

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Électrique
Laboratoire des Machines Électriques

Thèse présentée pour l'obtention du diplôme de

Doctorat d'État en Electrotechnique

De l'École Nationale Polytechnique

Par

Akkila BOUKHELIFA

Magister en Electrotechnique de l'ENP

Intitulée :

LES ÉLÉMENTS D'OPTIMISATION DU PILOTAGE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE EN VUE D'UN CONTRÔLE VECTORIEL

Soutenue publiquement le 27 Décembre 2007 devant le jury composé de :

M. A. BOUBAKEUR	Professeur	ENP	Président
M. R. IBTIOUEN	Professeur	ENP	Rapporteur
M. O. TOUHAMI	Professeur	ENP	Rapporteur
M. A. CHERITI	Professeur	UQTR Canada	Rapporteur
M. S. MEKHTOUB	Maître de Conférences	ENP	Examineur
M. L. HADJOUT	Maître de Conférences	USTHB	Examineur
M. Y. OUAZIR	Maître de Conférences	USTHB	Examineur

ملخص

Resumé

Le travail a consisté en l'étude analytique et par simulation dans un environnement Matlab/Simulink, de deux méthodes d'optimisation de la commande vectorielle de la machine asynchrone.

La commande vectorielle classique maintient l'état magnétique à sa valeur nominale. Ce qui correspond à un fonctionnement non optimal par rapport aux critères énergétiques, courant et pertes dans la machine. Pour la minimiser l'un de ces deux critères, nous faisons évoluer l'état magnétique en fonction du point de fonctionnement.

La première méthode d'optimisation permet de minimiser les pertes ou le courant statorique en régime permanent. Pour tenir compte du régime transitoire, nous avons appliqué la programmation dynamique. Cette technique a assuré de grands avantages énergétiques pendant tout le régime de fonctionnement.

Un test de robustesse est effectué sur la commande à flux optimisé, a montré que la commande vectorielle, quel que soit son niveau de flux, reste toujours sensible à la variation des paramètres.

Une coupure de phase a fait aussi l'objet de cette étude. Cette défaillance a été modélisée par l'insertion d'une grande résistance en série avec la phase défaillante. Ce modèle est bien adapté à une coupure de phase; le courant étant nul dans la phase coupée il subit une augmentation dans les phases saines. Durant ce défaut la commande vectorielle maintient le découplage.

Mots clés: Commande vectorielle, Minimisation des pertes, Minimisation du courant, Optimisation du flux, Programmation dynamique, Machine à induction, Coupure de phase.

Abstract

This work consists in analytical study and by simulation in Matlab/Simulink environment, of two optimization methods of vector control on an induction machine.

The classical vector control maintains the magnetic state to the rated value. These correspond to no optimal behaviour related to energetic criterions; stator current and losses. By choosing the level flux as function of the operating point, we minimize a given criterion. The first optimization method minimizes the losses and current in steady stat. In order to consider the dynamic operation, we used the dynamic programming method. This strategy gives the best energetic performances for any operating conditions.

A robust test of the control with optimized flux is made. This test showed that the vector control is sensitive to parameters variation in any level flux.

Also, the breakdown phase was the object of our study. This failure is modelled by a great resistance insertion in serial with the failed phase. This model is well adapted to the breakdown phase; the current is null in the failed phase and takes a great values in the healthy phases. During the failure the vector control maintains the decoupling propriety.

Key words: Vector control, Loss minimization, Current minimization, Flux Optimization, Dynamic programming, Induction machine, Breakdown phase.

Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Laboratoire de Recherche en Électrotechnique de l'École Nationale Polytechnique d'Alger, sous la direction de Monsieur **Rachid Ibtouen**, Professeur à l'ENP. Je tiens à le remercier pour la confiance qu'il m'a témoignée en acceptant de diriger ce travail. Sa disponibilité et ses encouragements durant de longues années m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

J'exprime aussi, mes remerciements à Monsieur **Omar Touhami**, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, d'avoir codirigé cette thèse. Sa disponibilité, son esprit critique, ses remarques pertinentes et ses conseils ont été utiles pour mener à terme ce travail.

Je remercie profondément Monsieur **Ahmed Chériti**, Professeur à l'Université à Trois Rivières à Montréal pour sa gentillesse, son aide durant le travail et pour sa contribution scientifique qui a été très fructueuse dans l'avancement de ce travail.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **Ahmed Boubakeur**, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait de présider le jury de soutenance.

Que Messieurs **Saïd Mekhtoub**, Maître de Conférences à l'École Nationale Polytechnique, **Larbi Hadjout** et **Youcef Ouazir**, Maîtres de Conférences à l'USTHB trouvent, ici l'expression de ma profonde gratitude, pour avoir accepté d'examiner et critiquer cette thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur **Karim Atif**, Maître de Conférences à l'USTHB, pour ces encouragements qui me poussaient toujours vers l'avant.

Un remerciement très particulier s'adresse à Messieurs, **Mohamed Seghir Boucherit, Lazhari Nezli, Djamel Boukhetala, Fares Boudjemaa, Mohand Oulhadj Mahmoudi, Tahmi Redouane**, ma sœur et amie **Amina Tegar**, son époux **Madjid Tegar** pour leur encouragement et leur soutien moral sans cesse pendant des moments très difficiles.

Je n'oublie pas de remercier toutes mes amies, **Bahia, Linda, Nadia**, qui par leur amitié et leur bonne humeur, ont créé une ambiance de travail parfaite.

Je remercie profondément Monsieur **Meziani** qui n'a pas hésité à me porter son aide matériel.

Que les collègues du département Electrotechnique de l'USTHB et de l'équipe Instrumentation solaire, trouvent ici mes sincères sentiments de reconnaissance pour les messages d'encouragement et de sympathie qu'ils m'ont adressés à l'approche de la soutenance.

Dédicaces

*A ma mère à qui je dois tous ses sacrifices
A la mémoire de mon père que personne
n'a pu combler son vide '
A tous mes frères, sœurs, neveux et nièces
Aux orphelins du monde entier
A tous les musulmans*

Table des matières

Liste des figures	xiii
Introduction générale	xvii
Chapitre 1 - Principes généraux sur la machine asynchrone et sa commande.....	1
1.1 Introduction	1
1.2 Conversion électromécanique dans les machines à courant alternatif.....	2
1.3 Constitution des machines à courant alternatif.....	4
1.4 Influence des états magnétique et thermique sur le comportement physique de la machine à induction.....	4
1.4.1 Effet thermique	4
1.4.2 Courants de Foucault et effet de peau.....	5
1.4.3 Effet magnétique	5
1.5 Commande de la machine asynchrone	6
1.5.1 Contrôle scalaire	7
1.5.1.1 Contrôle <i>V/f</i>	7
1.5.1.2 Contrôle du courant statorique et de la fréquence de glissement.....	7
1.5.2 Contrôle vectoriel.....	7
1.5.2.1 Contrôle direct de couple.....	7
1.5.2.2 Contrôle par flux orienté	8
1.6 Conclusion.....	8
Chapitre 2 - Modélisation de la machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel.....	10
2.1 Introduction	10

2.2	Types de modélisation.....	11
2.2.1	La modélisation de Park.....	11
2.2.2	La modélisation par réseaux de perméances.....	11
2.2.3	La modélisation par éléments finis	11
2.3	Modèle à trois phases	12
2.3.1	Couple électromagnétique	14
2.3.2	Équation mécanique.....	14
2.4	Modélisation dans le repère de Park.....	15
2.4.1	Équations électriques	16
2.4.2	Équations du flux magnétique	17
2.5	Choix du référentiel.....	17
2.5.1	Référentiel lié au stator	18
2.5.2	Référentiel lié au rotor	18
2.5.3	Référentiel lié au champ tournant	18
2.6	Fonctionnement accidentel:coupure d'une phase statorique.....	20
2.6.1	Défaillances statoriques	20
2.6.2	Modèle mathématique de la machine avec coupure de phase	21
2.6.3	Représentation sous forme d'équations d'état	22
2.6.4	Calcul des tensions de la machine après coupure de la phase « a ».....	22
2.7	Résultats de simulation.....	23
2.8	Conclusion.....	24
	Chapitre 3 - La commande vectorielle de la machine asynchrone.....	26
3.1	Introduction	26
3.2	Principe de la commande vectorielle.....	27
3.3	Techniques d'orientation du flux.....	28

3.3.1	Technique d'orientation directe du flux.....	28
3.3.2	Techniques d'orientation indirectes du flux	31
3.3.2.1	<i>Méthode d'orientation indirecte dans le cas d'une alimentation en tension</i>	<i>32</i>
3.3.2.2	<i>Comparaison des trois méthodes d'orientation du flux.....</i>	<i>36</i>
3.3.2.3	<i>Avantages liés à l'orientation du flux rotorique</i>	<i>36</i>
3.4	Simulation numérique	37
3.5	Limitation de la commande vectorielle	39
3.6	Sensibilité de la commande vectorielle à la variation des paramètres de la machine	40
3.6.1	Sensibilité à la variation des paramètres rotoriques.....	40
3.6.2	Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple de la machine	43
3.6.3	Effet de la variation de la résistance rotorique sur la pulsation des courants statoriques.....	46
3.7	Effet de la coupure de phase sur la commande vectorielle	48
3.7.1	Résultats de simulation	49
3.8	Commande vectorielle à niveau de flux variable	50
3.8.1	Principe de la commande à flux variable.....	50
3.8.2	Choix de la plage de variation du niveau de flux dans la machine pour un fonctionnement à niveau de flux variable.....	51
3.9	Conclusion.....	52
Chapitre 4 - Minimisation des pertes et du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine asynchrone.....		
4.1	Introduction	54
4.2	Minimisation des pertes par l'optimisation du niveau du flux dans une machine asynchrone.....	55
4.2.1	Pertes de puissance et rendement.....	55

4.2.1.1	<i>Rendement dans la machine</i>	56
4.2.1.2	<i>Pertes dans les circuits électriques</i>	56
4.2.1.3	<i>Pertes dans le circuit magnétique</i>	56
4.2.1.4	<i>Pertes mécaniques</i>	57
4.3	Expressions des pertes.....	58
4.3.1	Les pertes par effet joule.....	58
4.3.2	Les pertes ferromagnétiques	59
4.3.3	Les pertes mécaniques	59
4.4	Choix du critère	59
4.5	Minimisation des pertes en régime permanent.....	60
4.6	Résultats de simulation de l'optimisation en régime permanent.....	62
4.7	Comparaison des résultats avec la méthode classique	65
4.8	Minimisation des pertes par la programmation dynamique	70
4.8.1	Approche diviser pour régner	70
4.8.2	Programmation dynamique.....	70
4.8.3	Principes algorithmiques.....	71
4.8.4	Contraintes sur les variables	72
4.8.5	Optimisation des systèmes dynamiques.....	73
4.8.6	Organisation du programme	75
4.8.7	Optimisation des étapes	76
4.8.7.1	<i>Optimisation de l'étape 1</i>	76
4.8.7.2	<i>Optimisation de l'étape n</i>	77
4.8.8	Application de la programmation dynamique à la minimisation des pertes.....	78
4.8.9	Résultats de simulation de l'optimisation par la programmation dynamique	79

4.8.10 Comparaison des résultats obtenus par l'optimisation avec ceux des commandes précédentes.....	82
4.9 Minimisation du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine à induction	83
4.9.1 Équation du courant statorique	83
4.9.2 Minimisation du courant statorique en régime permanent	84
4.9.3 Résultat de simulation et interprétation	84
4.9.4 Comparaison avec la méthode classique à flux nominal	86
4.10 Minimisation du courant statorique par la programmation dynamique	91
4.10.1 Résultat de simulation et interprétation	92
4.10.2 Comparaison de l'optimisation en régime permanent et par la programmation dynamique	94
4.11 Sensibilité de la commande vis-à-vis des paramètres	101
4.11.1 Résultat de simulation et interprétation	106
4.12 Conclusion.....	107
Chapitre 5 - Conclusion générale.....	109
Perspectives.....	111
Bibliographie.....	112

Liste des figures

Figure 1.1	Représentation des forces magnétomotrices dans le plan complexe.....	3
Figure 2.1	Stator et rotor en triphasé.....	12
Figure 2.2	Représentation des tensions avec neutre isolé.....	23
Figure 2.3	(a) Représentation des grandeurs mécaniques et électriques, (b) Représentation des courants et des flux directs et en quadrature.....	24
Figure 3.1	Technique de mesure de la position et de l'amplitude du flux d'entrefer.....	30
Figure 3.2	Détermination indirecte de la position du flux.....	31
Figure 3.3	Schéma de principe de l'orientation du flux rotorique.....	37
Figure 3.4	Commande indirecte à flux constant pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'un couple de charge à $t=2.5s$	38
Figure 3.5	Commande vectorielle indirecte avec démarrage à 100% de la charge nominale et inversion de la consigne de vitesse à $t=5s$	39
Figure 3.6	Réponse du flux et du couple pour une augmentation de la résistance rotorique pour une charge de 5Nm.....	42
Figure 3.7	Effet de la variation de la résistance sur celles du flux et du couple pour une charge de 5Nm.....	42
Figure 3.8	Représentation du couple et du flux pour R_r variable et plusieurs valeurs du couple de charge.....	46
Figure 3.9	Effet de la variation de la résistance sur la pulsation des courants statoriques.....	47
Figure 3.10	Schéma de principe présentant une coupure de phase.....	48
Figure 3.11	Représentation des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques d'une machine asynchrone commandée par la méthode du flux orienté (flux constant).....	50
Figure 3.12	Schéma de principe de la commande à flux variable.....	51
Figure 4.1	Illustration de l'écoulement de puissance.....	58
Figure 4.2	Principe de la commande optimale en régime permanent.....	62
Figure 4.3	Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent - Démarrage à vide et application d'une charge de 2.0Nm.....	63
Figure 4.4	Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent - Démarrage à vide et application d'une charge de 2.5Nm.....	63

Figure 4.5	Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent - Démarrage à 50% de la charge nominale	64
Figure 4.6	Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent- Démarrage à 75% de la charge nominale et inversion de vitesse à $t= 5s$	64
Figure 4.7	Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent- Démarrage à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse à $t= 5s$	65
Figure 4.8	Comparaison des courants direct et en quadrature pour un démarrage à vide et application d'une charge de 2.0Nm.....	66
Figure 4.9	Comparaison des courants direct et en quadrature pour un démarrage à vide et application d'une charge de 2.5Nm.....	66
Figure 4.10	Comparaison des courants direct et en quadrature pour un fonctionnement à 50% de la charge nominale	66
Figure 4.11	Comparaison des courants direct et en quadrature pour un fonctionnement à 75% de la charge nominale et inversion de vitesse.....	67
Figure 4.12	Comparaison des courants direct et en quadrature pour un fonctionnement à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse.....	67
Figure 4.13	Comparaison des pertes et du rendement pour un démarrage à vide et application d'une charge de 2.0 Nm	68
Figure 4.14	Comparaison des pertes et du rendement pour un démarrage à vide et application d'une charge de 2.5 Nm	68
Figure 4.15	Comparaison des pertes et du rendement pour un fonctionnement à 50% de la charge nominale	69
Figure 4.16	Comparaison des pertes et du rendement pour un fonctionnement à 75% de la charge nominale et inversion de vitesse.....	69
Figure 4.17	Comparaison des pertes et du rendement pour un fonctionnement à 100 % de la charge nominale et inversion de vitesse.....	70
Figure 4.18	Présentation matricielle de l'état.....	76
Figure 4.19	Construction de la première colonne de la matrice de coût à la première étape d'optimisation	76
Figure 4.20	Construction de la première colonne de la matrice des indices I et du coût C pour un état p et une étape s	77
Figure 4.21	Fonctionnement à flux optimisé par la programmation dynamique. Démarrage à vide et application d'un couple de charge égal à 2.5Nm	80
Figure 4.22	Fonctionnement à flux optimisé par la programmation dynamique. Démarrage à 50% de la charge nominale.....	80

Figure 4.23	Fonctionnement à flux optimisé par la programmation dynamique. Démarrage à 75% de la charge nominale et inversion de vitesse à $t=5s$	81
Figure 4.24	Fonctionnement à flux optimisé par la programmation dynamique. Démarrage à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse à $t=5s$	81
Figure 4.25	Agrandissement des pertes et du rendement pour un fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Démarrage à vide et application d'une charge de 2.5 Nm.....	82
Figure 4.26	Agrandissement des pertes et du rendement pour un fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Fonctionnement à 50% de la charge nominale	82
Figure 4.27	Agrandissement des pertes et du rendement pour un fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Fonctionnement à 75% de la charge nominale et inversion de vitesse.....	83
Figure 4.28	Agrandissement des pertes et du rendement pour un fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Fonctionnement à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse.....	83
Figure 4.29	Résultats de simulation de la commande vectorielle à flux optimal avec un démarrage à vide, une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'une perturbation à $t=2.5s$	85
Figure 4.30	Résultats de simulation de la commande vectorielle à flux optimal avec un démarrage à 100% de la charge nominale et inversion de la consigne de vitesse égale à la vitesse nominale à $t=5s$	86
Figure 4.31	Démarrage à 25% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$	87
Figure 4.32	Démarrage à vide avec perturbation de la charge.....	88
Figure 4.33	Démarrage à 50% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$	89
Figure 4.34	Démarrage à 75% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$	90
Figure 4.35	Démarrage à 100% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$	91
Figure 4.36	Résultats de simulation pour vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'une perturbation de 10Nm à $t=2.5s$	93
Figure 4.37	Résultats de simulation pour un démarrage en charge avec inversion de vitesse à $t=5s$	94
Figure 4.38	Démarrage à vide avec perturbation d'un couple de charge de 10Nm à $t=2.5s$	96

Figure 4.39	Démarrage à 25% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$	97
Figure 4.40	Démarrage à 50% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$	98
Figure 4.41	Démarrage à 75% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$	99
Figure 4.42	Démarrage à 100% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$	100
Figure 4.43	Résultats de simulation de la commande optimale en régime permanent pour un démarrage à pleine charge et pour $R_r = 1.5R_r^*$	102
Figure 4.44	Résultats de simulation de la commande optimale en régime permanent pour un démarrage à pleine charge et pour $L_m = 0.8L_m^*$	103
Figure 4.45	Résultats de simulation de la commande optimale par la programmation dynamique pour un démarrage à pleine charge et pour $R_r = 1.5R_r^*$	104
Figure 4.46	Résultats de simulation de la commande optimale par la programmation dynamique pour un démarrage à pleine charge et pour $L_m = 0.8L_m^*$	105

Introduction générale

Les entraînements électromagnétiques consomment un peu plus que la moitié de l'énergie électrique générée dans un pays industrialisé [1]. Les avancés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moyens de calcul et les techniques de l'automatique, ont permis aux entraînements électriques avec des machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone) de s'imposer sur son concurrent, la machine à courant continu [1] [2] [3].

Les différents inconvénients du moteur à courant continu, ont montré le choix d'un servomoteur à celui d'un commutateur électronique. L'absence du collecteur mécanique dans un moteur synchrone à aimant permanent conduit à une utilisation de plus en plus grande dans les entraînements électriques de puissance relativement réduite. L'utilisation des aimants au rotor augmente le coût de ce type de machine et trouve ses limites dans des conditions d'utilisation sévères : température élevée ou surcharges importantes. A ces inconvénients s'ajoute aussi le phénomène encore mal connu du vieillissement des aimants permanents utilisés dans les machines synchrones [4][5][6].

C'est par sa robustesse, coût faible, fiabilité, facilité à entretenir et par sa souplesse, avec des plages de vitesse et du couple considérables, qu'il y a un intérêt croissant à l'utilisation de la machine asynchrone dans les entraînements électriques.

Son domaine d'application est déjà vaste; nous la retrouvons dans la traction ferroviaire, la propulsion des navires, le pompage, les laminoirs, les machines à papier, et la voiture électrique, entre autres. Mais la machine asynchrone n'a pas été extensivement utilisée pour la commande fine de position (servodrives) [2] où la machine synchrone à aimant s'impose peu à peu. Les causes dues à cela sont :

1. Elle est moins performante en terme énergétique que le moteur synchrone [7]. Cela convient du fait que la machine asynchrone requiert des courants statoriques tout le temps –même à couple nul pour maintenir le flux rotorique. Ceci augmente les pertes statoriques et principalement les pertes au rotor. On a par conséquent une augmentation de la taille du moteur pour dissiper l'échauffement

additionnel. Il se trouve donc que, l'optimisation des pertes et du courant absorbé par la machine est un des aspects les plus importants à considérer pour la commande.

2. Elle est plus difficile à commander que le moteur synchrone; en effet, il s'agit d'un système dynamique hautement non linéaire (le flux ne peut pas être découplé du couple) multivariable avec des paramètres variables dans le temps et accès partiel de l'état. Cela aussi que les perturbations des charges, les harmoniques et les bruits de mesures, en font un problème de commande difficile.

Pour remédier à cette limitation des moteurs asynchrones, il fallait penser à une stratégie de commande, qui assurerait un découplage de ces moteurs et à une souplesse de réglage analogue à celle des entraînements à courant continu. La commande vectorielle ou commande à flux orienté s'est donc imposée comme la norme d'avenir dans le domaine des entraînements à courant alternatif. En effet, cette commande procède par la linéarisation du moteur asynchrone en considérant la dynamique inverse du modèle non linéaire. Le résultat étant un système linéaire facile à régler [8] et alliant les caractéristiques du moteur asynchrone à cage à la flexibilité de commande du moteur à courant continu. Les schémas et algorithmes de réglage déjà établis pour les moteurs à courant continu peuvent facilement être étendus aux moteurs à cage.

La commande à flux orienté ou commande vectorielle fut introduite à la fin des années 1960 et le début des années 1970, par deux chercheurs allemands. Felix Blaschke (1972 et 1973) a réalisé dans les laboratoires de la compagnie Siemens en Allemagne de l'Ouest, la première commande vectorielle directe. Cette réalisation a fait l'objet d'une première communication, publiée dans la revue siemens [9].

Cette technique d'orientation directe consiste à appliquer la méthode de deux vecteurs orthogonaux au moteur asynchrone à cage en séparant les courants statoriques en deux composantes: une composante directe produisant le flux et une composante en quadrature produisant le couple. L'idée de base de cette technique est la connaissance de l'angle du vecteur flux rotorique par rapport au vecteur courant statorique.

La méthode vectorielle indirecte, quant à elle, fut proposée par Karl Hasse (1969). Cette technique de commande est la plus largement utilisée aujourd'hui, puisqu'elle permet une implantation plus générale [10]. Elle est basée sur l'estimation du flux à partir du modèle de la machine et donc ne nécessite aucune modification de celle-ci. Seulement un capteur de vitesse électrique du rotor est nécessaire. Cette vitesse est additionnée à

une consigne de glissement, calculée par le régulateur vectoriel. L'intégration de cette somme fournit la position du flux. Les principes de ces méthodes directe et indirecte sont développés au chapitre 3.

Il est clair que la commande vectorielle [11] est la stratégie de commande la plus répandue dans les applications industrielles à haute performance dynamique; en excluant la région d'affaiblissement du flux, la commande vectorielle maintient la norme du flux constante et égale à sa valeur nominale; dans cette situation, le rendement est maximal lorsqu'on est au point nominal; au dessous de ce point, l'excessive énergie emmagasinée dans les inductances, diminue inutilement le rendement de la machine. Nous notons que beaucoup d'entraînements électriques travaillent en dehors du point nominal de fonctionnement, car le couple désiré change en fonction de la vitesse ou de la position [12]. D'autre part, il est possible de diminuer l'excédent d'énergie emmagasinée, en ajustant de façon appropriée le flux du rotor, nous pouvons donc, considérer d'autres modes d'opération du flux qui visent à améliorer le rendement de la machine et de la faire rapprocher de celui de la machine synchrone.

Plusieurs critères ont été proposés dans la littérature, tels que l'énergie magnétique emmagasinée par la machine, le facteur de puissance, le rendement, les pertes et le courant absorbé.

Un critère proposé par les auteurs des références [13] et [14] consiste à minimiser l'énergie magnétique emmagasinée par la machine. L'étude de ce critère montre qu'alors pour les couples supérieurs à 30% de la valeur nominale, le courant absorbé par la machine est plus important que dans le cas à flux constant, ce qui présente une augmentation des pertes par effet Joule et une diminution du rendement de la machine.

D'autre part, une autre étude proposée par [15] prend en compte en plus de l'énergie emmagasinée par la machine, le critère des pertes par effet Joule statoriques et rotorique. Ce même critère est étudié par [16]. En minimisant ce critère, on définit pour la commande les valeurs optimales des courants statoriques correspondants aux pertes minimales. Ce critère fournit une valeur autre que la valeur nominale pour le flux rotorique à imposer dans la machine. Il permet d'obtenir un facteur de puissance maximum et un rendement quasi maximum pour un couple délivré allant de zéro au couple nominal.

D'autres auteurs [17], se sont intéressés à la minimisation des pertes dans une machine à induction dont la commande est scalaire. Ils ont considéré un critère qui englobe pratiquement toutes les pertes ; par effet Joule, pertes fer, pertes mécaniques et les pertes supplémentaires. Après avoir exprimé l'expression globale des pertes, le flux optimal qui minimise les pertes est déterminé. Ce flux étant une fonction du courant statorique. Ce même critère est utilisé par les auteurs de la référence [18] avec cependant le cas d'une machine à courant continu. Le courant optimal minimisant la somme des pertes est ainsi déterminé.

D'autres études [19][20][21] sont basés sur le critère lié à la somme des pertes par effet joule et des pertes dans le fer. Le flux magnétisant optimal pour la minimisation des pertes est calculé. Ce critère a fait l'objet de l'étude effectuée par les auteurs dans la référence [22] avec cependant le courant optimal déterminé pour la minimisation de ces pertes.

Notre travail porte sur l'optimisation de la commande de la machine asynchrone par la minimisation des pertes et du courant absorbé tout en gardant de très hautes performances dynamiques. Cette minimisation s'obtient en optimisant l'état magnétique de la machine.

Sur le plan théorique, nous avons considéré deux critères pour la minimisation; l'un concerne les pertes, l'autre est le courant statorique. La minimisation est effectuée en utilisant deux approches : une approche analytique qui concerne la minimisation en régime permanent ou la norme du flux est proportionnelle à la racine carrée du couple. L'avantage de cette approche est de pouvoir être utilisée en temps réel. En plus, elle s'adapte facilement aux applications avec couple méconnu à l'avance.

La Programmation dynamique est la deuxième approche. Dans ce cas, nous cherchons la trajectoire optimale du flux qui minimise un critère donné (courant ou perte), tout en prenant en considération des contraintes sur les variables d'état et de commande. Cette méthode exige beaucoup de temps de calcul et la connaissance a priori des trajectoires du couple et de la vitesse.

Pour la mise en œuvre, nous avons testé par des simulations dans un environnement Matlab/Simulink, les stratégies que nous avons proposées dans différentes conditions de fonctionnement. Nous avons effectué des comparaisons des résultats obtenus en fonctionnement optimal avec ceux obtenus par la commande classique à flux constant.

Cette thèse est organisée en quatre chapitres structurés de la façon suivante:

Le premier chapitre présente les principes généraux sur la machine à induction, les différents phénomènes physiques pouvant intervenir sur ses paramètres électriques et magnétiques ainsi que les différentes techniques de contrôle.

Au deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé de Park; ce modèle mathématique est établi à partir d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle simplifié biphasé est choisi pour réduire la complexité de la représentation triphasée. Il représente le moteur réel excepté son interaction avec les effets du second ordre tels que les harmoniques d'espace.

Cette modélisation a pour objectif d'aboutir à un modèle adapté à la commande. Ce modèle utilise comme entrées, les tensions.

Ce chapitre présente aussi le cas d'un fonctionnement accidentel (rupture d'une phase statorique) de la machine asynchrone. Pour l'introduction du défaut, nous proposons un modèle général qui prend en considération l'inégalité des résistances statoriques. Ensuite, la rupture d'une phase statorique est modélisée par une augmentation de la résistance de la phase subissant le défaut. Des résultats de simulation seront présentés montrant l'effet de la défaillance sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine asynchrone.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle. Dans ce chapitre, nous allons développer le principe de cette commande en considérant les deux méthodes: directe et indirecte. A l'exception du cas de la désexcitation, la commande vectorielle impose un flux constant à la machine ce qui permet d'obtenir un fonctionnement à couple maximum et garantir les meilleures performances. Nous montrerons dans ce chapitre que la commande à flux variable offre des réponses similaires à celles de la commande classique en améliorant et en optimisant un critère énergétique donné.

Le quatrième chapitre est dédié à la sélection du flux optimal qui minimise les pertes par effet Joule statorique et rotorique en s'appuyant sur les stratégies suscitées. Après avoir défini les pertes dans la machine, nous passons à la stratégie de minimisation en régime permanent. La programmation dynamique prend en compte les régimes transitoires et minimise les pertes en régime quelconque.

La minimisation du courant statorique fait l'objet du même chapitre. Nous appliquons les mêmes approches utilisées pour la minimisation des pertes. Nous avons testé également l'influence de la variation des paramètres sur la commande vectorielle.

Chapitre 1 - Principes généraux sur la machine asynchrone et sa commande

1.1 Introduction

Pendant de nombreuses années, le moteur à courant continu a été privilégié pour les applications à vitesse variable en raison de sa simplicité de commande et donc de sa mise en œuvre. Mais, ce moteur présente des inconvénients liés à sa structure. Il a des limitations technologiques (limitation en puissance et vitesse, création d'étincelle, usure des balais, ...etc.) qui le rendent inadapté à certaines applications (train à grande vitesse, milieu avec risque d'explosion, usine de graphite, ...etc.)

Les machines à courant alternatif (synchrone, asynchrone, à réluctance variable,...etc.) ne posent pas de telles limitations. D'où coût moindre, elles sont robustes et pouvant supporter de très fortes puissances et de très hautes vitesses.

La machine la plus utilisée dans l'industrie pour les applications du type servomoteur (robotique, machines outils,...etc.) est la machine synchrone à aimants permanents. Elle présente un couple massique important et un bon rendement par rapport aux autres types de machines. Tout d'abord, son coût de fabrication est relativement important à cause du prix des aimants permanents (aimants à base de terres rares). Ensuite elle est difficile à faire fonctionner en affaiblissement du flux pour monter en vitesse, le flux est imposé par les aimants. Enfin, elle ne supporte pas les températures élevées de fonctionnement, ce qui limite son domaine d'application [23].

Le moteur synchrone qui par excellence le moteur électrique de fortes puissances (>5MW) est fortement pénalisé par son absence de couple hors synchronisme. Alimenté par un réseau à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour pouvoir fournir un couple à la charge et en cas de variation brusque du couple résistant sur l'axe du moteur, il existe un risque de décrochage. Il est donc incapable de démarrer et doit être associé à un moteur auxiliaire d'entraînement.

La machine asynchrone fonctionne à une vitesse constante voisine de la vitesse de synchronisme. En effet, pour une telle machine, le glissement qui traduit l'écart relatif entre la vitesse de rotation et la vitesse de synchronisme doit rester faible sous peine de détériorer fortement le rendement [24]. Comme les autres machines à courant alternatif, la machine asynchrone présente également des inconvénients non négligeables. Elle est moins performante en terme énergétique que le moteur synchrone [7]. Cela convient du fait que la machine asynchrone requiert des courants statoriques tout le temps, même à couple nul pour maintenir le flux rotorique. Ceci augmente les pertes statoriques et principalement les pertes au rotor. On a par conséquent une augmentation de la taille du moteur pour dissiper l'échauffement additionnel.

Il se trouve donc que, l'optimisation des pertes et du courant absorbé par la machine est un des aspects les plus importants à considérer pour la commande. Elle est plus difficile à commander que le moteur synchrone; en effet, il s'agit d'un système dynamique hautement non linéaire (le flux ne peut pas être découplé du couple) multivariable avec des paramètres variables dans le temps.

1.2 Conversion électromécanique dans les machines à courant alternatif

La conversion électromécanique de l'énergie est un processus qui convertit l'énergie de la forme électrique à la forme mécanique et vice versa. La conversion n'est pas directe, mais plutôt nécessite une conversion intermédiaire à la forme magnétique [25].

Le principe de la conversion électromécanique dans les machines à courant alternatif est basé sur l'interaction magnétique entre une partie mobile le rotor et une partie fixe le stator. Les deux parties sont constituées d'éléments ferromagnétiques permettant de conduire le flux magnétique et de supporter les efforts des conducteurs en cuivre ou en aluminium formant les enroulements. Ces bobinages sont parcourus par des courants alternatifs résultants de l'action de sources de tension ou de courant dans ces circuits électriques d'une part et du couplage magnétique de ces circuits d'autre part.

Pour que le couple électromagnétique ne soit pas constamment nul, il faut que les enroulements statoriques et rotoriques soient toujours bobinés pour le même nombre de pôles [26]. De plus, ce couple est à la valeur moyenne non nulle en régime permanent si les champs magnétiques rotorique et statorique tournent à la même vitesse. Nous avons donc en régime permanent un bobinage statorique et un bobinage rotorique parcourus

par des courants polyphasés. Chaque bobinage crée une force magnétomotrice résultante dont la répartition spatiale est $p\pi$ périodique. Sa répartition temporelle vis-à-vis du bobinage est égale à la phase du courant dans le bobinage divisé par le nombre de paires de pôles p .

En régime permanent ces forces magnétomotrices exprimées dans le même référentiel $(\varepsilon_s, \varepsilon_r)$ sont sinusoïdales, et de même pulsation en raison de la condition de synchronisme[27]. Les amplitudes et les forces magnétomotrices dépendent du point de fonctionnement considéré. Nous pouvons alors leur associer, deux nombres complexes $(\underline{\varepsilon}_s, \underline{\varepsilon}_r)$ représentés ci-après dans le plan complexe.

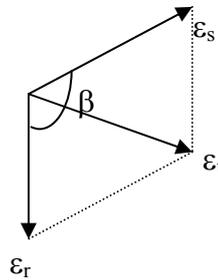


Figure 1.1 Représentation des forces magnétomotrices dans le plan complexe

Le couple en régime permanent est alors fonction de l'amplitude des deux forces magnétomotrices et de leur déphasage.

$$C_{em} = f(\varepsilon_s, \varepsilon_r, \beta) \quad (1.1)$$

En régime transitoire, il n'est pas possible d'utiliser cette représentation, car la condition de synchronisme n'est plus respectée. En effet, une modification du point de fonctionnement en régime permanent se traduit par une modification de la position relative du point de forces magnétomotrices. Néanmoins, cette représentation est intéressante pour appréhender les différents modes d'alimentation utilisés pour la commande en couple et en vitesse. En effet, imposer un courant revient à imposer une force magnétomotrice dans une bobine couplée alors qu'imposer une tension revient à imposer un flux résultant dans une bobine couplée.

1.3 Constitution des machines à courant alternatif

Une machine à courant alternatif est, du point de vue électrique, un ensemble de bobinages couplés magnétiquement. Les stators d'une machine synchrone et d'une machine asynchrone sont semblables. Ils sont constitués pour de trois bobinages alimentés par des grandeurs triphasées. Ces bobinages sont répartis pour créer, lorsqu'ils sont alimentés par des courants sinusoïdaux triphasés, une force magnétomotrice résultante la plus sinusoïdale possible. La répartition spatiale de cette force magnétomotrice est de $\frac{2\pi}{p}$. Par contre en fonction du type de machine considéré, le rotor diffère. Dans le cas d'une machine asynchrone, le rotor comporte trois bobinages répartis pour avoir une force magnétomotrice résultante sinusoïdale dont la période mécanique est de $\frac{2\pi}{p}$. Dans le cas d'une machine synchrone, le rotor peut comporter un bobinage alimenté par une tension continue, ou bien des aimants permanents.

1.4 Influence des états magnétique et thermique sur le comportement physique de la machine à induction

1.4.1 Effet thermique

Dans les machines électriques, les pertes d'énergie électrique et mécanique se produisent par leur transformation d'énergie en énergie thermique, ce qui chauffe certaines parties de la machine [28]. Cette chaleur peut influencer, les limites de fonctionnement, la protection de la machine ainsi que l'isolation du bobinage [29].

Les matériaux organiques utilisés pour l'isolation du bobinage statorique sont l'objet de détériorations dues à la chaleur excessive générée par le bobinage lors du passage du courant dans les conducteurs. Cette chaleur est fonction du carré du courant.

Quoique le bobinage statorique et son isolation sont conçus pour un bon fonctionnement. Il en est des situations où la température du bobinage peut excéder sa limite maximale [30]. Ces conditions incluent les conditions de surcharge transitoire. La charge admissible d'une machine est déterminée par la température admissible des isolants utilisés [28].

Le défaut dans l'isolation du bobinage dégrade les performances du moteur et éventuellement conduit au défaut du moteur.

Un accroissement excessif de la température peut également influencer de façon négative la partie mécanique de la machine.

La connaissance de la température du rotor du moteur asynchrone permet la surveillance du moteur, sa protection et un fonctionnement basé sur la limite de température de la machine. Cependant, la mesure de la température est une tâche difficile et coûteuse [31], [32]. Par conséquent, la manière la plus appropriée pour l'acquisition de cette température est l'estimation basée sur les modèles de la machine. Pour l'estimation de cette température certains auteurs proposent des schémas combinés basés sur des modèles de l'estimation des paramètres électriques et du modèle thermique, [30] [33] [34].

1.4.2 Courants de Foucault et effet de peau

Les variations des flux de fuite dans les barres de la cage rotorique avec les courants, induisent des courants parasites, des courants de Foucault, qui, par leurs effets, s'opposent à ces variations.

Cela entraîne une perturbation dans la distribution des lignes de courant dans les barres qui se concentrent dans la partie extérieure (proche de l'entrefer) formant ainsi une pellicule surfacique. Ce phénomène de diffusion est nommé "effet Kelvin" plus connu sous le terme "d'effet de peau". Il en résulte une réduction de la section de passage du courant et donc un accroissement de la résistance.

L'augmentation de la résistance ($\sim \sqrt{f}$), lorsque la fréquence des courants croît, est la conséquence la plus connue de ce phénomène ; ce n'est cependant pas la seule. En effet, une seconde conséquence est la diminution de l'inductance de fuite ($\sim \frac{1}{\sqrt{f}}$) lorsque la fréquence augmente. Le phénomène est également fortement amplifié lorsque la profondeur de l'encoche est plus grande. Il peut donc entraîner une variation importante des paramètres de la machine et une majoration des pertes donc de l'échauffement de la machine.

1.4.3 Effet magnétique

Le circuit du moteur est constitué d'un matériau ferromagnétique dans lequel l'inductance ne varie plus linéairement avec le champ magnétique pour les valeurs élevées de celui-ci : c'est le phénomène de saturation. La saturation se manifeste principalement au niveau des dents du circuit magnétique au stator comme au rotor.

Elle va avoir pour effet de modifier la forme d'onde de flux résultant φ_m dans l'entrefer puisqu'elle n'est plus proportionnelle à l'onde de champ. Elle provoque en effet une diminution de la perméabilité magnétique au niveau des dents, qui peut être grossièrement assimilé à une variation de largeur de l'entrefer.

L'onde de flux φ_m est alors aplatie [35]. La nouvelle courbe φ_m contient alors tous les harmoniques impairs en particulier le 3. Les harmoniques d'espace se déplacent tous à la même vitesse que le fondamental puisque l'onde ne se déforme pas en tournant. Il en résulte l'induction du courant harmonique dans le rotor et l'apparition de f.c.e.m dans les phases du stator.

La conséquence directe de ce phénomène est une diminution de la valeur des inductances et une majoration des pertes donc de l'échauffement de la machine.

En conclusion, nous pouvons dire que la variation de l'état magnétique et l'existence des courants de Foucault participent avec la variation de la température, à l'évolution des paramètres en particulier les paramètres rotoriques.

1.5 Commande de la machine asynchrone

Le but de cette partie n'est pas de donner des outils complets et précis sur l'utilisation des diverses commandes, mais plutôt de décrire quelques architectures du contrôle de la machine asynchrone.

Le contrôle en boucle ouverte de la machine avec fréquence variable fournit un entraînement à vitesse variable satisfaisant si le moteur fonctionne à couple constant et ne nécessite pas un réglage rigoureux de la vitesse. Quand l'entraînement nécessite une réponse rapide et un contrôle précis du couple et de la vitesse, le contrôle en boucle ouverte n'est pas satisfaisant. Cependant, un contrôle en boucle fermée devient indispensable quand le fonctionnement dynamique a un important effet sur le système. Le couple électromagnétique comme déjà mentionné précédemment, dépend du flux d'entrefer et de la vitesse, cette relation n'est pas linéaire ce qui rend le contrôle de la machine asynchrone compliqué.

Plusieurs techniques de contrôle sont proposées dans la littérature, nous trouvons principalement deux grandes familles de contrôle :

- Contrôle scalaire: (a) Contrôle tension/fréquence (ou V/f). (b) Contrôle du courant statorique et de la fréquence de glissement.

- Contrôle vectoriel: (a) Contrôle par flux orienté (b) contrôle direct du couple.

1.5.1 Contrôle scalaire

Cette commande équipe le plus grand nombre de variateurs, ceux qui ne nécessitent pas de fonctionnement à basse vitesse avec fort couple ou des performances dynamiques très élevées [36]. Dans ce type de commande, le contrôle s'effectue sur les grandeurs telles que la tension ou la fréquence afin de faire varier l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux (flux tension,...etc.), et donc faire varier le couple et la vitesse [37]. Les principes mis en place pour ce type de commande ne contrôlent pas les valeurs instantanées des grandeurs électriques. Par conséquent, la dynamique du couple n'est pas complètement maîtrisée. Toutefois, sa simplicité a conduit à de nombreuses applications en vitesse variable [38].

1.5.1.1 Contrôle V/f

Le principe de cette stratégie de contrôle est d'agir sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique telle que le rapport V/f reste constant, ce qui permet de faire varier le couple du moteur et donc sa vitesse pour un couple résistant constant.

1.5.1.2 Contrôle du courant statorique et de la fréquence de glissement

Dans la technique de régulation de courant, les références triphasées des courants sont comparées aux valeurs instantanées des courants de la machine, l'erreur est l'entrée des régulateurs et du bloc logique de la MLI. L'amplitude des courants de référence est obtenue à partir du générateur de fonction. La fréquence des courants statorique est obtenue à partir du capteur et du signal de la fréquence de glissement. La fréquence de glissement est fournie par le régulateur de vitesse.

1.5.2 Contrôle vectoriel

La commande vectorielle offre la possibilité d'utiliser la machine asynchrone dans des applications avec de grandes performances.

1.5.2.1 Contrôle direct de couple

Le contrôle direct de couple a été introduit par Depenbrock en 1987 sous la terminologie suivante : Direct Self Control (DSC)[39]. L'idée de ce type de commande est de rechercher à tous les instants une combinaison des interrupteurs assurant des objectifs de flux et de couple [40][41]. L'utilisation de plusieurs convertisseurs offre un

plus grand nombre de combinaisons [42]. Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations de couple et du bruit acoustique [43] [44]. Appliquée, au tout début, à la machine asynchrone, la commande directe de couple s'applique également aux machines synchrones à aimants permanents [45] ou une extension de la commande à la zone de champ affaiblissant peut être effectuée [46].

1.5.2.2 *Contrôle par flux orienté*

La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique a été introduite par Blaschke en 1972 [9]. Ce type de commande a fait ses preuves en termes de robustesse et de fiabilité.

Contrairement aux méthodes scalaires, le contrôle vectoriel permet de faire varier non seulement l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux, mais aussi leur phase.

Le problème du moteur asynchrone est qu'il n'est pas possible de contrôler directement le flux et le couple à partir des courants d'alimentation comme c'est le cas pour les moteurs à courant continu à excitation séparée. En effet, en alimentant les bobinages du stator, les courants de ligne de la machine asynchrone créent des courants dans le rotor en court circuit. Ces courants à leur tour créent un champ dans l'entrefer de la machine qui, en s'ajoutant au champ tournant du stator forme le flux tournant de la machine.

Le but de la commande est de retrouver la proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à excitation séparée. Cela permet d'obtenir des performances dynamiques intéressantes et un contrôle précis jusqu'à la vitesse nulle.

Cette technique de contrôle revient en fait à transformer la machine à courant alternatif à une machine à courant continu équivalente. La commande vectorielle dite à flux orienté, découle de la transformation de Park qui fait apparaître l'expression du couple instantané sous forme de produit, $\varphi \cdot i$ [47].

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques généralités sur la machine électrique et sa commande. Le premier point est consacré à la machine électrique où nous avons présenté de manière succincte la structure, le principe de création du couple

électromagnétique ainsi que les différents phénomènes influençant sa partie électrique ou mécanique.

Le deuxième point a concerné la présentation des différentes commandes de la machine asynchrone. Nous avons présenté deux principales stratégies de contrôle.

Le chapitre suivant est consacré au développement de la modélisation de la machine à induction dans le repère de Park. Cette modélisation est nécessaire pour le contrôle vectoriel.

Chapitre 2 - Modélisation de la machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel

2.1 Introduction

Un modèle basé sur les équations du circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulations courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable.

Le moteur asynchrone et comme toute machine à courant alternatif admet sous réserve de quelques hypothèses simplificatrices, un modèle défini par un système algébro-différentiel non linéaire [48], [49]. La modélisation de la machine asynchrone en vue de la commande repose principalement sur les travaux de G. Kron [50].

Il a été proposé pour ce système un nombre important de réalisations en fonction des objectifs de commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source de puissance (tension, courant), du référentiel de travail ($\{a, b, c\}$, $\{\alpha, \beta\}$, ou $\{d, q\}$) et des composantes du vecteur d'état (flux ou courants statoriques et rotoriques)[12] [50] [51][52].

L'orientation du repère d, q sur le vecteur rotorique conduit à la synthèse de la commande vectorielle dite à flux orienté. La transformation non linéaire associée à cette classe de modèle linéarise et découple les grandeurs flux et couple et ramène ainsi la machine à courant alternatif à une machine à courant continu équivalente.

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à un fonctionnement accidentel de la machine asynchrone. Nous avons considéré une coupure de phase statorique et le modèle mathématique que nous avons développé en prenant en compte ce défaut, est basé sur la transformation de Park. Ce modèle général prend en considération l'inégalité des résistances statoriques. Des résultats de simulation seront présentés montrant l'effet de la défaillance sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine asynchrone.

2.2 Types de modélisation

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques.

En choisissant de les présenter par leur degré de complexité croissant, nous avons :

- La modélisation de Park
- La modélisation par réseaux de perméances
- La modélisation par éléments finis

2.2.1 La modélisation de Park

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espaces ne sont pas pris en compte dans la modélisation. En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.

2.2.2 La modélisation par réseaux de perméances

La modélisation par réseaux de perméances permet d'obtenir une bonne précision avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur la méthode des éléments finis. Cela consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméances se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance d'entrefer. Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation par éléments finis. Elle est inadéquate pour la formulation d'une commande, mais elle semble très intéressante pour tester la robustesse des algorithmes. En outre, elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.

2.2.3 La modélisation par éléments finis

Ce type de modélisation est le plus précis. Hélas, les temps de calcul offerts par cette approche rétroactives dans le contexte de commande des machines électriques. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètres de la

machine, sa précision justifie son utilisation. Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique, ou bien par l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseaux de perméances [38].

2.3 Modèle à trois phases

Pour la modélisation triphasée de la machine asynchrone, le stator sera composé de 3 bobinages (a, b et c) régulièrement déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à 3 bobinages (A, B, C) régulièrement répartis de $\frac{2\pi}{3}$ est court-circuités sur eux même [53] (Figure 2.1).

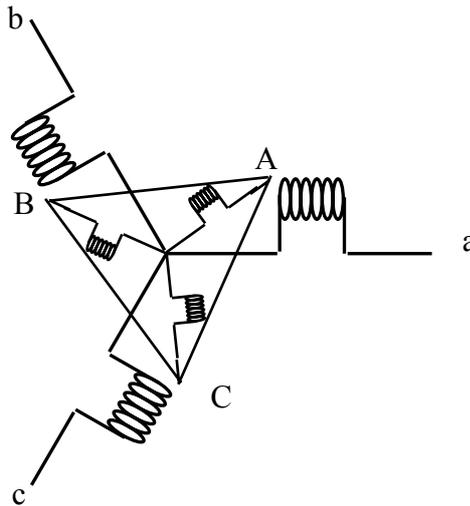


Figure 2.1 Stator et rotor en triphasé

Dans le repère triphasé, les équations électriques de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$\text{Au stator: } \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \left[R_s \right] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\text{Au rotor : } \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix}$$

Dans le cas d'une machine saine sans déséquilibre de paramètres :

$$R_s = R_a = R_b = R_c$$

et :

$$R_r = R_A = R_B = R_C$$

Les grandeurs magnétiques au stator et au rotor s'expriment dans le repère a, b, c:

Au stator:

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = [L_{ss}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + [L_{sr}] \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_A \\ \varphi_B \\ \varphi_C \end{bmatrix} = [L_{rr}] \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + [L_{rs}] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rs}] = [L_{sr}]^T$$

Nous obtenons les équations électromagnétiques suivantes :

$$[v_s]_{s=a,b,c} = R_s [i_s]_{s=a,b,c} + \frac{d}{dt} \left[[L_{ss}] [i_s]_{s=a,b,c} + [L_{sr}] [i_r]_{r=A,B,C} \right] \quad (2.5)$$

$$[v_r]_{r=A,B,C} = R_r [i_r]_{r=A,B,C} + \frac{d}{dt} \left[[L_{rr}] [i_r]_{r=A,B,C} + [L_{rs}] [i_s]_{s=a,b,c} \right] \quad (2.6)$$

2.3.1 Couple électromagnétique

L'équation liant le couple électromagnétique fourni par la machine, aux flux et aux courants, s'obtient à partir du bilan énergétique suivant :

$$dW_e(t) = \left\{ [u_r]^T \cdot [i_r] + [u_s]^T \cdot [i_s] \right\} dt = dW_j(t) + dW_{mag}(t) + dW_{méc}(t) \quad (2.7)$$

avec $dW_j(t)$ l'énergie dissipée par effet Joule, défini par la relation suivante :

$$dW_j(t) = \left\{ \left([R_r] [i_r]^T \right) \cdot [i_r] + \left([R_s] [i_s]^T \right) \cdot [i_s] \right\} dt \quad (2.8)$$

On en déduit une relation entre l'énergie mécanique, la variation d'énergie magnétique dans la machine et l'énergie fournie au circuit magnétique :

$$dW_e(t) - dW_j(t) = [i_r]^T \cdot d[\varphi_r] + [i_s]^T \cdot d[\varphi_s] = dW_{méc}(t) + dW_{mag}(t) \quad (2.9)$$

Or l'énergie magnétique dans la machine dépend de la position du rotor et du flux dans la machine. On en déduit l'expression du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = - \frac{\partial W_{mag}(\varphi_r, \varphi_s, \theta)}{\partial \theta} = \frac{\partial W_{mag}(i_r, i_s, \theta)}{\partial \theta} \quad (2.10)$$

2.3.2 Équation mécanique

L'évolution de la vitesse en fonction des couples électromagnétique et résistant, est caractérisée par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.11)$$

Les équations dans le système triphasé présentent deux inconvénients majeurs [37]:

1. Nombre important de variables couplées entre elles.
2. Dépendance des matrices $[L_{rs}] = [L_{sr}]$ de l'angle de rotation mécanique

Pour pallier à ce problème, on effectue une transformation linéaire des grandeurs triphasées de la machine réelle (du repère triphasé) à d'autres grandeurs dans un repère biphasé fictif. La transformation que nous allons utiliser est celle de Park.

2.4 Modélisation dans le repère de Park

C'est une modélisation qui consiste à transformer des enroulements triphasés a,b,c en des enroulements fictifs disposés selon deux axes appelés d et q équivalents du point de vue électrique et magnétique. La modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park, s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices:

- Parfaite symétrie de construction ;
- La cage d'écureuil est assimilée à un bobinage en court-circuit avec même nombre de phases que le stator ;
- La saturation magnétique est négligée ; La répartition de l'induction le long de l'entrefer est sinusoïdale
- La composante homopolaire des signaux est nulle.

La matrice unique de transformation utilisée pour les courants, les tensions et les flux est définie [26], par:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Cette transformation est orthonormée. Elle conserve la puissance instantanée. Si le système n'est pas équilibré que ce soit par son alimentation, ses courants ou ses flux, la

représentation n'est plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de Park [54].

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques d'une machine équilibrée et en négligeant les composantes homopolaires, on obtient l'écriture des équations dans le système d,q données par:

2.4.1 Équations électriques

$$\text{Stator : } \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$\text{Rotor : } \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

À partir des équations du stator et du rotor de (2.1) et (2.2), nous pouvons écrire :

$$\text{Au stator: } \begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \end{cases} \quad (2.13)$$

Qui peut s'écrire sous la forme :

$$v_{ds,qs} = R_s i_{ds,qs} + \frac{d\varphi_{ds,qs}}{dt} + \omega_s J \varphi_{ds,qs} \quad (2.14)$$

Avec J matrice de rotation de 90° , $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

$$\text{Au rotor } \begin{cases} v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \varphi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.15)$$

Qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$v_{dr,qr} = R_r i_{dr,qr} + \frac{d\varphi_{dr,qr}}{dt} + \omega_r J \varphi_{dr,qr} \quad (2.16)$$

2.4.2 Équations du flux magnétique

Les expressions des flux direct et en quadrature sont données par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + Mi_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + Mi_{qr} \\ \varphi_{dr} = Mi_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = Mi_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (2.17)$$

L_s , et L_r sont respectivement les inductances cycliques propres statorique et rotorique. M est la mutuelle cyclique. Leurs expressions sont données par :

$$L_s = l_s - l_{ss} \quad ; \quad L_r = l_r - l_{rr} \quad ; \quad M = \frac{3}{2}lm$$

Sous la forme matricielle les flux s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{d,qs} \\ \varphi_{d,qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,qs} \\ i_{d,qr} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Au niveau de l'écriture des flux, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépendent plus de l'angle électrique entre le stator et le rotor.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \left(\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds} \right) \quad (2.19)$$

2.5 Choix du référentiel

Le choix du référentiel est déterminé par l'objectif de l'application [55]. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant.

- Le repère d'axes d,q fixe lié au stator θ . Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation ω_s . Cette méthode est généralement utilisée dans l'étude des observateurs ($d,q = \alpha,\beta$).
- Le repère d'axes d,q lié au rotor θ . Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation ω_r .

- Le repère d'axes d,q lié au champ tournant θ_{sl} . En régime permanent les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est retenue dans l'étude de la commande ω_s

2.5.1 Référentiel lié au stator

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega$$

Il vient d'après les systèmes (2.15) et (2.16),

$$\text{Au stator :} \quad \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\text{Au rotor:} \quad \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

2.5.2 Référentiel lié au rotor

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\text{Au stator :} \quad \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$\text{Au rotor :} \quad \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

2.5.3 Référentiel lié au champ tournant

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

$$\text{Au stator :} \quad \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$\text{Au rotor : } \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

avec: $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$

La machine est représentée alors par:

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \varphi_{dr} + \frac{M \omega_r}{L_r} \varphi_{qr} + v_{ds} \Big) \frac{1}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \left(-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) i_{qs} - \frac{M \omega_r}{L_r} \varphi_{dr} + \frac{M}{L_r T_r} \varphi_{qr} + v_{qs}\right) \frac{1}{\sigma L_s} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \varphi_{dr} + \omega_{sl} \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - \omega_{sl} \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left(p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) - C_r - f \omega_r \right) \end{cases} \quad (2.26)$$

C'est ce référentiel que nous avons retenu pour notre étude. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Pour commander et observer le comportement de la machine asynchrone, une représentation d'état est nécessaire. Pour cela nous avons considéré le vecteur d'état qui est constitué des courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}), des flux rotoriques ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) et la vitesse de rotation (Ω_r).

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.27)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} R_s + \left(\frac{M^2}{L_r T_r}\right) & & & \\ -\omega_s & R_s + \left(\frac{M^2}{L_r T_r}\right) & & \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{L_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

Le modèle de la machine dans le repère de Park est non linéaire à cause de la présence de vitesse de rotation dans les équations électriques du système d'état.

2.6 Fonctionnement accidentel: coupure d'une phase statorique

L'utilisation de la machine asynchrone dans des conditions très sévères est à l'origine de défauts au stator et au rotor. Les défauts statoriques constituent une portion substantielle des pannes dans les machines à induction à cage [56].

Parmi ces défauts nous citons: court-circuit statoriques qui sont les principales causes des défaillances des entraînements électriques [57], rupture de phase statorique, rupture de barre rotorique. L'apparition de l'un de ces défauts induit une modification dans la topologie de la machine [58].

Dans ce chapitre nous considérons comme défaut la rupture d'une phase statorique. Dans un premier temps, nous développons le modèle mathématique de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park. Pour l'introduction du défaut, nous proposons un modèle général qui prend en considération l'inégalité des résistances statoriques. Ensuite, la rupture d'une phase statorique est modélisée par une augmentation de la résistance de la phase subissant le défaut. Des résultats de simulation seront présentés montrant l'effet de la défaillance sur les grandeurs électriques et mécaniques de la machine asynchrone et sur le contrôle vectoriel.

2.6.1 Défaillances statoriques

Les défaillances statoriques constituent une portion substantielle des défauts dans la machine à induction. L'apparition d'un défaut statorique peut avoir des origines diverses. Nous citons, les défauts de type court-circuit inter-spires, les courts-circuits apparaissant entre bobines, les courts circuits entre phases, les courts circuits entre phases et phase bâti, coupure de phase, défaut d'isolant et du circuit magnétique [57].

D'où proviennent les pannes statoriques des moteurs asynchrones? Les principales causes des défaillances sont d'origine [59]:

- thermique (surcharge,...)
- électrique (diélectrique, ...)
- mécanique (bobinage,...)
- environnemental (agression,...)

2.6.2 Modèle mathématique de la machine avec coupure de phase

L'ouverture de phase est assez fréquente. Bien souvent, il s'agit de la rupture d'un fusible, ou encore d'une cosse mal serrée à la jonction du câble d'alimentation et des bornes de la machine (ou de l'onduleur). Le courant de la phase coupée se répartit sur les deux autres phases qui deviennent surchargées. Le fil conducteur n'est pas dimensionné pour cette amplitude ce défaut peut avoir un effet destructeur.

La mise au point d'un modèle est surtout motivée par les possibilités de simuler des défauts. Une coupure de phase, peut être modélisée soit en considérant effectivement l'ouverture du circuit électrique, et donc encore une fois la modification de sa topologie, soit plus simplement en faisant tendre la résistance de la phase subissant le défaut vers l'infini pour forcer l'annulation du courant dans le conducteur concernée. C'est cette deuxième approche que nous avons retenue pour notre étude. Les équations électriques sont données au chapitre 2 par l'écriture matricielle (2.1).

La coupure de phase est représentée par l'insertion d'une grande résistance en série avec la phase qui a subi la coupure. Ce qui augmente la résistance globale de la phase en question [60][61].

Les équations des tensions :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_{dds} I_{ds} + R_{dqs} I_{qs} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qs} \\ V_{qs} = R_{qqs} I_{qs} + R_{dqs} I_{ds} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \Psi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \Psi_{dr} \end{array} \right. \quad (5.3)$$

$R_{dds}, R_{qqs}, R_{dqs}$ sont exprimés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} R_{dds} = \frac{2}{3} \left[R_a \cos^2 \theta_s + R_b \cos^2 \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) + R_c \cos^2 \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\ R_{dqs} = -\frac{1}{3} \left[R_a \sin 2\theta_s + R_b \sin \left(2\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) + R_c \sin \left(2\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\ R_{qqs} = \frac{2}{3} \left[R_a \sin^2 \theta_s + R_b \sin^2 \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) + R_c \sin^2 \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \end{cases}$$

2.6.3 Représentation sous forme d'équations d'état

Nous reprenons la représentation d'équations d'état sous la forme suivante:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (5.4)$$

avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_{ds} + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_{dqs} - \omega_s \frac{L_m^2}{L_r} \right) & \left(\frac{L_m}{L_r T_r} \right) & \left(\omega_s \frac{L_m}{L_r} \right) \\ -\left(R_{qds} + \omega_s \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\left(R_{qqs} + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\left(\omega_r \frac{L_m}{L_r} \right) & \left(\frac{L_m}{L_r T_r} \right) \\ \left(\frac{L_m}{T_r} \right) & 0 & -\left(\frac{1}{T_r} \right) & \omega_{sl} \\ 0 & \left(\frac{L_m}{L_r} \right) & -\omega_{sl} & -\left(\frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix}, \quad [B] = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [U] = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

Nous rajoutons à cela les équations mécaniques et électromagnétiques données au chapitre 2.

2.6.4 Calcul des tensions de la machine après coupure de la phase « a »

La figure 2.2 représente les tensions au niveau de la charge et de la source avec un neutre isolé.

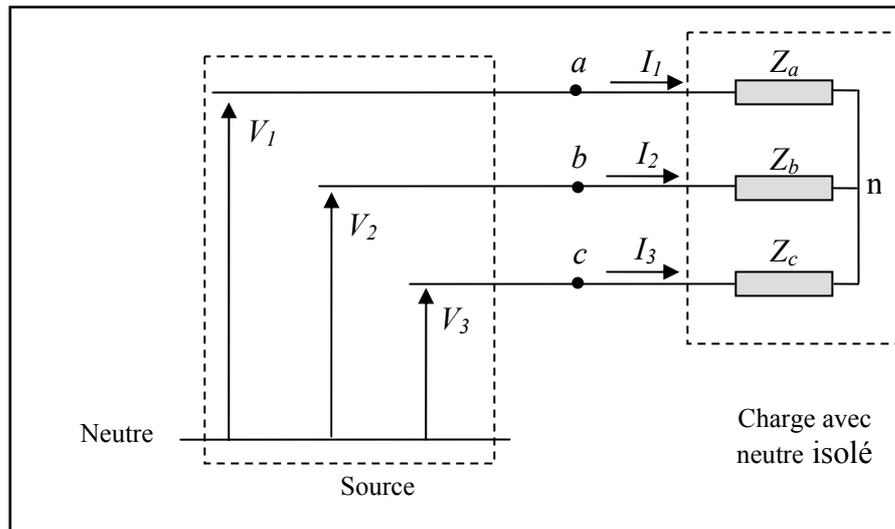


Figure 2.2 Représentation des tensions avec un neutre isolé

En considérant la coupure de la phase “a”, l'impédance Z_a devient infinie. Nous écrivons alors :

$$Z_b = Z_c$$

Les courants deviennent

$$I_a = 0 \quad \text{et} \quad I_b = I_c$$

Les tensions de la source s'écrivent :

$$U_{12} = V_1 - V_2 = V_{aN} - V_{bN} = V_{an} - V_{bn}$$

$$U_{23} = V_2 - V_3 = V_{bN} - V_{cN} = V_{bn} - V_{cn}$$

$$U_{31} = V_3 - V_1 = V_{cN} - V_{aN} = V_{cn} - V_{an}$$

$$\text{Avec } V_{bn} = \frac{U_{23}}{2} = \frac{V_2 - V_3}{2} \quad \text{et} \quad V_{cn} = -V_{bn} = -\frac{V_3 - V_2}{2}$$

Durant le défaut, les tensions de phase de la machine s'expriment en fonction des tensions du réseau par les relations :

$$V_a = V_{an} = \frac{U_{13} + U_{12}}{2} = \frac{2V_1 - V_2 - V_3}{2}$$

$$V_b = -V_c = \frac{U_{23}}{2} = \frac{V_2 - V_3}{2}$$

2.7 Résultats de simulation

Pour la simulation nous avons considéré le défaut électrique dans la phase “a” du stator. Dans ce cas, R_a prend une valeur très grande, par contre les résistances des deux autres phases restent invariantes: $R_b = R_c = R_s$. Les paramètres de la machine considérée sont: $U_n = 220/380V$, $P_n = 1.5kW$, $R_s = 4.85\Omega$, $R_r = 3.805\Omega$, $L_s = 0.274H$, $L_r = 0.274H$, $L_m = 0.258H$, $p=2$, $N= 1420tr/mn$.

La figure 2.3.a représente respectivement la vitesse, le couple électromagnétique ainsi que les courants des trois phases statoriques.

La machine démarre à vide puis nous appliquons un couple de charge à $t=1s$. L'application du défaut a lieu dans l'intervalle de temps 3s-5s. Nous constatons que durant cette défaillance la vitesse diminue et des ondulations du couple électromagnétique sont induites. Ce phénomène engendre des vibrations mécaniques

donc un fonctionnement anormal de la machine. Pour ce qui est des courants, celui de la phase qui a subi le défaut est nul par contre, les courants i_b et i_c ont augmenté.

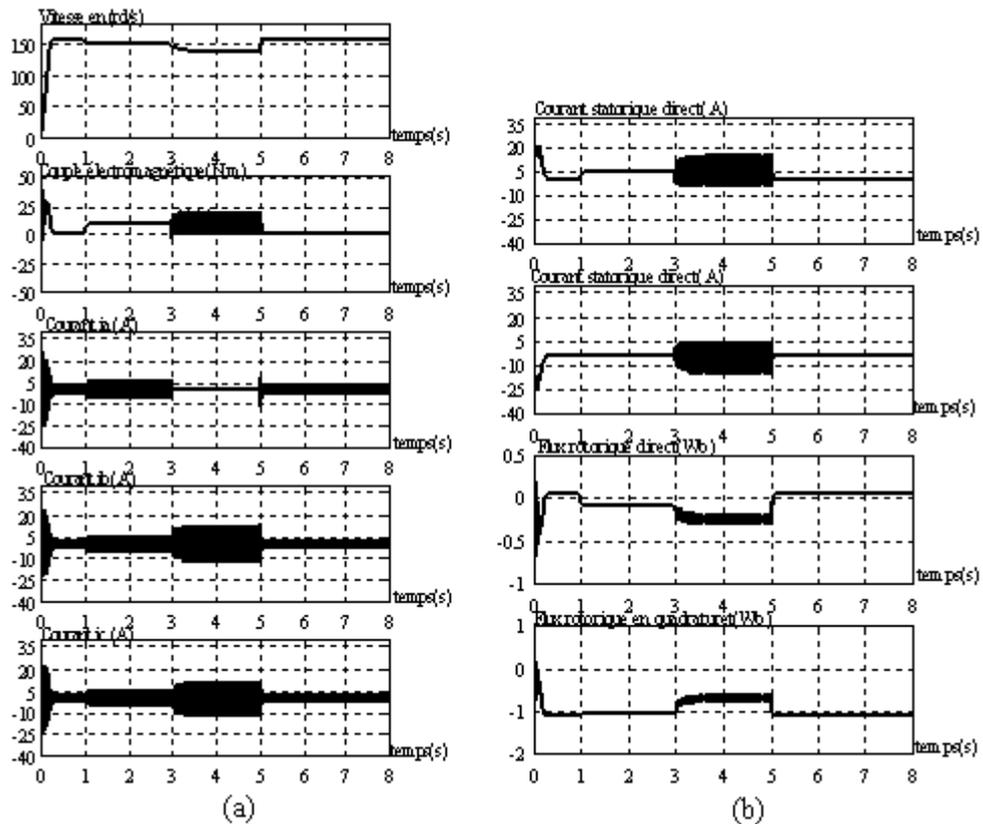


Figure 2.3 (a) Représentation des grandeurs mécaniques et électriques

(b) Représentation des courants et des flux directs et en quadrature.

La figure 2.3.b, représente les grandeurs directes et en quadratures des courants et des flux. Les courants i_{ds} et i_{qs} répondent à cette défaillance par une augmentation.

2.8 Conclusion

Pour l'élaboration de la commande, il faut trouver un compromis entre la complexité et la précision de la modélisation. Notre choix s'est dirigé vers le modèle de Park ou nous avons pris en considération les hypothèses simplificatrices citées dans le paragraphe 2.1.

Dans ce chapitre nous avons présenté une description mathématique des différentes grandeurs de la machine asynchrone alimentée en tension dans un repère à deux axes.

Cette modélisation a montré à travers ses équations et les résultats de simulation, une forte dépendance entre le flux et le couple électromagnétique. Ce qui rend la commande de la machine compliquée et les performances dynamiques plutôt médiocres.

Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre le contrôle de flux et du couple indépendant afin d'améliorer leurs performances en régime dynamique. La solution la plus appropriée est d'orienter le flux désiré suivant l'axe direct « d » du référentiel (d, q) tournant à la vitesse du synchronisme. Le chapitre suivant servira à présenter les principales méthodes de commande basées sur ce principe.

Nous avons fait état d'une méthode permettant de décrire une rupture de phase statorique dans une machine asynchrone. Les résultats obtenus montrent que la rupture de phase influe considérablement sur les grandeurs électriques et mécaniques. Ce défaut a induit des oscillations du couple et par conséquent de vitesse ce qui se traduit par des vibrations de la machine. La rupture de phase est traduite par l'annulation du courant et l'augmentation de la résistance de la phase en question.

Chapitre 3 - La commande vectorielle de la machine asynchrone

3.1 Introduction

La grande exploitation du contrôle de la machine à induction a commencé par l'invention du contrôle vectoriel par flux orienté à la fin des années 60[62]. Avant cette époque le contrôle de la machine à induction était limité aux commandes scalaires (nous avons présenté deux techniques au premier chapitre de la thèse).

Les commandes scalaires de la machine asynchrone, n'assurent pas un découplage entre le flux et le couple moteur. Cette limitation est observée aussi bien dans une alimentation en courant qu'en tension [10]. Pour illustrer ceci, nous rappelons que pour augmenter le couple d'un moteur asynchrone à cage par une augmentation du glissement, le flux est affecté d'une diminution. La commande du couple ne se fait absolument pas indépendamment de celui du flux. Le couplage inhérent entre ces deux variables est responsable du peu de dynamique des techniques classiques.

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commande à orientation du flux ont pour but d'assurer un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle "dq" du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Elles sont basées sur l'orientation du flux dans la machine selon l'axe d, ce qui assure de ce fait que sa composante quadrature demeure tout le temps nulle. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux.

Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux, d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte.

A l'exception du cas de la désexcitation, la commande vectorielle impose un flux constant à la machine ce qui permet d'obtenir un fonctionnement à couple maximum et garantir les meilleures performances. Nous montrerons dans ce chapitre que la commande à flux variable offre des réponses similaires à celles de la commande classique en améliorant et en optimisant un critère énergétique donné [16][19].

3.2 Principe de la commande vectorielle

L'expression (2.19) du couple électromagnétique de la machine asynchrone à la forme d'une différence de couple produit par deux machines à courant continu(en excitation séparée) tournant en sens inverse l'une par rapport à l'autre.

L'orientation du flux revient donc à annuler l'effet de la machine en inversion de sorte que l'expression du couple électromagnétique résultant soit de la forme de celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le couple est donné par la relation :

$$C_{em} = K.I_a.I_f \quad (3.1)$$

Où I_a est le courant d'induit, I_f est le courant d'excitation, K est une constante.

En maintenant le courant I_f constant par le circuit de réglage de l'inducteur, le couple dépend uniquement du courant I_a .

Cette méthode est basée sur le choix d'un repère de référence[63], lié au flux rotorique. Si on décompose le courant statorique en ses composantes i_{ds} suivant l'axe du flux rotorique et i_{qs} en quadrature avec ce flux, on met en évidence une commande découplée du flux et du couple.

Le découplage du moteur asynchrone à cage est ainsi réalisé par son alimentation par des courants d'une amplitude, d'une fréquence et d'une phase bien déterminées. Ces conditions sont assurées grâce à un régulateur à orientation du flux dont le but est de calculer ces consignes de courant à partir d'une consigne de couple et d'une consigne de flux.

Dans le repère synchrone le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = pM\varphi_{dr}i_{qs} \quad (3.2)$$

En analysant cette expression, nous constatons que le couple électromagnétique est découplé du flux si φ_{dr} est indépendant de i_{qs} et est fonction uniquement de i_{ds} , donc $\varphi_{qr}=0$. C'est la condition d'orientation du flux rotorique. Cette condition implique que le vecteur flux φ_{dr} soit orienté selon l'axe d du repère dq. D'où le nom de la commande à flux orienté ou commande vectorielle. Dans ce cas nous avons :

$$\varphi_r = \varphi_{dr} \quad (3.3)$$

Pour assurer cette condition d'orientation du flux, il faut envoyer à la machine des courants d'une amplitude et d'une phase bien déterminées :

$$I_s^* = \sqrt{I_{ds}^{*2} + I_{qs}^{*2}} \quad \text{et} \quad \theta^* = \tan^{-1} \left(\frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*} \right)$$

L'angle θ^* est la position du vecteur flux rotorique dans le repère synchrone. Nous allons voir plus tard comment déterminer ces consignes.

3.3 Techniques d'orientation du flux

Le contrôle vectoriel direct repose sur la mesure du flux, alors que dans le contrôle vectoriel indirect, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations. Le flux est alors estimé ou observé.

3.3.1 Technique d'orientation directe du flux

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système [9] [10][12].

Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes φ_{de} et φ_{qe} de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux captés sont entachés d'harmoniques d'encoches et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables [36].

La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs, affectés par la saturation du circuit magnétique. La phase des courants est déterminée à partir de l'angle de charge défini par le courant i_{qs} et la position angulaire du flux rotorique.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux . Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Toutefois, il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. La technique de mesure de l'amplitude et de la position du flux est illustrée à la figure (3.2). Les capteurs de flux disposés à l'intérieur de la machine effectuent une mesure de la composante directe et transversale du flux de la machine, soit: φ_{de} et φ_{qe} . Nous avons :

$$\varphi_e = \varphi_{de} + j\varphi_{qe} \quad (3.3)$$

Dans le repère stationnaire de la machine, nous avons :

$$\varphi_{de} = |\varphi_e| \cdot \cos(\theta_e) \quad (3.4)$$

$$\varphi_{qe} = |\varphi_e| \cdot \sin(\theta_e) \quad (3.5)$$

$$|\varphi_e| = \sqrt{\varphi_{de}^2 + \varphi_{qe}^2} \quad (3.6)$$

θ_e correspond à la position du flux.

Dans une commande vectorielle directe, à orientation du flux d'entrefer, nous avons besoin de $\cos(\theta_e)$ et $\sin(\theta_e)$, afin de réaliser la transformation des consignes de courant. À partir de (3.4) et (3.5), il est évident que :

$$\cos(\theta_e) = \frac{\varphi_{de}}{\sqrt{\varphi_{de}^2 + \varphi_{qe}^2}} \quad (3.7)$$

$$\sin(\theta_e) = \frac{\varphi_{qe}}{\sqrt{\varphi_{de}^2 + \varphi_{qe}^2}} \quad (3.8)$$

Une fois le flux d'entrefer mesuré, nous procédons à la détermination du flux rotorique à partir des relations suivantes :

$$\varphi_{dr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \varphi_{de} - L_{lr} i_{ds} \quad (3.9)$$

$$\varphi_{qr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \varphi_{qe} - L_{lr} i_{qs} \quad (3.10)$$

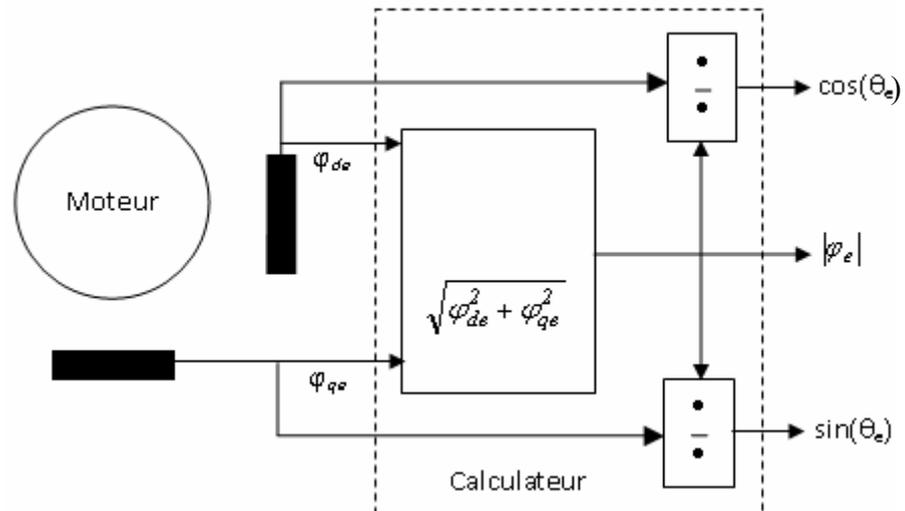


Figure 3.1 Technique de mesure de la position et de l'amplitude du flux d'entrefer.

Il est à noter que les flux rotoriques déterminés à l'aide des équations (3.9) et (3.10) ont une bonne précision. En effet, les termes $\frac{L_{lr}}{M}$ et L_{lr} dépendent très peu de la saturation de la machine [64].

La méthode directe d'orientation du flux est donc basée sur la détermination de la position instantanée du flux dans la machine. Cette détermination peut s'effectuer grâce à la mesure du flux comme illustré à la figure (3.2). Cette mesure est réalisée par l'utilisation de capteurs de flux de type à effet hall ou magnétiques.

Ces capteurs nécessitent d'être installés dans la machine ce qui entraîne des modifications dans sa conception. Ceci n'est pas toujours adapté aux moteurs industriels à usage général. De plus, la tension de sortie des capteurs à effet hall dérive avec la température. En plus, ce type de capteurs n'est pas aussi robuste que le moteur et donc réduit la fiabilité du système [65]. Finalement, il est important de noter que le signal obtenu par les capteurs magnétiques du flux en basse vitesse est fortement perturbé par les harmoniques [10].

Dans la grande majorité des cas, on ne dispose pas de capteurs de flux et on fait donc appel à des estimateurs ou à des observateurs à partir de mesures effectuées sur le montage.

On peut concevoir de très nombreuses variantes selon le mode d'alimentation de la machine, les hypothèses considérées, le système d'axes de référence choisi, etc. Tous ces estimateurs ont en commun d'être tributaire des constantes de temps de la machine

et, par conséquent, leur régime transitoire est caractérisé par des constantes de temps de la machine. L'utilisation d'observateurs d'état apporte une amélioration au moins à ce niveau.

3.3.2 Techniques d'orientation indirectes du flux

À l'encontre de la méthode directe, la méthode indirecte est basée sur l'estimation de la position du flux à partir du modèle de la machine. En inversant le modèle en flux de la machine, comme nous allons le voir dans ce chapitre, on détermine la consigne de son glissement. Cette dernière additionnée à la vitesse électrique du rotor donne la pulsation du champ tournant dont l'intégration de cette dernière fournit la position du rotor (Figure 3.2).

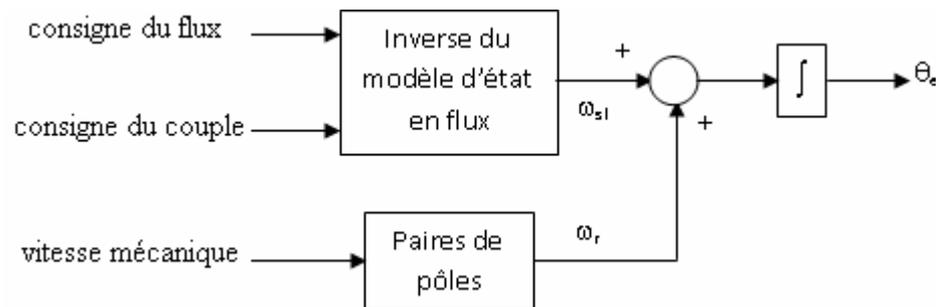


Figure 3.2 Détermination indirecte de la position du flux

Mise à part l'adjonction d'un capteur de position, cette commande indirecte est plus simple que la commande directe, mais les performances qui en découlent sont plus faibles.

Cette méthode de contrôle indirect est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_s - \omega_{sl})$ est très différente de la valeur réelle de T_r , on obtient une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le couple et flux[36].

Comme le système n'a, ni régulation du flux, ni régulation du couple électromagnétique, ce couplage peut conduire à des instabilités du système à contrôler. Cette méthode de contrôle ne peut garantir des performances dynamiques et statiques selon le cahier des charges imposé par les différentes applications industrielles.

3.3.2.1 Méthode d'orientation indirecte dans le cas d'une alimentation en tension

Dans la commande vectorielle, le flux est orienté selon l'axe d de façon à ce que sa composante selon l'axe q soit nulle. Nous pouvons donc, orienter l'un des trois flux afin d'obtenir un couple maximal:

- Orientation du flux statorique avec les conditions:

$$\varphi_{ds} = \varphi_s, \varphi_{qs} = 0$$

- Orientation du flux rotorique avec les conditions:

$$\varphi_{dr} = \varphi_r, \varphi_{qr} = 0$$

- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions:

$$\varphi_{de} = \varphi_e, \varphi_{qe} = 0$$

3.3.2.1.1 Orientation du flux statorique

Les équations d'orientation du flux statorique dans le cas d'une alimentation en tension et en considérant les conditions d'orientation du flux statorique s'écrivent :

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s \left(\frac{M}{L_r} \varphi_{qr} + \sigma L_s i_{qs} \right) \quad (3.11)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_s \left(\frac{M}{L_r} \varphi_{dr} + \sigma L_s i_{ds} \right) \quad (3.12)$$

À partir des équations du flux données par le système (2.17) nous déduisons les expressions respectives des courants et des flux rotoriques données par:

$$i_{dr} = \frac{\varphi_{ds} - L_s i_{ds}}{M} \quad (3.13)$$

$$i_{qr} = \frac{\varphi_{qs} - L_s i_{qs}}{M} \quad (3.14)$$

$$\varphi_{dr} = \frac{L_r \varphi_{ds} - (L_s L_r - M^2) i_{ds}}{M} \quad (3.15)$$

$$\varphi_{qr} = \frac{L_r \varphi_{qs} - (L_s L_r - M^2) i_{qs}}{M} \quad (3.16)$$

En remplaçant ces expressions dans les équations d'état du flux rotoriques données par le système (2.26) nous obtenons les équations d'état du flux statoriques exprimées en fonction des grandeurs de commandes i_{ds} et i_{qs} :

$$\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = -\frac{\varphi_{ds}}{T_r} + \omega_{sl}\varphi_{qs} - \omega_{sl}\sigma L_s i_{qs} + L_s \left(\frac{1+s\sigma T_r}{T_r} \right) i_{ds} \quad (3.17)$$

$$\frac{d\varphi_{qs}}{dt} = -\frac{\varphi_{qs}}{T_r} - \omega_{sl}\varphi_{ds} + \omega_{sl}\sigma L_s i_{ds} + L_s \left(\frac{1+s\sigma T_r}{T_r} \right) i_{qs} \quad (3.18)$$

Après orientation du vecteur flux statorique selon l'axe direct « d », le modèle obtenu est décrit par:

$$\varphi_s = L_s \left(\frac{1+s\sigma T_s}{1+sT_r} \right) i_{ds} - \omega_{sl} \left(\frac{\sigma L_s T_r}{1+sT_r} \right) i_{qs} \quad (3.19)$$

$$\omega_{sl} = L_s \left(\frac{1+s\sigma T_r}{T_r} \right) \left(\frac{1}{\varphi_s - \sigma L_s i_{ds}} \right) i_{qs} \quad (3.20)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} \varphi_s i_{qs} \quad (3.21)$$

Nous déduisons aussi les tensions de références à partir du système des équations (3.11) et (3.12):

$$v_{ds}^* = R_s i_{ds}^* + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \quad (3.22)$$

$$v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega_s \varphi_s \quad (3.23)$$

Les courants i_{ds}^* , i_{qs}^* sont obtenus par l'inversion du modèle découplé donné par les équations (3.19), (3.20) et (3.21) et sont donnés par:

$$i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{p \varphi_s^*} \quad (3.24)$$

$$i_{ds}^* = \left(\frac{1+s\sigma T_r}{T_r} \varphi_s + \omega_{sl} \sigma T_r i_{qs} \right) \left(\frac{1}{1+s\sigma T_r} \right) \quad (3.25)$$

$$\omega_{sl} = L_s \left(\frac{1 + s \cdot \sigma T_r}{T_r} \right) \left(\frac{1}{\varphi_s - \sigma L_s i_{ds}^*} \right) i_{qs}^* \quad (3.26)$$

La vitesse électrique additionnée à la pulsation de glissement donnée par la relation (3.26) permet de calculer la pulsation ω_s .

$$\omega_s = \omega_{sl} + \omega_r \quad (3.27)$$

3.3.2.1.2 Orientation du flux d'entrefer

Les flux d'entrefer dans le référentiel d, q s'écrivent comme :

$$\varphi_{de} = M(i_{ds} + i_{dr}) \quad (3.28)$$

$$\varphi_{qe} = M(i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.29)$$

Pour déduire les équations d'orientation du flux d'entrefer, nous devons d'abord calculer les flux statoriques φ_{ds} et φ_{qs} . À partir des équations (3.28) et (3.29), nous tirons les courants rotoriques en fonction du flux d'entrefer :

$$i_{dr} = \frac{\varphi_{de}}{M} - i_{ds} \quad (3.30)$$

$$i_{qr} = \frac{\varphi_{qe}}{M} - i_{qs} \quad (3.31)$$

Ces expressions remplacées dans le système (2.17) permettent de déduire les flux statoriques:

$$\varphi_{ds} = \varphi_{de} + L_{fs} i_{ds} \quad (3.32)$$

$$\varphi_{qs} = \varphi_{qe} + L_{fs} i_{qs} \quad (3.33)$$

L_{fs} étant l'inductance de fuite statorique. $L_{fs} = L_s - M$

En considérant les conditions d'orientation du flux d'entrefer et en remplaçant les flux statoriques dans le système (2.24), les tensions s'écrivent :

$$v_{ds}^* = (R_s + s \cdot L_{ls}) i_{ds}^{e*} - \omega_e L_{ls} i_{qs}^{e*} + \frac{d\varphi_e}{dt} \quad (3.34)$$

$$v_{qs}^* = \omega_e L_{ls} i_{ds}^{e*} + (R_s + s \cdot L_{ls}) i_{qs}^{e*} + \omega_e \varphi_e \quad (3.35)$$

Le modèle découplé de la machine en orientation du flux d'entrefer est décrit par :

$$i_{qs}^* = \frac{C_{em}^*}{p\varphi_e^*} \quad (3.36)$$

$$i_{ds}^* = \left(\frac{1+s.T_r}{M} \varphi_e + \omega_{sl} T_{fr} i_{qs} \right) \left(\frac{1}{1+s.T_{fr}} \right) \quad (3.37)$$

$$\omega_{sl} = M \left(\frac{1+s.T_{fr}}{T_r} \right) \left(\frac{1}{\varphi_e - M \frac{T_{fr}}{T_r} i_{ds}^*} \right) i_{qs}^* \quad (3.38)$$

3.3.2.1.3 Orientation du flux rotorique

Les flux statoriques sont déterminés à partir des flux rotoriques par les équations suivantes:

$$\varphi_{ds} = \sigma L_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \varphi_{dr} \quad (3.39)$$

$$\varphi_{qs} = \sigma L_s i_{qs} + \frac{M}{L_r} \varphi_{qr} \quad (3.40)$$

Les équations d'état exprimant le flux rotorique sont données par le système (2.26). Elles s'écrivent comme suit:

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} (\varphi_{dr} - M i_{ds}) + \omega_{sl} \varphi_{qr} \quad (3.41)$$

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} (\varphi_{qr} - M i_{qs}) - \omega_{sl} \varphi_{dr} \quad (3.42)$$

Les courants rotoriques en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques sont exprimés par :

$$i_{dr} = \frac{\varphi_{dr} - M i_{ds}}{L_r} \quad (3.43)$$

$$i_{qr} = \frac{\varphi_{qr} - M i_{qs}}{L_r} \quad (3.45)$$

Ces courants seront remplacés dans l'expression du couple électromagnétique, ce dernier s'écrit :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (3.46)$$

Par l'application des conditions d'orientation du flux rotorique de la machine les tensions deviennent:

$$v_{ds}^* = (R_s + s \sigma L_s) i_{ds}^* - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^* + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} \quad (3.47)$$

$$v_{qs}^* = \omega_e \sigma L_s i_{ds}^* + (R_s + s \sigma L_s) i_{qs}^* + \omega_e \varphi_r \frac{M}{L_r} \quad (3.48)$$

Dans ce cas le modèle découplé est régi par les expressions suivantes :

$$i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{p M \varphi_r^*} \quad (3.49)$$

$$i_{ds}^* = \left(\frac{I + s T_r}{M} \right) \varphi_r \quad (3.50)$$

$$\omega_{sl} = \left(\frac{M}{T_r \varphi_r} \right) i_{qs}^* \quad (3.51)$$

3.3.2.2 Comparaison des trois méthodes d'orientation du flux

Parmi les trois schémas d'orientation du flux avec alimentation en tension, nous remarquons que seule la technique d'orientation du flux statorique est la plus simple à implanter comparée aux deux autres. En effet, à flux constant, si nous considérons le schéma d'orientation du flux statorique utilisant le flux et le glissement comme entrée, aucune dérivation n'est requise dans ce régulateur. Pour le schéma d'orientation du flux d'entrefer et du flux rotorique, la dérivation des consignes de courant est en effet nécessaire.

3.3.2.3 Avantages liés à l'orientation du flux rotorique

Dans le cas d'une alimentation en courant, le schéma d'orientation du flux rotorique est le plus simple à implanter [10] tout en assurant la meilleure performance dynamique et le meilleur comportement couple en fonction du glissement en régime permanent. En alimentation en tension, le schéma d'orientation du flux rotorique nécessite l'utilisation

d'éléments dérivateurs, ce qui n'est pas souhaitable. Il existe cependant une solution permettant l'utilisation des régulateurs à orientation du flux rotorique développés pour une alimentation en courant, destinés à l'implantation dans les entraînements alimentés en tension[8]. Cette technique est basée sur l'utilisation des régulateurs rapides de type PI. Le courant dans la machine est mesuré et converti en composantes d,q dans le repère synchrone, qui sont soustraites des consignes calculées par le régulateur à flux orienté. L'erreur ainsi calculée est appliquée au régulateurs PI, dont la sortie constitue la consigne de la tension dans le repère synchrone. Après une transformation en grandeurs de phase, les trois consignes de tension commandent un onduleur de tension de type MLI qui alimente la machine.

Le schéma de principe de cette technique est montré à la Figure 3.3.

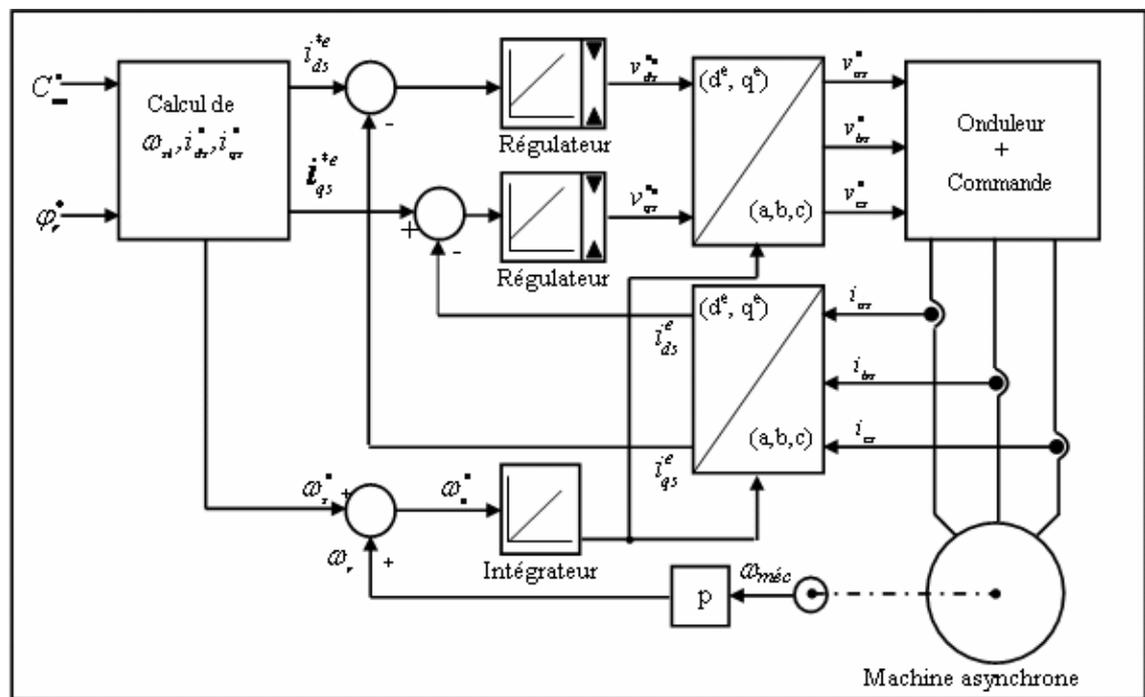


Figure 3.3 Schéma de principe de l'orientation du flux rotorique

3.4 Simulation numérique

La simulation est effectuée dans un environnement Matlab/Simulink. Les figures 3.5 et 3.6 montrent les résultats obtenus respectivement pour: un démarrage à vide et application d'un couple de charge de 10 Nm entre t=2.5s et t=5s, le deuxième essai est un démarrage en charge avec inversion de vitesse à t=5s.

On peut voir que la composante directe i_{ds} demeure constante et que seule la composante i_{qs} est affectée. Nous constatons aussi que les régulateurs PI asservissent les

courants à leurs consignes et avec un temps de réponse faible. Le régulateur de vitesse élimine la perturbation appliquée à la machine dans un temps de 0.2s, ce qui donne une idée sur la robustesse de la commande. Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence.

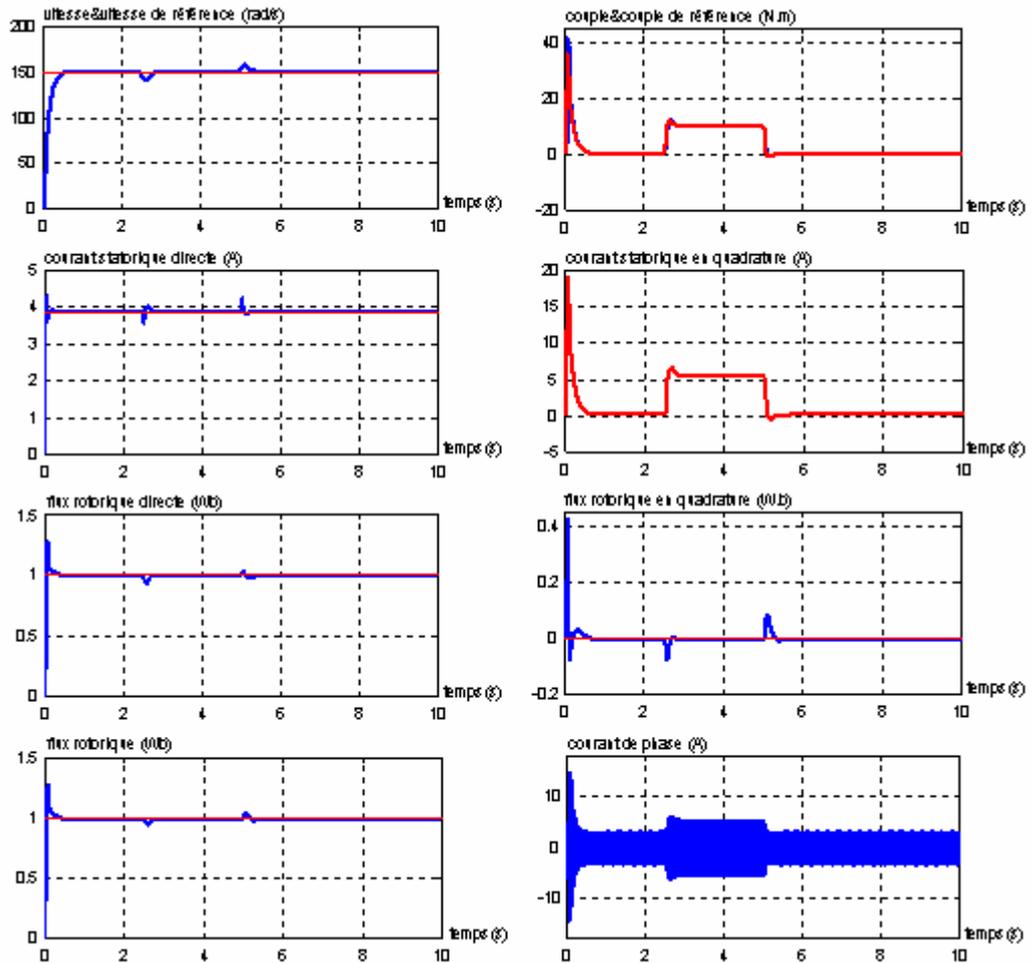


Figure 3.4 Commande indirecte à flux constant pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'un couple de charge à $t=2.5s$.

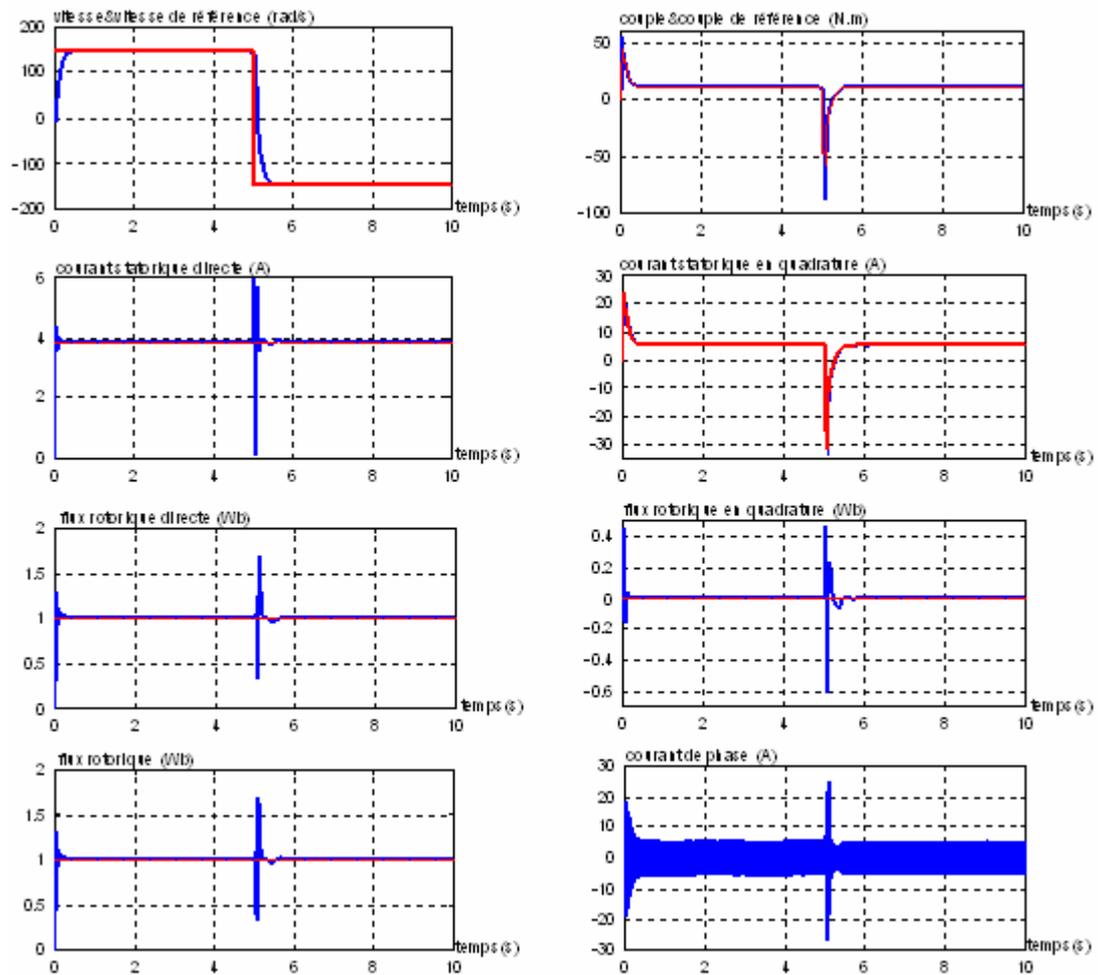


Figure 3.5 Commande vectorielle indirecte avec démarrage à 100% de la charge nominale et inversion de la consigne de vitesse à $t=5s$.

3.5 Limitation de la commande vectorielle

La méthode d'orientation indirecte du flux rotorique est une méthode de commande de type action directe basée sur le modèle inverse de la machine. De ce fait, elle souffre inévitablement de l'effet de la variation des paramètres de la machine sur la réponse dynamique du système et notamment celle de la constante de temps rotorique. Cette variation des paramètres survient lors du fonctionnement du moteur et se concrétise en une perte de découplage et en des erreurs stationnaires sur les sorties couple et flux de la machine comparativement à leurs consignes. La variation de la constante de temps rotorique peut être due soit à la variation de la résistance rotorique en raison de l'échauffement du moteur, soit à la saturation de l'inductance rotorique (saturation de l'inductance de magnétisation et/ou l'inductance de fuite du rotor), ou bien à l'effet combiné de tous ces paramètres. A titre d'illustration, les auteurs de la référence [66]

ont relevé expérimentalement la variation de la résistance rotorique d'un moteur asynchrone totalement fermé et refroidi par ventilateur, la résistance rotorique a augmenté de 0.94 p.u.

Le régulateur à orientation du flux du rotor dépend explicitement des paramètres de la machine (L_r , M et T_r). Dans le cas où le flux est maintenu constant (à une valeur correspondant à un certain niveau de saturation de la machine), l'effet prépondérant en ce qui concerne la variation des paramètres est exercé par la résistance rotorique de la machine R_r . Les inductances L_r et M demeurent quasiment constantes et égales à la valeur correspondant à ce niveau de flux. Dans ces conditions, on attribue le plus souvent le découplage à la variation de la constante de temps rotorique $T_r=L_r/R_r$. Dans cette optique, nous allons présenter une étude détaillée sur l'effet de la variation de la constante de temps sur les performances dynamiques d'un entraînement à orientation du flux rotorique.

3.6 Sensibilité de la commande vectorielle à la variation des paramètres de la machine

La commande vectorielle, souffre d'un certain nombre de limitations liées au comportement de la machine en fonction de ses conditions de fonctionnement.

3.6.1 Sensibilité à la variation des paramètres rotoriques

Nous avons vu au chapitre 1, que l'effet pelliculaire et celui de la température influent sur la résistance de la machine.

Pour les différentes valeurs de la résistance R_r , nous avons étudié par simulation le comportement de la machine commandée par la méthode du flux orienté indirecte. Nous avons réalisé la simulation pour un couple et flux nominaux. La valeur de la résistance rotorique au niveau des régulateurs est fixée à la valeur nominale, et nous faisons varier la résistance au niveau du modèle de la machine.

La réponse dynamique du couple produit par la machine en régime établi montre que celui-ci baisse alors que le flux dans la machine augmente avec l'augmentation de la résistance.

Pour analyser l'effet de la variation de la constante de temps rotorique sur la réponse du flux et du couple en régime établi, nous considérons l'expression du flux et du couple

dans le repère lié au champ tournant et à partir du système des équations d'état (3.41) et (3.42), les composantes du flux direct et en quadrature s'écrivent :

$$\varphi_{dr} = \frac{Mi_{ds} + T_r \omega_{sl} Mi_{qs}}{I + (T_r \omega_{sl})^2} \quad (3.52)$$

$$\varphi_{qr} = \frac{Mi_{qs} - T_r \omega_{sl} Mi_{ds}}{I + (T_r \omega_{sl})^2} \quad (3.53)$$

L'amplitude du flux rotorique est donnée par :

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2} \quad (3.54)$$

Nous déduisons l'amplitude du flux rotorique en fonction des courants et de la constante de temps rotorique :

$$\varphi_r = M \sqrt{\frac{i_{ds}^2 + i_{qs}^2}{I + (T_r \omega_{sl})^2}} \quad (3.56)$$

Le couple électromagnétique s'écrit en fonction de ces deux courants:

$$C_{em} = \frac{pM^2 \omega_{sl}}{L_r} \left[\frac{T_r (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)}{I + (T_r \omega_{sl})^2} \right] \quad (3.57)$$

La Figure 3.6 représente l'effet de la variation de la résistance rotorique sur le module du flux et le couple électromagnétique.

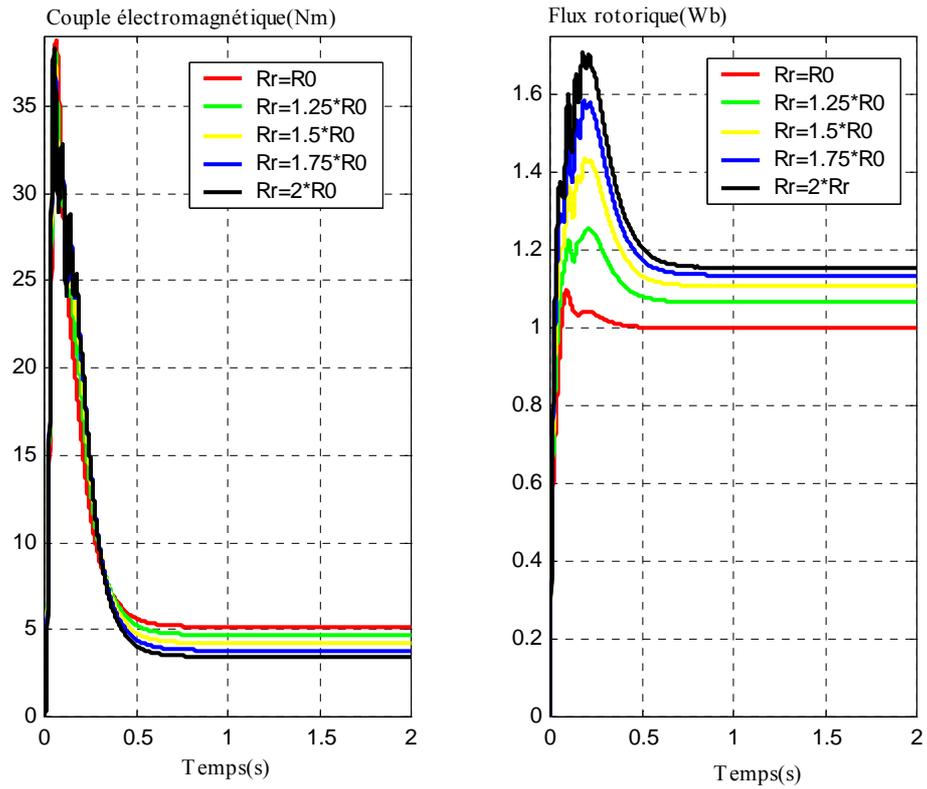


Figure 3.6 Réponses du flux et du couple pour une augmentation de la résistance rotorique pour une charge de 5 Nm

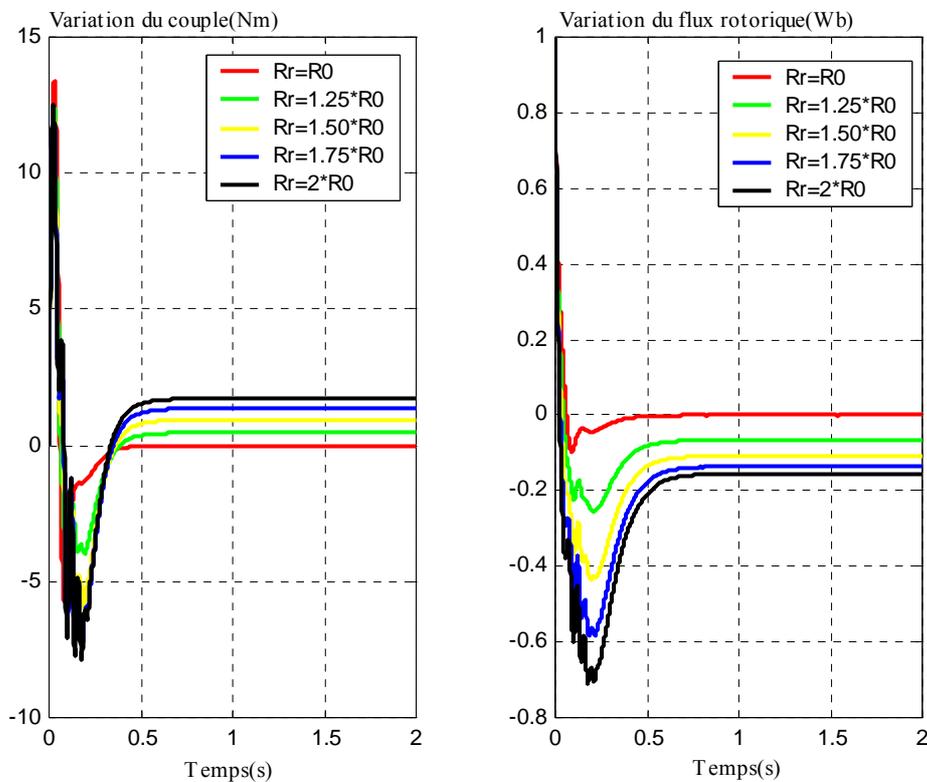


Figure 3.7 Effet de la variation de la résistance sur celles du flux et du couple pour une charge de 5 Nm

Pour une inductance rotorique L_r constante, la variation du flux $\Delta\varphi_r = \varphi_r^* - \varphi_r$ est une fonction décroissante de R_r et s'annule en régime établi lorsque $T_r = T_{rr}$. La variation du flux $\Delta\varphi_r$, prend des valeurs positives lorsque $L_r < R_r$ (en p.u) et elle devient négative dans le cas contraire ($L_r > R_r$).

En ce qui concerne la variation du couple $\Delta C_{em} = C_{em}^* - C_{em}$ en fonction de la résistance rotorique, elle passe par un minimum. La détermination de cette valeur minimale est obtenue en dérivant la variation du couple ΔC_{em} par rapport à la résistance. Nous écrivons :

$$\frac{d\Delta C_{em}}{dT_r} = -\frac{dC_{em}}{dT_r} \quad (3.58)$$

Pour obtenir la variation du couple par rapport à la résistance, nous écrivons :

$$\frac{dC_{em}}{dR_r} = \frac{dC_{em}}{dT_r} \frac{dT_r}{dR_r} = -\frac{T_r^2}{L_r} \frac{dC_{em}}{dT_r} \quad (3.59)$$

Nous déduisons alors l'expression suivante :

$$\frac{d\Delta C_{em}}{dR_r} = -\frac{pL_m^2 \omega_{sl} (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) (L_r^2 \omega_{sl}^2 - R_r^2)}{(L_r^2 \omega_{sl}^2 + R_r^2)^2} \quad (3.60)$$

La valeur de la résistance qui assure une variation minimale du couple en résolvant l'équation (3.60).

$$\frac{d\Delta C_{em}}{dR_r} = 0$$

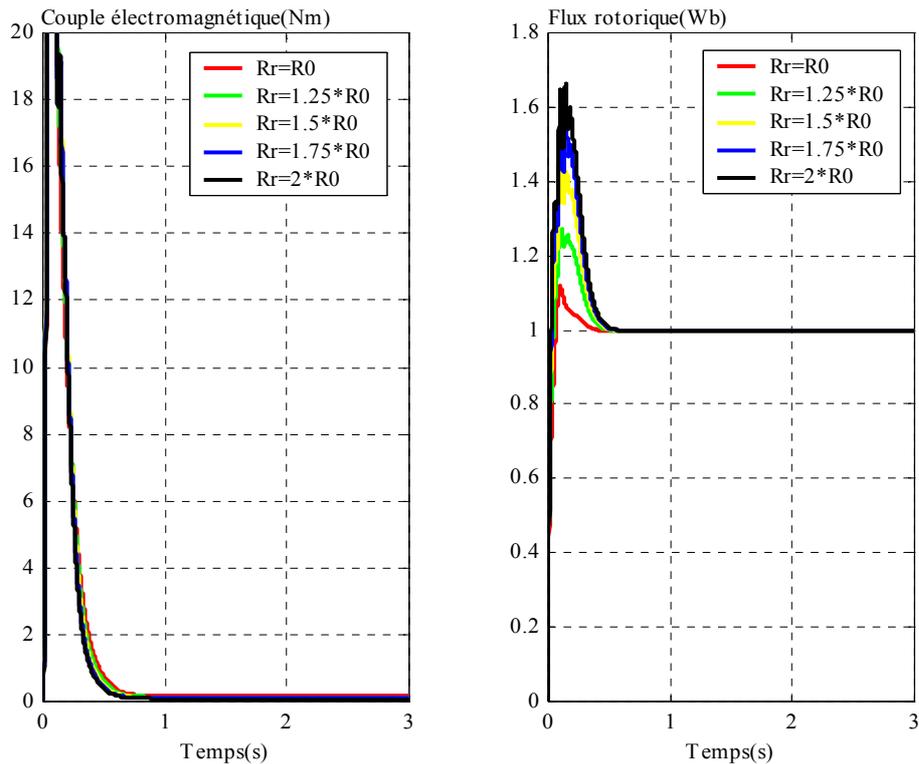
D'où : $R_r = L_r \omega_{sl}$

Cette valeur est d'autant plus faible que la valeur de l'inductance l'est aussi.

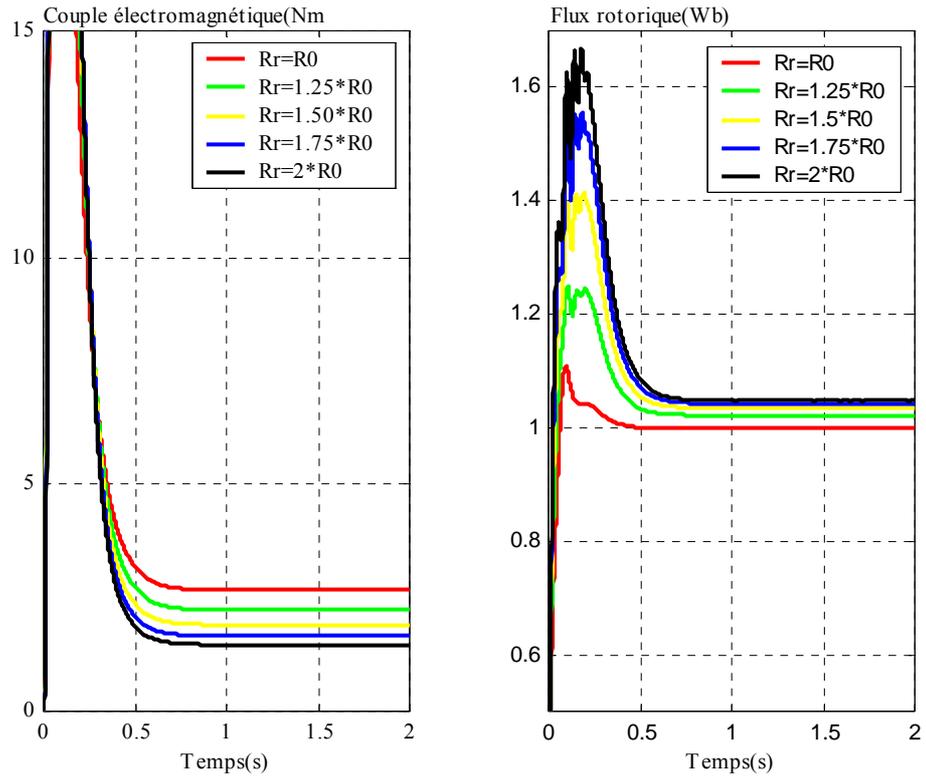
3.6.2 Effet de la variation de la résistance rotorique sur le couple de la machine

A flux constant, nous avons effectué une simulation du comportement de la machine pour plusieurs charges et pour plusieurs valeurs de la résistance. Les résultats sont donnés à la figure (Figure3.9).

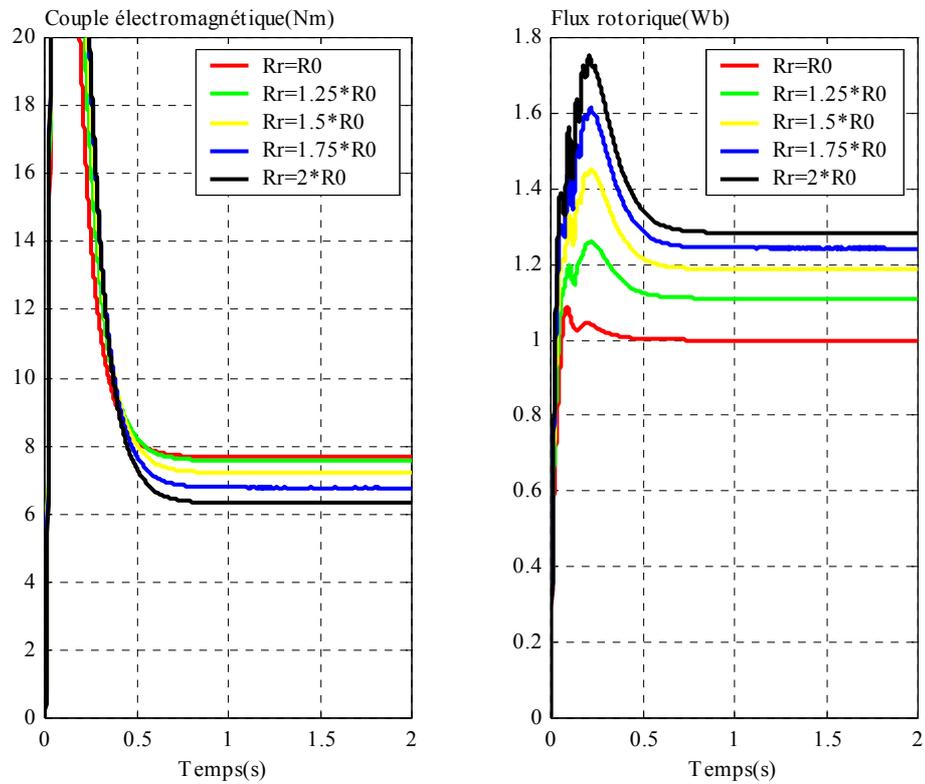
A consigne de flux constant et de charge variable, le flux dans la machine augmente pour des valeurs croissantes de la résistance. Par contre le couple, il diminue pour les valeurs croissantes de la résistance et pour des couples de charges inférieures à la valeur nominale. Pour 100% de la charge, il peut augmenter ou diminuer. Pour une charge nulle et pour toutes les valeurs de la résistance, le couple s'annule tandis que le flux est égal à sa valeur nominale. Nous pouvons conclure que lorsque la machine est à vide la variation de la résistance n'a pas d'influence sur la commande.



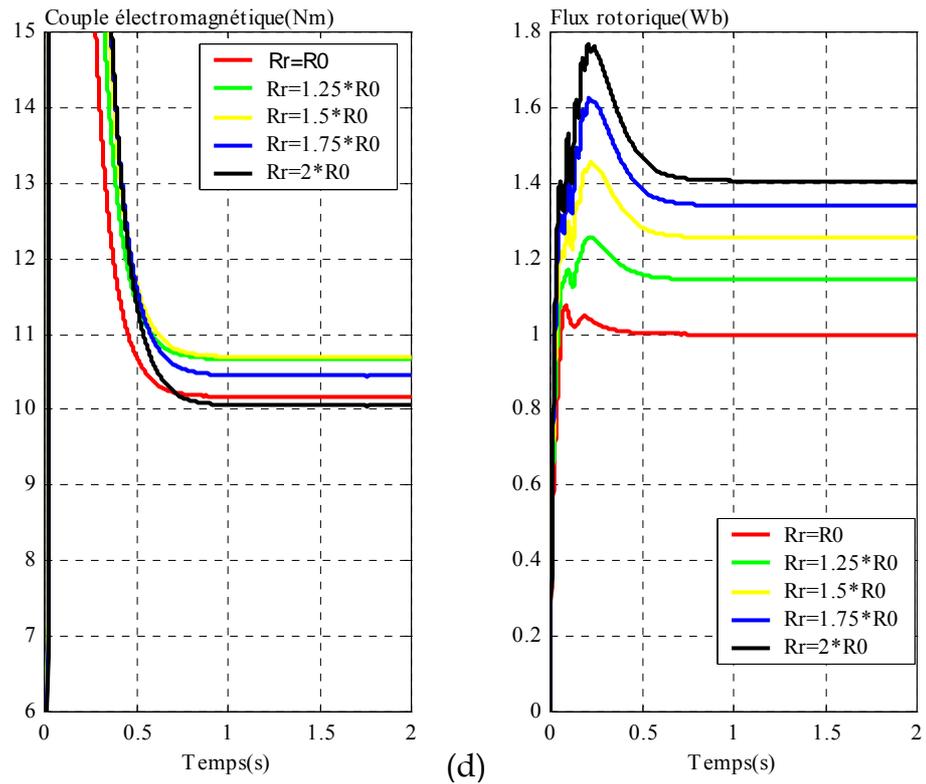
(a)



(b)



(c)

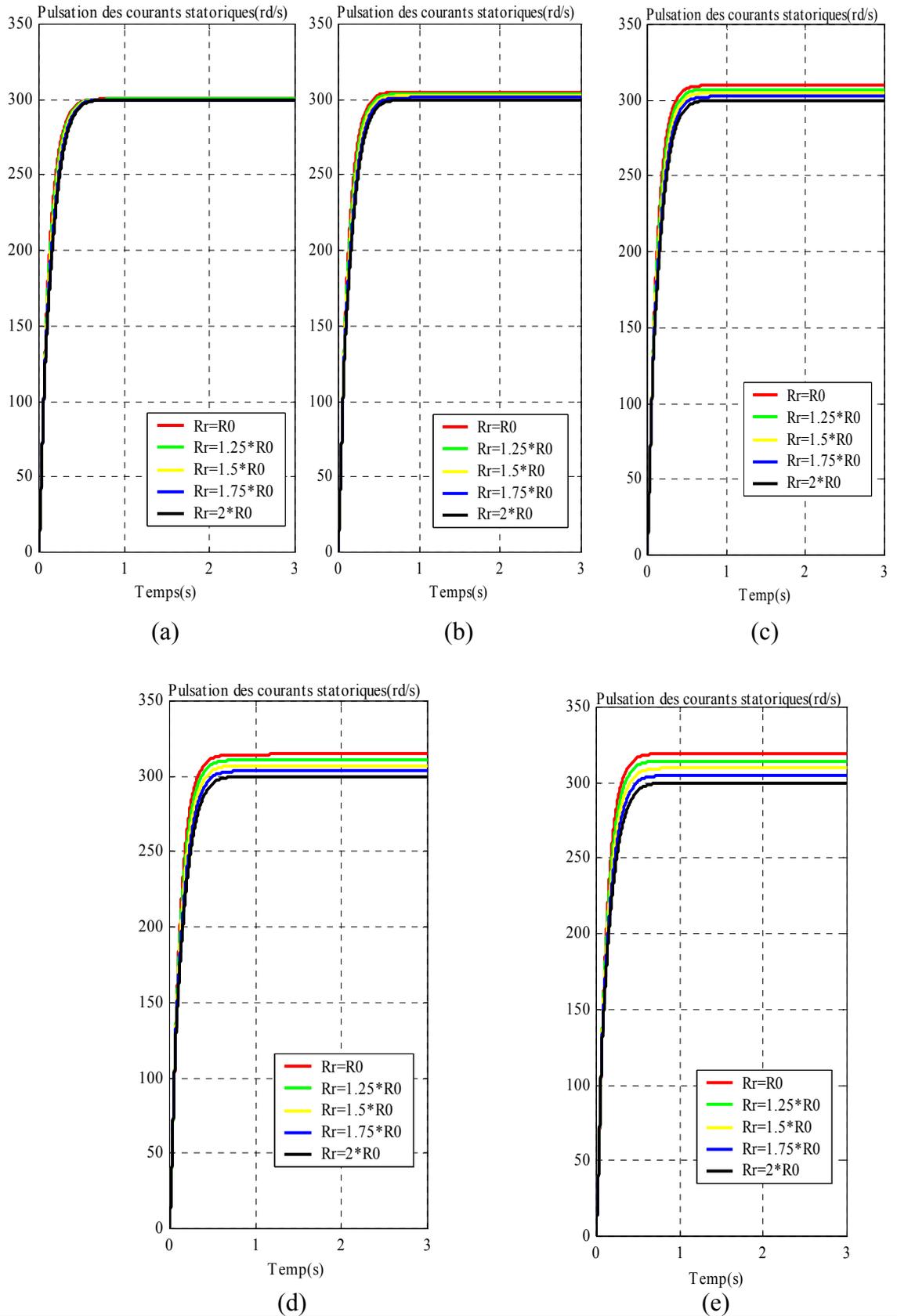


Courbe	a	b	c	d
Cr (Nm)	0	2.5	7.5	10

Figure 3.8 Représentations du couple et du flux pour R_r variable et plusieurs valeurs du couple de charge

3.6.3 Effet de la variation de la résistance rotorique sur la pulsation des courants statoriques

D’après les équations de découplage (3.49), (3.50) et (3.51), et si on ne considère que seule R_r qui varie, nous constatons que seule la pulsation de glissement qui est affectée. Par conséquent, la pulsation des courants statoriques ω_s l’est aussi. Nous avons effectué une simulation pour différentes valeurs de R_r . Nous avons considéré que la machine est à vide puis pour un fonctionnement en charge. Nous avons considéré des charges de 25%, 50%, 75% et 100% de la charge nominale.



Courbe	a	b	c	d	e
C_r (N.m)	0	2.5	5	7.5	10

Figure 3.9 Effet de la variation de la résistance sur la pulsation des courants statoriques

Les résultats obtenus pour une charge nominale, montrent que la pulsation ω_s augmente pour des valeurs croissantes de la résistance. Par contre pour les faibles charges elle n'est presque pas affectée.

On peut conclure donc que la commande à flux orienté est peu sensible à la variation des paramètres aux faibles charges.

3.7 Effet de la coupure de phase sur la commande vectorielle

La figure suivante est un schéma de principe de l'ensemble machine -onduleur et la commande avec prise en compte de la défaillance.

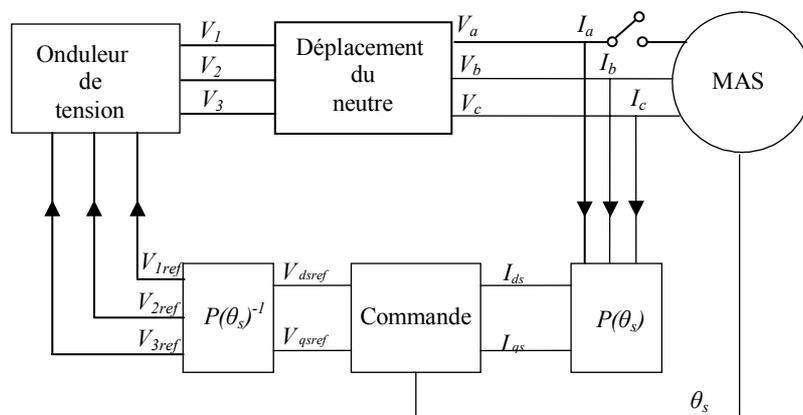


Figure 3.10 Schéma de principe présentant une coupure de phase

Les tensions de la machine sont exprimées en fonction des tensions de l'onduleur par les relations suivantes [60][61]:

$$V_a = \frac{2V_1 - V_2 - V_3}{2}$$

$$V_b = \frac{V_2 - V_3}{2}$$

$$V_c = \frac{V_3 - V_2}{2}$$

En supposant que l'onduleur est idéal, nous écrivons :

$$V_1 = V_{1ref}$$

$$V_2 = V_{2ref}$$

$$V_3 = V_{3ref}$$

$$\begin{bmatrix} V_{1ref} \\ V_{2ref} \\ V_{3ref} \end{bmatrix} = P(\theta_s)^{-1} \begin{bmatrix} V_{dsref} \\ V_{qsref} \end{bmatrix}$$

3.7.1 Résultats de simulation

Les figures ci-après représentent les résultats de simulation de la machine avec défaut et commandée par la méthode du flux orienté. La machine démarre à vide puis nous appliquons un couple de charge égal à 10 Nm à l'instant $t=1s$. L'introduction du défaut a lieu dans l'intervalle de temps 3s-5s.

Les résultats de simulation montrent que la coupure de phase fait augmenter le courant dans les phases saines et l'annule dans la phase coupée. Nous constatons aussi, que le courant en quadrature i_{qs} a la même forme que le couple et de courant direct i_{ds} a la même forme que le flux de l'axe "d". La vitesse est maintenue à sa valeur de consigne, tandis que le couple électromagnétique répond à cette défaillance par des ondulations.

La composante quadrature du flux rotorique présente de faibles oscillations autour de zéro qui peuvent affecter la stabilité de la commande, mais le découplage n'est pas perdu.

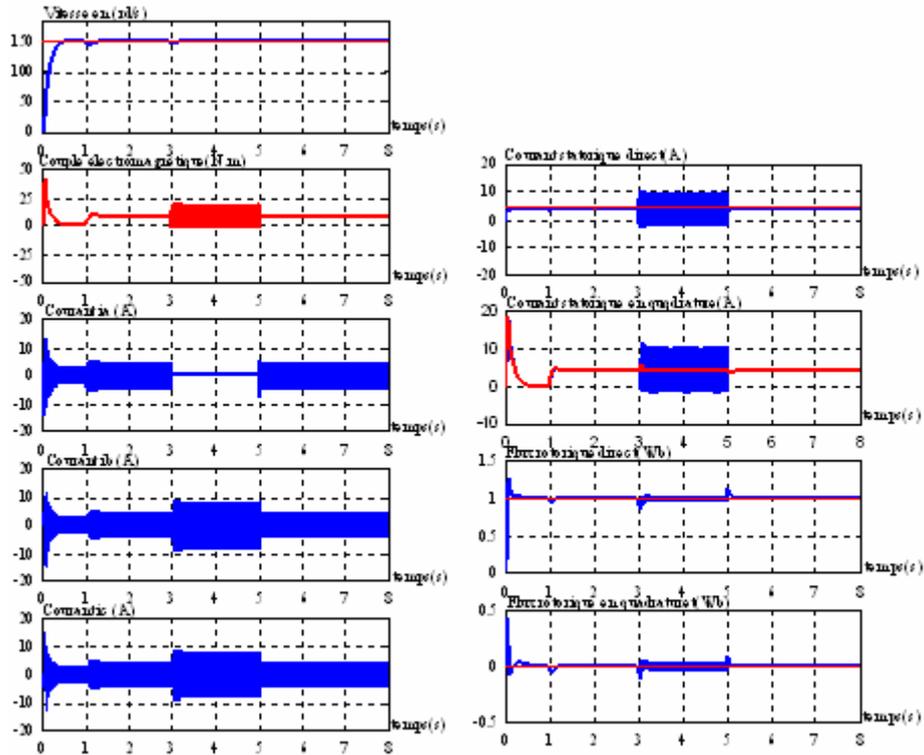


Figure 3.11 Représentation des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques d'une machine à induction commandée par la méthode du flux orienté (flux constant).

3.8 Commande vectorielle à niveau de flux variable

En excluant la région d'affaiblissement du flux, la commande vectorielle maintient la norme du flux, constante et égale à sa valeur nominale; dans cette situation, le rendement est maximal lorsqu'on est au point nominal; en dessous de ce point, l'énergie excessive emmagasinée dans les inductances, diminue inutilement le rendement de la machine. Nous notons que beaucoup d'entraînements électriques travaillent en dehors du point nominal de fonctionnement, car le couple désiré change en fonction de la vitesse ou de la position. D'autre part, il est possible de diminuer l'excédent d'énergie emmagasinée, en ajustant de façon appropriée le flux du rotor. Nous pouvons donc, considérer d'autres modes d'opération du flux qui visent à améliorer le rendement de la machine et le faire rapprocher à celui de la machine synchrone. Nous proposons alors, d'appliquer la commande vectorielle à niveau de flux variable [13] [14].

3.8.1 Principe de la commande à flux variable

Le seul changement dans cette méthode par rapport à la méthode classique se trouve au niveau de la référence du flux rotorique φ_r^* . Dans ce principe de commande, le flux

de référence φ_r^* n'est plus constant à sa valeur nominale pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, mais il est une fonction variant entre deux grandeurs (flux optimal et flux minimal). Cet état magnétique évoluant en fonction du point de fonctionnement est imposé, résultant de l'une des méthodes d'optimisation des pertes par effet Joule ou du courant statorique que nous présenterons au chapitre suivant.

La référence du couple C_{em}^* est délivrée par une boucle de régulation supérieure de vitesse.

La référence de courant statorique en quadrature i_{qs}^* est obtenue à partir de l'équation :

$$i_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{p M \varphi_r^*} \quad (3.61)$$

Le schéma de principe de cette structure de commande est donné par la Figure 3.12.

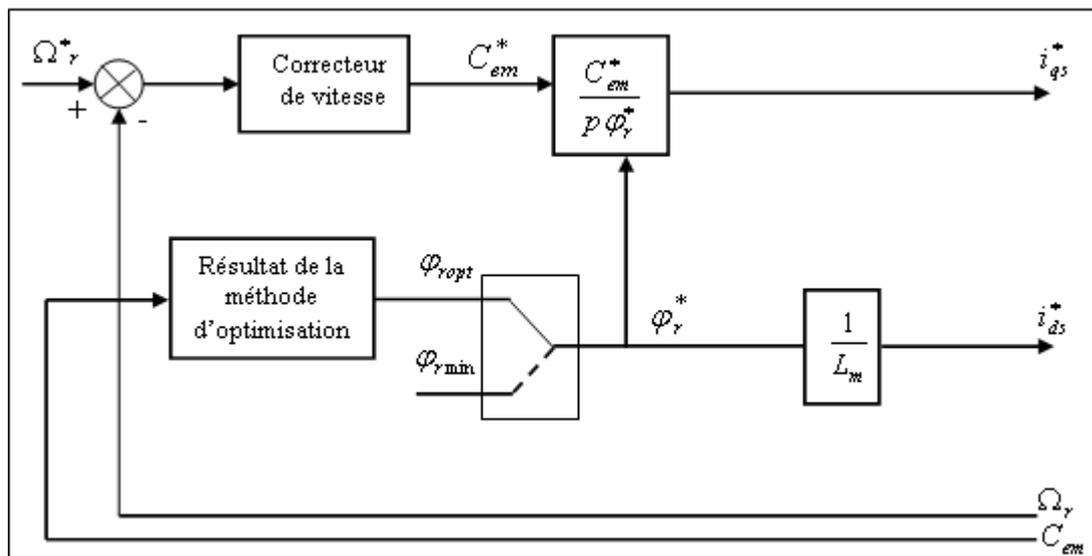


Figure 3.12 Schéma de principe de la commande à flux variable

3.8.2 Choix de la plage de variation du niveau de flux dans la machine pour un fonctionnement à niveau de flux variable

Lors du fonctionnement à niveau de flux variable, le flux variera de façon à ce qu'il reste optimal vis-à-vis d'un certain critère à minimiser ou à maximiser. Mais cette variation ne doit pas dépasser la valeur nominale du flux pour éviter la saturation de la machine. Nous écrivons alors :

$$(\varphi_r)_{max} = (\varphi_r)_{nom} \quad (3.62)$$

Pour la détermination de la valeur minimale du flux φ_{rmin} , nous tiendrons compte des travaux présentés par [19]. Ces auteurs ont défini cette limitation de telle sorte à éviter les grandes variations des paramètres utilisés dans cette commande. Ainsi, nous poserons :

$$(\varphi_r)_{min} = 20\%(\varphi_r)_{nom} \quad (3.63)$$

De ce fait, le flux optimal minimisant un critère énergétique, est défini dans la plage de variation du flux dans la machine limitée par un flux minimum et un flux maximum. Nous écrivons alors:

$$20\%(\varphi_r)_{nom} \leq \varphi_r \leq (\varphi_r)_{nom} \quad (3.64)$$

3.9 Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude et aux développements théoriques des approches de base de la commande vectorielle. Cette stratégie de contrôle permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, dans laquelle le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

La méthode indirecte basée sur le modèle inverse, n'utilise pas de capteur de flux et s'avère plus intéressante que la méthode directe. Elle permet en effet une implantation beaucoup plus généralisée des principes d'orientation du flux, tout en évitant un ensemble de problèmes liés à l'utilisation des capteurs de flux.

Dans un comportement plus réaliste, les variations des paramètres de la machine doivent être prises en considération. Cette variation est inévitable à cause de la saturation et l'échauffement de la machine.

Dans la technique d'orientation du flux rotorique, c'est la variation de la constante de temps rotorique qui exerce plus d'influence sur le comportement dynamique de l'entraînement.

Nous avons testé l'influence de la coupure d'une phase statorique sur la commande vectorielle, les résultats obtenus montrent que le découplage n'est pas perdu lors de la défaillance; le flux rotorique présente de faibles oscillations autour de zéro.

Le fonctionnement à flux variable est une alternative à la commande vectorielle classique. Nous avons donné son principe et les raisons qui nous ont amené à l'utiliser.

Chapitre 4 - Minimisation des pertes et du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine asynchrone

4.1 Introduction

La stratégie du contrôle vectoriel maintient la norme du flux constante et égale à sa valeur nominale. Cette caractéristique permet d'obtenir un couple maximum dans les entraînements électriques à vitesse variable. Pour un fonctionnement en survitesse, on effectue un défluxage, où la variation de la référence de flux est inversement proportionnelle à la vitesse (méthode $1/\omega_r$). Néanmoins, la méthode conventionnelle d'affaiblissement de flux en survitesse est inappropriée; pour certains points le fonctionnement, ne peut pas être maximum [67]. Dans cette optique, plusieurs travaux proposent des approches qui viennent surmonter ce problème en assurant un couple maximum dans la région d'affaiblissement du flux. Il est possible d'obtenir un couple maximum pour des conditions limites données [67] [69] [68] [70].

Le deuxième problème de la commande à flux constant, c'est le fonctionnement non optimal vis-à-vis d'autres critères, tels que les pertes, le courant absorbé, le facteur de puissance ou le rendement. Certains travaux proposent d'appliquer la commande à flux variable. Ce fonctionnement permet d'optimiser en régime quelconque un certain critère sans dégrader significativement les performances dynamiques [12] [19][71][72].

Pour obtenir une commande avec de bonnes performances dynamiques et énergétiques, plusieurs solutions sont possibles : Minimisation des pertes, minimisation du courant statorique, maximisation du facteur de puissance ou du rendement de la machine.

Dans ce chapitre, nous avons retenu deux critères pour l'étude. Ces critères sont : le courant statorique absorbé par la machine et la somme des pertes par effet Joule. La minimisation de ces critères est réalisée en ajustant le flux rotorique de façon appropriée. Le flux n'est plus constant comme c'est le cas de la commande classique à flux constant, mais il évolue en fonction du point de fonctionnement.

L'optimisation est réalisée au moyen de deux approches. La première est analytique, elle permet de faire une minimisation du courant ou des pertes en régime permanent, ou la norme de flux varie proportionnellement à la racine carrée du couple.

La programmation dynamique fut la deuxième méthode d'optimisation. Cette technique d'optimisation, permet de faire une optimisation en régime quelconque, à condition de connaître à l'avance les caractéristiques du couple et de la vitesse. Nous cherchons la trajectoire optimale du flux rotorique qui assure un courant ou des pertes minimums.

Nous avons testé par simulation ces deux approches et dans différentes conditions de fonctionnement. Les résultats obtenus, sont comparés avec ceux de la commande classique.

4.2 Minimisation des pertes par l'optimisation du niveau du flux dans une machine asynchrone

Les machines d'induction consomment la majeure partie de l'énergie électrique du monde chaque année. L'amélioration du rendement des commandes électriques est importante non seulement pour l'économie d'énergie, mais également pour la protection de l'environnement [73].

Les moteurs d'induction fonctionnent normalement à flux nominal dans les entraînements à fréquence variable pour obtenir une meilleure réponse dynamique [74]. Cependant, la majeure partie du temps, le système d'entraînement fonctionne avec les charges légères. Dans ce cas les pertes dans le fer deviennent excessives entraînant un faible rendement. Pour améliorer le rendement du moteur, le flux doit être réduit.

Avant d'effectuer la minimisation de ce critère, nous commençons par donner un aperçu général des pertes dans la machine, en indiquant celles que nous allons négliger et celles que nous allons considérer.

4.2.1 Pertes de puissance et rendement

La température de la machine augmente en fonction des pertes de puissance dans la machine. Cependant, la machine a des limites de fonctionnement qui dépendent des pertes de puissances tolérées [73]. Les pertes dans la machine peuvent être divisées en trois grands groupes: Les pertes électriques ou pertes Joule, les pertes magnétiques ou pertes fer et les pertes mécaniques.

Les pertes les plus fondamentales et les plus dominantes dans une machine électrique, sont les pertes Joule et les pertes fer. L'étude des pertes et celle du rendement sont étroitement liées. Les moteurs électriques avec rendement élevé peuvent être relativement petits. En d'autres termes, un rendement élevé correspond à une densité de puissance élevée. À une vitesse réduite, le rendement est critique, ceci est dû au fait que la plupart des entraînements électriques fonctionnent la plupart du temps avec 40% à 80% de la vitesse nominale [73].

4.2.1.1 Rendement dans la machine

Le rendement est un indice qui quantifie la performance de la conversion d'énergie dans la machine, il est défini par:

$$\eta = \frac{P_U}{P_a + P_{\text{pertes}}} \quad (4.1)$$

D'après cette relation, il est clair qu'en minimisant les pertes, nous maximisons le rendement.

4.2.1.2 Pertes dans les circuits électriques

Ce sont les pertes par effet joule dans les enroulements d'induit, d'excitation et plus généralement dans toutes les parties conductrices d'une machine traversée par un courant. Ces pertes sont proportionnelles au carré du courant. Contrairement à d'autres machines électriques, les pertes rotoriques sont très importantes. Donc, il est nécessaire de les prendre en considération durant l'étude.

4.2.1.3 Pertes dans le circuit magnétique

Elles sont appelées aussi pertes dans le fer du fait que les matériaux utilisés par ce circuit sont, habituellement, à base de fer. Plusieurs auteurs se sont intéressés à l'étude de cette forme de pertes nous citons, [75] [76] [77] [78]. Ces travaux présentent les pertes dans le modèle électrique de la machine par l'insertion d'une résistance en parallèle.

Les principales sources des pertes fer sont les pertes par hystérésis et courants de Foucault. L'induction du courant à l'intérieur du rotor de la machine cause des pertes de courant de Foucault. Ces pertes sont presque proportionnelles au carré du produit de

flux de fuite dans l'entrefer et de sa fréquence de variation. Les pertes d'hystérésis sont le résultat de la variation continue des flux de fuites dans le circuit magnétique. Les pertes d'hystérésis sont presque proportionnelles au produit du carré du flux et de la fréquence. Les pertes fer sont évidemment négligeables aux vitesses très basses [73]. Cependant, à mesure que la vitesse augmente les pertes de puissance dues aux augmentations de pertes fer augmentent d'une manière significative.

4.2.1.4 Pertes mécaniques

Les pertes mécaniques prennent en compte tous les frottements dus à la rotation de la partie tournante de la machine. Elles varient linéairement (frottement) et quadratiquement (ventilation) en fonction de la vitesse.

A ces trois pertes qui représentent 90% à 95% de la totalité des pertes et qui constituent les pertes normales dans la machine, nous devons ajouter les pertes supplémentaires bien qu'elles puissent être négligées. Cette forme de pertes est le résultat de distorsion du flux d'entrefer par courant de phase [79]. La distribution non uniforme du courant dans le cuivre mène également aux pertes parasites [79]. Il est très difficile d'estimer des pertes parasites. Par conséquent, ces pertes sont habituellement regroupées avec des pertes fer pendant la modélisation ou pendant des mesures expérimentales [73].

Ainsi, la totalité des pertes vaut :

$$Pertes = P_J + P_{fer} + P_{méc} + P_{sup} \quad (4.2)$$

L'écoulement de puissance est illustré par la figure 4.1

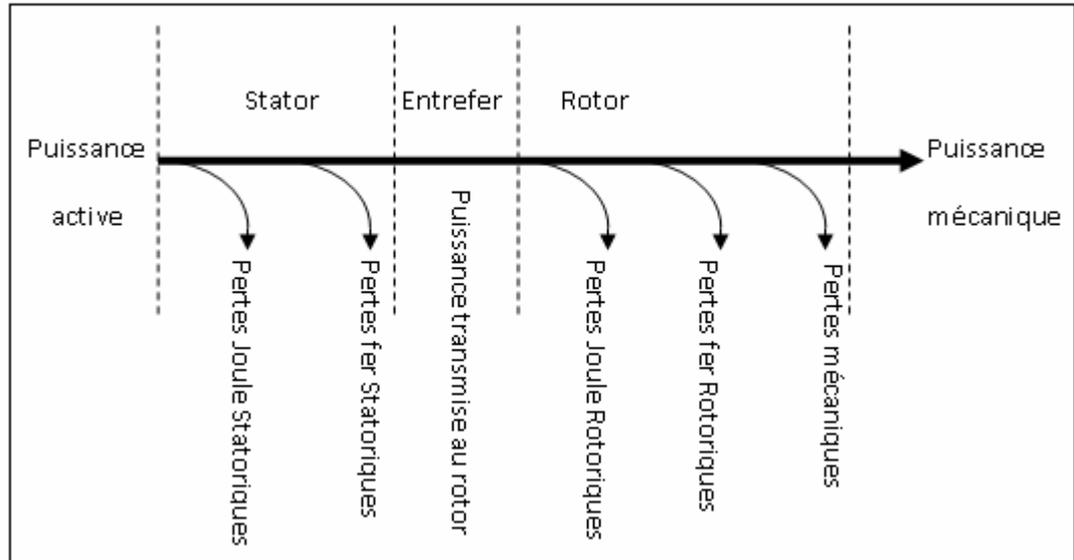


Figure 4.1 Illustration de l'écoulement de puissance

4.3 Expressions des pertes

4.3.1 Les pertes par effet joule

Les pertes Joule dans une machine asynchrone peuvent être décomposées en pertes Joule statoriques P_{Js} et en pertes Joule rotoriques P_{Jr} . Leurs expressions respectives sont :

$$P_{Js} = R_s I_s^2 = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (4.3)$$

$$P_{Jr} = R_r I_r^2 = R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2) \quad (4.4)$$

Vu que le courant rotorique i_r est inaccessible, nous l'exprimons en fonction des paramètres connus au stator et du flux rotorique.

$$i_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{L_r} - \left(\frac{L_m}{L_r} \right) i_{ds} \quad (4.5)$$

$$i_{qr} = - \left(\frac{L_m}{L_r} \right) i_{qs} \quad (4.6)$$

En substituant ces expressions dans l'équation (4.4), nous obtenons:

$$P_{Jr} = R_r \left[\left(\frac{\varphi_{dr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \right)^2 + \left(- \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \right)^2 \right] \quad (4.7)$$

4.3.2 Les pertes ferromagnétiques

Ces pertes viennent du fait que les points de fer sont soumis à une induction alternative de fréquence f . Elles se décomposent en pertes par hystérésis et par courant de Foucault :

$$P_{fer} = P_h + P_F \quad (4.8)$$

Les pertes par hystérésis P_H sont proportionnelles à f et au carré du flux, pour le stator nous avons :

$$P_{hs} = K_{hs} f_s \varphi_s^2 \quad (4.9)$$

Pour le rotor :

$$P_{hr} = K_{hr} f_r \varphi_r^2 \quad (4.10)$$

Les pertes par courant de Foucault P_F diminuent quand l'épaisseur des tôles diminue et elles sont proportionnelles à f^2 et à φ^2 . Ainsi nous avons respectivement pour le stator et le rotor :

$$P_{Fs} = K_{Fs} f_s^2 \varphi_s^2 \quad (4.11)$$

$$P_{Fr} = K_{Fr} f_r^2 \varphi_r^2 \quad (4.12)$$

4.3.3 Les pertes mécaniques

Ces pertes sont de deux types, pertes par frottements aux paliers qui sont approximativement proportionnelles à la vitesse et les pertes par ventilation proportionnelles au cube de la vitesse.

4.4 Choix du critère

Plusieurs critères ont été proposés dans la littérature, tels que l'énergie magnétique emmagasinée par la machine, le facteur de puissance, le rendement, les pertes et le courant absorbé.

Dans ce chapitre nous proposons d'étudier deux critères. Le premier critère, c'est la somme des pertes par effet Joule statorique et rotorique. Il est défini par l'équation (4.13). Le second critère est le courant statorique, il est exprimé par l'équation (4.32). La minimisation de ces critères est obtenue par le choix de l'état magnétique de la machine

en utilisant deux méthodes d'optimisation ; en régime permanent et en régime quelconque par l'utilisation de la programmation dynamique.

4.5 Minimisation des pertes en régime permanent

La première méthode d'optimisation consiste à minimiser en régime permanent la somme des pertes par effet Joule statorique et rotorique:

$$\sum P = P_{Js} + P_{Jr} \quad (4.13)$$

En remplaçant dans les expressions des pertes statorique et rotorique, le courant i_{qs} déduit de l'équation du couple dans l'équation et i_{ds} par $\frac{\varphi_r}{L_m}$, nous obtenons une équation des pertes en fonction des paramètres de la machine, du couple électromagnétique et du flux :

$$\sum P_J = \frac{R_s}{L_m^2} \varphi_r^2 + \left[\frac{R_r}{p^2} + R_s \left(\frac{L_r}{pL_m} \right)^2 \right] \frac{C_{em}^2}{\varphi_r^2} \quad (4.14)$$

qui s'écrit sous la forme :

$$\sum P_J = K_1 \varphi_r^2 + K_2 \frac{C_{em}^2}{\varphi_r^2} \quad (4.15)$$

Avec:

$$K_1 = \frac{R_s}{L_m^2}$$

$$K_2 = \frac{R_r}{p^2} + R_s \left(\frac{L_r}{pL_m} \right)^2$$

La dérivée de l'expression des pertes permet d'écrire

$$\frac{\partial \sum P_J}{\partial \varphi_r} = K_1 \varphi_r - K_2 \frac{C_{em}^2}{\varphi_r^3} \quad (4.16)$$

Le flux φ_r optimal qui assure le minimum de pertes est obtenu en résolvant l'équation (4.16):

$$\frac{\partial \sum P_J}{\partial \varphi_r} = 0 \quad (4.17)$$

Le flux optimal s'écrit alors :

$$\varphi_{ropt} = K \sqrt{|C_{em}|} \quad (4.18)$$

avec:

$$K = \left(\frac{K_2}{K_1} \right)^{1/4}$$

L'expression du flux optimal est celle du moteur série. Elle est interprétée comme suit :

Le flux rotorique est une fonction du couple, ceci veut dire que l'excitation doit être fournie quand il y a demande du couple. Donc, la priorité de la machine n'est pas de minimiser les pertes, mais de délivrer le couple désiré. Pour cette raison, dans une commande à flux orienté, le courant i_{qs} à imposer dans la machine est donné par :

$$i_{qs} = \frac{L_r C_{emref}}{p L_m \varphi_{rref}} \quad (4.19)$$

Et le courant i_{dsref} est fourni par le correcteur de la boucle d'asservissement du flux φ_r afin de maintenir ou d'amener φ_r dans l'état désiré. Le flux à imposer à la machine varie entre une valeur φ_{rmin} et une valeur optimale φ_{ropt} . Le niveau de flux φ_r s'exprime alors par:

$$\text{Si : } \varphi_{ropt} > \varphi_{rmin} \quad \text{alors } \varphi_r^* = \varphi_{ropt}$$

$$\text{Sinon } \varphi_r^* = \varphi_{rmin}$$

Le principe de cette méthode est résumé schématiquement à la figure (4.1). Dans ce principe de commande, le flux de référence n'est plus constant comme dans le cas de la commande classique, mais il évolue entre une valeur minimale φ_{min} et une autre optimale φ_r .

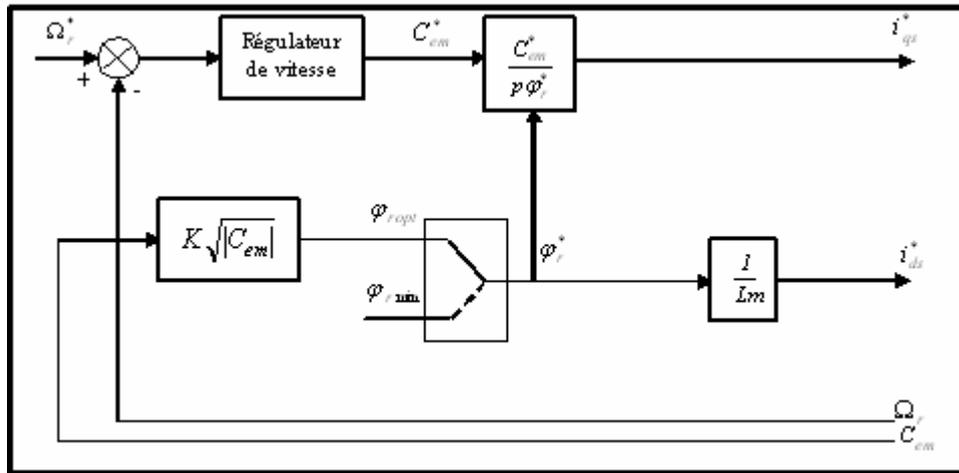


Figure 4.2 Principe de la commande optimale en régime permanent

4.6 Résultats de simulation de l'optimisation en régime permanent

Dans le but d'évaluer les performances du critère d'optimisation que nous avons proposé, une simulation du fonctionnement de l'entraînement électrique est effectuée. Quelques tests sont réalisés : Un démarrage à vide avec application d'une charge de 2Nm et de 2.5Nm dans l'intervalle 2.5s et 5s et un démarrage à 50% de la charge nominale. Deux autres tests qui consistent en des démarrages à 75% et 100% de la charge nominale avec inversion de la consigne de vitesse à $t=5s$, sont effectués. Les résultats obtenus sont donnés respectivement par les figures 4.3, 4.4, 4.5, 4.6 et 4.7.

Nous constatons que pour les différents modes de fonctionnement que le flux rotorique évolue en fonction du point de fonctionnement et que la composante du flux en quadrature ne s'écarte de sa référence nulle que pendant les régimes transitoires.

Ces résultats montrent aussi que la composante directe du courant statorique commande le flux et celle en quadrature commande le couple. A la lumière de ces résultats, nous pouvons dire que le découplage n'est pas affecté et que la quadrature entre les deux composantes du flux est maintenue pendant le régime permanent. Nous remarquons que les pertes à vide sont presque nulles et que le rendement de la machine est élevé quelque soit le mode de fonctionnement.

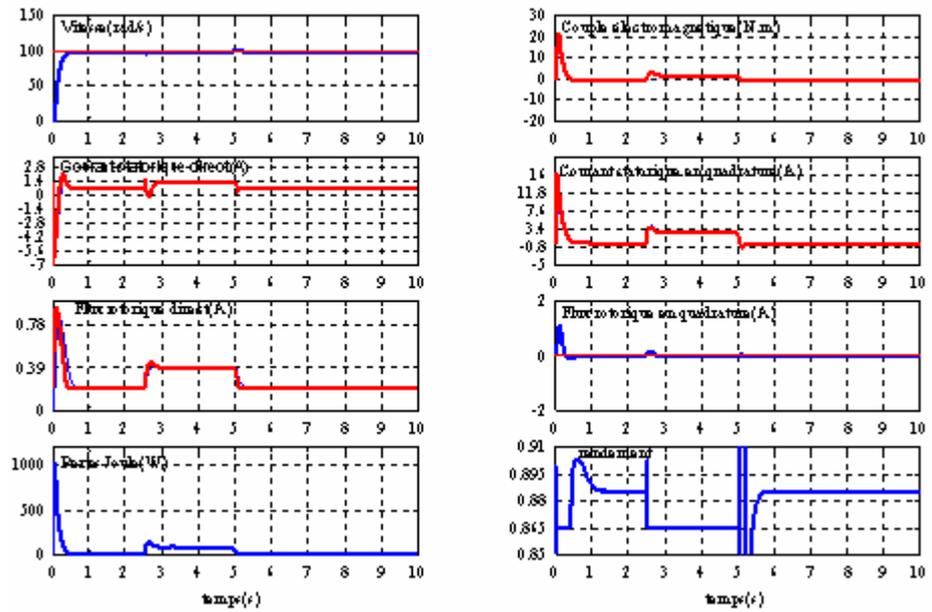


Figure 4.3 Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent- Démarrage à vide et application d'une charge de 2.0 Nm.

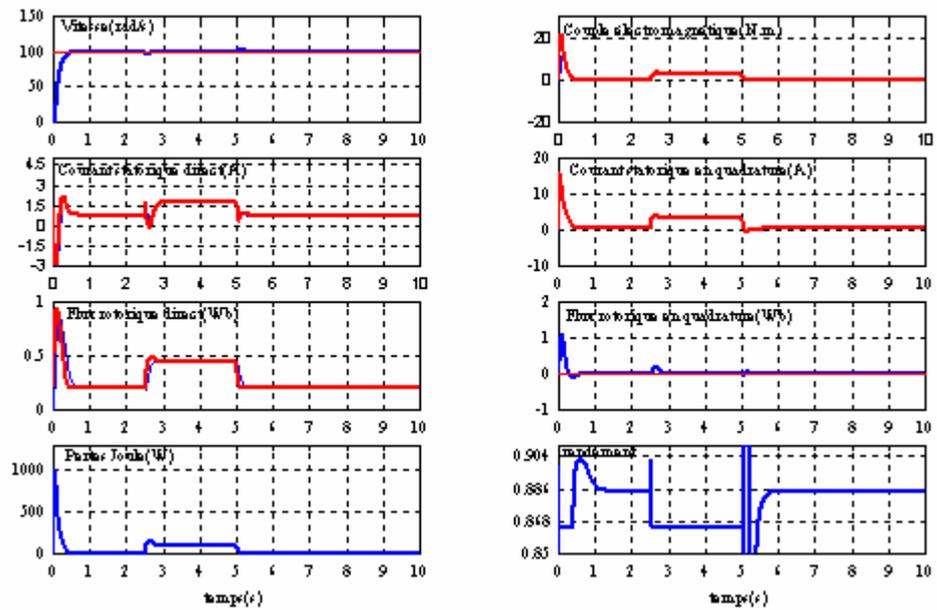


Figure 4.4 Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent- Démarrage à vide et application d'une charge de 2.5 Nm.

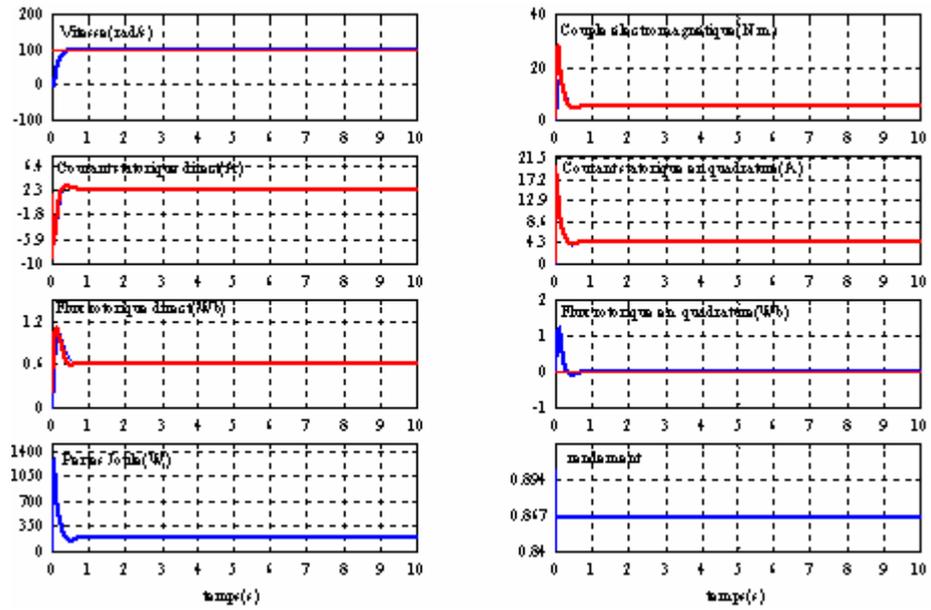


Figure 4.5 Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent- Démarrage à 50% de la charge nominale.

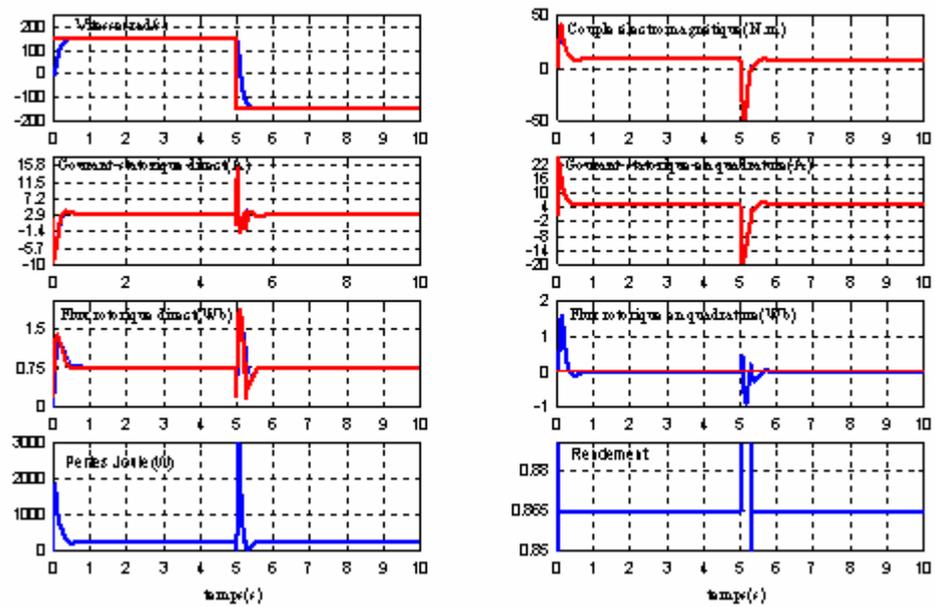


Figure 4.6 Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent- Démarrage à 75% de la charge nominale et inversion de vitesse à $t=5s$.

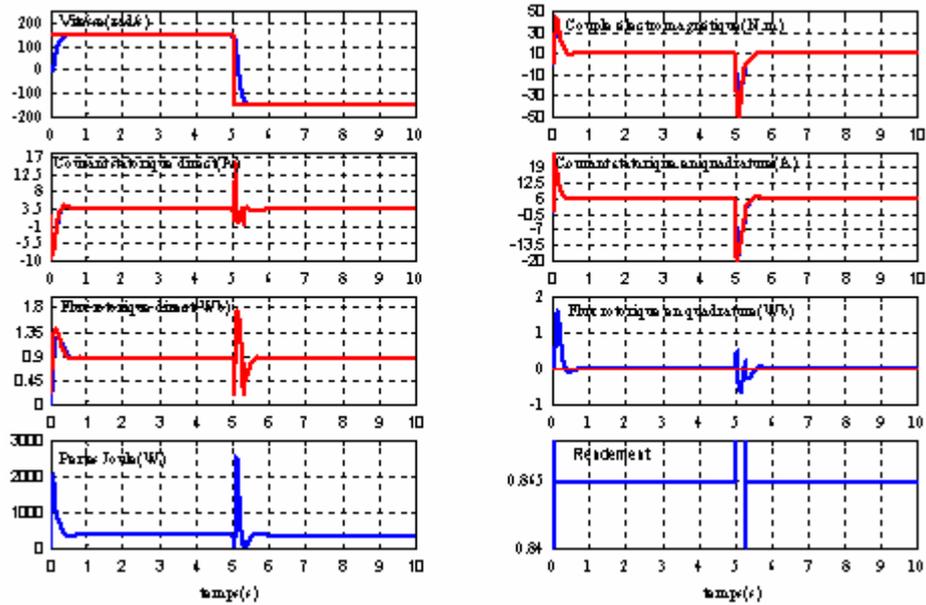


Figure 4.7 Fonctionnement à flux optimisé pour le régime permanent- Démarrage à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse à $t=5s$.

4.7 Comparaison des résultats avec la méthode classique

Pour prouver l'efficacité de cette méthode d'optimisation, nous comparons les résultats de simulation avec ceux obtenus par la méthode vectorielle classique.

Les figures 4.8, 4.9, 4.10, représentent les courants statoriques direct et en quadrature. Pendant le fonctionnement à 20% et 25% de la charge, nous remarquons que le courant direct a une valeur réduite de plus de la moitié en régime permanent relativement à celle de la commande classique. Cette valeur est égale respectivement à 1.4A et à 1.8A en charge et prend une valeur plus faible, de l'ordre de 0,75A quand la machine est à vide.

Une autre comparaison est faite autour de la cinquième seconde du cycle, instant correspondant à un changement de vitesse de 150rd/s à -150rd/s. Les résultats sont présentés dans les figures 4.11 et 4.12.

Nous constatons aussi que plus la charge augmente, plus l'écart entre les courants directs des deux commandes est réduit

Pour avoir un fonctionnement à couple maximum, la machine a besoin soit d'un grand flux, soit d'un grand courant. Comme le flux est maintenu constant dans le cas de la commande classique, le courant en quadrature i_{qs} ne sera pas important. Par contre, la méthode optimale maintient le niveau de flux le plus bas possible d'où la nécessité d'une valeur importante du courant pour compenser la faiblesse du flux.

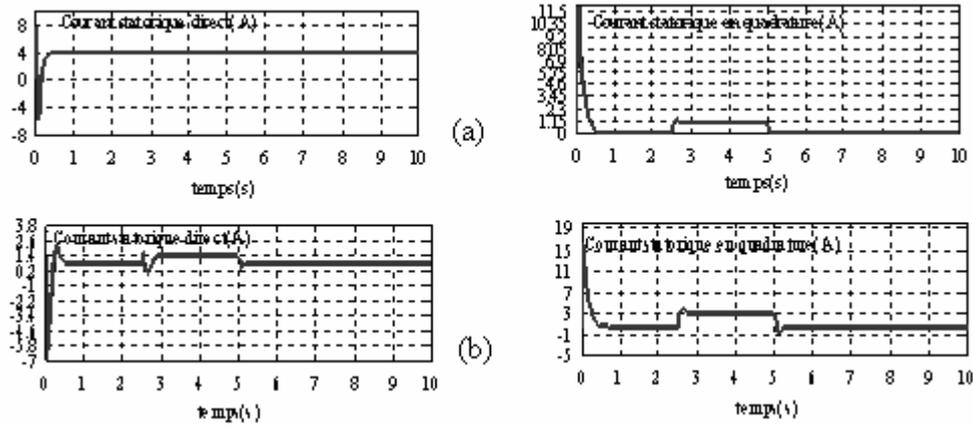


Figure 4.8 Comparaisons des courants direct et en quadrature pour un démarrage à vide et application d'une charge de 2.0 Nm.
 a/Fonctionnement classique à flux constant.
 b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

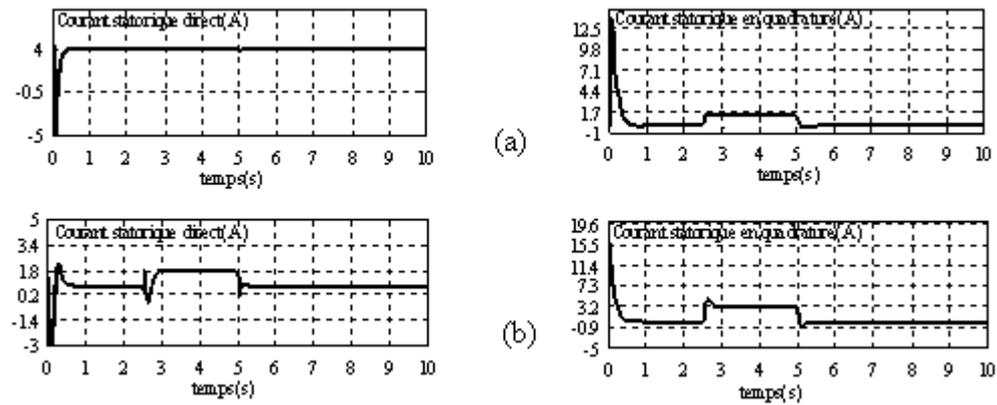


Figure 4.9 Comparaisons des courants direct et en quadrature pour un démarrage à vide et application d'une charge de 2.5Nm.
 a/Fonctionnement classique à flux constant.
 b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

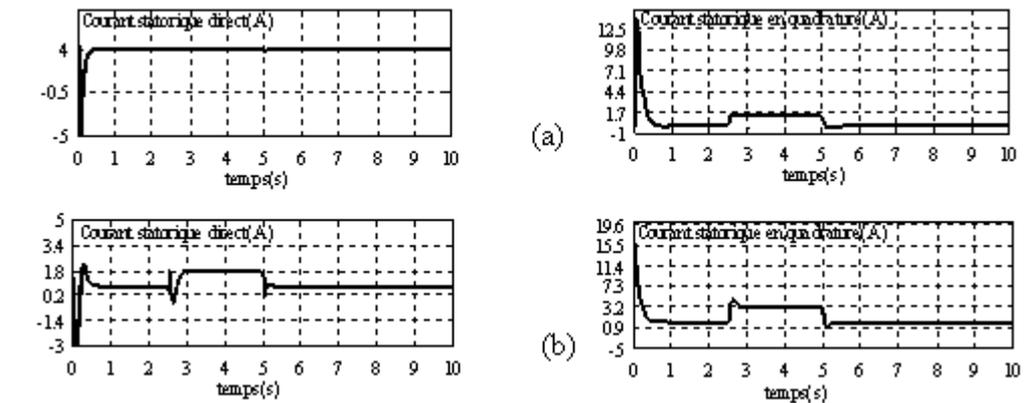


Figure 4.10 Comparaisons des courants direct et en quadrature pour un fonctionnement à 50% de la charge nominale
 a/Fonctionnement classique à flux constant.
 b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

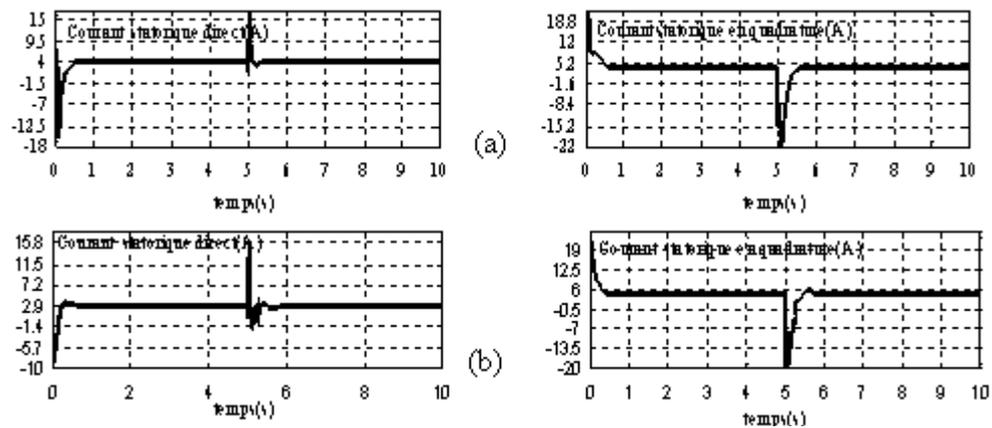


Figure 4.11 Comparaisons des courants direct et en quadrature pour un fonctionnement à 75% de la charge nominale et inversion du sens de rotation
 a/Fonctionnement classique à flux constant.
 b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

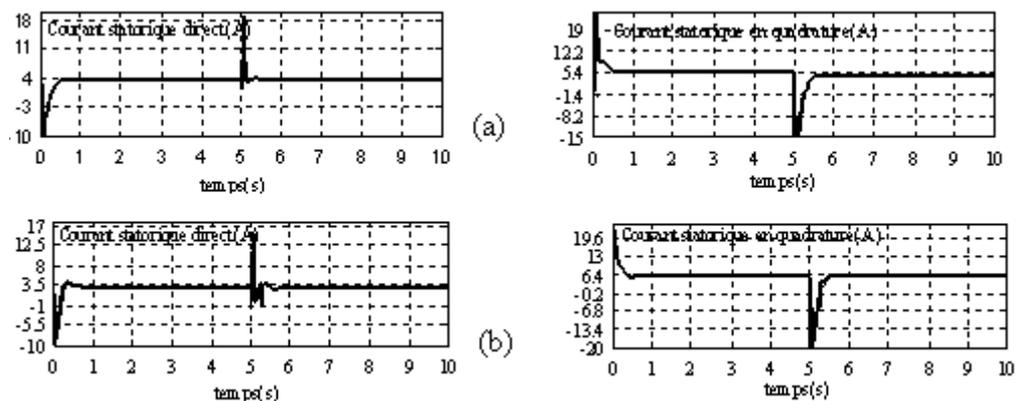


Figure 4.12 Comparaisons des courants direct et en quadrature pour un fonctionnement à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse.
 a/Fonctionnement classique à flux constant.
 b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

Les figures 4.13, 4.14, 4.15 et 4.16 donnent les pertes et le rendement pour plusieurs charges et consignes de vitesse. Nous avons fait un agrandissement de ces courbes pour mieux illustrer la minimisation en régime permanent. Nous remarquons ainsi que la méthode d'optimisation proposée présente des valeurs réduites des pertes pour des charges inférieures à 25% de la charge nominale. Pour le rendement, il est maintenu à une valeur élevée quelque soit la charge dans le cas du fonctionnement à flux optimisé. La commande classique présente un mauvais rendement quand la machine est à très faible charge ou à vide.

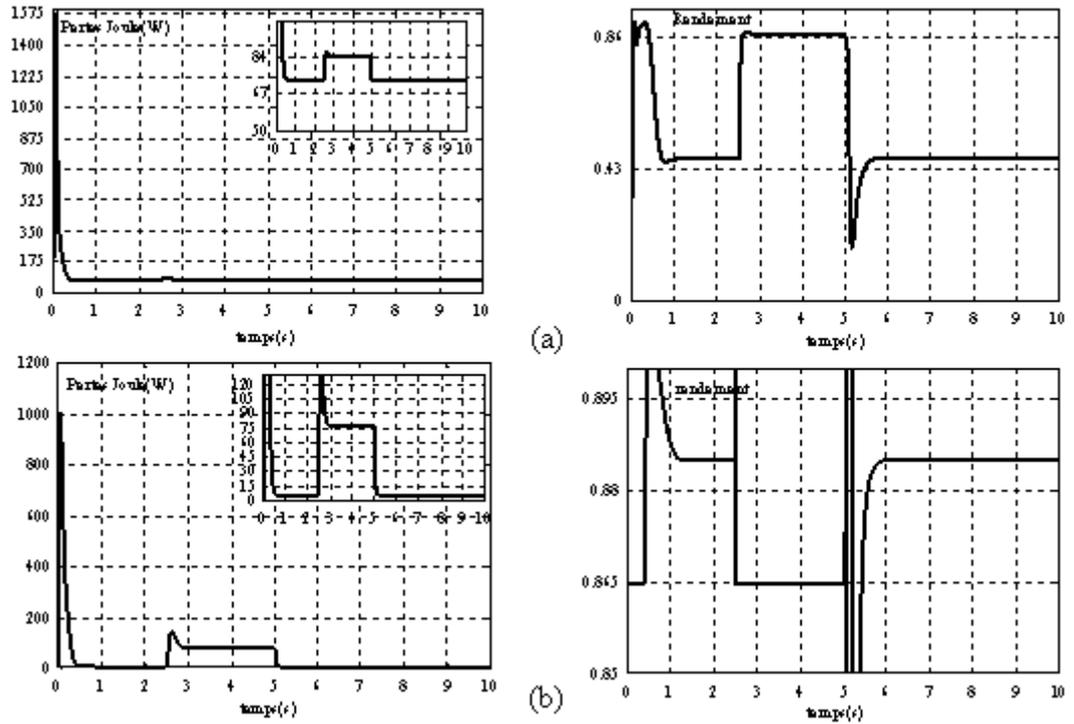


Figure 4.13 Comparaisons des pertes et du rendement pour un démarrage à vide et application d'une charge de 2 Nm
 a/Fonctionnement classique à flux constant.
 b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

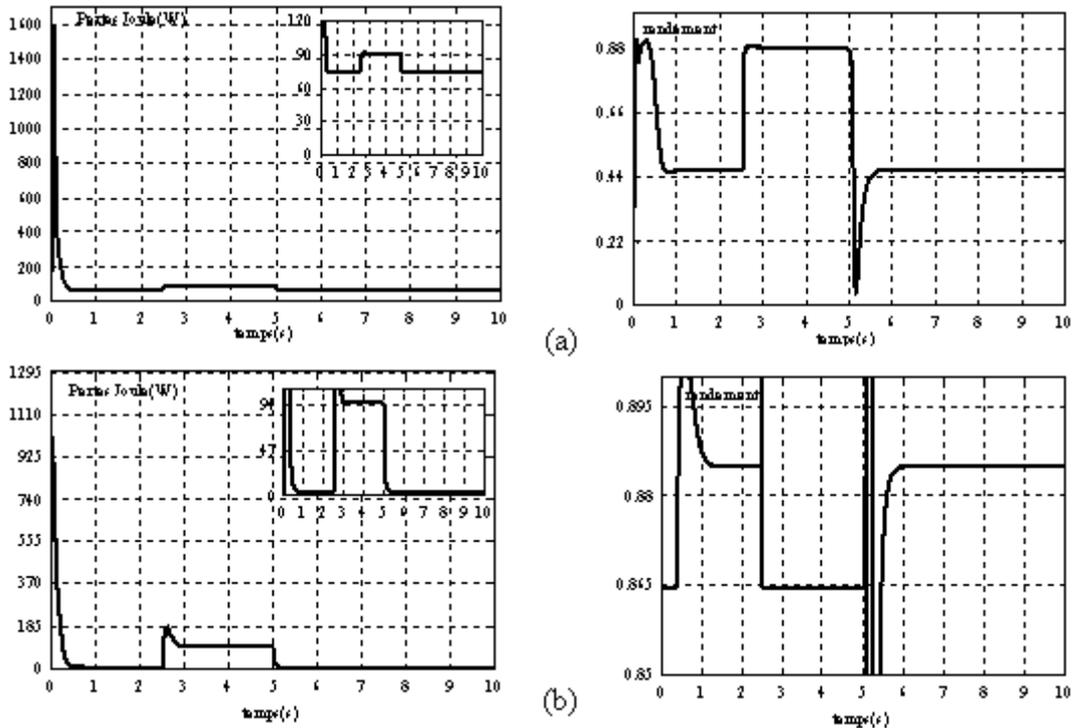


Figure 4.14 Comparaisons des pertes et du rendement pour un démarrage à vide et application d'une charge de 2.5 Nm
 a/Fonctionnement classique à flux constant.
 b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

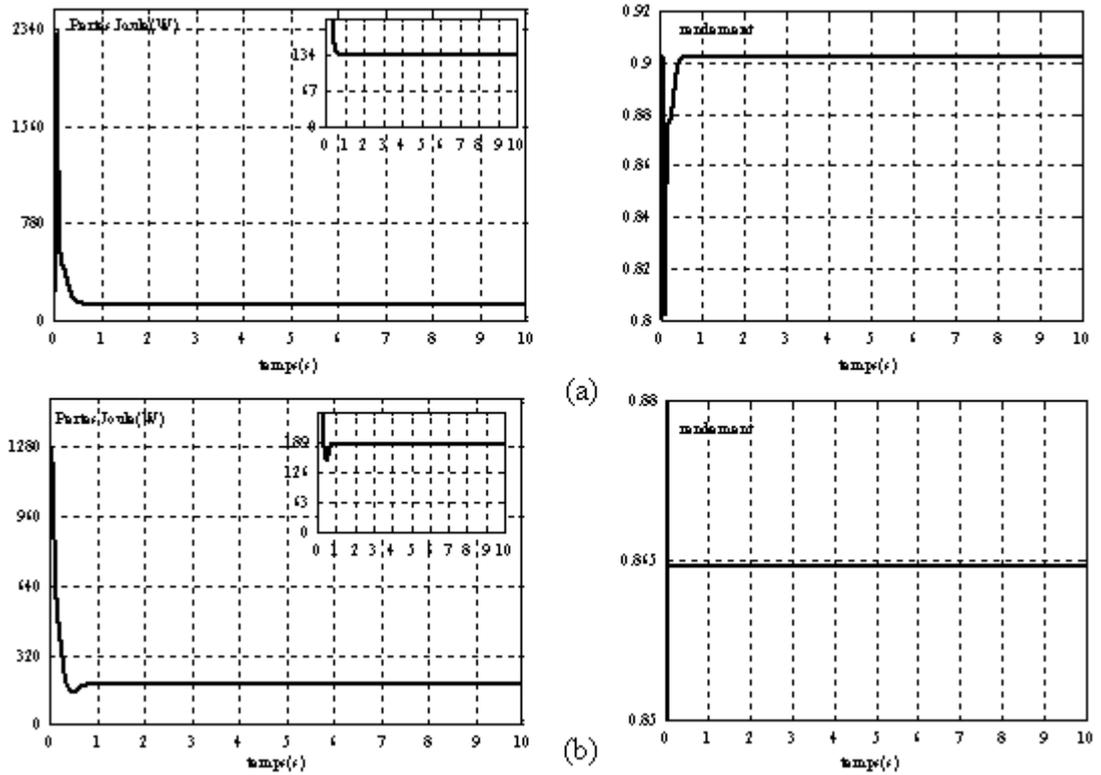


Figure 4.15 Comparaisons des pertes et du rendement pour un fonctionnement à 50% de la charge nominale.

a/Fonctionnement classique à flux constant.

b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

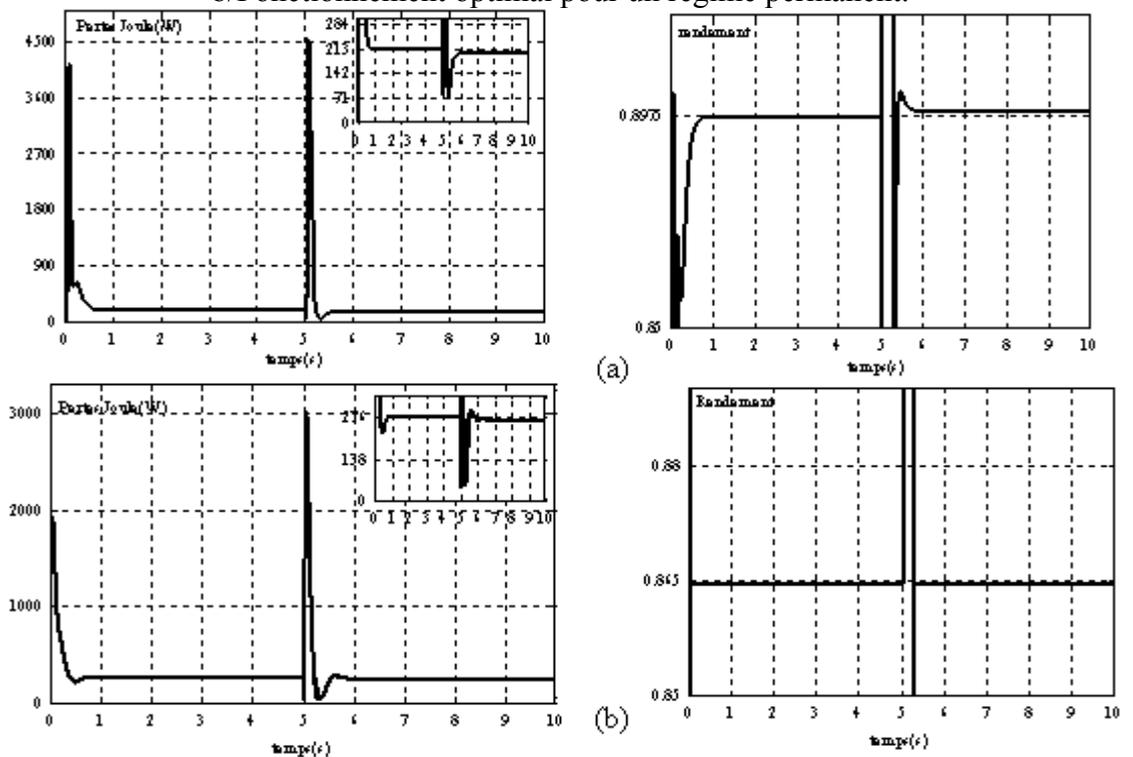


Figure 4.16 Comparaisons des pertes et du rendement pour un fonctionnement à 75% de la charge nominale et inversion de vitesse.

a/Fonctionnement classique à flux constant.

b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

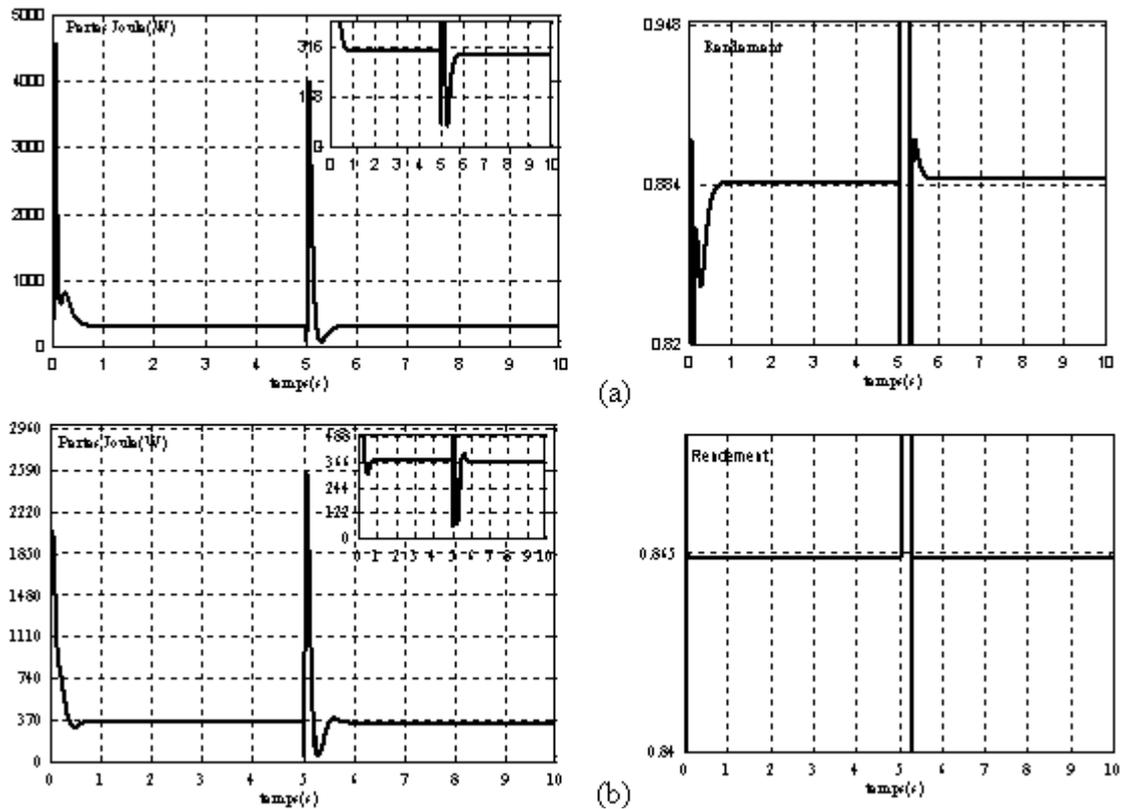


Figure 4.17 Comparaisons des pertes et du rendement pour un fonctionnement à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse.
 a/Fonctionnement classique à flux constant.
 b/Fonctionnement optimal pour un régime permanent.

4.8 Minimisation des pertes par la programmation dynamique

4.8.1 Approche diviser pour régner

L'approche diviser pour régner, consiste à séparer un problème de taille n en 2 problèmes de tailles inférieures et ainsi de suite jusqu'à ce que l'on arrive à des problèmes de taille 1. Cette approche trouve sa limite lorsque l'on divise le problème en 2, mais que l'on effectue les mêmes traitements sur les deux sous ensembles : c'est le recouvrement. Il faudra alors utiliser la programmation dynamique.

4.8.2 Programmation dynamique

Ce terme provient du fait que la méthode a d'abord été appliquée à l'optimisation des systèmes dynamiques, c'est à dire des systèmes évoluant au cours du temps et dont l'évolution peut être contrôlée par des variables de décision.

Parmi les approches numériques de résolution de problèmes de commande des systèmes dynamiques, la Programmation Dynamique occupe sans aucun doute une place à part. En effet, elle ne peut être vue comme un simple algorithme, mais plutôt comme un principe général applicable à de nombreux problèmes d'optimisation avec contraintes, linéaires ou non linéaires à variables continues ou discrètes, mais possédant une certaine propriété dite de décomposabilité. Cette propriété, seule contrainte imposée, conduit à une démarche de résolution par récurrence et fait de la programmation dynamique une méthode extrêmement puissante dont le champ d'application est très large [80]. Parmi ces potentialités, nous pouvons citer :

- Méthode globale permettant de trouver l'extremum d'un problème non convexe.
- Prise en compte de discontinuités et de non différentiabilités
- Prise en compte de nombreuses contraintes sur l'état et sur la commande
- Résolution de problèmes mixtes à variables réelles et entières
- Prise en compte de l'aspect stochastique des systèmes.

4.8.3 Principes algorithmiques

La programmation dynamique désigne aussi bien une méthode de résolution numérique qu'une méthode théorique pour l'analyse et la résolution analytique de problèmes d'optimisation. Elle offre une approche unifiée pour la résolution des problèmes d'optimisation multi-étape avec ou sans incertitudes [81]. Les fondements de cette théorie opérant par phase (ou séquences), reposent sur le principe d'optimalité de Bellman: "*Une politique optimale a la propriété qu'à un instant donné, quelques soient l'état initial et la décision initiale, les décisions restantes doivent constituer une politique optimale vis-à-vis de l'état résultant de la première décision*" [82].

Ce principe peut être résumé par: *Toute solution optimale ne peut être formée que par des solutions partielles optimales.*

Cette approche est basée sur la décomposition directe du problème en utilisant la notion de décision multi-étape et sur l'énumération implicite des solutions. Pour cela, la trajectoire optimale est divisée en un certain nombre de tronçons (sous-trajectoires). L'examen des variations s'effectue alors sur chacun des tronçons. Le grand avantage réside dans la recherche de la trajectoire optimale qui est en fait une démarche proche du calcul numérique. On peut contourner certaines difficultés analytiques causées par les non-linéarités, les limites ou les discontinuités [80].

En particulier, si nous devons résoudre un problème d'optimisation par la programmation dynamique, il est essentiel qu'il existe un lien entre les solutions optimales des sous-problèmes et la solution optimale du problème lui-même [83].

D'un point de vue calcul, l'algorithme effectuera une même suite d'opérations sur des données différentes.

4.8.4 Contraintes sur les variables

La programmation dynamique permet en particulier la résolution de problèmes de commande optimale de systèmes non linéaires à dynamique discrète ou discrétisée, soumis à des contraintes sur l'état et la commande.

La présence des contraintes d'état et de commande réduit la gamme des valeurs à rechercher et simplifie de ce fait les calculs exigés.

Sur l'état : Dans la Programmation Dynamique, l'état est défini comme l'information nécessaire est suffisante pour la prise de décision optimale à chaque étape [84]. L'état de notre système est représenté par le flux rotorique φ_r est limité comme suit:

$$0 < (\varphi_r)_{\min} \leq \varphi_r \leq (\varphi_r)_{\max} = (\varphi_r)_{\text{nom}} \quad (4.19)$$

Selon cette relation, nous avons choisi la valeur maximale du flux rotorique $(\varphi_r)_{\max}$ égale au flux nominal utilisé par la stratégie du contrôle vectoriel à flux constant. La détermination de la valeur du flux minimal $(\varphi_r)_{\min}$ nécessite la prise en compte d'autres variables d'état. Elle sera calculée plus tard à partir de la relation (4.25).

Sur la commande: La commande définie par la grandeur, u doit être comprise entre deux limites u_{\min} et u_{\max} . Dans le cas de notre système la grandeur de commande c'est le courant statorique. Nous limitons l'amplitude du courant statorique I_s à une valeur maximale $I_{s\max}$, correspondant au courant maximum que peut délivrer l'onduleur.

En fonction des grandeurs de Park, le courant I_s est exprimé dans le repère $d - q$ par la relation:

$$I_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (4.20)$$

La composante i_{qs} du courant statorique est imposée, d'après l'expression du couple (4.18), par le choix du flux φ_r et du couple désiré. Donc de (4.20) nous pouvons écrire :

$$i_{ds\ max} = u_{max} = \sqrt{(I_s)_{max}^2 - i_{qs}^2} \quad (4.21)$$

En remplaçant le courant i_{qs} par sa valeur tirée de (4.3), nous obtenons :

$$i_{ds\ max} = u_{max} = \sqrt{(I_s)_{max}^2 - \frac{C_{em}^2 L_r^2}{P^2 M^2 \varphi_r^2}} = -u_{min} \quad (4.22)$$

Nous rajoutons à cela une autre contrainte sur l'état exprimé par la relation suivante:

$$C_{em} \leq p \left(\frac{M}{L_r} \right) (\varphi_r)_{max} (i_{qs})_{max} \quad (4.23)$$

Selon cette expression, nous pouvons dire que la commande en vitesse peut demander un couple jusqu'à $(C_{em})_{max}$, au quel nous aurons :

$$X_{max} = (\varphi_r)_{max} \quad (4.24)$$

A chaque instant t , on doit pouvoir imposer le couple désiré $C_{em}(t)$. Or le courant $|i_{qs}|$ ne peut pas dépasser la valeur $(i_{qs})_{max}$, d'où d'après l'équation (4.23):

$$X_{min}(t) = \frac{|C_{em}(t)L_r|}{PM(i_{qs})_{max}} \quad (4.25)$$

Avec :

$$|C_{em}| \leq (C_{em})_{max}, \text{ et } X_{min} \geq 20\% (\varphi_r)_{max} \quad (4.26)$$

Contrainte sur les valeurs initiale et finale de l'état: Pour que l'optimisation soit faite sur tous les cycles de fonctionnement de durée T , il faut que les valeurs initiale et finale de l'état soient identiques d'où :

$$\varphi_r(t=0) = \varphi_r(T) \quad (4.27)$$

$$\varphi_r(n=0) = \varphi_r(n=N) \quad (4.28)$$

4.8.5 Optimisation des systèmes dynamiques

Il s'agit de l'optimisation de systèmes dont l'évolution au cours du temps est régie par une équation d'état dont le comportement peut être modifié par l'intermédiaire de variables de décision (encore appelées variable de contrôle ou de commande). Ce problème apparaît dans de nombreux domaines (planification en économie, commande optimale en automatique, etc.) et a donné lieu à de très nombreuses applications.

On suppose que le système étudié peut être caractérisé à tout instant t par la donnée d'un vecteur d'état E de dimension m .

On suppose, d'autre part que l'on peut agir sur le système seulement à certains instants, $t_0, t_1, t_2, \dots, t_n$ par l'intermédiaire de variables (ou de vecteurs) de décision x_1, x_2, \dots, x_n .

Le comportement du système est alors défini par la donnée des fonctions de transition h_1, h_2, \dots, h_n , où, pour tout $i=1, 2, \dots, n$;

$H(\bar{x}_i, E_{i-1})$ donne l'état E_i dans lequel arrive le système à l'instant t_i , en partant de l'état E_{i-1} à l'instant t_{i-1} et en appliquant la valeur à la variable (ou au vecteur) de décision x_i .

D'autre part à chaque décision x_i prise à l'instant t_{i-1} , lorsque le système est dans l'état E_{i-1} , est associé un coût $C_i(x_i, E_{i-1})$

partant de l'état E_0 à l'instant t_0 , on veut amener le système dans un sous-ensemble d'état E_t (cible) à l'instant t_n , tout en minimisant le coût total.

Pour un ensemble de décisions x_1, \dots, x_n donné, l'état final du système sera : $g(x_1, \dots, x_n)$ défini par :

$$\begin{cases} E_1 = h_1(x_1, E_0) \\ E_2 = h_2(x_2, E_1) \\ \vdots \\ E_n = h_n(x_n, E_{n-1}) \\ g(x_1, \dots, x_n) \end{cases}$$

et le coût total correspondant sera $f(x_1, \dots, x_n)$ défini par :

$$f(x_1, \dots, x_n) = C_1(x_1, E_0) + C_2(x_2, E_1) + \dots + C_n(x_n, E_{n-1})$$

Une telle fonction étant évidemment décomposable, on pourra appliquer un algorithme de programmation dynamique au problème:

$$F^*(E) = \text{Min}.f(x_1, \dots, x_n), \text{ sous la contrainte: } g(x_1, \dots, x_n) \in E_t$$

L'équation de récurrence de la programmation dynamique s'écrit alors :

$$\forall E \quad F_n(E) = \text{Min}\{C_n(x_n, E)\}$$

puis pour $1 \leq i \leq n-1$:

$$\forall E : F_n(E) = \text{Min}\{C_i(x_i, E) + F_{i+1}(h_i(x_i, E))\}$$

$$F^* = F_I(E_0)$$

4.8.6 Organisation du programme

De manière générale, la programmation dynamique peut être qualifiée de méthode de décomposition directe. Le problème de commande peut alors être vu comme un problème de décision multi étapes constitué de N sous problèmes de décision à une seule étape connectés en série.

Nous considérons un cycle de fonctionnement de 10s que nous décomposons en N étapes, chaque étape est numérotée avec l'indice n, $n = 1, 2, 3, \dots, N$. L'état X qui correspond au flux dans notre cas, peut prendre plusieurs valeurs variant entre un flux minimum et un flux maximum à la fin de chaque étape. La marge de valeurs correspondantes au niveau de flux dans la machine est définie par l'équation (4.19).

La valeur maximum de l'état X_{max} de l'état correspond au flux nominal quant à l'état minimum X_{min} il est calculé à partir de la relation (4.25). Nous pouvons aussi décomposer la marge $[X_{min} \rightarrow X_{max}]$ en M subdivisions qui correspondraient à $M+1$ état possible à la fin de chaque étape. Nous utilisons m comme indice représentant le numéro de l'état avec : $m \in [0, 1, \dots, M]$. A l'exception de l'étape finale, à la fin d'une étape donnée s , les valeurs possibles de l'état X sont :

$$X(m, s) = \frac{X_{max} - X_{min}}{M} m + X_{min} \quad (4.29)$$

Dans la figure (4.18) nous donnons la configuration de la matrice de l'état $X(M+1, N+1)$, ou sont représentés les subdivisions de l'état à la fin de chaque étape, ainsi que les contraintes sur les valeurs initiales et finales. Les contraintes sur les valeurs initiales et finales et qui valent $X(i, 0)$ sont prises en considération dans la matrice.

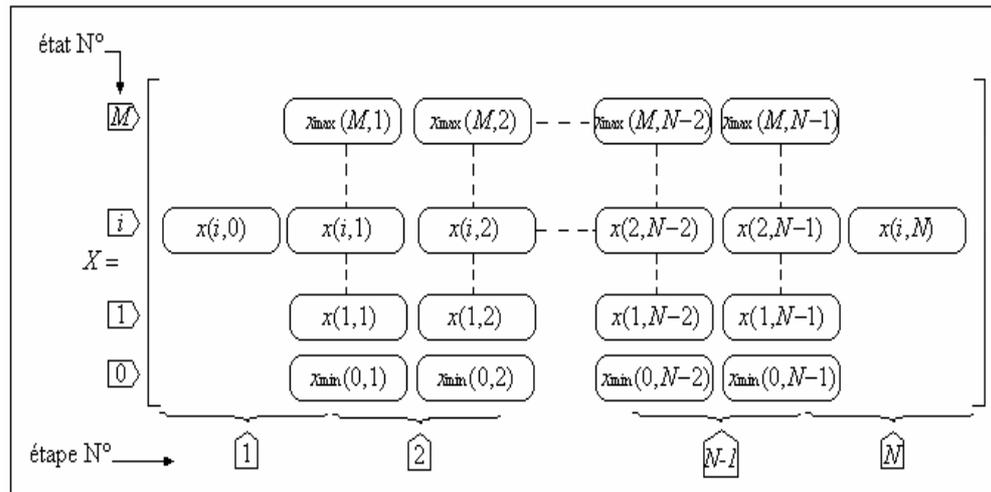


Figure 4.18 Présentation matricielle de l'état [19]

4.8.7 Optimisation des étapes

L'optimisation comme c'est déjà indiqué se déroule en plusieurs étapes :

4.8.7.1 Optimisation de l'étape 1

En partant de l'état initial $X(i,0)$, le programme calcule les coûts pour arriver à l'état $X(m,1)$. Cette opération est effectuée pour toute la marge de valeurs [$X_{min} \rightarrow X_{max}$]. Les coûts calculés seront ensuite mémorisés par le programme dans une autre matrice appelée matrice des coûts $C(M+1,N)$. La figure (4.19) schématise les $M+1$ éléments de la première colonne de cette matrice. Ces éléments sont calculés de la manière suivante : $C(m,1) =$ Le coût correspondant à la trajectoire allant

de l'état initial $(X(i,0))$ à l'état $X(m,1)$

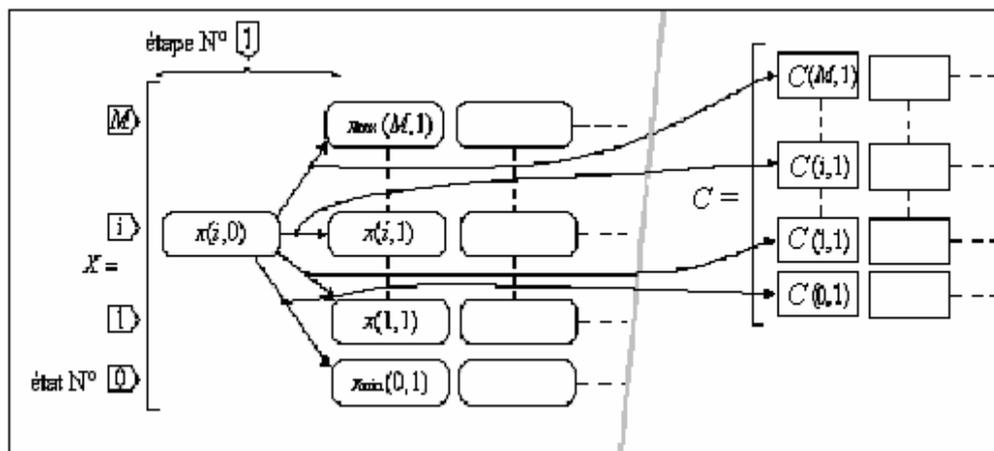


Figure 4.19 Construction de la première colonne de la matrice de coût C [19]

Le programme mémorise aussi la position de l'état de départ permettant d'obtenir le coût minimal. Cette position est placée dans une matrice $I(M+1, N)$ appelée matrice des indices.

Pour cette étape d'optimisation, nous avons $I(m, I) = i$ pour toutes les valeurs que peut prendre l'état X . La recherche du courant minimal n'aura pas lieu lors du traitement de cette étape. Une représentation de la première colonne de la matrice des indices est donnée par la figure 4.20.

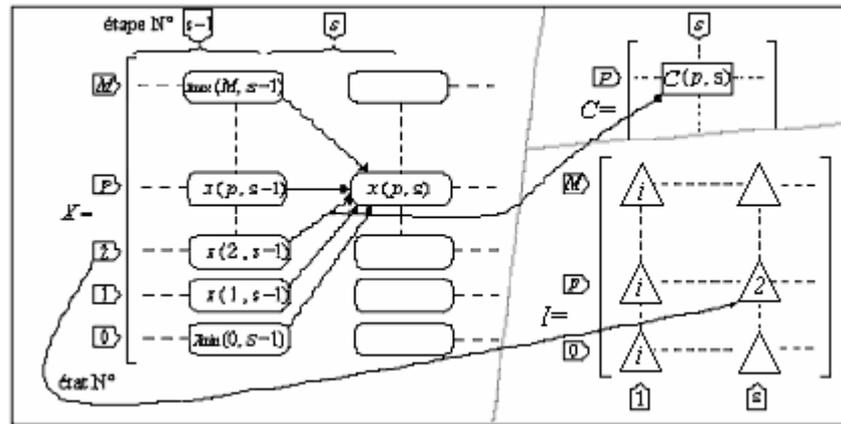


Figure 4.20 Construction de la matrice des indices I et celle du coût C pour l'état p et une étape s [19]

4.8.7.2 Optimisation de l'étape n

En commençant par l'étape 2, le programme doit calculer les coûts minimums étape par étape et pour chaque état obtenu à partir d'une étape précédente. Il est à souligner que, tous les états intermédiaires possibles doivent être envisagés, car nous ne savons pas à l'avance par lequel passera la trajectoire optimale. Pour mieux illustrer cette opération, nous considérons sur la figure (4.20) un état p et une étape s de l'arrivée à l'état $X(p, s)$, nous calculons les coûts de tous les états $X(m, s-1)$ de l'étape précédente.

Parmi ces états, nous considérons que c'est l'état de départ $X(2, s-1)$ qui assure le minimum de coût. Ce coût une fois calculé sera mémorisé par le programme dans $C(p, s)$. Dans $I(p, s)$ sera stocké la position de départ "2".

Ainsi, nous pouvons conclure qu'à partir de l'étape 2 et pour une étape quelconque $s, (2 \leq s \leq N)$, la matrice des coûts est obtenue de la façon suivante :

$C(m,s)$ = Coût minimum pour arriver à l'état $X(m,s)$ à partir de l'un des états possibles de l'étape précédente $s-1$

Pour la matrice des indices I , nous écrivons :

$I(m,s)$ = position de l'état $p-1$ qui assure le coût minimum nécessaire pour arriver à l'état $X(m,s)$

Le niveau de l'état de l'étape $s-1$ qui assure les pertes minimales nécessaires pour arriver à l'état $X(m,s)$ avec $m = 0,1,\dots,M$.

L'optimisation est effectuée étape par étape. Les résultats obtenus à la fin de chaque étape seront mémorisés pour être utilisés à l'optimisation d'une étape postérieure.

Le coût total minimisé obtenu à la fin de l'optimisation, sera stocké dans $C(i,N)$ de la matrice des coûts.

La trajectoire optimale de l'état X , qui est pour nous le niveau de flux, est déduite à partir de la matrice I dans le sens inverse de l'optimisation. En effet, cette trajectoire se retrouve à partir de la relation de récurrence suivante :

$$\{X_{opt}(N) = I(i, N) \quad (4.27)$$

$$\{X_{opt}(n) = I(X_{opt}(n+1), n)$$

Avec: $n = N-1, N-2, \dots, 1, 0$.

De cette équation, nous obtenons le vecteur des indices optimaux X_{opt} de dimension N . Pour atteindre le but final et arriver à la trajectoire de flux optimal recherchée $\varphi_{r(opt)}$, il ne nous reste qu'à utiliser l'équation suivante pour calculer le vecteur de ce flux à partir du vecteur X_{opt} .

$$\varphi_{r(opt)} = \frac{X_{\max} - X_{\max}(n)}{M} X_{opt}(n) + X_{\min} \quad (4.28)$$

4.8.8 Application de la programmation dynamique à la minimisation des pertes

Dans ce paragraphe nous présentons l'application de la Programmation dynamique à l'optimisation de la somme des pertes par Effet joule exprimée par la relation (4.15).

Comme c'est déjà indiqué dans les paragraphes précédents, la Programmation Dynamique opère étape par étape en utilisant le principe d'optimalité. De ce fait, l'intervalle de temps est subdivisé en N étapes et dans chacune des étapes nous devons examiner toutes les trajectoires possibles que peut prendre le flux φ_r afin d'optimiser les conditions de fonctionnement et de sélectionner la trajectoire qui minimise le critère choisi.

L'application de cette approche nécessite la connaissance des trajectoires du couple et de la vitesse. Nous commençons donc par la définition de la consigne de vitesse souhaitée et du couple de charge à appliquer. L'optimisation donne, à la fin, le vecteur φ_{ropt} de N éléments contenant la trajectoire optimale du flux rotorique φ_r .

La connaissance de ces consignes constitue un inconvénient pour la méthode en plus de la grande capacité mémoire qu'elle exige. En effet, l'application de la méthode nécessite la mémorisation des résultats intermédiaires.

Les commandes optimales doivent être mémorisées pour chaque état et à chaque instant. La possession de ces renseignements peut cependant être un avantage lorsque l'on doit adapter la commande à un changement brusque de l'état du système.

4.8.9 Résultats de simulation de l'optimisation par la programmation dynamique

Nous avons effectué les mêmes essais que dans la méthode d'optimisation en régime permanent. Les résultats de simulations sont donnés par les figures ci-après. Après avoir simulé ces deux essais, nous effectuerons une comparaison avec la méthode d'optimisation en régime permanent.

D'après les résultats obtenus dans les Figures 4.21, 4.22, 4.23, 4.24 et 4.25, nous constatons que les grandeurs de la machine suivent parfaitement leurs références en régime permanent avec des petites perturbations au transitoire. Le flux évolue en fonction de la charge et sa variation est instantanée en régime transitoire. Ce qui confirme l'avantage de la programmation dynamique qui sélectionne la trajectoire optimale du flux. Nous constatons aussi que le découplage entre le flux et le couple est maintenu. Ces résultats montrent aussi que l'optimisation par la programmation dynamique permet d'obtenir un rendement très élevé, il est de l'ordre de 90%.

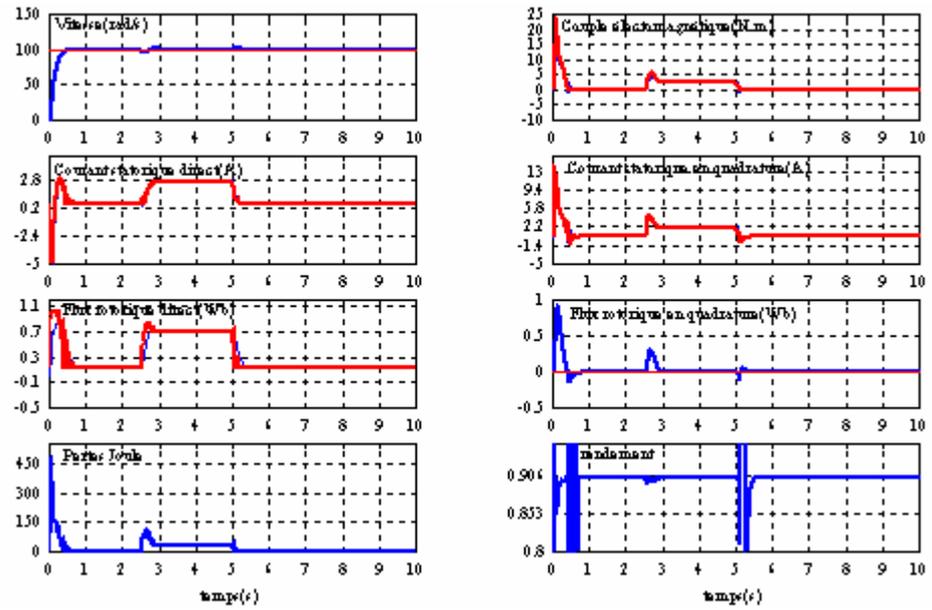


Figure 4.21 Fonctionnement à flux optimisé par la programmation dynamique. Démarrage à vide et application d'un couple de charge égale à 2.5Nm.

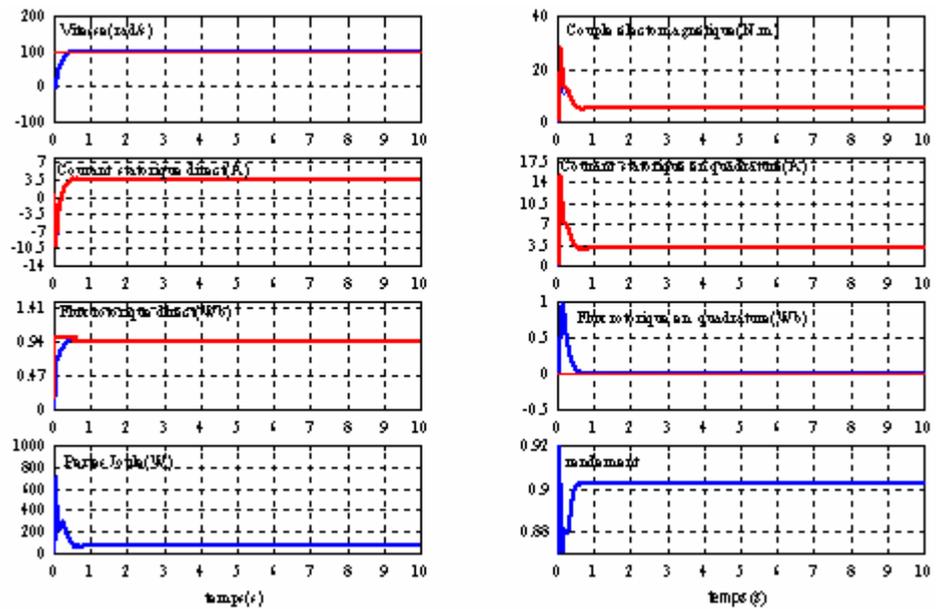


Figure 4.22 Fonctionnement à flux optimisé par la programmation dynamique. Démarrage à 50% de la charge nominale

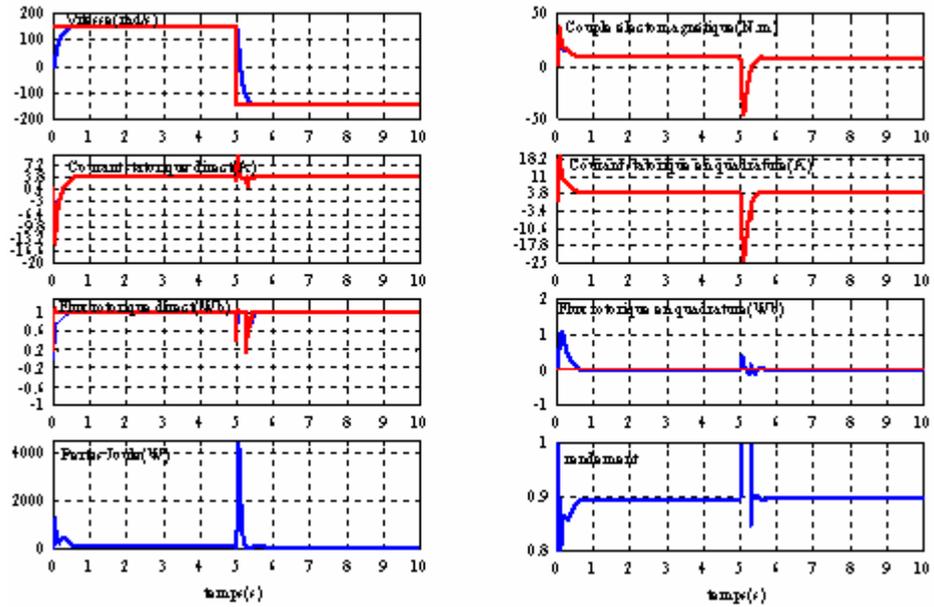


Figure 4.23 Fonctionnement à flux optimisé par la programmation dynamique. Démarrage à 75% de la charge nominale et inversion vitesse à $t=5s$.

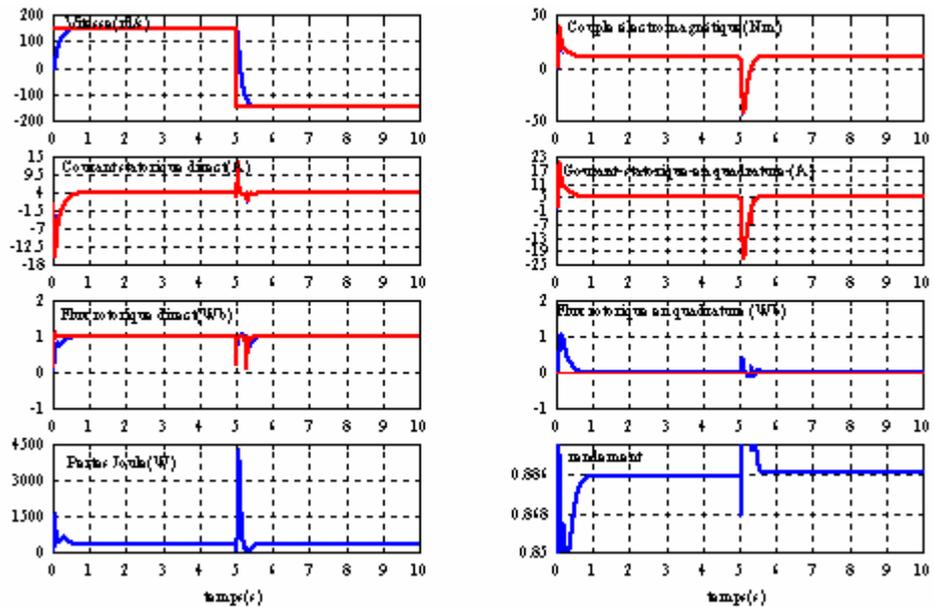


Figure 4.24 Fonctionnement à flux optimisé par la programmation dynamique. Démarrage à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse à $t=5s$.

4.8.10 Comparaison des résultats obtenus par l'optimisation avec ceux des commandes précédentes

Nous présentons dans les figures 4.25, 4.26, 4.27 et 4.28 un agrandissement des pertes et du rendement obtenus à partir de la simulation du fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Ces résultats comparés à ceux obtenus par les commandes à flux constant et à flux optimal pour le régime permanent, prouvent l'efficacité de la méthode. La minimisation des pertes est considérable pour n'importe quelle charge. Cette méthode d'optimisation assure un rendement plus élevé (il est de l'ordre de 90%) que celui obtenu par l'optimisation en régime permanent.

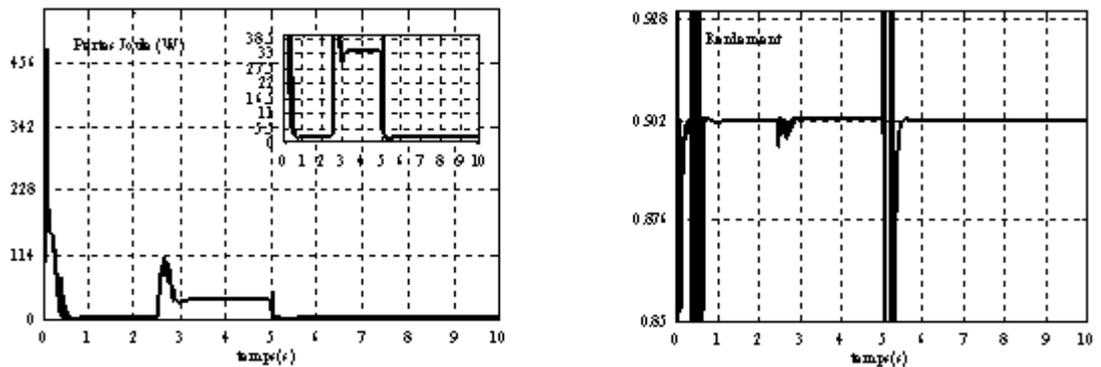


Figure 4.25 Agrandissements des pertes et du rendement pour un fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Démarrage à vide et application d'une charge de 2.5Nm.

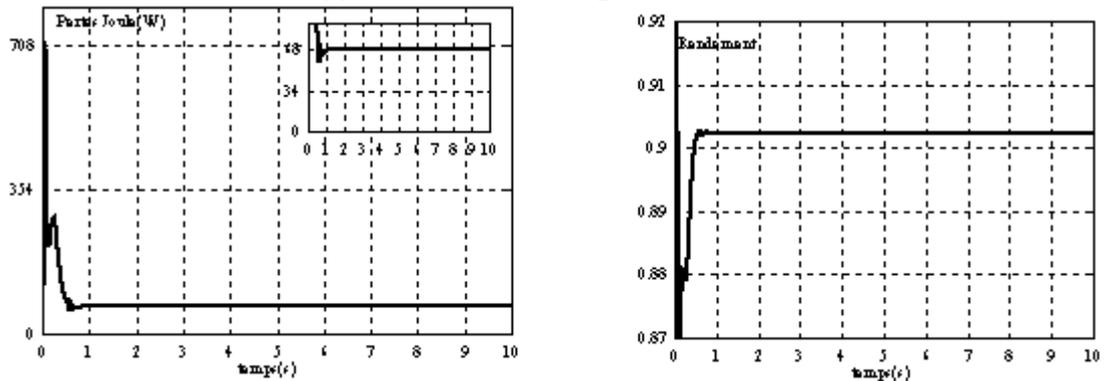


Figure 4.26 Agrandissements des pertes et du rendement pour un fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Fonctionnement à 50% de la charge nominale.

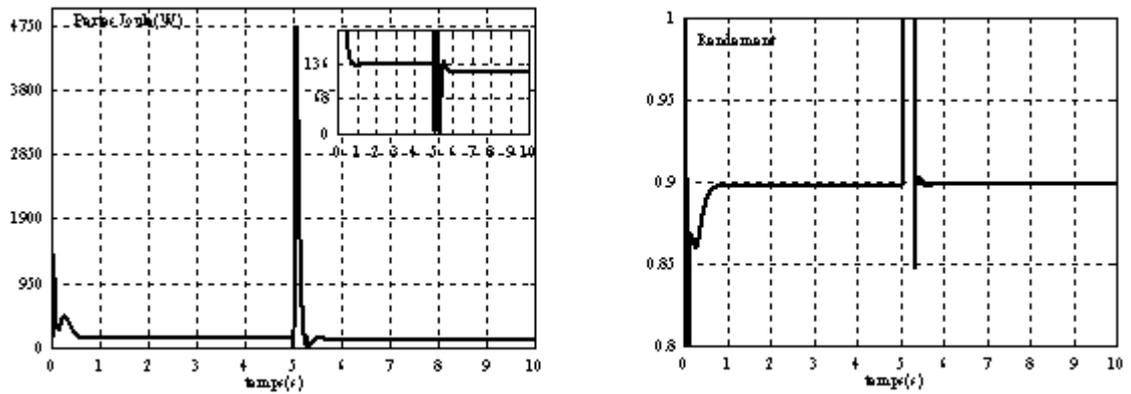


Figure 4.27 Agrandissements des pertes et du rendement pour un fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Fonctionnement à 75% de la charge nominale et inversion de vitesse.

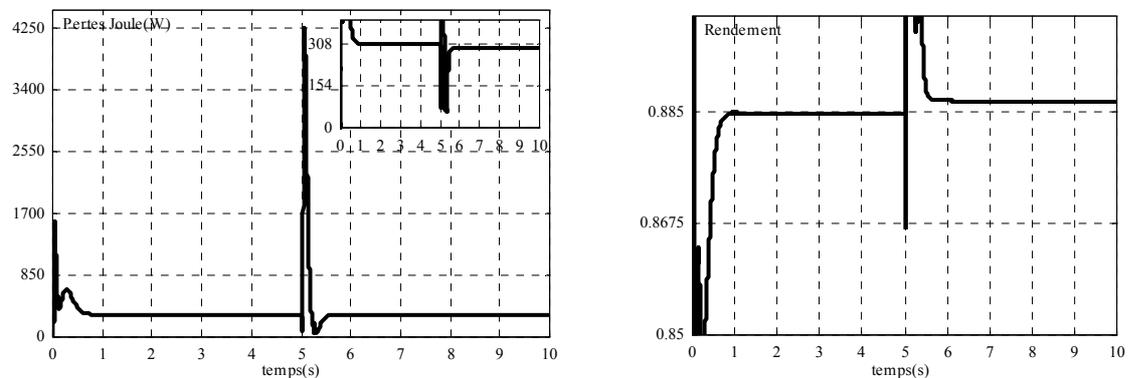


Figure 4.28 Agrandissements des pertes et du rendement pour un fonctionnement optimal par la programmation dynamique. Fonctionnement à 100% de la charge nominale et inversion de vitesse.

4.9 Minimisation du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine à induction

Le deuxième critère que nous proposons d'étudier dans cette partie, c'est le courant statorique. Après l'avoir défini, nous passons à sa minimisation par l'application des mêmes méthodes d'optimisation utilisées pour la minimisation des pertes. Nous effectuerons une minimisation en régime permanent puis en régime quelconque par l'application de la programmation dynamique. Une étude comparative sera faite au fur et à mesure entre ces deux méthodes et la méthode classique à flux constant.

4.9.1 Équation du courant statorique

La relation du courant statorique i_s en fonction du flux rotorique ϕ_r est obtenue, en remplaçant les expressions (3.49) et (3.50) dans la relation (4.20). Nous écrivons alors:

$$i_s = \sqrt{\frac{\varphi_r^2}{M^2} + \frac{C_{em}^2 L_r^2}{p^2 M^2 \varphi_r^2}} \quad (4.29)$$

Le courant statorique sera le deuxième critère que nous proposons pour l'étude dans ce chapitre.

4.9.2 Minimisation du courant statorique en régime permanent

La relation (4.29) du courant statorique peut s'écrire sous la forme [71] [72] [85][86] :

$$i_s = \sqrt{K_1 \varphi_r^2 + \frac{K_2 C_e^2}{\varphi_r^2}} \quad (4.30)$$

Avec :

$$K_1 = \frac{1}{M^2} \text{ et } K_2 = \frac{L_r^2}{p^2 M^2}$$

Le flux optimal qui assure le courant minimal est obtenu en résolvant l'équation de la dérivée première du courant statorique par rapport au flux:

$$\frac{\partial i_s}{\partial \varphi_r} = 0 \quad (4.31)$$

Le flux optimal obtenu est une fonction du couple, sa relation est donnée par:

$$\varphi_{ropt} = K \sqrt{|C_{em}|} \quad (4.32)$$

Avec :

$$K = \left(\frac{K_2}{K_1} \right)^{1/4}$$

Nous avons obtenu la même expression du flux optimal que celle issue de la minimisation des pertes.

4.9.3 Résultat de simulation et interprétation

Le fonctionnement à flux optimal est décrit par les résultats de simulation donnés par les figures (4.29) et (4.30). Le but est d'observer le critère à minimiser ainsi que d'autres paramètres. Les essais que nous considérons sont : un démarrage à vide avec application d'une charge de 10Nm dans l'intervalle de temps 2.5s-5s. Le deuxième essai effectué, est un démarrage en charge pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et inversion de sens de rotation à t = 5s.

Le flux à imposer dans la machine est calculé à partir de l'expression (4.32). Ces résultats montrent que toutes les grandeurs de la machine suivent parfaitement leurs références. Nous constatons aussi que le découplage entre le flux et le couple est réalisé. La réponse du flux montre que ce dernier n'est pas constant, mais il évolue en fonction de la charge.

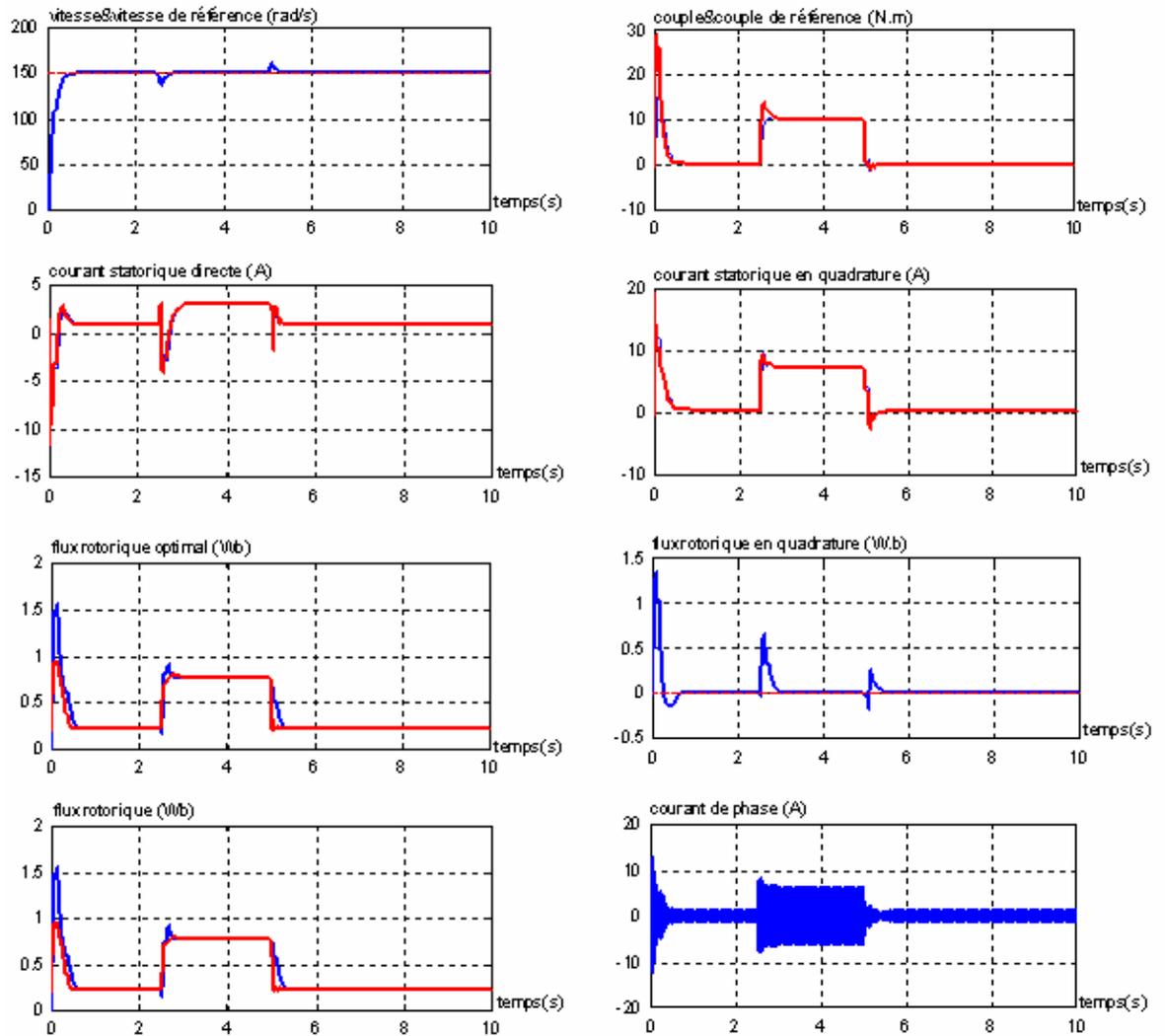


Figure 4.29 Résultats de simulation de la commande vectorielle à flux optimal avec un démarrage à vide, une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'une perturbation à $t=2.5s$

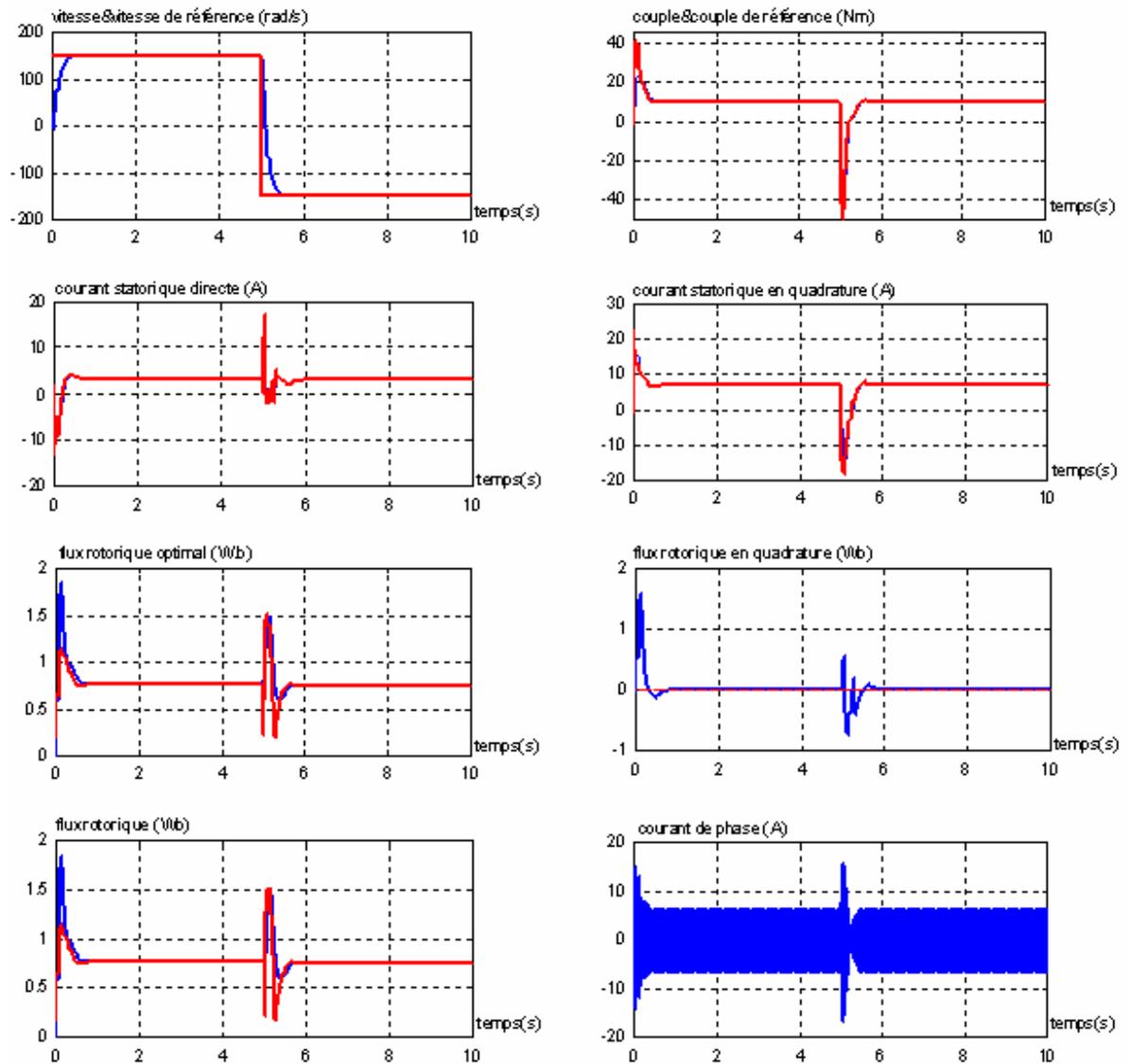


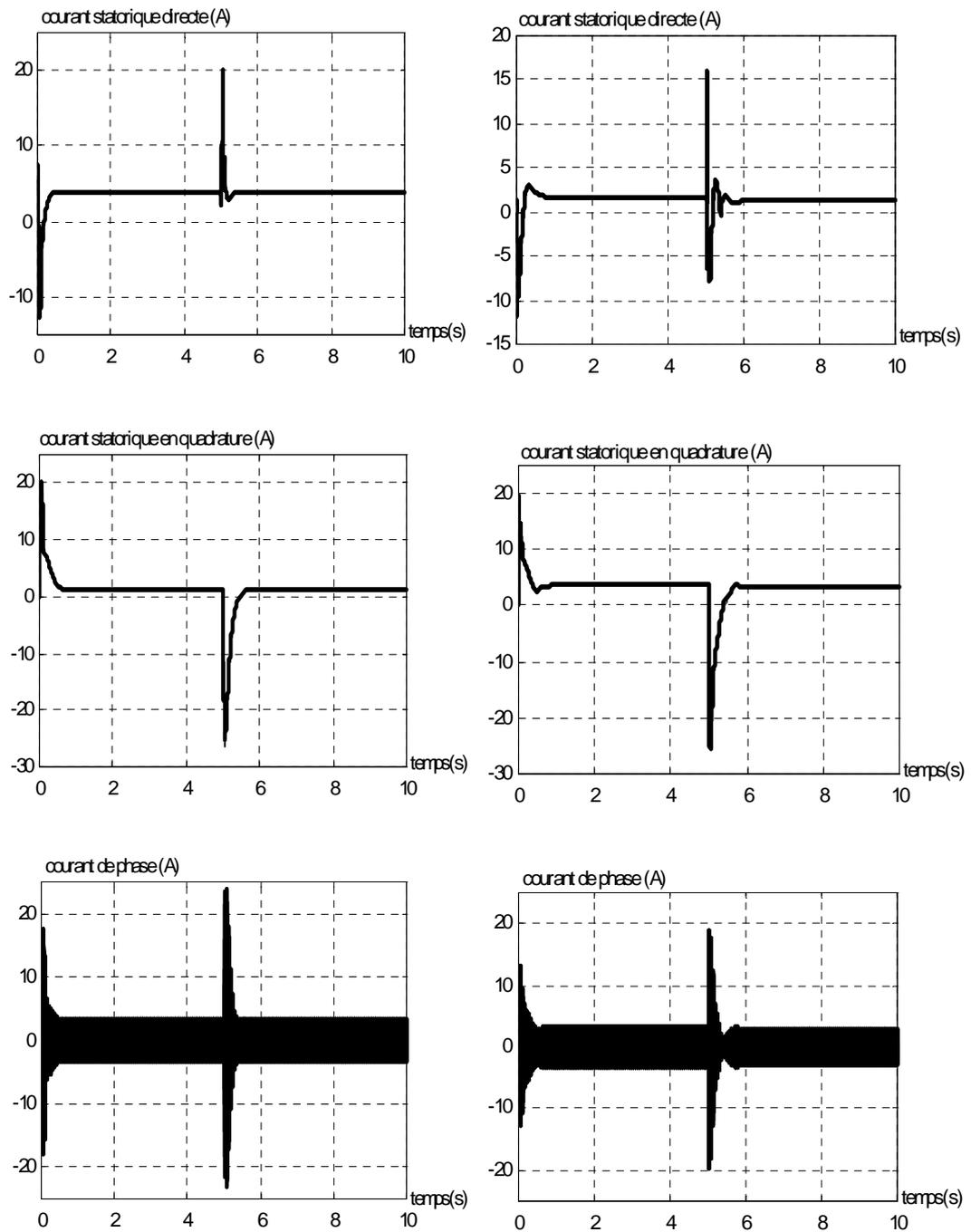
Figure 4.30 Résultats de simulation de la commande vectorielle à flux optimal avec démarrage à Charge nominale et inversion de la consigne de vitesse à $t = 5$ s.

4.9.4 Comparaison avec la méthode classique à flux nominal

Pour confirmer que cette approche minimise le courant par l'optimisation du niveau du flux dans la machine, nous comparons les résultats de simulation avec ceux obtenus par la méthode vectorielle classique.

La comparaison est effectuée avec plusieurs essais. Les résultats sont représentés dans les figures 4.31, 4.32, 4.33, 4.34 et 4.35. Dans toutes ces figures sont représentées le courant statorique de phase, ainsi que ses deux composantes directes et en quadrature. Nous avons fait un agrandissement de ces courbes pour mieux illustrer la minimisation en régime permanent. Nous remarquons ainsi que la méthode d'optimisation proposée présente des valeurs directes réduites considérablement en régime permanent par

rapport à la méthode classique. Il apparaît que cette méthode d'optimisation n'est plus optimale pour un couple de charge supérieure ou égale 30% du couple nominal (figures 4.3, 4.32 et 4.33). Ces résultats montrent que le fonctionnement à flux optimal, l'optimisation en régime permanent est réalisée pour des charges inférieures à 30% de la charge nominale.



(a) (b)
 Figure 4.31 Démarrage à 25% de la charge nominale avec inversion de vitesse à t=5s a/Flux constant, b/Flux optimal

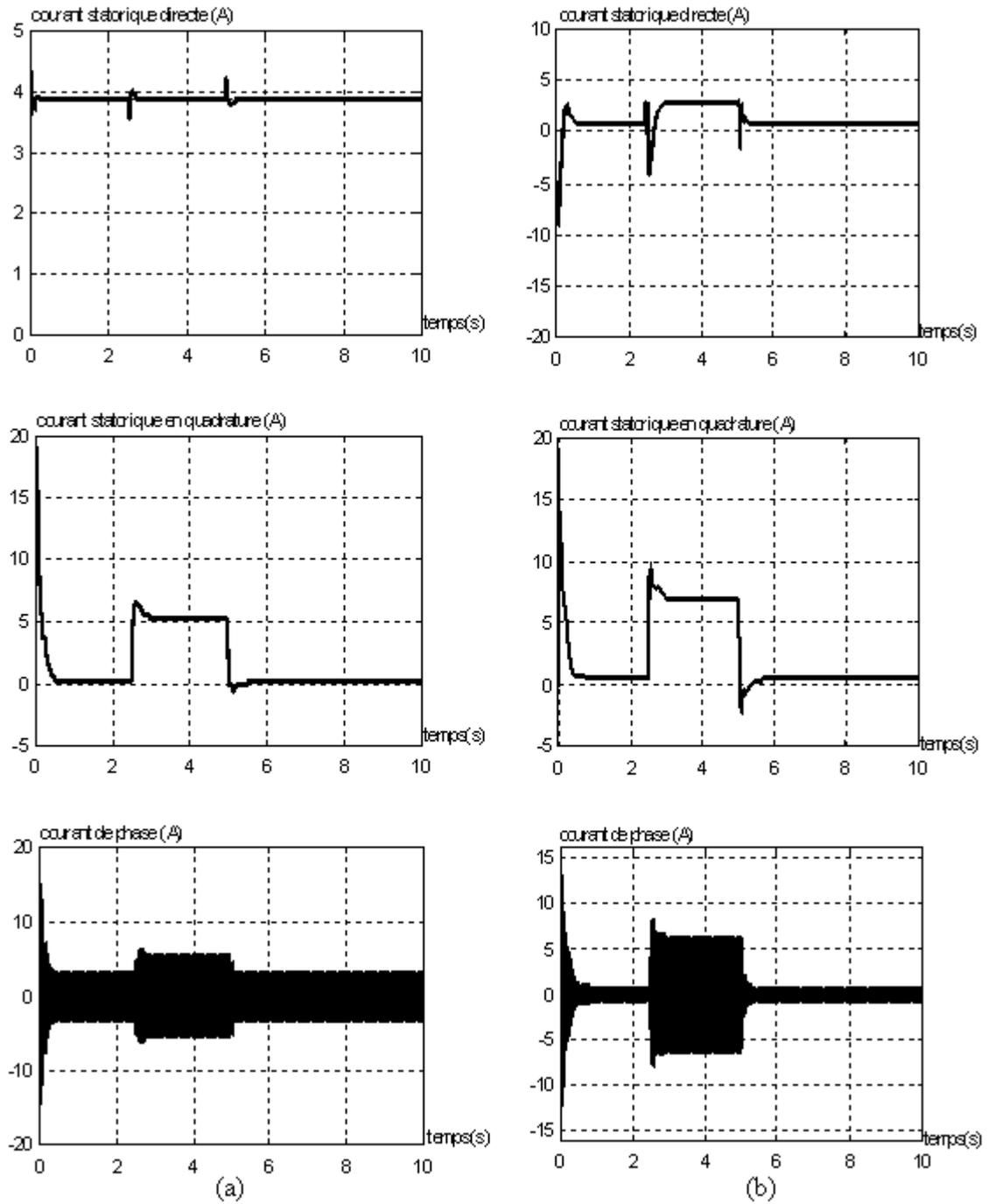


Figure 4.32 Démarrage à vide avec perturbation de la charge
 a/ Flux constant, b/ Flux optimal.

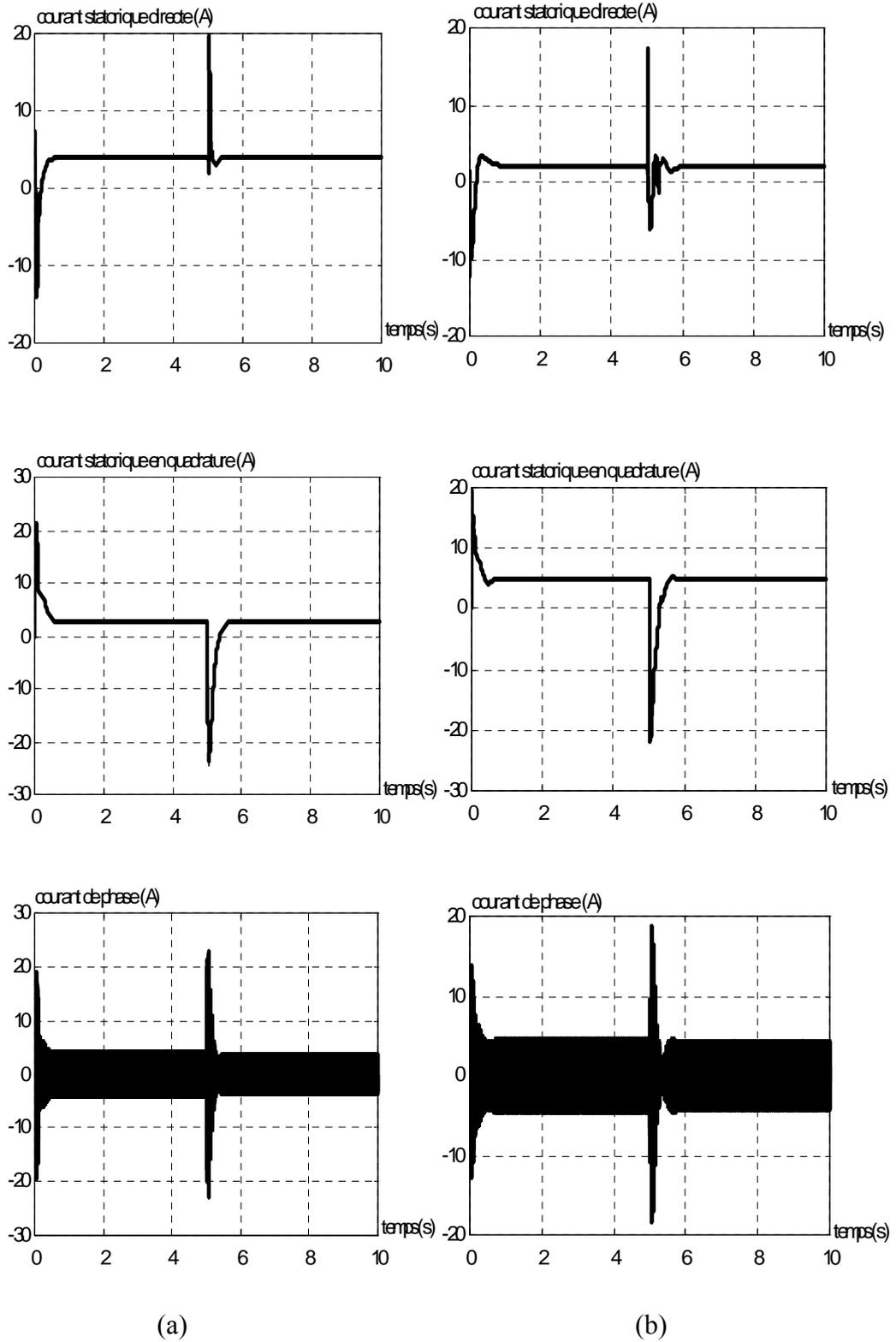


Figure 4.33 Démarrage à 50% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$
 (a) Flux constant, (b) Flux optimal.

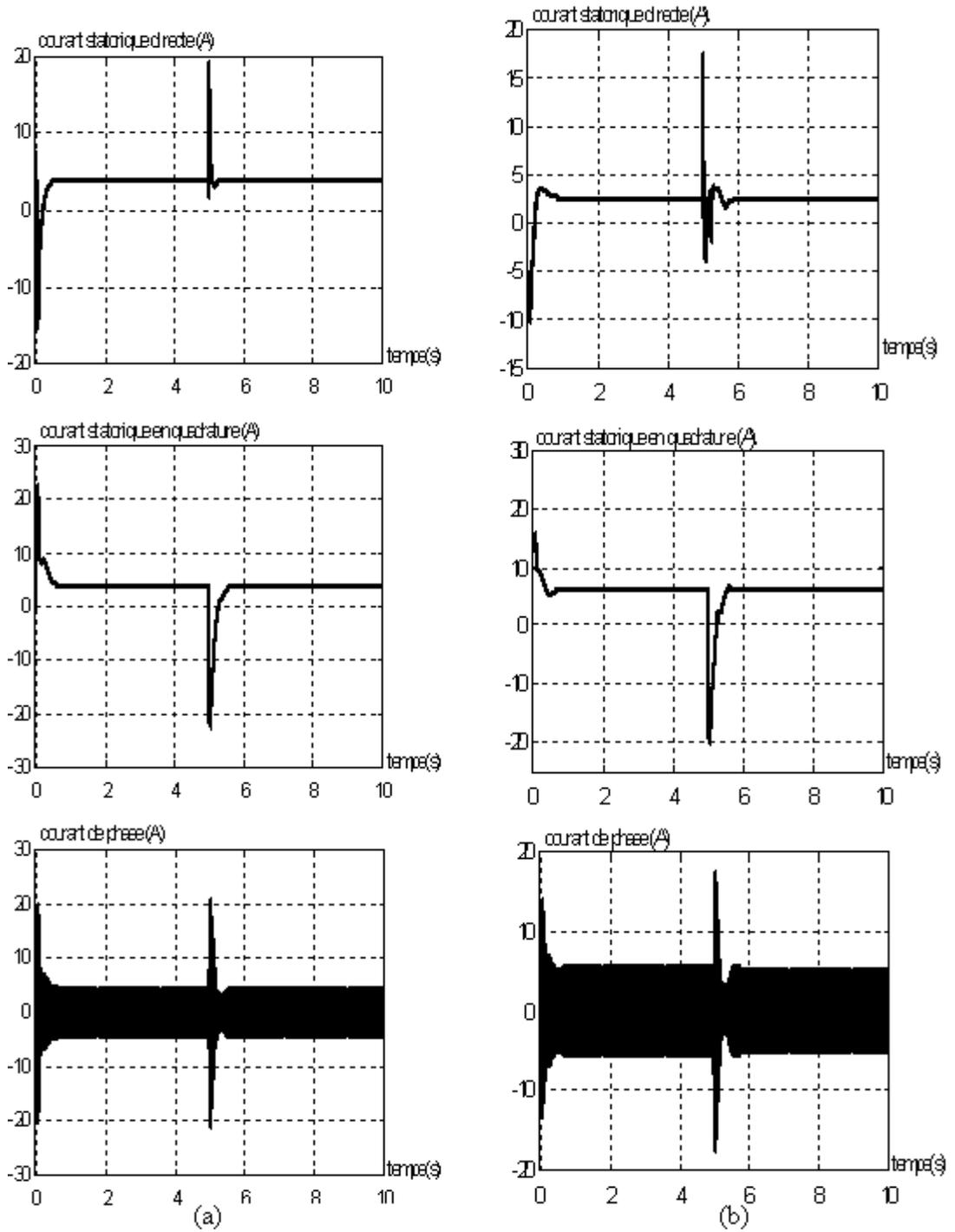


Figure 4.34 Démarrage à 75% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$.
 a/ Flux constant, b/ Flux optimal.

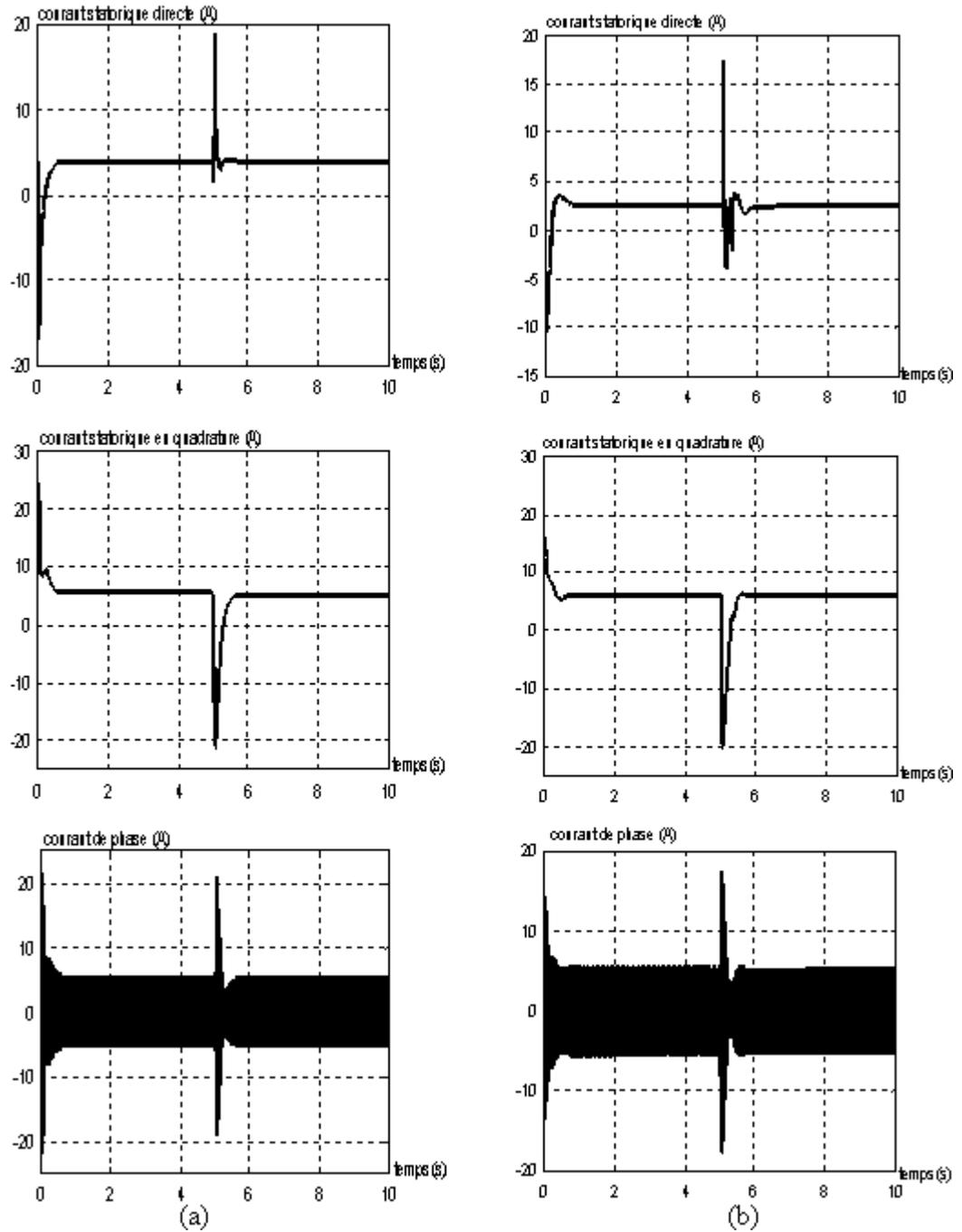


Figure 4.35 Démarrage à charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$.
 a/ Flux constant, b/ Flux optimal.

4.10 Minimisation du courant statorique par la programmation dynamique

Dans ce qui suit, nous allons effectuer une minimisation du courant statorique dans un régime quelconque, par l'application de la programmation dynamique.

Les contraintes sur les variables d'état et de commande sont définies paragraphe.2.8.4. L'organisation du programme suit les mêmes étapes sauf que la matrice définie dans ce cas c'est la matrice du courant statorique au lieu des pertes.

4.10.1 Résultat de simulation et interprétation

Grâce à la simulation numérique, nous avons pu tester encore une fois les performances de cette méthode d'optimisation appliquée à la minimisation du courant statorique. Nous avons effectué des simulations numériques pour un démarrage à vide et application d'un couple de charge égale à 10 Nm dans l'intervalle de temps 2.5s-5s. Les résultats donnés à la figure ci-après, montrent le comportement des grandeurs de la machine par rapport à un fonctionnement à flux optimisé.

D'après ces résultats, nous constatons que les grandeurs de la machine suivent parfaitement leurs références en régime permanent avec des petites perturbations en régime transitoire. Nous remarquons aussi la variation instantanée du flux de référence en régime transitoire. Tout comme les méthodes précédentes, l'allure du couple électromagnétique est similaire à celle du courant en quadrature i_{qs} et l'allure du flux φ qui est semblable à celle du courant direct i_{ds} . Donc, le découplage est obtenu par cette commande.

A la lumière de ces résultats, nous pouvons dire que cette commande optimale par la programmation dynamique tout en fonctionnant avec un état magnétique variable, permet d'obtenir les mêmes performances qu'une commande classique à flux constant.

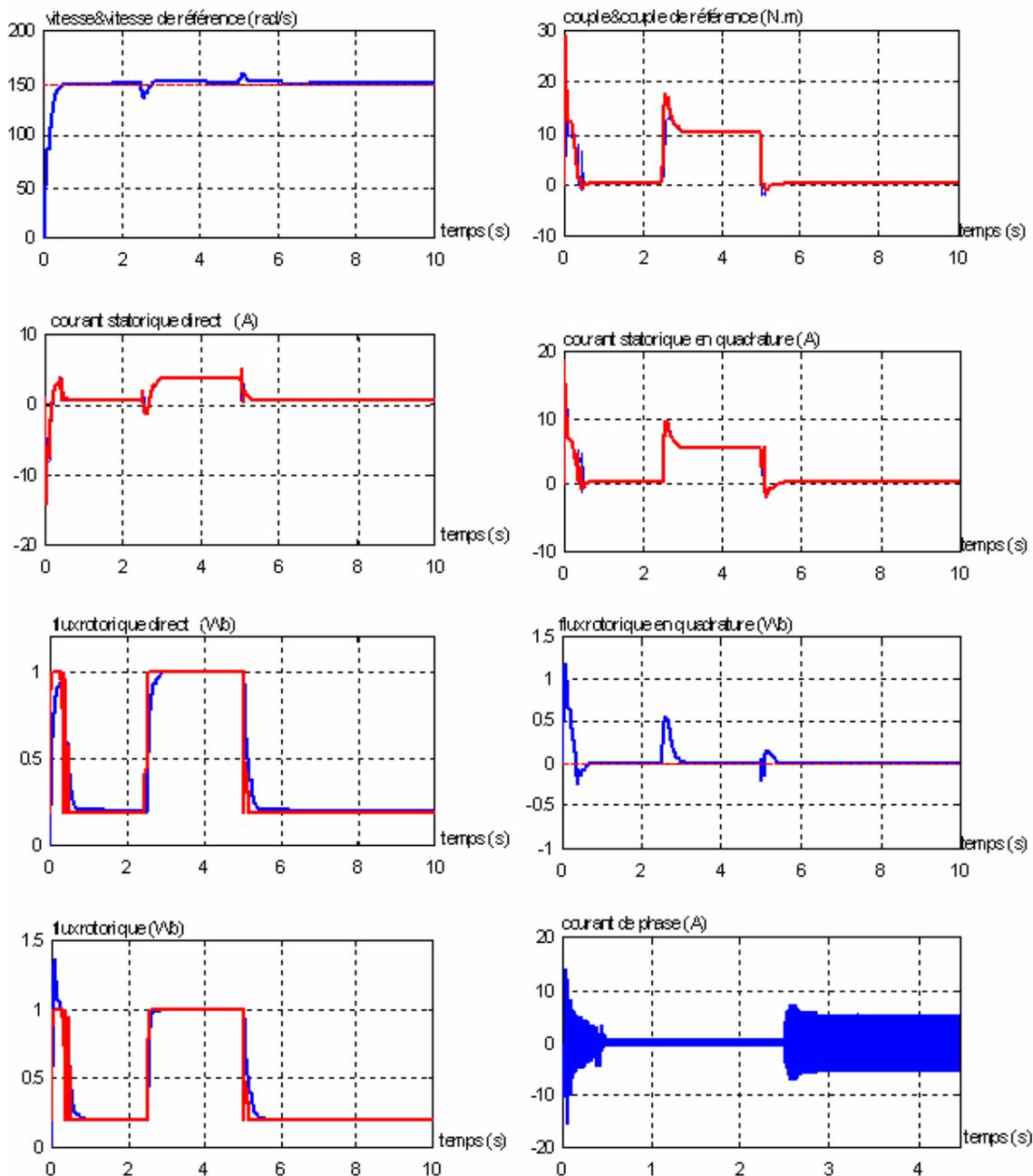


Figure 4.36 Résultats de simulation pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale et application d'une perturbation de 10 N.m à $t=2.5$ s

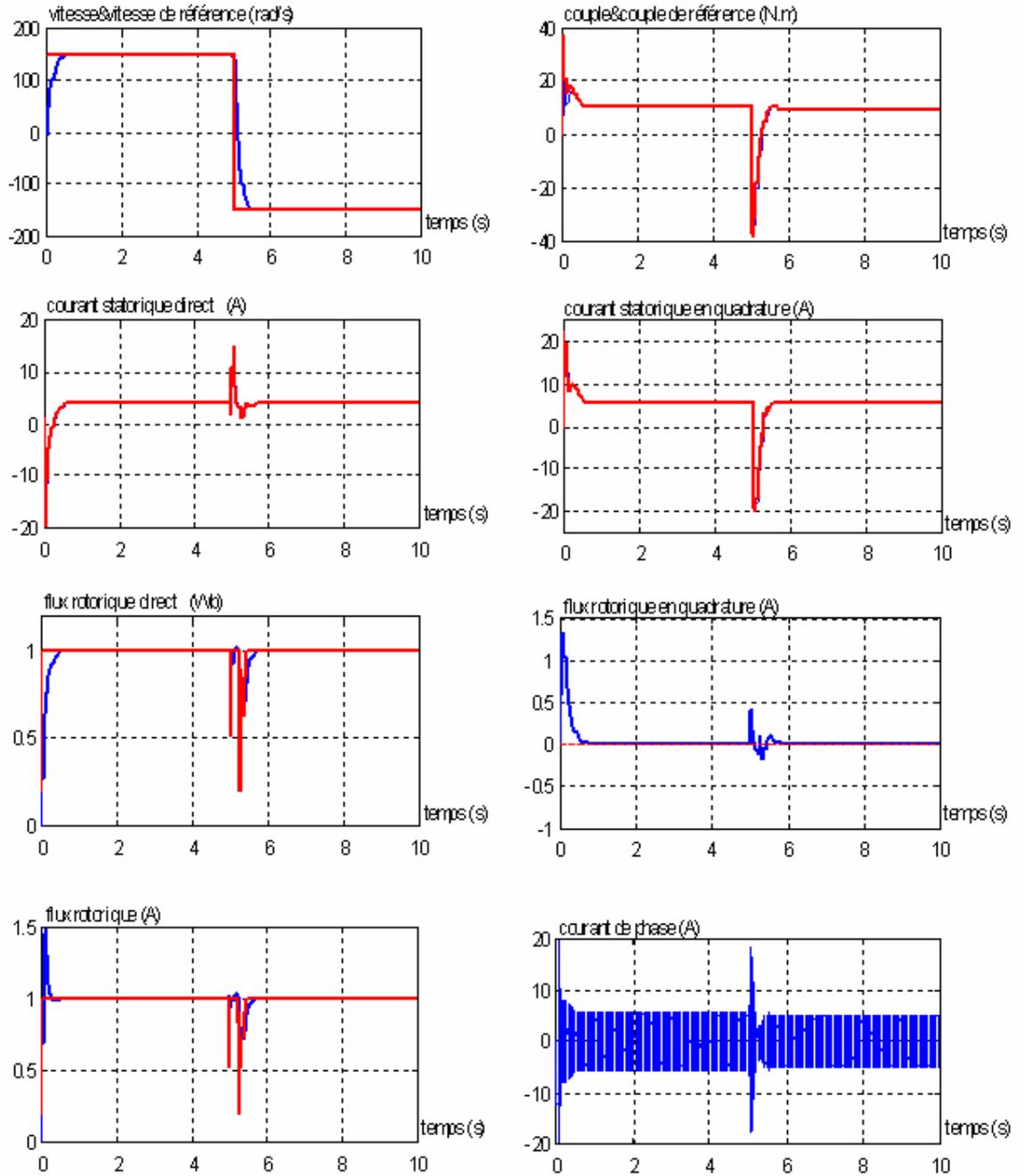


Figure 4.37 Résultats de simulation pour un démarrage en charge avec inversion de vitesse à $t=5s$

4.10.2 Comparaison de l'optimisation en régime permanent et par la programmation dynamique

Nous avons représenté une comparaison entre l'optimisation du courant statorique en régime permanent et par la programmation dynamique pour deux différents tests. Dans les deux méthodes d'optimisation, le flux est variable. Les résultats de simulation obtenus montrent que l'optimisation par la programmation dynamique offre une

meilleure minimisation du courant statorique pour n'importe quel régime de fonctionnement.

Le courant statorique suivant l'axe "d" et obtenu par l'approche de la programmation dynamique est plus élevé ce qui correspond à un flux magnétique plus grand aussi. Par contre le courant en quadrature subit une diminution. Nous pouvons interpréter ce comportement comme suit: pour avoir un couple électromagnétique maximum, l'augmentation du courant directe est compensée par la réduction du courant en quadrature. Donc on peut conclure que l'optimisation par la programmation dynamique est meilleure et intéressante par rapport à celle en régime permanent.

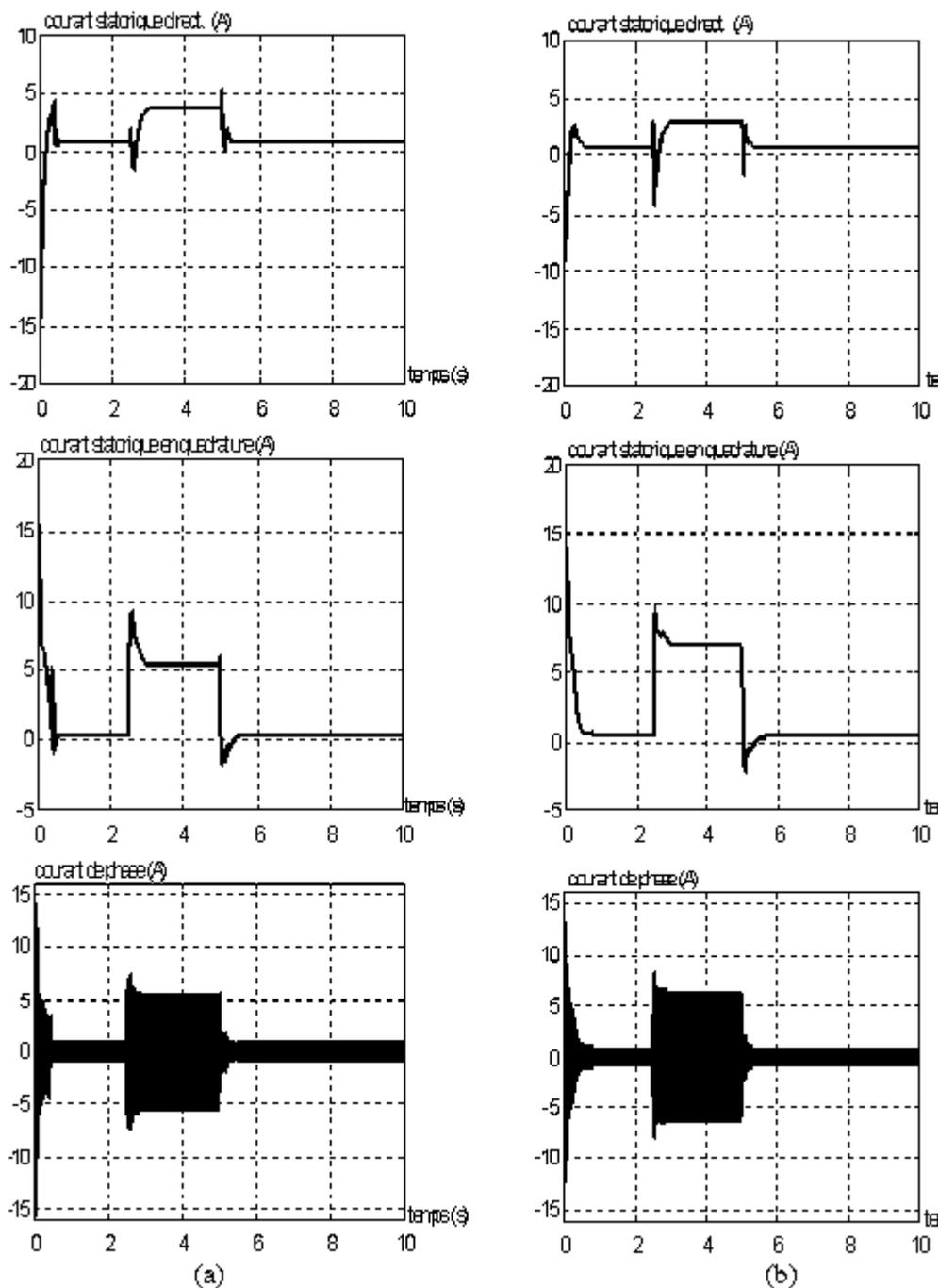


Figure 4.38 Démarrage à vide avec application d'un couple de charge de 10 Nm à $t=2.5s$.
 a/ Programmation dynamique, b/ Optimisation en régime permanent.

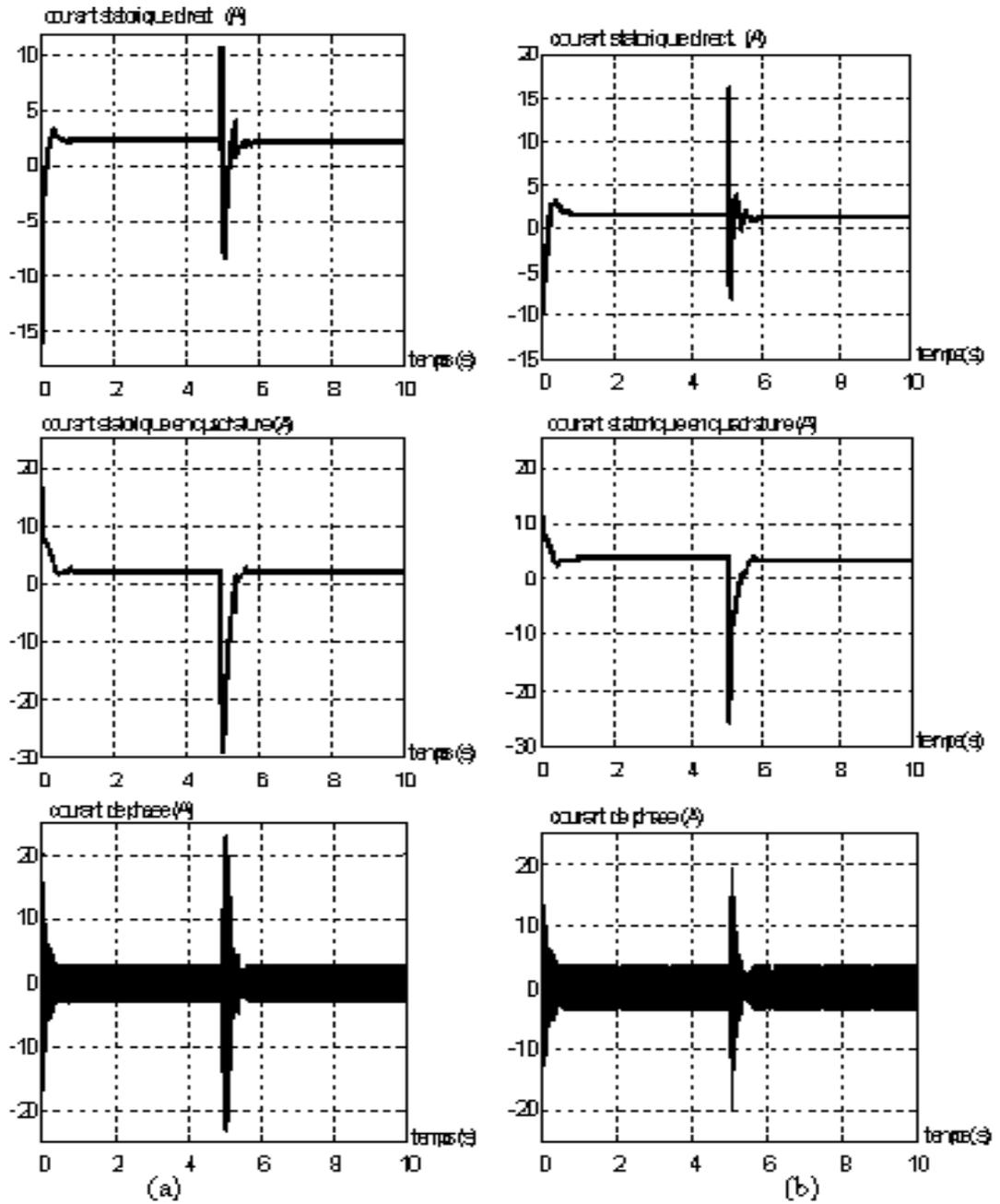


Figure 4.39 Démarrage à 25% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$.
 a/ Programmation dynamique, b/ Optimisation en régime permanent.

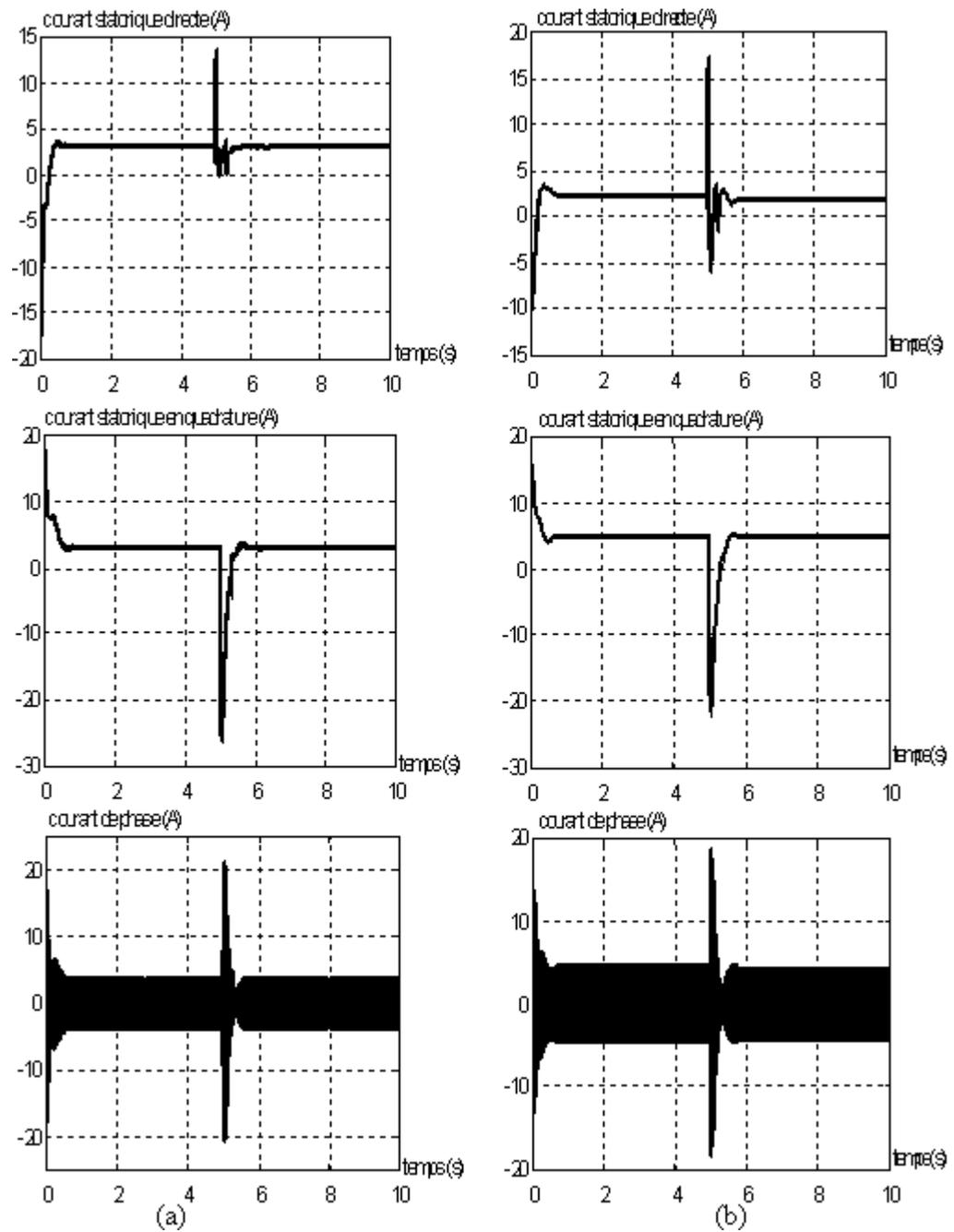


Figure 4.40 Démarrage à 50% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t=5s$.
 a/ Programmation dynamique, b/ Optimisation en régime permanent.

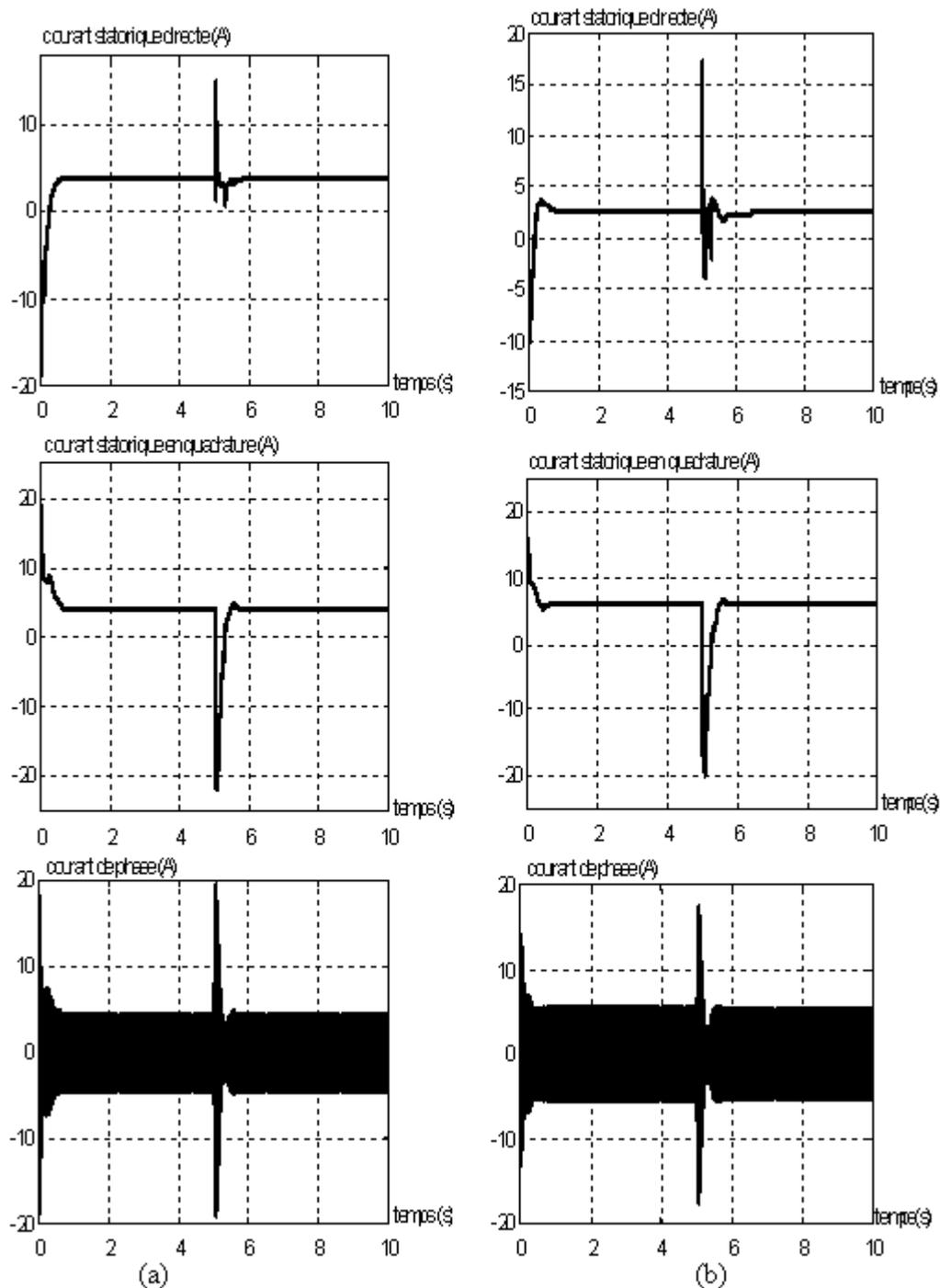


Figure 4.41 Démarrage à 75% de la charge nominale avec inversion de vitesse à $t= 5s$.
 a/ Programmation dynamique, b/Optimisation en régime permanent.

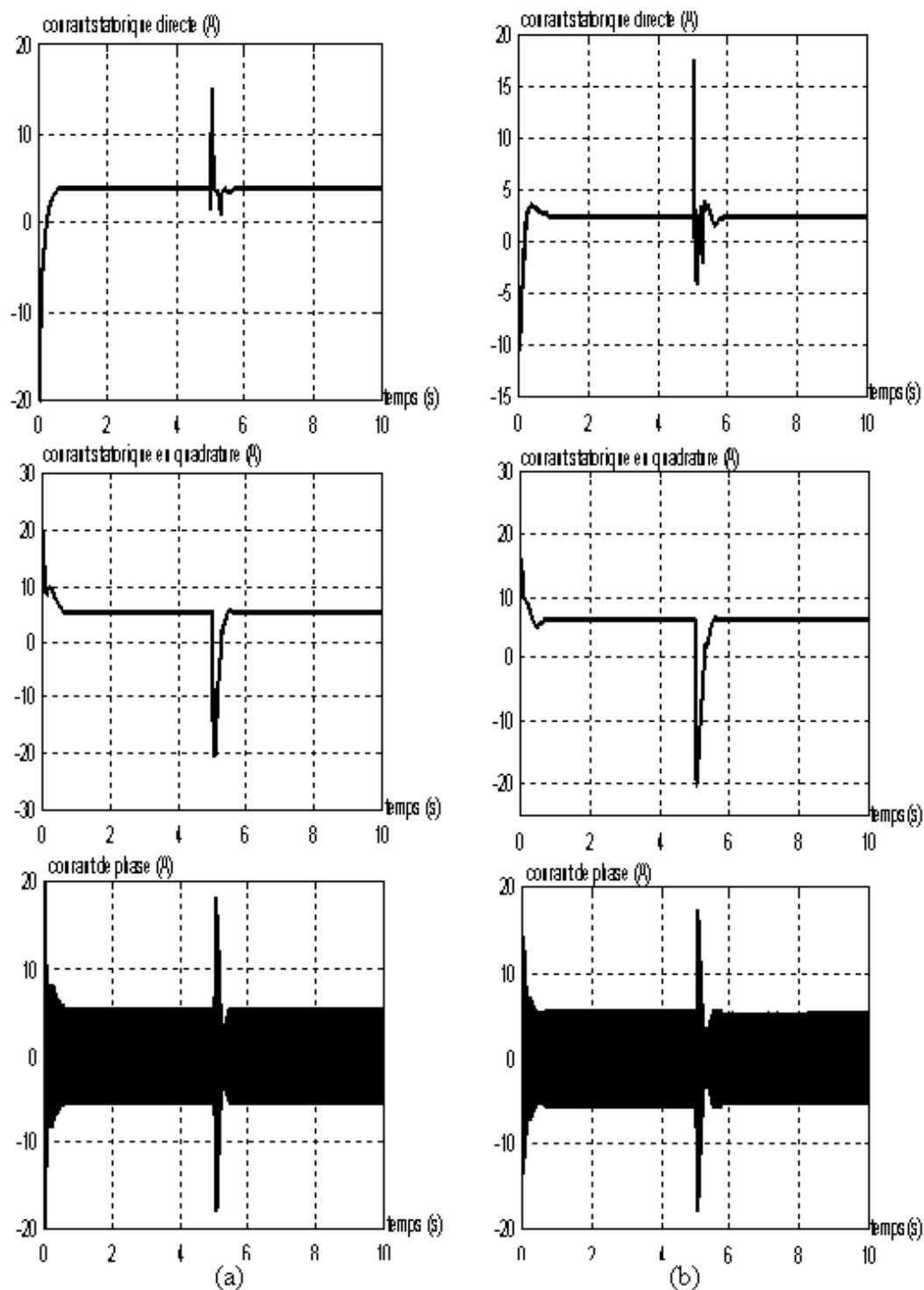


Figure 4.42 Démarrage à charge nominale avec inversion de vitesse à $t= 5$ s.
 a/ Programmation dynamique, b/ Optimisation en régime permanent.

4.11 Sensibilité de la commande vis-à-vis des paramètres

Nous allons étudier par simulation l'effet de la variation de la résistance rotorique et l'inductance mutuelle sur la robustesse de la commande à flux optimal en régime permanent et par l'application de la programmation dynamique. Nous avons vu dans le chapitre 1 les causes de variation de ces paramètres. Nous allons varier les valeurs de la résistance rotorique et de l'inductance mutuelle à l'instant $t = 5s$.

Les figures 4.43 et 4.44, illustrent bien les erreurs sur les composantes directes et en quadrature du flux rotorique ainsi sur son orientation.

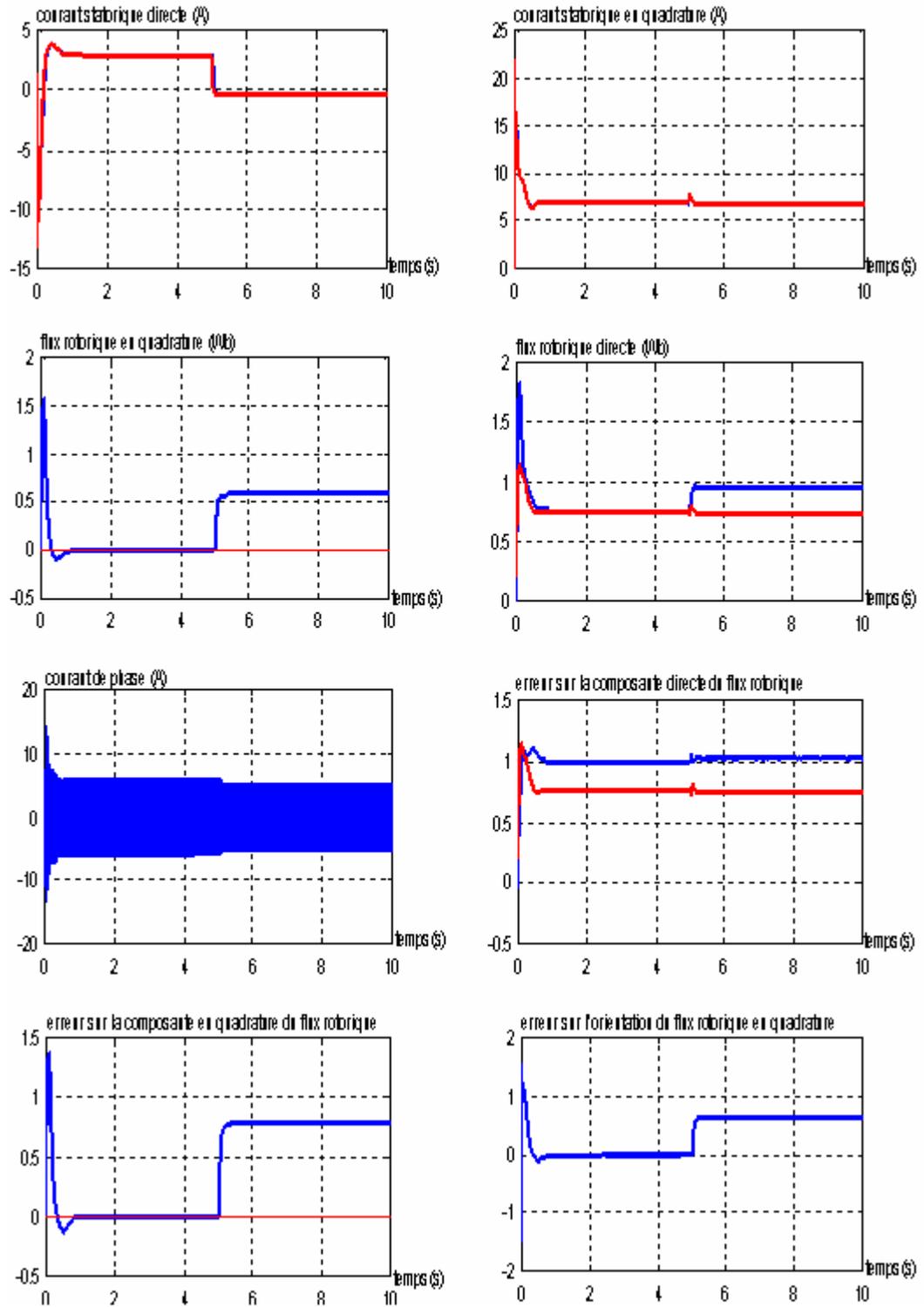


Figure 4.43 Résultats de simulation de la commande optimale en régime permanent pour un démarrage à pleine charge et pour $R_r = 1.5R_r^*$

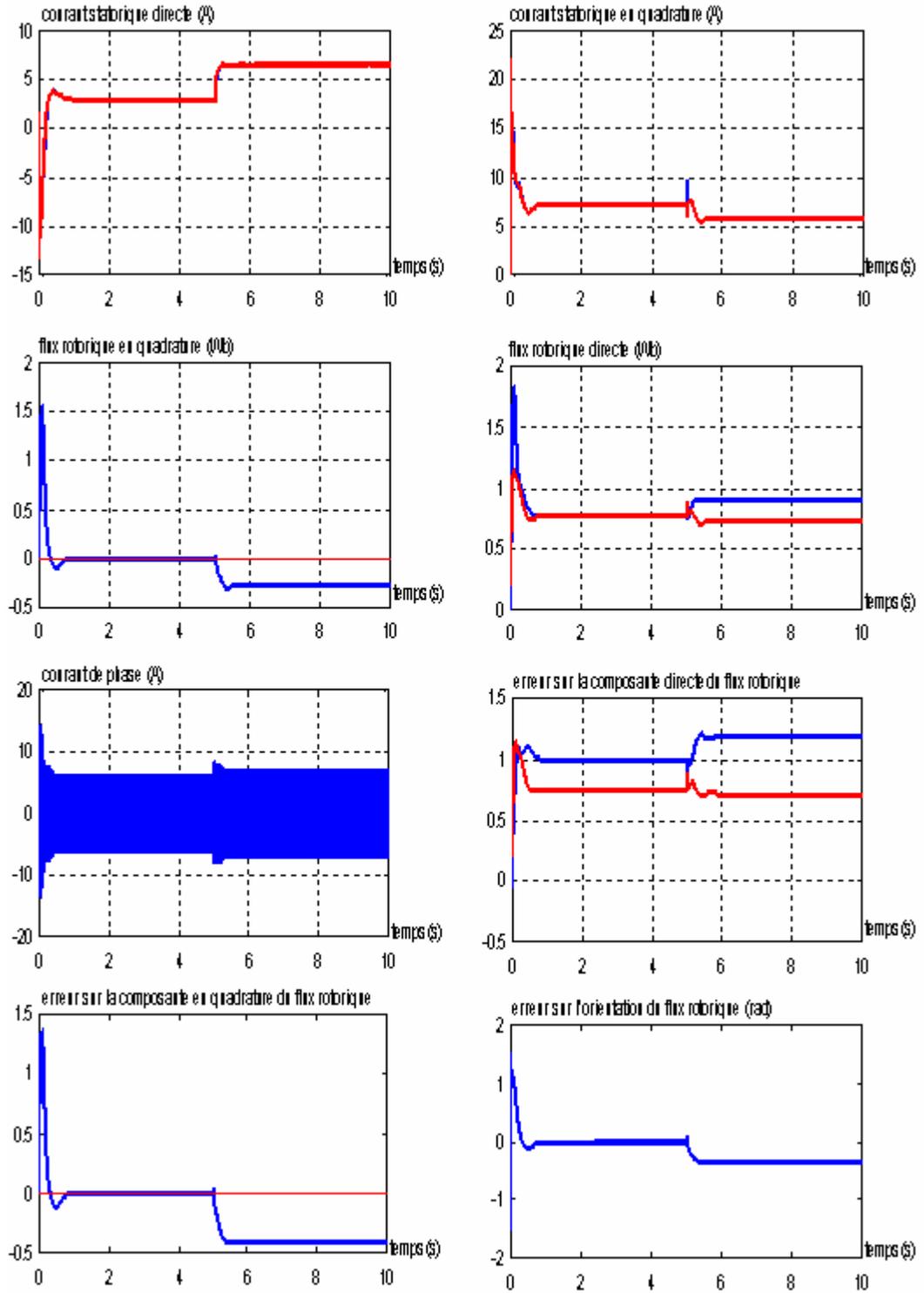


Figure 4.44 Résultats de simulation de la commande optimale en régime permanent pour un démarrage à pleine charge et pour $L_m = 0.8L_m^*$

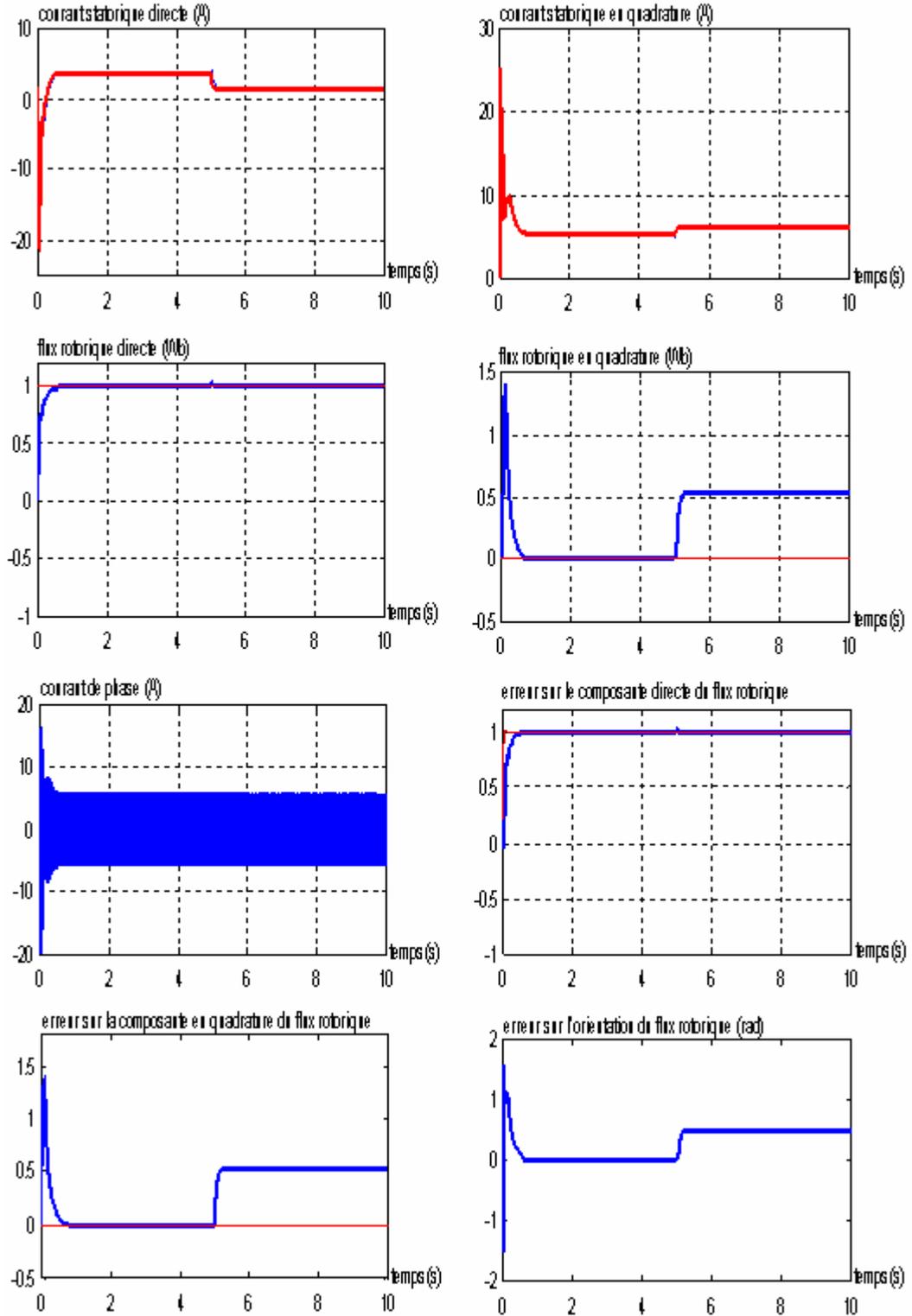


Figure 4.45 Résultats de simulation de la commande optimale en régime dynamique pour un démarrage à pleine charge et pour $R_r = 1.5R_s^*$

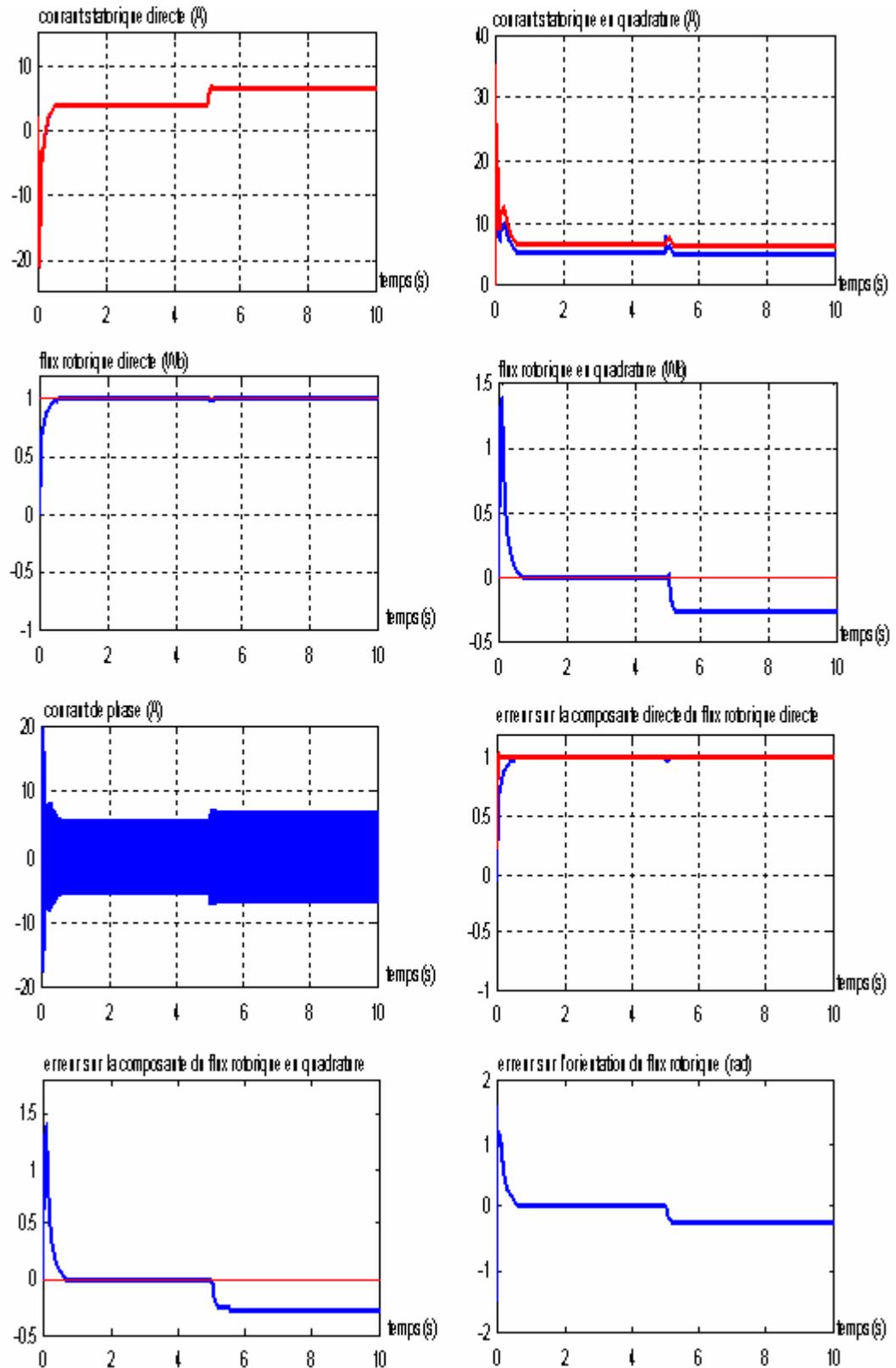


Figure 4.46 Résultats de simulation de la commande optimale en régime dynamique pour un démarrage à pleine charge et pour $L_m = 0.8L_m^*$

4.11.1 Résultat de simulation et interprétation

Dans la figure 4.43, nous constatons que lors de l'augmentation de la résistance rotorique à $t=5s$ les flux s'écartent de leurs références, ce qui nous conduit à dire que la commande a perdu ses performances dynamiques. Nous remarquons aussi, que le courant i_{ds} et le courant de phase subissent une diminution. Le courant i_{qs} n'est pas tellement affecté.

Dans la figure 4.44, on remarque toujours que les flux s'écartent de leurs références lors d'une diminution de l'inductance mutuelle, par contre le courant i_{ds} subit une augmentation avec le courant de phase, ce qui provoque un échauffement excessif de la machine. Le courant en quadrature subit à son tour une diminution. Dans les deux cas de figure, la commande perd ces performances dynamiques.

Pour la figure 4.45, nous constatons lors de l'augmentation de la résistance rotorique à l'instant $t=5s$, le flux en quadrature s'écarte de sa référence, par contre le flux suivant l'axe direct n'est pas affecté. Même ce dernier n'est pas affecté par cette perturbation, les performances dynamiques de la commande sont perdues, car le flux en quadrature n'est plus nul. Nous remarquons aussi, que le courant i_{ds} subit une diminution, et le courant i_{qs} subit une légère augmentation.

Dans la figure 4.46, on remarque toujours que le flux en quadrature s'écarte de sa référence lors d'une diminution de l'inductance mutuelle, par contre le flux direct n'est pas affecté par cette diminution. Le courant i_{ds} et le courant de phase subissent une augmentation. Le courant en quadrature subit à son tour une légère diminution. Les performances dynamiques de la commande sont perdues de nouveau.

Les différentes erreurs sont données comme suit :

Régime permanent

a) Augmentation de la résistance rotorique de 50% :

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r}=0.78 ; \quad \frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r}=0.026 ; \quad \rho = \text{Arct}\left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}}\right) = 1.53 \text{rad}$$

b) Diminution de L'inductance mutuelle de 20% :

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r}=-0.4 ; \quad \frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r}=0.18 ; \quad \rho = \text{Arct}\left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}}\right) = -1.147 \text{rad}$$

Programmation dynamique

a) *Augmentation de la résistance rotorique de 50% :*

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r} = 0.54 ; \quad \frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r} = 0 ; \quad \rho = \text{Arct}\left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}}\right) = 1.57 \text{rad}$$

b) *Diminution de L'inductance mutuelle de 20% :*

$$\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_r} = -0.26 ; \quad \frac{\varphi_{dr}}{\varphi_r} = 0 ; \quad \rho = \text{Arct}\left(\frac{\varphi_{qr}}{\varphi_{dr}}\right) = -1.57 \text{rad}$$

4.12 Conclusion

Nous avons étudié, comme première stratégie d'optimisation, une méthode qui permet de minimiser les pertes par effet Joule ainsi que le courant statorique absorbé en régime permanent, tout en la validant par des simulations. Nous avons montré, par une comparaison avec la méthode classique de commande à niveau de flux nominal, les avantages et les inconvénients de cette première méthode. En effet, cette méthode a bien minimisé le courant statorique pendant les intervalles du régime permanent. Cette dernière qui a l'avantage d'être aisément implantable dans une commande, sera surtout intéressante dans les applications ou les régimes transitoires ne demandent pas de forts couples. Pour notre machine, cette commande sera intéressante pour des couples inférieurs 25% de la charge nominale pour la minimisation des pertes et 30% pour le cas de l'optimisation du courant statorique.

A fin de réaliser une optimisation énergétique en régime quelconque, nous avons utilisé une méthode d'optimisation se basant sur la programmation dynamique. Cette méthode a assuré des avantages énergétiques sur tout l'intervalle de fonctionnement. La minimisation des pertes ou du courant est considérable par l'utilisation de cette approche.

Les résultats obtenus prouvent l'efficacité des deux méthodes qui assurent un rendement élevé quelque soit la charge appliquée. Le rendement est de l'ordre de 87% pour l'optimisation en régime permanent et de 90% pour l'optimisation par la programmation dynamique. Par contre, le rendement de la machine commandée par la méthode vectorielle classique est très mauvais à faible charge ou à vide.

À partir des tests effectués, nous concluons que la commande vectorielle reste toujours sensible aux variations des paramètres électriques et magnétiques quel que soit le niveau de flux. C'est une technique qui perd ses performances à la variation des paramètres de la machine. En effet, la température, la fréquence des courants statoriques et le niveau de saturation du circuit magnétique dégradent les caractéristiques électriques et magnétiques. Pour y remédier, il faut introduire la technique de commande vectorielle basée sur le modèle de référence adaptatif.

Chapitre 5 - Conclusion générale

L'objectif principal de cette thèse consistait à appliquer l'optimisation de la commande par flux orienté d'une machine à induction par la minimisation d'un critère énergétique donné tout en gardant les performances de la commande classique à flux constant. Nous avons choisi deux critères à savoir les pertes par effet Joule et le courant statorique absorbé.

L'optimisation a été réalisée en utilisant deux approches: une approche analytique qui considère l'optimisation en régime permanent. La deuxième est la programmation dynamique, cette approche effectue une optimisation en régime quelconque.

L'orientation du flux peut fournir un contrôle de la machine à induction avec de grandes performances par l'alignement du référentiel du champ tournant avec le vecteur flux sélectionné et obtenir une machine à induction équivalente à une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans cette technique d'orientation du flux, c'est la variation de la constante de temps rotorique qui exerce plus d'influence. Pour montrer cette sensibilité vis-à-vis de ce paramètre, nous avons effectué des tests sur le modèle du contrôle vectoriel se résumant aux points suivants :

- Étude de l'effet de la variation de la résistance rotorique sur la réponse du flux et du couple. Cette variation est due à l'échauffement ou à l'effet de peau. Dans cette étude, nous avons considéré que l'inductance du rotor ne varie pas.
- Étude de la variation de la résistance rotorique sur la pulsation des courants statoriques

Les résultats de simulation montrent que l'augmentation de la résistance rotorique conduit à :

- Une diminution de la pulsation des courants statoriques
- Une diminution du couple pour des charges inférieures à la charge nominale
- Une augmentation du flux dans la machine

Cette influence est nettement constatée pour les charges élevées, par contre lorsque la machine est à vide et pour plusieurs valeurs de la résistance rotorique, le couple s'annule, le flux rejoint sa consigne et la pulsation des courants statoriques garde presque la même valeur.

Ces tests nous permettent de conclure que la commande à flux orienté à faibles charges, est peu sensible à la variation de la résistance rotorique

Une partie de notre travail de recherche est de trouver le flux optimal permettant d'optimiser les pertes par effet Joule ou le courant absorbé.

La première approche a permis d'avoir une relation analytique entre le flux et le couple qui s'interprète comme suit : le flux à imposer dans la machine dépend du couple désiré. En d'autres termes : l'état magnétique de la machine dépend du point de fonctionnement. En fait, le but de cette optimisation ce n'est pas la minimisation des pertes ou du courant, mais c'est de pouvoir imposer le couple désiré sans dégrader les performances du contrôle vectoriel. La validité des modèles proposés est vérifiée par plusieurs tests. Le gain sur le rendement est significatif par rapport à la stratégie de la commande classique. Cette méthode d'optimisation a permis d'assurer un rendement presque égal à 87% quel que soit la charge, alors que dans le cas de la commande classique cette grandeur atteint 44% quand la machine est à vide. Cependant, l'optimisation est réalisée pour des charges inférieures à 25% pour la minimisation des pertes et 30% pour la minimisation du courant statorique.

La deuxième approche est la programmation dynamique. Nous avons cherché la trajectoire optimale du flux qui minimise un critère donné (courant ou perte), tout en prenant en considération des contraintes sur les variables d'état et de commande. Cette méthode exige beaucoup de temps de calcul et la connaissance a priori des trajectoires du couple et de la vitesse. Les différents tests que nous avons effectués confirment que cette méthode assure une meilleure minimisation des pertes et un rendement très élevé autour de 90% pour n'importe quelle charge. L'application de cette approche à la minimisation du courant statorique confirme la validité de la méthode. Le courant statorique présente une nette diminution par rapport à l'optimisation en régime permanent.

Un autre point que nous avons traité est l'influence d'un défaut accidentel du stator sur le contrôle vectoriel. La rupture d'une phase statorique est modélisée par une

augmentation de la résistance de la phase subissant le défaut. Les résultats obtenus montrent que le modèle proposé s'adapte parfaitement à une coupure de phase. Les résultats montrent également que la commande vectorielle garde ses performances durant ce défaut. La quadrature entre le couple et le flux est maintenue.

Perspectives

- Refaire la même étude en prenant en considération les autres formes de pertes dans la machine (pertes mécaniques et pertes fer) ainsi que dans le convertisseur de puissance.
- Tenir compte de la variation des paramètres de la machine en particulier de la constante de temps rotorique dans la commande optimale et envisager une adaptation en ligne.
- Appliquer ces techniques d'optimisation à des machines asynchrones de puissance plus faible ou plus grande.
- Appliquer ces techniques d'optimisation à la commande de la machine synchrone.
- Envisager une validation expérimentale.

Bibliographie

- [1] W. Leonhard, Controlled ac drives, a successful transition from ideas to industrial practice. Control Eng. Practice, Vol.7, No.1, pp.897-908,1996.
- [2] T. Nondahl. Evolution of electrical machines for motion control. Proc. of the IFAC World congress, pages 439-443, sans Francisco, USA, 1996.
- [3] B. K. Bose, Power electronics and motion control-technology status and recent trends. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.29 No.5: 902-909,1993.
- [4] Tijerin Araizea, Commande numérique du couple et de la vitesse dans les machines synchrones à aimants permanents. Thèse de Doctorat, Université Pierre et Marie Curie (Paris VI), L.G.E.P., spécialité Sciences physiques (électrotechnique), Mai 1989.
- [5] Bergmann C., Contribution à l'étude de la commande numérique directe des moteurs synchrones à aimants permanents. Modélisation réalisation et expérimentations. Thèse de Doctorat, Université Pierre et Marie Curie (Paris VI), L.G.E.P.,1986.
- [6] Colmartino F., Contribution à l'étude de la commande numérique des machines à aimants permanents. Minimisation des pulsations de couple-Commande sans capteur de position. Thèse de Doctorat, Université Pierre et Marie Curie (Paris VI), L.G.E.P., spécialité : Génie électrique, Décembre 1995.
- [7] R. Lessmeier, W. Schumacher, and W. Leonard. Microprocessor-controlled ac-servo drives with synchronous or induction motors : Which is preferable ?IEEE Transactions on Industry Application, Vol.22, No.5, pp.812-819, 1986.
- [8] Capolino;G.A and Henao. H. Discrete implementation for regulators in indirect vector-controlled induction machine drive. IEEE Industry Applications Society. Annual Meeting, Vol.1, pp. 672-679, 1992.
- [9] Blaschke. F., The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed loop control system for rotating field machines. Siemens Review, Vol.34, pp.217-220, 1972. Reprinted in : Bose.B.K. Adjustable Speed AC drive systems, IEEE Press, 99. pp.162-165. 1980.
- [10] A. Barazzouk, Estimation par réseaux de neurones de la constante de temps rotorique de machines asynchrones. Ph.D.en Génie électrique. Département de génie électrique et génie informatique. Ecole polytechnique de Montréal, Université de Montréal, 1998.
- [11] W. Leonhard. Control of Electric Drives. Springer-Verlag, 1996.

- [12] Ramirez. J. M. Contribution à la commande optimale des machines asynchrones. Thèse de Doctorat. Spécialité : Automatique et productique. Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.
- [13] S.I.Seleme, Canudas De Wit C. Minimum energy operation conditions of induction motors under torque control. Workshop on motion control for intelligent automation 92, Perugia, Italy, Vol.1, pp127-133, 27-29 October 1992.
- [14] Canudas DE wit C., Selemi S.I. Lyapunov based torque control design for Induction motors : The minimum energy approach. IFAC World congress93, Sydney, Australia, 18 –23 1993.
- [15] Seleme S.I, Mendes E, Canudas De Wit C. And Razek. Experimental validation of the minimum energy approach for induction motor control. IEEE SMC'93, Le Touquet, France, 17-20 October 1993.
- [16] E. Mendes. Contribution à l' Etude de Servomoteurs à Induction. Étude et Mise en Œuvre de Commande d'Actionneurs Numériques à flux Orienté et Adaptatives. Thèse de Doctorat, Université Paris VI, Octobre 93.
- [17] I. Kioskeridis and N. Margaris, "Loss Minimization in Induction Motor Adjustable –Speed Drives", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 43, no.1, pp. 512-517, February 1996.
- [18] N. Margaris, T. Goutas, Z. Doulgeri and Agnes Paschali, "Loss Minimization in DC Drives", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 38, no.5, pp. 328-336, October 1991.
- [19] A. Baba. Optimisation du flux dans la machine à Induction par une Commande Vectorielle : Minimisation des pertes. Thèse de Doctorat, Université Paris VI, Janvier 97.
- [20] A. Baba, E . Mendes and A. Razek, " Losses minimisation of a field –oriented controlled induction machine by flux optimisation accounting for magnetic saturation ", Electric Machines Drives Conference Record, IEEE International, volume, issue, 18-21 May 1997, pp. MD1/2.1-MD1/2.3, Milwaukee, WI, USA.
- [21] Sheng Ming Yang and Feng-Chieh Lin, "Loss- Minimisation Control of Vector -controlled Induction Motor Drives". 4th IEEE international conference on power electronics and drive systems, volume 1, 22-25 october 2001.
- [22] E. Mendes, A. Baba and A. Razek, "Losses minimisation of a field oriented controlled induction machine ". Electrical machines and drives, 11-13 september, conference publication N° 412. IEE, 1995.
- [23] Thierry Lubin, Modélisation de la machine synchrone à reluctance variable- Prise en compte de la saturation magnétique. Thèse de Doctorat, Henri Poincaré, Nancy I, 2003.
- [24] Robert Perret, Introduction, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1. Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, pp. 17-25, 2000.

- [25] Jimmie J Cathey, Electric machines: Analysis and design Applying Matlab, MC GRAW- HILL International edition 2001.
- [26] J. Châtelain, Machines électriques, tome 1. 1ere edition, Dunod 1984.
- [27] Franck Cazaurang, Commande robuste des systèmes plats, application à la commande d'une machine synchrone, thèse de doctorat en automatique, université Bordeaux I, décembre 1997.
- [28] M. Kostenko et L. Piotrovski, Machines Électriques, Machines à courant alternatif. Tome II, Édition Mir-Moscou, 1977.
- [29] Adisa A. Jimoh : Thermal, Effects of Stay Load Losses in Induction Machines. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No.4, July/August 2000, pp.1085-1093
- [30] Sang-Binlee, Thomas G Habelter, Ronald G Harley and David Gutter, A stator and Rotor Resistance estimation technique for conductor temperature monitoring, Industry Applications Conference. Conference Record of the 2000 IEEE, volume 1, pp 381-387, Rome, Italy, 08-10 October 2000.
- [31] H. Yahoui and G. Grellet, Measurement of physical signals in rotating part of electrical machine by means of optical fiber transmission, in Proc. IEEE, instrumentation and measurement technol. Conf. (IMTC-96)Quality measurements:the indispensable Bridge between theory and Reality.,vol.1, 1996, pp.591-596.
- [32] J.Dymond,R.Ong,and N.Stranges, Instrumentation, testing and analyses of electric machine rotor steady state heating, in proc. IEEE - IAS 48th Annu.Petroleum and Chemical Industry Conf.,2001,PP.297-303.
- [33] S. Farag, RG Bartheld, W. E. May, Electronically enhanced low voltage motor protection and control. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30 , No. 3, pp 776-784, May/ Jun 1994.
- [34] Christian Kral, Thomas G. Habetler, Ronald G. Harley, Franz Pirker, Gert Pascoli, Helmut Oberguggenberger and Claus-Jürgen M. Fenz, Rotor temperature estimation of squirrel-cage induction motors by means of combined scheme of parameter estimation and thermal equivalent model: IEEE Trans. On Ind. Appl, Vol. 40, No. 4, July/ August 2004.
- [35] Julio C. Moreira and Thomas A.Lipo, Modelling of saturated AC machines including air gap flux harmonic components. IEEE Transactions on Industry. Applications,Vol. 28, No.2, pp343-349, March /April1992.
- [36] Bernard De Fornel, Maria Pietrzak David et Xavier Roboam, De la modélisation à la commande vectorielle du moteur asynchrone, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1. Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, 2000, pp.135-181.
- [37] Philippe Foussier, Contribution à l'intégration des systèmes de commande des machines électriques à courant alternatif. Thèse de doctorat, INSA-Lyon.1998

- [38] Philippe Bastiani, Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine électrique : Application à la traction électrique. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2001
- [39] Uwe Bodeer, Manfred Depenbrock, Georg Gierse, Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A basic for Speed Control Without Speed Measurement. IEEE transactions on Industry Applications, 1992, Vol.28, No.3, pp.581-588.
- [40] Y. A. Chapuis, D.Roye et S. Courtine, commande directe du couple d'une machine asynchrone par contrôle direct de son flux statorique, J. Physy. III, Vol.5, No.6, pp.863-880.
- [41] J.N. Nash, Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, Vol.33, No.2, pp.333-341.
- [42] Takahashi, Y. Ohmori, High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989, Vol.25, No.2, pp.257-264.
- [43] J.K.Kang, S.K. Sul, New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Contant switching Frequency. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, Vol.35, No.5, pp.1076-1082.
- [44] Ch. Lascu, I. Boldea, F . Blaabjergied, Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive. IEEE transactions on Industry Applications, 2000, Vol.36, No.1, pp.122-130.
- [45] S-K. Chung, H-S. Kim, C-G. Kim and M-J. Youn, A New Instantaneous Torque control of PM Synchronous Motor for High Performance Direct- Drive Applications. IEEE transactions on Power Electronics, 1998, Vol.13, No.3, pp.388-400.
- [46] M. F. Rahman, L. Zhong, K.W. Lim, A Direct Torque-Controlled Interior Permanent magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening. IEEE transactions on Industry Applications, 1998, Vol.34, No.6, pp.1246-1253.
- [47] Guy Séguier et Francis Milsant, Électrotechnique industrielle, 3ème édition- Lavoisier technique et Documentation année 2006.
- [48] Marino R., Peresada S., et Valigi P., Adaptative input -output linearizing control of induction motors. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No.2, 208-221, February 1993.
- [49] De Luca A. et Ulivi G., Design of an exact nonlinear controller for induction motors. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, No.12, pp.1304-1307, December 1989
- [50] Jean Luc Thomas, Problématique industrielle, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1. Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, pp. 27-68, 2000.

- [51] Xavier Roboam, Bernard De Fornel et Maria Pietrzak David, Lois de commande de couple du moteur asynchrone, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1. Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, 2000, pp.183-216.
- [52] Bernard De Fornel, Modélisation dynamique des machines asynchrones, Chapitre du livre Modélisation contrôle vectoriel et DTC Modèles pour la commande des actionneurs électriques, Jean Paul Louis, Sermes Sciences Publications, 2004, pp.215-287.
- [53] Franck Morand, Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la Commande des machines asynchrones. Thèse Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon. 2005.
- [54] Tarek Boumegoura Recherche de signature électromagnétique des défauts d'une machine asynchrone et Synthèse d'observateurs en vue du diagnostic. Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2001.
- [55] Rosendo Peña Eguiluz, Commande algorithmique d'un système mono - onduleur bimachine asynchrone destinée à la traction ferroviaire. Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [56] P.F. Albrecht, J. C. Appiarius, R. M. McCoy, E. L Owen, and D. K. Sharma, Assessment of the reliability of motors in utility applications-Updated, IEEE Transactions on Energy conversion, vol. EC-1, no. 1, pp. 39-46, March 1986.
- [57] V. Devanneaux, B. Dagues, and J. Faucher, An Accurate Model of Squirrel Cage Induction Machines Under Stator Faults. Electrimacs 2002, August 18-21.
- [58] Roland Casimir Diagnostic des machines asynchrones par reconnaissance de formes, Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon, 2003.
- [59] Olivier Ondel, Diagnostic par reconnaissance des formes : Application à un ensemble Convertisseur -Machine Asynchrone, Thèse de Doctorat, École centrale de Lyon, Octobre 2006.
- [60] Boukhelifa Akkila, Fiala Bachir, Ibtouen Rachid and Touhami Omar, Stator Faults in Induction machine and its Influence on the Vector Control, International Conference on Electric power Systems, High Voltages, Electric Machines, Tenerife, Spain, pp.214-219, December 16-19, 2006.
- [61] Boukhelifa Akkila, Fiala Bachir, Ibtouen Rachid and Touhami Omar, Modelling and simulation of a stator Faults in Induction machine and its Influence on the Vector Control, pp.175-181, WSEAS TRANSACTIONS ON CIRCUITS and SYSTEMS, Issue 1, Volume 6, January 2007.
- [62] Henrik Mosskull, Robust control of an induction motor drive. Doctor of Philosophy thesis, Automatic control, School of Electrical engineering, Royal Institute of Technology (KTH), Stockholm, Sweden, 2006.
- [63] Jellassi K. Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté, These de doctorat, INPT, Toulouse 1991.

- [64] Matsuo T., Blasko V., Moreira J. C, and Lipo. T.A., Field oriented control of induction machines employing rotor end ring current detection. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.9, N°6, pp. 638-645, 1994.
- [65] Bose B. K., Power electronics and AC drives, Prentice Hall, Nem Jersey, Chapitre 7, pp. 264-291, 1986.
- [66] Yoon. M.K and Sauh. S.K, various parametric effects on temperature rise of TEFC induction motors, Proceedings of the KSME Fall annual Meeting B, pp. 781-785, 1995.
- [67] Sang-Houn Kim and Seung - Ki Sul, Maximum Torque Control of induction Machine in the Field Weakening Region, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, N°.4, July/August 1995, pp. 787-794.
- [68] Sang-Houn Kim and Seung - Ki Sul, Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an induction Machine in the Field Weakening Region, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.44, N°.4, August 1997.
- [69] Jul-Ki Seok and Seung - Ki Sul, Optimal Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux -Weakening Region, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, N°.4, July 1999, pp. 700-708.
- [70] Lennart Harnfors, Kai Pietiläinen and Lars Guetmar, Torque Maximizing Field-Weakening control: Design, Analysis, and Parameter Selection, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.78, N°.1, February 2001, pp.161-168.
- [71] A. Boukhelifa, M. kherbouche, A. Cheriti R., Ibtouen O. Touhami and R. Tahmi Stator current minimization in induction machine. Best-of book of the AMSE 2004, The international Conferences, pp50-58.
- [72] A. Boukhelifa, M. kherbouche, A. Cheriti R., Ibtouen and O. Touhami, Stator current minimization by field optimization in induction machine, The International Conference on Electrical Electronic and Computer Engineering, Cairo, Egypt, 2004.
- [73] Ramin Monajemy, Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, PHD, Faculty of the Virginia polytechnic Institute, 2000.
- [74] Jingchuan Li, M.S.E.E, Adaptive sliding mode observer and loss minimization for sensorless field orientation control of induction machine, PHD thesis, Ohio state University, 2005
- [75] Emil Levi, Impact of Iron Loss on behavior of Vector Controlled Induction machines, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No.6, November/December 1995, pp 1287-1296.
- [76] Emil Levi, Matija Sokola, Aldo Boglietti and Michele Pastorelli, Iron Loss in Rotor-Flux-Oriented Induction Machines : Identification, Assessment of

- Detuning, and compensation. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.11, No.5, September 1996, pp 698-709
- [77] Emil Levi, Adoum Lamine and Andrea Cavagnino, Detuned operation Of Vector Controlled Induction maChines due to Stray Losses,IAS 2005, pp500-507.
- [78] Emil Levi,Adoum Lamine and Andrea Cavagnino, Impact of Stary Losses On vector Controlled Accuracy in Current-Fed Induction Motor Drives, IEEE Tansactions On Energy Conversion, Vol., 21, N0.2, June2006.
- [79] A.E. Fitzgerald, C.Kingsley, Jr. and, S.D. Umans, Electric Machinery, book, McGraw-Hill International Book Compagny, fourth edition 83.
- [80] Frédéric Lacasagne, Étude et Parallélisation de Méthodes d'Optimisation Directes: Application à la Programmation Dynamique et au simplexe non linéaire. Thèse de doctorat en Automatique, Université Paul Sabatier, Toulouse, 1994.
- [81] Jon Min Lee, A study on architecture, Algorithms and applications of approximate Dynamic Programming based approach to optimal control. PHD Thesis, School of Chemical and Biomolecular Engineering Georgia Institute of technology July 2004.
- [82] Bellman. R. E, Dynamic Programming, New Jersey, Princeton University Press, 1957. pp 83.
- [83] Robert D. Lorenz, and Sheng-Ming Hang, Efficiency-optimized flux trajectories for closed-cycle operation of field-orientation induction machine drives, IEEE 574-580 Vol. 28 N°3, May/June 1992.
- [84] Jaein Choi, Algorithmique frame work for improving heuristics in stochastic, stage_wise optimization problems. PHD Thesis, School of Chemical and Biomolecular Engineering Georgia Institute of technology, November 2004.
- [85] A. Boukhelifa, A. Cheriti R., Ibtouen and O. Touhami, Stator Current minimization for a field Oriented Controlled induction machine, International International conference on electrical electronic and Review of Electrical Engineering (IREE), pp 510-515, Vol.1 N.4, September-October 2006.
- [86] Boukhelifa Akkila, Cheriti Ahmed, Ibtouen Rachid and Touhami Omar, Current minimization for a field-Oriented Controlled Induction Machine Using Dynamic Programming Method and Parameter Sensitivity , WSEAS TRANSACTIONS ON CIRCUITS and SYSTEMS, pp 837-842, Issue 6, Volume 5, June 2006.