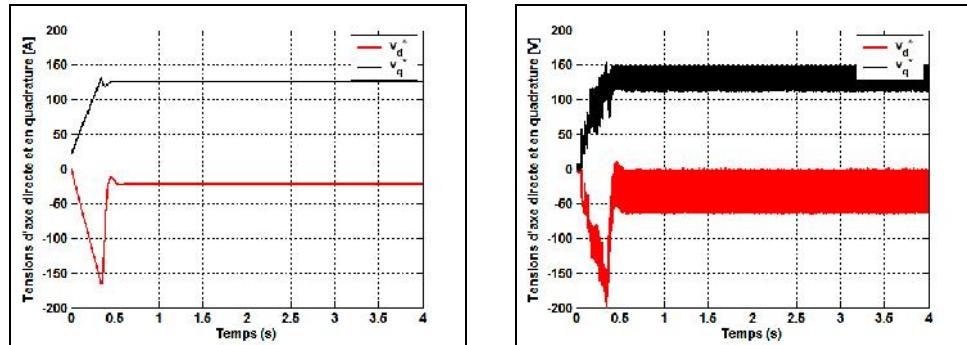
(c) Courant  $i_d$



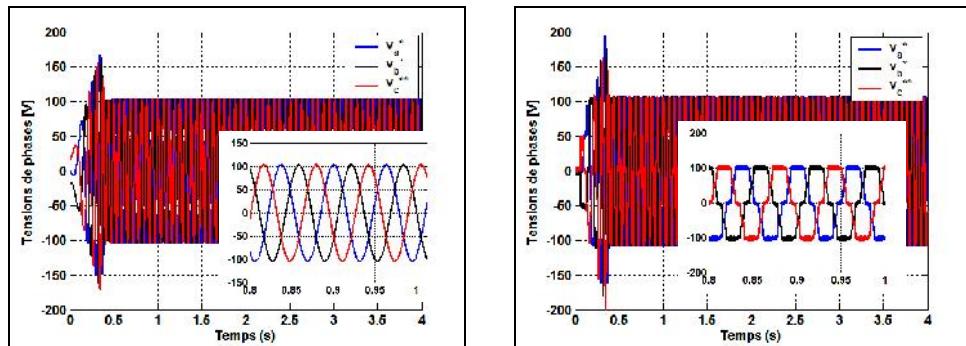
(d) Courant  $i_q$



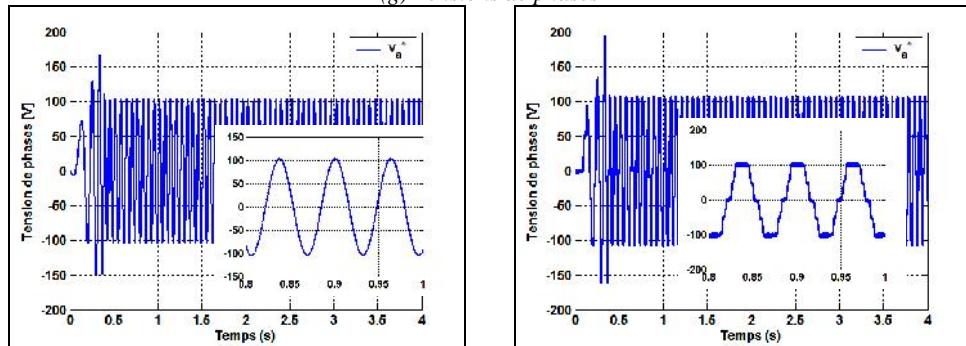
(e) Courants  $i_d, i_q$



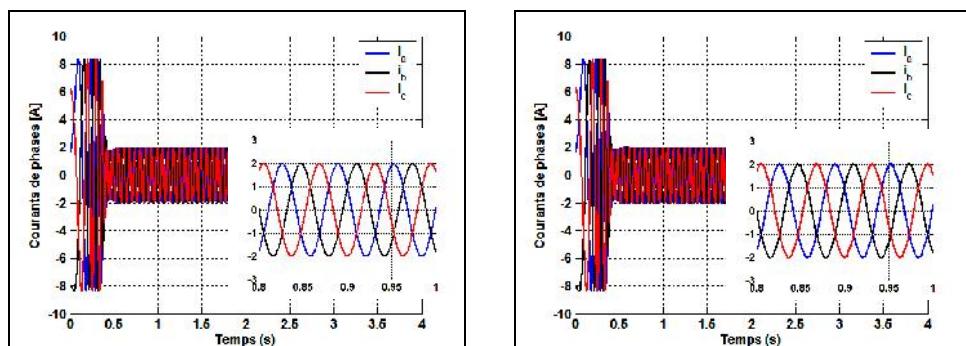
(f) Tensions de commande



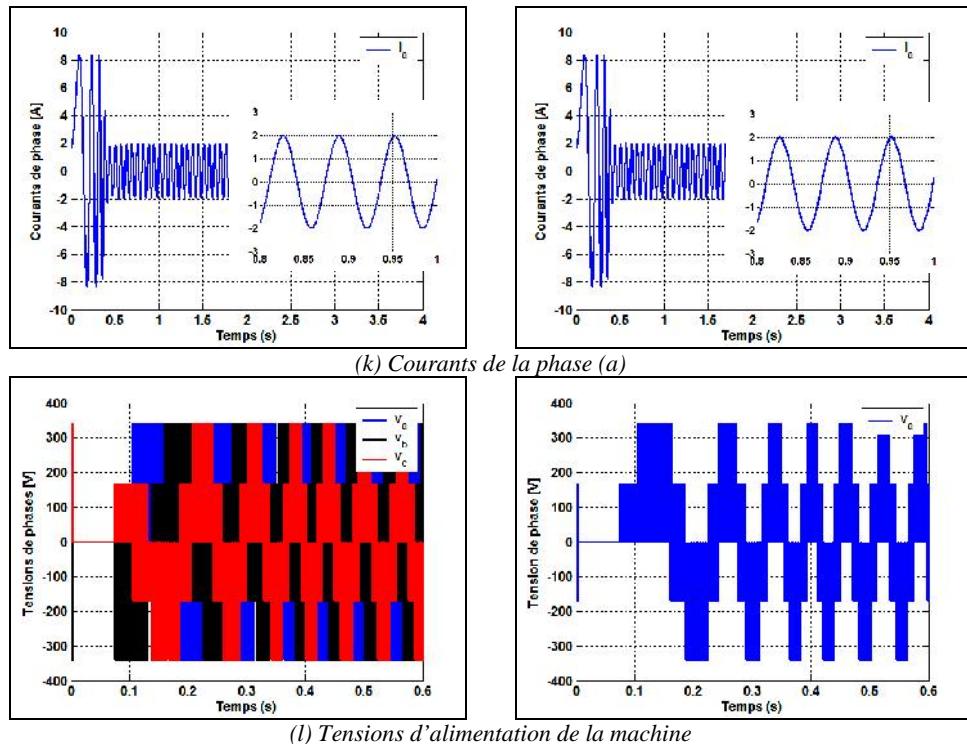
(g) Tensions de phases



(i) Tension de la phase (a)



(j) Courants de phases



**Figure 2.16** Résultats de simulation pour un échelon de vitesse

### 2.6.2. Essai 2 : Réponse à un échelon de vitesse suivi d'une introduction du couple de charge

Pour tester la robustesse de régulation, nous avons aussi simulé un démarrage avec une vitesse de référence de 100rd/s, puis la réponse à un échelon de couple résistant  $C_r$  appliqué à l'instant  $t=2s$ .

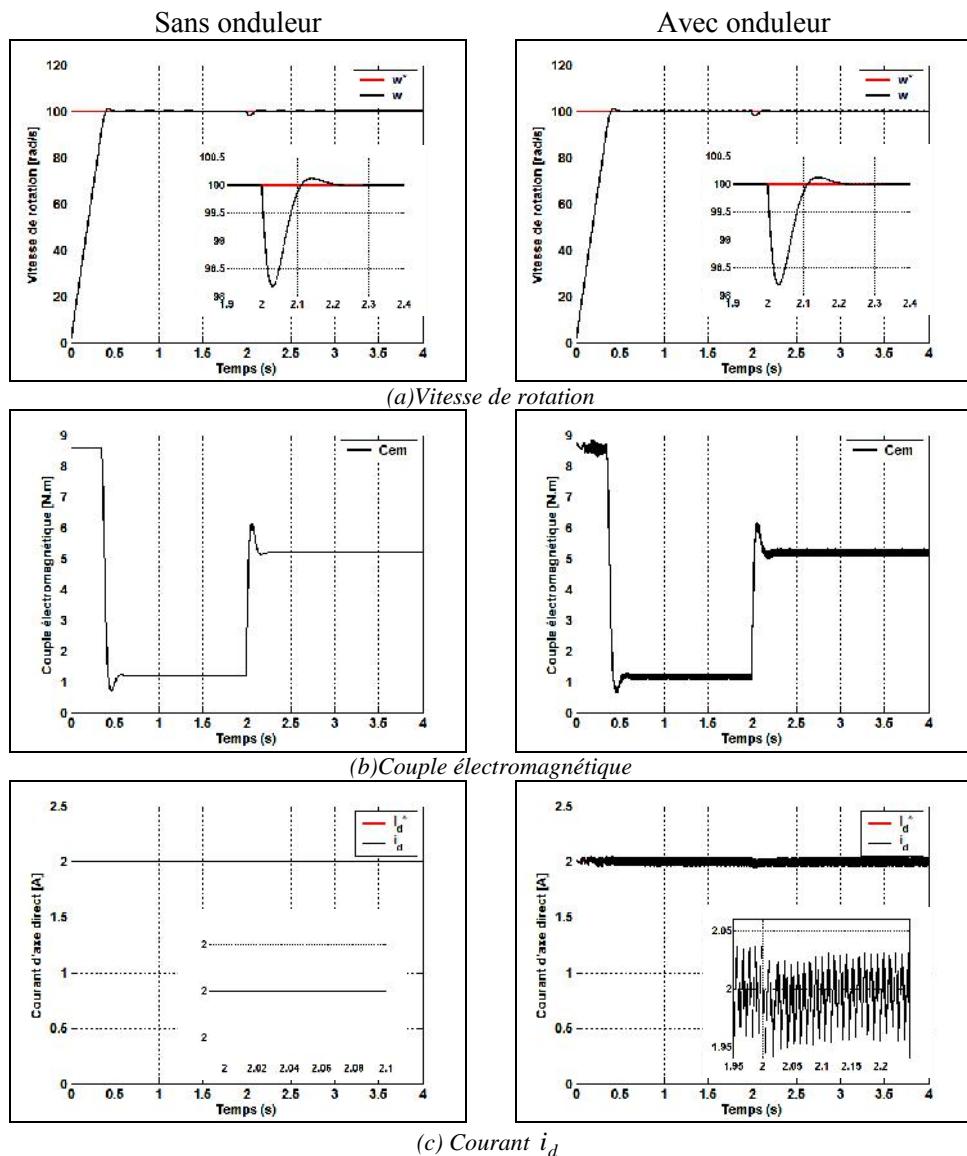
Les résultats de simulation sont présentés par la Figure 2.17 :

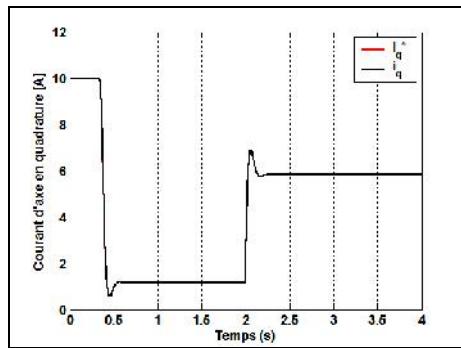
L'influence du couple résistant sur la vitesse est illustrée par la figure 2.17 (a). A l'instant de l'application de cet échelon, la vitesse chute avant de regagner rapidement sa valeur de référence au bout de 0.2 s, la fonction rejet de perturbation est bien assurée par le régulateur de vitesse.

La réponse en couple est pratiquement instantanée, elle est représentée par la figure 2.17 (b) : L'effet du couple résistant est nettement perceptible sur le couple électromagnétique qui atteint instantanément sa valeur maximale avoisinant 9 N.m,

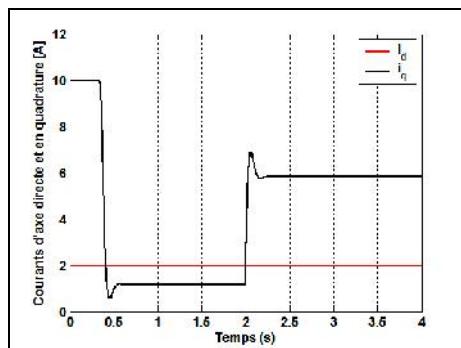
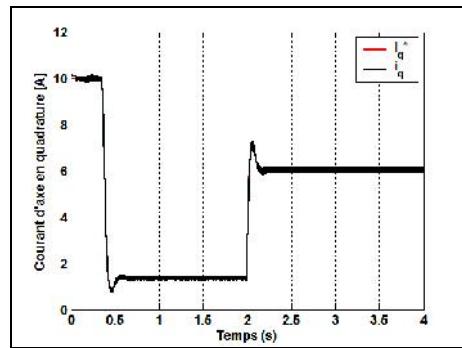
chute à la valeur 1,2 N.m et se rétablit à une valeur pratiquement égale à 5 N.m à  $t=2$ s.

On peut remarquer que le courant  $i_d$  est toujours maintenu constant, ceci est justifiable par les raisons susmentionnées et que le couple électromagnétique est l'image du courant  $i_q$ .

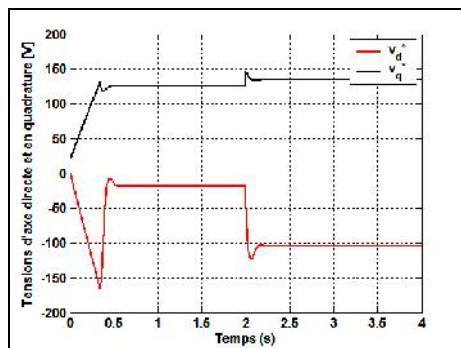
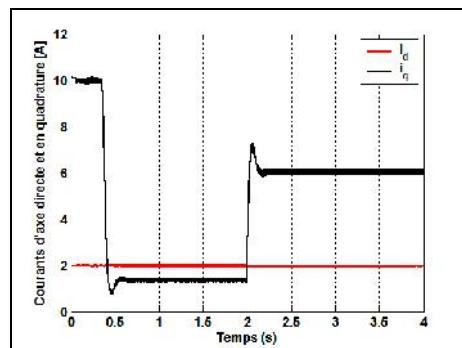




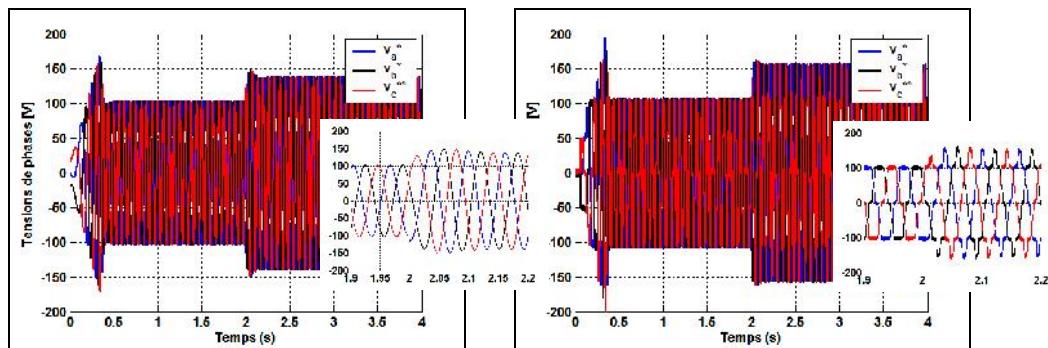
(d) Courant  $i_q$



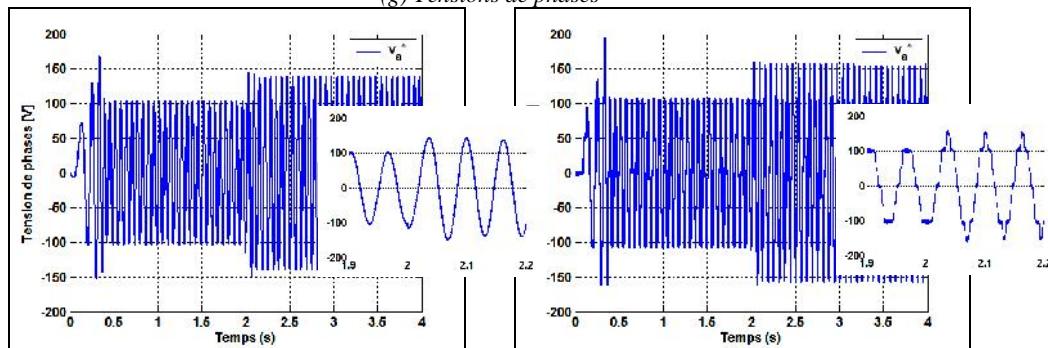
(e) Courants  $i_d$ ,  $i_q$



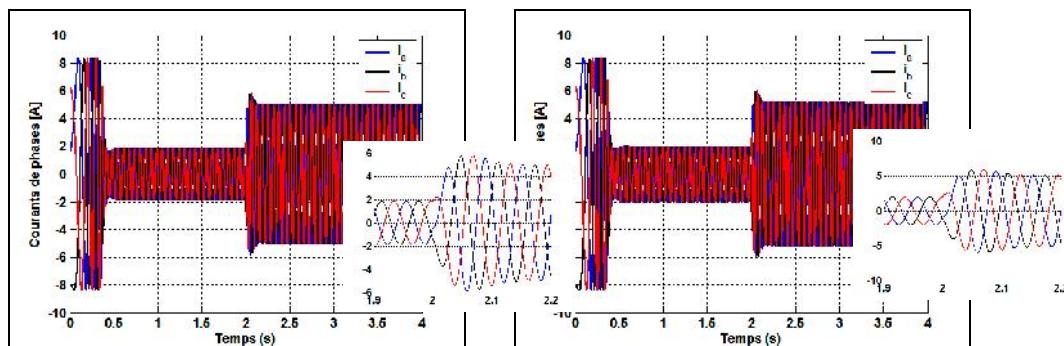
(f) Tensions de commande



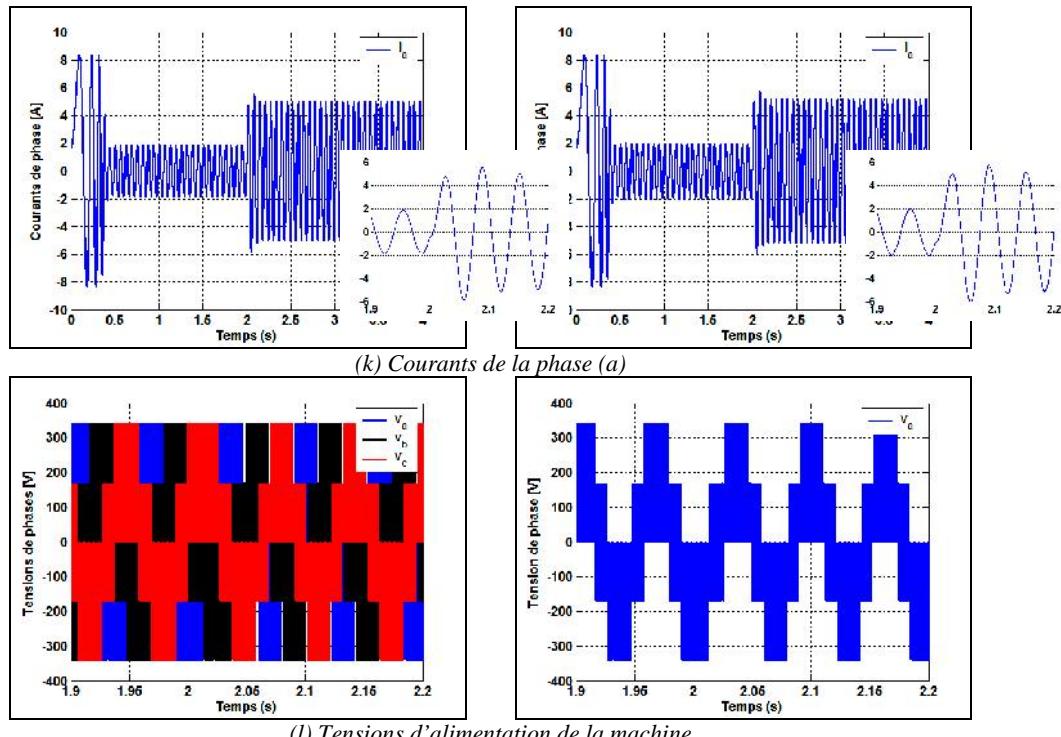
(g) Tensions de phases



(i) Tension de la phase (a)



(j) Courants de phases



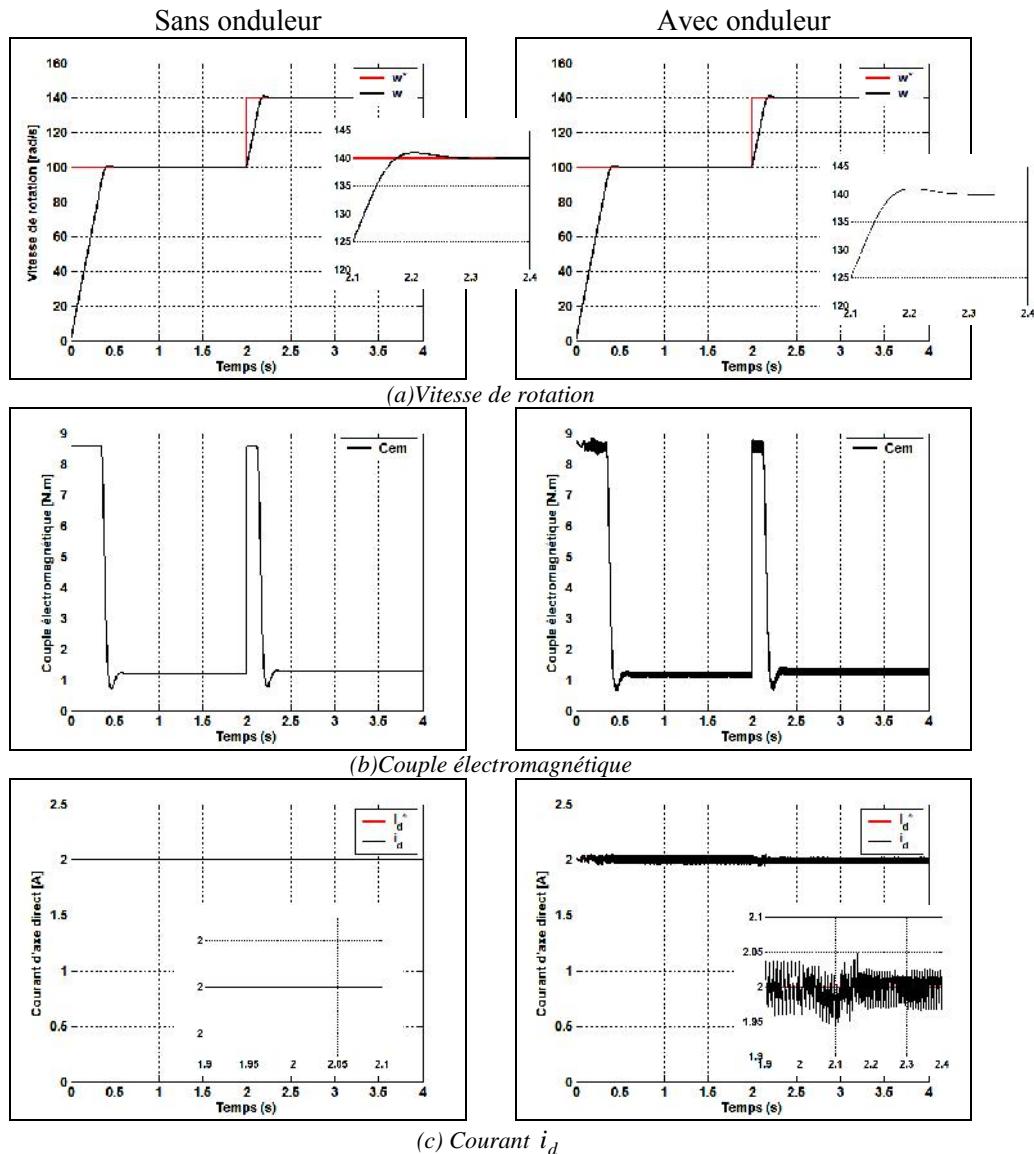
**Figure 2.17** Résultats de simulation pour un échelon de vitesse suivi d'une introduction du couple de charge

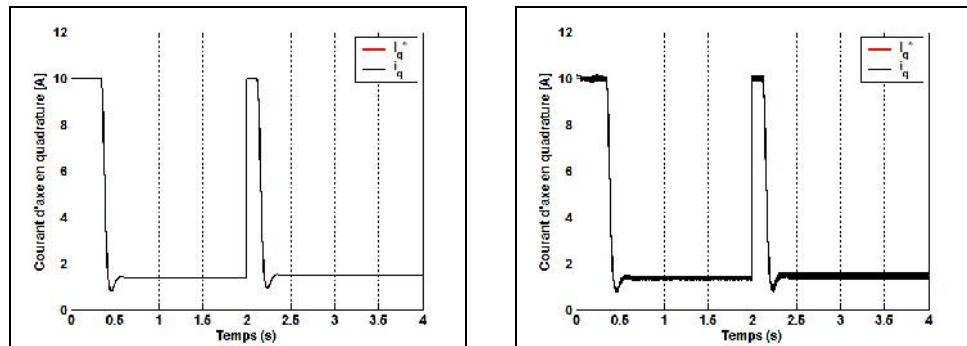
### 2.6.3. Essai 3 : Réponse à une variation de la vitesse

La figure 2.18 illustre la réponse du système à une augmentation d'échelon de vitesse de 100 à 140rd/s à  $t=2$ s. On marque une bonne performance de la régulation étant donné que la vitesse suit parfaitement la valeur de la consigne sans dépassement avec un temps de réponse très court pour se superposer avec l'allure de sa référence à  $t=2.25$ s en régime permanent .

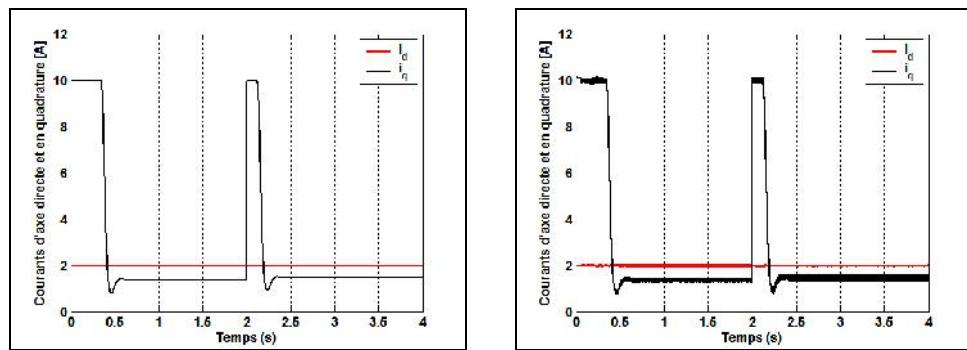
La figure 2.18 (b) montre l'évolution du couple qui atteint sa valeur maximale au démarrage, chute et regagne la valeur de 1,2 N.m puis il marque un pic à  $t=2$ s instant de l'augmentation de la consigne de vitesse à 140rd/s pour se stabiliser à nouveau à 1,2 N.m en régime permanent.

La figure 2.18 (d) qui représente l'allure de  $i_q$  : montre que le couple électromagnétique est bien l'image de la composante en quadrature du courant.

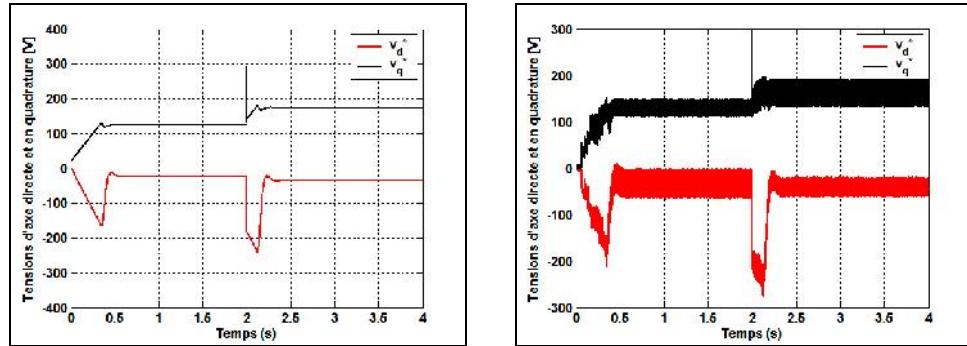




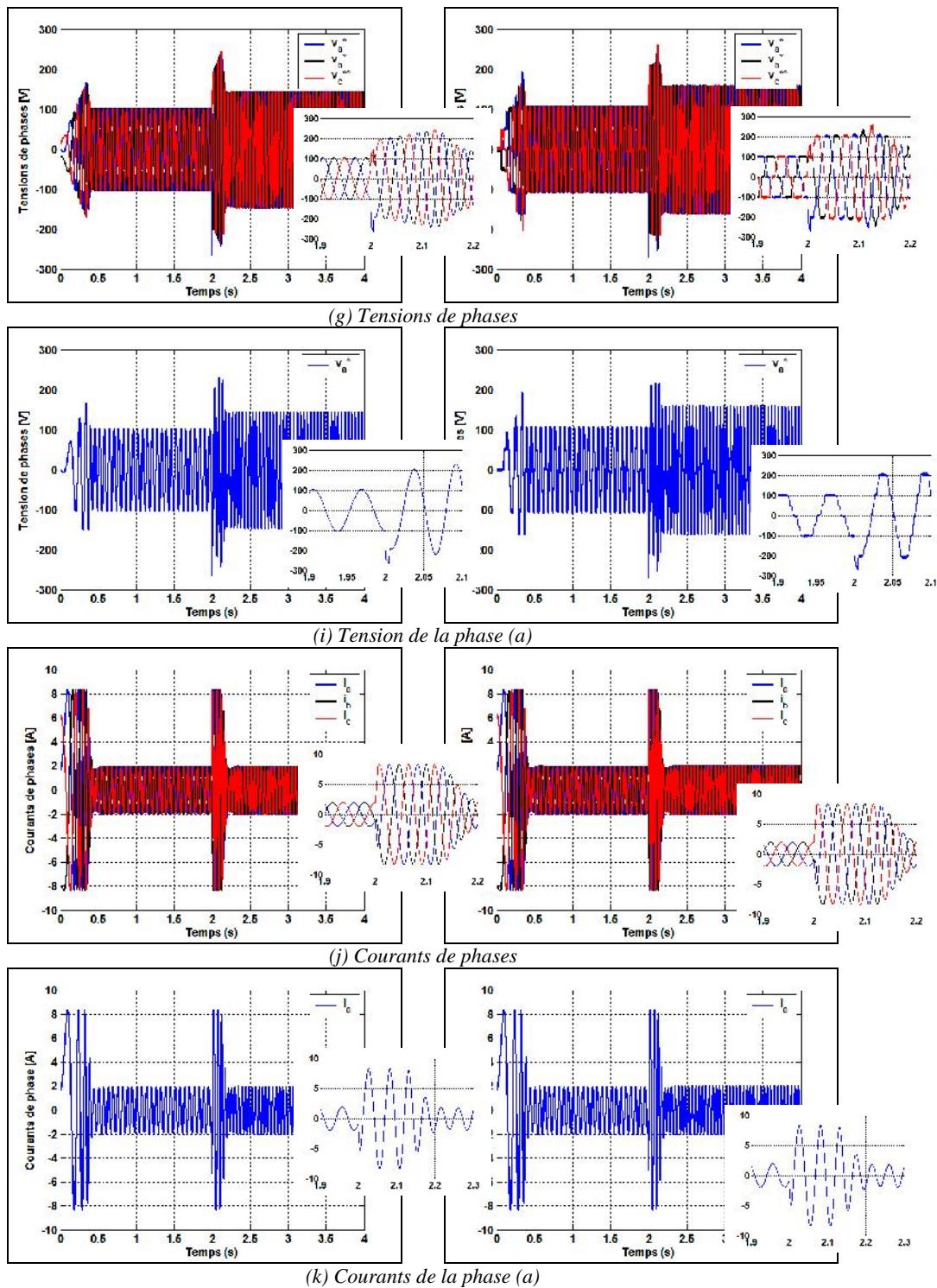
(d) Courant  $i_q$

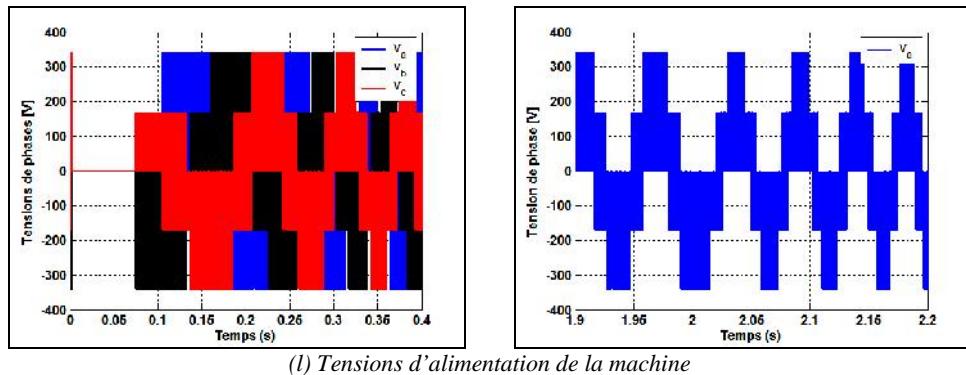


(e) Courants  $i_d$ ,  $i_q$



(f) Tensions de commande





**Figure 2.18:** Résultats de simulation pour une variation de vitesse

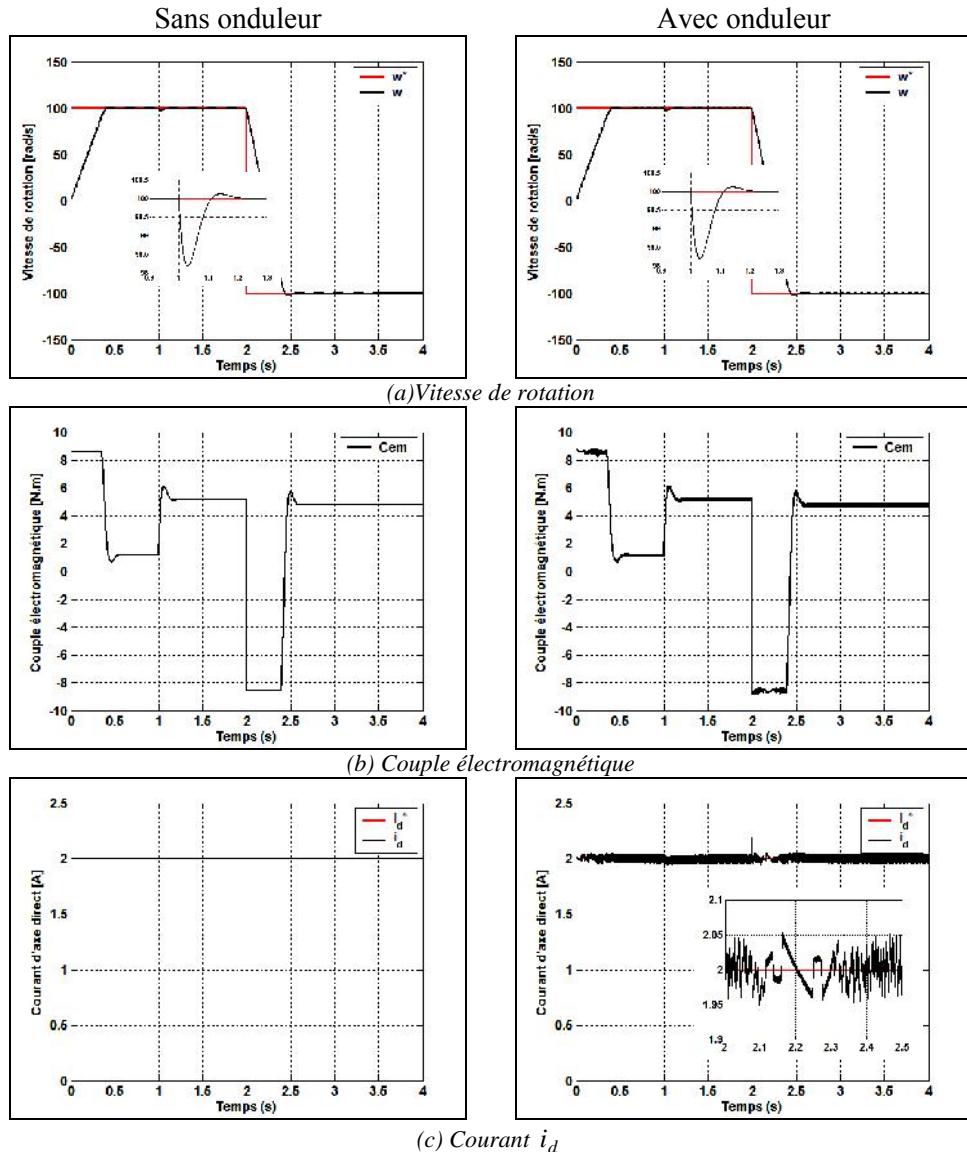
#### 2.6.4. Essai 4 : Démarrage suivi d'une application d'une charge puis une inversion de vitesse

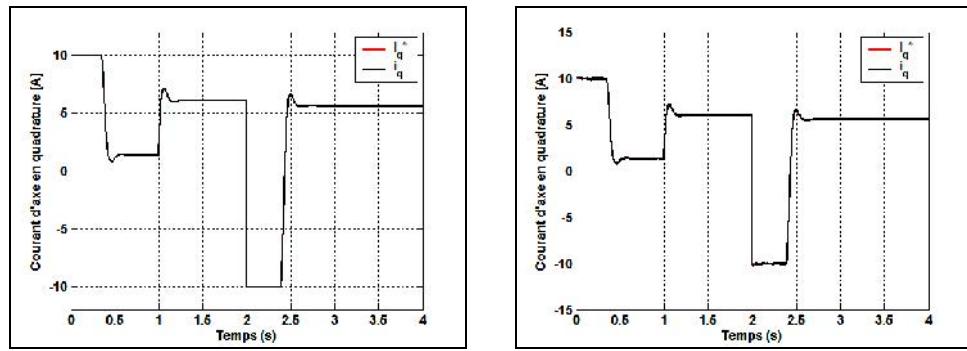
L'effet de l'introduction d'un couple de charge à  $t = 1s$  après un démarrage en charge suivie d'une inversion de sens de rotation de  $+100 \text{ rad/s}$  à  $-100 \text{ rad/s}$  à l'instant  $t=2s$  est illustré par la Figure 2.19 afin de juger de l'efficacité de la régulation proposée :

On peut dire que l'effet de la perturbation est rapidement éliminé, alors que cela se fait après un temps relativement long quand le système n'est pas doté du régulateur choisi et que la poursuite en vitesse, s'effectue rapidement. On note un temps de montée d'environ 0.25s et sans dépassement.

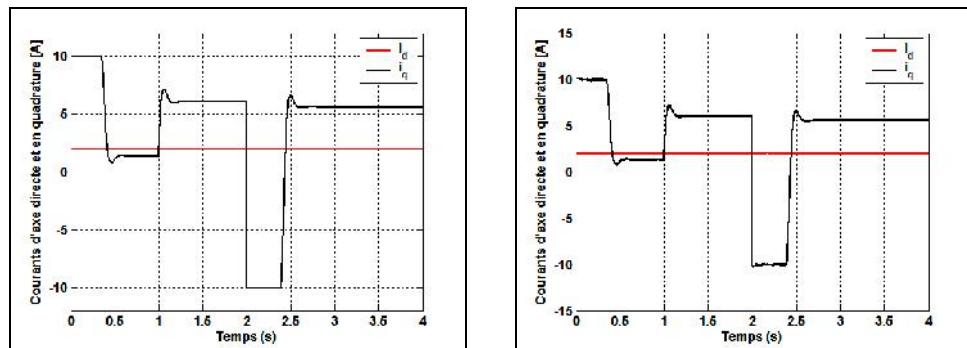
Il y apparaît une nette inversion de signe du couple électromagnétique durant un laps de temps très court se traduisant clairement par une inversion du sens de rotation à  $t=2s$  puis une stabilisation à la valeur avoisinant  $5\text{N.m}$ , et il va sans dire que ce dernier est l'image du courant  $i_q$ .

Nous pouvons conclure que les résultats de simulation sont satisfaisants.

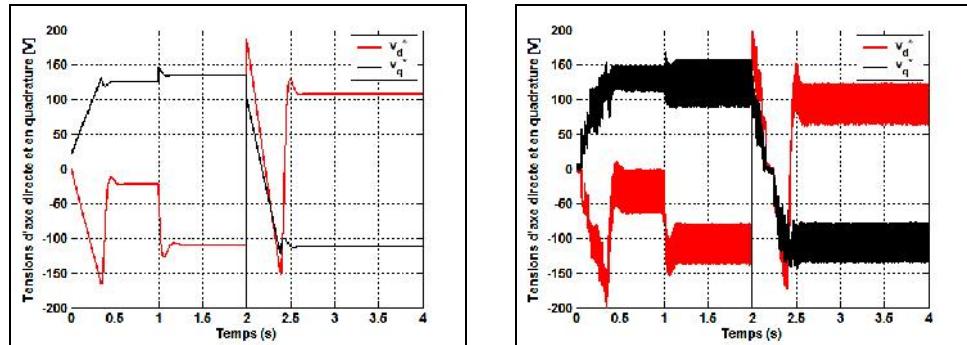




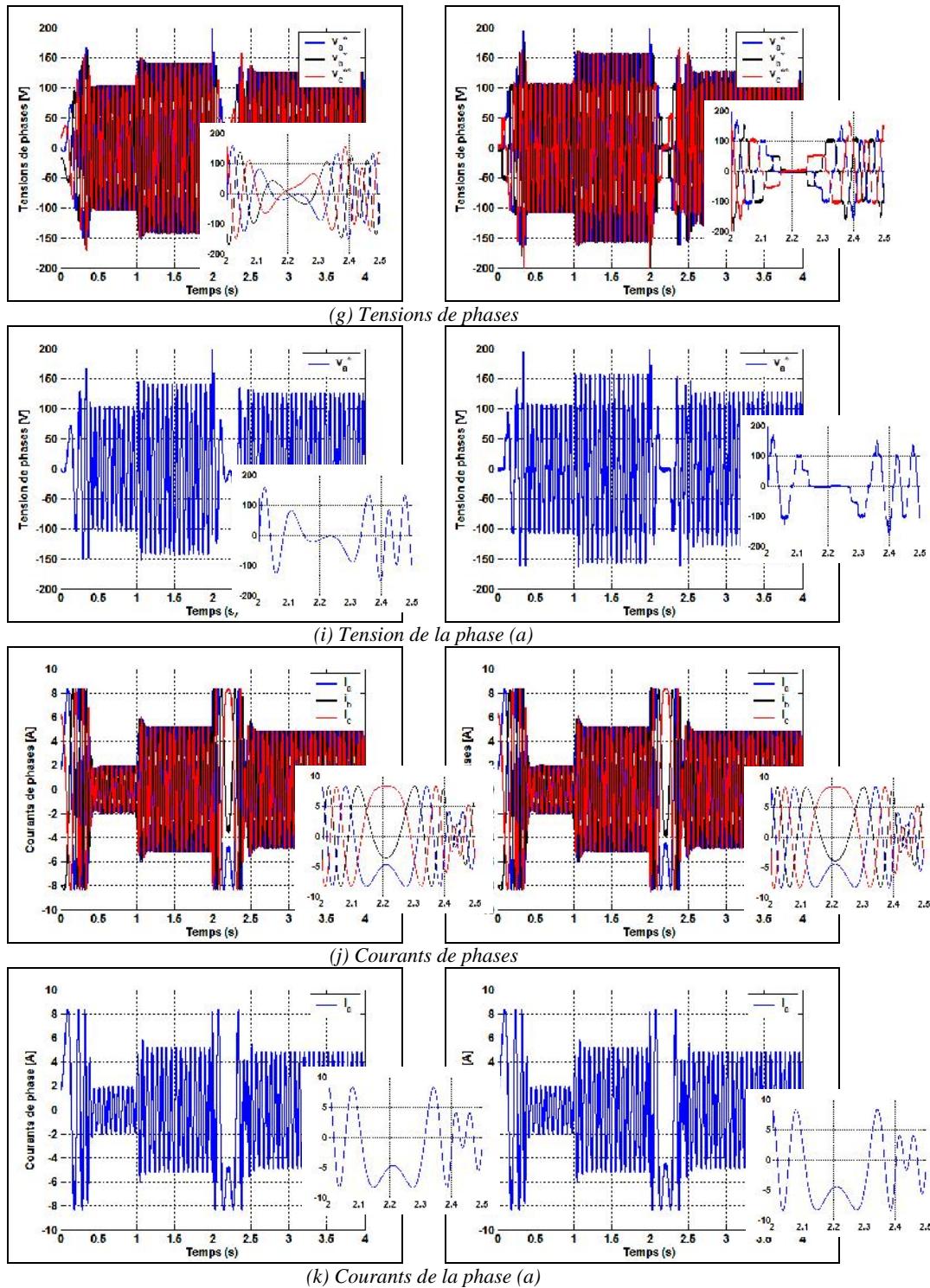
(d) Courant  $i_q$

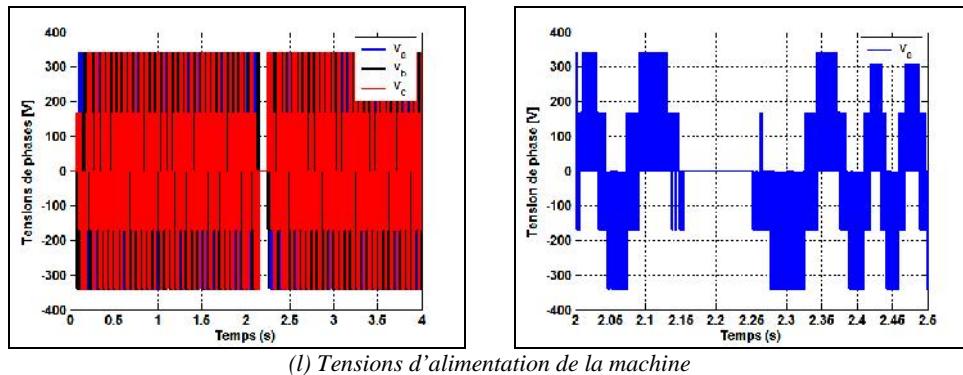


(e) Courants  $i_d$ ,  $i_q$



(f) Tensions de commande





**Figure 2.19** Résultats de simulation pour un Démarrage suivi d'une application d'une charge puis une inversion de vitesse

**Remarque :**

Les fortes fluctuations que l'on remarque sur les graphiques relatifs aux grandeurs du modèle de la machine avec onduleur sont dues à la MLI en raison de la non linéarité de l'onduleur.

## 2.7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à réductance variable (MSRV) sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MSRV dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes de la MLI sinus-triangle.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté une commande vectorielle de la machine synchrone à réductance variable avec capteurs mécaniques.

Les simulations montrent que cette commande avec régulateurs classiques (IP avec antiwindup) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

## **Chapitre 3**

# Commande vectorielle sans capteurs de la MSRV

### 3.1 Introduction

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande des MSRV sans utilisation de capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés.

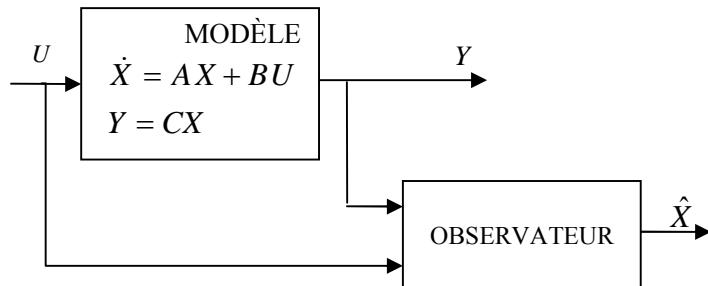
L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses [Laa-01].

Pour ces raisons, plusieurs auteurs ont proposé différentes stratégies basées sur la théorie d'estimation de l'automatisme en vue de déterminer la position et la vitesse pour la commande de la machine synchrone à réluctance variable.

### 3.2. Observateurs

#### 3.2.1. Principe des observateurs

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées, (figure 3.1) [Gre-00], [Sai-02].



*Figure 3.1 : Principe de l'observation*

L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux

mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain  $K$  (observateur). Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états (figure 3.2).

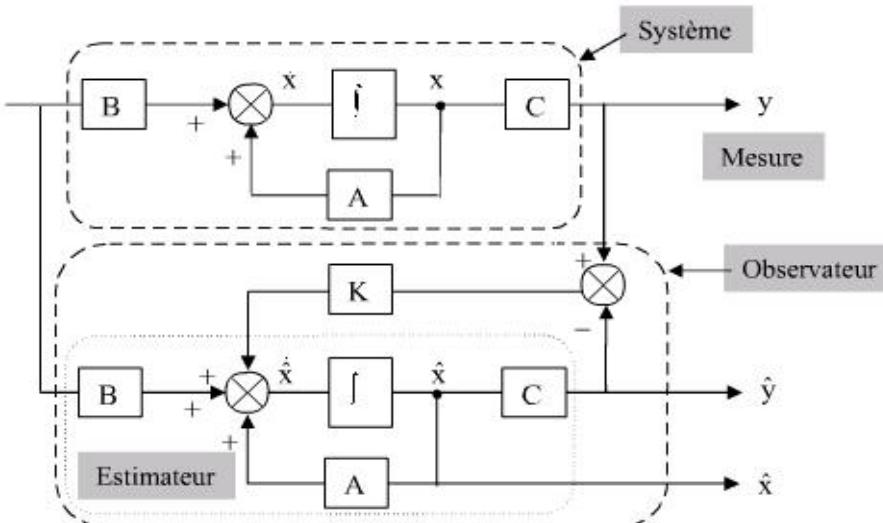


Figure 3.2 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état

### 3.2.2. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classées en deux grandes catégories [Gar-98], [Gre-00] :

**Observateurs pour les systèmes linéaires:** c'est les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

**Observateurs pour les systèmes non linéaires:** Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapounov,
- des observateurs à structure variables (modes glissants),
- des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [Aki-03]:

**Observateurs de type déterministes** : ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état: l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

**Observateurs de type stochastiques** : ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

Le filtre de Kalman est une approche destinée à estimer l'état d'un processus caractérisé par un modèle stochastique. Ce filtre permet ainsi de prendre en compte les bruits de mesure et les erreurs de modélisation. En 1960, Rudolf Kalman a introduit son approche en se basant sur une présentation d'état discrète et linéaire d'un processus. Ensuite, la forme continue de ce filtre a été développée par Richard Bucy et Rudolf Kalman. Ce n'est qu'à partir des années 80 que cette technique est devenue attractive dans le domaine des entraînements variables à base de machines à courant alternatif.

En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles [Can-00]:

**Observateurs d'ordre complet** : ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

**Observateurs d'ordre réduit** : ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses

matrices A, B et C. Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [Can-00].

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe.

Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [Can-00a].

Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

Les paragraphes suivants donnent donc les principaux bruits de mesure et d'état qui peuvent affecter le système et mentionnent les différentes hypothèses concernées.

### **3.3. Bruit**

#### **3.3.1. Bruit d'état**

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine.

En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation [Sed-98]. Cependant, pour des machines dont la

fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine. Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température [Sed-98], [Can-00b].

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A" dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques [Sed-98].

### **3.3.2. Bruit de mesure**

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est- à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques- numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits: un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits [Sed-98].

Cependant, il faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un calculateur numérique.

## **3.4. Observateur de luenberger**

### **3.4.1. Principe**

La structure d'un observateur d'état est illustrée par la figure (3.2), elle est basée sur un modèle du système, appelé l'estimateur ou prédicteur, fonctionnant en boucle ouverte. La structure complète de l'observateur inclut une boucle de contre-réaction permettant de corriger l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle.

L'observateur fonctionne donc en boucle fermée. Le gain de la boucle de retour est représenté par une matrice de gains, notée  $L$ . Le dimensionnement de cette matrice

est effectué de telle sorte à assurer la convergence le plus rapidement possible entre le modèle ou l'estimateur et le système réel.

Le vecteur de sortie  $y$  est comparé au vecteur équivalent  $\hat{y}$ , donné par l'observateur, pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi on définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation ( $e$ ). Celle-ci est multipliée par la matrice de gains ( $L$ ) et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés  $\hat{x}$ . Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gains ( $L$ ), on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro, tout en conservant la condition sur la matrice ( $A - LC$ ) qui doit être une matrice Hurwitz, c'est-à-dire que ses valeurs propres soient à parties réelles négatives dans le cas continu ou possèdent un module inférieur à 1 dans le cas discret .

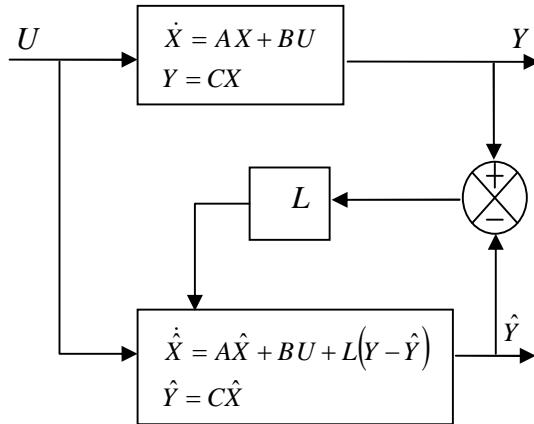
Soit le système déterministe (pas de bruit aléatoire) :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (3.1)$$

Comme l'état n'est en général pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état, d'estimer cet état par une variable que nous noterons  $\hat{x}(t)$  . Cette estimation est réalisée par un système dynamique dont la sortie sera précisément  $\hat{x}(t)$  et l'entrée sera constituée de l'ensemble des informations disponibles, c'est-à-dire  $u(t)$  et  $y(t)$ . La structure d'un observateur est de la forme :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L[y(t) - C\hat{x}(t)] \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (3.2)$$

Où apparaît clairement le terme correctif en fonction de l'erreur de reconstruction de la sortie,  $(y(t) - \hat{y}(t))$ , et le gain de correction  $L$ , appelé gain de l'observateur est à déterminer.



**Figure 3.3 : Structure d'Observateur de type Luenberger**

On peut calculer l'écart entre les vecteurs d'état (erreur d'estimation):

$$\begin{aligned}\varepsilon(t) &= x(t) - \hat{x}(t) \\ \dot{\varepsilon}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t)\end{aligned}\tag{3.3}$$

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}(t) &= Ax(t) + Bu(t) - [A\hat{x}(t) + Bu(t) + Le(t)] \\ &= A[x(t) - \hat{x}(t)] - Lc[x(t) - \hat{x}(t)] \\ &= [A - LC]\varepsilon(t)\end{aligned}\tag{3.4}$$

Pour que l'observateur soit satisfait il est nécessaire que cette erreur  $e \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow \infty$ . Lorsque cette propriété est satisfaite l'observateur est dit **asymptotique**, mais il est évident que c'est une propriété nécessaire au fonctionnement correct d'un observateur.

En conséquence il faudra choisir  $L$  telle que les valeurs propres de la matrice  $(A - LC)$  soient toutes à partie réelle strictement négative.

Si les valeurs propres de  $(A - LC)$  sont toutes dans le demi-plan complexe gauche, ce système est asymptotiquement stable et le vecteur d'erreur entre l'état  $x$  et l'état  $\hat{x}$  tend exponentiellement vers zéro.

On a construit un **Observateur asymptotique** : son état  $\hat{x}$  tend **exponentiellement** vers l'état  $x$  du système.

### 3.4.2. Observateur de Luenberger d'ordre 3

Dans la commande sans capteur mécanique de la MSRV, la mesure de la vitesse angulaire (ou de position) est remplacée par son estimée. Dans la littérature, il existe plusieurs types d'estimateurs et d'observateurs qui peuvent réaliser l'opération en question. Ici, nous proposons un observateur de Luenberger d'ordre 3, afin d'estimer la vitesse angulaire de la MSRV, le couple de charge (toujours mal connu dans les entraînements électriques), ainsi que le courant statorique en quadrature.

Partant du modèle de la MSRV défini précédemment et après l'orientation du flux rotorique, un système d'équations peut être formulé selon.

$$\begin{cases} \frac{diq}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} iq - p\Omega \frac{L_d}{L_q} id + \frac{1}{L_q} vq \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p(L_d - L_q)}{J} id \cdot iq - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (3.5)$$

Supposant que le couple de charge  $C_r$  est constant, on peut donc utiliser l'expression suivante pour la charge :

$$\frac{dC_r}{dt} = 0 \quad (3.6)$$

Cette prétention est presque correcte dans la plupart des applications. En ajoutant l'équation (3.6) au système (3.5), on obtient le système d'équations :

$$\begin{cases} \frac{diq}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} iq - p\Omega \frac{L_d}{L_q} id + \frac{1}{L_q} vq \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p(L_d - L_q)}{J} id \cdot iq - \frac{f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \\ \frac{dC_r}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Avec :  $X = \begin{bmatrix} iq \\ \Omega \\ C_r \end{bmatrix}$ ,  $A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -p\frac{L_d}{L_q} id & 0 \\ \frac{p(L_d - L_q)}{J} id & -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $U = \begin{bmatrix} vq \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ ,  $B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ ,

$$Y = (\Omega), C = [0 \ 1 \ 0]$$

A partir du système d'équations (3.7), on peut construire notre observateur linéaire d'ordre réduit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{I}_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}\hat{I}_q - p\hat{\Omega}\frac{L_d}{L_q}id + \frac{1}{L_q}vq + K_1\tilde{I}_q \\ \frac{d\hat{\Omega}}{dt} = \frac{p(L_d - L_q)}{J}id \cdot \hat{I}_q - \frac{f}{J}\hat{\Omega} - \frac{\hat{C}_r}{J} + K_2\tilde{I}_q \\ \frac{dC_r}{dt} = K_3\tilde{I}_q \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec :

$\tilde{I}_q = \hat{I}_q - I_q$  : est l'erreur de l'estimation du courant  $I_q$

$K_1, K_2, K_3$  : sont les gains de l'observateur

La figure (3.4), représente le schéma fonctionnel de la commande sans capteur de vitesse d'une MSRV dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit.

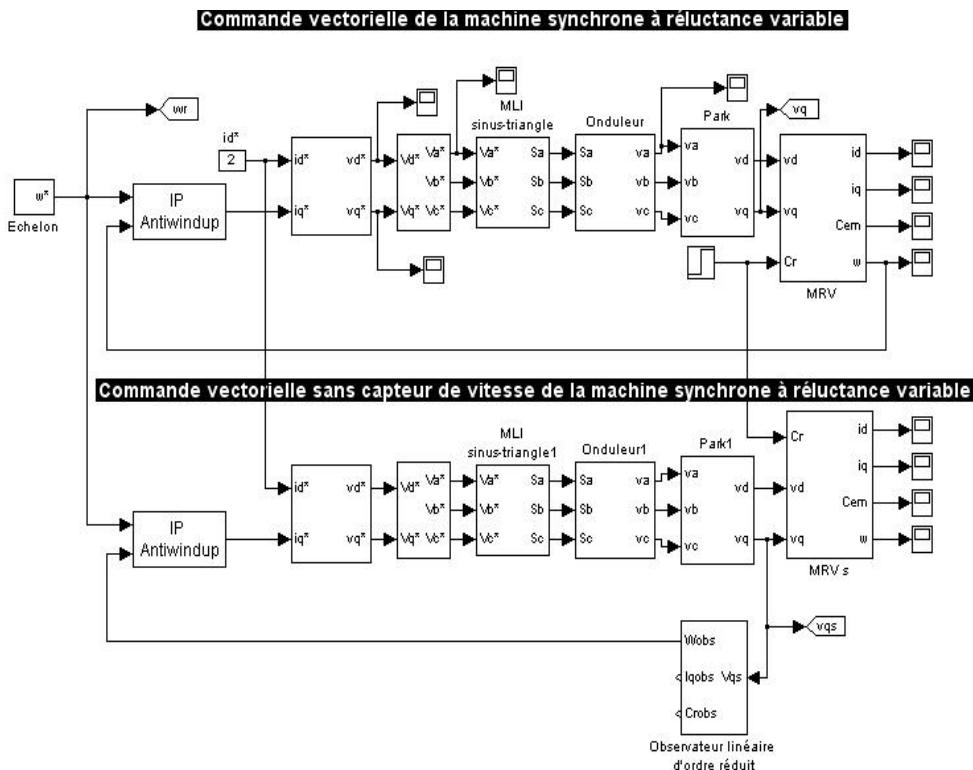


Figure 3.4 : Le schéma fonctionnel de la commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une MSRV dotée d'un observateur linéaire d'ordre réduit.

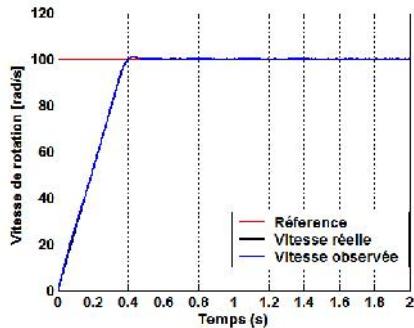
### **3.4.3. Résultats de Simulation de l'observateur d'ordre réduit**

Les figures ci dessous illustrent le comportement dynamique de la MSRV en association avec l'observateur d'état de Luenberger lors d'un asservissement de vitesse, cette fois ci la valeur de la vitesse dans la boucle de retour est la valeur estimée.

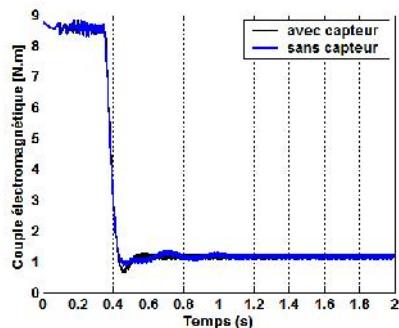
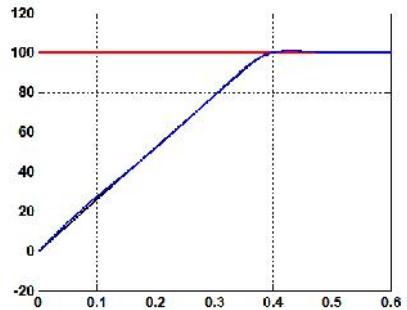
Afin de mettre en évidence les performances de cet observateur, on a mis en oeuvre une étude par simulation qui a permis d'avoir les résultats que nous présentons dans la figure (3.5). Le profil de la vitesse de référence utilisé dans cette section est un échelon de 100 rad/s. Les valeurs des gains de l'observateur utilisés dans toutes les simulations, sont choisis après plusieurs tests d'ajustement ( $K_1 = 12$ ,  $K_2 = 10$ ,  $K_3 = -2.5$ ).

Les résultats de simulation obtenus montrent, pour l'observateur utilisé que :

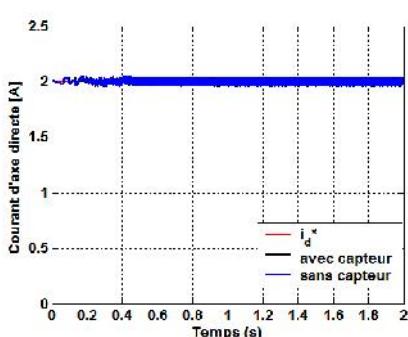
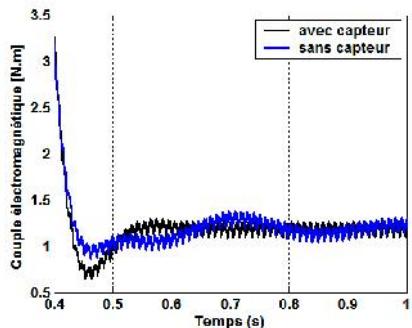
- Le comportement dynamique de la vitesse n'est pas altéré avec un bon suivi de la valeur de référence, une erreur statique nulle et un temps de réponse acceptable, ceci montre l'efficacité du correcteur de vitesse utilisé et une performance dynamique comparable à la commande avec capteurs.
- Néanmoins, Pour les autres grandeurs, on remarque que la substitution du capteur mécanique par l'observateur d'ordre réduit avec les valeurs des gains choisies a un effet relativement indésirable sur leurs évolutions et que leurs comportements dynamiques sont visiblement altérés et plus particulièrement pour le modèle à onduleur. On remarque nettement un accroissement néfaste des fluctuations résiduelles dues à l'alimentation par MLI du couple électromagnétique, des courants d'axe  $d$  et  $q$ , et de leurs régimes transitoires ainsi qu'une mauvaise poursuite des valeurs de références. De ce fait on peut affirmer que le réglage classique doté d'un observateur d'état de Luenberger permet, en général, d'obtenir des résultats moins satisfaisants à la fois aux grandeurs de consigne et aux perturbations.



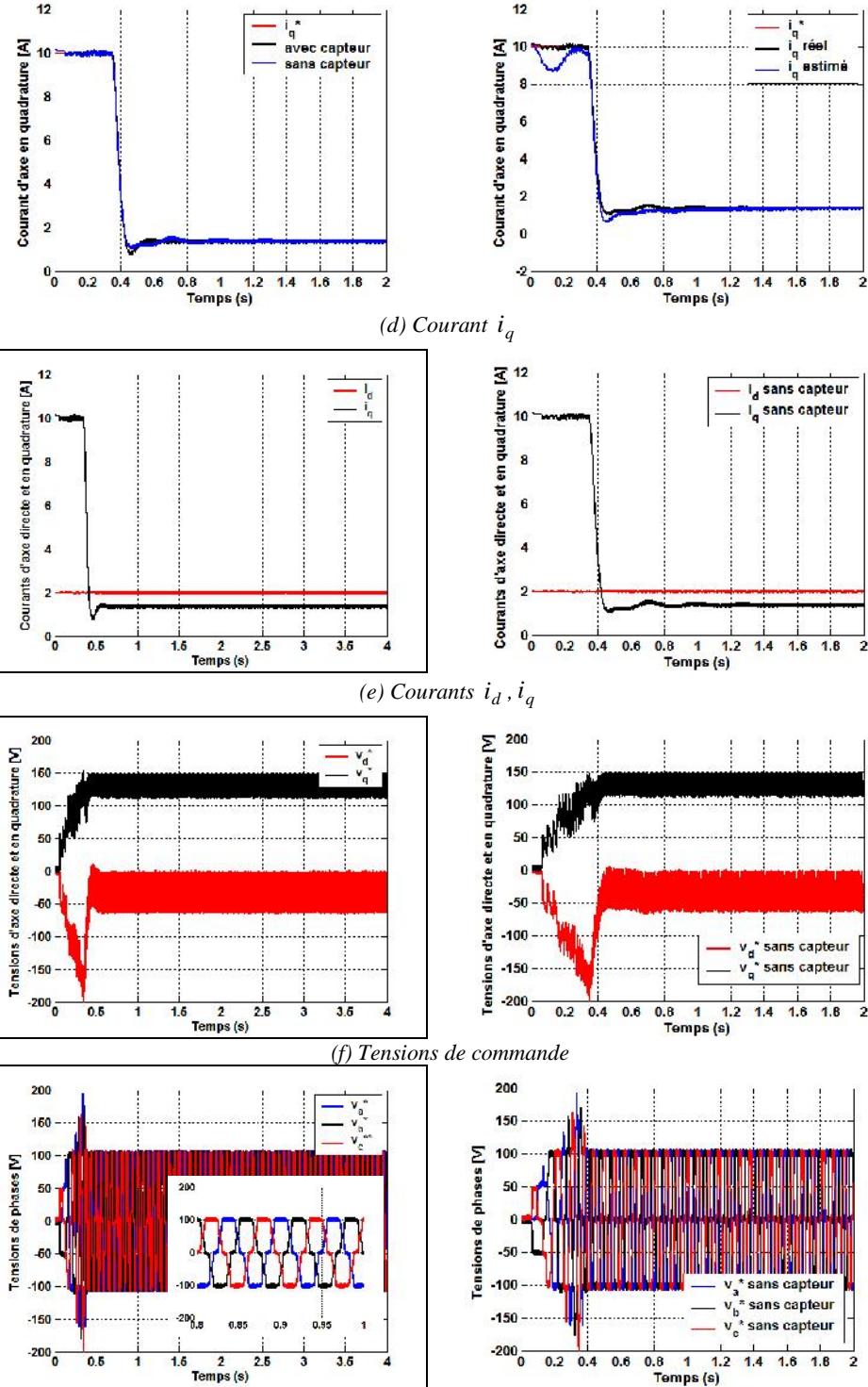
(a) Vitesse de rotation

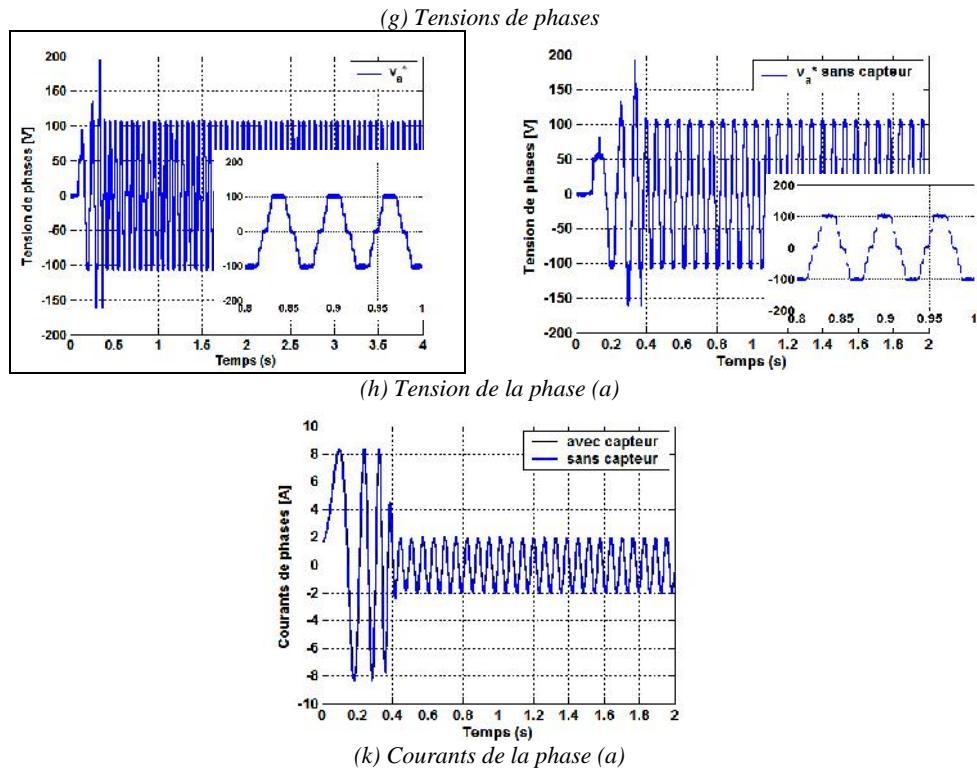


(b) Couple électromagnétique



(c) Courant  $i_d$





**Figure 3.5 :** Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteurs de vitesse d'une MSRV

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'application de l'observateur de Luenberger à la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSRV. Il a joué le rôle d'un observateur linéaire fournissant les informations nécessaires, à savoir les variables mécaniques non mesurées, pour la loi de commande sans capteur. Après avoir présenté l'observateur de Luenberger brièvement, nous avons proposé de l'appliquer d'abord à un modèle d'ordre réduit. Cette méthode a été également efficace point de vue allure des graphiques obtenus qui sont relativement comparables avec ceux obtenus par la commande vectorielle avec capteurs, néanmoins, une dégradation des performances dynamiques des grandeurs électriques et électromagnétiques est nettement perceptible.

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce mémoire ont essentiellement porté sur l'étude et la présentation de la machine synchrone à réluctance variable (MSRV), cette machine qui présente un bon nombre d'avantages, exposés dans ce mémoire. Elle possède un comportement plus robuste vis-à-vis de la température que les machines synchrones à aimants permanents et asynchrones :

- Ne possédant pas d'aimants, son niveau d'induction dans l'entrefer n'est pas soumis aux variations de l'induction des aimants en fonction de la température.
- Ne possédant pas d'enroulement ou de cage d'écureuil au rotor, les paramètres définissant son fonctionnement varient peu.

Cependant, les fortes ondulations de couple, représentent l'inconvénient majeur de ce type de machines.

Nous avons présenté des fondements sur la machine synchrone à réluctance variable MSRV, ainsi sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSRV dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes de la MLI.

Ensuite, nous avons donné les principes de base de la commande vectorielle qui permet d'imposer à la machine des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu, cette commande qui est actuellement la technique la plus utilisée pour contrôler la vitesse.

Grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple de la machine, par conséquent le contrôle de la vitesse sera plus simple. Nous en concluons que la commande vectorielle est la mieux adaptée (variation de la charge).

Finalement nous avons conçu une commande vectorielle de la machine sans capteurs mécaniques de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge. Ceux-ci sont estimés en utilisant un observateur d'état de type Luenberger. La position du rotor sert à réaliser la fonction de transformation triphasée/ biphasée et inversement. Cependant, la vitesse estimée constitue le retour de la boucle de régulation de la vitesse. Le couple de charge est estimé afin d'améliorer les performances d'estimation de la vitesse et la position.

Ce travail pourra être amélioré et avoir des perspectives en considérant :

L'utilisation d'autres techniques de commandes sans capteurs telles que le filtre de Kalman , observateur à mode glissant ou la méthode basée sur le système adaptatif à modèle de référence abréger MRAS qui a prouvé que c'est l'une des meilleures techniques proposées par les chercheurs , grâce aux grandes performances qu'elle présente en terme de fiabilité, stabilité et moins d'efforts de calcul.

L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs de tension utile.

Utilisation des régulateurs à mode glissant ou la régulation par la logique floue.

Application de la commande non linéaire à la machine synchrone à réluctance variable.

**Annexe**

Les paramètres du moteur synchrone à réluctance variable que nous avons utilisé dans les différents tests de simulations :

Tension d'alimentation	400 V
Courant nominal absorbé	6.3 A
Puissance nominale	3 kW
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 2 \Omega$
Moment d'inertie de la partie Tournante	$J = 0.0287 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.0019 \text{ N.m/rad/s}$
Vitesse nominale	1400 tr/min
Fréquence d'alimentation	f = 50 Hz
Facteur de puissance	0.83

## Bibliographie

- [Aki-03] Akin. B, "State Estimation Techniques for Speed Sensor Less Field Oriented Control of Induction Motors". Thesis of Master, the Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2003.
- [Bar-04] J. P. Barton and D. G. Infield, "Energy Storage and Its Use With intermittent Renewable Energy, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 19, no. 2, une 2004, pp.441-448.
- [Bel-08] Christian BELALAHY "dimensionnement d'une machine synchroreluctante à excitation homopolaire par réseaux de perméances" Thèse de Doctorat de INPL, 2008.
- [Ben-96] L. BEN AMOR " Commande non linéaire d'un moteur à réluctance variable" Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de philosophiae doctor (ph.d.) école polytechnique de Montréal Octobre 1996.
- [Bia-02] N. Bianchi and B. J. Chalmers, "Axially laminated reluctance motor: analytical and finite-element methods for magnetic analysis," *IEEE Trans. Magn.*, vol.38, no. 1, pp. 239-245, 2002.
- [Bol-94] I. Boldea, Z.X. Fu, S.A. Nasar, "Performance evaluation of axially-laminated anisotropic rotor reluctance synchronous motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, N°4, July/August 1994, pp.977-985.
- [Bow-86] S.R. Bowes, A. Midoun. "New PWM switching strategy for microprocessor controlled inverter drives, IEE Proceedings, vol. 133, Pt. B, no. 4, pp. 237-254, juillet 1986.
- [Can-00a] Canudas. C, " Commande Des Moteurs Asynchrones 1 : Modélisation, Control Vectoriel et DTC". Volume 1.Paris Hermès Science Publication, 2000.
- [Can-00b] Canudas. C," Commande Des Moteurs Asynchrones 2 : Optimisation, Discréétisation et Observateurs".Volume 2.Paris Hermes Science Publication, 2000.

---

*Bibliographie.*

- [Car] DOC Caroline, LANFRANCHI Vincent, VILAIN Jean-Pau "Conception d'une machine synchro-reluctante de faible puissance sous fortes contraintes" [En ligne] caroline.doc@utc.fr, vincent.lanfranchi@utc.fr, jean-paul.vilain@utc.fr
- [Cha-99] I. E. Chabu, J. R. Cardoso, V. C. Silva, S. I. Nabeta and A. Foggia, "A new technique based on a suitable choice of rotor geometrical parameters to maximize torque and power factor in synchronous reluctance motors : Part I -Theory," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 14, no. 3, pp. 599-604, 1999.
- [Cha-83] J. Chatelain, Machines électriques, Traité d'Electricité, Volume X, Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1983, 628p.
- [Con-99] A. Consoli, F. Russo, G. Scarella and A. Testa, "Low and zero-speed sensorless control of synchronous reluctance motors," IEEE Trans. Ind.Applicat., vol. 35, no. 5, pp. 1050-1057, 1999.
- [Dav-95] David A. Staton, Wen L. Soong, Member IEEE, Timothy J.E. Miller, senior Member IEEE, «Unified theory of torque production in switched reluctance and synchronous reluctance motors», IEEE Transactions on Industrial Applications, VOL.31, NO.2, Mars/Avril 1995.
- [Dew] D. Dew-Hughes, M. Mc.Culloch, "The application of high temperature superconductors in brushless AC machines," [En ligne] [www.supermachines.org](http://www.supermachines.org).
- [Gar-98] Garcia. S. G, "Etude et Mise en Oeuvre d'Estimateurs et d'Observateurs Robuste de Flux et de Vitesse pour une Machine à Induction à Cage Commandée Vectoriellement". Thèse de Doctorat, Paris sud, France, 1998.
- [Gas-04] Laurent GASC "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande" thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, novembre 2004.
- [Gre-00] Grellet.G,Clerc.G,"Actionneurs Electriques, Principe/Modèle/Commande" Eyrolles, Deuxième Edition 2000.

- [Ham-09] Mohand Ouramdane. HAMITI, «Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable Approches par la structure et par la commande», Thèse Doctorat, Univ de Henri Poincaré, Nancy-I, 15 Juin2009.
- [Hof-98] H. Hofmann, High-Speed synchronous reluctance machine for flywheel applications, Ph.D. Dissertation, Dep. Elect. Eng. Comput. Sci, Univ.California, Berkeley, 1998.
- [Hof-00] H. Hofmann and S. R. Sanders, "High-speed synchronous reluctance machine with minimized rotor losses", IEEE Trans. Ind. Applicat, vol. 36, pp. 531–539, Mar./Apr.2000.
- [Jov-98] M. G. Jovanovic, R. E. Betz and D. Platt, "Sensorless vector controller for a synchronous reluctance motor," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, no. 2, pp.346-354, 1998.
- [Kha-08] Khalil. Nabti, K. Abed, H. Benalla " Sensorless direct torque control of brushless AC machine using Luenberger observer" Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2008
- [Laa-01] W. Laala, " Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteurs de Position et de Vitesse". Thèse de Magister, Université de Biskra 2001. Bibliographie75
- [Lub-03] T. Lubin "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable, Prise en compte de la saturation magnétique" Thèse de Doctorat de Nancy, avril 2003.
- [Mai-04a] A. Mailfert, F.M. Sargos, "Machines à réluctance variable (MRV). Principes des MRV. Machines à commutation," Techniques de l'Ingénieur, D3680.
- [Mai-04b] A. Mailfert, F.M. Sargos, "Machines à réluctance variable (MRV). Machines polyphasées. Machines excitées," Techniques de l'Ingénieur, D3681.
- [Mor-05] Luc Moreau" modalisation, conception et command de génératrice à réluctance variable base vitesse " thèse de doctorat de l'université de Nantes, 2005.
- [Mor-01] S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda "Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constant-

---

*Bibliographie.*

- power operation," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.37, N°5, September/October 2001, pp.1234-1240.
- [Mur-01] H. Murakami, Y. Honda, Y. Sadanaga, Y. Ikkai, S. Morimoto, Y. Takeda "Optimum design of highly efficient magnet assisted reluctance motor," IAS 2001, Volume 4, 30 Sept.- 4 Oct. 2001, pp.2296-2301.
- [Nah-01] B- Nahid Mobarakeh "commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants:méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres" thèse de Doctorat de l'INPL, décembre 2001.
- [Pin] M. Pina, A. Gonçalves, V. Neves, L. Rodrigues "High temperature superconductor materials and their applications in electric motors," [En ligne] [www.supermachines.org](http://www.supermachines.org) .
- [Pot] B.A. Potter, M. Pina, A. Gonçalves, V. Neves, M. Mc.Culloch, L. Rodrigues, "Torque modelling of a superconducting reluctance machine," [En ligne] [www.supermachines.org](http://www.supermachines.org) .
- [Ram-06] T. Raminosoa "optimisation des performances des machines synchro-reluctantes par réseaux de perméances " Thèse de Doctorat de INPL, octobre 2006.
- [Sai-02] Saiad.A, " Commande à Structure Variable d'un Système d'Entraînement Electrique". Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [Sar-98] F.-M. Sargas, Transformations des systèmes polyphasés, Cours d'Electrotechnique analytique à l'ENSEM, Nancy.
- [Sch-02] E. Schmidt, C.Grabner "Design improvement of synchronous reluctance machines with internal rotor flux barriers for high-speed drives," PESC 2002, Vol.4, 23-27 June 2002, pp.1949-1954.
- [Sed-98] Sedda. E," Estimation en Ligne de l'Etat et des Paramètres d'une Machine Asynchrone par Filtrage à Erreur Borné et par Filtrage de Kalman". Thèse de doctorat de l'université de Paris 6.France.1998.

---

*Bibliographie.*

- [Sfe] A. Sfetsos, M. Pina, A. Gonçalves, V. Neves, M. Mc.Culloch, L. Rodrigues "Flux modelling of reluctance machines with bulk superconducting materials", [En ligne] [www.supermachines.org](http://www.supermachines.org) .
- [Sic-97] L. Sicot, "Contribution à l'introduction de limitations dans les lois de commande de la machine synchrone à aimants permanents : approche théorique et réalisations expérimentales, commande sans capteur mécanique," Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, Nantes, janvier 1997.
- [Sta-93] D.A. Staton, T.J.E. Miller, S.E.Wood "Maximising the saliency ratio of the synchronous reluctance motor," IEE Proceedings-B, Vol. 140, No.4, July 1993, pp.249-259.
- [Tai-02] S. Taibi "Contribution à l'étude, la conception, le dimensionnement et l'optimisation de Machines à réductance variable de type Vernier" Thèse de Doctorat de L2EP, Juillet 2002.
- [Tou-93] A. Tounzi. Contribution à la commande vectorielle de machines à réductance variable.prise en compte de l'amortissement et de la saturation. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1993.
- [Tou-93] Tounzi A., Meibody-Tabar F. and Sargos F-M-, Field-oriented control of a smooth stator variable reluctance machine. Comparison between two models: with and without dampers, IMACS TCI'93 (Montrdal, Juillet, 1993) pp. 507-sll.
- [Tou-92] Tounzi A., Meibody-Tabar F., Rabih A. and Sargos F-M., Modelling and digital simulation of the field-oriented control of a reluctance machine supplied by a PWM-VSI, ICEM 92 (Manchester, September, 1992) pp. 677-681.
- [Tou] A. Tounzi F. Meibody-Tabar et F-M- Sargos "Commande vectorielle de la machine à réductance variable à stator lisse. Prise en compte de la saturation et de l'amortissement "(Article)
- [Vag-96] A. Vagati, A. Fratta and G. Fransceschini, "AC motors for high performances drives: A design-based comparison," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, no. 5, pp. 1211-1219, 1996
- [Vag-00] A. Vagati, A. Canova, M. Chiampi, M. pastorelli and M. Repetto, "Design refinement of synchronous reluctance motors through finite-

---

*Bibliographie.*

- element analysis,"IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, no. 4, pp. 1094-1102, 2000.
- [Yah-05] K. Yahia, A. Menacer, A. Benakcha, F. Benchabane, D. Taibi "Estimation de la position et de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu" PCSE'05, O. E. Bouaghi Univ. May 9-11 2005.
- [Zaï-01] M.E. Zaïm, "Design and Performance of the Solid Rotor Reluctance Machines", Electric Machines and Power Systems, Vol.29, No.12, December 2001.